

- I nuovi amplificatori stereo per auto da 30 + 30 W
- Orologio digitale Bandridge
- Digitale - Microcomputer
- Oscilloscopio da 3"
- Duplicatori di tensione
- Famiglia logica CMOS e suoi impieghi
- La musica elettronica
- Indicatore digitale di sintonia
- Nuovi prodotti

**INDICATORE
DIGITALE
DI SINTONIA**

**LA MEMORIA
AD ACCESSO
CASUALE**

**COMPANDER
STEREO HI-FI**



SIEMENS

primo, secondo, terzo, svizzera, montecarlo... ma anche: tele x, tele y, tele z, eccetera



Con i nuovi elementi minicaset "si prendono" tutte le TV private!

Per soddisfare ogni esigenza nel settore della ricezione

televisiva pluricanale, la Siemens ha progettato una serie di nuovi elementi che completano il suo sistema "minicaset", già noto e apprezzato nel campo degli impianti centralizzati d'antenna. Tali elementi consentono di ricevere e di amplificare adeguatamente i segnali delle TV private.

Il nuovo centralino minicaset e le sue eccezionali prestazioni

In un complesso organico e compatto, il nuovo centralino "minicaset" assicura le seguenti prestazioni:

- la selezione dei canali da ricevere

- la regolazione dei livelli dei segnali d'antenna
- il by-passaggio dei segnali d'antenna (da una sola antenna è quindi possibile - con una perdita esigua - prelevare più segnali da utilizzare contemporaneamente)
- la preamplificazione canalizzata con taratura del canale prescelto sul



- luogo d'impianto
- la conversione dei programmi non compatibili
- la miselazione direzionale dei canali distribuiti
- l'amplificazione totale attraverso la differenziazione delle bande VHF/UHF
- la regolazione indipendente dei livelli di banda
- la distribuzione contemporanea lineare di oltre 25 canali.

Il nuovo centralino "minicaset" Siemens mette in grado l'installatore di risolvere qualsiasi problema di impianto e garantisce all'utente la ricezione di ogni segnale.

Per qualsiasi informazione, vi preghiamo di rivolgervi direttamente alla Siemens Elettra S.p.A., 20124 Milano, Via Fabio Filzi 25/A, Tel. (02) 6248
Divisione sistemi e componenti elettronici - Reparto A 202

nuovi componenti minicaset: per chi vuole un'antenna che "prende" tutto!

PM 5133 · PM 5134

Due strumenti con un comune denominatore: qualità superiore



PM 5133

Le motivazioni che inducono alla scelta di un generatore di funzioni possono differire da tecnico a tecnico, ma il denominatore comune è la richiesta di miglior qualità.

Esempi perfetti di questa qualità superiore sono i due generatori di funzioni Philips PM 5133 e PM 5134.

Il PM 5133 copre una banda di frequenza da 10 MHz a 2 MHz e permette uno sweep di oltre 4 decadi sia lineare che logaritmico, interno o esterno.

Il PM 5134 ha una banda più estesa: da 1 MHz a 20 MHz sia in funzionamento normale che con controllo a cristallo. La frequenza di modulazione AM e FM è variabile.

L'uscita può essere accuratamente regolata sia in ampiezza che in frequenza ed i valori vengono letti su un indicatore da 3 1/2 digits.

Queste sono alcune prerogative dei due strumenti PM 5133 e PM 5134.

Se desiderate maggiori chiarimenti contattateci direttamente o spediteci l'accluso coupon.

Desidero ulteriori informazioni sul

PM 5133 PM 5134

Nome _____

Indirizzo _____

Telefono _____



PM 5134



Philips S.p.A.
Divisione Scienza & Industria
Viale Elvezia, 2 - MONZA
Tel. (039) 36.35.248

Filiali: BOLOGNA (051) 493.046
CAGLIARI (070) 666.740
PADOVA (049) 632.766
ROMA (06) 382.041
TORINO (011) 21.64.121
PALERMO (091) 527.477

PHILIPS

Esposizioni Internazionali dell'Automazione
...1979 Parigi "MESUCORA"... 1980 Dusseldorf "INTERKAMA"

1981 MILANO - B.I.A.S.

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



Fiera di Milano 6-10 ottobre 1981

17° Convegno Mostra Internazionale
dell'Automazione Strumentazione e Microelettronica

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

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

in concomitanza con la 7° RICH e MAC '81

EDITORE
Jacopo Castelfranchi

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

DIRETTORE TECNICO
Piero Soati

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

CAPO REDATTORE
Sergio Cirimbelli

REDAZIONE
Daniele Fumagalli
Marta Menegardo
Tullio Lecchini

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Filippo Pipitone
Angelo Cattaneo
Lorenzo Barriale

CONTABILITA'
Roberto Ostelli
Maria Grazia Sebastiani
Antonio Taormino

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Patrizia Ghioni
Rosella Cirimbelli
Luigi De Cao

CORRISPONDENTE DA ROMA
Gianni Brazzoli

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Lodovico Casclanini
Sandro Grisostolo
Giovanni Giorgini
Amadio Gozzi
Michele Michelini
Gloriano Rossi
Domenico Serafini
Lucio Vianini
Giuseppe Contardi
Vita Calvaruso

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero:
Reina & C. S.n.c.
Via Ricasoli, 2 - 20121 Milano
Tel. (02) 803 101 - 866 192
805 09 77 - 864 066
Telex 318213 BRUS I

Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 18704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 928-9552

**DIREZIONE, REDAZIONE,
AMMINISTRAZIONE**
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 81.72.671 - 61.72.641

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

Stampa: P.I.E. CART
Vallà di Riese Pio X (Treviso)

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 2.500
Numero arretrato L. 3.500
Abbonamento annuo L. 30.000
Per l'estero L. 30.500

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

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

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



Menile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana



Sommario

NEWSLETTER	6
MARKET	
I nuovi amplificatori stereo per auto da 30 + 30 W - (I parte)	12
Orologio digitale Bandridge	18
HI-FI REALIZATION	
Compander stereo HI-FI	22
μ COMPUTER	
La memoria ad accesso casuale - (II parte)	39
Digitale - Microcomputer	46
TEST-LAB	
Oscilloscopio da 3" - (IV parte)	79
Duplicatori di tensione	83
DIGITAL COMPONENTS	
Famiglia logica CMOS e suoi impieghi	89
ELECTRONIC MUSIC	
La musica elettronica	104
KIT	
Indicatore digitale di sintonia	110
LETTERS	
I lettori ci scrivono	117
NUOVI PRODOTTI	122

La Tatung (Formosa) in Europa

Una ditta televisiva di Formosa, la Tatung Company, ha deciso di diversificarsi industrialmente verso l'Europa. Trattative sono state intavolate con la Decca e la nuova casa madre di questa azienda, la Racal, per rilevare impianti ed attrezzature da questa posseduti per la fabbricazione di televisori.

Trattasi di attività per un valore stimato in oltre due miliardi di lire. È stata avanzata la proposta di una joint-venture al 90% Tatung e al 10% Decca. La società orientale è seriamente intenzionata ad insediarsi produttivamente in Europa. Per tale motivo essa stava conducendo delle negoziazioni con le autorità irlandesi prima che le si offrisse la possibilità di rilevare uno stabilimento già equipaggiato. L'attivazione di un impianto nel Vecchio Continente viene ritenuto cruciale dalla Tatung di fronte alla aggressività assunta dai giapponesi e dai coreani. La società ha già un impianto per il montaggio di televisori in California con una capacità di 60.000 apparecchi all'anno. Al di fuori di Formosa essa dispone di un impianto di tubi catodici a Singapore e di uno stabilimento di TVC ad Hong Kong. In Europa la Tatung conta di vendere nel 1982 da 400 a 500 mila apparecchi PAL, per metà prodotti in loco e per la restante parte importati. La Tatung aveva cominciato con l'acciaio ed adesso è una piccola conglomerata. Conta 25.000 dipendenti, 62.000 azionisti e nel 1980 ha fatturato per oltre 500 miliardi di lire, con un incremento del 30% rispetto all'anno prima.

Un codice per l'autoregistrazione di programmi televisivi

Una nuova tecnica per la memorizzazione su videoregistratore a cassette di programmi televisivi è in corso di messa a punto in Germania ad opera della Blaupunkt Werghe GmbH del gruppo Robert Bosch. Tale procedimento risulterebbe più semplice e facile da gestire rispetto a quello basato sulla programmazione della data e dell'ora di trasmissione. Al finanziamento del progetto partecipa anche il ministero della Ricerca e della Tecnologia essendovi da parte della Blaupunkt l'impegno a rendere disponibili i risultati delle due ricerche a tutti gli altri produttori nazionali di televisori nel quadro degli sforzi in atto per reagire alla grande offensiva lanciata dai fornitori giapponesi.

Alla nuova idea i tecnici della Blaupunkt stanno lavorando già da qualche tempo ma la sua traduzione in chiave commerciale richiederà un paio di anni circa, sempre che gli enti televisivi decidano di collaborare all'iniziativa ed alla sperimentazione del sistema digitale di identificazione.

Per dare pratica implementazione a questo innovativo concetto occorrono due cose: un decodificatore, negli apparecchi della prossima generazione sarà incorporato mentre ai TVC convenzionali può essere collegato con una spesa stimabile intorno al centinaio di migliaia di lire, e naturalmente di un videoregistratore. Altro elemento saliente del sistema è un codice digitale, o elemento di identificazione, da trasmettere insieme ai programmi televisivi. Tale codice andrà reso pubblicamente noto inserendolo nelle guide riservate ai programmi radiotelevisivi si da dare a ciascuno di questi la sua identificazione. Formato da 16 bit di dati il codice indica la data della trasmissione, il paese e l'emittente di origine e il tipo di programma.

L'utente-spettatore deve solamente inserire nella memoria il codice o i codici dei programmi da registrare, ci penserà il decodificatore ad identificarli e a mettere automaticamente in funzione il videoregistratore. Per l'operazione di "code entry" ci si avvale di una tastiera simile a quella usata per azionare il telecomando.

Prodotti video: Europa batte U.S.A.

Nel periodo 81/85 si assisterà ad una eccezionale esplosione nel consumo di prodotti videocasalinghi, a cominciare dai videoregistratori a cassette. Escludendo i televisori a colori una indagine della Mackintosh Consultants valuta che in Europa si realizzerà a più che un raddoppio nelle vendite, che saliranno a 3,2 miliardi di dollari, mentre negli Stati Uniti la domanda raddoppierà portandosi sopra i 2,5 miliardi di dollari. I videoregistratori (casalinghi, portatili, miniatura, etc.) costituiranno il prodotto largamente più ricercato, equivalendo, alla metà del decennio, rispettivamente al 60% e al 65% dell'intero mercato americano ed europeo degli articoli videografici (vedere tavola). Anche i sistemi a videodisco si comporteranno bene. In questo caso il consumo sarà maggiore oltre-Atlante che nel Vecchio Continente; le previste rispettive quote saranno del 12% e del 6,5%. Se però le percentuali si traducono in cifre quantitative allora si nota che il divario risulta meno marcato: 300 contro 208 milioni di dollari.

All'interno di detto mercato vi è poi una sottocategoria di prodotti che va sotto il nome di "electronic photography": comprende registratori portatili, miniaturizzati, telecamere e videotelecamere con incorporato il dispositivo di registrazione. Il loro peso varia secondo lo studio, dai 570 milioni di dollari degli Stati Uniti agli 830 milioni di dollari dell'Europa.

Tali valutazioni si riferiscono al 1985, data alla quale le vendite di TVC ammontano rispettivamente a 7,8 e 5 miliardi di dollari.

Il rapporto della società inglese di ricerche di mercato, che nell'occasione sembra dimostrarsi piuttosto partigiana nella diagnosi dei consumi, si sofferma poi lungamente sulle aspettative che circondano i videoregistratori a cassette il prodotto principe e quello attorno al quale muovono quasi tutti gli altri. Come i dati anzitutto dimostrano la esistenza di sistemi incompatibili non influenzerà negativamente il mercato. I tre sistemi base (il Betamax della Sony, il VHS della JVC e il V2000 della Philips/Grundig) coesisteranno. La ragione è semplice: gli utenti registreranno i loro programmi per il loro uso interno e pertanto non fa grande differenza la macchina ed il formato usati. Meno campanilistiche le previsioni avanzate dalla Mackintosh sulle possibilità di successo dei due sistemi di videoregistrazione su cassette ideati in Europa: il ricordato V200 ed il formato LVR (Line Video Recording) della BASF. Quest'ultimo viene attualmente promosso dal gruppo tedesco negli USA dove esso ha anche attrezzato un impianto per la fabbricazione degli apparecchi.

Nello scenario costruito dalla società inglese, invece, la Philips sarebbe partita troppo tardi con il sistema V2000. Si tratta di un valido prodotto, precisa il rapporto, ma difficilmente la casa olandese e la sua spalla tedesca riusciranno ad imporlo sui sistemi giapponesi. Ciò vale sicuramente per il mercato americano, dove la consociata Magnavox costruisce e vende su licenza apparecchi VHS, ma anche per i Paesi del Sud Europa e la Gran Bretagna.

Fra formato VHS e Betamax la Mackintosh è del parere che il primo riscuota migliori possibilità di mercato. Esso viene già ora venduto sotto 14 marche in luogo delle 6 del Betamax.

La tavola illustra la ripartizione del mercato dei prodotti videografici di consumo secondo la Mackintosh Consultants ad esclusione dei TVC. Le valutazioni, che si riferiscono al 1985, sono in milioni di dollari.

	EUROPA	USA
<i>VCR portatile</i>	832	575
<i>VCR miniatura</i>		
<i>Videotelecamera</i>		
<i>VCR casalinghi</i>	1264	675
<i>Sistemi a videodisco</i>	208	300
<i>Grossi schermi di proiezione televisiva</i>	128	350
<i>Videocassette</i>		
TOTALE	3200	2500

Il Giappone si sarebbe impegnato di fronte ad esponenti della Comunità Economica Europea ad esportare meno televisori. Non sono stati formulati dati quantitativi e l'accordo, per il momento, è di massima. I più soddisfatti sembrano gli industriali tedeschi. La moderazione nelle esportazioni promessa dai giapponesi, resasi necessaria anche per la rivalutazione dello yen e per adattarsi ai nuovi standard entrati in funzione nella RFT, dovrebbe infatti avvantaggiare quei produttori, fra i più aggressivi in Europa. L'incontro fra rappresentanti della CEE e dell'industria nipponica ha invece lasciato irrisolto il problema dei tubi per televisori. Il dialogo con la Corea del Sud accusata dall'Associazione europea di prodotti consumer di vendere al Vecchio Continente televisori portatili in bianco/nero ad un costo di un quinto circa inferiore rispetto alla quotazione praticata internamente. Un caso di antidumping dunque, divenuto nel giro di un quinquennio assai vistoso. La suddetta Associazione ritiene infatti che gli apparecchi importati dalla Corea siano passati da 120 mila del 1976 a 814 mila nello scorso anno.

**Da 120 a 814 mila
l'import di TV
dalla Corea**

**SCONTO 10%
AGLI ABBONATI**

Libri Jackson.



IL BUGBOOK I

Esperimenti sui circuiti logici e di memoria utilizzanti circuiti integrati TTL. Dal segnale digitali al tri-stato, al bus, alla memoria a semiconduttori.
L. 18.000 (Abb. L. 16.200) **Cod. 001A**

IL BUGBOOK II

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

IL BUGBOOK IIa

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

IL BUGBOOK III

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

ESPERIMENTI CON TTL e 8080A

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

ESPERIMENTI CON TTL e 8080A

già BUGBOOK VI
Completa la trattazione del Bugbook V.
L. 18.000 (Abb. L. 17.100) **Cod. 006A**

IL BUGBOOK VII

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

CORSO DI ELETTRONICA FONDAMENTALE CON ESPERIMENTI

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

COMPREDERE L'ELETTRONICA

ALLO STATO SOLIDO

Corso autodidattico in 12 lezioni per comprendere tutti i semiconduttori e il loro funzionamento in sistemi elettronici.
L. 14.000 (Abb. L. 12.800) **Cod. 202A**

INTRODUZIONE PRATICA ALL'IMPIEGO

DEI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI
I circuiti integrati digitali finalmente "demistificati!"
L. 7.000 (Abb. L. 6.300) **Cod. 203D**

SC/MP

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

LESSICO DEI MICROPROCESSORI

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

INTRODUZIONE AL PERSONAL E BUSINESS COMPUTING

Un'introduzione esauriente e semplice al mondo del microcomputer, dalle ROM e RAM, alla programmazione, al dimensionamento, alle periferiche.
L. 14.000 (Abb. L. 12.800) **Cod. 303D**

IL LIBRO DEL PRINCIPIANTE

Introduzione al microcomputer Vol. 0
Corso per neofiti, dà con una tecnica a "cartoni animati", una visione d'insieme su calcolatori ed elaboratori.
L. 14.000 (Abb. L. 12.800) **Cod. 304A**

IL LIBRO DEI CONCETTI FONDAMENTALI

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

PRACTICAL MICROPROCESSORS

Hardware, Software e ricerca guasti!
In 20 lezioni complete di esperimenti, il primo manuale essenzialmente pratico, curato dalla Hewlett Packard che insegna tutto sui microprocessori.
L. 35.000 (Abb. L. 31.500) **Cod. 306B**

PRINCIPI E TECNICHE DI ELABORAZIONE DATI

Un corso per l'autoapprendimento dei principi base del flusso e della gestione dei dati in un sistema di elaborazione.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 308A**

NANOBOOK Z80 VOL. 1

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

NANOBOOK Z80 VOL. 3

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

DBUG - Un programma interprete

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

TECNICHE DI INTERFACCIAMENTO

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



GRUPPO ED

DI

Tutti "Best-seller"



ELEMENTI DI TRASMISSIONE DATI

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

IMPIARIAMO A PROGRAMMARE IN BASIC CON LO ZX-80

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

I MICROPROCESSORI Dal chip ai sistemi

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

LA PROGRAMMAZIONE DELLO Z8000

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

TEA

Un Editor Assembler Residente per 8080-8085

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

PROGRAMMAZIONE DELL'8080 E PROGETTAZIONE LOGICA

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

PROGRAMMAZIONE DELLO Z80 E PROGETTAZIONE LOGICA

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

8080A/8085 - Z80

Programmazione in linguaggio assembly

Una panoramica completa sul relativo linguaggio assembly con in più gli strumenti di debugging e testing ed esempi pratici.
L. 24.000 (Abb. L. 21.800) **Cod. 323P**

IL TIMER 555

Oltre 100 circuiti pratici e numerosi esperimenti per conoscere ed utilizzare questo leggendario I.C.
L. 8.600 (Abb. L. 7.740) **Cod. 801B**

LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CON ESPERIMENTI

Tutto ciò che è necessario conoscere sugli op-amp, per mezzo della sperimentazione.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 802B**

LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI

Per conoscere e progettare, attraverso numerosi esperimenti, una varietà di filtri attivi, adatta ad ogni esigenza.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 803B**

LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI PLL CON ESPERIMENTI

Tutto ciò che è necessario sapere sui circuiti Phase Locked Loop con 15 esperimenti da laboratorio.
L. 14.000 (Abb. L. 12.800) **Cod. 804H**

GUIDA AI CMOS CON ESPERIMENTI

Teoria, caratteristiche, norme di progetto e 22 esperimenti con i CMOS.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 805B**

MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO-TV

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

AUDIO HANDBOOK

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

AUDIO E HI-FI

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

EDITORIALE JACKSON
VISIONE LIBRI.

PER ORDINARE QUESTI LIBRI
UTILIZZARE L'APPOSITO
TAGLIANDO INSERITO
IN QUESTO FASCICOLO

L'industria mondiale della televisione sta assumendo un nuovo volto. Dopo anni di abbandono e dopo un decadimento durato quasi un decennio essa va rivitalizzandosi e rivalutandosi, spesso in maniera violenta. La trasformazione di cui è investita ha del drammatico e dell'euforico, al punto da far ritornare alla mente i momenti di splendore vissuti all'inizio degli anni Sessanta con l'avvio dell'allora boom degli apparecchi in bianco/nero e dei primi ricevitori a colori.

L'attuale trasformazione dell'industria televisiva in un business dalle prospettive completamente nuove viene fatto risalire dagli esperti alla confluenza di due fenomeni: uno sociologico ed uno tecnologico. L'utenza, vecchia e nuova, solamente adesso sta rendendosi conto dell'esistenza di questo fenomeno. Anche gli esperti di marketing e di sociologia da pochissimo tempo hanno iniziato a studiare il perché un numero sempre maggiore di consumatori si dimostri vieppiù propenso a spendere per prodotti come TVC piuttosto che in beni come l'auto e gli elettrodomestici bianchi. Sotto l'aspetto squisitamente tecnologico è diventato possibile, ed ancora di più lo sarà in futuro, aumentare le capacità di divertimento del televisore e al tempo stesso trasformare il ricevitore televisivo in uno strumento per il riciclaggio delle informazioni, di qualsiasi natura esse siano.

In pratica da una situazione inizialmente caratteristica da una presa attraverso cui visionare da uno a pochissimi programmi radiodiffusi, l'odierno televisore si presta ad una varietà di collegamenti. È aumentato, e considerevolmente, il numero di programmi ricevibili via etere; a questi vanno aggiunti quelli ricevibili via cavo e/o richiedibili a pagamento.

All'apparecchio televisivo, opportunamente adottato o di nuova progettazione, possono poi collegarsi i seguenti prodotti: videoregistratori a cassette, sistemi a videodisco, telecamere, antenne per captare segnali diffusi via satellite, videogames, personal computers, sistemi di alta fedeltà e qualcos'altro ancora. Si varia da strumenti di basso costo, come i videogames di cui si possono trovare sul mercato anche modelli di poche decine di migliaia di lire, a sistemi di 5-10 milioni di lire ed oltre come gli home computer e le antenne per ricevere direttamente dai satelliti.

Con il revival l'utente non è più costretto ad accettare ciò che il "convento passa" ma può decidere cosa e quando guardare. Di tutti i suddetti numerosi e non ancora definiti elementi il televisore rappresenta il punto di incontro ed il comune denominatore. Se il TVC non fosse stato inventato bisognerebbe inventarlo altrimenti non potrebbero esistere tutti quegli altri apparecchi elencati o la loro esistenza non rivestirebbe quella importanza che invece hanno. I produttori di televisori si sono inoltre resi conto di essere stati investiti di nuove e promettenti missioni industriali consistenti appunto nel produrre tutta quella gamma di invenzioni sopraenumerata.

Da qui l'operazione rilancio di una industria giunta al più alto livello di saturazione e da alcuni data come spacciata quanto a possibilità di ulteriori reali sviluppi. Guardando alla situazione di un decennio fa ci si rende d'altronde conto che gli operatori del settore hanno subito uno sfortimento quasi drammatico. Sono quasi del tutto scomparsi i piccoli fabbricanti ma anche fra grossi non sono mancati i disimpegni. La situazione resta ancora molto fluida, specie in Paesi come l'Italia e dalle connotazioni economiche affini, ma il processo di trasformazione è un fatto incontrovertibile. Per avere un riscontro si può guardare alla realtà americana. Soltanto un anno fa c'era unanimità di consensi intorno alla flessione nel consumo di TVC, in sintonia con l'atteggiamento largamente diffuso di caduta per auto ed elettrodomestici. Il 1980 ha invece riservato molte sorprese.

Esso ha confermato la prevista crisi congiunturale per i suddetti due ultimi prodotti mentre, fra la sorpresa generale, la domanda di TVC ha conosciuto una impennata del 9%. I televisori venduti sono assommati a 10,2 milioni di unità, un livello eccezionale e di una frazione inferiore al livello degli anni record. Qualcuno, ironicamente, fa fatto osservare che la General Telephone & Electronics forse sta mordendosi le mani per avere ceduto in periodi diversi ma ravvicinati le proprie attività in questo settore alla Philips (quelle americane) e alla francese Thomson (quelle europee).

Gli stessi motivi che nello scorso anno hanno impresso una svolta storica al business televisivo continueranno nel corrente e nei prossimi anni a generare una quantità maggiore di vendite. Le nuove tecnologie stimolano l'utenza alla sostituzione anelando i possessori ad avere in casa apparecchi capaci di offrire una migliore qualità dell'immagine e prestazioni più elevate. L'aumentata utilità del televisore, inol-

tre, stimolerà le famiglie ad acquistare apparecchi addizionali. Insieme questi due fattori contribuiranno a far salire negli Stati Uniti, ma non solo laggiù, le forniture di ricevitori a colori a 13-14 milioni di pezzi entro il 1985. A 15 milioni secondo gli esperti più votati all'ottimismo. Un bel vendere non c'è che dire.

Saranno in grado i pochi ma navigati costruttori americani di gestire questo sviluppo oppure dovranno cedere altro terreno ai sempre più affermati ma bravi fornitori giapponesi? Una risposta alla domanda non si prospetta facile pur non mancando al riguardo varie ipotesi, a volte con un elevato grado di attendibilità.

Durante gli anni settanta i giapponesi hanno invaso il mercato americano con prodotti di basso costo e con apparecchi portatili. Nel 1976 uno su tre televisori venduti era importato dal Giappone. Oggi gli Stati Uniti importano meno televisori perchè i gruppi giapponesi si sono creati propri impianti sul suolo americano, costruendoli ex-novo oppure acquistandoli da società in procinto di disimpegnarsi.

Alla politica delle acquisizioni i gruppi americani hanno risposto riducendolo o annullando i divari di qualità e di affidabilità al punto da pareggiare o quasi il confronto con i loro più diretti avversari. La General Electric, nel 1977 essa stessa sul punto di abbandonare il settore ed oggi invece in fase di rapida ascesa, è convinta che i giapponesi non abbiano più titoli per accrescere la loro presenza sul mercato americano. I primi cinque di questo mercato sono attualmente: la RCA con una quota del 21%, analoga a quella della Zenith; al terzo posto, dopo il recente acquisto delle linee Sylvania e Philco dalla GTE, si è insediata la Philips con una quota del 15%. Seguono la General Electric con l'11% e la Sanyo con il 7,5%. Bastano questi pochi dati per rendersi conto che l'industria, nell'evolversi, sta diventando un oligopolio controllato da pochi grossi gruppi. La competizione inoltre si sposterà dai prezzi, sui quali è stata combattuta fino ad oggi, alla qualità, alle prestazioni e verso altre caratteristiche tecniche. I prezzi sono pertanto destinati a crescere. Secondo James Magid, un esperto di consumer della L.F. Rothschild, Unterberg & Towbin di New York, nel 1986 il prezzo base di un TVC non sarà inferiore a 1500 dollari. Mediante i prezzi, sempre per citare la stessa fonte, aumenteranno intorno al 5% all'anno in luogo dell'1-2% registrato negli scorsi anni. I profitti dovrebbero ricomparire dopo essere stati soggetti ad una continua limatura e, in qualche caso, essere venuti meno. "Se abbiamo deciso di acquistare le attività della GTE, osservano i manager della Philips, lo abbiamo fatto in primo luogo nella convinzione di poter rientrare dall'investimento realizzando una adeguata profittabilità". Una testimonianza eloquente del mutato clima che regna in questo momento all'interno dell'industria televisiva.

I TELEVISORI A COLORI NEGLI U.S.A. (MIGLIAIA DI UNITA', MILIARDI DI DOLLARI)					
<i>ANNO</i>	<i>IMPORTATI</i>	<i>PROD. USA</i>	<i>TOTALE</i>	<i>INCREMENTO %</i>	<i>VALORE</i>
1972	1318	7527	8845	—	2,83
1975	1215	5004	6219	— 26	2,12
1976	2834	5360	8194	+ 32	2,86
1977	2539	6802	9341	+ 14	3,27
1978	2775	7899	10674	+ 14	3,74
1979	1369	8674	10042	— 6	3,62

La Philips Gloeilampenfabrieken è più che mai decisa a non lasciarsi prendere la mano dai giapponesi sul mercato europeo dei videoregistratori a cassette. Il gruppo olandese ha più volte manifestato l'intenzione di volere mirare alla conquista di circa la metà di detto mercato, smentendo così coloro che non si dicono d'accordo. Per resistere e rispondere alle pressioni orientali la Philips si è alleata alla Grundig e, negli scorsi giorni, esso ha deciso di aumentare la capacità produttiva. Allo stabilimento di VCR allestito nelle vicinanze di Vienna si aggiungerà un secondo impianto; è stato scelto di convertire quello di Krefeld, in Germania, dal quale fino ad oggi sono usciti televisori in bianco/nero.

**Un secondo
impianto Philips
per VCR**

I nuovi amplificatori stereo HI-FI per auto da 30 + 30 W

di M. Capella - Prima parte



Questi amplificatori, sono talmente compatti da meritare la definizione di minuscoli; sono tanto semplici da installare che il lavoro può essere eseguito da chi non ha competenza tecnica specifica; sono così brillanti nelle prestazioni da rivaleggiare con i migliori "booster" per impianti domestici, e rendono qualunque automobile un auditorio su ruote!

Non v'è italiano che non ami la musica. Le preferenze sono diverse, com'è ovvio; vi è chi ama il classico e chi no, chi stravede per la lirica e chi la definisce "roba da vecchi", chi predilige il jazz e chi ne parla come "musica da scimmie", e persino il cosiddetto "liscio" romagnolo ha estimatori e detrattori.

Che dire poi delle canzonette? È recente la notizia di un poveretto accoltellato in un bar perchè si era permesso di dire che a parer suo un noto interprete di disco-music era un "cane" (l'aggressore è risultato essere un ammiratore dell'ipotizzato quadrupede). Comunque, tra tanti contrasti, ciò che è vero, è che innumerevoli connazionali suonano qualche strumento, e che quasi tutti o possiedono o vorrebbero possedere un complesso di riproduzione ad alta fedeltà.

Negli ultimi anni, la passione per l'HI-FI ha generato una grossa trasformazione nel settore delle autoradio. Un tempo si pensava che la radio in macchina più che altro

servisse per l'ascolto di comunicati vari, tipo "Giornale radio" e di musicine di sottofondo che potessero un pò allievere la noia dei viaggi.

Oggi, al contrario, il normale utente del ricevitore automobilistico passa da un programma musicale all'altro, e se non sente dei bassi molto nitidi, degli acuti cristallini, dei "pieni" orchestrali trascinantanti, degli "assolo" scanditi, non è contento.

Notiziari e programmi "parlati" sembra che siano molto scaduti d'interesse; infatti, si vendono forse più riproduttori di nastri che ricevitori, e non si tratta di una scelta d'utilità, suggerita dal prezzo, perchè non pochi "suona-nastri", specie se corredati da equalizzatore e amplificatori di potenza, costano di più di un autoradio già buono.

La domanda attuale è musica, musica e ancora musica. I gusti e le usanze impongono che anche una 126 divenga qualcosa di simile all'auditorio dell'Accademia di Santa Cecilia.

Ora, ciò non è molto facile, a ben guardare.

Prima di tutto, la musica, qualunque musica, ha una ben definita *dinamica*, come ben sanno gli appassionati dell'alta fedeltà, quindi, senza l'ausilio di idonee potenze d'uscita ogni brano si "appiattisce"; in più si devono superare i rumori dell'ambiente: il rombo del motore, il rotolio delle gomme, i sibili del vento della corsa. Tutti questi rumori, tra l'altro, aumentano con la velocità, ed è proprio magari lungo una noiosa autostrada che ci si godrebbe volentieri un concerto della musica favorita, ma con la maggiore celerità l'abitacolo diviene più "tonitruante" (è l'esatto termine scientifico!), con un aggrovigliato complesso di vibrazioni, rimbombi, zufoli ed acuti fischiattii.

market



Per "nascondere" o sovrastare il frastuono meccanico, si deve avere una buona potenza musicale ma qui nasce la difficoltà più grossa. Oggi molte autoradio, così come "lettori di nastro" stereo, offrono una potenza massima di 5 + 5W oppure 6 + 6W o simili, ma, ecco il punto, la distorsione di un tipico settore audio di uno degli apparecchi detti, ha l'andamento manifestato dalle curve delle *figure 1 e 2*. In pratica, sino a che le potenze d'uscita sono ridotte, o molto ridotte, la THD percentuale rimane a livelli o molto buoni o sopportabili. Non appena però si porta verso il massimo il volume, la distorsione non sale gradualmente *ma s'impenna*. Basta una

differenza di 0,5 W, per esempio da 4 a 4,5W, per far salire la distorsione dallo 0,6% circa a qualcosa come il 7%!!

Ciò significa che tutti i normali apparecchi devono essere impiegati possibilmente a metà della massima potenza erogabile, tutt'al più ai due terzi, ma mai verso i valori più elevati, altrimenti la riproduzione diviene cacofonica, insopportabile.

Questa limitazione, è in contrasto con l'esigenza di superare i rumori di fondo, e si cade in una situazione apparentemente senza rimedio; o si ascolta male (a causa delle interferenze meccaniche), o si ascolta peggio (a causa delle medesime interferenze più la distorsione!).

Questa era appunto l'antipatica condizione in cui si trovava l'audiofilo-automobilista sino a poco tempo fa.

Come abbiamo fatto notare a chi legge in altri articoli, l'industria elettronica ha però delle "antenne lunghissime", e capta con estrema sensibilità le domande dei possibili utenti; talvolta le previene addirittura!

Nel campo di nostro interesse, l'industria ha avvertito le istanze degli audiofili ed ha prontamente reagito offrendo degli ottimi amplificatori per impiego "mobile". Detti sono solidi, minuscoli, ma erogano delle potenze tali da coprire il rumore di una fonderia con tutte le presse in azione, ad esempio 30 + 30 W, oppure 50 + 50 W o simili. In sostanza, del tutto simili a quelle degli ingombranti "power" per impianti da abitazione.

Diversi lettori ci hanno interpellato per sapere come sono concepiti questi amplificatori, come vanno usati, quali sono le prestazioni reali ecc, quindi abbiamo deciso di soddisfare tali legittimissime curiosità presentando due apparati tipici dalla classe "medio-superiore": i Bandridge - G.B.C. "KC/5130-00" e "KC/5140-00".

In pratica, i due sono estremamente simili; l'unica differenza pratica, è che il primo prevede il controllo a cursore dei toni acuti e bassi, quindi va montato in un punto facilmente raggiungibile sotto il pannello degli strumenti, mentre l'altro non prevede altro controllo che non sia quello d'esclusione, il bypass, quindi lo si può collocare anche in un punto nascosto, se si temono molto i ladri. A proposito di ladri, diremo che le statistiche informano che le apparecchiature più bersagliate sono quelle *sfilabili*, oggi giorno. Anche i grassatori sono divenuti "pigri" ed invece di brandire pinze e cacciaviti, per smontare gli apparati fissi, preferiscono puntare su quelli degli sbadati che dimenticano di estrarli dalle loro "slitte".

Comunque, esponiamo subito le caratteristiche di questi due amplificatori "alternativi":

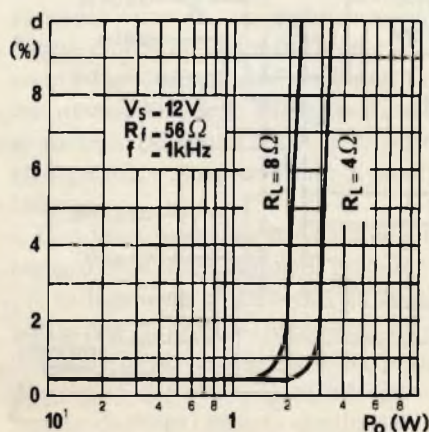


Fig. 1 : Curva dell'andamento della distorsione in funzione della potenza per una comune autoradio. La distorsione, oltre ai 3W cresce repentinamente sino a raggiungere e superare il 10%.

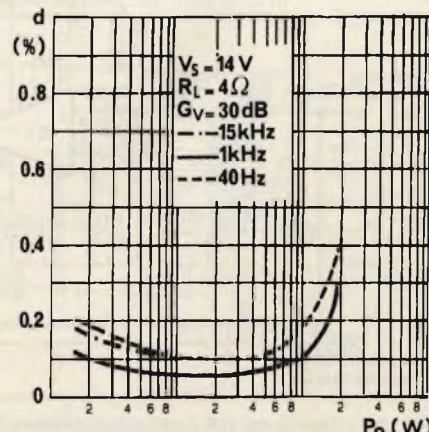
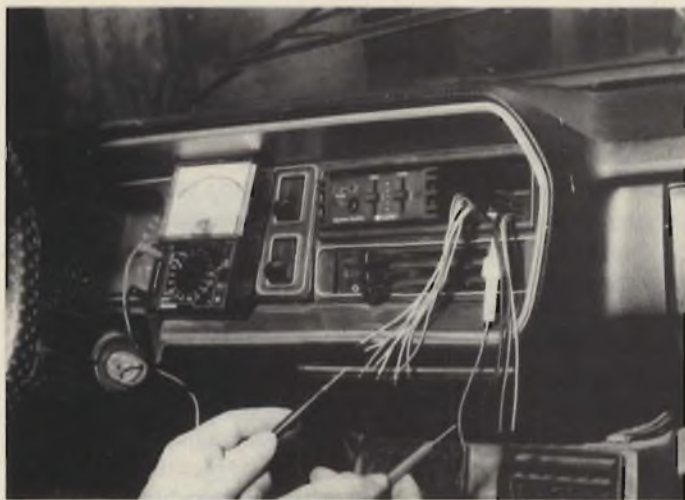


Fig. 2 : Altra curva che dimostra la rapida impennata della distorsione.



Connessioni all'impianto elettrico dell'autovettura. Se vi è il minimo dubbio circa l'efficacia di una presa di massa, o in merito alla validità di un collegamento, è necessario dar di mano ad un tester e procedere alla verifica.



Controllo finale dei collegamenti di un amplificatore "KC/5130-00". L'alimentazione deve essere ricavata "dopo" alla chiave d'accensione, per evitare di spegnere il solo autoradio dimenticando acceso l'apparecchio.

MODELLI KC/5130-00 e KC/5140-00:

Potenza d'uscita: 30 + 30W

Minima impedenza di carico: 4 Ohm.

Risposta in frequenza: 25 ÷ 25.000 Hz (+/- 3 dB).

THD: 0,3%.

Alimentazione: 13,5V con negativo a massa.

Assorbimento: 5A

Dimensioni: 165 x 118 x 40 mm.

NOTA: il modello KC/5130-00 è munito di controlli separati per i toni con gamme di controllo di +/- 12 dB.

Come si vede, i dati che meravigliano di più, sono le potenze comparate con gl'ingombri.

Diciamo subito che i notevoli valori sono ricavati facendo uso di circuiti integrati molto moderni, e che anche le ridotte misure hanno la medesima origine.

Se non aggiungessimo altro, per quel che riguarda la circuiteria, i lettori rimarrebbero certo piuttosto delusi, quindi abbiamo chiesto alla Ditta G.B.C. che distribuisce in esclusiva i prodotti Bandridge, il permesso di pubblicare addirittura gli schemi elettrici completi di valori degli apparecchi. È noto che tutte le Case sono molto riluttanti nel concedere la riproduzione dei circuiti dei prodotti nuovi, ma in questo caso la G.B.C. ha voluto fare un'eccezione, quindi gli schemi appaiono nelle figure 3 e 4.

È da notare che ambedue i circuiti riportano un solo canale, essendo l'altro identico.

Confessiamo che noi stessi eravamo piuttosto curiosi di osservare queste primizie, da un punto di vista tecnico. Il motivo della nostra curiosità era vedere come avevano fatto i progettisti a superare l'handicap comune a tutti gli amplificatori per impiego automobilistico: la bassa tensione d'alimentazione. Infatti, è piuttosto semplice concepire un "power" che eroghi 30, 60 o 100W o il valore che si vuole, se non vi sono vincoli di alimentazione e si possono impiegare, poniamo, 40V, oppure 60V, o 90V. Al contrario, con 12-13V, conseguire delle potenze rilevanti è tutt'altro che facile.

Osservando lo schema di figura 3 (KC/5140-00), si nota che ingegnosamente, i progettisti della Bandridge hanno aggirato la difficoltà collegando "a ponte" gli IC di potenza. Questo tipo di collegamento è dal notevole interesse perchè non raddoppia la potenza ricavabile da ciascuna coppia di IC come ci si potrebbe attendere, ma la quadruplica. Ecco il "truccetto" che ha permesso di ottenere 30W per canale con una circuiteria tutto sommato semplice e con 12V di alimentazione!

A parte la connessione detta, i circuiti sono tipici per gl'impieghi degli IC, e molti noteranno le notevoli somiglianze con dei sistemi per potenze inferiori che hanno analoghi correttori della banda, sistemi anti-innesco, circuiti di Zobel collegati in

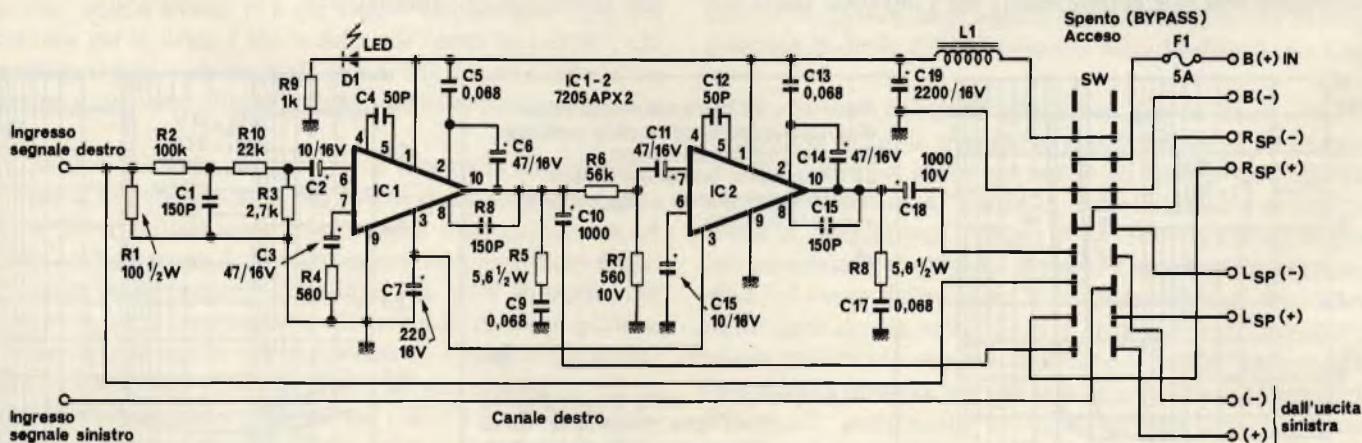


Fig. 3 : Schema elettrico dell'amplificatore Bandridge "KC/5140-00".

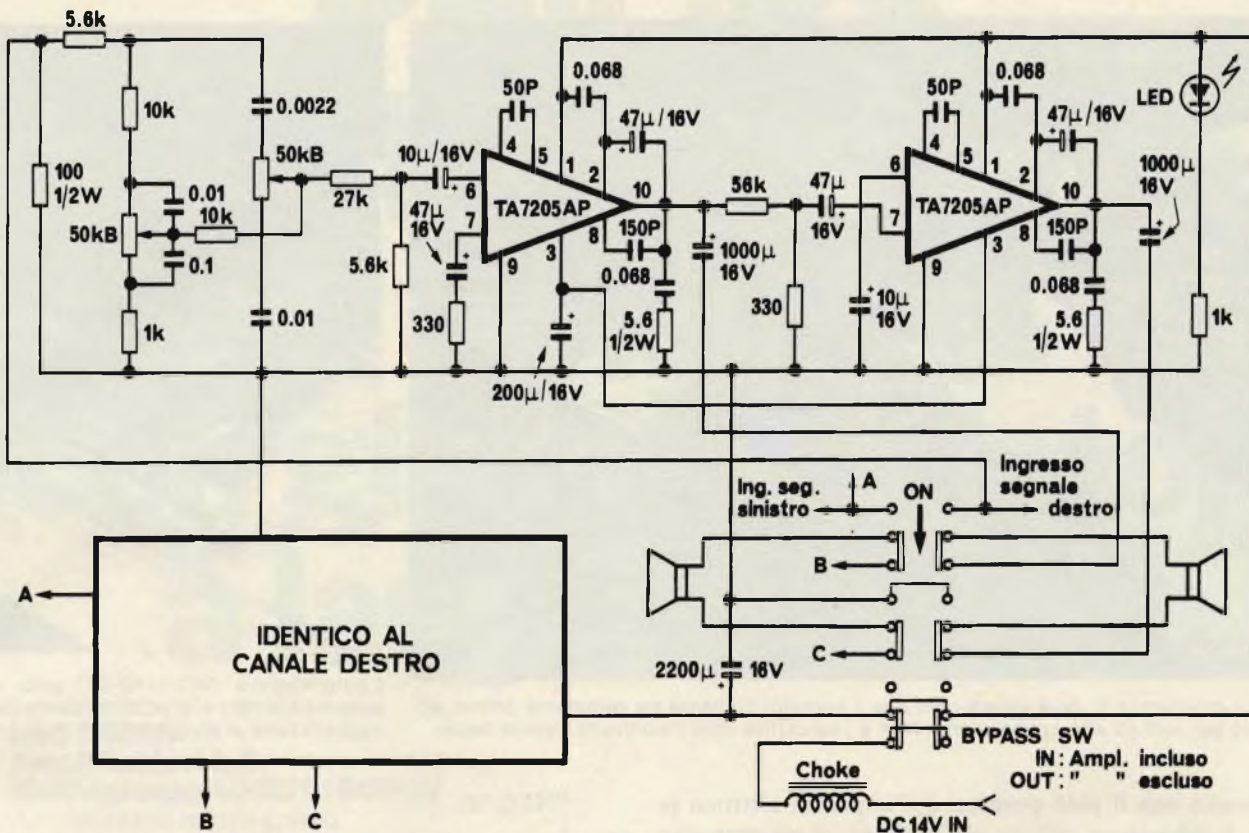


Fig. 4 : Schema elettrico dell'amplificatore Bandridge "KC/5130-00".

parallelo alle uscite, condensatori di disaccoppiamento verso i carichi e simili.

Il commutatore multiplo indicato come "SW", sulla destra, serve ad includere o escludere l'amplificatore (bipassarlo, mandando i segnali direttamente agli altoparlanti).

Il circuito di figura 4, anche se tracciato da un disegnatore che ha una mano diversa, è strettamente simile a quello visto (potevano mai esservi notevoli diversità?). Sulla sinistra si notano i controlli di tono a slitta, che sono del classico tipo Baxandall.

In ambedue gli amplificatori è prevista una spia di accensione a LED.

Interessiamoci ora al montaggio. A differenza del KC/5130-00 che deve essere sistemato vicino al cruscotto, l'amplificatore privo dei controlli di tonalità, KC/5140-00, può essere in pratica montato ovunque, perchè raramente sarà necessario azionare il controllo di bypass. Poichè, come abbiamo visto, ha un ingombro molto piccolo, può essere fissato con le apposite staffe laterali, figura 5, nel compartimento detto "dei guanti" o all'interno del cruscotto. In queste due posizioni si ha il vantaggio di un facile accesso all'impianto elettrico (alimentazione) ed all'autoradio (connessione degli ingressi), o al riproduttore di nastri, che sarà montato non lontano.

Una terza posizione consigliabile, è sotto al sedile del passeggero, con il fissaggio sul pianale.

I collegamenti di ambedue gli amplificatori sono raggruppati in due "mazzetti"; le connessioni per gli altoparlanti sono ricoperte in plastica grigia e fuoriesce sulla destra vedendo i dispositivi dal retro. Il cavetto per l'altoparlante destro è venato di rosso, mentre quello per l'altoparlante sinistro è

venato di blu. Sempre sul retro, a sinistra spuntano i collegamenti all'apparecchio "pilota" più quello di alimentazione.

Tutte queste connessioni sono indicate nella figura 6.

Per il cablaggio in verità non vi sono problemi di sorta; è probabile che i cavetti per gli altoparlanti non abbiano una lunghezza sufficiente, ed in tal caso saranno aggiuntati con normali "piattine" munite di un capo blu e di uno rosso, per non confondere la "fase" di attacco ai diffusori, indicata come di solito con "+" e "-" sempre nella figura 6.

Le giunture saranno ben fatte e ben isolate.

La Bandridge consiglia di tenere a mente le precauzioni che ora trascriviamo:

- 1) Le connessioni che vanno agli altoparlanti non devono mai essere cortocircuitate, altrimenti gli IC potrebbero andare in fuori uso.
- 2) Le connessioni per gli altoparlanti non devono entrare in

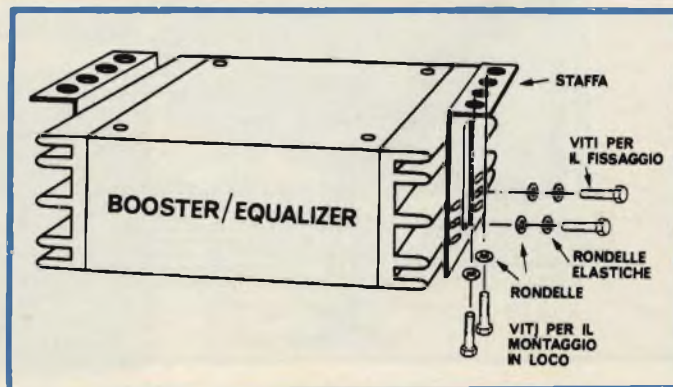


Fig. 5 : Fissaggio degli amplificatori con le flange laterali.



Durante il montaggio, si deve essere certi che il contatto di massa sia veramente ottimo, ed altrettanto per tutti gli altri collegamenti. Non è una cattiva idea il controllo tramite tester.



L'amplificatore "KC/5140-00" può anche essere sistemato al di sotto del sedile del passeggero (che si scorge slittato in avanti).

contatto con il polo positivo dell'impianto elettrico (e ciò, è abbastanza difficile che avvenga, ci sia permesso dirlo!)

- 3) Nessuna delle due connessioni di ciascun altoparlante deve far capo alla massa del veicolo (in Europa, in effetti, quasi nessuno impiega il ritorno comune di massa).
- 4) Si deve stare attenti a non invertire la fase degli altoparlanti; se le connessioni sono inesatte, l'immagine stereo risulterà *alterata* (questo invece è un errore che molti commettono. Si deve tener presente che il terminale "+" degli altoparlanti per impiego stereo automobilistico è sempre ottimamente contrassegnato, proprio allo scopo. Certe marche impiegano i simboli di positivo e negativo: +/−, altre un bollino rosso per il positivo ed uno nero per il negativo, altre la timbratura "POS" e

"NEG"!).

- 5) I collegamenti che eventualmente debbano passare per le aperture negli sportelli, devono essere convenientemente protetti con dei tratti di tubo di nylon robusto e spesso perchè nel tempo non inizino a deteriorarsi, con le flessioni e screpolandosi non minaccino il corto.

Noi aggiungeremo che per evitare lavori sulla carrozzeria, ingrati ai più, è bene far circolare i collegamenti nei fissaggi che sono già presenti per i fili dell'impianto elettrico dell'auto, ed impiegare i medesimi "port" (luci-fori).

Naturalmente, montando l'amplificatore, gli altoparlanti originali, previsti al massimo per una potenza di 10W, sono difficili da utilizzare, perchè se prima erano sottomodulati a causa dello scarso pilotaggio, con l'amplificatore, alzando appena il volume, le bobine mobili entrano in saturazione.

È quindi necessario sostituire anche i diffusori con dei tipi potenti, capaci di resistere a 40W di picco, o a valori del genere. Noi abbiamo ascoltato in funzione sia l'amplificatore "KC/5130-00" che il "KC/5140-00" e dobbiamo dire che se la sorgente di pilotaggio è valida (autoradio, riproduttore di nastri) il responso di questi "piccoli-mostri" è favoloso. Ottimo.

La macchina, piccola o più grande "si riempie di suono", ed è suono melodico, ad alta qualità. Di conseguenza, sarebbe sciocco svilarlo con degli altoparlanti rabberciati. Consigliamo agli audiofili, di rompere il salvadanaio e dato che ambedue gli amplificatori costano poco, d'investire qualcosa di più nei diffusori. Nella gamma Bandridge vi sono modelli a larga banda, a due vie coassiali, a tre vie, ellittici, muniti di custodia, da portiera, raggruppati in box e come si vuole.

In pratica, un modello per ogni situazione e sistemazione.

È allora possibile combinare il minimo di lavoro di montaggio con il massimo rendimento, caso per caso. Basta fare una scelta oculata.

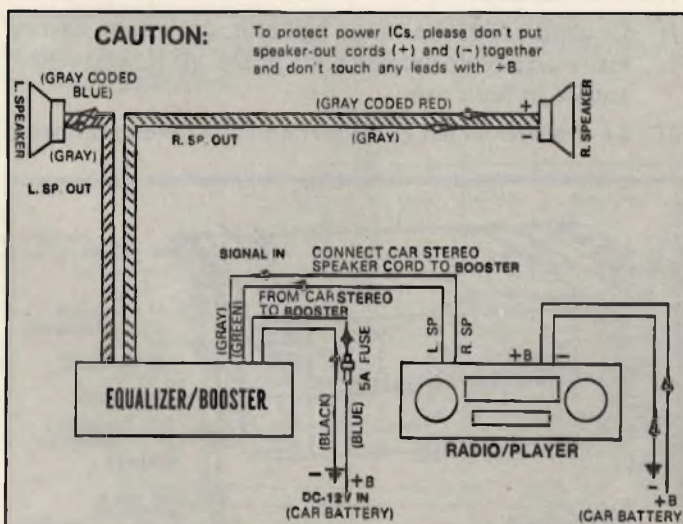


Fig. 6: Connessioni tra sorgente dei segnali, amplificatore ed altoparlanti.

PHILIPS METTE LE COSE IN CHIARO (con gli amplificatori a larga banda)

LHC 9308/.. **Amplificatori L.B.** **Multingresso 40dB/1 18dB/uV**

Amplificatori multingresso particolarmente adatti per la realizzazione di sistemi di grandi dimensioni:

- flessibilità degli ingressi
- regolazione di guadagno
- basso livello di intermodulazione, sono le principali caratteristiche di questa serie di amplificatori.

LHC 9304/01 **Amplificatore L.B.** **Multingresso 28 dB**

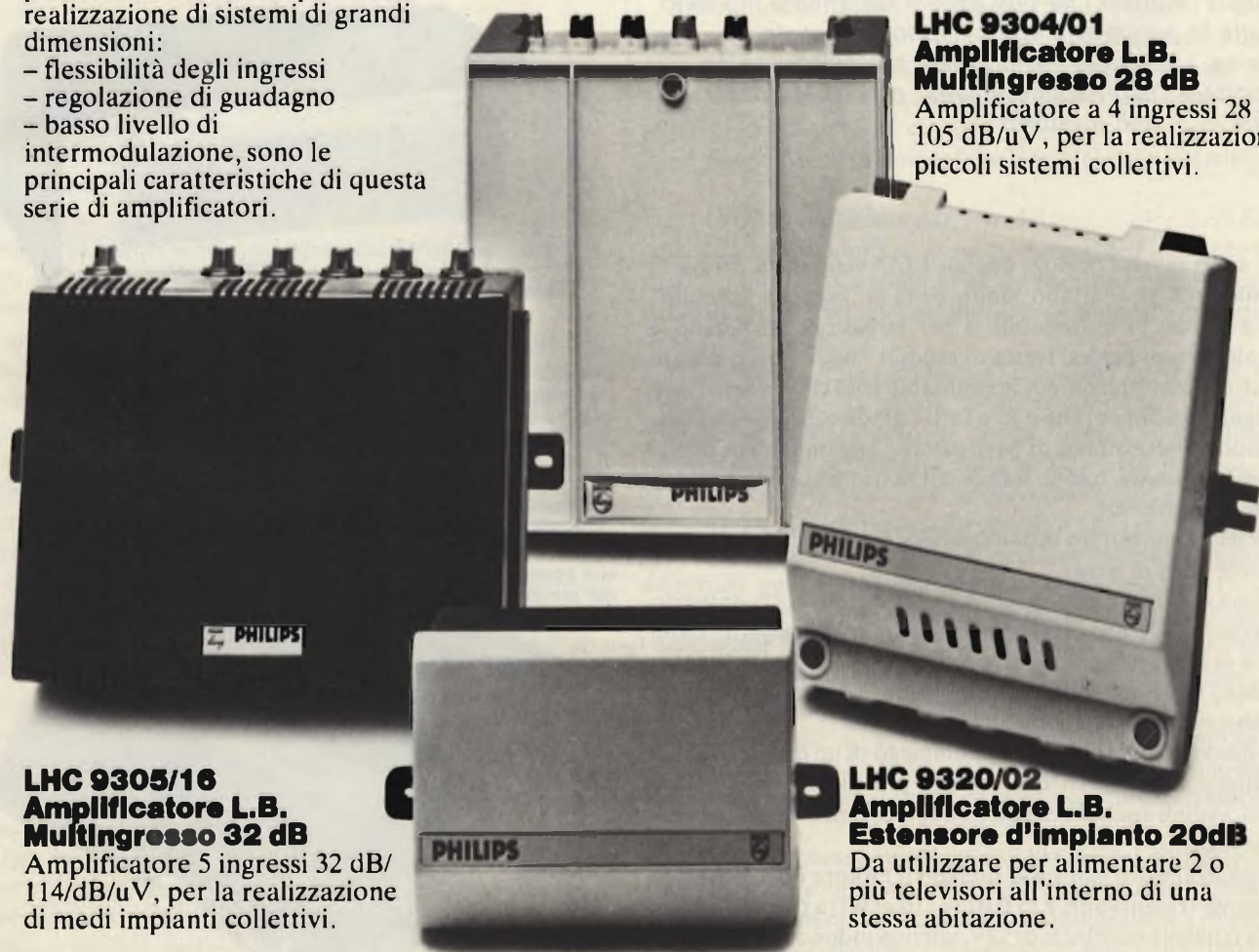
Amplificatore a 4 ingressi 28 dB/105 dB/uV, per la realizzazione di piccoli sistemi collettivi.

LHC 9305/16 **Amplificatore L.B.** **Multingresso 32 dB**

Amplificatore 5 ingressi 32 dB/114/dB/uV, per la realizzazione di medi impianti collettivi.

LHC 9320/02 **Amplificatore L.B.** **Estensore d'impianto 20dB**

Da utilizzare per alimentare 2 o più televisori all'interno di una stessa abitazione.



PHILIPS

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

Orologio digitale Bandridge

Prof. F. Beretta

L'orologio è un ausilio quasi indispensabile e tradizionale di qualunque tipo di mezzo mobile, che serve a stabilire la velocità di crociera ed a verificare la coincidenza con il piano di viaggio. Ciò è tanto vero che persino automobili vecchissime, prodotte prima della II^a guerra mondiale (ad esempio la Lancia Aprilia) avevano il cruscotto già munito di questo accessorio strumentale. Oggi molte vetture, e non necessariamente superlusso, montano di serie un preciso orologio digitale elettronico. Ve ne sono però svariate che non hanno alcuna previsione per il "clock". Presentiamo qui di seguito un "signor orologio" digitale che può essere facilmente montato su tutte le automobili che ne sono sprovviste di fabbrica. L'orologio Bandridge è tanto robusto da sopportare l'uso nautico, e tanto preciso da poter servire in quello aviatorio.

Vi sono diversi orologi digitali LED venduti in forma di modulo, che si adattano molto bene all'impiego "mobile" cioè a bordo di automobili, e per estensione di natanti e velivoli. Spesso però si tratta di moduli "nudi", privi di ogni tipo di contenitore, quindi impiantabili solo con un laborioso impegno meccanico, che non a tutti è gradito. Spesso, inoltre, tali moduli necessitano di parti esterne aggiuntive che non si sa come sistemare, o sono fragili, o non troppo precisi o tutte e due le cose assieme.

Presentiamo qui un modulo-orologio che ha una più che notevole serie di pregi.

Prima di tutto funziona secondo il principio del "conteggio perpetuo", nel senso che il display è inserito e disinserito dalla chiave di accensione del mezzo, ed il "vero" orologio (settore di clock, divisore, codifica) resta sempre operante evitando noiosissime rimesse a punto frequenti.

Tale modo di lavoro, permette l'impiego di un display grande e luminoso, con le cifre LED alte più di un centimetro e mezzo, visibili anche in condizioni di luce non ottimali, genere sole obliquo.

L'assorbimento è di 1,8W quando il motore è acceso, assolutamente trascurabile, e di 0,01W (10 mW!) a riposo. 10 mW con la tensione nominale di 12V, corrispondono a qualcosa di meno di 1 mA (per la precisione 0,83333 mA, ovvero 830 μ A, arrotondato) una corrente che ogni batteria può mantenere

senza la minima preoccupazione per scarica che sia, senza alcun calo di livello nemmeno a lungo termine. Una corrente inferiore ad 1 mA, è di gran lunga più piccola rispetto alla normale perdita per mancanza d'isolamento perfetto che interviene in qualunque autovettura che abbia più di due anni di vita. Se il lettore non è convinto, provi a staccare il cappuccio positivo (morsetto) della batteria della sua automobile non nuova, e con tutte le luci spente, con ogni dispositivo elettrico spento provi ad inserire un tester tra la batteria ed il morsetto. Molto probabilmente misurerà una corrente di 8-10 mA, forse maggiore, dovuta alle varie "dispersioni". Il solo fatto che la vettura si metta in moto regolarmente, dimostrerà che



(Sopra). Foto dell'orologio digitale Bandridge, che utilizza cifre LED alte più di un centimetro e mezzo, visibile anche in condizioni di luce non ottimali.

(Sotto). Vista interna dello strumento, si notino l'integrato LSI, nonché il quarzo relativo alla base dei tempi.



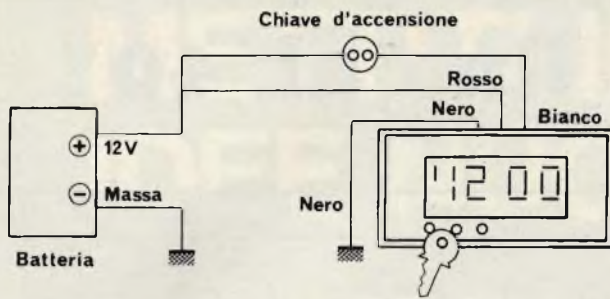


Fig. 1 - Collegamento dell'orologio all'impianto elettrico di un'automobile, un natante o un veicolo.

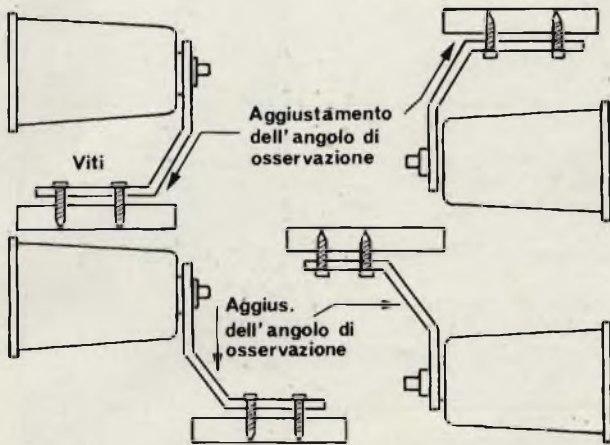


Fig. 2 - Quattro possibili angolazioni di montaggio dell'orologio, ottenibili tramite la staffa in dotazione.

tali perdite di corrente sono trascurabili (non a caso una batteria media ha una corrente di scarica di 60 A/h), e che di conseguenza, il mA scarso assorbito dall'orologio durante lo stazionamento rappresenti una entità di carico semplicemente irrisoria.

Sempre tecnicamente dicendo, questo orologio ha una gamma di temperature di lavoro che ha del favoloso, almeno se si effettua il paragone con altri analoghi LCD oppure LED di tipo più vecchio: va da -20°C a $+80^{\circ}\text{C}$ ed *attenzione*, si tratta appunto di temperature di *funzionamento*, non di magazzino, per cui l'automobile può essere lasciata sotto una coltre di neve o sotto il sole a piombo senza trovare poi il "clock" elettronico fuori uso, come ad esempio capitava per quei dispositivi che avevano una gamma di lavoro compresa tra -5°C , in uso sino a non troppo addietro.

Naturalmente, la base dei tempi è a cristallo. "Solito" dirà forse il lettore. Non tanto solito, opiniamo noi, visto che non pochi orologi del passato avevano la base dei tempi costituita da un multivibratore astabile del tipo "555" o similari, piuttosto imprecisa a medio-lungo termine. In pratica, poichè la precisione di qualunque orologio digitale o contatore dipende da quella della base dei tempi in larghissima misura, *questo* orologio ha la precisione di uno da polso di gran marca; lo scarto medio ammesso è nell'ordine dei secondi al mese

Ovviamente, per la miglior precisione, e per il minor assorbimento a display inoperante, tutta la circuiteria è del tipo C-MOS LSI, che comprende due settori dal molto interesse: il primo è uno stabilizzatore in cascata della tensione d'alimen-

tazione, che protegge il sistema MOS da ogni rottura nei grandi scarti, e nel piccolo, da qualunque errore d'indicazione; il valore dell'impianto elettrico può variare da 9V a 15V senza che l'orologio "veda" alcuna mutazione.

Il secondo settore degno di nota, è *l'allarme di ora erronea*, che interviene quando durante il periodo di funzionamento a display, disinserita la tensione sull'impianto, a causa di guasti o altro cade a meno di 9V, o manca del tutto. In tal caso, una volta che l'alimentazione normale sia ripristinata, le cifre lampeggiano manifestando che vi è stato un "incidente" alla batteria, all'impianto o simili, quindi l'ora indicata manca di attendibilità.

Proprio per questo complesso di sicurezza relative all'indicazione, l'orologio non solo è suggerito per l'impiego automobilistico, il che sarebbe normale, ma anche per quello *aeronautico* laddove si richiedono garanzie ben più elevate, che il dispositivo soddisfa. Dal punto di vista costruttivo, il modulo vanta una robustezza straordinaria, ottenuta scegliendo un display LED speciale, dai segmenti solidissimi, una circuiteria tanto compatta quanto resistente alle vibrazioni ed ai contraccolpi, un quarzo ben ammortizzato.

Il contenitore, in plastica antiurto, ben s'intona al cruscotto di ogni automobile, ma anche ai pannelli dei veleggiatori, dei velivoli ad ala rotante e degli aerei "normali".

Nulla di diverso va detto per le plancie dei motoscafi, degli "off shore" o dei cabinati di lusso.

Riassumendo, quindi, possiamo dire che questo orologio realizza l'ottimo per chi voglia munire dell'indicazione oraria ogni mezzo mobile terracqueo o con le ali, pressochè senza problemi e conseguendo una eccellente estetica, senza lavorare di scalpello, di lima, di sega.

La *figura 1* mostra il semplicissimo cablaggio del complesso.

Il filo rosso che spunta dal retro del contenitore, deve essere collegato ad un punto positivo *qualunque* dell'impianto elettrico del mezzo (per esempio all'accendisigaro, o alla scatola dei fusibili). Si tratta del conduttore che alimenta di continuo la sezione "clock".

Il filo bianco, che comanda l'accensione del display, sarà collegato "dopo" la chiave di accensione; per esempio al contatto aperto a riposo di questa, oppure in parallelo al radiorecettore, al primario della bobina EHT o simili.

Il filo nero è la massa dell'apparecchio e dovrà andare alla carrozzeria, alla fusoliera, allo chassis o altro punto negativo generale disponibile. Si raccomanda una *ottima* connessione ad evitare ogni possibile intermittenza. Per regolare l'orologio, basta porre a contatto con una moneta o con la chiavetta l'accensione i pulsantini FAST, SLOW e COMMON. In tal modo si assisterà allo scorrere delle ore e dei minuti sul display, come mostra la *figura 1*.

Raggiungendo il preciso allineamento con un'orario-campione, dato dalla radio, dal telefono o da un cronometro elettronico da polso, il funzionamento continuerà automaticamente.

La *figura 2* mostra quattro possibili versioni d'installazione, che di base possono essere effettuate sopra o sotto la plancia, il pannello comandi o il cruscotto automobilistico. Come si vede, la staffa di sostegno consente di far sporgere più o meno l'orologio, in modo che sia sempre ben visibile, ma che non costituisca impedimento alcuno per la guida o il pilotaggio.

abbonarsi conviene..

.. si risparmia fino al 40%

PROPOSTE	TARIFFE	PROPOSTE	TARIFFE
1) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE	L. 18.000 anzichè L. 24.000 (estero L. 27.500)	10) Abbonamento annuo a SELEZIONE + IL CINESCOPIO	L. 36.000 anzichè L. 60.000 (estero L. 56.000)
2) Abbonamento annuo a SELEZIONE DI TECNICA	L. 19.500 anzichè L. 30.000 (estero L. 30.500)	11) Abbonamento annuo a ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 35.700 anzichè L. 54.000 (estero L. 56.500)
3) Abbonamento annuo a ELEKTOR	L. 19.000 anzichè L. 24.000 (estero L. 30.000)	12) Abbonamento annuo a SELEZIONE + MILLECANALI	L. 37.500 anzichè L. 60.000 (estero L. 59.500)
4) Abbonamento annuo a IL CINESCOPIO	L. 18.500 anzichè L. 30.000 (estero L. 28.500)	13) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR	L. 52.500 anzichè L. 78.000 (estero L. 81.500)
5) Abbonamento annuo a MILLECANALI	L. 25.000 anzichè L. 30.000 (estero L. 33.000)	14) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + IL CINESCOPIO	L. 52.000 anzichè L. 84.000 (estero L. 80.500)
6) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA	L. 35.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 55.000)	15) Abbonamento annuo a SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 53.000 anzichè L. 84.000 (estero L. 82.500)
7) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + ELEKTOR	L. 35.000 anzichè L. 48.000 (estero L. 54.000)	16) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 51.500 anzichè L. 78.000 (estero L. 79.000)
8) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + IL CINESCOPIO	L. 34.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 53.500)	17) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 69.000 anzichè L. 108.000 (estero L. 107.000)
9) Abbonamento annuo a SELEZIONE + ELEKTOR	L. 36.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 56.500)	18) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 87.000 anzichè L. 138.000 (estero L. 132.000)

IMPORTANTE

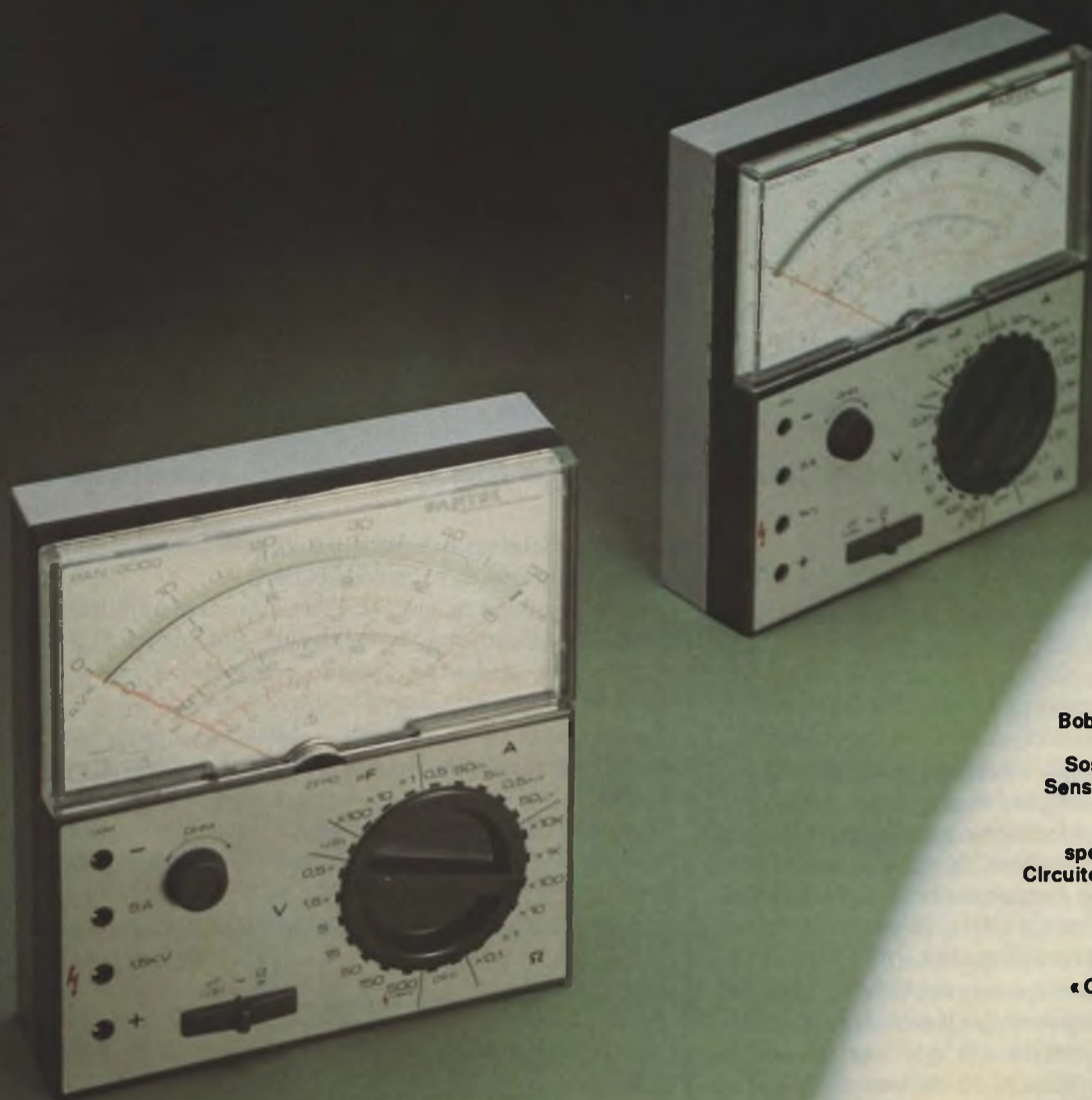
Per sottoscrivere abbonamenti, utilizzate l'apposito tagliando inserito nelle ultime pagine di questa rivista.



Le riviste leader
in elettronica

METTITI IN TESTER IDEE NUOVE

PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI



... ad esempio
Il Tester
PAN 3000
e PAN 3001
della PANTEC
I «Superprotetti».

NOVITA' ASSOLUTA!!!

La «Superprotezione» PANTEC
mediante sistema a scaricatore
a stato solido (TRIAC)
a ripristino automatico
a fusibile super-rapido.

Queste caratteristiche
dei Tester PAN 3000 e PAN 3001
si uniscono alle ben note qualifiche
di precisione e modernità
di tutti gli strumenti PANTEC.

Bobina mobile a nucleo magnetico centrale,
Insensibile ai campi esterni
Sospensioni elastiche su gioielli antishock
Sensibilità: PAN 3000 = 20 K Ω /V c.c. e c.a.
PAN 3001 = 40 K Ω /V c.c. e c.a.
Quadrante a 4 scale colorate -
specchio antiparalasse - 110° di ampiezza
Circuito elettronico realizzato con reti resistive
a film-spesso e circuiti integrati L.S.I.
Selezione portate con
«commutatore rotativo brevettato»,
a due sezioni complanari realizzate in
«OSTAFON®», materiale autolubrificante
di elevata durezza
Capacimetro a reattanza
Inlettore di segnali per ricerca guasti
negli apparecchi radio e tv

NEW! S.W.G. generatore di onda quadra

I TESTER PAN 3000 E PAN 3001
FANNO PARTE DELLA LINEA PANTEC CON:

PAN 8002
PAN 3003
MAJOR 20K
MAJOR 50K

PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI

Precisione e novità
nel tuo strumento di misura



Perché un compressore-espansore?

La dinamica di un pezzo musicale è la differenza tra il livello (in dB) del suono più debole che supponiamo essere il rumore di fondo, a quello più forte come ad esempio un complesso orchestrale. Nei concerti dal vivo di musica classica il rumore di fondo può essere rappresentato dai movimenti delle persone, dai colpi di tosse e dagli starnuti vari.

In un concerto rock tale rumore è di gran lunga maggiore. Non prenderò quindi in considerazione quest'ultimo caso: un dispositivo in grado di "trattare bene" la musica classica è in grado, a maggior ragione, di funzionare bene con la musica leggera. La dinamica di un concerto dal vivo si aggira intorno ai 70/120 dB a seconda del tipo di musica.

La dinamica di un registratore, intesa come differenza tra il livello del massimo segnale registrabile e il rumore causato dai circuiti elettronici e dal nastro (in dB), non supera i 65 dB anche in registratori con velocità di 38 cm/sec.

In quelli a cassette la situazione è ancora peggiore: non si raggiungono i 60 dB (senza dispositivi di riduzione del rumore tipo dolby).

È quindi impossibile far stare i 120 dB di dinamica del segnale musicale nei 60 dB del registratore: i suoni più deboli si perdono nel rumore di fondo e i più forti vengono distorti; ciò è schematizzato in *figura 1a* (120 dB di dinamica del segnale musicale sono forse un pò eccessivi, ma esemplificano bene la situazione).

Occorre quindi un dispositivo che riduca, senza distorcere,

la dinamica del segnale musicale della metà; cioè un compressore con rapporto di compressione 2:1.

In questo caso si ha ciò che è schematizzato in *figura 1b*: i segnali più deboli vengono aumentati fortemente di livello mentre quelli medio-forti passano inalterati e quelli forti subiscono una leggera attenuazione.

Per ritornare alle condizioni originali basta mettere all'uscita del registratore (in ascolto) un espansore con rapporto di espansione 1:2.

Il rapporto S/N ottenuto migliora notevolmente per i segnali deboli, rimane quello del registratore senza processo exp-comp per segnali medio-forti mentre peggiora legger-

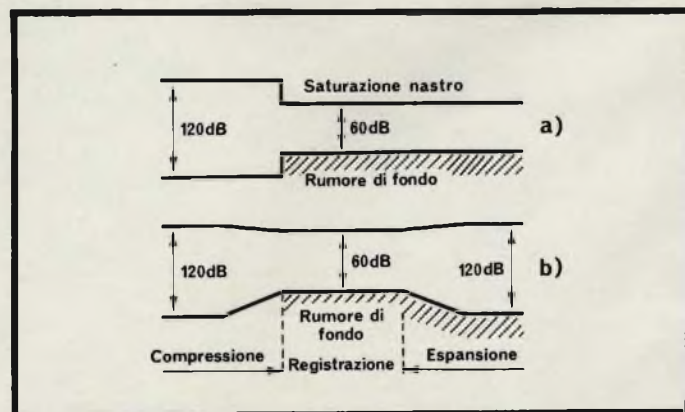


Fig. 1 - a) Dinamica reale dei suoni rapportata a quella disponibile in un registratore a nastro. b) Azione del compander sulla dinamica.

stereo HI-FI



Questo articolo descrive un dispositivo compressore/espansore della dinamica che può essere realizzato in versioni più o meno sofisticate, utile per migliorare il rapporto segnale rumore e la dinamica della registrazione di un disco o di un concerto dal vivo effettuato da voi su cassetta o nastro. Può inoltre migliorare gli stessi parametri dei dischi o dei nastri commerciali.

di E. Botti

diminuzione del rumore di fondo; apparente ma molto efficace ai fini dell'ascolto.

Nei momenti dove la musica cessa, infatti, il fruscio del disco si attenua notevolmente e la differenza è facilmente avvertibile inserendo e disinserendo il compander.

Ascoltando con il dispositivo commutato su "compressione" si può creare una sonorizzazione di sottofondo molto efficace, priva di sbalzi di sonorità che può essere utile in molte occasioni.

Caratteristiche del compander

Il compander è progettato in modo che l'espansione e/o la compressione non siano proporzionali alla tensione efficace d'ingresso, bensì al suo logaritmo o, meglio, al valore in dB di tale tensione rispetto a una tensione di riferimento, cioè a:

$$20 \log \frac{V_{in}}{V_{in} (rif)}$$

Questo viene fatto anche perché il nostro sistema uditivo ci dà sensazioni acustiche proporzionali al logaritmo della pressione sonora quindi l'elaborazione del segnale fatto in questo modo risulta più naturale all'ascolto.

Per questo la caratteristica di ingresso-uscita del dispositivo in un diagramma di assi cartesiani è una retta se tali assi sono tarati in dB come si vede in *figura 2*.

La retta centrale è la caratteristica con fattori di espansione 1:1, cioè il segnale né si espande né si comprime. Infatti se noi passiamo da una V_{in} di meno 20 dB a una $V_{in} = 0$ dB vediamo che la V_{out} passa anch'essa da -20 dB a 0 dB.

Agendo poi sul comando principale del compander, cioè il potenziometro che regola il FATTORE D'ESPANSIONE (se il dispositivo è commutato su espansione) tale caratteristica si farà sempre più verticale fino ad arrivare ad un fattore di espansione massimo di 1:2.

Dal grafico si vede che in questo caso passando da una V_{in} di 0 dB a -20 dB la V_{out} passa da 0 dB a -40 dB. Abbiamo quindi espanso la dinamica del segnale di un fattore a due. Con il compander commutato su compressione agendo sul potenziometro che regola il FATTORE DI COMPRESSIO-

mente per segnali forti, pur mantenendosi a valori molto alti in modo tale che il nostro orecchio non percepisca il fruscio che viene "mascherato", in questo caso, dal suono.

Il fruscio che otteniamo è quindi modulato in funzione del segnale: minore è il segnale minore è il fruscio e viceversa. Non sempre è necessario una compressione pari a 2:1: per registrare dischi, ad esempio, si possono usare fattori di compressione minori, (es. 1,5:1) che assicura ugualmente un netto miglioramento nei confronti del rumore e diminuisce il periodo di effetti di "pompaggio" del fruscio avvertibili ad esempio in alcuni pezzi ricchi di suoni forti seguiti da pause quali il parlato.

Tale effetto è più evidente nei compander a una via che non a quelli a due o tre vie come si vedrà più avanti.

Oltre a migliorare notevolmente le registrazioni "fatte in casa" si può impiegare vantaggiosamente il compander anche nell'ascolto di dischi e nastri commerciali.

Essi hanno subito certamente, chi più chi meno, un'elaborazione del segnale che quasi sempre comporta una riduzione della dinamica del pezzo musicale (p.es. un assolo di violino e un pieno orchestrale possono non avere quella differenza di potenza sonora che si avverte in un concerto dal vivo).

Ora, non essendo, in generale, questi dischi registrati utilizzando un compressore del tipo da me descritto, non è possibile ristabilire esattamente le condizioni originali, ma con un rapporto di espansione relativamente limitato (da 1:1,1 a 1:1,5) si possono ottenere notevoli miglioramenti di tutti i pezzi musicali: un aumento della dinamica e un apparente

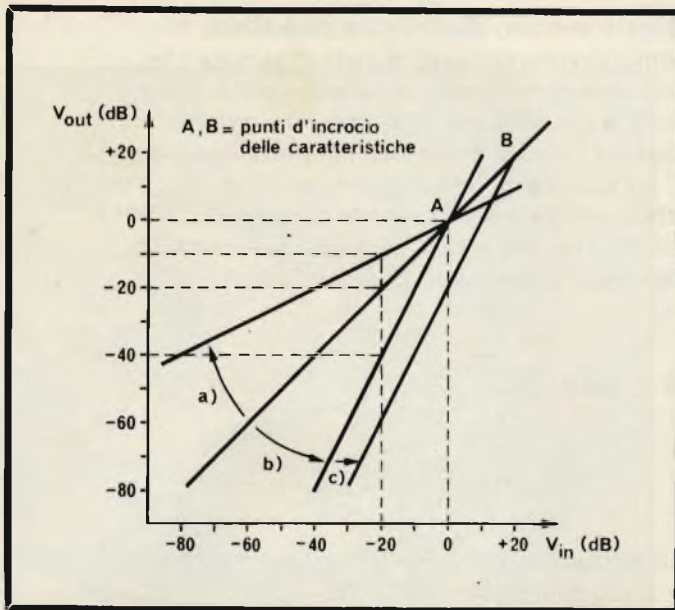


Fig. 2 - Curve caratteristiche di ingresso/uscita del compander. a) Rotazione attorno ad A della retta caratteristica. b) Rotazione ottenuta aumentando il fattore di espansione da 1:1 (retta centrale) a 1:2. c) Traslazione ottenuta agendo sul comando del "livello d'incrocio".

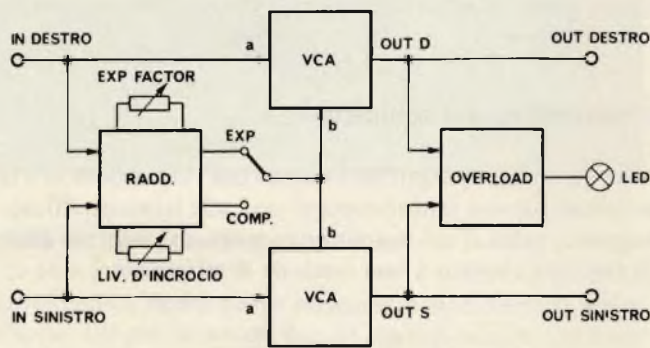


Fig. 3 - Schema a blocchi del compander ad una via.

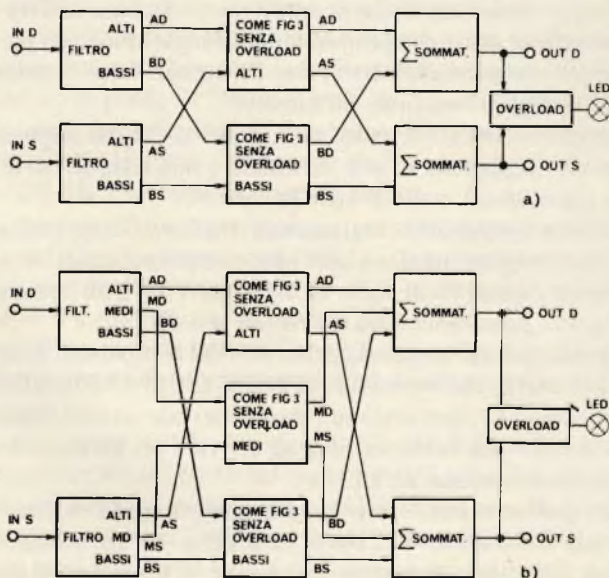


Fig. 4 - Schema a blocchi del compander a 2 vie (a) e a 3 vie (b) A = alti B = bassi M = medi D = destro S = sinistro.

NE la retta caratteristica ruoterà in posizione man mano meno inclinate fino ad arrivare al FATTORE DI COMPRESIONE massimo di 2:1.

In questo caso passando da 0 dB a -20 dB il segnale di uscita passa da 0 dB a -10 dB e la dinamica del segnale di uscita è quindi la metà di quello dell'ingresso.

Un altro pregio di questo tipo di compander è che la corretta ricostruzione del segnale originale mediante espansione del segnale precedentemente compresso è indipendente dal livello del segnale stesso all'ingresso dell'espansore.

Questo non è vero per i dispositivi di questo tipo che funzionano su altri principi come i dispositivi "a soglia" che agiscono sul segnale solo se esso supera un certo livello. Un altro comando del compander è il LIVELLO D'INCROCIO; questo non fa altro che traslare le rette caratteristiche parallelamente a se stesse, il che equivale a regolare la sensibilità d'ingresso in modo da ottenere una maggiore flessibilità d'impiego al variare delle sorgenti da trattare.

Il "livello d'incrocio" è inteso come quel livello del segnale d'ingresso che passa all'uscita senza variazioni d'ampiezza qualunque sia il fattore di comp/exp.

Esso può venire variato da 100 mV a 1 V efficace d'ingresso.

Schema a blocchi del compander

In figura 3 è disegnato lo schema a blocchi della versione più semplice: quello a una via.

I vari blocchi sono: *raddrizzatore* deve convertire la tensione alternata del segnale musicale in tensione continua seguendo il più possibile il valore efficace di tale tensione e non il valore di picco b il valore medio.

Questo perchè il valore efficace è insensibile alle variazioni di fase del segnale (che subentrano senza dubbio nella registrazione) mentre lo sono gli altri due tipi di rivelazione. In effetti un rivelatore di vero valore efficace è piuttosto complesso da realizzare in quanto dovrebbe sviluppare elettronicamente la funzione:

$$V_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt}$$

Per questo motivo si è fatto uso di un circuito relativamente semplice che approssima la rivelazione in vero valore efficace. All'uscita di questo stadio avremo una tensio-

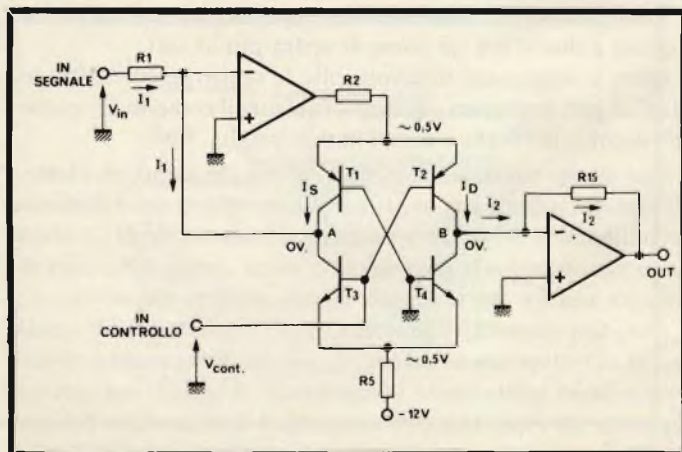


Fig. 5 - Schema a blocchi di principio del V.C.A.

ELENCO COMPONENTI V.C.A.

Resistori

R1	= 100 k Ω
R2	= 1 k Ω
R3	= 1 k Ω
R4	= 2,7 k Ω
R5	= 2,7 k Ω
R6	= 2,2 k Ω
R7	= 1 k Ω trimmer
R8	= 3,3 k Ω
R9	= 3,3 k Ω
R10	= 1 k Ω trimmer
R11	= 1,5 k Ω
R12	= 47 k Ω trimmer
R13	= 150 k Ω
R14	= 150 k Ω
R15	= 100 k Ω
R16	= 47 k Ω
R17	= 100 Ω

Condensatori

C1	= 220 nF 100 V
C2	= 4,7 μ F 25 V
C3	= 4,7 μ F 25 V
C4	= 47 pF
C5	= 5.000 pF
C6	= 10 pF
C7	= 2,2 μ F 25 V
C8	= 10 μ F 12 V

Semiconduttori

T1	= BC 327
T2	= BC 327
T3	= BC 237
T4	= BC 237
T5	= BC 237
IC1	= TL 082 μ A 1456

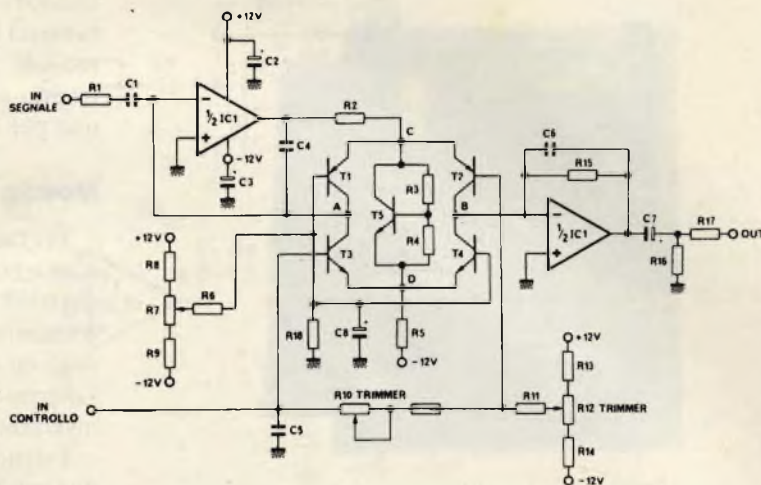


Fig. 6 - Schema elettrico del V.C.A.

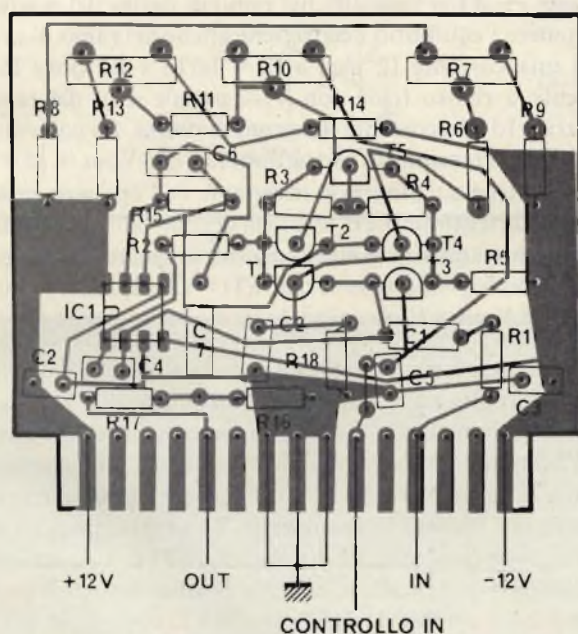


Fig. 7 Disposizione dei componenti sullo stampato di figura 8.

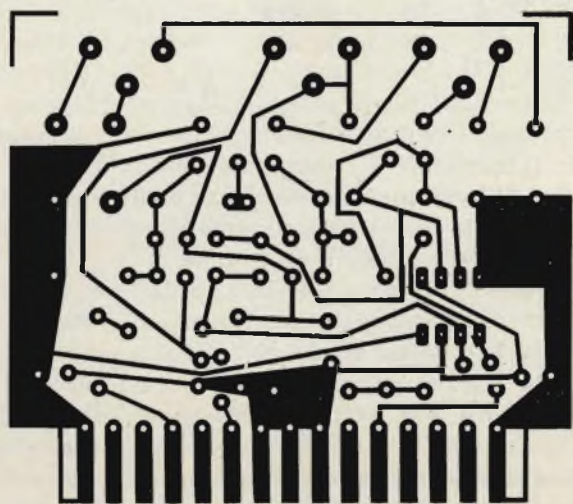


Fig. 8 - Circuito stampato del V.C.A. lato rame in scala 1:1

ne che va da 0V a qualche centinaio di mV a seconda del livello d'ingresso.

Tale tensione passa in un circuito che la porta ai livelli necessari per far funzionare correttamente il V.C.A. e la controlla in modo da ottenere tutte le funzioni: compressione-/espansione fattore di comp/exp e livello d'incrocio.

V.C.A. - amplificatore controllato di tensione. Ha due ingressi: l'ingresso del segnale musicale (a) e l'ingresso di controllo (b) che riceve la tensione proveniente dal raddrizzatore e regola di conseguenza l'amplificazione dello stadio.

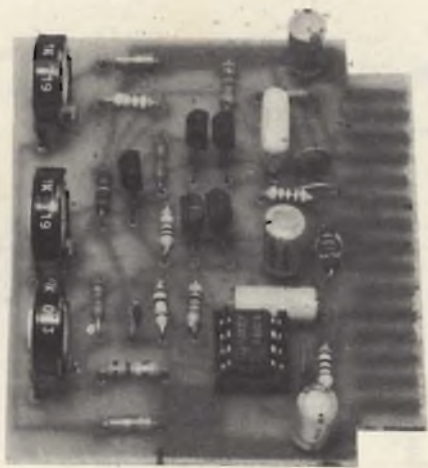
L'uscita del V.C.A. è anche l'uscita del compander.

OVERLOAD - controllo di sovraccarico: segnala se il V.C.A. sta distorto a causa di un segnale d'ingresso troppo alto e che quindi suggerisce di agire sul "livello d'incrocio" per diminuire l'amplificazione e quindi la sensibilità d'ingresso del V.C.A. È un circuito non indispensabile.

Questo tipo di compander, anche se semplice offre spesso ottimi risultati. Il difetto principale sta appunto nel fatto che l'espansione o la compressione agisce su tutta la gamma audio. Tenterò di spiegare con un esempio perchè ciò è un difetto. Quando su un disco è inciso un suono grave (colpo di gran cassa o di basso) il raddrizzatore darà in uscita un segnale di ampiezza proporzionale all'intensità di tale suono che agirà sul V.C.A. aumentando la sua amplificazione, cosicché aumenterà sia il suono grave che tutti i rumori presenti nella banda audio (fruscii ecc.).

Il nostro orecchio "maschera" il fruscio solo se nel suono sono presenti frequenze dello stesso ordine di grandezza di quelle del rumore. Dato che il suono grave è di frequenza bassa mentre il fruscio ha una banda molto larga che comprende anche le frequenze acute, ecco che noi, nel caso in questione, sentiremo distinti i due suoni: il colpo di basso e l'aumento del fruscio.

Ciò dà luogo a un effetto di "pompaggio" del fruscio poco gradevole all'ascolto. Si può evitare ciò suddividendo la banda audio in più parti: bassi e alti o bassi, medi e alti; su ognuno di questi agisce un circuito simile a quello di figura 3. In tal modo il nostro suono grave farà aumentare il rumore di fondo solo in una gamma limitata della banda audio: quella bassa, il che sarà mascherato dal suono stesso.



Gli schemi a blocchi dei compander a due e tre vie sono in figura 4.

Il filtro cross-over separa le varie componenti della banda audio.

Il circuito sommatore somma le componenti dando in uscita un segnale che contiene ancora tutto lo spettro audio.

Il circuito raddrizzatore è sempre uno per entrambi i canali stereo con in ingresso la somma dei due canali perchè un segnale proveniente dal canale destro maschera il fruscio presente sul canale sinistro anche se in tale canale non vi è nessun segnale. Si eviterà in tal modo un inutile complicazione del circuito.

Schemi elettrici

Ho suddiviso lo schema del compander in vari blocchi funzionali:

- 1) V.C.A.
- 2) Raddrizzatore
- 3) Filtri a 2 o 3 vie (una scheda per i due canali stereo)
- 4) Modulo di sovraccarico e sommatore

Questi circuiti sono realizzati ognuno su una scheda in modo da essere utilizzati sia nella versione a una via che in quella a due o tre vie.

Nel caso più semplice le schede potranno essere realizzate su un'unica piastra ramata in orizzontale e collegate mediante piste di rame e/o ponticelli.

Nel caso di compander a due o tre vie è conveniente realizzare una piastra madre con tutti i collegamenti tra le schede in

cui le schede stesse saranno inserite verticalmente mediante connettori a pettine o, più economicamente mediante fili di rame da 0.8 mm di diametro saldati alle linguette di uscita dei moduli: questo per evitare di avere un circuito stampato troppo grande. Inoltre i vari moduli si potranno controllare uno per volta facilitando notevolmente tale operazione.

Modulo V.C.A.

Per facilitare la compressione del funzionamento di questo stadio ho disegnato lo schema di principio in figura 5 e quello elettrico in figura 6. Abbiamo un ponte formato dai quattro transistori che ha i punti A e B collegati agli ingressi invertenti degli op. amp. Considerando ideali gli op.amp. si può dire che l'ingresso invertente v^- è allo stesso potenziale di quello non invertente v^+ .

Essendo v^+ a 0 V anche i punti A e B saranno 0 V. Il ponte è dunque bilanciato. Se applichiamo una tensione V in all'ingresso si avrà una corrente $V \text{ in} / R1 = I1$ nella resistenza R1.

Poichè in un op. amp. ideale la corrente assorbita dagli ingressi è 0, $I1$ si "inietta" nel ramo di destra del ponte. Per mantenere l'equilibrio occorre che anche nel ramo di sinistra entri una corrente $I2$ pari a $I2 = Is/Id \times R1$ dove Is è la corrente a riposo (cioè con V_{cont} uguale a 0) del ramo di sinistra e Id è la corrente del ramo di destra. La corrente $I2$ è fornita dalla tensione di uscita $Vout$ tale che $Vout/R15 = I2$ in quanto anche qui l'ingresso invertente dell'op. amp. non può fornire tale tensione. Se la tensione di controllo V_{cont} è uguale a 0 e i quattro transistori sono identici si ha che $I_s = I_d$ per cui, dalle formule prima viste si ricava $I1 = I2$ e di conseguenza, se $R1 = R15$ $Vout = Vin$ e quindi lo stadio ha un guadagno pari a 1.

Ora aumentiamo V_{cont} . La tensione V_{be} del T3 aumenta e così la corrente nel T3 essendo relazionata alla V_{be} da una funzione esponenziale. Corrispondentemente la tensione V_{be} del T2 diminuisce così anche la corrente in T2. Considerando inoltre le coppie T1-T2 e T3-T4 come stadi differenziali avremo che mentre la corrente in T3 aumenta quella in T4 diminuisce e mentre in T2 diminuisce in T1 dovrà aumentare. In totale avremo un aumento della Is e una diminuzione della Id , per cui dalla relazione $I2 = Is/Id \times I1$ essendo il rapporto $Is: Id$ diventato minore di 1 sarà $I2$ minore di $I1$ da cui $Vout$ minore di Vin e si otterrà una attenuazione. Se invece V_{cont} diventa minore di 0 seguendo lo stesso ragionamento fatto prima otterremo che $Is: Id$ diventa maggiore di 1 da cui $I2$ maggiore di $I1$ e lo stadio amplifica. ($I1 \times R1 = V1$ minore di $I2 \times R15 = V2$). Nello schema reale abbiamo tre trimmer che compensano le inevitabili disuguaglianze tra i transistori del ponte. Il transistoro T5, connesso in modo che sia V_{ce} circa uguale 1 V, evita che la tensione tra i punti C e D aumenti troppo facendo aumentare la corrente nei due rami del ponte, il che porterebbe IC1/a in saturazione.

L'integrato utilizzato è un TLO82 della Texas, un doppio amplificatore operazionale con ingresso a FET, scelto per lo slewrate relativamente elevato ($9 \text{ V}/\mu\text{sec}$), per il prezzo e per la reperibilità abbastanza buona. Chi non lo trovasse può utilizzare l'MC 1458, intercambiabile pin to pin con il TL ma con slew-rate di solo $0,5 \text{ V}/\mu\text{sec}$, il che non permette di ottenere la massima tensione di uscita alle frequenze elevate causando una distorsione piuttosto elevata. Per i meno esigenti tale integrato può andare bene ugualmente.

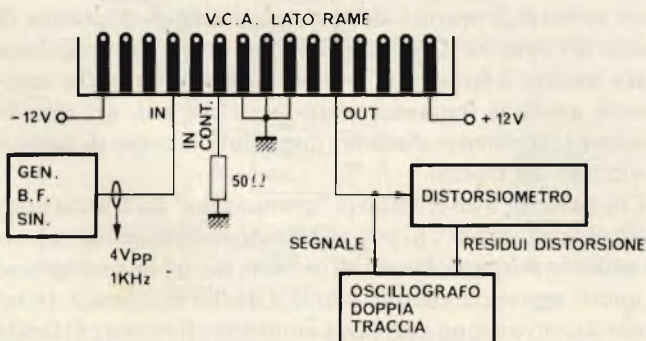


Fig 9 - Schema necessario per la taratura e la messa a punto del V.C.A.

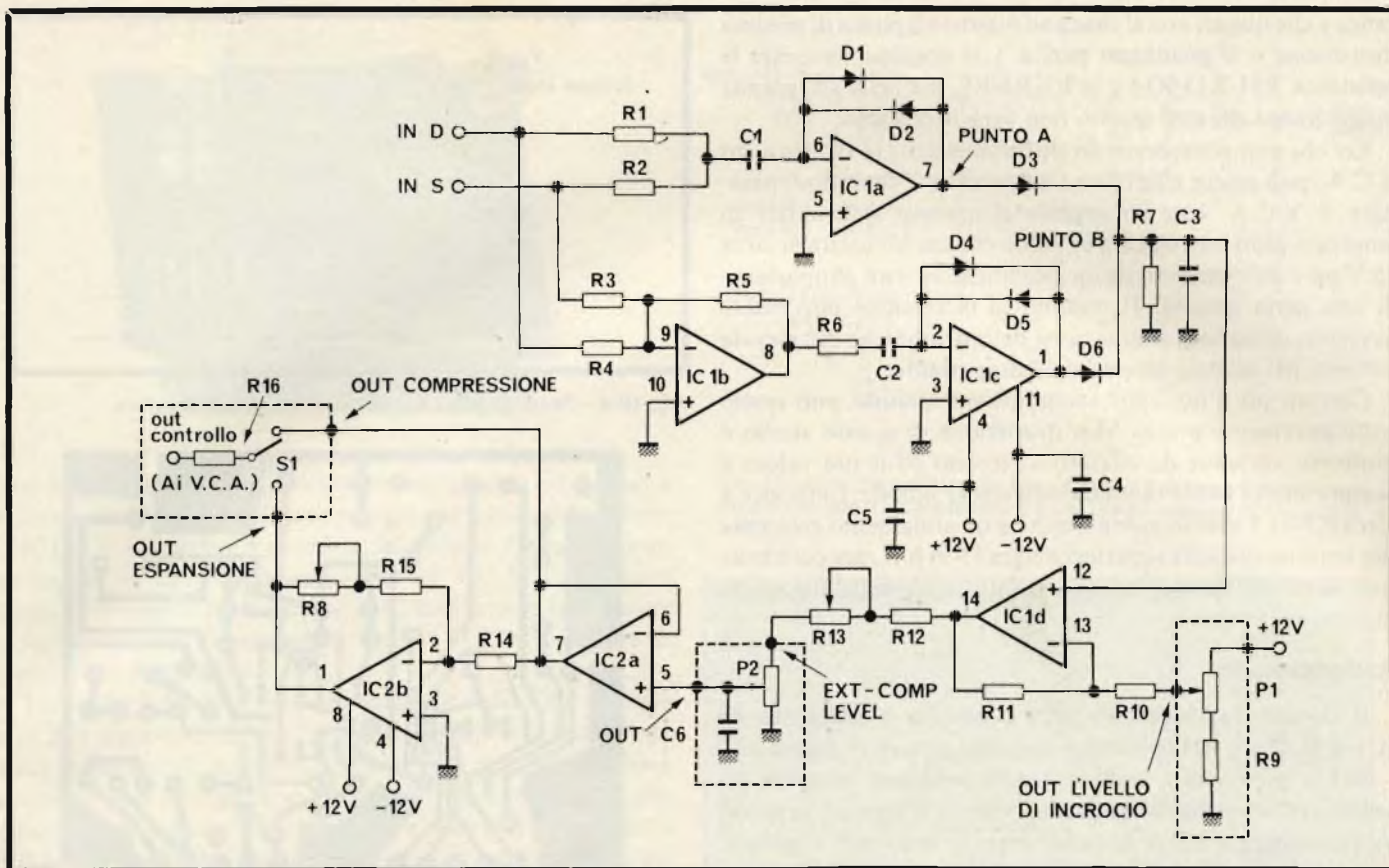


Fig. 10 - Schema elettrico del raddrizzatore. Le parti tratteggiate sono esterne al circuito stampato della scheda.

ELENCO COMPONENTI DEL RADDRIZZATORE

Resistori

R1	=	33 k Ω
R2	=	33 k Ω
R3	=	33 k Ω
R4	=	33 k Ω
R5	=	33 k Ω
R6	=	33 k Ω
R7	=	470 k Ω
R8	=	4,7 k Ω Trimmer
R9	=	1.500 Ω
R10	=	56 k Ω
R11	=	1 k Ω
R12	=	39 k Ω
R13	=	22 k Ω Trimmer
R14	=	10 k Ω
R15	=	18 k Ω
R16	=	10 Ω
P1	=	1 k Ω potenziometro lineare
P2	=	25 k Ω potenziometro lineare - vedi testo -

Condensatori

C1	=	220 nF 100 V
C2	=	220 nF 100 V
C3	=	2,2 μF o 680 kpF o 330 nF (vedi testo)
C4	=	4,7 μF 25 V
C5	=	4,7 μF 25 V
C6	=	10 nF

Semiconduttori

D1-D6	=	1N4148
IC1	=	TL 084
IC2	=	MA 1458
S1	=	Commutatore 2 posizioni con numero di vie pari al numero dei canali del compander (1 2 o 3)

Quanto detto vale per i V.C.A. sottoposti a frequenze elevate; nel caso del canale dei medi o dei bassi può essere usato benissimo il 1458. I transistori è bene abbiano caratteristiche simili (T1 uguale a T3 e T2 uguale a T4). La risposta in frequenza di questo stadio scende a meno 3dB a circa 80kHz ($A_v = 1$).

In figura 7 e 8 si può vedere il circuito stampato proposto per il V.C.A.

Taratura V.C.A.

Per un'accurata taratura del V.C.A. occorrono: un generatore di onde sinusoidali a bassa distorsione e un distorsimetro, utile è pure l'oscillografo (magari a due tracce). Ammesso che non si siano commessi errori nel montaggio, la taratura può essere effettuata collegando il dispositivo come da figura 9.

- 1) Portare i tre trimmer R12, R10, R7 a metà corsa
- 2) Agire alternativamente su R10 e R12 per ottenere la minima distorsione. Occorre far in modo che R10 assuma il valore più basso possibile (R5 si porterà a fondo corsa o da una parte o dall'altra).
- 3) Agire su R7 per ottenere V_{out} uguale a V_{in} cioè lo stadio a guadagno = 1, infatti l'ingresso di controllo è a 0 V.

Un'ulteriore rapida verifica del funzionamento si può fare portando la tensione di controllo a più e -60 mV e verificare che lo stadio, rispettivamente attenui e amplifichi il segnale d'ingresso. Con i valori delle resistenze indicate è possibile tarare il V.C.A. per una vasta area di caratteristiche dei 4 transistori; nel caso in cui tali transistori fossero fuori tolle-

ranza e che quindi non si riesca ad ottenere il punto di minima distorsione o il guadagno pari a 1 si possono ritoccare le resistenze R11-R13-R14 e le R8-R6-R9, ma nella stragrande maggioranza dei casi questo non sarà necessario.

Per chi non possedesse un distorsimetro, la taratura del V.C.A. può essere effettuata "ad orecchio" facendo funzionare il V.C.A. con un segnale d'ingresso sinusoidale di ampiezza piuttosto elevata in modo che dia un'uscita di circa 15 V pp e collegandolo ad un amplificatore e un altoparlante di una certa qualità. Il minimo di distorsione può essere avvertito come una diminuzione delle armoniche più elevate presenti nel segnale emesso dall'altoparlante.

Con un pò d'orecchio anche questo metodo può essere sufficientemente preciso. La distorsione di questo stadio è piuttosto variabile da circuito a circuito ed il suo valore è sempre molto basso tanto da non essere udibile. (inferiore a circa 0,2%). La distorsione stessa ha un andamento crescente per tensioni di uscita superiori a circa 15 V. p.p., per cui è bene non superare questo limite durante il normale funzionamento.

Raddrizzatore

Il circuito raddrizzatore vero e proprio è composto da IC1/a IC1/b e IC1/c come è possibile notare in figura 10.

IC1/a provvede a raddrizzare le semionde positive del segnale IC1/b sfasa di 180 gradi il segnale d'ingresso in modo da permettere a IC1/c di raddrizzare le semionde negative.

Consideriamo ora il raddrizzare formato da IC1/a. Una tensione d'ingresso V_i positiva da luogo a una corrente I_d uguale $V_i : R_1$ che, non potendo entrare nell'ingresso dell'op. amp. che consideriamo anche qui ideale e a potenziale 0, dovrà andare su D2 sviluppando sullo stesso una tensione proporzionale al logaritmo della I_d e quindi anche al logaritmo della V_i come era nel progetto.

Tale tensione può passare al punto B (V_A maggiore di 0 e quindi D3 conduce) subendo una certa attenuazione ma rimanendo proporzionale al logaritmo del segnale d'ingresso, almeno per valori di V_i maggiori a circa 20 mV.

Infatti, in teoria, per $V_i = 0$ dovrebbe essere $V_o = -$ infinito: (diviso) $\log. 0 = -$ infinito, mentre nel nostro caso si ha $V_o = 0$. tutto questo però ai fini pratici non è un difetto.

D3 serve ad evitare che il condensatore di livello C3 si scarichi troppo rapidamente sulla bassa impedenza d'uscita dell'op.amp. non appena la tensione a tale uscita decresce. Un'altra funzione di D3 è quella di stabilire in temperatura il funzionamento del circuito. Il diodo D2 evita che V_A vada a meno 12 V quando all'ingresso è presente una tensione negativa. Lo stesso discorso si può fare con D4, D5 IC1/c, D6. Come già detto il condensatore C3 livella la tensione del punto A che è un punto piuttosto critico del circuito.

Il controllo del V.C.A. richiede una tensione che vale 0 V quando V_i assume il valore che abbiamo chiamato "livello d'incrocio": infatti in quel caso il compander deve dare all'uscita un segnale avente la stessa ampiezza di quello all'ingresso per qualsiasi fattore di comp o exp. Per V_i minori a 20 Vpp la tensione di controllo deve essere minore di 0 se si sta comprimendo e maggiore di 0 se si sta espandendo. Il portare V_B a questi livelli è compito di IC1/d, IC2/a, IC2/b.

IC1/d controlla il livello d'incrocio tramite P1; alla sua uscita c'è il potenziometro che regola il fattore d'espansione

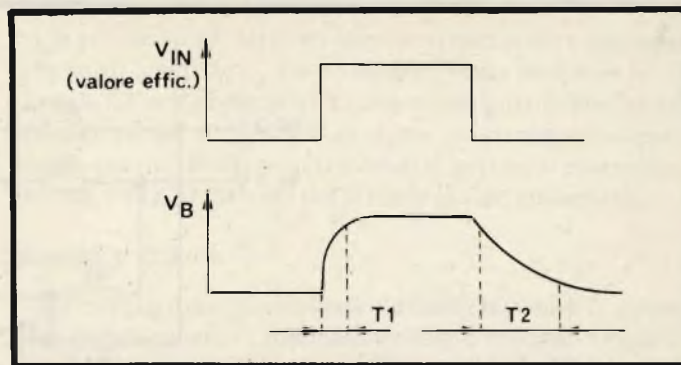


Fig. 10/a - Tempi d'attacco e di rilascio del raddrizzatore.

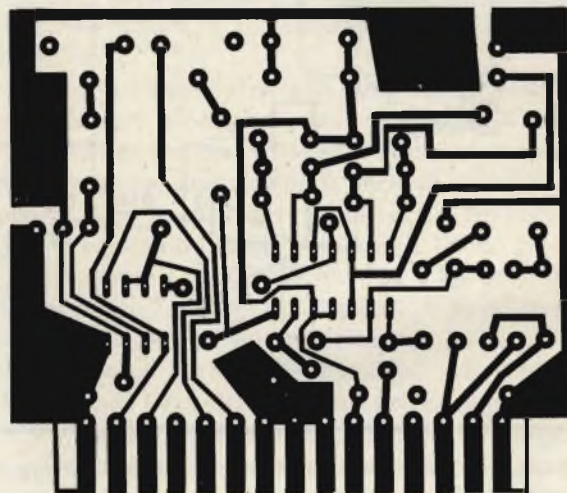


Fig. 11 - Circuito stampato lato rame in scala 1:1 del raddrizzatore.

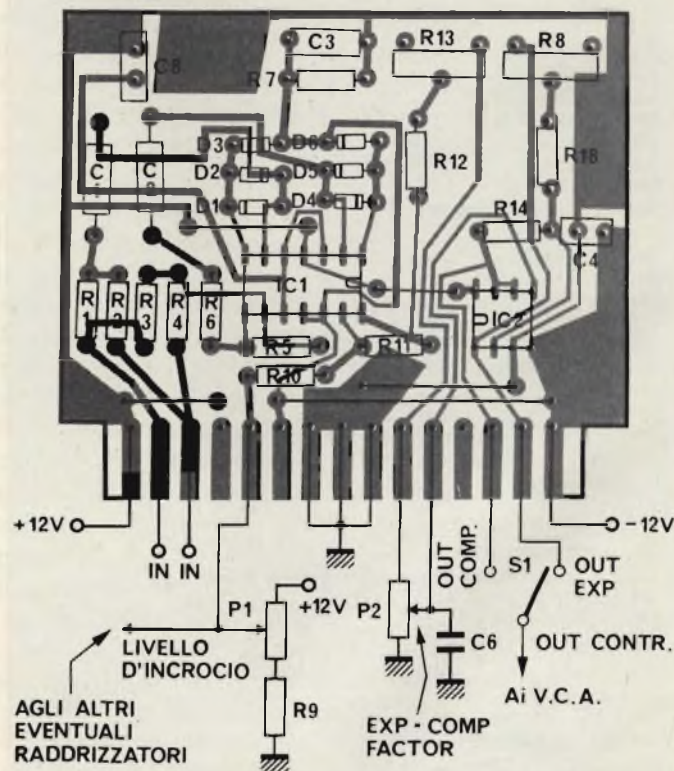
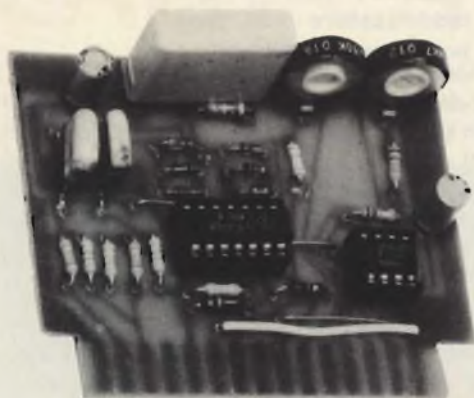


Fig. 12 - Disposizione dei componenti sullo stampato di figura 11 relativo al raddrizzatore.



(o di compressione): P2. Con tale potenziometro col cursore a massa si ha $V_o = 0\text{ V}$ e il compander non agisce sul segnale.

IC1/a è un buffer necessario in quanto l'impedenza di uscita per la tensione di controllo del V.C.A. deve essere bassa. Collegando tale uscita al V.C.A. si ottiene la funzione di compressione. Invertendola tramite IC2/b si ottiene la funzione di espansione.

Torniamo adesso al circuito di livellamento del segnale (C3, R7). Supponiamo che l'ingresso venga portato da 0 a una certa tensione V_i ; il punto B passerà da 0 a una tensione proporzionale al logaritmo di V_i in un certo tempo T1 che dipende dalla costante di tempo pari a circa $(R_d \text{ in parallelo a } R7) \times C3$ dove R_d è la resistenza del diodo. (vedi figura 10/a). T1 viene chiamato tempo d'attacco e deve essere il più breve possibile per permettere al V.C.A. di assumere rapidamente l'amplificazione necessaria al segnale d'ingresso.

Quando la tensione V_i ripassa a 0, V_B va a 0 in un tempo T2 che dipende dal prodotto $R7$ per C3 chiamato tempo di rilascio. Anche questo tempo deve essere il più breve possibile per lo stesso motivo detto sopra, altrimenti si potrebbe sentire una coda di fruscio alla fine di un suono forte che darebbe un effetto di "pompaggio" del segnale.

In questo caso però, se tale costante è troppo breve si può avere una certa quantità di ripple dovuto al segnale d'ingresso, sempre più ampio alle frequenze più basse.

Questo causa una rapida variazione all'amplificazione del V.C.A. che modula di conseguenza il segnale d'ingresso con una frequenza uguale o maggiore del segnale stesso causando distorsione. Occorre quindi che T2 sia il miglior compromesso tra rapidità di tempo di rilascio e distorsione del segnale.

Nel caso di compander a due o tre canali T2 può essere più breve per i canali che trattano il segnale a media ed alta frequenza, per questo i valori di C3 sono:

- canale a bassa frequenza $C3 = 2,2\ \mu\text{F}$
- canale a media frequenza o canale acuti nel caso del 2 vie $C3 = 680\ \text{nF}$
- canale ad alta frequenza $C1 = 330\ \text{nF}$

Nel caso di compander a 1 via consiglio $C1 = 1\ \mu\text{F}$

IC1 è bene sia un TL084 a causa della sua bassa corrente d'ingresso (è un bifet). È possibile anche utilizzare un LM324 pagando un certo degradamento delle caratteristiche ed una possibile maggiore diversità di caratteristiche tra un raddrizzatore e l'altro. Consiglio quindi caldamente il TL. IC2 deve avere un basso offset: con il cursore di P2 a massa l'uscita deve essere a 0 in entrambi gli stadi.

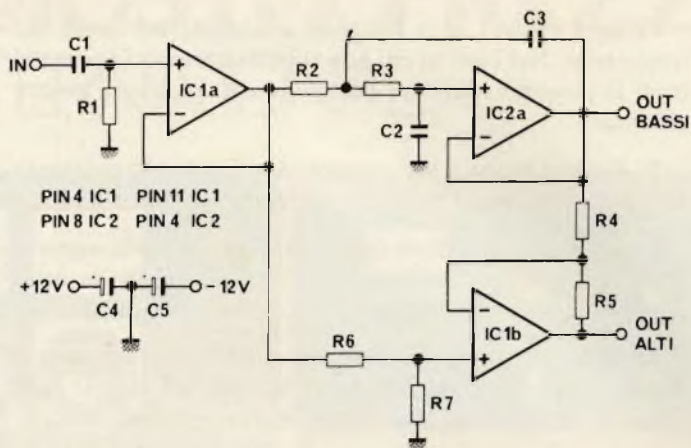


Fig. 13 - Circuito elettrico del filtro a 2 vie. Lo schema è relativo ad un solo canale, l'altro è identico e utilizza gli integrati IC1/c, IC1/d e IC2/b

ELENCO COMPONENTI DEL FILTRO A 2 VIE

Resistori

- R1 = 330 k Ω
- R2 = 15 k Ω
- R3 = 15 k Ω
- R4 = 15 k Ω 1% o selezionate
- R5 = 15 k Ω 1% o selezionate
- R6 = 15 k Ω 1% o selezionate
- R7 = 15 k Ω 1% o selezionate

Condensatori

- C1 = 47 nF
- C2 = 10 nF
- C3 = 22 nF
- C4 = 4,7 μF 25 V
- C5 = 4,7 μF 25 V

Semiconduttori

- IC1 = TL084
- IC2 = $\mu\text{A}1458$

ELENCO COMPONENTI DEL FILTRO A TRE VIE

Resistori

- R1 = 330 k Ω
- R2 = 18 k Ω
- R3 = 18 k Ω
- R4 = 15 k Ω o selezionata
- R5 = 15 k Ω o selezionata
- R6 = 15 k Ω o selezionata
- R7 = 15 k Ω o selezionata
- R8 = 330 k Ω (15 + 15 k) selezionata
- R9 = 6,8 k Ω
- R10 = 15 k Ω

Condensatori

- C1 = 47 nF
- C2 = 22 nF
- C3 = 47 nF
- C4 = 2,7 nF
- C5 = 2,7 nF

Semiconduttori

- IC1 = TL 084

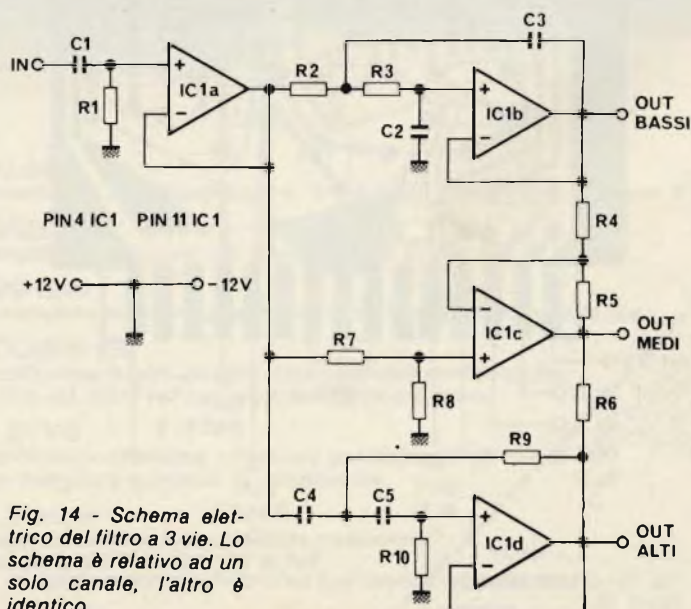


Fig. 14 - Schema elettrico del filtro a 3 vie. Lo schema è relativo ad un solo canale, l'altro è identico.

P2 deve avere 1, 2 o 3 sezioni a seconda dei canali del compander. Nel caso in cui non si trovassero potenziometri tripli si possono usare tre potenziometri a cursore lineare affiancati.

P1 è invece unico: il suo cursore va collegato alla resistenza R10 di tutti gli stadi raddrizzatori messi assieme.

È importante che i diodi impiegati in questo stadio siano in ottimo stato e il più possibile uguali fra di loro: altrimenti si potrebbero avere differenze tra un rivelatore e l'altro.

In figura 11 appare il disegno del circuito stampato del raddrizzatore visto dal lato rame in scala 1:1 mentre nella figura 12 è visibile la disposizione dei componenti.

Taratura raddrizzatore

Controllare che tutto funzioni correttamente collegando il circuito a $\pm 12V$ stabilizzati. Scollegare C3 e inviare in ingresso un segnale di circa 1 kHz sinusoidale. Verificare che nel punto B vi sia il segnale d'ingresso raddrizzato (gli archi di sinusoide saranno più simili ad archi di circonferenza). Se si vedono semionde alternativamente alte e basse, significa che i diodi D1, D3, D4, D6 non sono identici ed è bene fare in modo che lo siano sostituendone eventualmente alcuni.

Seguire poi il percorso del segnale da operazionale ad operazionale e verificare che i potenziometri di livello d'incrocio e di fattore di esp/comp funzionino correttamente.

La taratura di R13 e R8 va fatta a costruzione ultimata di

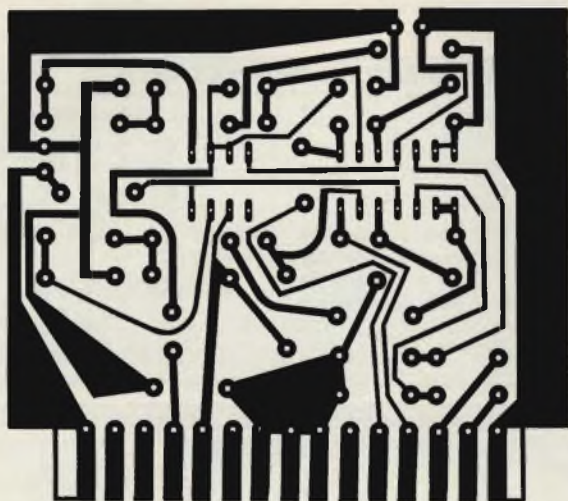


Fig. 15 - Circuito stampato del filtro a 2 vie (stereo) lato rame in scala 1:1

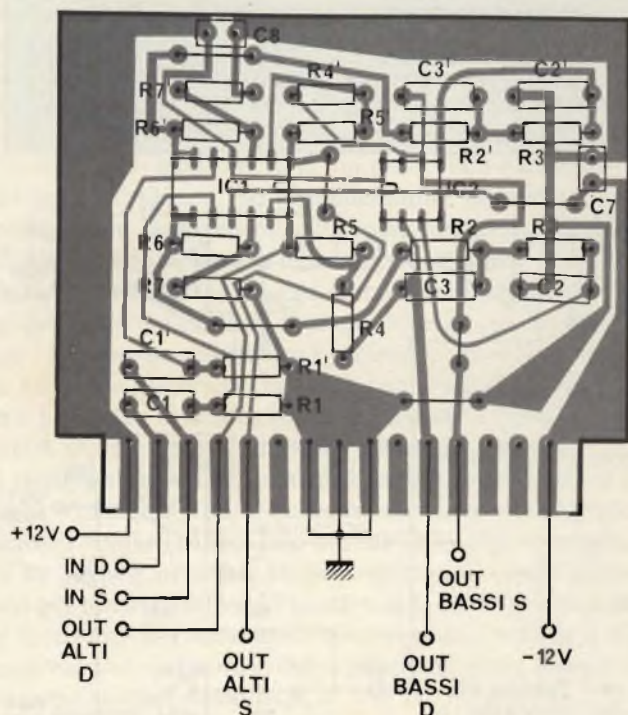


Fig. 16 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato visibile in figura 15.

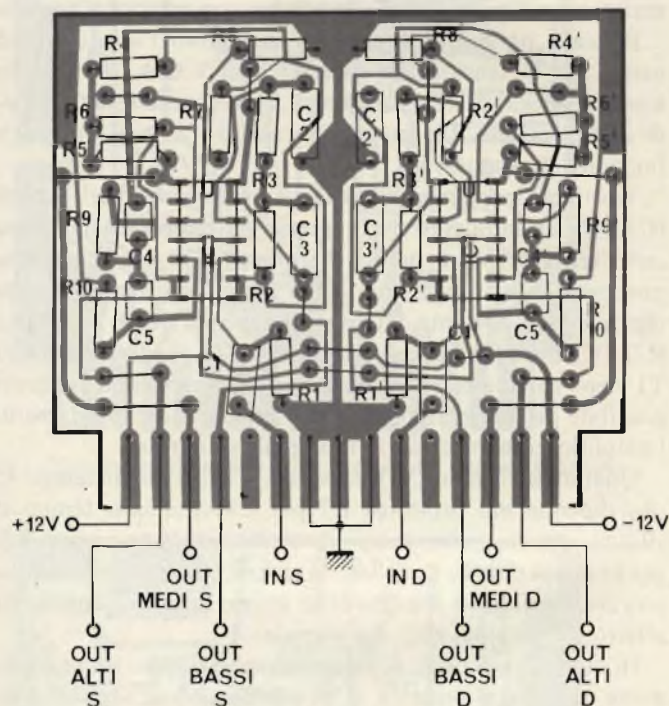


Fig. 17 - Disposizione dei componenti sullo stampato del filtro a 3 vie visibile in figura 18.

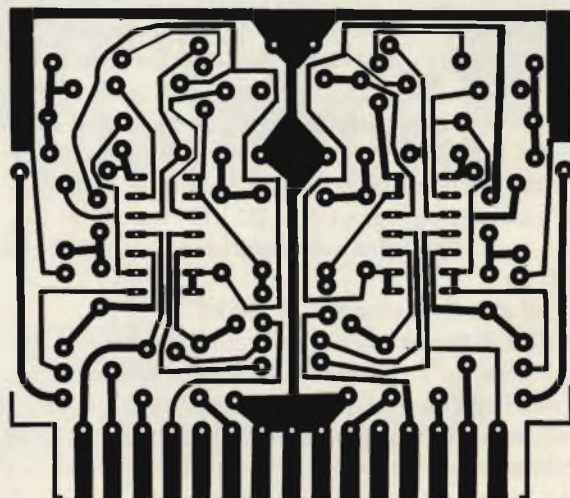


Fig. 18 - Circuito stampato del filtro a 3 vie in scala 1:1 visto dal lato rame.

QUALITÀ AL GIUSTO PREZZO

C.T.E. INTERNATIONAL



1 CUBICAL

Antenna professionale. Massima Potenza 2 KW. Guadagno 9 dB. Resistenza al vento 170 Km/h.

2 SKYLAB

L'antenna più richiesta. Massima Potenza 800 W. Guadagno 7 dB.

3 BOOMERANG

L'antenna da balcone che risolve tutti i problemi di installazione. Potenza 300 W.

4 GALAXY

Il più potente amplificatore lineare 500 W minimi in AM. 1000 W PeP con preamplificatore d'antenna.

5 JUMBO

L'amplificatore lineare più famoso 300 W in AM. 600 W PeP con preamplificatore d'antenna.

6 AL 6000

Allimentatore da laboratorio con 2 strumenti. Vout 5÷15 V. Corrente 5 A.

7 SPEEDY

L'amplificatore lineare più versatile 70 W in AM. 140 W PeP.

8 RG 1200

Allimentatore di alta potenza professionale. Vout 10÷15 V. Corrente 12 A.

9 COLIBRI 100

Amplificatore lineare da auto con eccezionali caratteristiche. 50 W in AM. 100 W PeP con regolatore di modulazione.

10 27/375

Amplificatore d'antenna ad elevato guadagno 25 dB con indicatore luminoso di trasmissione.

11 JAGUAR

Amplificatore lineare da auto dalle prestazioni incredibili 100 W in AM. 200 W PeP.

C.T.E. INTERNATIONAL

42011 BAGNOLO IN PIANO (R.E.) - ITALY - Via Valli, 16
Tel. (0522) 61623/24/25/26 (ric. aut.) TELEX 830156 CTE I

PER RICEVERE IL NOSTRO CATALOGO, INVIARE UN INDIRIZZO ALLEGGIANDO L.300 IN FRANCOBOLLI 5242

NOME
COGNOME
INDIRIZZO

Il salva tempo

Se vi preoccupate per quanto vi costa il tempo impiegato per eseguire misure e misure, nel vostro lavoro di manutenzione e ricerca elettronica, riflettete su ciò che al riguardo vi può offrire il **nuovo oscilloscopio Philips PM 3207: "Il salva tempo"**.

Schermo grande e di facile lettura, elevata sensibilità di 5 mV su entrambi i canali, somma e differenza, autotriggering con scelta della sorgente e trigger TV e doppio isolamento, cioè spina di alimentazione bipolare.

Banda di 15 MHz sufficiente per esigenze presenti e future.

Aggiungete la tradizionale robustezza, affidabilità e qualità Philips e avrete solo un'ultima domanda:

"Bello! Ma il prezzo?"

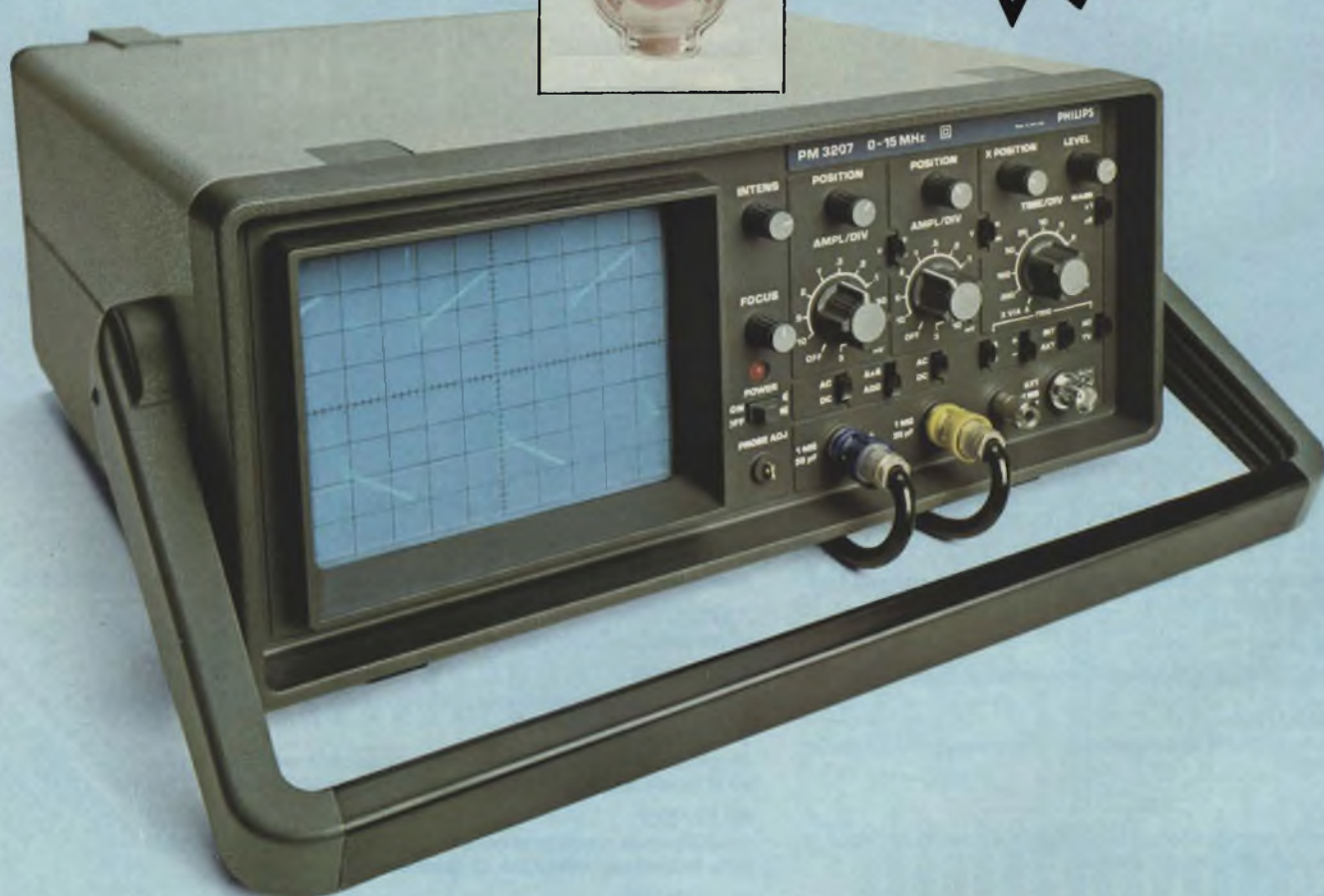
Meno di quanto vi aspettiate.

Una documentazione intitolata "Soltanto dieci minuti del vostro tempo" vi convincerà che il PM 3207 potrà farvi risparmiare tempo e denaro. Telefonateci e ve la invieremo subito.



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

Pronta consegna!



**Test & Measuring
Instruments**

PHILIPS

TABELLA 1

Vout (dB)	Vout (V)	Fattore di Compressione
-20 dB	$V_o \times 0,1$	1:1
-19 dB	$V_o \times 0,112$	1,1:1
-18 dB	$V_o \times 0,125$	1,2:1
-17 dB	$V_o \times 0,141$	1,3:1
-16 dB	$V_o \times 0,158$	1,4:1
-15 dB	$V_o \times 0,178$	1,5:1
-14 dB	$V_o \times 0,199$	1,6:1
-13 dB	$V_o \times 0,224$	1,7:1
-12 dB	$V_o \times 0,250$	1,8:1
-11 dB	$V_o \times 0,281$	1,9:1
-10 dB	$V_o \times 0,316$	2:1

V_o è il valore della tensione all'ingresso del compander per la quale V_{out} = V_{in} (punto d'incrocio).

tutti i moduli del compander e della piastra madre.

Nel caso del 2 o 3 canali occorre tarare i raddrizzatori uno per volta togliendo dalla piastra madre i V.C.A. degli altri canali, oppure prendendo il segnale d'uscita direttamente sul V.C.A. comandato dal raddrizzatore da tarare prima che vada nel sommatore. È importante che i V.C.A. siano stati preventivamente tarati. Porre all'ingresso del compander su uno solo dei due canali stereo, un segnale sinusoidale con una frequenza di circa 100 Hz per il canale dei bassi, 2 kHz per quello dei medi e 100 kHz per il canale degli alti.

Portare P1 con il cursore verso +12V, V_{in} dovrà essere di circa 1V efficace e occorrerà regolare in maniera fine tale tensione in modo che ruotando P2 non si abbiano variazioni di tensione d'uscita. A questo punto saremo nel cosiddetto "punto d'incrocio" e avremo V_{out} = V_{in} = 0 dB. Tale valore lo chiameremo V_o.

Portare V_{in} a -20 dB (1/10 di V_o) e ruotare P2 col cursore verso R13. Regolare R13 affinché V_{out} vada a -10 dB, cioè V_{out} uguale a V_o x 0,316. Abbiamo in questo modo operato una compressione pari a 2:1.

Porre S1 su exp, portare V_{in} a -5 dB cioè V_{in} = V_o x 0,56 e regolare R8 (con P2 ancora verso R13) affinché V_{out} = V_o x 0,316, si porti cioè a -10 dB. Abbiamo in questo modo operato un'espansione pari a 1:2.

Questa operazione dovrà essere ripetuta in modo da tarare tutti i raddrizzatori presenti nel compander.

P2 può essere di valore diverso da 25 kΩ: valori compresi fra 10 e 47 kΩ possono andare ben, occorrerà eventualmente ritoccare il valore di R12. La taratura di tutta la scala del fattore di exp/comp può essere fatta con uno qualsiasi dei canali del compander (alti, medi o bassi) avendo l'accortezza di togliere V.C.A. degli altri canali.

Si può per esempio utilizzare il canale dei bassi applicando all'ingresso una frequenza di 100 Hz. Occorre portarsi ancora nel "punto d'incrocio" come già spiegato per la taratura di R13 e R8. S1 sia in posizione di compressione. Successivamente si porta il segnale d'ingresso a -20 dB dal livello d'incrocio. Se P2 ha il cursore a massa anche V_{out} sarà a -20 dB.

Si ruoterà quindi P2 sino a quando V_{out} si porterà a -19 dB che corrisponderà ad un fattore di compressione di 1,1:1, poi si ruoterà ancora P2 fino a che V_{out} = -18 dB e qui avremo 1,2:1 e così via seguendo la *tabella 1*.

I vari punti trovati possono essere segnati, per esempio, con caratteri trasferibili. Essi corrisponderanno anche ai rispettivi

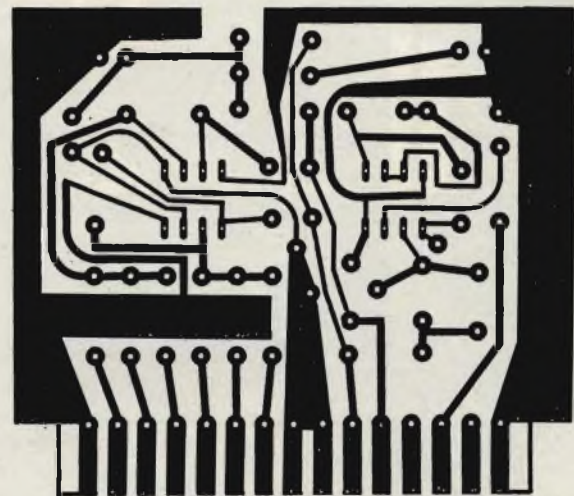
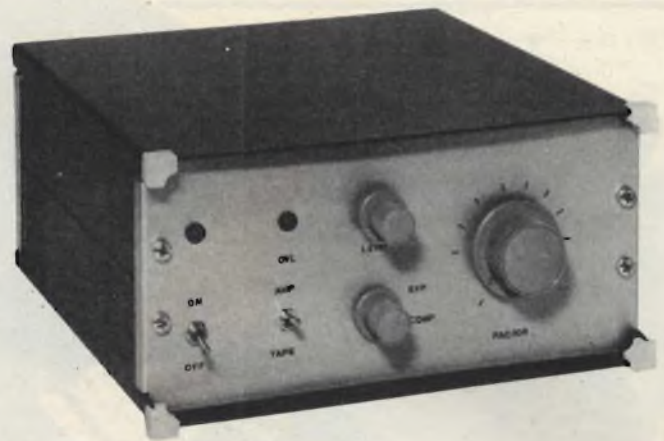


Fig. 19 - Circuito stampato lato rame in scala 1:1 del sommatore e overload.

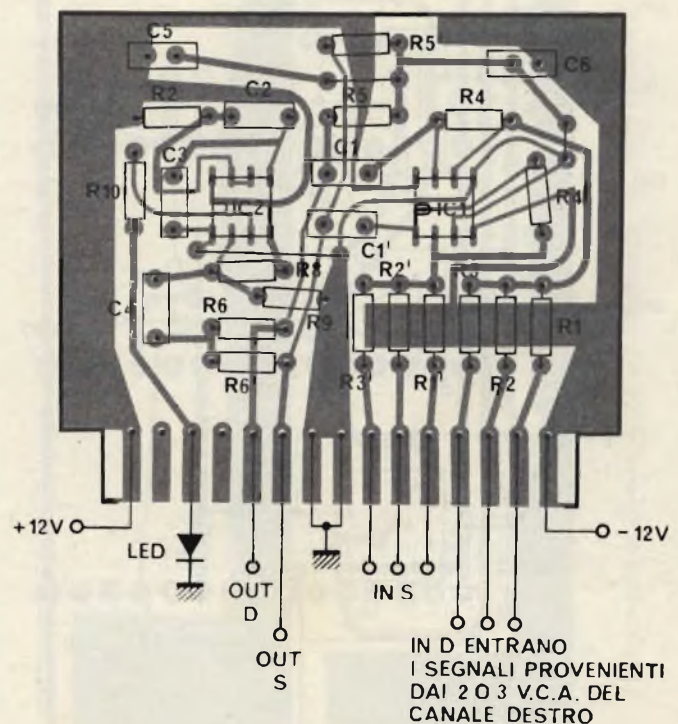
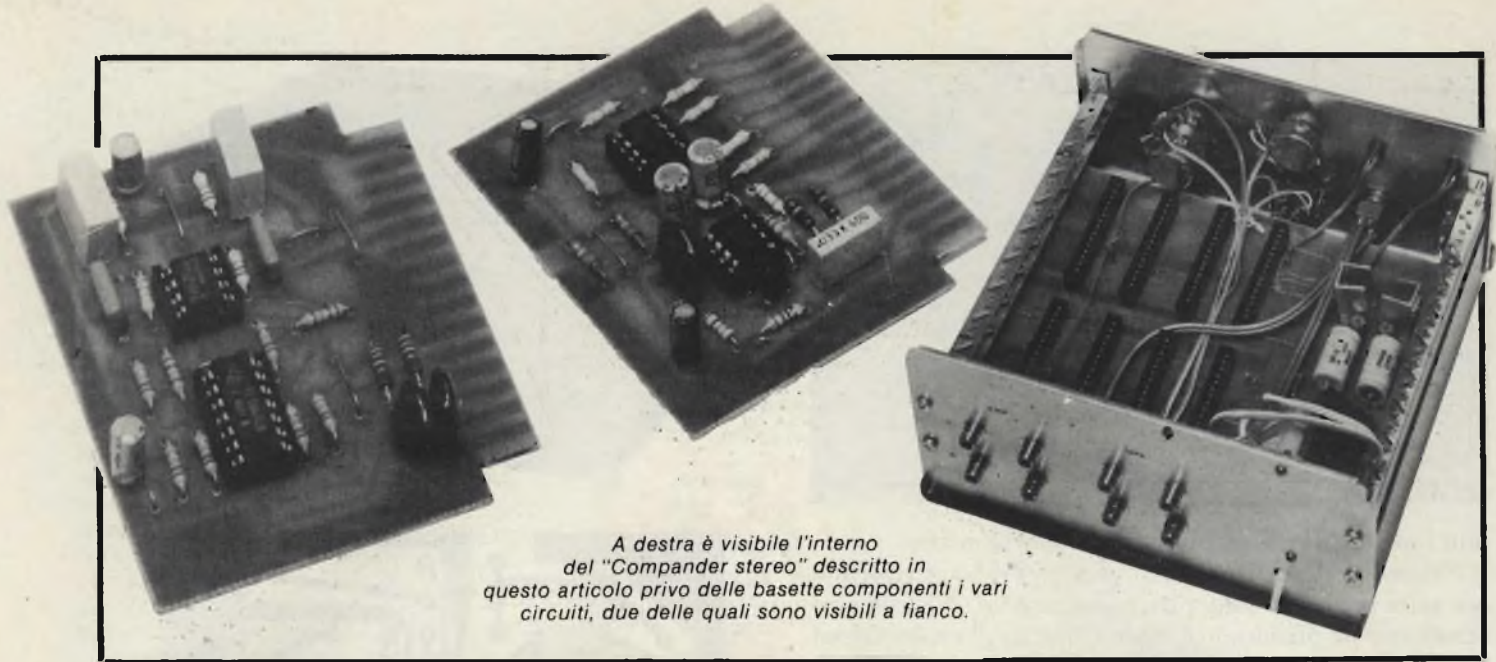


Fig. 20 - Disposizione dei componenti sullo stampato del sommatore e dell'indicatore di sovraccarico (overload) di figura 19.



A destra è visibile l'interno del "Componder stereo" descritto in questo articolo privo delle basette componenti i vari circuiti, due delle quali sono visibili a fianco.

ELENCO COMPONENTI SOMMATORE E OVERLOAD	
Resistori	Condensatori
R1 = R1' =	C1 = C1' = μF 25 V
R2 = R2' =	C2 = 100 nF
R3 = R3' =	C3 = 10 nF
R4 = R4' =	C4 = 47 nF
R5 = R5' = 180 k Ω	C5 = 4,7 μF 25 V
R6 = R6' = 56 k Ω	C6 = 4,7 μF 25 V
R7 = 1 M Ω	
R8 = 150 k Ω	Semiconduttori
R9 = 220 k Ω	IC1 = TL082
R10 = 820 Ω	IC2 = μA 555
	LED = Diodo LED

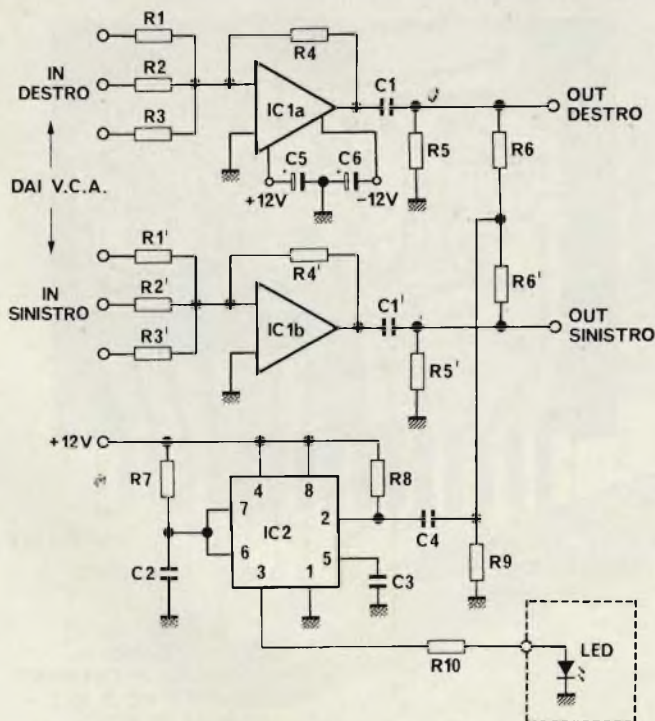


Fig. 21 - Schema elettrico del sommatore e indicatore di sovraccarico. La parte tratteggiata è esterna al circuito stampato.

fattori di espansione 5:1 sarà, in espansione, 1:5 e così via. In tabella 1 V_o è il valore della tensione di uscita al punto d'incrocio.

La colonna V_{out} (V) serve a coloro che non hanno un Voltmetro tarato in decibel.

Filtri

Per realizzare i compander a due e tre vie occorre un filtro che separi le frequenze alte da quelle basse o le frequenze alte dalle medie e dalle basse.

Sperimentalmente si è trovato che le frequenze d'intervento più opportune sono a circa 700 Hz per il 2 vie e 250 Hz, 4000 Hz per il tre vie.

La pendenza di tali filtri è stata scelta in 12 dB/ottava, questo per evitare di avere una pendenza troppo blanda (6 dB/ottava) che limiterebbe l'efficacia del compander multi-via. Una pendenza maggiore (18 dB/ottava) complicherebbe eccessivamente il circuito senza ottenere sensibili vantaggi, inoltre si avrebbero difficoltà a causa dell'elevato sfasamento che subisce il segnale filtrato così rapidamente.

Una caratteristica che deve avere il filtro che ci interessa è questa: sommando i due o tre segnali (bassi e alti o bassi, medi e alti), all'uscita si deve riottenere il segnale d'ingresso qualunque esso sia.

Questa operazione viene infatti realizzata dal blocco sommatore. Ora, la somma dei segnali d'uscita da un filtro passa alto e passa basso con la stessa frequenza di taglio è uguale al segnale d'ingresso solo se tale filtro è a 6 dB/ottava.

A causa degli sfasamenti introdotti dai filtri a pendenza maggiore la somma delle loro uscite non dà più il segnale d'ingresso: un'onda quadra uscirebbe assai distorta soprattutto nelle frequenze d'incrocio. Per evitare ciò ho utilizzato un filtro particolare che, pur avendo una pendenza di 12 dB/ottava dà luogo in uscita a segnali la cui somma da esattamente il segnale d'ingresso. Questo filtro è molto semplice da realizzare in quanto non occorre taratura e nemmeno componenti di precisione.

Lo schema elettrico del filtro a due vie è rappresentato in figura 13 mentre quello a tre vie è in figura 14. In quest'ultimo

ELENCO COMPONENTI ALIMENTATORE	
<i>Condensatori</i>	
C1-C2 = 1.000 μ F 25 V	
C3-C4 = 4,7 μ F 25 V	
C5-C6 = 4,7 μ F 25 V	
PR1 = Ponte da ~ 50 V -1A o superiore	
<i>Semiconduttori</i>	
IC1 = μ A 7812	
IC2 = μ A 7912	

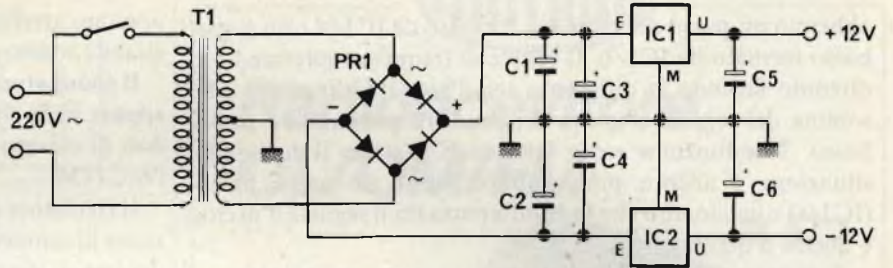


Fig. 22 - Circuito elettrico dell'alimentatore da ± 12 V stabilizzati.

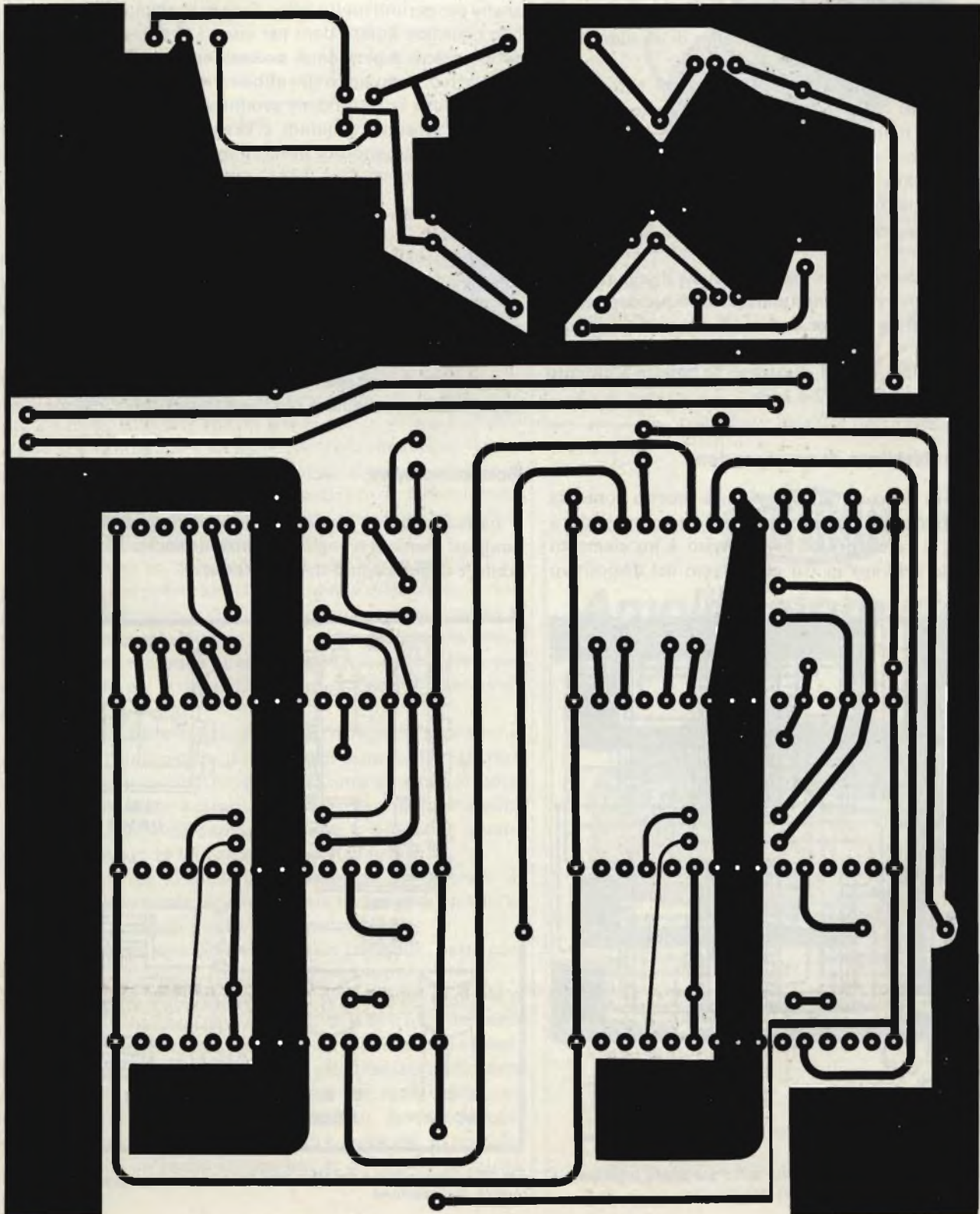


Fig. 23 - Piastra madre di un compander a 2 vie vista dal lato rame in scala 1:1.

abbiamo un passo alto classico formato da IC1/d e un passa basso formato da IC1/b. Il canale di frequenza intermedio è ottenuto facendo la differenza tra il segnale d'ingresso e la somma del segnale d'uscita dei due filtri passa alto e passa basso. Tale funzione viene fatta da IC1/c. Per il due vie la situazione è ancora più semplice: basta un passa basso (IC2/a) e un circuito che fa la differenza tra il segnale d'uscita e quello d'ingresso.

Tale funzione è fatta da IC1/b. Le resistenze che agiscono sui circuiti che fanno la somma e la differenza dei segnali sono gli unici elementi che devono essere di una certa precisione. Esse possono venire selezionate con l'aiuto di un ohmetro digitale.

Per vedere se il circuito funziona si usa il sommatore descritto in seguito collegandolo direttamente alle uscite del filtro. Mandando in ingresso un'onda quadra e spazzolando in frequenza si deve ottenere in uscita la stessa onda senza distorsione. Un'altra prova può essere quella di spazzolamento da 20 a 20.000 Hz con un segnale sinusoidale e verificare che in uscita del sommatore la tensione si mantenga costante.

Naturalmente dovrà essere costante anche il segnale d'ingresso. Queste prove vanno effettuate, comunque dopo che si è verificato l'effettivo funzionamento di ciascuna uscita del filtro.

Le figure 15, 16, 17 e 18 illustrano le basette a circuito stampato relative ai filtri a 2 e 3 vie.

Sommatore e rivelatore di sovraccarico

Questi circuiti sono riuniti in un'unica basetta come da figure 19 e 20. Il sommatore è necessario solo nel compander a due o tre vie, il rivelatore di sovraccarico è un elemento opzionale, utile nel caso in cui all'ingresso del dispositivo

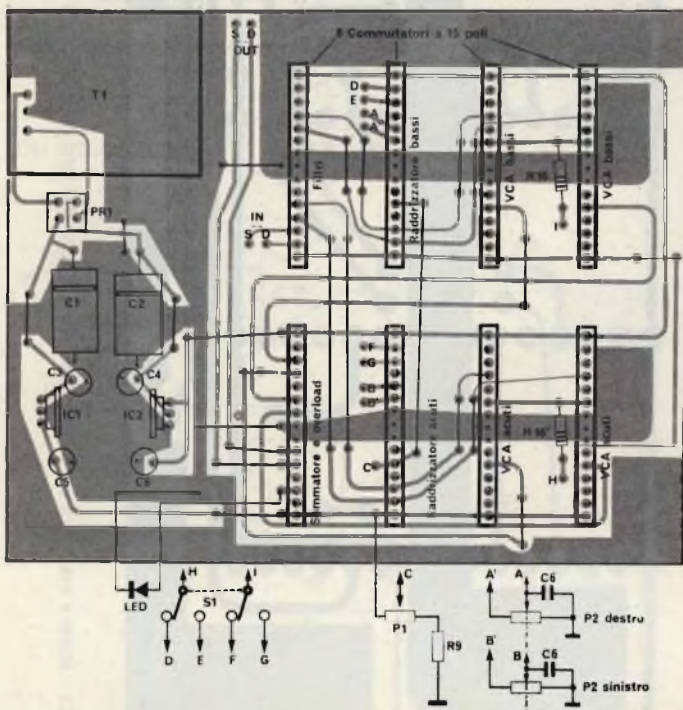


Fig. 24 - Disposizione dei componenti sullo stampato principale e relativi collegamenti esterni.

possono arrivare segnali piuttosto ampi. È comunque consigliabile realizzarlo.

Il sommatore è un classico circuito a op/amp il cui schema appare nella figura 21. Ho usato il TLO82 sempre per le sue doti di elevato slew-rate, ma anche qui è possibile utilizzare l'MC1458.

Il rivelatore di sovraccarico sfrutta il noto 555 in configurazione di monostabile. All'ingresso vengono applicati i segnali dei canali destro e sinistro che vengono sommati. Il led si accende quando la tensione d'uscita supera circa 16 V p.p. anche per periodi molto brevi. Sarà poi compito del monostabile ricordare questo dato per circa 1/4 di secondo tenendo acceso il led. Il periodo di accensione dipende da C2 e R7.

16 V p.p. sono un livello abbastanza prudenziale, ma oltre tale tensione la distorsione prodotta dal V.C.A. aumenta in maniera sensibile e quindi è bene mantenersi al di sotto agendo sul comando di livello d'incrocio.

Alimentatore

Occorrono le tensioni duali di ± 12 V ben stabilizzate. Per questo si utilizzano gli integrati a tre terminali 7812 e 7912 che vanno adeguatamente raffreddati tramite una piccola aletta di raffreddamento. Il trasformatore dovrà dare in uscita 15 + 15V.

Lo schema è disegnato in figura 22 mentre nella 23 e 24 appare la basetta madre che raggruppa tutto l'insieme.

Note conclusive

La realizzazione pratica del compander può essere fatta in qualsiasi maniera si voglia, in funzione anche del contenitore scelto e delle esigenze dell'utilizzatore.

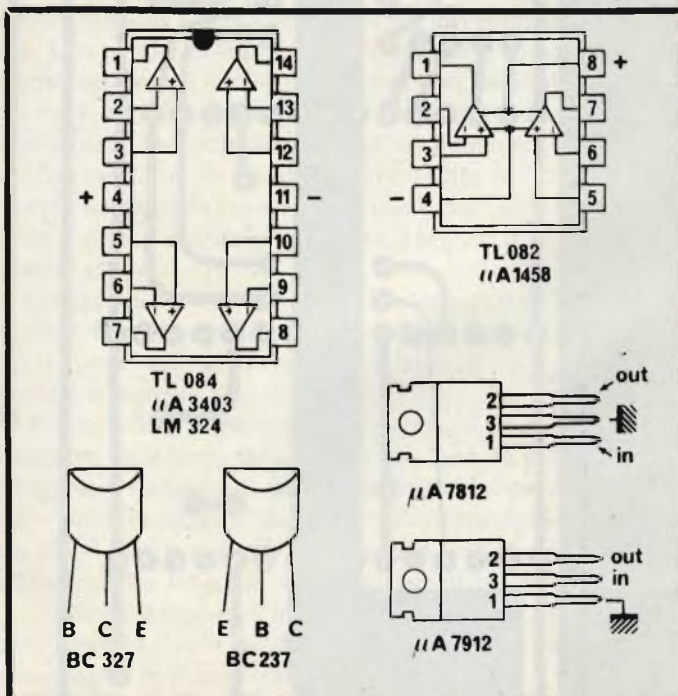
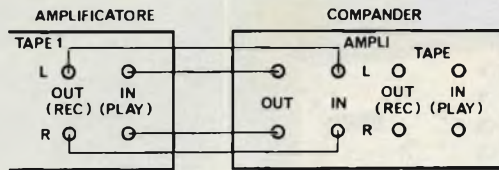
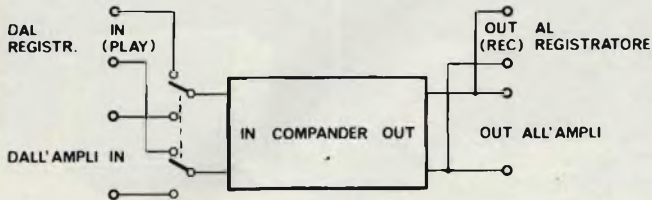


Fig. 25 - Disposizione dei terminali dei principali integrati utilizzati in questa realizzazione.



(a)



(b)

Fig. 26 - a) Collegamento ad un amplificatore. b) Collegamenti interni necessari per "ricavare" la presa "TAPE" sul compander.

Quello da me illustrato vuole essere solo una proposta di realizzazione. I potenziometri del livello d'incrocio e di fattore di exp/comp nel compander a due o tre vie possono anche essere posti separati, uno per ogni via; l'utilizzazione a questo punto si fa più complessa, ma il dispositivo diventa più versatile.

Importante è la collaborazione del trasformatore di alimentazione: occorre trovare sperimentalmente la posizione che da luogo al minor ronzio introdotto in uscita. Ciò può essere fatto ruotando e spostando il trasformatore collegato al circuito con fili abbastanza lunghi fino ad ottenere il minimo ronzio in uscita. In compander sarà, naturalmente collegato ad un amplificatore. Se si riesce a trovare un trasformatore schermato, tanto meglio.

Il compander se collegato ad un amplificatore HI-FI va posto prima del potenziometro di volume dello stesso, e cioè alla presa tape; questo se l'amplificatore in questione ha il tasto tape monitor. Il registratore o lo si collega alla presa tape 2 o, in mancanza di questa, si può ricavare una presa per il registratore nel compander stesso, secondo lo schema di figura 26b.

Con un deviatore doppio si può poi collegare l'uscita per il registratore prima o dopo il compander in modo da registrare con segnale processato o no. L'utilizzazione di questo dispositivo, una volta che si è tarato perfettamente, è molto semplice e da luogo a notevoli vantaggi in tutte le occasioni; questo senza modificare la timbrica del segnale trattato.

L'amplificatore al quale andrà collegato dovrà essere di potenza relativamente elevata per non rischiare di "metterlo in crisi" nei passaggi più forti di musica.

Comunque già con 20W si può stare tranquilli, basta non esagerare col volume e col fattore d'espansione.

Quest'ultimo, come ripeto, per il solo ascolto di dischi o nastri commerciali non deve andare al di là di 1:1,5, altrimenti si rischia di ottenere una riproduzione d'effetto non rispondente alla realtà musicale che spesso può risultare addirittura fastidiosa. Sono comunque convinto che tutti coloro che costruiranno il compander rimarranno favorevolmente impressionati dal suo funzionamento e, come me, lo considereranno come un'anello indispensabile della propria catena HI-FI.



Radioricevitore OL/OM/FM

UK 573



Radioricevitore portatile compatto per l'ascolto delle onde lunghe e medie e della modulazione di frequenza. Ottime le prestazioni

di sensibilità, selettività e fedeltà. La costruzione e la messa a punto non presentano particolari difficoltà. Estetica sobria e curata.

Alimentazione: 4 batterie da 1,5 V c.c.
 Frequenza F. M.: 88-108 MHz
 Frequenza O. M.: 520-1640 kHz
 Frequenza O. L.: 150-270 kHz
 Sensibilità O. M.: 150 μ V/m
 Sensibilità O. L.: 350 μ V/m
 Sensibilità F. M.: 5 μ V
 Potenza audio: 0,3 W

L. 22.900
 IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC



Amplificatore stereo di potenza

UK 537



Completa la serie HI-FI "microline" della quale è l'elemento di potenza. 18 W per canale forniscono un ottimo volume musicale per piccoli e medi ambienti. Il minimo ingombro della serie "microline" consente l'impiego "giovane"

dove si abbiano scarse disponibilità di spazio. Impiega circuiti integrati di potenza autoprotetti contro il sovraccarico ed il cortocircuito, per la massima sicurezza di esercizio.

Potenza di uscita musicale: 36 W
 Potenza di uscita per canale (1% distorsione): 18 W
 Impedenza di uscita: 4-8 Ω
 Risposta di frequenza a -3 dB: 25-40.000 Hz
 Impedenza ingresso: 100 K Ω
 Alimentazione: 220 V c.a. 50/60 Hz

L. 49.500 in kit
 L. 59.500 montato
 IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC



RCF

la piú grande industria elettroacustica italiana

alcuni dei 459 articoli che, a qualunque livello di riproduzione sonora garantiscono una elevata qualità ed una estrema versatilità d'uso. Tutti affiancati dalla nostra assistenza tecnica. **Potete fidarvi.**



studio successo P380



42029 S. Maurizio (Reggio Emilia) - via G. Notari, 1/A - tel. (0522) 91840 (8 linee r.a.)
 Commissionario generale per l'estero: Jori s.p.a. - 42100 Reggio Emilia
 piazza Vittoria, 1 - tel. (0522) 485245 - telex 530337 Jorire I

La memoria ad accesso casuale

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

di M. Balocchi - Seconda parte

ESPANSIONE DELLA MEMORIA

Per ottenere parole con dimensioni maggiori di 1 k, e/o lunghezze di ciascuna parola maggiore di 1 bit, è pratica normale collegare tra loro diverse unità RAM. Ad esempio, si possono avere le seguenti combinazioni:

1 x TMS 4063 parole da 1 k x 1 bit
 n x TMS 4063 parole da 1 nk x 1 bit
 m x TMS 4063 parole da 1 k x m bit
 (m n) x TMS 4063 parole da (n k) x (m bit)

Analogamente, è possibile collegare diverse schede di nk parole per mbit, allo scopo di aumentare ulteriormente la capacità del sistema.

Espansione del bit

L'unità TMS 4063 funziona con 1024 parole di 1 bit. Per aumentare le possibilità del sistema a 1024 parole per N bit, è possibile collegare tra loro N unità del tipo TMS 4063, con tutti gli ingressi di indirizzamento e di "clock" collegati in parallelo, e ciascuna coppia di linee I/O collegata a mezza unità del tipo SN75370 (o ad altri circuiti del tipo "drive/sense" per bit). Di conseguenza, quando viene scelto un indirizzo, un bit di ciascuna memoria viene attivato, costituendo una parola da N bit. Quanto sopra è illustrato alla figura 12.

Esiste però un limite pratico al numero massimo di dispositivi che possono essere collegati tra loro: tale limite è dovuto al carico capacitivo degli ingressi delle unità TMS 4063 sui sistemi di eccitazione di "clock" e di indirizzamento. A seconda della necessaria velocità di funzionamento, questi circuiti sono in grado soltanto di pilotare un certo valore capacitivo massimo.

Per aumentare tuttavia ulteriormente la lunghezza della parola, è ammissibile collegare tra loro in parallelo gli ingressi "clock" e di indirizzamento di diversi piani di N bit, al livello TTL.

Per "rinfrescare" M schede di N bit, sono necessari soltanto 32 cicli, in quanto il ciclaggio degli indirizzi compresi tra A₀ ed A₄ sceglie ciascun bit nella memoria.

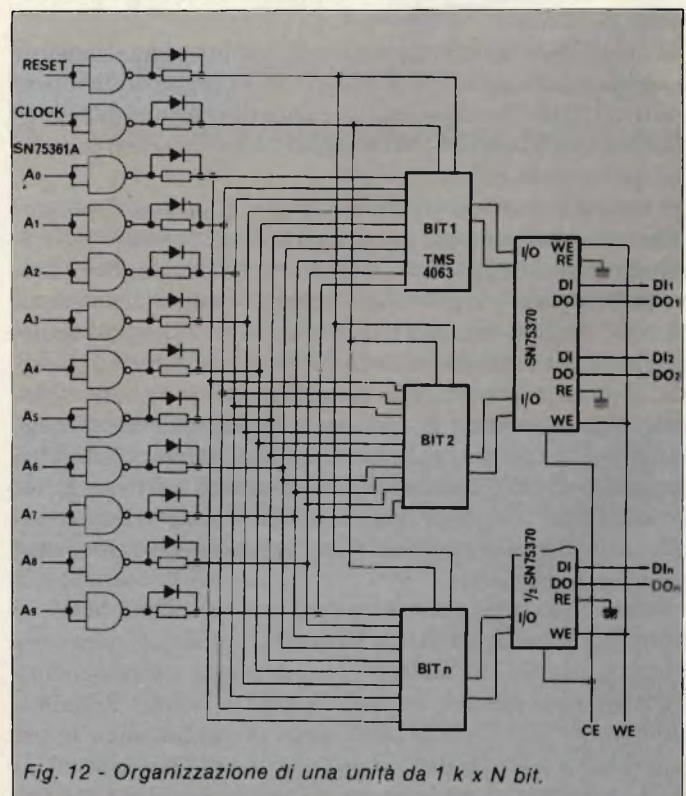


Fig. 12 - Organizzazione di una unità da 1 k x N bit.

Espansione della parola

Le linee differenziali di uscita dell'unità TMS 4063 e le linee corrispondenti "drive/sense" dell'unità SN75370 sono state progettate in modo da consentire il collegamento di diverse unità TMS 4063 secondo il sistema "OR". La capacità delle linee I/O di un'unità TMS 4063 non selezionata è di 3,0 pF, e ciascuna metà di ogni elemento SN75370 è in grado di pilotare con una capacità massima di 60 pF.

Quando si decide quante unità devono essere collegate tra loro secondo il sistema "OR" del tipo TMS 4063, è necessario considerare anche la capacità del circuito stampato, ecc., sulla basetta di supporto. Dal momento che l'uscita (DO) del dispositivo SN75370 è a tre stati, le uscite di diversi dispositivi di questo genere devono essere a loro volte collegate tra loro secondo il sistema "OR", allo scopo di aumentare ulteriormente il numero delle parole.

Sistema da 4 k parole x 8 bit

La figura 13 rappresenta lo schema elettrico di un sistema di questo genere, che potrebbe essere allestito su di un circuito stampato di dimensioni modeste.

Le unità TMS 4063 vengono sistemate secondo una matrice da 8 x 4, con i dieci ingressi di indirizzamento di tutti i dispositivi collegati ad altrettanti dispositivi comuni di pilotaggio. Le linee I/O di ciascuno dei quattro dispositivi appartenenti a ciascuna fila vengono collegati tra loro secondo il sistema "OR" sugli ingressi I/O di metà dell'elemento SN75370, considerando così 4096 parole x 8 bit.

Gli ingressi "Reset" sono tutti in comune, e vengono pilotati da un unico stadio. Gli ingressi "Clock" vengono impiegati per selezionare la fila particolare di 1024 parole x 8 bit alla quale si desidera accedere in qualsiasi istante, e devono quindi essere selezionati decodificando altri due indirizzi, e precisamente A_{10} ed A_{11} .

I "gate" NAND a tre ingressi impiegati in questo sistema di decodificazione devono inoltre avere un ingresso di tutti e quattro i "gate" collegato ad un punto di selezione di memoria, che deve trovarsi al livello logico "1" prima che venga selezionata qualsiasi fila.

Come si è detto, questo sistema è stato progettato per ottenere i maggiori vantaggi economici, anziché per ottenere il risultato migliore agli effetti del consumo di energia. Per ridurre la dissipazione di potenza, è possibile controllare anche il "Reset", tramite gli indirizzi decodificati, come accade nei confronti delle sezioni "Clock" e "Memory Select". È tuttavia necessario prevedere la possibilità che la sezione "Memory Select" inibisca gli stadi di eccitazione di indirizzamento, in modo tale che, quando la sezione "Memory Select" si trova al livello "0" (non selezionata), tutti gli indirizzi e gli ingressi "Clock" dei dispositivi di memoria siano al livello "alto", in quanto - in condizioni di riposo - vengono a trovarsi al potenziale "basso".

Se si adotta questo provvedimento, la selezione "Memory Select" deve essere portata al livello "1", ogni qualvolta è necessario un ciclo di "Refresh", come accade anche nei confronti dei cicli normali. Inoltre, durante la fase di "Refresh", gli ingressi "clock", controllati dalla decodificazione A_{10} ed A_{11} , devono essere tutti abilitati, poiché - in caso contrario - sarebbe necessario svolgere un gran numero di cicli di "Re-

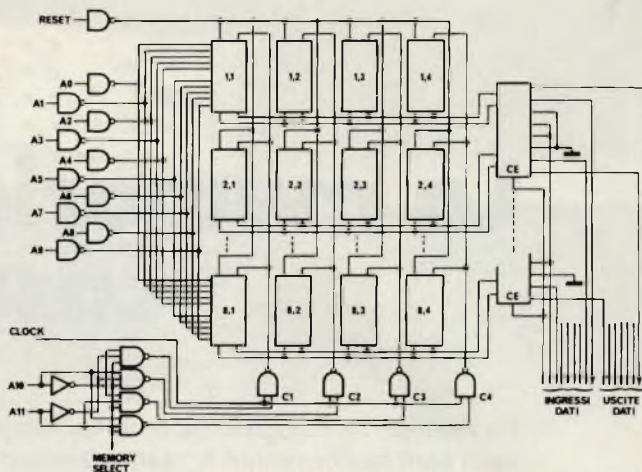


Fig. 13 - Organizzazione di una memoria da 4 k parole x 8 bit.

fresh", compresi appunto tra A_{10} ed A_{11} .

Un unico modulo di memoria, come quello al quale ci siamo appena riferiti, può essere usato come piccolo sistema per il necessario circuito di controllo, oppure - diversamente - può essere usato come parte di un grosso sistema, dotato di numerosi moduli del medesimo tipo, allo scopo di ottenere un maggior numero di parole e/o una maggiore lunghezza delle parole stesse. Tuttavia, il circuito di controllo necessario per supportare i dati immagazzinati risulta in entrambi i casi identico.

Circuito di controllo per RAM da 1 k

Il circuito di controllo per un sistema di memoria impiegante dispositivi del tipo 1 k RAM devono svolgere le numerose funzioni qui di seguito elencate:

- Per dare luogo alla temporizzazione dei vari impulsi "clock", dell'"address strobe", degli "strobe" di lettura e scrittura, e della sezione "Memory Select" (se esiste).
- Per produrre gli indirizzi di "Refresh", e per multiplexare questi ultimi con gli indirizzi provenienti dal "mondo esterno".
- Per soddisfare le esigenze di ciclo di "Refresh" provenienti da un "clock" interno ed elaborare tali esigenze allo scopo di dare inizio ai cicli di "Refresh" con una fre-

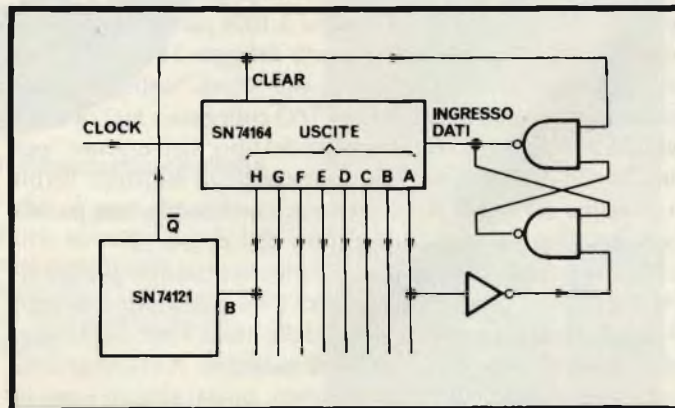


Fig. 14 - Tecnica fondamentale per la produzione della temporizzazione.

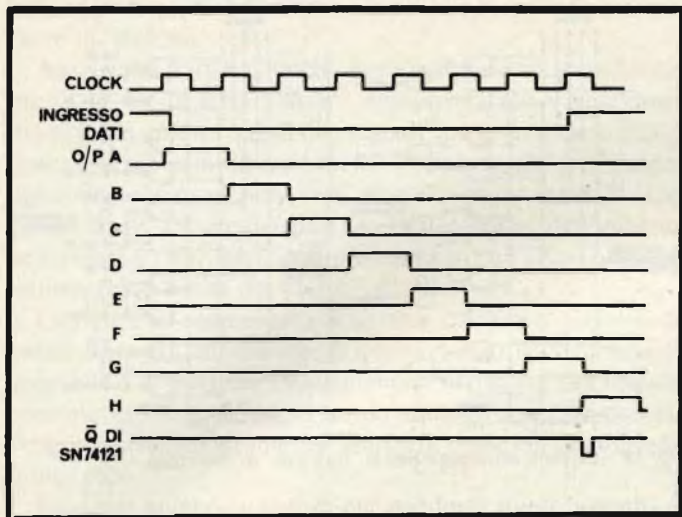


Fig. 15 - Sequenza dei segnali nel circuito di temporizzazione.

quenza sufficiente per supportare i dati, oppure per elaborare le esigenze di ciclo di "Refresh" prodotte dal computer, o da un'altra sorgente esterna. In ogni caso, l'attività di "Refresh" può essere sia sincrona sia asincrona, con il normale funzionamento della memoria, ed il circuito di controllo deve assicurare che il ciclo di "Refresh" non si trovi in antitesi con un ciclo normale, nel caso di funzionamento asincrono. (Partendo naturalmente dal presupposto che questa situazione non si verifichi nel caso di funzionamento sincrono).

- d) - Per decodificare gli indirizzi di ordine più elevato, che vengono usati per selezionare moduli di memorie nei grossi sistemi, facenti uso degli ingressi "Memory Select" dei moduli stessi.
- e) - Per aver cura del normale controllo del ciclo e dell'"interlock", nonché per produrre le necessarie "bandiere" di uscita, richieste dall'elaboratore.

Lo studio del circuito di controllo viene a sua volta influenzato da diversi fattori, e precisamente:

- 1 - Il tempo di accesso necessario
- 2 - Il tempo necessario per il ciclo
- 3 - La dissipazione di potenza e il costo (la priorità dipende dalle esigenze individuali).

Può anche accadere che il tempo di accesso ed il tempo del ciclo non siano importanti, nel qual caso predominano le considerazioni relative alla potenza ed al costo.

Il sistema sincrono

È molto più consueto che risultino necessari tempi di ciclo nella gamma compresa tra 0,5 ed 1 μ s, e che il primo circuito venga studiato appunto in funzione di tali prestazioni. Esso risulta adatto all'impiego in un sistema sincrono, nel quale il "clock" di controllo viene fornito alla memoria, provenendo dall'elaborazione.

La base del circuito per la produzione della temporizzazione è nel primo esempio uno "shift register" TTL da 8 bit del tipo "serial-in/parallel out", contraddistinto dalla sigla SN74164: questa unità viene collegata nel modo illustrato alla figura 14.

L'ingresso per i dati è inizialmente al livello "1", ed il primo

impulso "clock" sposta questo "1" nel primo stadio, dove esso si presenta all'uscita A. Questa uscita viene invertita di polarità, e viene impiegata per modificare lo stato dell'ingresso dei dati "latch" al livello "0".

Gli impulsi "clock" successivi spostano l'"1" immagazzinato attraverso lo "shift register", finché esso si presenta sull'uscita collegata al monostabile "Clear", del tipo SN74121.

L'uscita Q di questo circuito monostabile azzerà l'ingresso dei dati del "latch", ed annulla lo "shift register". La figura 15 illustra questa sequenza.

In questo modo, lo "shift register" funziona come una linea di ritardo, e le combinazioni delle uscite possono essere usate per produrre le necessarie temporizzazioni per gli impulsi. L'ingresso "clock" facente capo allo "shift register" può essere prodotto da un "gate" di Schmitt, con reazione del tipo CR, che subisce la funzione "gate" ad opera del segnale di controllo del ciclo. Se il periodo "Clock" è di 80 ns, è possibile ottenere un ragionevole diagramma di temporizzazione. Ciò è illustrato alla figura 16.

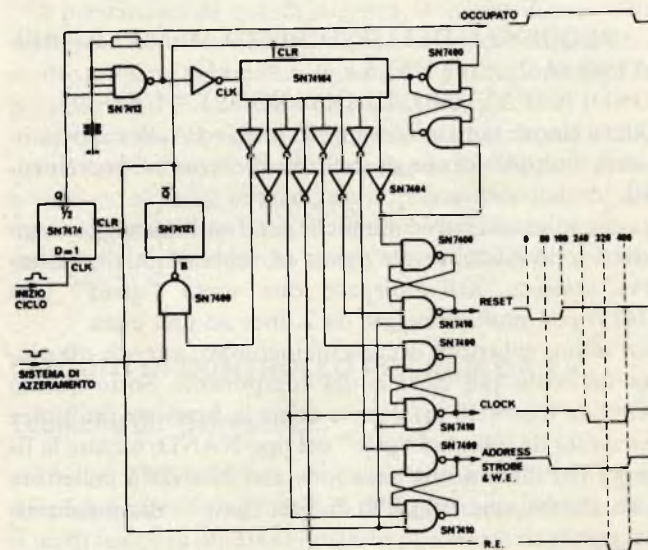


Fig. 16 - Circuito per la produzione dei segnali di temporizzazione.

Uno dei vantaggi di questo sistema consiste nel fatto che la temporizzazione di tutte le uscite viene controllata da un unico fattore, vale a dire dall'oscillatore di Schmitt. In circostanze normali, la variazione di frequenza di questo oscillatore, quando varia la tensione logica di alimentazione di 5 V di $\pm 0,5$ V, non esercita alcuna influenza sulla sicurezza di funzionamento del sistema, in quanto la temporizzazione della forma d'onda è per così dire generosa al confronto con i valori minimi che vengono esposti nell'elenco delle caratteristiche del dispositivo. Tuttavia, nell'eventualità che risultasse necessaria una migliore stabilità di frequenza, sarebbe possibile usare un multivibratore a due transistori, in sostituzione dell'oscillatore di Schmitt.

Per modulare gli indirizzi di "Refresh", l'ingresso "clock" proveniente dall'elaboratore, ecc., deve essere sottoposto al conteggio, allo scopo di fornire un'uscita che - a sua volta - eserciti il controllo "clock" sul contatore di indirizzo "Refresh", con il ritmo corretto.

Tutto ciò è illustrato alla figura 17: l'ingresso "clock" al contatore di indirizzi (una unità del tipo SN7493) viene usato an-

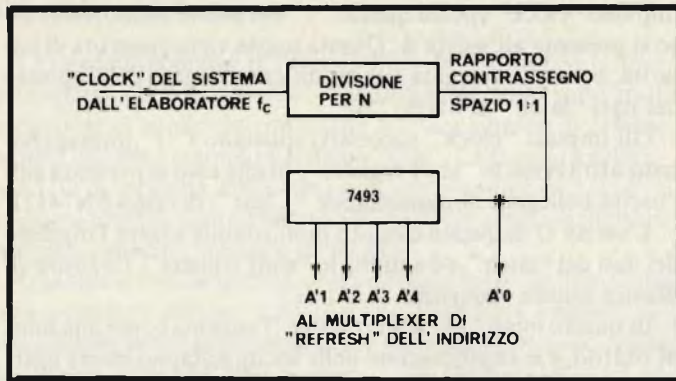


Fig. 17 - Circuito per la produzione dei segnali "Refresh" di indirizzo.

che come uscita meno significativa, per cui deve presentare un rapporto tra segno e spazio di 1:1.

In altre parole,

SE IL PERIODO "REFRESH" = 2 ms

IL TEMPO TRA I CICLI "REFRESH" = $2 \times 10^{-3} / 32 = 62,5 \mu s$

LA FREQUENZA DELL'INDIRIZZO MENO SIGNIFICATIVO $f_{A_0} = 1/2 \times 62,5 \times 10^{-6} = 8 \text{ kHz}$

QUINDI N (FATTORE DI DIVISIONE) = $f/8 \times 10^3$

Questi cinque indirizzi compresi tra A_0 ed A_4 devono quindi essere multiplexati con gli indirizzi operazionali provenienti dal "mondo esterno".

Le due soluzioni più economiche per il multiplexaggio degli indirizzi sono illustrate alla figura 18, sebbene un'altra alternativa consista nell'impiegare due unità "quad" tipo SN74157 con multiplexaggio da 2 linee ad una linea.

Quest'ultima soluzione occupa un ingombro minore, ma presenta un costo più elevato dei componenti. Sotto questo aspetto, la figura 18 (a) denota come la funzione multiplex viene svolta da quindici "gate" del tipo NAND, mentre la figura 18 (b) illustra una soluzione con NAND a collettore aperto, che impone l'impiego di dieci "gate" e di cinque resistori.

Quest'ultima soluzione è particolarmente adatta per pilotare gli indirizzi attraverso un cablaggio del tipo "back-plane", ecc., nei sistemi a schede multiple.

L'unica funzione restante per la logica di controllo consiste nell'elaborare i segnali di inizio del ciclo e di Lettura/Scrittura, e nel coordinare il ciclo normale e le funzioni del ciclo "Refresh".

Con un sistema sincrono, è assai semplice rendere il ciclo normale ed i cicli "refresh" reciprocamente esclusivi. Il modo più facile per ottenere questo risultato consiste nell'impiegare gli impulsi del ciclo "Refresh" per inibire l'impulso normale di inizio del ciclo, determinando quindi una priorità totale per il "Refresh". Una volta stabilito che il caso sia di questo tipo, tutto ciò che occorre è un circuito molto semplice come quello illustrato alla figura 19.

Le unità monostabili SN74123 forniscono un impulso di uscita per ciascun bordo della forma d'onda di indirizzo "Refresh" A_0 . Queste uscite subiscono la funzione "OR" in un "latch" che immagazzina il fatto che quel ciclo, che è stato iniziato dalla sua stessa uscita, è in realtà un ciclo di "Refresh", e rimane in condizioni "set" fino al termine del ciclo di "Refresh". Le uscite di questo "latch" vengono usate per controllare il multiplexer di indirizzo di "Refresh", e le uscite di abili-

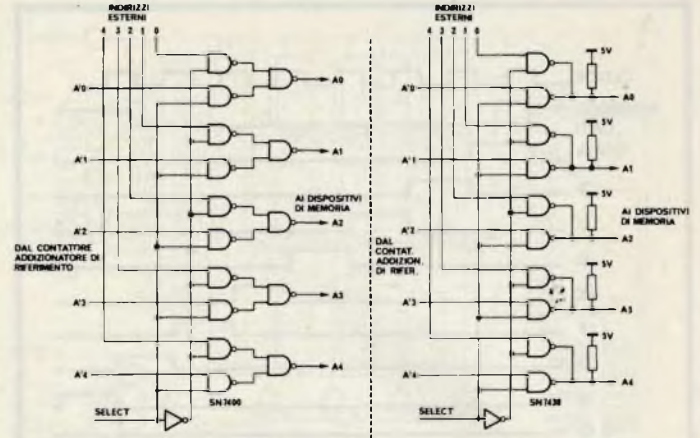


Fig. 18 - Circuiti multiplex per il "Refresh" di indirizzo.

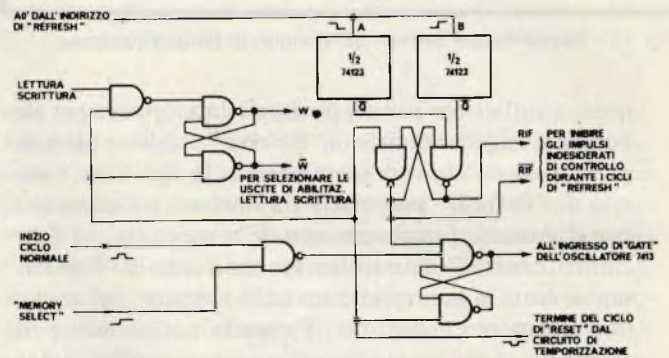


Fig. 19 - Unità di controllo del ciclo "Refresh/Normale".

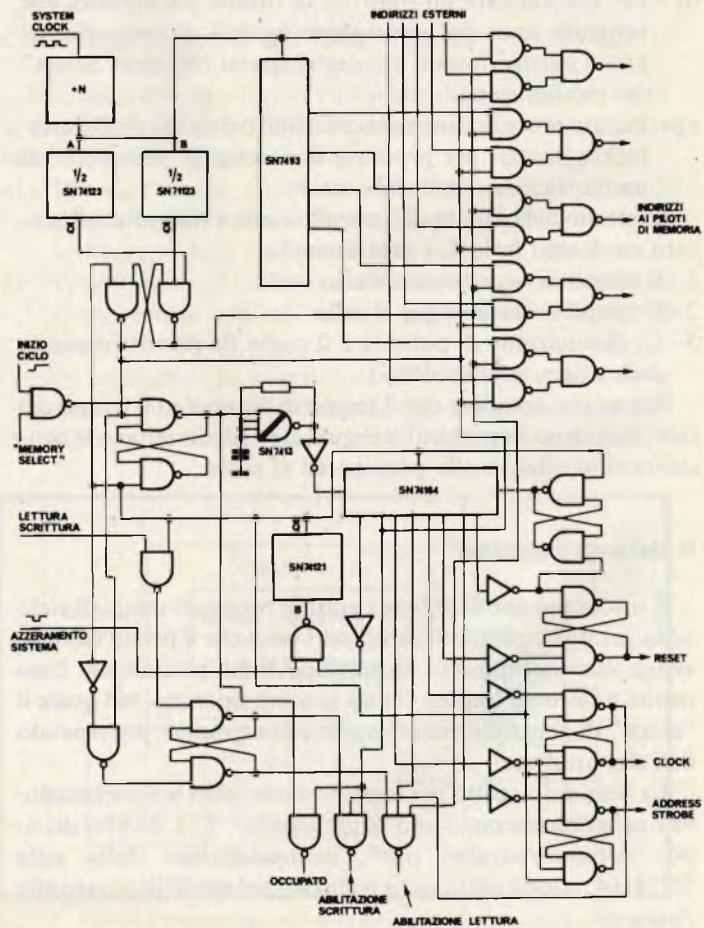


Fig. 20 - Schema completo dell'unità di controllo.

tazione di Lettura e Scrittura, che devono essere inibite durante il "Refresh".

A sua volta, l'uscita "latch" viene collegata secondo il sistema "OR" in un altro "latch", unitamente al normale inizio del ciclo, in quanto questi due segnali non si verificano mai simultaneamente: inoltre, ciò forma il "Busy latch", che rimane ugualmente in condizioni "set" fino al termine del ciclo. Il segnale "Busy" (occupato) può a volte necessitare dell'inibizione durante il "Refresh", e questo risultato può essere ottenuto impiegando l'uscita del "latch" di "Refresh".

La figura 20 rappresenta il sistema completo di controllo basato appunto sull'impiego di questi circuiti: se occorre la disponibilità di impulsi supplementari di uscita, tali impulsi possono essere prodotti in modo analogo a quello con cui vengono prodotti gli impulsi illustrati, come col Dati Disponibili, ecc.

Esistono numerosi metodi per produrre questi impulsi di temporizzazione del sistema, come ad esempio l'impiego di linea di ritardo L.C., unità monostabile, "shift register" (come si è detto), "latch" con costanti di tempo, ecc., ciascuno dei quali può presentare meriti particolari in funzione della precisione di temporizzazione, della stabilità termica, dell'immunità alle variazioni della linea di alimentazione, del costo, o di altri aspetti.

Una di queste alternative, nella quale si fa uso di "latch" del tipo D, di "trigger gate" di Schmitt e di circuiti a costante di tempo CR, è illustrata alla figura 21.

Durante i periodi di "standby" (riposo), i condensatori C1 e C3 si caricano fino ad assumere il potenziale di 3,3 V: al contrario, la capacità C2 si scarica. L'uscita della rete "trigger" di Schmitt N2 si trova al potenziale "basso", mentre N4 si trova al potenziale "alto".

In corrispondenza della transizione positiva della richiesta di ciclo, l'uscita Q di N1 è al potenziale "basso".

In tal caso la combinazione di R1 e di C1 si scarica: quando $V1 = 0,8 V$, l'uscita del "trigger" di Schmitt N2 cambia lo stato del "latch" N3. L'uscita \bar{Q} di N4, che è inizialmente al potenziale "0", assume il potenziale "1". Successivamente, il "latch" N1 viene riportato al livello "1" dall'ingresso "preset", ed i componenti R2C2 si caricano.

Non appena $V2 = 1,6 V$, tutti gli ingressi di N4 sono al potenziale "alto" e l'uscita assume il potenziale "0": il condensatore C3, che era inizialmente carico al potenziale $V3 = 3,3 V$, si scarica attraverso il resistore R3, tendendo verso il potenziale di 0 V. Quando $V3 = 0,8 V$, il bordo positivo di N4 pilota il "latch" N5, che azzerà il "latch" N3 portandolo a $\bar{Q} = 0$ ad opera dell'ingresso "preset". Questa uscita \bar{Q} porta immediatamente in interdizione l'unità di Schmitt N4, ciò che garantisce che essa non possa oscillare. Il "latch" N5 viene riportato a $Q = 1$, all'inizio del ciclo successivo.

La lunghezza del segnale di "reset" viene determinata dai componenti R1 e C1, nonché dai tempi di propagazione dello Schmitt N2, dei "latch" N1 ed N3, nonché dall'invertitore. La lunghezza del ritardo di decodificazione t_{DD} viene invece determinata dai componenti R2 e C2, nonché dal tempo di propagazione dell'unità Schmitt N4. La lunghezza dell'impulso "clock" viene infine determinata dai componenti R3 e C3, nonché dal ritardo di propagazione dell'unità Schmitt N4.

L'uscita Q del "latch" N5 è al potenziale "alto" attraverso l'intera durata del ciclo. Questo fenomeno può essere sfruttato per indicare che la memoria è occupata.

La stabilità della temperatura per questi tempi diversi dipende soprattutto dai condensatori: è quindi necessario usare condensatori ad alta stabilità, come ad esempio i tipi con dielettrico in policarbonato o in mica.

Sistemi asincroni

In un sistema asincrono, le esigenze cicliche dall'elaboratore e l'attività "Refresh" della memoria sono del tutto indipendenti. Quindi, è necessario prevedere la possibilità di immagazzinare la normale richiesta di ciclo se essa si verifica mentre è in fase di attuazione il ciclo di "Refresh", ed analogamente per immagazzinare l'esigenza del ciclo "Refresh" (prodotta internamente), se esso si verifica durante il ciclo normale. Sorge quindi il problema della priorità quando nel medesimo istante si verificano la richiesta del ciclo normale e la richiesta del ciclo "Refresh": è infatti necessario dare la priorità all'una e all'altra, e la richiesta meno importante deve essere immagazzinata sino al termine del ciclo in atto, e quindi evasa.

A prescindere da questa esigenza, il sistema di controllo è il medesimo adottato nel sistema sincrono precedentemente descritto, almeno per quanto riguarda la produzione della temporizzazione, il multiplexaggio dell'indirizzo, ecc.

Al riguardo, la figura 22 rappresenta lo schema a blocchi del sistema: i "latch" A e B immagazzinano i segnali di inizio, e vengono azzerati in modo appropriato, vale a dire quando un ciclo normale termina, il "latch" B a ciclo normale viene azzerato, a differenza del "latch" A di "Refresh" (e viceversa).

CIRCUITI DI CONTROLLO PER RAM DA 4 k

Tecniche di "Refreshing"

L'unità TMS 4030 richiede 64 cicli "Refresh" entro il periodo minimo di "Refresh" di 2 ms (70°). Tuttavia, esistono diversi modi nei quali questa condizione può essere migliorata, ciascuno dei quali presenta i suoi propri vantaggi.

Il caso più semplice si verifica quando la normale attività del sistema fa sì che i cicli di Lettura o Scrittura vengano svolti nelle 64 combinazioni di $A_0 - A_3$ senza alcun ciclo supplementare, entro i 2 ms. Questa situazione non si verifica quando il dispositivo viene usato in modo seriale (come "Shift register").

Quando al sistema non si richiede di funzionare alla massima velocità consentita dall'unità TMS 4030, è possibile adot-

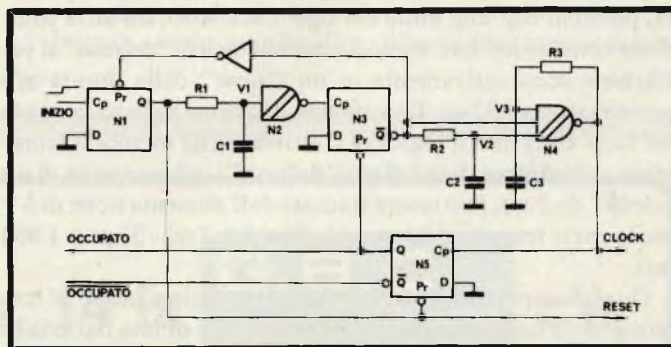


Fig. 21 - Schema di un circuito alternativo per la produzione dei segnali di temporizzazione.

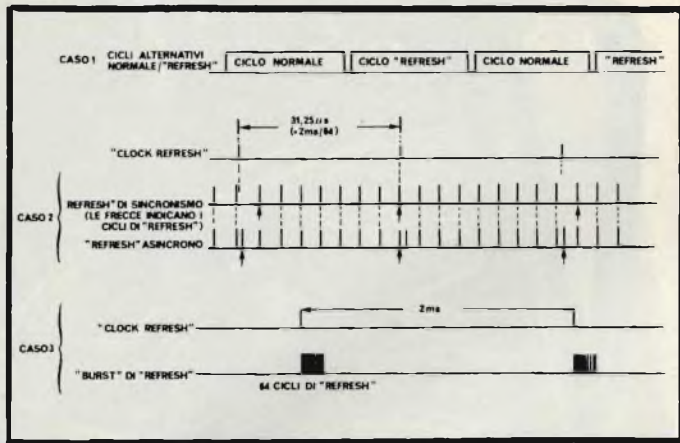


Fig. 24 - Circuito sofisticato di controllo per funzione "Refresh", adatto all'impiego con unità di memoria da 4096 parole.

I blocchi illustrati in tratto più pesante sono comuni alla maggior parte dei sistemi di memoria: gli altri blocchi esecuziono invece la minimizzazione del ciclo di "Refresh"

Ogni qualvolta si verifica un ciclo normale, la combinazione degli indirizzi $A_0 - A_5$ viene applicata anche alla memoria di 64 bit, ed uno "0" viene trascritto in quella posizione. Per contro, ogni qualvolta il "clock" di "Refresh" chiede un ciclo di "Refresh", e produce un nuovo indirizzo di "Refresh" tramite il contatore di indirizzi, tale indirizzo viene applicato anche alla memoria da 64 bit.

Il contenuto di questa posizione viene letto, e, se si tratta di uno "0", viene impedito che il ciclo di "Refresh" venga effettuato, mentre viene trascritto nuovamente un "1" nella memoria. Procedendo in questo modo, si ottiene che i cicli di "Refresh" vengono svolti soltanto nei confronti degli indirizzi per i quali non si è avuto alcun accesso (di lettura o di scrittura), entro il periodo di "Refresh".

APPLICAZIONI

I dispositivi RAM del tipo MOS sono adatti per una vasta gamma di applicazioni: come abbiamo potuto stabilire in precedenza, essi sono in grado di funzionare ad alta velocità impiegando circuiti di supporto relativamente semplici ed un metodo di temporizzazione del sistema, e presentando inoltre i vantaggi di un minimo consumo di energia in condizioni di riposo, con dissipazione inferiore a 2 mW.

In talune applicazioni, ogni indirizzo per la memoria è accessibile entro il periodo di "Refresh" di 2 ms. Quando sussiste questa circostanza, i cicli aggiuntivi di "Refresh" non sono necessari. Un'applicazione di questo genere consiste nella produzione di caratteri per un indicatore a tubo a raggi catodi-

dici, per allestire un terminale. Un'altra applicazione nella quale è possibile riscontrare questa condizione consiste nell'impiego di una unità R.A.M. in sostituzione di un "shift register" di ricircolazione. In questo caso, gli ingressi di indirizzo alla memoria vengono collegati alle uscite di un contatore da 10 o 12 bit, il cui ingresso viene sottoposto continuamente alla funzione "clock".

Uno shift register di ricircolazione può essere preso in considerazione come percorso per i dati che si spostano oltre un punto stabile, mentre l'unità R.A.M. usata in questa applicazione viene rappresentata da un punto che si sposta intorno al circuito stabile dei dati. In pratica, si tratta della stessa cosa.

Il vantaggio consiste nel fatto che è possibile allestire in questo modo degli "shift register" molto grandi, impiegando più di una unità RAM, e soltanto quando il numero degli indirizzi è talmente alto che il tempo del ciclo del contatore di indirizzi diventa più lungo del pericolo di "Refresh", il circuito esterno di "Refresh" diventa necessario.

Questa idea può essere modificata in modo tale che il contatore di indirizzo non venga continuamente sottoposto alla funzione "clock", ma che al contrario ciò accada soltanto in funzione dell'avvento dei dati che devono essere trascritti. Di conseguenza, i dati che si presentano con intervalli di tempo casuali provenienti da una sorgente qualsiasi possono essere immagazzinati in sequenza nella memoria, e quindi letti in sequenza di un stadio successivo. Questa applicazione implica però la disponibilità di un ciclo di "Refresh" esterno.

Per applicazioni principali impieganti RAM da 1 k, può essere opportuno scartare la dissipazione a bassa potenza tra i cicli in favore del tempo di accesso di 150 ns. Tuttavia, le schede non usate di memoria possono essere disattivate considerando che, con ogni probabilità, l'indirizzo al quale sarà necessario accedere in seguito sia uno al quale è stato necessario accedere recentemente ciò che costituisce appunto il presupposto fondamentale adottato quando i dati vengono inseriti in modo disordinato in una memoria del tipo "cache". Quindi, una gran parte della memoria può essere nello stato a bassa potenza, mentre il tempo medio di accesso può approssimarsi al valore di 150 ns.

Per le applicazioni nelle quali è necessario un immagazzinamento non volatile dei dati, è possibile impiegare batterie con un costo moderato. In tal caso, risulta necessario soltanto controllare l'eventuale mancanza della tensione di alimentazione (ciò che è stato fatto per numerose generazioni di memorie a nucleo, per garantire la sequenza corretta di interruzione dell'alimentazione per la ritenzione dei dati), e commutare le batterie in stato di riposo, inibendo contemporaneamente tutta l'attività di memoria, in modo che tutti i dispositivi vengano a trovarsi nello stato di bassa dissipazione di energia.

a Sondrio, via Credaro, 14 la

G.B.C.
italiana c'è

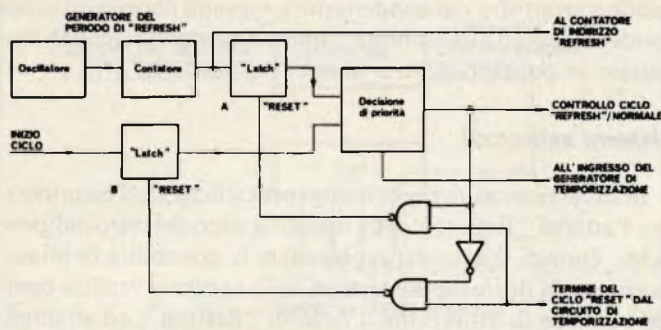


Fig. 22 - Schema del dispositivo asincrono di controllo contenente l'unità per la decisione di priorità.

tare un altro metodo: un ciclo di "Refresh" può essere svolto al termine di ogni ciclo normale, nel qual caso si ottiene l'effettivo raddoppio del tempo del ciclo del dispositivo.

Un contatore fornisce in sequenza gli indirizzi $A_0 - A_5$, durante i cicli di "Refresh". Tuttavia, ciò si basa sul fatto che esistano almeno 64 richieste di ciclo di memoria, durante i 2 ms. Il vantaggio di questo sistema consiste nel fatto che la memoria non è mai "Non Disponibile" a causa del "Refresh", bensì si presenta semplicemente all'elaboratore, per disporre di un ciclo di temporizzazione di circa 1 μ s.

Uno dei sistemi più comuni consiste nel disporre di un oscillatore nella memoria, in grado di produrre un impulso ogni sessantaquattresimo del periodo di "Refresh". Questo "Refresh Clock" può essere inviato in uscita all'elaboratore (o a qualsiasi altra cosa che controlli la memoria) per indicare che il ciclo successivo deve essere del tipo "Refresh", oppure, in alternativa, esso dà inizio al funzionamento del circuito di controllo entro il sistema di memoria, allo scopo di scavalcare qualsiasi esigenza successiva di ciclo, e per svolgere un ciclo di "Refresh" immediatamente dopo che il ciclo in fase di attuazione (se esiste) è stato completato.

Nel primo caso (sincrono), l'elaboratore organizza il ciclo di "Refresh", e quindi "sa" che la memoria è "Non Disponibile". Nel secondo caso (asincrono), dal momento che l'intera attività di "Refresh" viene svolta all'interno del sistema di memoria l'unica evidenza di ciò per l'elaboratore consiste di tanto in tanto in un ciclo apparentemente lungo. Il caso peggiore si verificherebbe quando la memoria riceve una richiesta di ciclo immediatamente dopo che ha avuto inizio un ciclo di "Refresh", per cui l'elaboratore deve aspettare il termine del ciclo "Refresh" e quindi che venga svolto il ciclo normale.

Per poter fare uso delle condizioni di riposo a bassa potenza, possibili con una unità del tipo TMS 4030, un'altra soluzione consiste nel fare in modo che i 64 cicli di "refresh" si verifichino consecutivamente in un "burst" della durata approssimativa di 32 μ s. Il vantaggio di questo sistema consiste nel fatto che l'intera logica di controllo della memoria (compreso il contatore di indirizzo "Refresh"), ad eccezione di un "clock" da 2 ms, può essere staccata dall'alimentazione di 5 V per la parte restante del tempo (vale a dire $2 \text{ ms} - 32 \mu\text{s} = 1,968 \text{ ms}$).

Quanto sopra risulta particolarmente utile quando la memoria deve funzionare con l'alimentazione di una batteria, e quando la dissipazione di potenza in stato di riposo deve essere assolutamente contenuta entro il minimo possibile.

Tutti questi accorgimenti sono illustrati schematicamente alla figura 23.

Se il tempo necessario per l'attività di "Refresh" costituisce un impedimento per l'elaboratore, è possibile ridurlo con diversi sistemi: il dispositivo di memoria dinamica implica il "refreshing" in quanto la carica si disperde lentamente dall'interno dei condensatori nei quali era stata immagazzinata.

Questa dispersione è dovuta al normale effetto di dispersione termica dei semiconduttori, e dipende in gran misura dalla temperatura.

Sebbene il periodo di "Refresh" sia stato stabilito al valore di 2 ms con una temperatura di 70°C, è possibile applicare una legge appropriata, che stabilisce quando la corrente di dispersione si raddoppia per ogni aumento di 10°C della temperatura.

Adottando questa legge sono possibili due cose: in primo

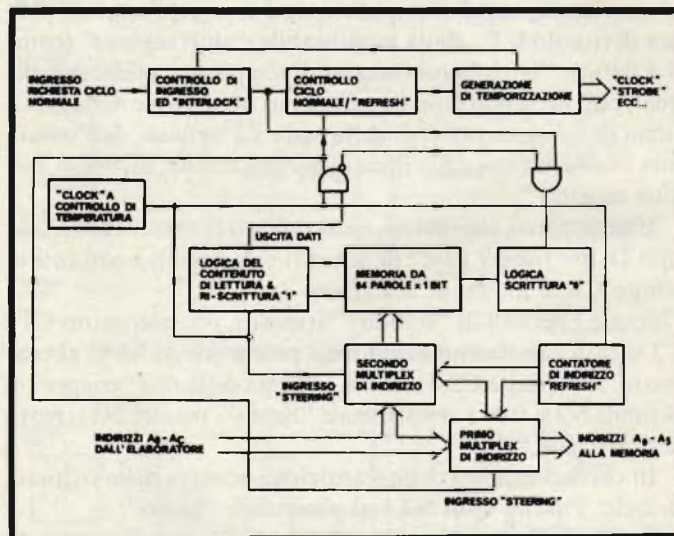


Fig. 23 - Vari esempi di organizzazione per la funzione di "Refresh".

luogo, il dispositivo può essere fatto funzionare con temperature al di sopra di 70°C aumentando la frequenza di "Refresh" in conformità (vale a dire 1 ms alla temperatura di 80°C). La seconda possibilità consiste nel ridurre la percentuale del tempo per la quale la memoria è "Non Disponibile" a causa del "Refresh" con basse temperature.

Per ottenere un funzionamento sicuro entro un'ampia gamma di temperature, senza svolgere un maggior numero di cicli di "Refresh" di quello necessario, è possibile aggiungere un componente sensibile alla temperatura al circuito "Refresh Clock", in modo tale che la frequenza delle oscillazioni prodotte segua con buona approssimazione.

Alcune applicazioni possono imporre che le interruzioni dovute al "Refresh" vengano contenute entro un minimo assoluto. Se ciò è abbastanza importante per giustificare un certo aumento della qualità delle logiche necessarie per controllare l'attività di "Refresh", in tal caso è possibile aggiungere in questa logica una funzione di memoria. Essa serve per registrare il fatto che si è avuto l'accesso ad una particolare combinazione di indirizzo di memoria entro il periodo di "Refresh", per cui, se così stanno le cose, il ciclo di "Refresh" relativo a quella combinazione di indirizzo viene omesso per il periodo di "Refresh". La figura 24 rappresenta lo schema a blocchi di un sistema di questo tipo.

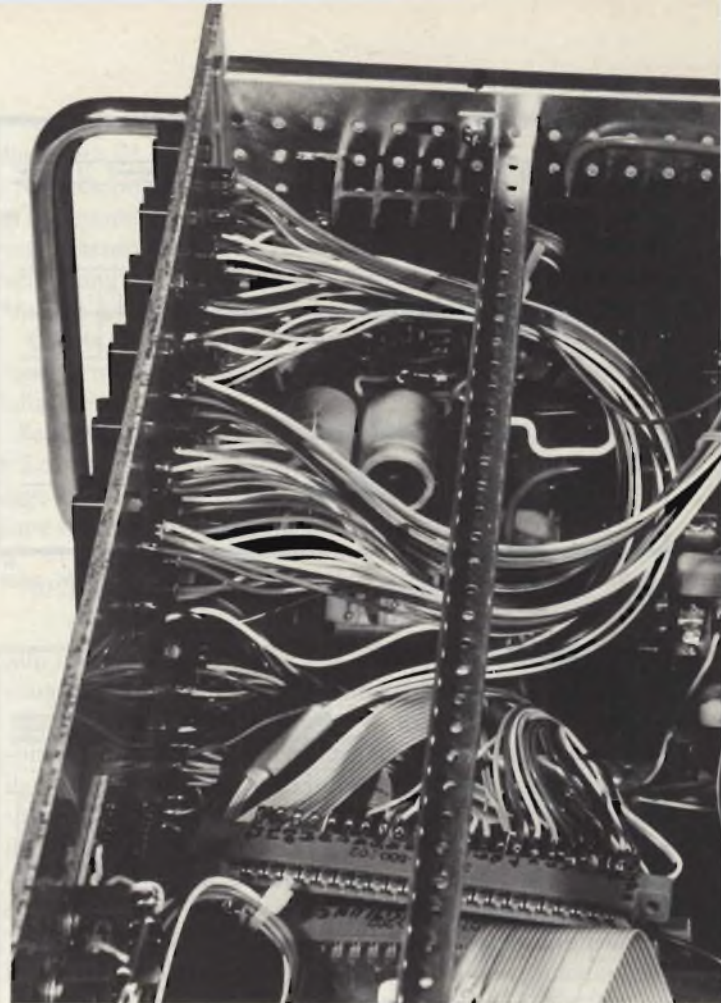
Con questo articolo inizia una serie di "esami" su accessori di un sistema di sviluppo, con CPU = 6502, non necessariamente legati al KIM - 1 (abbondantemente descritto, per quanto riguardava la messa insieme del suo sistema di sviluppo, nelle scorse puntate).

Iniziamo così con un accessorio molto utile, soprattutto per coloro che hanno intenzione "seria" di dedicarsi all'approfondimento del loro sistema.

E poichè nulla vi è di meglio in tal caso, che crearsi i propri programmi, vi presento un valido PROGRAMMA-TORE DI EPROM UNIVERSALE PER KIM SYM AIM che permetterà di memorizzare permanentemente i programmi di utility da voi creati su una EPROM del tipo 2516 o 2716, ovvero da 2K Bytes x 8 bit ciascuno.

Ho definito "universale per KIM-SYM-AIM" tale programmatore in quanto il programma che lo costituisce si adatta automaticamente senza alcuna modifica ad uno qualsiasi dei tre computer ormai "famosi" descritti sopra.

Il programma è incluso - ovvero dato in dotazione su cassetta - come accessorio standard di una scheda Computerist come la Memory Plus descritta a suo tempo su queste stesse pagine.



Digitale-Microcomputer

a cura di Paolo Bozzola

Note generali

Innanzitutto (e spero di non offendere eccessivamente gli addetti ai lavori con queste precisazioni!) una EPROM è una memoria DI SOLA LETTURA, indelebile se non esponendola ai raggi ultravioletti di una apposita lampada, da cui il nome di "Erasable Programmable Read Only Memory". Dicevo, ovviamente ha la caratteristica di potere essere "incisa", ovvero programmata, con il software scritto dall'utente stesso.

L'operazione è molto semplice.

Si tratta di apporre la Eprom sull'apposito zoccolo Textool (che costa parecchio ma vi permette di trattare le vostre EPROM in maniera delicata e senza rompere i pins) collegato alle VIA (6522) ed ai Ports di I/O collegati a loro volta al vostro sistema.

Si applica l'alimentazione, si fa partire il "programma di incisione". per dire così; e dopo un breve tempo la EPROM è pronta per essere posta nel suo zoccolo definitivo, dove occuperà la zona di memoria che le è stata assegnata. Col vostro programma, naturalmente, che ora è subito disponibile senza doverlo ogni volta caricare in RAM da cassetta.

Per coloro che hanno seguito le scorse puntate, dirò che la

lettura di questo articolo potrà essere un interessante esperienza di confronto col programma che appare qui di seguito: peraltro questi lettori sanno già che il suddetto programmatore è una dotazione standard del sistema che possiede Assembler Editor e Hypermonitor (per quanto riguarda il KIM).

Per i nuovi e vecchi utenti del SYM e dell'AIM (ed anche per coloro che hanno un mini sistema basato sul KIM!) penso invece che questa possa essere una buona occasione per dotare il loro computer di una utile routine di lavoro.

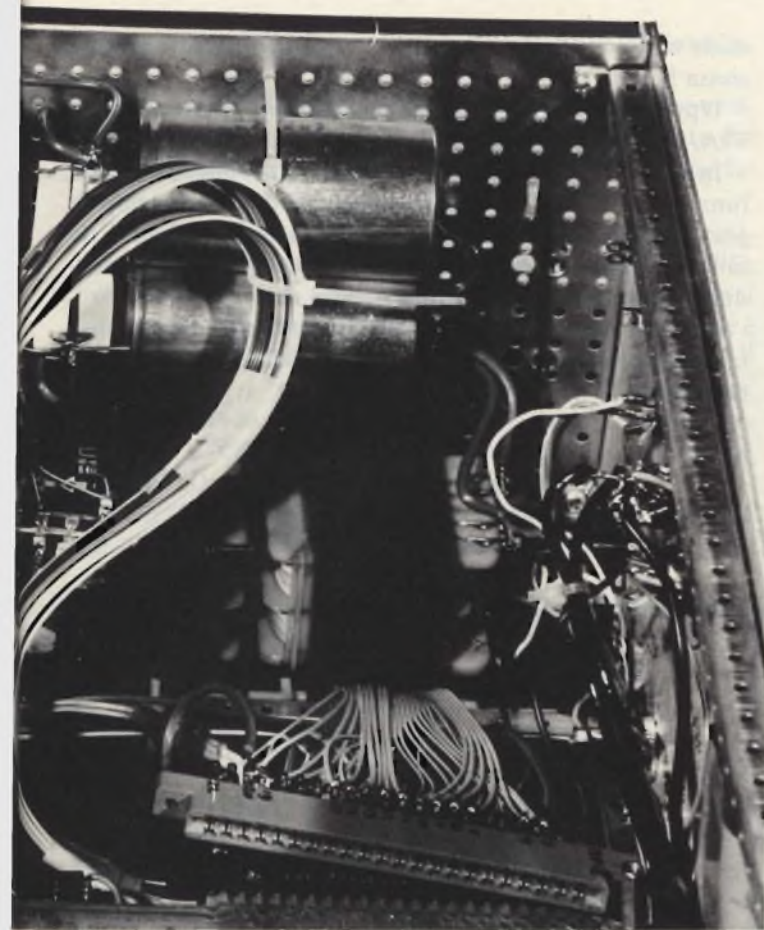
Nulla vieta, infatti, di mettere su EPROM la stessa routine di programmazione di modo da averla sempre disponibile!

Passiamo dunque a definire la "lista" dei componenti indispensabili per il buon funzionamento del programmatore.

Come è costituito il programmatore

Il programmatore della Computerist in realtà ...non esiste fisicamente, se non nello zoccolo che si collega alle uscite/entrate dei Port di I/O.

Infatti tutti i segnali, dei quali la Eprom necessita per la sua "incisione", sono a livello TTL e quindi possono benissimo provenire da chip quali, appunto, le VIA 6522 o le altre porte del KIM o del SYM o dell'AIM.



Il fatto che i tre computers abbiano rispettata la medesima disposizione per quanto riguarda le linee del connettore di applicazione, permette poi una ulteriore semplificazione nella messa insieme del programmatore che, in definitiva si compone di:

- a) fili di collegamento fra i pins dei Port di I/O e...
- b) ...lo zoccolo Textool ove apporre la EPROM da incidere;
- c) un interruttore per escludere l'alimentazione
- d) un programma gestito dalla CPU del computer, che controlla opportunamente i livelli dei segnali che dai pins della VIA o del generico PORT usato vanno alla EPROM.

Altri utili accessori sono:

- a) UNA SCHEDA DI ESPANSIONE QUALSIASI (ove esista almeno una VIA 6522 disponibile)
- b) un integrato 74LS04
- c) un alimentatore stabilizzato accuratamente, capace di erogare +25 V ad almeno 30 mA (un 78L24 collegato come nelle figure allegate va benissimo).

Costruzione

Considererò solo il caso di un uso "esterno" al vostro computer, per cui ogni volta dovrete collegare i connettori; nel caso di un uso "fisso" entro al vostro mobile, per esempio, la vostra ingegnosit  senz'altro vi suggerir  la soluzione migliore.

Occorre dunque una basettina forata, sulla quale si salda lo zoccolo Textool, e si dispone l'alimentatorino a 25 V e l'interruttore, con i LED di indicazione.

Quindi, con molta attenzione, osservando gli schemi delle

figure, dovrete collegare con cavo piatto i piedini dello zoccolo ai rispettivi piedini della VIA che userete.

Attenzione: *non direttamente!!!* Infatti la VIA da usare   sempre accessibile da un connettore (di solito) del tipo 22+22, per cui in definitiva dovrete cablare lo zoccolo (la basetta) al connettore che poi sar  inserito sul pettine.

Il SYM, per esempio, possiede una VIA "utente" che "confluisce" sul pettine "AA". Manuale alla mano, l'utente dovr  collegare i punti esatti come da schema senza sbagliare!

Chi invece non ha una scheda esterna che ha gi  una VIA,   obbligato, qualora DEBBA PER FORZA DISPORRE DI UNA NUOVA VIA, ad aggiungere sulla schedina stessa ove c'  lo zoccolo un secondo zoccolo da 40 pins (ove andr  la nuova VIA);   ovvio a questo punto che, con un ulteriore cavo piatto (NON PIU' LUNGO DI 10 CM!!!!) l'utente dovr  collegare i pins di bus della VIA ai corrispondenti pins sul connettore di ESPANSIONE del computer.

Col manuale del vostro micro alla mano, e le figure che seguono, non dovrete incontrare alcuna difficolt .

Una volta che avrete effettuato tutti i collegamenti, in pratica disporrete di una specie di stampato con l'ingombrante ma utile zoccolo Textool e un gruppo di fili che pervengono ai connettori diretti da infilare sui pettini rispettivi.

Io allora consiglio una prova generale dei collegamenti:

- applicate (a zoccolo Textool VUOTO!) le alimentazioni e controllate che appaiano ai soli relativi pins
- ad uno ad uno controllate gli altri pins cos : per vedere se per esempio il pin 8 (che sar  l'A0 della EPROM)   collegato correttamente, scrivete "01" al Port B della VIA e controllate che il pin 8 sia ad 1 logico. Poi scrivete "00" e controllate che sia a zero. E cos  via per gli altri pins.

Ultimo controllo va fatto sull'isolamento e sulla stabilit  (con un oscilloscopio) delle tensioni +5 e +25 V. Un margine di $\pm 0,7$ V   ammesso sui +25; $\pm 5\%$   invece il margine dei +5.

Giungiamo ora alla seconda parte del lavoro.

Si tratta di caricare il programma in RAM cos  come esso appare dalle pagine seguenti.

Controllato il programma, potete registrarlo in cassetta. Quindi si tratta di seguire accuratamente i seguenti passi.

1) tenete presente che potrete programmare solo EPROM "da 2K" ovvero 2516 e 2716. Le EPROM devono essere nuove oppure cancellate (cio  tutte scritte di "FF" esadecimali), oppure parzialmente scritte, e in tal caso sar  possibile programmare le sole locazioni non scritte.

2) con l'alimentazione dello zoccolo spenta (LED spenti) inserite la EPROM. Tirate la molla dello zoccolo e bloccatela.

3) se non   gi  in memoria, caricate da cassetta o altro mezzo il programma di programmazione (suona male...ma   cos !)

4) ACCERTATEVI CHE NON STATE USANDO I PINS DELLE VIA O DEI PORT CHE ADOPERATE COL PROGRAMMATORE PER ALTRI COMPITI E CHE NON SIANO COLLEGATI AD ALTRO CHE AL PROGRAMMATORE.

4) i collegamenti prevedono di usare TRE linee del port B del chip di I/O che confluiscono al connettore "A" del KIM o del SYM e dell'AIM.

In questi tre computer tali linee SONO NORMALIZZATE per cui:

Collegate il pin 23 (Textool) al pin A-9 (KIM SYM AIM)

Collegate il pin 22 (Textool) al pin A-10 (KIM SYM AIM)
 Collegate il pin 19 (Textool) al pin A-11 (KIM SYM AIM)

Siate sicuri che il Port che fornisce queste tre linee funzioni correttamente?

5) Non dovete preoccuparvi dell'indirizzamento del Port B di cui sopra, in quanto il programma già lo prevede automaticamente.

6) Invece dovete controllare bene che il chip VIA 6522 che usate per tutte le altre linee sia efficiente e sia indirizzato ad un indirizzo che, per esempio generale, chiameremo "XXWW" dove, in esadecimale, XX è la parte alta e WW la parte bassa.

Ora, ed è un punto molto importante, il programma non può (come invece fa per il Port B visto sopra) sapere dove risiede la VIA "principale" che fornisce tutti i segnali di programmazione meno i tre visti sopra. Infatti tale VIA 6522, come accennato prima, esiste di solito esclusivamente in funzione delle esigenze dell'utente del sistema; o addirittura non

esiste tanto che (vedasi la figura 2) si è dovuto metterla sulla stessa basetta dello zoccolo Textool!

Il problema è dunque fornire una corretta "selezione" della VIA, e quindi informare il programma di ciò.

In figura 2 noterete che il pin 23 della VIA è quello che ha le funzioni di "Chip Select negato": ovvero attiva il chip se portato a zero. Tale segnale potrà per esempio provenire da una decodifica appositamente costruita oppure da una decodifica già presente sul computer che si usa.

Ora, nel nostro caso, il KIM, il SIM e l'AIM posseggono, facilmente raggiungibili sui connettori della scheda, proprio dei segnali di questo genere:

KIM-1: il CS per la VIA può essere il "K5" ("H" connett. app.)

SYM-1: il CS per la VIA può essere il CS14 ("H" connett. app.)

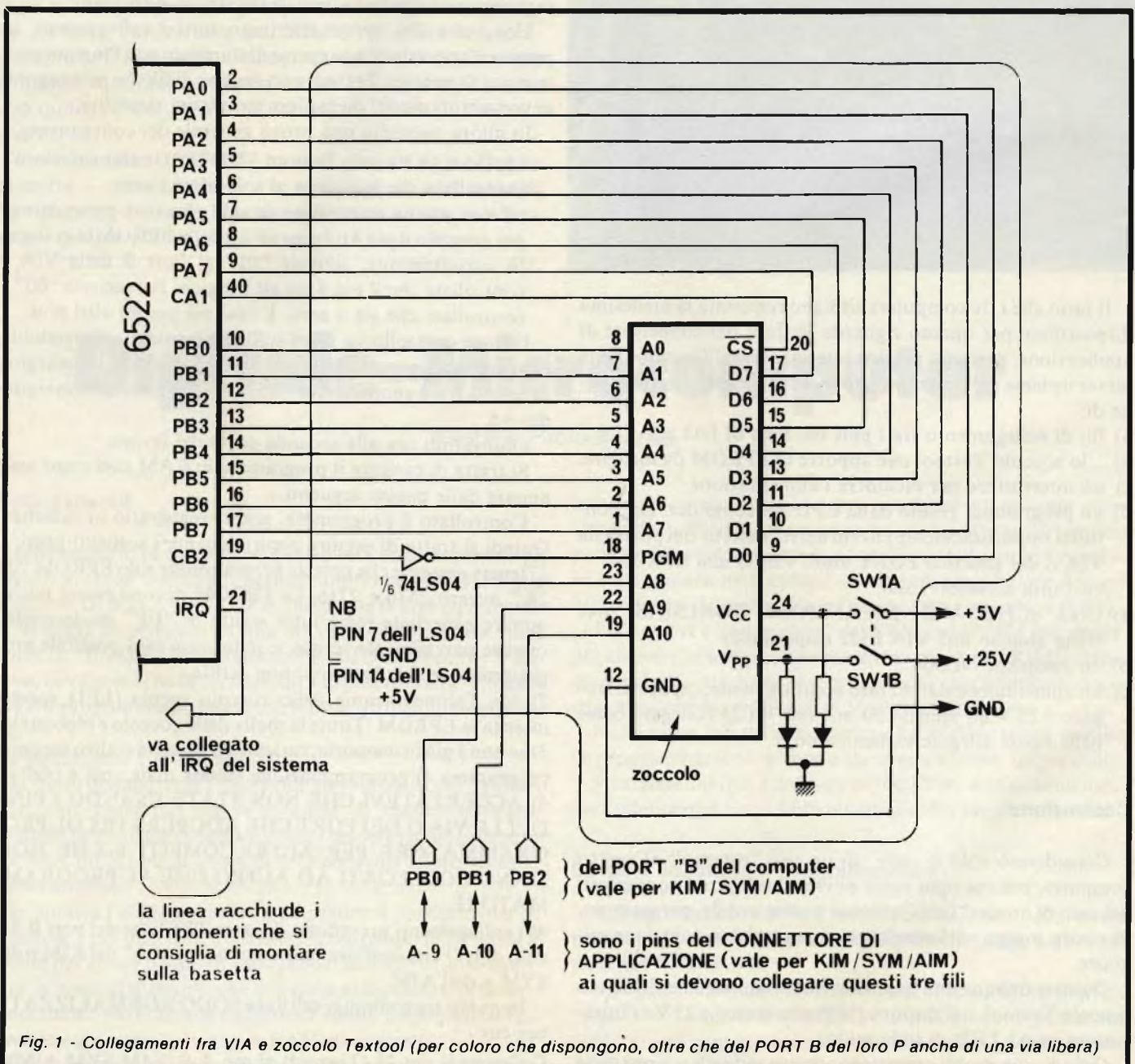


Fig. 1 - Collegamenti fra VIA e zoccolo Textool (per coloro che dispongono, oltre che del PORT B del loro P anche di una via libera)

AIM65: il CS per la VIA può essere il CS8 ("18" conn.expan.)

Col manuale alla mano, quello del vostro computer ovviamente, verificate qual'è la zona di memoria indirizzata dal Chip Select che avete scelto, (che non deve essere necessariamente una delle linee date sopra come esempio).

Ricordate che in ogni caso non dovrete avere alcun dispositivo che usa la stessa zona di memoria, indirizzata dalla CPU, ove si trova la VIA. Detto questo, se per esempio (si veda il caso del KIM-1) avevate scelto un segnale come il "K5" (che è attivo = basso da \$ 1400 a \$ 17FF, cioè 1K di bytes entro il quale la VIA si "ripeterà" 64 volte), ecco che l'indirizzo di base sarà \$ 1400, per cui la parte ALTA sarà "14" e la bassa sarà "00".

ADESSO SCRIVETE LA PARTE BASSA ALL'INDIRIZZO "06" nella memoria del vostro computer, e LA PARTE ALTA ALL'INDIRIZZO "07".



Fig. 4 - Ram/Via 8K, compatibile col Bus MINIMICRO.

In tale maniera il programma (che avevate precedentemente posto in memoria da cassetta) è pronto per essere fatto partire.

Ricordo ancora che, se volete porre la stessa routine di programmazione su una EPROM, dovrete rilocare il programma oppure copiarlo tale e quale con una semplice routine che lo "copia", dalla zona di memoria ove sta la Eprom, in pagina zero. E non dimenticatevi di "correggere" le due locazioni 06 e 07 secondo le vostre esigenze!

7) Adesso il programma, dicevo, è pronto. Però sono necessarie ancora alcune informazioni che riguardano, questa volta, la parte di RAM da "copiare" sulla EPROM.

Dovete scrivere:

in	e in	
0000	0001	l'indirizzo di inizio della parte di RAM da copiare
0002	0003	il primo indirizzo nella EPROM che si deve incidere
0004	0005	l'ultimo indirizzo + 1 della RAM da copiare

Per esempio, supponiamo che volete copiare in EPROM il contenuto della RAM da \$ 9002 a 9100 e che la EPROM (che magari è già incisa in parte) debba essere "riempita" a partire dalla sua diciottesima cella (byte): cioè, contando 0 la sua prima cella, la cella 12.

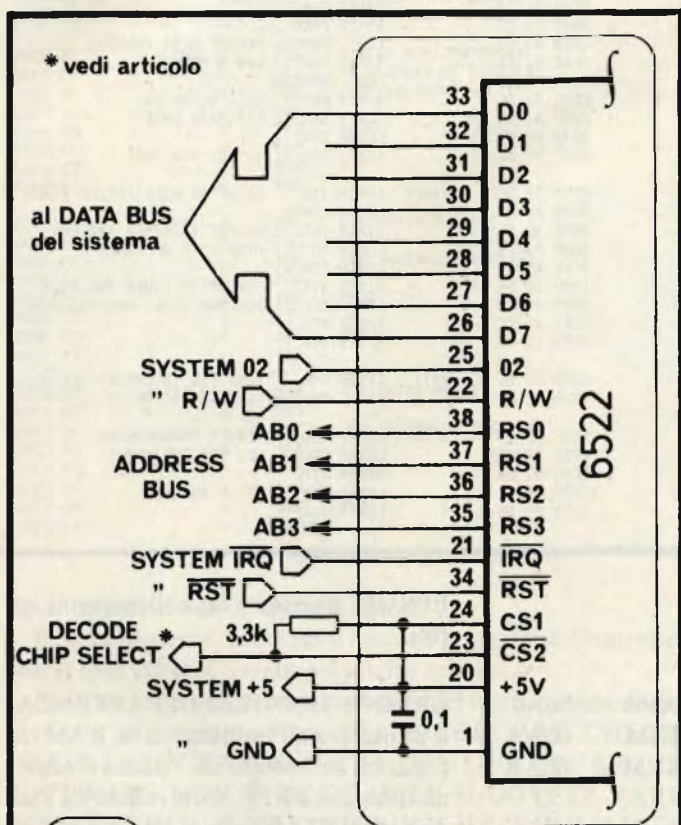
Ovviamente, in esadecimale.

Allora scriverete:

0000	02 (parte bassa dell'indirizzo di start RAM)
0001	90 (parte alta di tale indirizzo)
0002	12 (parte bassa dell'indirizzo interno della EPROM)
0003	00 (parte alta dello stesso indirizzo)
0004	01 (parte bassa + 1 dell'indirizzo di fine RAM)
0005	91 (parte alta del medesimo indirizzo)

8) Adesso potete azionare lo switch e applicare alla Eprom i +5 e i +25 V.

9) DOPO AVER VERIFICATO ANCORA UNA VOLTA CHE TUTTI I PASSI DESCRITTI FINO AD ORA SONO STATI CORRETTAMENTE ESEGUITI, FATE PARTIRE IL PROGRAMMA DANDO IL "GO" ALLA LOCAZIONE \$ 0011.



componenti da mettere sulla basetta (assieme a quelli di fig.1)

Fig. 2 - Collegamenti di "Bus" della VIA, qualora l'utente del KIM/SYM/AIM non disponga di una VIA, "libera", su un'altra scheda. Il resto dei collegamenti allo zoccolo (qui non riportati) è identico alla figura 1.

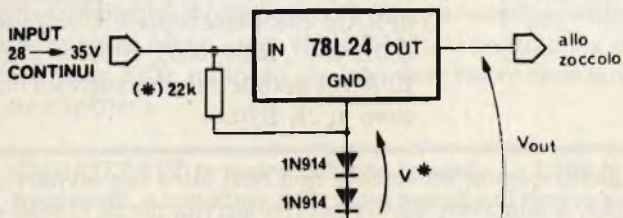


Fig. 3 - Alimentazione + 25 Volt.

PRGM	ORG	\$0000			CC36 A9 00	ENTER	LDAIM \$00	CLEAR ALL STATUS FLAGS
					CC3E 48		PHA	
ACCESS *	\$8B86	SYM-1 ACCESS ENTRY			CC35 2E		PLP	
VIA REGISTER	OFFSETS				CC3A A0 00		LDYIM \$00	ENTRY IF TABLE PRESET
ORB *	\$0000	OUTPUT REGISTER B			CC3C A9 C5		LDAIM INTRPI	GET INTERRUPT POINTER
ORA *	\$0001	OUTPUT REGISTER A			CC3E 91 0E		STAIY INTVEC	SETUP IN TABLE
DDRB *	\$0002	DATA DIRECTION REGISTER B			CC40 A9 0C		LDAIM INTRPI /	
DDRA *	\$0003	DATA DIRECTION REGISTER A			CC42 CE		INY	BUMP POINTER
TIWOL *	\$0008	TIMER TWO LOW			CC43 91 0E		STAIY INTVEC	
TIWOH *	\$0009	TIMER TWO HIGH			CC45 A9 EC		LDAIM \$EC	SETUP VIA VALUES
PCR *	\$000C	PERIPHERAL CONTROL REGISTER			CC47 AC 0C		LDYIM PCR	
IFR *	\$000D	INTERRUPT FLAG REGISTER			CC49 91 06		STAIY VIA	
IER *	\$000E	INTERRUPT ENABLE REGISTER			CC4B A0 0E		LDYIM IER	DISABLE ALL INTERRUPTS
					CC4D A9 7F		LDAIM \$7F	
					CC4F 91 06		STAIY VIA	
					CC51 A0 0C		LDYIM IFR	
					CC53 A9 FF		LDAIM \$FF	CLEAR INTERRUPT PENDING
					CC55 91 CE		STAIY VIA	
					CC57 AC CE		LDYIM IER	
					CC59 A9 AC		LDAIM \$AC	ENABLE TIMER TWO
					CC5B 51 06		STAIY VIA	
CC00 00	SAL	= \$00	STARTING ADDRESS LOW		CC5D A2 60	NEXT	LDXIM \$00	INIT X REGISTER
CC01 00	SAH	= \$0C	STARTING ADDRESS HIGH		CC5F A9 FF		LDAIM \$FF	SET DATA DIRECTION
CC02 00	PRMLOW	= \$00	EPROM LOW ADDRESS		CC61 A0 02		LDYIM DDRB	
CC03 00	PRMHGH	= \$00	EPROM HIGH ADDRESS		CC63 91 0E		STAIY VIA	
CC04 00	EAL	= \$00	END ADDRESS LOW		CC65 A0 03		LDYIM DDRA	
CC05 00	EAH	= \$00	END ADDRESS HIGH		CC67 91 06		STAIY VIA	
CC06 00	VIA	= \$00	POINTER TO VIA		CC69 E1 00		STAIY PBDD	
CC07 62		= \$62	NORMALLY AT 6200		CC6B A5 02		LDA PRMLOW	OUTPUT NEXT ADDRESS
CC08 4C	JMPMON	= \$4C	JUMP TO MONITOR		CC6D E1 06		STAIY VIA	LOW 8 BITS
CC09 00	MONTOR	= \$0C	POINTER TO SYSTEM MONITOR		CC6F A5 03		LDA PRMHGH	
CC0A 00		= \$0C	FOR RETURN FROM PROGRAMMER		CC71 E1 0F		STAIY PBD	BITS 8, 9, 10
CC0B 00	INTVEC	= \$00	POINTER TO INTERRUPT VECTOR		CC73 A1 00		LDAIX SAL	GET DATA BYTE
CC0C 00		= \$00			CC75 A0 01		LDYIM CRA	
CC0D 00	PRDD	= \$0C	PORT B DATA DIRECTION		CC77 91 06		STAIY VIA	OUTPUT VIA CRA
CC0E 00		= \$0C						
CC0F 00	PBD	= \$00	PORT B DATA		CC79 A9 50	TIMER	LDAIM \$50	SETUP 50 MILLISECOND TIMER
CC10 00		= \$00			CC7B A0 0E		LDYIM TIWCL	
CC11 A9 00	BEGIN	LDAIM \$00	CLEAR ALL STATUS FLAGS		CC7D 91 06		STAIY VIA	OUTPUT TO TIMER TWO LOW
CC13 4E					CC7F A5 C3		LDAIM \$C3	HIGH BYTE OF TIMER
CC14 2E					CC81 A0 09		LDYIM TIWOH	
CC15 A2 E0					CC83 91 0E		STAIY VIA	OUTPUT TO TIMER TWO HIGH
CC17 AD FC FF	LDA	\$FFFF	TEST HIGH BYTE OF INTERRUPT VECTOR		CC85 A9 CE		LDAIM \$CE	PROGRAM HIGH, PROGRAM MODE
CC1A C9 0B	CMPIM	\$0B	= 0B FOR SYM-1		CC87 A0 0C		LDYIM PCR	
CC1C FD 0A	BEQ	SYM			CC89 91 06		STAIY VIA	
CC1E A2 D0	LDXIM	ATABLE	ASSUME AIM 65		CC8B C0 0C	WAIT	CPYIM PCR	TEST FOR INTERRUPT SERVICED
CC20 C9 0B	CMPIM	\$EC	= EC FOR AIM 65		CC8D FC FC		BEQ WAIT	ELSE, WAIT FOR IT
CC22 FC 07	BEQ	MOVE	IT IS THE AIM					
CC24 A2 DB	KIM	LDXIM	KTABLE ASSUME KIM		CC8F A9 00	VERIFY	LDAIM \$00	VERIFY PROGRAMMING
CC26 DC 03		BNE	MOVE		CC91 A0 03		LDYIM DDRA	SET CRA FOR INPUT
CC28 2C 86 8B	SYM	JSR	ACCESS SYM REQUIRES ACCESS		CC93 91 0E		STAIY VIA	
					CC95 A0 01		LDYIM CRA	SETUP POINTER
CC2B 86 30	MOVE	STXZ	TABLE +01 SETUP POINTER		CC97 B1 0E		LDAIY VIA	
CC2D A2 07		LDXIM	\$07 MOVE 8 BYTES					
CC2F B5 00	TABLE	LDAX	\$00 REPLACED BY TABLE					
CC31 95 09		STAX	MONTOR MOVE TO MONTOR TABLE					
CC33 CA		DEX						
CC34 10 F9		RPL	TABLE MOVE UNTIL X = FF					

10) Dopo un tempo (che potete determinare moltiplicando 50 millisecondi per il n° dei bytes programmati) che è di 100 secondi circa, come massimo, per incidere una EPROM interna, il programma ritorna automaticamente al MONITOR del computer usato, con un indirizzo che segnala la programmazione corretta o meno della EPROM.

11) In ogni caso, adesso dovete rimuovere +5/+25 (riazionando lo switch). POTETE SOLO ORA TOGLIERE LA EPROM DALLO ZOCCOLO.

12) Con riferimento al punto "10)", potete controllare, osservando l'indirizzo mostrato sul display dal vostro computer, se la programmazione ha avuto successo. La tabella sottostante fornisce la interpretazione dei codici di messaggio.

AIM 00B8 PROGRAMMAZIONE PERFETTA
 KIM 00B9
 SYM 00BA

AIM 009E ERRORE DI VERIFICA: il dato non è stato correttamente inciso nella EPROM.
 KIM 009F
 SYM 00A0 Questo può derivare da una EPROM non vergine (con tutti "1"); da una

EPROM difettosa; da collegamenti errati.

AIM 00A9
 KIM 00AA
 SYM 00AB

ERRORE DI INIZIO DI PARTENZA: il puntatore all'indirizzo della RAM da copiarsi ha tentato di "passare oltre" all'indirizzo FFFF. Controllate sia l'indirizzo di START che quello di END in 0000, 0001, 0004, 0005.

AIM 00C3
 KIM 00C4
 SYM 00C5

ERRORE DI INDIRIZZAMENTO DELLA EPROM. Probabilmente state tentando di programmare una EPROM che ha poco spazio rispetto alla quantità di RAM che volete copiare. Controllate 0002, 0003, 0004, 0005. Ricordo che la EPROM usabile può contenere un massimo di 2K Bytes.

Detto questo, mi sembra non resti altro che invitarvi, al solito, a non avere timore nel rivolgermi a me se vi sono dei dubbi in merito. In prossimi articoli vi illustrerò le nuove memorie, vari interfacce, nuove schede videografiche e sche-

```

0099 C1 00      CMPX SAL      COMPARE ORIGINAL DATA
009B F0 03      BEQ  OKAY     GOOD IF MATCH
009D 20 0B 00   JSR  JMPMCN  EXIT ON ERROR

00AC E6 00      OKAY  INC     SAL      BUMP DATA POINTER
00A2 DC 07      BNE  TEST   BRANCH IF NOT ZERO
00A4 E6 01      INC   SAH    BUMP HIGH DATA POINTER
00A6 DC 03      BNE  TEST   BRANCH IF NOT ZERO
00A8 20 0B 00   JSR  JMPMCN  EXIT ON ERROR

00AB A5 05      TEST  LDA     EAH     TEST ALL DONE
00AD C5 01      CMP   SAH    BY COMPARING POINTERS
00AF DC 09      BNE  MCRE   MCRE
00B1 A5 04      LDA   EAL
00B3 C5 00      CMP   SAL
00B5 DC 03      BNE  MCRE
00B7 20 0B 00   JSR  JMPMCN  DONE .

00BA E6 02      MCRE  INC     PRMLW  BUMP PROM POINTERS
00BC DC 0F      BNE  NEXT   READY IF NOT ZERO
00BE E6 03      INC   PRMHG  BUMP HIGH POINTER
00C0 DC 0B      BNE  NEXT   OKAY IF NOT ZERO
00C2 20 0B 00   JSR  JMPMCN  EXIT ON ERROR

00C5 A9 EC      INTRPT LDAIM $EC  RESET PROGRAM LOW, VERIFY MCR
00C7 91 06      STAYI VIA
00C9 A0 0D      LDYIM IFR  SETUP TO CLEAR INTERRUPT
00CB B1 06      LDAIY VIA  READ AND WRITE TO CLEAR
00CD 91 06      STAYI VIA  INTERRUPT VIA SNEAKY TRICK
00CF 40          RTI      RETURN FROM INTERRUPT

00D0 6D          ATABLE = $60  AIM 65 MONITOR ENTRY
00D1 E1          = $E1  IG DISPLAY PC COUNTER
00D2 DC          = $00  IRQ INTERRUPT VECTOR
00D3 A4          = $A4
00D4 02          = $02  PBDD
00D5 A0          = $A0
00D6 00          = $00  PBD
00D7 AC          = $A0

00DB C5          KTABLE = $05  KIM MONITOR ENTRY
00D9 1C          = $1C
00DA FE          = $FE  IRQ INTERRUPT POINTER
00DB 17          = $17
00DC 03          = $03  PRCD
00DD 17          = $17
00DE 02          = $02  PBD
00DF 17          = $17

00E0 35          STABLE = $35  SYM ENTRY POINT
00E1 E0          = $E0
00E2 7E          = $7E  IRQ INTERRUPT POINTER
00E3 A6          = $A6
00E4 02          = $02  PBDD
00E5 A0          = $A0
00E6 00          = $00  PBC
00E7 AC          = $A0

```

de di memoria video, anche a colori.

E, naturalmente, vedremo il nuovo Floppy Disk Controller con il Dos (Disk Operating System) relativo.

Per ora, dopo un attento montaggio del tutto, potrete divertirvi con il programmatore (MA RICORDATE CHE SE USATE I PROGRAMMI INCISI, CON UNA CPU 6502, IL SOFTWARE NON È RILOCABILE E DOVETE FARE BENE I CONTI SUGLI INDIRIZZI E LE CHIAMATE DEI SALTI E MODIFICARLE IN RAM IN FUNZIONE DELLA ZONA DI MEMORIA OVE, IN SEGUITO, PIAZZERETE LA EPROM. SOLO A QUESTO PUNTO POTRETE ESSERE SICURI DI UNA PROGRAMMAZIONE CORRETTA!).

Vi rimando dunque alle figure ed al listato del programma.

Ricordo ancora: le locazioni 6 e 7 vanno adattate secondo le vostre esigenze (dove usate voi la VIA!). Il programma per default pone 6200, indirizzo che non deve essere necessariamente rispettato.

INDIRIZZATE le vostre richieste inviando L. 1.500 in francobolli, a copertura delle spese postali e di ricerca a: Ing. Paolo Bozzola, Via A. Molinari, 20 25100 BRESCIA - (030-54878).

AMTRON

Preamplificatore stereo

UK 531



Preamplicatore di alta fedeltà, fa parte della serie "microline" che comprende un intero impianto HI-FI di ingombro ridottissimo ma di resa eccellente. Regolazione

dei toni alti e bassi, ingressi per giradischi, radiosintonizzatore, registratore a nastro od a cassetta, con possibilità di registrazione.

Alimentazione: 220 V c.a. 50-60 Hz
 Guadagno: 9 dB
 Regolazione toni: ± 15 dB
 Rapporto S/N: 70 dB
 Tensione uscita: 250 mV 10,5 V max
 Sensibilità ingresso phono: 3 mV/47 kΩ
 Sensibilità ingresso Tuner: 100 mV/45 kΩ
 Sensibilità ingresso TAPE: 100 mV/45 kΩ
 Distorsione phono: 0,3%
 Distorsione tuner e tape: 0,1%
 Uscita tape: 10 mV

L. 48.500 in kit
 L. 59.000 montato
 IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

AMTRON

Sintonizzatore stereo FM

UK 543



Un apparecchio radio da inserire nella linea "microline", con eccellenti prestazioni di sensibilità, selettività e semplicità d'uso. Fornisce un segnale audio a basso rumore e di ottima

fedeltà. Minimo ingombro, aspetto elegante ed assoluta modularità. Caratteristiche di uscita unificate e compatibili anche con altre apparecchiature HI-FI.

Gamma di frequenza: 87,5÷108 MHz
 Sensibilità: 2,5 μV (S/N = 30 dB)
 Impedenza d'ingresso: 75 Ω
 Impedenza di uscita: 12 kΩ
 Livello d'uscita riferito alla sensibilità di 100 μV (dev. 75 kHz): 200 mV
 Distorsione armonica: 0,5%
 Separazione stereo FM: 30 dB
 Risposta in frequenza: 30÷12.000 Hz ±1 dB
 Alimentazione: 220 V c.a. 50/60 Hz

L. 59.000 in kit
 L. 69.000 montato
 IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

LIBRI IN



Le Radiocomunicazioni

Ciò che i tecnici, gli insegnanti, i professionisti, i radioamatori, gli studenti, i radiooperatori debbono sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri.

Oltre 100 figure, tabelle varie e di propagazione.

L. 7.500 (Abb. L. 6.750)

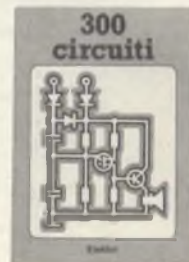
Cod. 7001

Alla ricerca dei tesori

Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica. Il libro, in oltre 110 pagine ampiamente illustrate spiega tutti i misteri di questo hobby affascinante. Dai criteri di scelta dei rivelatori, agli approcci necessari per effettuare le ricerche, dal mercato dei rivelatori di seconda mano alla manutenzione del detector fino alle norme del codice che il prospector deve conoscere. Il libro analizza anche ricerche particolari come quelle sulle spiagge, nei fiumi, nei vecchi stabili, in miniere ecc.

L. 6.000 (Abb. L. 5.400)

Cod. 8001



300 Circuiti

Il libro raggruppa 300 articoli in cui vengono presentati schemi elettrici completi e facilmente realizzabili, oltre a idee originali di progettazione circuitale. Le circa 270 pagine di **300 Circuiti** vi ripropongono una moltitudine di progetti dal più semplice al più sofisticato con particolare riferimento a circuiti per applicazioni domestiche, audio, di misura, giochi elettronici, radio, modellismo, auto e hobby.

L. 12.500 (Abb. L. 11.250)

Cod. 6009



Transistor cross-reference guide

Il volume raccoglie circa 5.000 tipi diversi di transistori prodotti dalle principali case europee, americane (Motorola, Philips, General Electric, R.C.A., Texas Instruments, Westinghouse, AEG-Telefunken) e fornisce di essi l'indicazione di un eventuale prodotto equivalente giapponese (Toshiba, Nec, Hitachi, Mitsubishi, Matsushita, Fujitsu, Sony, Sanyo). Di ogni transistor inoltre, vengono forniti i principali parametri elettrici e meccanici.

L. 8.000 (Abb. L. 7.200)

Cod. 6007

Manuale di sostituzione dei transistori giapponesi

Manuale di intercambiabilità fra transistori delle seguenti Case giapponesi: Sony, Sanyo, Toshiba, Nec, Hitachi, Fujitsu, Matsushita, Mitshubishi. Il libro ne raccoglie circa 3.000.

L. 5.000 (Abb. L. 4.500)

Cod. 6005



Tabelle equivalenze semiconduttori e tubi elettronici professionali

Un libro che riempie le lacune delle pubblicazioni precedenti sull'argomento. Sono elencati i modelli equivalenti Siemens per quanto riguarda:

- Transistori europei, americani e giapponesi
- Diodi europei, americani e giapponesi
- Diodi controllati (SCR-thyristors)
- LED
- Circuiti integrati logici, analogici e lineari per radio-TV
- Circuiti integrati MOS
- Tubi elettronici professionali e vidicons.

L. 5.000 (Abb. L. 4.500)

Cod. 6006



VETRINA

Selezione di progetti elettronici

Una selezione di interessanti progetti pubblicati sulla rivista "Elektor". Ciò che costituisce il "trait d'union" tra le varie realizzazioni proposte e la varietà d'applicazione, l'affidabilità di funzionamento, la facilità di realizzazione, nonché l'elevato contenuto didattico.

L. 9.000 (Abb. L. 8.100)

Cod. 6008



TV SERVICE 100 riparazioni TV illustrate e commentate



Dalle migliaia di riparazioni che si effettuano in un moderno laboratorio TV, sono assai poche quelle che si discostano dalla normale "routine" e sono davvero gratificanti per il tecnico appassionato. Cento di queste "perle" sono state raccolte in questo libro e proposte all'attenzione di chiunque svolga per hobby o per mestiere il Servizio di Assistenza TV.

L. 10.000 (Abb. L. 9.000)

Cod. 7000

Accessori elettronici per autoveicoli



In questo volume sono trattati progetti di accessori elettronici per autoveicoli quali: l'amplificatore per autoradio, l'antifurto, l'accensione elettronica, il plurilampeggiatore di sosta, il temporizzatore per tergicristallo ed altri ancora.

L. 6.000 (Abb. L. 5.400)

Cod. 8003

Le luci psichedeliche

Questo volume propone numerosi progetti per costruire apparecchi psichedelici di ogni tipo.

Tutti gli apparecchi descritti sono stati provati e collaudati e sono corredati da ampie descrizioni, schemi elettrici e di montaggio.

Questo libro, tratta anche teoria e realizzazioni di generatori psichedelici sino a 6 kW di potenza, flash elettronici, luci rotanti etc.

L. 4.500 (Abb. L. 4.000)

Cod. 8002



NOVITA'

TTL IC cross reference manual

Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressochè tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case mondiali.

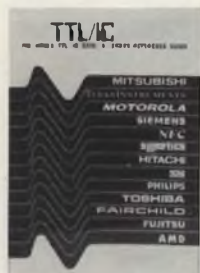
I dispositivi Texas, Fairchild, Motorola, National, Philips, Signetics, Siemens, Fujitsu, Hitachi, Mitsubishi, Nec, Toshiba, Avanced Micro Devised, sono confrontati tra loro all'interno di ogni famiglia proposta.

Per facilitare la ricerca o la sostituzione del dispositivo in esame, è possibile anche, dopo aver appreso ad integrarne la nomenclatura degli IC, consultare il manuale a seconda delle funzioni svolte nei circuiti applicativi.

Rappresenta, quindi, un indispensabile strumento di lavoro per tutti coloro che lavorano con i TTL.

L. 20.000 (Abb. L. 18.000)

Cod. 6010



Digit 1

Senza formule noiose ed astratte ma con spiegazioni chiare e semplici dei fondamenti dell'elettronica digitale basate su esperimenti pratici utilizzando a questo scopo una bellissima ed originale piastra sperimentale a circuito stampato, fornita a richiesta, il libro costituisce un'introduzione passo-passo alla teoria di base ed alle applicazioni dell'elettronica digitale.

In sostanza un libro di eccezionale valore didattico, unico nel suo genere e destinato a riscuotere in Italia il successo conseguito in Europa con oltre 100.000 mila copie vendute.

L. 7.000 (Abb. L. 6.300)

L. 14.000 con circuito stampato (Abb. L. 12.600)

Cod. 2000

IMPORTANTE

Per ordinare questi libri utilizzare l'apposito tagliando d'ordine libri JCE, inserito in fondo a questa rivista.

TECNICO TV A COLORI: UN NUOVO, GRANDE CORSO PER CORRISPONDENZA.

doici adv



DA SCUOLA RADIO ELETTRA, NATURALMENTE!

Solo Scuola Radio Elettra, la più grande organizzazione europea di studi per corrispondenza, poteva assumersi l'impegno di realizzare un corso teorico - pratico per tecnici TV a colori. Un corso che apre nuove prospettive professionali a migliaia di giovani.

Il metodo Scuola Radio Elettra conferma la sua validità nell'insegnare con semplicità, ma in modo veramente approfondito, anche questo ramo così complesso e so-

fisticato della tecnologia.

Una tecnologia che si evolve e richiede tecnici sempre più qualificati. Una tecnologia a cui, ancora una volta, Scuola Radio Elettra è stata la prima a rispondere.

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)

Radiostereo a transistori - Televisione bianconero e colori - Elettrotecnica - Elettronica Industriale - HI-FI Stereo - Fotografia - Elettrotrauto.

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 - Lingue.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)

SPERIMENTATORE ELETTRONICO particolarmente adatto per i giovanissimi.

Al termine di ogni corso, Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la vostra preparazione. Compilate e spedite il tagliando. Vi faremo avere tutte le informazioni.

PER CORTESIA SCRIVERE IN STAMPATELLO

SCUOLA RADIO ELETTRA Via Stellone 5/D16 10126 TORINO
 INVIARE, GRATIS E SENZA IMPEGNO, TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO

MI _____

Cognome _____

Professione _____ Età _____

Via _____ N. _____

Comune _____

Cod. Post. _____ Prov. _____

Motivo della richiesta: per hobby per professione o avventura

Tagliando da compilare, ritagliare e spedire in busta chiusa (o incollato su cartolina postale)



Scuola Radio Elettra

Via Stellone 5/D16
10126 Torino

perché anche tu valga di più

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

STRUMENTI DI MISURA



DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiano



4



1



3



2



7



6



5

1

Multitester "NYCE"
Sensibilità: 50.000 Ω/V
Tensioni c.c.: 0 - 250 mV, 1,25 - 1000 V
Tensioni c.a.: 0 - 5 - 1000 V
Correnti c.c.: 0 - 50 μA , 0 - 2 - 500 mA, 0 - 10 A
Resistenze: x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000 Ω
TS/2561-00

2

Multitester "NYCE"
Duplicatore di portata
Sensibilità: 20.000 Ω/V
PORTATE
Tensioni c.c.: 0,25 - 1000 V
Tensioni c.a.: 0 - 500 V - 0 - 1000 V
Correnti c.c.: 50 μA - 100 μA - 0 - 2,5 - 250 mA - 0 - 5 - 500 mA - 5 A
Resistenze: x 1 x 100 x 1 k Ω
TS/2566-05

3

Multitester "NYCE"
Sensibilità: 20.000 Ω/V
Tensioni c.c.: 0,6 - 1200 V
Tensioni c.a.: 0 - 1200 V
Correnti c.c.: 0 - 60 μA - 0 - 300 mA - 3 A
Resistenze: x 1 x 10 x 100 x 1000 Ω
TS/2560-03

4

Multitester "NYCE"
Scala a specchio per eliminare gli errori di parallasse
Sensibilità: 100.000 Ω/V
Tensioni c.c.: 0,25 - 1000 V
Tensioni c.a.: 5 - 1000 V
Correnti c.c.: 10 μA - 500 mA - 10 A
Correnti c.a.: 10 A
Resistenze: x 1 - x 10 - x 1000 - x 10.000 Ω
Transistors, HFE 0 - 1000/ICO 0 - 50 μA
Capacità: 5 - 30 pF, 0,01 - 50 μF
TS/2567-00

Multitester "NYCE"

Sensibilità: 20 k Ω/V
PORTATE
Tensioni c.c.: 0 - 0,25 - 2,5 - 25 - 150 - 500 V
0 - 0,5 - 5 - 50 - 300 - 1000 V
Tensioni c.a.: 0 - 15 - 150 - 500 V
0 - 30 - 300 - 1000 V
Correnti c.c.: 50 μA - 100 μA
0 - 2,5 - 250 mA
0 - 5 - 500 mA
Resistenze: x 1 x 100 x 1 k Ω
TS/2566-00

Minitester "NYCE"

Sensibilità: 4 k Ω/V
PORTATE
Tensioni c.c.: 0 - 5 - 25 - 250 - 500 V
0 - 10 - 50 - 500 - 1000 V
Tensioni c.a.: 0 - 10 - 50 - 500 - 1000 V
Correnti c.c.: 0 - 250 μA - 250 mA
Resistenze: 0 - 600 k Ω
TS/2562-00

Minitester "NYCE"

Sensibilità: 1 k Ω/V
PORTATE
Tensioni c.c.: 0 - 15 - 150 - 500 - 1000 V
0 - 15 - 150 - 500 - 1000 V
Tensioni c.a.: 0 - 15 - 150 - 500 - 1000 V
Correnti c.c.: 0 - 1 - 150 mA
Resistenze: 0 - 100 k Ω
TS/2564-00



Tester "ICE"
Mod. Microtester 80

Sensibilità: 20.000 Ω/V
PORTATE
Tensioni c.c.: 100 mV - 1000 V
Tensioni c.a.: 1,5 V - 1000 V
Correnti c.c.: 50 μA - 5 A
Correnti c.a.: 250 μA - 2,5 A
Resistenze: 1 - 10 - 100 Ω
TS/2669-00



Tester "ICE"
Mod. Supertester 680R

Sensibilità: 20.000 Ω/V
PORTATE
Tensioni c.c.: 100 μV - 1000 V
Tensioni c.a.: 2 V - 2500 V
Correnti c.c.: 50 μA - 5 A
Correnti c.a.: 250 μA - 2,5 A
Tasto A/V x 2
Resistenze: 1 x 10 x 100 x 1000 Ω
x 10 k Ω
TS/2668-00



Tester "ICE"
Mod. Supertester 680G

Sensibilità: 20.000 Ω/V
PORTATE
Tensioni c.c.: 100 mV - 1000 V
Tensioni c.a.: 2 V - 2500 V
Correnti c.c.: 50 μA - 5 A
Correnti c.a.: 250 μA - 2,5 A
Resistenze: 1 x 10 x 100 x 1000 Ω
x 10 k Ω
TS/2661-00

Tutti Primi in qualità e prezzo.



1

1

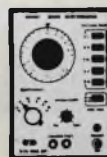
1



TS/5000-00
OSCILLOSCOPIO 3"
ASSE VERTICALE
SENSIBILITÀ 10 mV-10V/div.
LARGHEZZA DI BANDA
DALLA c.c. A 5 MHz TENSIONE MAX:
300 Vc.c. 600 Vpp.
ASSE ORIZZONTALE
LARGHEZZA DI BANDA: DALLA c.c. A 250 KHz
SENSIBILITÀ: 0,3V/div.
BASE TEMPI
SWEEP: 10 Hz 100 KHz SINCRO ESTERNO
ALIMENTAZIONE: 220 V
L. 255.000 IVATO



TS/4550-00
MILLIVOLTMETRO AUDIO
MISURA DI TENSIONE: 1 mV-300 V RMS
MISURA IN DECIBEL: DA -60 A + 52 dBm
BANDA PASSANTE DA: 5 Hz A 1 MHz
TENSIONE USCITA MONITOR: 1V F/S
ALIMENTAZIONE: 220 V
L. 233.000 IVATO



TS/4500-00
GENERATORE DI ONDE QUADRE E SINUSOIDALI
FREQUENZA: 10 Hz 1 MHz
TENSIONE SEGNALE USCITA: SINUSOIALE
7 V RMS QUADRA 10 V pp
VARIAZIONE USCITA: 0dBm-50dBm/A
SCATTI DI 10 dB PIU' REGOLATORE FINE
SINCRONIZZAZIONE ESTERNA
ALIMENTAZIONE: 220 V
L. 237.000 IVATO





**Multimetro digitale
"FLUKE"**

Mod. 8020A

3, ½ digit LCD
Tensioni c.c.: 1 mV - 1000 V
Tensioni c.a.: 1 mV - 750 V
Correnti c.c.: 1 µA - 2 A
Correnti c.a.: 1 µA - 2 A
Resistenze: 1Ω - 20 MΩ
Conduttanza: 1 ns - 2 ms
TS/2109-00

**Multimetro digitale
"FLUKE"**

Mod. 8022

3, ½ digit LCD
Tensioni c.c.: 1 mV - 1000 V
Tensioni c.a.: 1 mV - 750 V
Correnti c.c.: 1 µA - 2 A
Correnti c.a.: 1 µA - 2 A
Resistenze: 1Ω - 20 MΩ
TS/2115-00



**Multimetro digitale
"FLUKE"**

Mod. 8012A

3, ½ digit LCD
Tensioni c.c.: 1 mV - 1000 V
Tensioni c.a.: 1 mV - 750 V
Correnti c.c. e c.a.: 1 µA - 2 A
Resistenze: 1 mΩ - 20 MΩ
Conduttanza: 1 ns - 2 ms
TS/2110-00



**Multimetro digitale
"SOAR"**

Mod. ME-521 DX

3, ½ digit LED
Tasto low ohm
Tensioni c.c.: 100 µV - 1000 V
Tensioni c.a.: 100 µV - 600 V
Correnti c.c.: 2 µA - 1 A
Correnti c.a.: 2 µA - 1 A
Resistenze: 100 mΩ - 20 MΩ
TS/2121-00



**Multimetro digitale
"SOAR"**

Mod. ME 501

3, ½ digit - LCD
Provatransistor
PORTATE
Tensioni c.c.: 200 mV - 600 V
Tensioni c.a.: 200 V - 1000 V
Correnti c.c.: 200 µA - 10 A
Resistenze: 0,1 Ω - 2 MΩ
TS/2123-00

**Multimetro digitale
"SOAR"**

Mod. ME 502

3, ½ digit - LED
Provatransistor
Tensioni c.c.: 200 mV - 600 V
Tensioni c.a.: 200 V - 1000 V
Correnti c.c.: 200 µA - 10 A
Resistenze: 0,1 Ω - 2 MΩ
TS/2124-00



**Multimetro digitale da
laboratorio "SOAR"**

Mod. MC-545

4, ½ digit LED
Contenitore metallico
PORTATE
Tensioni c.c.: 10 µV - 1000 V
Tensioni c.a.: 10 µV - 750 V
Correnti c.c.: 1 nA - 1000 mA
Correnti c.a.: 1 nA - 1000 mA
Resistenze: 10 mΩ - 20 MΩ
TS/2122-00



**Multimetro digitale
"SOAR"**

Mod. ME-523

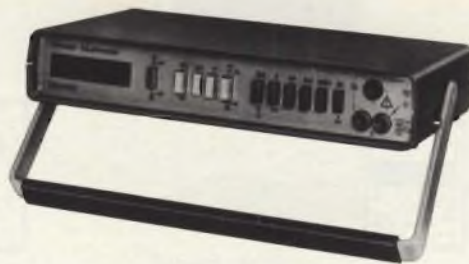
Visualizzazione diretta sul
display delle scale e delle
portate operative
3, ½ digit LCD
Tensioni c.c.: 100 µV - 1000 V
Tensioni c.a.: 100 µV - 600 V
Correnti c.c.: 2 µA - 1 A
Correnti c.a.: 2 µA - 1 A
Resistenze: 100 mΩ - 20 MΩ
TS/2120-00



**Multimetro digitale
"FLUKE"**

Mod. 8010A

3, ½ digit LED
Tensioni c.c.: 1 mV - 1000 V
Tensioni c.a.: 1 mV - 750 V
Correnti c.c.: 1 µA - 10 A
Correnti c.a.: 1 µA - 10 A
Resistenze: 1 Ω - 20 MΩ
Conduttanza: 1 ns - 2 ms
TS/2107-00



**Multimetro digitale
"THANDAR" "SINCLAIR"**

Mod. DM450

4, ½ digit LED
Tensioni c.c.: 10 µV - 1200 V
Tensioni c.a.: 100 µV - 750 V
Correnti c.c.: 1 nA - 10 A
Correnti c.a.: 1 nA - 10 A
Resistenze: 10 mΩ - 20 MΩ
TS/2100-00

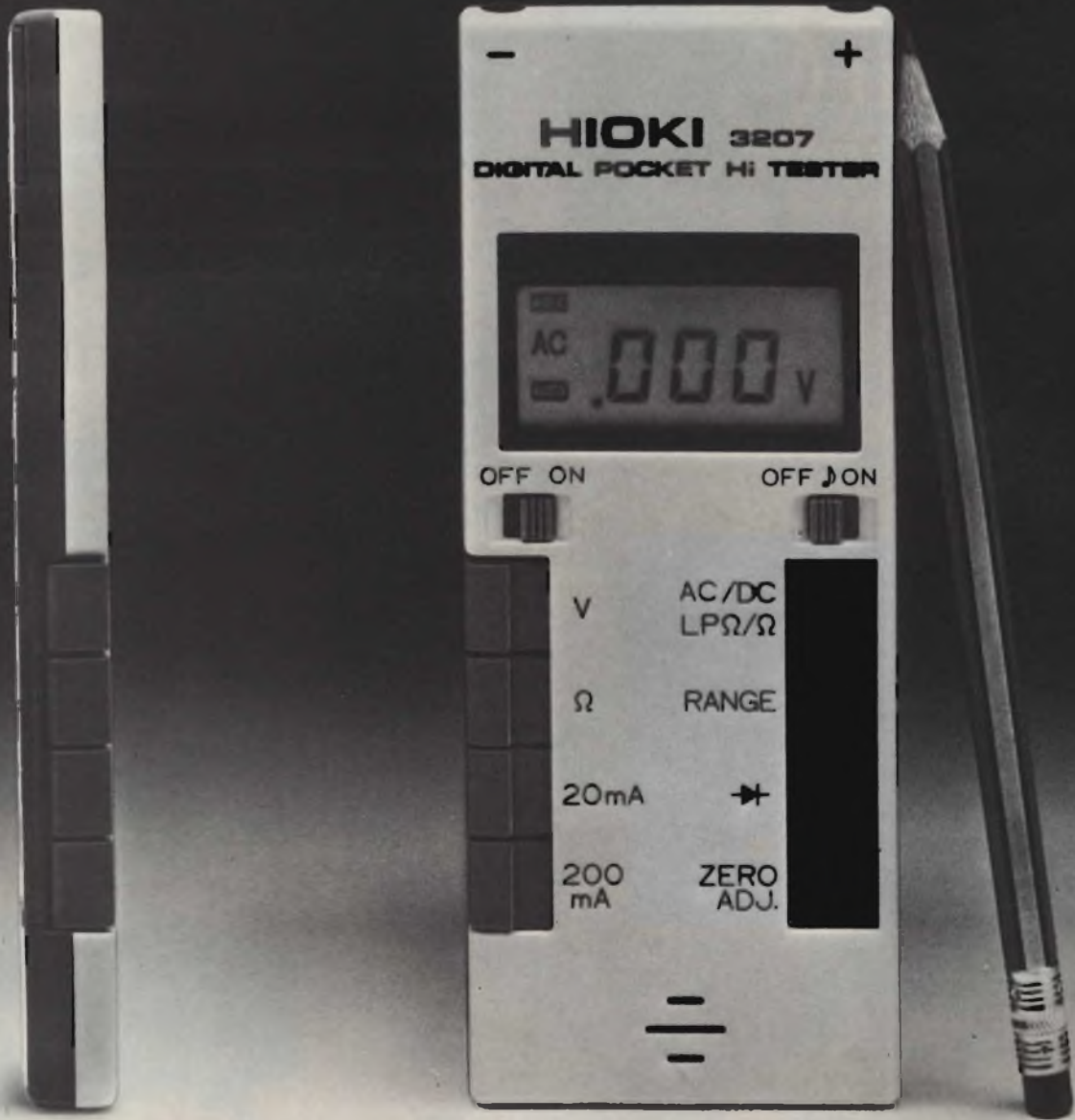


**Multimetro digitale
"THANDAR" "SINCLAIR"**

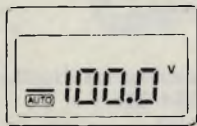
Mod. DM350

3, ½ digit LED
Tensioni c.c.: 100 µA - 100 V
Tensioni c.a.: 1 mV - 750 V
Correnti c.c.: 2 µA - 10 A
Correnti c.a.: 2 µA - 10 A
Resistenze: 100 mΩ - 20 MΩ
TS/ 2099-00

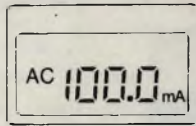
Multimetro digitale automatico Hioki funzioni e misure a vista d'occhio.



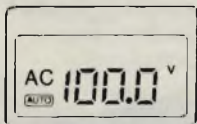
Job Line



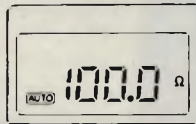
Tensioni c.c. (manuale-auto)
100 μ V - 1000 V



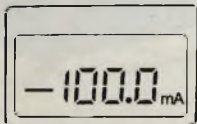
Correnti c.a. (manuale)
10 μ A - 200 mA



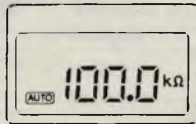
Tensioni c.a. (manuale-auto)
1 mV - 600 V



Resistenze (manuale-auto)
0,1 Ω - 2 M Ω



Correnti c.c. (manuale)
10 μ A - 200 mA

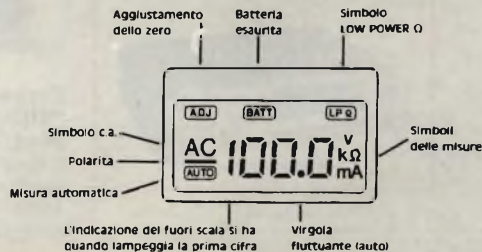


Resistenze LP (manuale-auto)
1 Ω - 2 M Ω

Specifiche generali mod. 3207

- Sistema di misura automatico o manuale.
- Virgola fluttuante (auto).
- Display 3 1/2 digit. LCD con indicazioni delle funzioni e della polarità.
- Tasto di azzeramento automatico.
- Tasto selezione di portata.
- Tasto inserimento misure in LOW POWER.
- Tasto prova diodi.

- Tasto di selezione delle misure.
- Prova diodi e semiconduttori.
- Prova continua.
- "BUZZER" avvisatore di cortocircuito (disinseribile).
- Alimentazione con pile all'ossido d'argento.
- Protezione c.c. : 1000 V
c.a. : 750 V
 Ω - mA : fusibile e diodi
- Dimensioni: 150 x 60 x 12,5 mm
TS/2150-00



DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

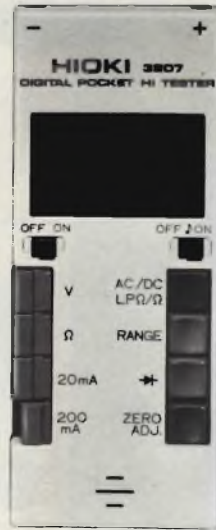
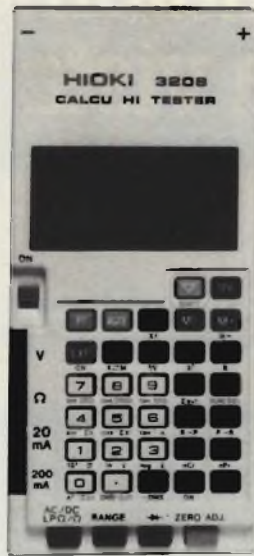
Multimetro digitale automatico "HIOKI" Mod. 3208

3, ½ cifre LCD
Con visualizzazione delle scale e delle portate e con calcolatore scientifico

Caratteristiche dello strumento
Tensioni c.c.: 100 µV - 1000 V
Tensioni c.a.: 1 mV - 600 V
Correnti c.c.: 10 µA - 200 mA
Correnti c.a.: 10 µA - 200 mA
Resistenze: 0,1 Ω - 2000 kΩ
LP Ω - Provdiodi - Tasto zero
Sistema di misura manuale o autom. e buzzer per cortocircuito
Caratteristiche della calcolatrice

8 cifre LCD
Memoria, quattro operazioni allocazioni, costante automatica, parentesi, quadrati e radici, funzioni trigonometriche, trigonometriche inverse, esponenziali, logaritmiche, permutazioni, combinazioni, fattoriali deviazione standard, frazioni, medie, somme e somme di quadrati, coordinate, assi, gradi, minuti, secondi ecc.
Possibilità di inserimento automatico della misura elettrica nel calcolatore per elaborazione matematico scientifiche

TS/2155-00



NOVITA'



Multimetro digitale automatico "HIOKI" Mod. 3207

3, ½ cifre LCD
Con visualizzatore delle scale e delle portate
Tensioni: c.c.: 100 µV - 1000 V
Tensioni c.a.: 1 mV - 600 V
Correnti c.c.: 10 µA - 200 mA
Correnti c.a.: 10 µA - 200 mA
Resistenze: 0,1 Ω ÷ 2000 kΩ
LP Ω - Prova diodi - Tasto zero
Sistema di misura manuale o automatico e Buzzer per cortocircuito
TS/2150-00

Multimetro digitale automatico da laboratorio "HIOKI" Mod. 3209

3, ½ cifre LCD
Con visualizzatore delle scale, delle portate e capacimetro
Tensioni c.c.: 100 µV - 1000 V
Tensioni c.a.: 100 µV - 1000 V
Correnti c.c.: 0,1 µA - 2 A
Resistenze: 0,1 Ω - 20 MΩ
Capacità: 1 pF - 20 µF
Buzzer per cortocircuito
Terminali uscite BCD
TS/2160-00

Multimetro digitale "ICD" Mod. 600 D

3, ½ cifre LCD
Tensioni c.c.: 1 mV - 1000 V
Tensioni c.a.: 1 mV - 1000 V
Correnti c.c.: 1 µA - 1 A
Correnti c.a.: 1 µA - 1 A
Resistenze: 1 Ω - 20 MΩ
TS/2118-00



Frequenzimetro digitale "FLUKE" Mod. 1911A

7 digit LED
Frequenza: 5 Hz - 250 MHz
Sensibilità: 15 mV
Autorange
Misure di periodo: 0,5 µs - 0,2 s
TS/2112-00

Minifrequenzimetro da laboratorio "SOAR" Mod. FC-841

4 digit LED
Frequenza: 10 Hz ÷ 50 MHz (direttamente)
Sensibilità: 60 mV - 20 V
Misure di periodi: 100 ms - 1 s
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ - 30 pF (direttamente)

TS/2135-00



Frequenzimetro digitale "FLUKE" Mod. 1900A

6 digit LED
Frequenza: 5 Hz - 80 MHz
Sensibilità: 15 mV
Autorange
Misure di periodo: 0,5 µs - 0,2 s
TS/2111-00

Frequenzimetro digitale "AMTRON" Mod. UK 552

8 digit LED
Frequenze: 10 Hz - 60 MHz
600 MHz
Sensibilità: 30 mV - 120 mV
Impedenza: 1 MΩ - 75 Ω
TS/2300-00



Frequenzimetro digitale "THANDAR" "SINCLAIR" Mod. PFM20

8 digit LED
Frequenze: 20 Hz ÷ 250 MHz
Sensibilità: 10 mV
TS/2113-00

Frequenzimetro digitale Mod. 034/220 V

6 digit LED
Frequenza: 0,1 - 150 MHz - 1 GHz
Sensibilità: 10 ÷ 300 mV
Contraves di caricamento per somma/ differenza con la frequenza in ingresso
TS/2320-00



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	CI 50pF ~ 3 μ F CII 0,01 μ F (10.000pF) ~ 50 μ F
	Tensioni c.c.	\pm 3% Fondo scala
	Tensioni c.a.	\pm 4% Fondo scala
	Correnti c.c.	\pm 3% Fondo scala
Precisioni	Correnti c.a.	\pm 4% Fondo scala
	Resistenze	\pm 3% Fondo scala
	Transistor	\pm 5% Fondo scala
	Capacità	\pm 6% Fondo scala
	Tensioni c.c.	100k Ω/V - 25k Ω/V
Sensibilità	Tensioni c.a.	10k Ω/V - 5k Ω/V
Allimentazione	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-0,25-5-25-50-250-500-1000V
	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
	Tensioni c.a.	\pm 4% Fondo scala
Precisioni	Correnti c.c.	\pm 4% Fondo scala
	Resistenze	\pm 3% della lunghezza della scala
	Tensioni c.c.	50 k Ω/V (V-A/2) 25 k Ω/V (V- Ω -A)
Sensibilità	Tensioni c.a.	10 k Ω/V (V-A/2) 5 k Ω/V (V- Ω -A)
Allimentazione	Una pila da 1,5V - Una pila da 9V	
Dimensioni	170 x 124 x 50	

**Frequenzimetro
"THANDAR" "SINCLAIR"
Mod. TF 200**

8 digit LCD
Sensibilità: 20 mV
Frequenza: 10 Hz - 200 MHz
Risoluzione: da 100 Hz a 0,01 Hz
Periodo: 10 Hz - 1,5 MHz
Totalizzatore: 10^8 + fuoriscala
entro 10 Hz - 20 MHz

TS/2114-00

NOVITA



**Generatore di onde quadre
e sinusoidali "NYCE"**

Campo di frequenza: 10 Hz - 1 MHz
Tensione d'uscita sinusoidale:
7 V rms
Tensione d'uscita quadra: 10 Vpp
Attenuatore: 0 ÷ 50 dB
Impedenza: 600 Ω
Alimentazione: 220 V
TS/4500-00



**Oscilloscopio 1,5"
"THANDAR" "SINCLAIR"
Mod. SC 110**

VERTICALE
Larghezza di banda:
dalla c.c. a 10 MHz
Sensibilità: 10 mV - 50 V in 12 passi
ORIZZONTALE
Larghezza di banda:
dalla c.c. a 2 MHz
Sensibilità: 0,5 V/Div
Base tempi: 0,1 μs/Div a 0,5 s/Div
in 21 passi
Trigger automatico
TS/5010-00



**Oscilloscopio 3"
monotraccia "NYCE"**

VERTICALE
Larghezza di banda:
dalla c.c. a 6 MHz
Sensibilità: 10 mV - 10 V
ORIZZONTALE
Larghezza di banda:
dalla c.c. a 250 kHz
Sensibilità: 0,3 V/Div
Base tempi: 10 - 100 Hz,
10 - 1000 Hz,
1 - 110 kHz con
variazione continua
TS/5000-00



**Generatore di impulsi
"THANDAR" "SINCLAIR"
Mod. TG 105**

Impulsi: 5 Hz - 5 MHz
Onde quadre: 5 Hz - 5 MHz
Periodo: 200 ns - 200 ms
Amp. impulsi: 100 ns - 100 ms
Trigger c.c.: 5 MHz
Uscita: 50 Ω 0 - 1 V e 0 - 10 V
Sincronismo: TTL
TS/2106-00



NOVITA

**Millivoltmetro a.c. per
bassa frequenza "NYCE"**

Campo di misure: 1 mV - 300 V f.s.
-60 + 50 dB
Impedenza d'ingresso: 10 mΩ
Risposta di frequenza: 5 Hz - 1 MHz
Alimentazione: 220 V
TS/4550-00



**Alimentatore digitale
"NYCE"**

3 digit LED
Tensione d'uscita: 0 ÷ 30 V c.c.
Corrente: 0 ÷ 2,5 A
Alimentazione: 220 V c.a. - 50 Hz
Autoprotetto
TS/2585-00



Rigeneratore di cinescopi

12" - 24" b/n e colore
Completo di 5 cavi per TRC
Strumento prova di efficienza per TRC
TS/3150-00



**Alimentatore stabilizzato
da laboratorio
Mod. BSR33**

Tensione d'uscita: 30 V c.c. - 5 A
Autoprotetto
TS/2582-00



**Analizzatore per motore a
scoppio "BANDRIDGE"
Mod. 801**

Portate: V.c.c. 0 - 16 V
A.c.c. 0 - 60 A
Per motori 4 - 6 - 8 cilindri
Numero giri: 0 ÷ 16.000 in due
portate
Controllo usura e angolo
apertura puntine
TS/2559-00



MULTITESTER "NYCE"

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 μ A-100 μ A 0-2,5-250 mA 0-5-500 mA
	Resistenze	x1x100x1 k-32 Ω centro scala
Precisioni	Tensioni c.c.	\pm 3% Fondo scala
	Tensioni c.a.	\pm 4% Fondo scala
	Correnti c.c.	\pm 3% Fondo scala
	Resistenze	\pm 3% Fondo scala
Sensibilità	Tensioni c.c.	20 k Ω /V 10 k Ω /V
	Tensioni c.a.	10 k Ω /V 5 k Ω /V
Alimentazione	Una pila da 1,5 V	
Dimensioni	108 x 78 x 25	

TS/2566-00

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



TEST & MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO
IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

RIGENERATORE A RISONANZA PER CINESCOPI



- Nuovo sistema a risonanza per rigenerare tutti i tipi di cinescopi 12" - 24" b/n e colore
- Corredato di zoccoli per TRC
- Adattatore universale
- Strumento prova di efficienza per TRC
- Alimentazione: 220 Vc.a./50 Hz TS/3151-00

MULTIMETRO DIGITALE

«ICD» mod. 600 D

- 3½ digit display LCD
- Polarità automatica
- Dimensioni ridotte

Specifiche tecniche

Portate	Tensioni c.c. 2-20-200-1000 V Tensioni c.a. 2-20-200-500 V Correnti c.c. 2-20-200-1000 mA Correnti c.a. 2-20-200-1000 mA Resistenze 2-20-200 kΩ 2-20 MΩ
Precisioni	Tensioni c.c. ± 0,2% Fondo scala Tensioni c.a. ± 0,5% Fondo scala Correnti c.c. ± 0,5% Fondo scala Correnti c.a. ± 1% Fondo scala Resistenze ± 0,5% Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c. e c.a. 1-10-100 mV - 1V Correnti c.c. e c.a. 1-10-100 μA - 1mA Resistenze 1-10-100 Ω 1-10 kΩ
Alimentazione	Una pila da 9 V



TS/2118-00

STRUMENTI UNAOHM

OSCILLOSCOPIO MONOTRACCIA

G 50

Oscilloscopio monotraccia economico con tubo da 5"

- Sensibilità 10 mV/cm.
- Banda passante 0...10 MHz.
- Asse tempi da 0,5 μ S/cm a 5 mS/cm.

TS/3384-10



G 50 TS/3384-10

OSCILLOSCOPIO DOPPIA TRACCIA

G 4001 DT

Oscilloscopio doppia traccia con tubo a RC 5" ad alta luminosità reticolo incorporato.

- Sensibilità 1 mV/cm.
- Banda passante 0.20 MHz.
- Asse tempi calibrato da 0,2 μ S/cm a 1 S/cm.
- Calibratore ad onde rettangolari incorporato.

TS/3387-00



G4001DT TS/3387-00

VOBULATORE MARCATORE DIGITALE

EP 655

Comprende un vobulatore e un marcatore con indicazione della frequenza digitale.

Vobulatore

- Campo di frequenza da 4 a 860 MHz suddiviso in 8 gamme.
- Massima vobulazione regolabile con continuità da zero fino a coprire l'intera gamma prescelta.
- Tensione di uscita 200 mV su 75 Ω

Marcatore

- Campo di frequenza, lo stesso del vobulatore
- Lettura di frequenza digitale con quattro cifre in linea da 1/2".

TS/3333-00

EP655

TS/3333-00



MARCATORE AUSILIARIO

EP 11

Questo apparecchio è stato realizzato appositamente per essere impiegato, in unione ad un vobulatore EP 655, per l'allineamento di convertitori a RF.

- Campo di frequenza regolabile con continuità e a scatti da 48÷82 MHz, 175÷250 MHz e 470÷850 MHz.
- Presentazione di marcatori per sovrapposizione in BF sulla curva oscilloscopica.

TS/3333-04



EP11 TS/3333-04



FD055 TS/3333-02

DUPLICATORE DI FREQUENZA

FD 055

Permette di raddoppiare una frequenza applicata al suo ingresso.

- Campo di frequenza in ingresso 10÷750 MHz.
- Minima tensione in ingresso 200 mV su 75 Ω

TS/3333-02

EP616R
TS/3340-00



GENERATORE TV EP 616 R

Apparecchio multiplo, che comprende un vobulatore e un calibratore.

Vobulatore

- Campo di frequenza da 3 a 50 MHz per la FI - da 88 a 110 MHz per la FM - da 50 a 90 MHz da 170 a 230 MHz e da 470 a 690 MHz (in 3° armonica) per canali TV.

- Vobulazione regolabile con continuità da 0 a 20 MHz

Calibratore

- Campo di frequenza 4÷6 8÷12 15÷30 30÷60 55÷80 75÷120 110÷160 150÷240 MHz.

TS/3340-00



EP 686 TS/3346-00



CG601
TS/3348-00



GENERATORE DI BARRE TV A COLORI EP 686 (PAL)

Fornisce segnali TV in bianco e nero ed a colori.

- Figure geometriche: scacchiera - bianco - rosso - scala dei grigi - punti - reticolo con cerchio regolabile - 8 barre colorate normalizzate - 3 tasti di prova per la messa a punto del codificatore PAL.
- Campo di frequenza 48÷82 MHz 175÷250 e, 470÷850 MHz in tre bande a regolazione continua.
- Portante audio 5,5 MHz dalla portante video, modulata in frequenza.

TS/3346-00

GENERATORE DI BARRE TV A COLORI EP 689 (PAL)

Fornisce segnali TV, in bianco e nero ed a colori.

- Campo di frequenza da 36 a 64 MHz, da 170 a 250 MHz e da 470 a 860 MHz
- Figure geometriche: barre verticali, orizzontali e reticolo, cerchio con reticolo, scala dei grigi, scacchiera, righe di definizione, quadro interamente rosso, blu o bianco, barre colorate normalizzate, Test di prova per la messa a punto del decodificatore PAL.
- Portante audio 5,5 MHz dalla portante video, modulazione FM.

TS/3345-00

GENERATORI DI CARATTERI CG 601

Il videogeneratore di caratteri permette l'inserzione, su un segnale a video, fornito da un generatore di barre o da una telecamera, di 16 caratteri alfanumerici.

- Caratteri: 7 x 9 punti, 64 lettere, numeri e simboli.
- Posizione spostamento verticale e orizzontale.
- Polarità: il carattere può essere bianco (su fondo nero) o nero (su fondo bianco).

TS/3348-00



EP 738 TS/3378-00



EP 734 TS/3373-02

MISURATORE DI CAMPO PANORAMICO CON VIDEO EP 738

Misuratore di campo portatile con alimentazione mista c.a. a 220V - c.c. 12V con batteria e caricabatteria incorporato.

- Possibilità di esplorazione panoramica delle bande I - III - IV e V.
- Misura dell'intensità di campo in dB μ V.
- Visione diretta dell'immagine TV ricevuta e contemporaneamente anche lo stesso impulso di sincronismo.

- Campo di frequenza: 48÷82, 170÷220 e 470÷860 MHz.
- Sensibilità da 26 a 130 dB (20 μ V - 3V).

TS/3378-00

MISURATORE DI CAMPO CON VIDEO EP 734

Misuratore di campo portatile con alimentazione mista c.a. a 220 V c.c. a 12 V con incorporata batteria e carica batteria.

- Campo di frequenza 48÷82 MHz 170÷230 e 470÷860 MHz.
- Sensibilità da 26 a 130 dB μ V (20 μ V - 3 V).

TS/3373-02

STRUMENTI UNAOHM

ANALIZZATORE UNIVERSALE

V 34

L'analizzatore universale V 34 permette di effettuare misure di tensione continue ed alternate, correnti e resistenze con buona precisione.

- Tensioni continue e alternate da 1 a 1000V fs.
- Correnti continue da 50 μ A a 1 A fs in 4 portate.
- Resistenze da 0,5 Ω a 10M Ω in 5 portate

TS/3442-00

MULTIMETRO DIGITALE

DG 212

Permette di misurare con precisione tensioni e correnti continue ed alternate e resistenze in una vasta gamma.

- Tensioni continue e alternate da 100 mV a 1000 V.
- Correnti continue e alternate da 100 μ A a 1 A.
- Resistenza da 100 Ω a 10M Ω .
- Indicatori numerici allo stato solido, 4 cifre piú indicatore di polarità e fuori portata.

TS/3470-01



DG212 TS/3470-01



V34 TS/3442-00



EM135 TS/3322-00



R 131 TS/3441-00



EM98 TS/3315-01

VOLTMETRO ELETTRONICO

R 131

Voltmetro elettronico universale, con indicatore automatico di polarità.

- Tensioni continue ed alternate, da 0,3 a 1000 V fs.
- Correnti continue ed alternate da 30 μ A a 3 A fs.
- Resistenze fino a 1000 M Ω in 7 portate.
- Misura di livello da -3 a +62 dB.

TS/3441-00

GENERATORE DI FUNZIONI

EM 135

Il generatore di funzioni EM 135 fornisce segnali sinusoidali, rettangolari e triangolari in un vasto campo di frequenze.

- Campo di frequenza da 0,01 Hz a 1 MHz.
- Funzioni d'uscita: sinusoidali - rettangolari - triangolari e impulsivi.
- Tensione d'uscita regolabile con continuità ed a scatti da 0 a 20 V pp.

TS/3322-00

GENERATORE DI ONDE QUADRE E SINUSOIDALI EM 98

È un generatore a bassa frequenza che può fornire oscillazioni ad onda sinusoidale e quadra.

- Campo di frequenza da 20 Hz a 200 KHz.
- Distorsione < 0,2% (per onda sinusoidale).
- Tensione di uscita per onda sinusoidale 3,16 V su 600 Ω regolabile con continuità ed a scatti, per onda rettangolare 10 V pp su 600 Ω regolabile a scatti.

TS/3315-01

GENERATORE DI BASSA FREQUENZA EM 97

Questo generatore fornisce segnali ad onda sinusoidale e quadra. La frequenza viene letta direttamente su quattro indicatori numerici allo stato solido.

- Campo di frequenza da 20 Hz a 2 MHz.
- Distorsione inferiore allo 0,2% (per onda sinusoidale)
- Tensione di uscita: 3,16 V su 150Ω per onda sinusoidale; 10 V di picco per onda rettangolare.

TS/3321-00



EM 97 TS/3321-00



EP114 TS/3330-00

GENERATORE MODULATO AM/FM EP 114

Generatore modulato sia in AM che FM. La frequenza d'uscita viene letta direttamente su un indicatore numerico.

- Campo di frequenza da 125 KHz a 130 MHz.
- Tensione d'uscita regolabile con scatti da 2,5 μV a 200 mV su 75Ω.
- Modulazione: AM e FM regolabile con continuità.
- Modulazione; regolabile da 0 a ±10% dell'RF.

TS/3330-00

FREQUENZIMETRO DIGITALE DF 502

L'apparecchio permette di misurare e leggere su indicatore numerico a 7 cifre la frequenza con grande precisione e rapidità.

- Campo di frequenza da 10 Hz a 100 MHz direttamente fino a 750 MHz tramite Prescaler SO 2
- Precisione ± 1 digit, ± 5 ppm.

TS/3306-00



DF502 TS/3306-00

ST 30/2000
TS/3313-02

ST 20+20/1000A
TS/3313-00



AS1013 TS/3313-08



ST 40+40/2500 TS/3313-06

ALIMENTATORE MULTIPLO AS 1013

L'alimentatore stabilizzato multiplo, fornisce tre tensioni continue regolabili da 0 a 300 V, da 0 a 100 V, da 0 a 40 V ed infine due tensioni alternate 6,3 e 12,6 V.

- Tensioni continue: 1) regolabile da 0 a 300 V; corrente 300 mA max. 2) regolabile da 0 a 100 V; corrente 50 mA. 3) regolabile da 0 a 40 V; corrente 1,5 A.
- Tensioni alternate: 1) 6,3 V 4 A non stabilizzata. 2) 12,6 V 2 A non stabilizzata.
- Voltmetro con portate 10-30-100-300 V fs ± 2%.
- Milliampmetro: con portate 15-50-150-500-1500 mA fs ± 2%.

TS/3313-08

ALIMENTATORE DUALE ST 20+20/1000 A

L'alimentatore duale fornisce due tensioni continue distinte regolabili con continuità da zero a 20 V con corrente massima di 1 A.

- Tensioni d'uscita regolabili con continuità da 0 a 20 V.
- Corrente continua fino a 1000 mA.
- Stabilità ± 0,05%.
- Indicatori digitali a tre cifre su ciascun alimentatore, con possibilità di controllare sia la tensione che la corrente.

TS/3313-00

ALIMENTATORE STABILIZZATO ST 30/2000

L'alimentatore fornisce una tensione continua regolabile con continuità da zero a 30 V con una corrente massima di 2 A.

- Tensione d'uscita regolabile con continuità da 0 a 30 V.
- Massima corrente di uscita: 2 A.
- Stabilità per variazioni della tensione di rete del ± 10% e del carico, da zero al massimo, entro il 0,05%.
- Indicatore digitale a quattro cifre consente di misurare la tensione o la corrente d'uscita.

TS/3313-02

ALIMENTATORE STABILIZZATO ST 40+40/2500

L'apparecchio è costituito da due alimentatori ciascuno è in grado di fornire una tensione regolabile con continuità da zero a 40 V con una corrente massima di 2,5 A. Possono essere utilizzati sia in serie che in parallelo fornendo rispettivamente 80 V 2,5 A o 40 V 5 A.

- Tensione di uscita (su entrambi gli alimentatori) regolabile in due scatti e con continuità da 0 a 40 V.
- Massima corrente 2,5 A.

TS/3313-06

PRODOTTI



SONDE LOGICHE

LP1 SM/4005-00

Rivela impulsi: TTL/DTL/
HTL/CMOS
Impedenza: 100 k Ω
Frequenza: 10 MHz
Alimentazione prelevabile
dal circuito in esame: max 36V
Memoria



LP2 SM/4006-00

Rivela impulsi: TTL/DTL/
HTL/CMOS
Impedenza: 300 k Ω
Frequenza: 1,5 MHz
Alimentazione prelevabile
dal circuito in esame: max 36 V



LPK1 SM/4010-00

Sonda logica in Kit
Rivela impulsi logici
Impedenza: 300 k Ω
Frequenza: 1,5 MHz
Alimentazione: 25 V max



MAX100 FREQUENZIMETRO DA LABORATORIO

Display a 8 digit LED
Range di frequenza: 20 Hz \div 100 MHz
Risoluzione: 1 Hz
Sensibilità: 30 mV (20 Hz \div 50 MHz);
100 mV (50 MHz \div 80 MHz);
300 mV (oltre gli 80 MHz)

Impedenza: 1 M Ω
Espandibile a 500 MHz con
il PRESCALER PS 500
Alimentazione: a batteria o esterna
Codice GBC: SM/4025-00

Generatore di funzioni

2001 SM/4415-00



Campo di frequenza:
da 1 Hz a 1 MHz in 5 gamme
successive esternamente con rapporto
100 : 1
Funzioni d'uscita: sinusoidali,
quadre, triangolari Comando di OFF SET in c.c. per
regolazioni dell'ampiezza
in uscita
Uscita: onde quadre TTL Alimentazione: 220 V c.a. - 50 Hz
Possibilità di controllo delle SWEEP Dimensioni: 254x178x76

Generatore di impulsi

4001 SM/4420-00



Campo di frequenza:
da 0,5 Hz a 5 MHz in 5 gamme
successive sincronizzato, quadro,
complementare e un treno
di impulsi
Tempo tra gli impulsi:
da 100 n/sec. (nanosecondi)
a 1 sec. (secondo) Ampiezza in uscita: regolabile
su 50 Ω
Tipo di impulsi: continuo, singolo, Alimentazione: 220 V c.a. - 50 Hz
Dimensioni: 254x178x76



MAX50 FREQUENZIMETRO TASCABILE

Display a 6 digit LED
Range di frequenza: 100 Hz \div 50 MHz
Risoluzione: 100 Hz
Sensibilità: 30 mV (100 Hz - 30 MHz)
100 mV (30 MHz - 50 MHz)

Impedenza: > 1 M Ω
Alimentazione: a batteria o esterna
Espandibile a 500 MHz con il PRESCALER PS 500
Dimensioni: 76x152x38 mm
Peso: 227 g
Codice GBC: SM/4030-00

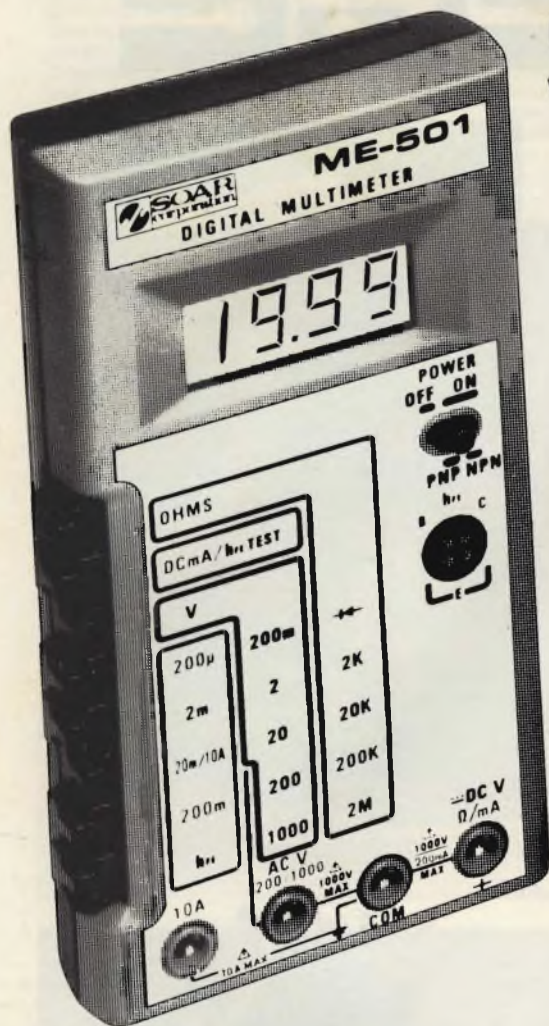
PRESCALER PS500

Compatibile col MAX50 e MAX100 e
con tutti i frequenzimetri in grado
di leggere frequenze di 50 MHz
Sensibilità: 250 mV
Frequenza: 550 MHz
Impedenza: 50 Ω
Alimentazione: 7 + 10 V c.c.
Codice GBC: SM/4035-00



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



MULTIMETRO DIGITALE "SOAR"

Specifiche Tecniche

Portate	Tensioni c.c.	0 ~ 0,2-2-20-200-1.000 V
	Tensioni c.a.	0 ~ 0,2-2-20-200-600 V
	Correnti c.c.	0 ~ 0,2-2-20 mA
	Correnti c.a.	0 ~ 200-1.000 mA
	Resistenze	0 ~ 0,2-2-20-200 kΩ 0 ~ 20 MΩ
Precisione	Tensioni c.c.	± 0,25% Fondo scala
	Tensioni c.a.	± 0,5% Fondo scala
	Correnti c.c.	± 0,8% Fondo scala
	Correnti c.a.	± 0,8% Fondo scala
	Resistenze	± 0,3%7 Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c.	1mV-10mV-100mV-1V
	Tensioni c.a.	1mV-10mV-100mV-1V
	Correnti c.c.	1μA-10μA-100μA-1mA
	Correnti c.a.	1μA-10μA-100μA-1mA
	Resistenze	100mΩ-1Ω-10Ω-100Ω-10kΩ
Impedenza d'ingresso	10 MΩ	
Alimentazione	9 V - Durata: se del tipo zinco-carbone 200 h~	
Dimensioni	155 x 95 x 45	

TS/2120-00

- Visualizzazione diretta sul display delle scale e delle portate operative



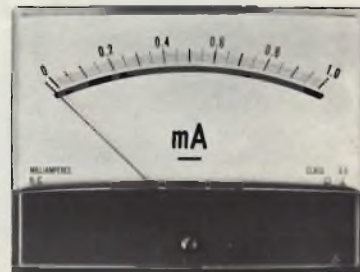
ME-523

- Polarità automatica
- Indicazione di fuori portata
- 3,1/2 digit - Display a cristalli liquidi



MEASURING INSTRUMENTS

STRUMENTI DA PANNELLO



- Movimento antiurto
- Dispositivo per l'azzeramento dell'indice
- Custodia isolante in resina termoplastica nera
- Calotta in metacrilato trasparente
- Quadrante metallico smaltato bianco

A BOBINA MOBILE - Classe 2,5

FUNZIONI E PORTATE STANDARD

Valori di fondo scala Codice G.B.C.: Serie

mA c.c.	0	1 - 5 - 50 - 100 - 500	TP/0552-.....
A c.c.	0	1 - 3 - 5 - 10 - 30	TP/0554-.....
V c.c.	0	15 - 30 - 60	TP/0555-.....
V c.a.	0	15 - 30 - 60 - 300	TP/0558-.....

Dimensioni: 50 x 45 mm

mA c.c.	0	1 - 5 - 50 - 100 - 500	TP/0562-.....
A c.c.	0	1 - 3 - 5 - 10 - 30	TP/0564-.....
V c.c.	0	15 - 30 - 60	TP/0565-.....
V c.a.	0	15 - 30 - 60 - 300	TP/0568-.....

Dimensioni: 65 x 60 mm

mA c.c.	0	1 - 5 - 50 - 100 - 500	TP/0582-.....
A c.c.	0	1 - 3 - 5 - 10 - 30	TP/0584-.....
V c.c.	0	15 - 30 - 60	TP/0585-.....
V c.a.	0	15 - 30 - 60 - 300	TP/0588-.....

Dimensioni: 80 x 66 mm

- Movimento antiurto
- Dispositivo per l'azzeramento dell'indice
- Custodia isolante in resina termoplastica nera
- Calotta in metacrilato trasparente
- Quadrante metallico smaltato bianco
- **Serie con scala a specchio e quadrante illuminato**
- Strumenti completi di lampadine per l'illuminazione scala: 12 V - 70 mA
- Fornibili cornici in resina termoplastica e viti per il montaggio retro pannello

A BOBINA MOBILE - Classe 2

FUNZIONI E PORTATE STANDARD

Valori di fondo scala Codice G.B.C.: Serie

mA c.c.	0	1 - 50 - 100 - 500	TP/0662-.....
A c.c.	0	1 - 3 - 5 - 10 - 20	TP/0664-.....
V c.c.	0	15 - 30 - 60	TP/0665-.....
V c.a.	0	15 - 30 - 60 - 300	TP/0668-.....

Dimensioni: 60 x 46 mm

mA c.c.	0	1 - 50 - 100 - 500	TP/0682-.....
A c.c.	0	1 - 3 - 5 - 10 - 20	TP/0684-.....
V c.c.	0	15 - 30 - 60	TP/0685-.....
V c.a.	0	15 - 30 - 60 - 300	TP/0688-.....

Dimensioni: 86 x 65 mm

mA c.c.	0	1 - 50 - 100 - 500	TP/0712-.....
A c.c.	0	1 - 3 - 5 - 10 - 20	TP/0714-.....
V c.c.	0	15 - 30 - 60	TP/0715-.....
V c.a.	0	15 - 30 - 60 - 300	TP/0718-.....

Dimensioni: 110 x 83 mm

STRUMENTI DA PANNELLO



- Scala molto ampia per la massima luminosità
- Equipaggio con molla antagonista, smorzamento aperiodico
- Custodia isolante con flangia in resina trasparente
- Il fissaggio sul pannello è rapido e senza viti



A FERRO MOBILE per c.a. - Classe 2,5

FUNZIONI E PORTATE STANDARD

Valori di fondo scala Codice G.B.C.: Serie

A c.a. 0 → 1 - 4 - 6 - 10

TP/0954-.....

V c.a. 0 → 15 - 30 - 300

TP/0958-.....

Dimensioni: 54 x 50 mm

- Movimento antiurto
- Dispositivo per l'azzeramento dell'indice
- Custodia isolante in resina termoplastica bianca
- Calotta in metacrilato trasparente
- **Serie Tuttaluce**
- Fornibili cornici in resina termoplastica e viti per il montaggio retro pannello

A BOBINA MOBILE per c.c. - Classe 1,5

FUNZIONI E PORTATE STANDARD

Valori di fondo scala Codice G.B.C.: Serie

µA c.c. 0 50 - 100 - 500 TP/0750-.....

mA c.c. 0 1 - 10 - 50 - 100 - 500 TP/0752-.....

A c.c. 0 1 - 3 - 5 - 10 - 15 TP/0754-.....

V c.c. 0 15 - 30 - 50 TP/0755-.....

Dimensioni: 58 x 46 mm

µA c.c. 0 50 - 100 - 500 TP/0770-.....

mA c.c. 0 1 - 10 - 50 - 100 - 500 TP/0772-.....

A c.c. 0 1 - 3 - 5 - 10 - 15 TP/0774-.....

V c.c. 0 15 - 30 - 50 TP/0775-.....

Dimensioni: 70 x 60 mm

A FERRO MOBILE per c.a. - Classe 1,5

A c.a. 0 1-3-5-10-15-25-50 TP/0777-.....

V c.a. 0 15-30-50-300-500 TP/0778-.....

Dimensioni: 70 x 60 mm

STRUMENTI INDICATORI

Sensibilità: 200 µA fondo scala
Resistenza: 750 Ω

Level meter

Con indicazione a segmenti colorati
Dimensioni d'incasso: 34,4 x 13,7 mm
TP/0100-00 (fig. 1)

Level meter

- 1/ + 1 con zero centrale
Dimensioni d'incasso: 34,4 x 13,7 mm
TP/0100-10 (fig. 1)

Level meter

- 1/ + 1 con zero centrale
Dimensioni d'incasso: 35,3 x 15,3 mm
TP/0150-00 (fig. 2)

Level meter

Con scala in dB
Dimensioni d'incasso: 35,3 x 15,3 mm
TP/0150-10 (fig. 2)

Level meter

Con scala 0 + 10
Dimensioni d'incasso: 35,3 x 15,3 mm
TP/0150-20 (fig. 2)

VU meter

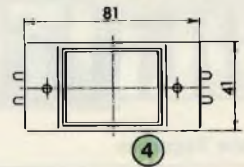
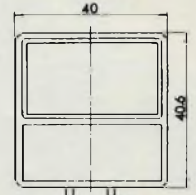
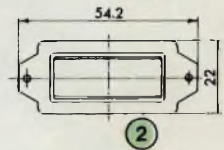
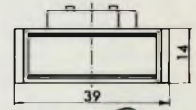
Con doppia scala - 20/0/ + 3 e 0/100%
Dimensioni d'incasso: 36,3 x 21,5 mm
TP/0250-00 (fig. 3)

VU meter

Con doppia scala - 20/0/ + 3 e 0/100%
Dimensioni d'incasso: 36,3 x 21,5 mm
TP/0252-00 (fig. 3)

Level meter doppio

Con scala - 20/0/ + 3
Dimensioni d'incasso: 44,7 x 35,9 mm
TP/0300-00 (fig. 4)



MILLIVOLTMETRO DIGITALE

Semplice e razionale, ha una forma standard che permette l'inserimento nella custodia di un normale strumento analogico. Strumento base che può essere trasformato, con opportune modifiche, in varie altre funzioni.

Alimentazione: 7 ÷ 15 V c.c.

Assorbimento: 100 mA

Impedenza d'ingresso: 100 MΩ

Letture fondo scala: + 999 mV

- 99 mV

(con indicazione di fuori portata)

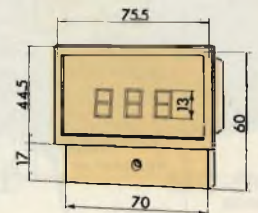
Precisione fondo scala: 0,1%

Punto decimale: programmabile

per le varie portate

Dimensioni: 70 x 60 mm

TP/3000-00



MODO
D'ORDINE

Per l'ordinazione completare la Serie TP/xxxxx... inserendo, al posto dei puntini, le cifre relative ai vari fondo scala. Per valori di fondo scala uguali o superiori a 100 aumentare il codice base di un'unità.

ESEMPLI: Voltmetro in c.a., dimensioni 65x60 mm. Fondo scala 30 V = TP/056830, fondo scala 300 V = TP/056830



MULTITESTER DIGITALE "SOAR"

Specifiche Tecniche

Portate	Tensioni c.c.	0 ~ 2-20-200-1.000 V
	Tensioni c.a.	0 ~ 2-20-200-600 V
	Correnti c.c.	0 ~ 2-20 mA
		0 ~ 200-1.000 mA
	Correnti c.a.	0 ~ 2-20-200-1.000 mA
	Resistenze	0 ~ 2-20-200-2.000 kΩ
		0 ~ 20 MΩ
Precisione	Tensioni c.c.	± 0,5% Fondo scala
	Tensioni c.a.	± 1% Fondo scala
	Correnti c.c.	± 0,8% Fondo scala
	Correnti c.a.	± 1% Fondo scala
	Resistenze	± 1% Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c.	1mV-10mV-100mV-1V
	Tensioni c.a.	1mV-10mV-100mV-1V
	Correnti c.c.	1µA-10µA-100µA-1mA
	Correnti c.a.	1µA-10µA-100µA-1mA
	Resistenze	1Ω-10Ω-100Ω-1kΩ-10kΩ
Impedenza d'ingresso	10 MΩ	
Alimentazione	9 V - Pile zinco-carbone - durata 13 h Pile Alcaline - durata 20 h	
Dimensioni	155 x 95 x 45	

TS/2121-00

- Speciale circuito di alta stabilità
- Indicazione di fuori portata
- Indicazione massima
- Tasto inserimento LOW OHM
- 3,½ digit - Display LED

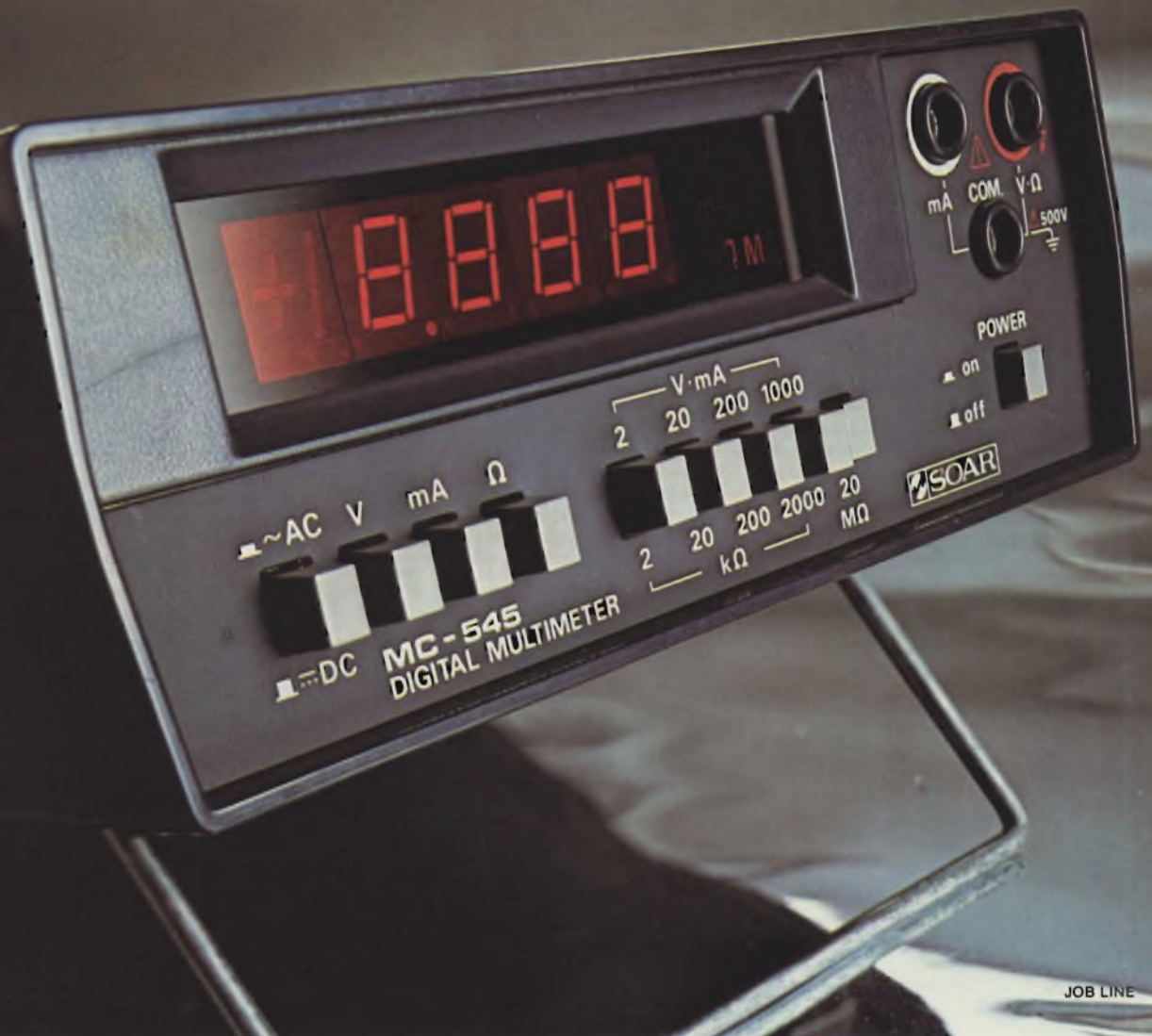


ME-521DX



MEASURING INSTRUMENTS

Multimetro digitale da laboratorio "SOAR"



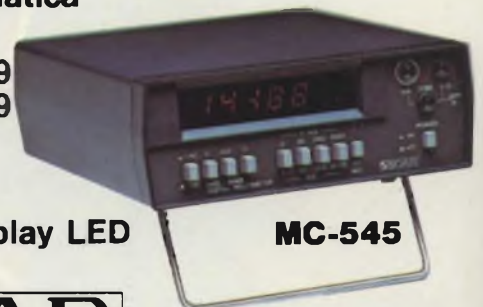
JOB LINE

Specifiche Tecniche

Portate	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Correnti c.a. Resistenze	2-20-200-1.000 V 2-20-200-750 V 2-20-200-1.000 mA 2-20-200-1.000 mA 2-20-200 kΩ - 2-20 MΩ
Precisione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Correnti c.a. Resistenze	± 0,05% Fondo scala ± 0,5% Fondo scala ± 0,8% Fondo scala ± 1% Fondo scala ± 0,8% Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Correnti c.a. Resistenze	100μV-1mV-10mV-100mV 100μV-1mV-10mV-100mV 0,1μA-1μA-10μA-100μA 0,1μA-1μA-10μA-100μA 100mΩ-1Ω-10Ω-100Ω-1kΩ
Risposta di frequenza	30 ÷ 1.000 Hz	
Impedenza d'ingresso	10 MΩ	
Alimentazione	6 V con pile o alimentatore esterno	
Dimensioni	200 x 180 x 64	

TS/2122-00

- Visualizzazione diretta sul display delle scale e delle portate operative
- Polarità automatica
- Indicazione massima 19999 oppure -19999
- Contenitore metallico
- 4,1/2 digit - Display LED



MC-545



MEASURING INSTRUMENTS

Minifrequenzimetro da laboratorio "SOAR"

TS/2135-00

- Di piccole dimensioni ma di grandi prestazioni
- Permette di misurare e leggere la frequenza con grande precisione
- Custodia in metallo
- 4 digit - Display LED



FC-841

Specifiche Tecniche

Campo di frequenza	10 Hz ÷ 60 MHz direttamente
Precisione	± 1 digit
Risoluzione	10 kHz / 10 Hz
Sensibilità	60 mV - 20 V
Misure di periodi	10 ms - 1 sec

Impedenza d'ingresso	1 MΩ - 30 pF direttamente
Gamma delle temperature di lavoro	da 0 °C a +40 °C
Alimentazione	6 V o 12 V con pile - oppure con alimentatore esterno
Dimensioni	120 x 100 x 32



DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

LISTINO PREZZI

Codice GBC	DESCRIZIONE	PREZZO IVATO
TS/2099-00	Multimetro digitale "THANDAR" Mod. DM 350S	202.500
TS/2100-00	Multimetro digitale "THANDAR" Mod. DM 450S	270.000
TS/2106-00	Generatore di impulsi "THANDAR" Mod. TG 105	253.000
TS/2107-00	Multimetro digitale "FLUKE" Mod. 8010/A	423.000
TS/2109-00	Multimetro digitale "FLUKE" Mod. 8020/A	295.000
TS/2110-00	Multimetro digitale "FLUKE" Mod. 8012/A	547.000
TS/2111-00	Frequenzimetro digitale "FLUKE" Mod. 1900/A	591.000
TS/2112-00	Frequenzimetro digitale "FLUKE" Mod. 1911/A	1.090.000
TS/2113-00	Frequenzimetro digitale "THANDAR" Mod. PFM 200	159.000
TS/2114-00	Frequenzimetro digitale "THANDAR" Mod. TF 200	454.000
TS/2115-00	Multimetro digitale "FLUKE" Mod. 8022	235.000
TS/2118-00	Multimetro digitale "ICD" Mod. 600 D	127.000
TS/2120-00	Multimetro digitale "SOAR" Mod. ME 523	196.000
TS/2121-00	Multimetro digitale "SOAR" Mod. ME 521 DX	159.000
TS/2122-00	Multimetro digitale "SOAR" Mod. MC 545	392.000
TS/2123-00	Multimetro digitale "SOAR" Mod. ME 501	130.000
TS/2124-00	Multimetro digitale "SOAR" Mod. ME 502	99.500
TS/2135-00	Frequenzimetro digitale "SOAR" Mod. FC 841	101.000
TS/2150-00	Multimetro digitale "HIOKI" Mod. 3207	166.000
TS/2155-00	Multimetro/Calcolatore "HIOKI" Mod. 3208	341.000
TS/2160-00	Multimetro/Capacimetro "HIOKI" Mod. 3209	542.000
TS/2300-00	Frequency counter "AMTRON" Mod. UK 552	227.000
TS/2320-00	Frequenzimetro 034/220 V	287.000
TS/2559-00	Analizzatore "BANDRIDGE" Mod. 801/1401	28.900
TS/2560-03	Multitester "NYCE"	26.500
TS/2561-00	Multitester "NYCE"	36.500
TS/2562-00	Multitester "NYCE"	16.500
TS/2564-00	Minitester "NYCE"	11.900
TS/2566-00	Multitester "NYCE"	29.500
TS/2566-05	Multitester "NYCE"	30.500
TS/2567-00	Multitester "NYCE"	86.500
TS/2582-00	Alimentatore BRS 33	190.000
TS/2585-00	Alimentatore digitale "NYCE"	177.000
TS/2661-00	Supertester "ICE" Mod. 680 G	30.900
TS/2668-00	Tester "ICE" Mod. 680 R	38.500
TS/2669-00	Microtester "ICE" Mod. 80	24.900
TS/3150-00	Rigeneratore di cinescopi bn/col.	104.000
TS/3151-00	Rigeneratore di cinescopi a risonanza "NYCE"	257.000
TS/4500-00	Generatore audio B.F. "NYCE"	237.000
TS/4550-00	Millivoltmetro A.C. "NYCE"	233.000
TS/5000-00	Oscilloscopio monotraccia "NYCE"	255.000
TS/5010-00	Oscilloscopio portatile "THANDAR" Mod. SC 110	395.000

LISTINO "UNAOHM"

MODELLO	DESCRIZIONE	PREZZO IVA ESCLUSA
ST 30/2000 B	Alimentatore stabilizzato digitale	520.000
ST 20+20/1000 D	Alimentatore stabilizzato digitale	530.000
ST 40+40/2500 A	Alimentatore stabilizzato digitale	725.000
AS 1013 AR	Alimentatore stabilizzato	1.550.000
V 34 A	Analizzatore	100.000
DF 502 C	Frequenzimetro digitale	700.000
EM 97 E	Generatore BF	1.000.000
EM 98 D	Generatore BF	625.000
EP 114 B	Generatore modulato AM-FM	1.080.000
EM 135 F	Generatore di funzioni	600.000
EP 139	Generatore di funzioni	1.000.000
EP 686	Generatore di barre TV a colori (PAL)	900.000
EP 689 A	Generatore di barre TV a colori (PAL)	1.100.000
EP 734 A	Misuratore di campo (con monitor)	950.000
EP 738 A	Misuratore di campo (con monitor)	1.450.000
G 50 B	Oscilloscopio (completo di sonda P 101)	530.000
G 4001 DT	Oscilloscopio doppia traccia	1.000.000
CG 601 C	Videogeneratore di caratteri	450.000
EP 616 BR	Vobulatore marcatore TV	950.000
EP 655 C	Vobulatore marcatore TV (VHF-UHF)	1.900.000
FD 055 A	- Duplicatore di frequenza (per EP 655 C)	310.000
EP 11 A	- Marcatore ausiliario (per EP 655 C)	440.000
R 131	Voltmetro elettronico - autopolari	200.000
DG 212 A	Voltmetro digitale	540.000

Sconti d'uso

PRODOTTI CSC

Codice GBC	DESCRIZIONE	PREZZO IVATO
SM/4005-00	Sonda logica Mod. LP 1	100.000
SM/4006-00	Sonda logica Mod. LP 2	58.500
SM/4010-00	Sonda logica Mod. LPK 1	38.500
SM/4025-00	Frequenzimetro da laboratorio Mod. MAX 100	252.000
SM/4415-00	Generatore di funzioni Mod. 2001	241.000
SM/4420-00	Generatore di impulsi	298.000
SM/4030-00	Frequenzimetro tascabile Mod. MAX 50	173.000
SM/4035-00	Prescaler PS 500	113.000

Questo listino è in vigore dal 1 Aprile '81

Codice GBC	DESCRIZIONE	PREZZO IVATO
------------	-------------	--------------

STRUMENTI DA PANNELLO A BOBINA MOBILE - Classe 2,5

da TP/0552-01 a TP/0553-50	Dimensioni: 50 x 45 mA c.c. 1 - 5 - 50 - 100 - 500	9.800
da TP/0554-01 a TP/0554-30	A c.c. 1 - 3 - 5 - 10 - 30	10.500
da TP/0555-15 a TP/0555-60	V c.c. 15 - 30 - 60	9.800
da TP/0558-15 a TP/0559-30	V c.a. 15 - 30 - 60 - 300	10.900
da TP/0562-01 a TP/0563-50	Dimensioni: 65 x 60 mA c.c. 1 - 5 - 50 - 100 - 500	11.900
da TP/0564-01 a TP/0564-30	A c.c. 1 - 3 - 5 - 10 - 30	12.500
da TP/0565-15 a TP/0565-60	V c.c. 15 - 30 - 60	11.900
da TP/0568-15 a TP/0569-30	V c.a. 15 - 30 - 60 - 300	13.000
da TP/0582-01 a TP/0583-50	Dimensioni: 80 x 66 mA c.c. 1 - 5 - 50 - 100 - 500	13.900
da TP/0584-01 a TP/0584-30	A c.c. 1 - 3 - 5 - 10 - 30	14.500
da TP/0585-15 a TP/0585-60	V c.c. 15 - 30 - 60	13.900
da TP/0588-15 a TP/0589-30	V c.a. 15 - 30 - 60 - 300	14.900

STRUMENTI DA PANNELLO A BOBINA MOBILE - Classe 2

da TP/0662-01 a TP/0663-50	Dimensioni: 60 x 40 mA c.c. 1 - 50 - 100 - 500	20.500
da TP/0664-01 a TP/0664-05	A c.c. 1 - 3 - 5 - 10 - 20	20.500
da TP/0664-10 a TP/0664-20	A c.c. 1 - 3 - 5 - 10 - 20	22.500
da TP/0665-15 a TP/0665-60	V c.c. 15 - 30 - 60	20.500
da TP/0668-15 a TP/0669-30	V c.a. 15 - 30 - 60 - 300	21.900
da TP/0682-01 a TP/0683-50	Dimensioni: 86 x 65 mA c.c. 1 - 50 - 100 - 500	22.500
da TP/0684-01 a TP/0684-05	A c.c. 1 - 3 - 5 - 10 - 20	24.500
da TP/0684-10 a TP/0684-20	A c.c. 1 - 3 - 5 - 10 - 20	22.500
da TP/0685-15 a TP/0685-60	V c.c. 15 - 30 - 60	22.500
da TP/0688-15 a TP/0689-30	V c.a. 15 - 30 - 60 - 300	23.900
da TP/0712-01 a TP/0713-50	Dimensioni: 110 x 83 mA c.c. 1 - 50 - 100 - 500	24.900
da TP/0714-01 a TP/0714-05	A c.c. 1 - 3 - 5 - 10 - 20	25.000
da TP/0714-10 a TP/0714-20	A c.c. 1 - 3 - 5 - 10 - 20	27.000
da TP/0715-15 a TP/0715-60	V c.c. 15 - 30 - 60	24.900
da TP/0718-15 a TP/0719-30	V c.a. 15 - 30 - 60 - 300	26.500

STRUMENTI DA PANNELLO A BOBINA MOBILE per c.c. - Classe 1,5

da TP/0750-50 a TP/0751-50	Dimensioni: 58 x 46 µA c.c. 50 - 100 - 500	18.900
da TP/0752-01 a TP/0753-50	mA c.c. 1 - 10 - 50 - 100 - 500	18.900
da TP/0754-01 a TP/0754-15	A c.c. 1 - 3 - 5 - 10 - 15	18.900
da TP/0755-15 a TP/0755-50	V c.c. 15 - 30 - 50	18.900
da TP/0770-50 a TP/0771-50	Dimensioni: 70 x 60 µA c.c. 50 - 100 - 500	20.500
da TP/0772-01 a TP/0773-50	mA c.c. 1 - 10 - 50 - 100 - 500	20.500
da TP/0774-01 a TP/0774-15	A c.c. 1 - 3 - 5 - 10 - 15	20.500
da TP/0775-15 a TP/0775-50	V c.c. 15 - 30 - 50	20.500

STRUMENTI DA PANNELLO A FERRO MOBILE per c.a. - Classe 1,5

da TP/0777-01 a TP/0777-50	Dimensioni: 70 x 60 A c.a. 1 - 3 - 5 - 10 - 15 - 25 - 50	16.500
da TP/0778-15 a TP/0779-50	V c.a. 15 - 30 - 50 - 300 - 500	16.500

STRUMENTI INDICATORI E DIGITALI

TP/0100-00	Level meter	3.300
TP/0100-10	Level meter	3.300
TP/0150-00	Level meter	3.300
TP/0150-10	Level meter	3.300
TP/0150-20	Level meter	3.300
TP/0250-00	VU meter	3.300
TP/0252-00	VU meter	3.300
TP/0300-00	Level meter doppio	6.100
TP/3000-00	Millivoltmetro digitale	46.900

Sinclair SC110 low power portable Oscilloscope



OSCILLOSCOPIO MONOTRACCIA SINCLAIR SC 110

- Microoscilloscopio ultrapiatto
- Prestazioni professionali
- Tubo RC ad alta luminosità
- Interamente triggerato
- Ampia banda passante
- Ottima sensibilità
- Munito di calibratore
- Consumo ridotto
- Alimentazione autonoma
- Design superbo
- Dimensioni e peso ridotti

Tubo RC 1,5" (32 x 26 mm)
Divisione griglia 5 x 4
Fosforo bianco-blu a media persistenza

Asse verticale

Lunghezza di banda: dalla c.c. a 10 Mhz
Commutatore: 0 - c.c. - c.a.
Sensibilità: 10 mV - 50 V in 12 passi
Calibratore: onda quadra 1 Vpp, 1 KHz
Impedenza ingresso: 1 MΩ con 47 pF in parallelo
Tensione massima d'ingresso: 250 Vc.c. e 350 Vpp.

Asse orizzontale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 2 Mhz
Sensibilità: 0,5 V/Div.
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ con 10 pF in parallelo
Tensione massima d'ingresso: 2,5 V protezione 250 V r.m.s.

Basse dei tempi

Tempo di sweep: 0,1 μS/Div a 0,5 S/Div in 21 passi

Operatività: libero o sincronizzato
Sincronismo: Interno esterno
Copertura c.c. - c.a.: TV quadro IV righe
Livello: copertura continua
selezionabile + e -
Sensibilità: sincro interno 1 Div -
Sincro esterno 1 V -
Alimentazione: 4 pile 1/2 torcia o pile ricaricabili da 4 a 10 V oppure con alimentazione esterna

thandar
sinclair
ELECTRONICS LTD

TS/5010-00

Oscilloscopio da 3''

di A. Cattaneo e G. Brazioli - (quarta parte)

Con questa puntata, concludiamo l'esame dello schema elettrico del nostro oscilloscopio. Descriveremo quello che si può definire il "settore di servizio", cioè l'alimentatore, il sistema di polarizzazione del tubo, il cancellatore della ritraccia ed i vari dettagli inerenti. Ora, con il circuito al completo, gl'innumerevoli lettori che si accingono alla realizzazione possono iniziare a procurarsi tutti i componenti, ed anche in merito a questi offriamo alcuni consigli che anticipano il commento dell'assemblaggio.

Il settore che ora descriviamo, è il meno "originale" dell'oscilloscopio, in quanto ogni strumento di tal genere ne impiega uno strettamente analogo: ciò nonostante non limiteremo i nostri commenti allo stretto essenziale, per aiutare quei lettori che non abbiano avuto occasione di approfondire la conoscenza degli alimentatori per tubi catodici e dei vari circuiti di polarizzazione.

Lo schema di quello che può essere definito "circuito di servizio" appare nella figura 1.

La parte emergente del nucleo alimentatore, è il "T.A.";

ovvero il trasformatore d'alimentazione. Questo, come si vede nel dettaglio di figura 2, prevede quattro avvolgimenti:

- 1) Il primario, che sarà adatto a ricevere la tensione normalizzata di 220 V.
- 2) Il secondario a 6,3 V (0,5 A) che serve per l'accensione del filamento del tubo.
- 3) Il secondario EHT a 500 V che serve per la polarizzazione "anodica" del tubo, come vedremo, tramite un duplicatore di tensione. Poichè il CRT ha un assorbimento estremamente basso, questo avvolgimento può essere previsto per erogare appena 2 mA, o valori analoghi.
- 4) Il secondario che eroga 30 e 150 V (50 mA) e che serve per fornire l'alimentazione a tutti gli stadi transistorizzati, a basso livello e finale.

Questo trasformatore presenta qualche problema costruttivo, come abbiamo detto per sommi capi in precedenza. In pratica, gli avvolgimenti relativi al tubo, 2 e 3, è necessario che abbiano un isolamento verso massa di circa 1500 V; così verso gli altri avvolgimenti. In più è assolutamente necessario munire gli avvolgimenti di uno schermo elettrostatico, altrimenti, il flusso a 50 Hz irradiato, può disturbare la deflessione del tubo. Lo schermo detto, è costituito da una sottile lamina di rame sagomata che ricopre il cartoccio.



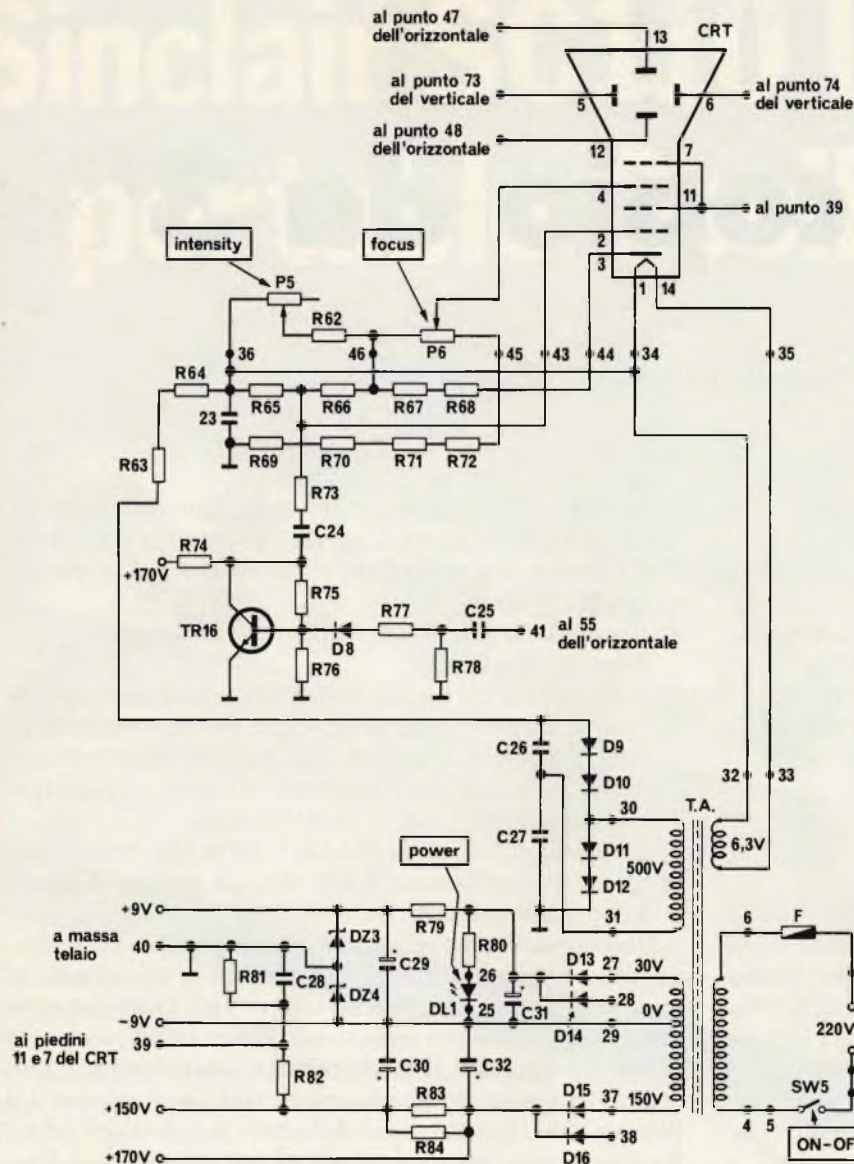
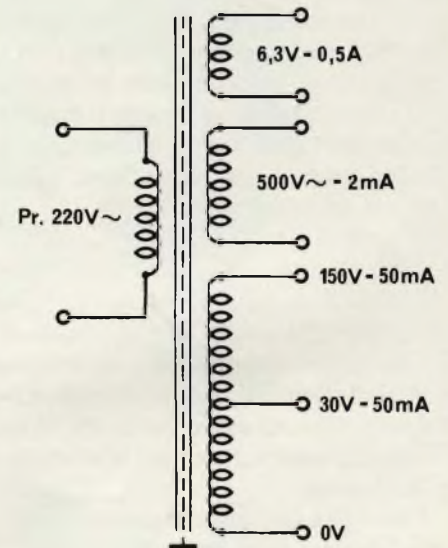


Fig. 1 - Schema elettrico relativo alla sezione alimentazione. Nella parte inferiore dello schema si può notare la sezione alimentatrice vera e propria che fornisce le quattro tensioni necessarie. Nella parte superiore è visibile la rete di regolazione delle tensioni del tubo.

Fig. 2 Caratteristiche degli avvolgimenti del trasformatore di alimentazione impiegato nello strumento.



Queste caratteristiche, unite alla necessità di un grado di realizzazione generale piuttosto elevato, possono impensierire chi legge, difatti, i normali avvolgitori sovente non sono preparati o attrezzati per la costruzione di trasformatori del genere, che ovviamente, peraltro non si trovano in commercio già pronti. Rammentiamo però che sia il trasformatore che il tubo, possono essere acquistati ed ordinati per posta alla Ditta *Gray Electronics*, via Nino Bixio, 32 Como (telefono 031-557424).

Posta la pronta e sicura reperibilità dei due componenti più critici, crediamo sinceramente che *qualunque* lettore possa realizzare l'oscilloscopio senza problemi; non s'impiegano infatti circuiti integrati speciali, o diodi dalle caratteristiche insolite, o "Helipot" o transistori duali o altre "diavolerie".

Proseguiamo con l'esame del circuito.

L'avvolgimento che eroga 30 e 150 V, grazie ad un circuito piuttosto ingegnoso giunge ad offrire le tensioni a ± 9 V (con lo zero centrale) e 150, 170V, che servono.

Il capo a 30V giunge ad un rettificatore formato da D13 e D14, e la tensione risultante è filtrata dal C31. Il capo di "ritorno", 0V, non rappresenta però la massa, perchè siccome si

prevede l'alimentazione "duale", la "massa" è ricavata con un truccetto che vedremo tra poco, e che gli ingressi definiscono "realizzazioni di una massa fantasma". In parallelo al C31, vi è la spia di rete, ovvero il LED "DL1", che ha propria corrente diretta limitata da R80. La R79, con C29 realizza un filtro a "p-greco" che completa lo spianamento. La "massa fantasma" è ricavata collegando in parallelo alla tensione due diodi zener connessi tra di loro in serie. In tal modo, tra i due si ha la metà esatta della tensione, che forma due rami:

+9 e -9V, come si voleva ottenere.

Il punto centrale degli zener rappresenta la massa.

Per l'alimentazione degli stadi finali, serve l'altro capo del trasformatore, che rispetto allo "0" eroga 150V. Su questo, sono presenti i rettificatori D15 e D16. Il C32 è il primo elemento di filtro. Proprio grazie all'effetto di "serbatoio" del condensatore, la tensione ai suoi capi sale a 170V, e siccome questa non è necessario che sia livellata con estrema cura, è avviata direttamente all'utilizzo. La tensione a 150V, invece, deve essere ben spianata, ed allora s'impiega un secondo p-greco che si realizza tramite R83 (R84) e C30. La polarizzazio-

ELENCO COMPONENTI della sezione ALIMENTAZIONE

Resistori

R62-R83-R84	47 k Ω 1/2 W 5%
R63-R64	82 k Ω 1/2 W 5%
R65	330 k Ω 1/2 W 5%
R66-R71-R72	470 k Ω 1/2 W 5%
R67-R68	12 k Ω 1/2 W 5%
R69-R70	1 M Ω 1/2 W 5%
R73	470 Ω 1/2 W 5%
R74	68 k Ω 1/2 W 5%
R75	220 k Ω 1/4 W 5%
R76	2,7 k Ω 1/4 W 5%
R77	150 Ω 1/4 W 5%
R78	10 k Ω 1/4 W 5%
R79	1 k Ω 1/4 W 5%
R80	3,3 k Ω 1/4 W 5%
R81	150 k Ω 1/4 W 5%
R82	82 k Ω 1/4 W 5%
P5-P6	Potenzimetri da 1M Ω variazione lineare

Condensatori

C23-C25-C27	0,1 μ F - 1500 V (o piú)
C24	10 nF - 1500 V (o piú)
C25	10 nF - 100 V
C28	poliestere da 100 nF
C29	elettrolitico da 100 μ F - 25 V
C30-C32	elettrolitici da 47 μ F - 350 V
C31	elettrolitico da 100 μ F - 50 V

Semiconduttori

DZ3-DZ4	Diodi zener da 9,1V - 1W
D8	Diolo al silicio 1N914 oppure 1N4148
D9-D10-D11	
D12-D13-D14	
D15-D16	Diodi al silicio 1N4007
TR16	Transistore n-p-n tipo BC 337
DL1	Diolo LED verde
SW5	Deviatore semplice
CRT	Tubo a raggi catodici - Toshiba - 75ARB1K
F	Fusibile rapido da 0,5 A
T.A.	Trasformatore di alimentazione pr = 220 V ~ sec: 6,3V ~/0,5A; 500V ~/2mA; 150V ~/50 mA 30V ~/50 mA
1	Circuito stampato 170 x 170 mm
1	Porta fusibile da CS.
1	Contentitore
6	Manopole
1	Meccanica sostegno tubo
—	Minuteria

ne per i terminali 11 e 7 del tubo, che corrispondono all'anodo 2 ed alla griglia 2, è ricavata tramite il partitore R81 ed R82, piú il C28.

Per l'accensione del filamento, non vi sono problemi, la tensione di 6,3V è applicata direttamente ai terminali 1 e 14 del CRT.

L'EHT richiesta dal tubo non è elevatissima, può essere compresa tra 1000 e 1200V (per un tre pollici è da considerarsi limitata, e questa è una delle ragioni della scelta del "75 ARB 1K").

Avendo a disposizione un secondario che eroga 500V, il valore desiderato può essere raggiunto con un elemento duplicatore a diodi. D9, D10, D11 e D12 servono appunto a tale scopo, con C26 e C27. Qualcuno si chiederà perchè non si sia usato un secondario a 1000V ed un normale rettificatore. La ragione è principalmente economica. Due diodi ed un condensatore in piú, aumentano forse di mille lire il costo generale; al contrario, un trasformatore munito di un secondario da 1000V, avrebbe avuto una specie di "salto di qualità" rispetto al nostro, ed al suo prezzo sarebbe salito di ben di piú di mille lire. Inoltre, la tensione a 500V non necessita di particolari

isolamenti, mentre 1000V richiedono già delle precauzioni, anche se usualissime. Comunque, con la circuiteria scelta si soddisfa anche il lato pratico.

Se il lettore è pratico di circuiti a valvole, o comunque impieghi sistemi a vuoto, sa che in tutti questi, il negativo è sempre a massa, ed il positivo (tensione anodica) è sempre isolato.

Nei sistemi che utilizzano un "CRT" (CRT sta per "cathode-ray-tube", ovvero *tubo a raggi catodici*), salvo per rari esempi che si riferiscono piú che altro a speciali monitor per radar, si usa il contrario.

Il positivo dell'alta tensione è a massa, quindi tutte le tensioni sono riferite al catodo, che rappresenta l'elettrodo piú negativo, dal potenziale piú elevato.

Anche il nostro oscilloscopio segue questa norma, che non è peregrina o adottata per tradizione (come, ad esempio, il simbolo dei diodi che è sbagliato perchè dovrebbe essere posto all'inverso), ma per avere il *minimo* della circuiteria sottoposta a forti dislivelli di tensione verso massa, quindi propensa a formare archi e scariche. Un motivo ancora piú importante, per porre a massa il positivo generale, è mantenere bassa la tensione tra catodo e filamento, nel tubo, perchè altrimenti il valore di accensione dovrebbe essere fornito da un trasformatore separato, ad alto isolamento. Poichè i tubi hanno sempre degli assorbimenti limitatissimi, i sistemi di filtraggio dell'ECT possono impiegare dei condensatori dal valore decisamente basso. Nel nostro caso, ad esempio, è da notare che C26, C27 ed il successivo C23 (seguendo la linea di alimentazione) sono appena da 100.000 pF. In tal modo, anche se la tensione in gioco è di circa 1.000 V, quindi serve un isolamento di un terzo superiore, 1.500 V, tali elementi sono piuttosto compatti. È facile immaginarsi se servissero dei condensatori da alcuni μ F, con le tensioni dette, quale potrebbe essere l'ingombro: circa metà dell'oscilloscopio! Visto che i parametri sono favorevoli, anche tutti i condensatori di filtro possono, al contrario, essere ospitati sulla basetta generale, e le resistenze di filtro e disaccoppiamento possono avere una bassa potenza.

Il controllo della messa a fuoco e della luminosità dipende dalla tensione applicata alla griglia 1 ad alla griglia 3 (detta anche in altri casi, anodo 2). Per il tubo di nostro interesse, per la focalizzazione serve una tensione, riferita al catodo, di 0/+80V, e questa è regolata tramite P6, mentre per il controllo della luminosità serve una tensione, anche questa variabile di -13/-30 V, sempre con riferimento al catodo, che è stabilita dal P5.

In diversi oscilloscopi di vecchio tipo, il centraggio dei segnali da osservare, sul tubo, è ottenuto tramite dei sistemi di polarizzazione variabile sulle placchette deflettrici. Nel nostro caso, invece, come abbiamo visto, s'impiega il piú efficace sistema di "squilibrare" di quel tanto che serve gli stadi bilanciati del canale verticale ed orizzontale.

Le resistenze da R63 ad R72 che fanno parte del circuito di polarizzazione (catodo, fuoco, luminosità) realizzano dei partitori e dei sistemi di disaccoppiamento atti a stabilire i valori di tensione che servono, secondo quanto detto.

Osserviamo ora un istante lo stadio del TR16. Questo'ultimo, serve per cancellare la *ritraccia*. Di cosa si tratta? Beh, lo diciamo subito. Quando lo spazzolamento ha fatto deviare il raggio catodico da un lato all'altro dello schermo, durante il

ELENCO COMPONENTI della sezione ORIZZONTALE

Resistori

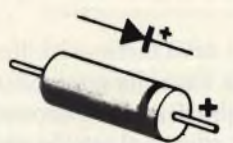
R40-R53	6,8 kΩ 1/4 W 5%
R41-R55	1,5 kΩ 1/4 W 5%
R42-R51-R57	4,7 kΩ 1/4 W 5%
R43-R49	1,8 kΩ 1/4 W 5%
R44-R46	15 kΩ 1/4 W 5%
R45-R50	2,2 kΩ 1/4 W 5%
R47	100 kΩ 1/4 W 5%
R48	22 Ω 1/4 W 5%
R52	10 kΩ 1/4 W 5%
R53/a	330 kΩ 1/4 W 5%
R54	470 Ω 1/4 W 5%
R56	100 Ω 1/4 W 5%
R58-R59	
R60-R61	47 kΩ 1/2 W 5%

Condensatori

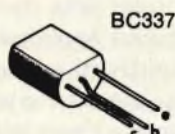
C12	ceramico a disco da 100 pF - NPO
C13-C22	polletere da 4,7 nF
C14	polletere da 47 nF
C15	polletere da 470 nF
C16	ceramico a disco da 390 pF - NPO
C17	ceramico a disco da 68 pF - NPO
C18	ceramico a disco da 12 pF - 500 VL
C19	elettrolitico da 1 μF - 50 VL
C20	ceramico a disco da 1 nF
C21	ceramico a disco da 270 pF

Semiconduttori

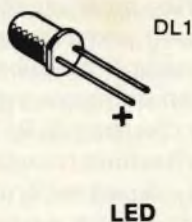
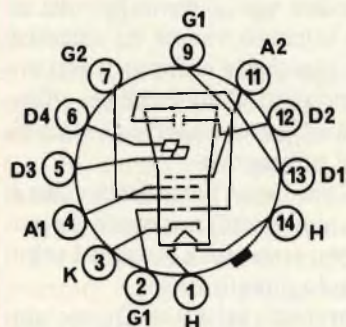
D5-D6-D7	diodi al silicio 1N914 oppure 1N4148
T3	trimmer potenziometrico da 2,2 kΩ
T4	trimmer potenziometrico da 4,7 kΩ
P3	potenziometro doppio da 100 kΩ + 100 kΩ variazione lineare
P4	potenziometro da 2,2 kΩ variazione lineare
FT2	transistore FET tipo MPF 102
TR10	transistore p-n-p tipo BC 556
TR11	transistore p-n-p tipo BC 307
TR12-TR13	transistori p-n-p tipo BC 546
TR14-TR15	transistori p-n-p tipo BF 459
SW3	commutatore 2 vie - 5 posizioni
SW4	deviatore doppio
J2	presa BNC da pannello



1N914-1N4148-1N4007
BZY88C9VI



BC337



DL1

LED

Fig. 3 - Questa figura mostra la piedinatura dei semiconduttori utilizzati per la realizzazione di questa apparecchiatura.

tratto "diritto" del dente di sega del sincro, logicamente il raggio "torna indietro" per disegnare un nuovo oscilloscopio. Questo ritorno, se è visibile può essere motivo di cattiva analisi dei segnali, perchè si ha una riga luminosa che "richiude" in basso i segnali mostrati, innaturalmente. Ad evitare questo fastidio, dal circuito di sincro si preleva un segnale al termine dello spazzolamento utile (in pratica al valore di picco del dente di sega) e tramite C25 lo si applica al partitore R77 - R78, quindi al D8 ed al TR16. Per tutta la durata della *ritraccia* cosiddetta, il transistore inibisce la luminosità, cosicchè la riga luminosa non può essere scorta, e si vedono solo le forme d'onda utili. L'impulso di cancellazione, giunge al circuito che regola la luminosità tramite C24 ed R73.

Visto che tale impulso deve essere molto importante, il TR16 è alimentato a 170 V (tensione proveniente dal C32).

Ecco tutto. Abbiamo ultimato la descrizione dell'intero circuito elettrico dell'oscilloscopio, e crediamo proprio che altre spiegazioni non servano.

Per concludere, alcune altre note sui materiali.

Per ciascun settore dell'oscilloscopio, ci siamo premurati di stendere un preciso elenco delle parti. *Raccomandiamo vivamente* di acquistare le parti indicate. *Tutte* le resistenze, devono essere al 5% di tolleranza, perchè diversi valori sono critici. Se un tal valore non è disponibile al 5% con la dissipazione di 1/4 di W, è meglio passare a 1/2 W ed al 5%, che la 1/4 di W al 10%.

I condensatori devono essere del modello indicato (poliestere, disco ecc.). Per molti condensatori vi è una tensione di lavoro specificata. In *nessun caso* se ne deve scegliere una più piccola, ma al contrario, se quella indicata non è reperibile, o si deve cambiar fornitore o si deve scegliere un valore appena più elevato; ad esempio, 63 V invece di 50, ma *mai* 35 V! I potenziometri che hanno la curva di variazione indicata come lineare, devono essere tali, e *non* si devono adottare dei modelli logaritmi, altrimenti l'azione di controllo pressochè non esisterà per metà corsa o più, e sarà tutta concentrata in un breve arco dell'azionamento risultando scomodissima o non fattibile.

Scusandoci per la ripetizione, riaffermeremo che *nessuno* dei semiconduttori di cui riportiamo la zoccolatura in figura 3 deve essere sostituito con un presunto equivalente.

Naturalmente, il tubo deve essere quello indicato, e solo quello. Ogni tubo ha dei parametri primari (Tensione di accensione, EHT, focalizzazione, deflessione) e moltissimi parametri solo teoricamente "secondari", come la dissipazione dell'anodo 2, della griglia 2, la tensione di isolamento tra filamento e catodo, la resistenza che vi deve essere nel circuito della griglia 1, la tensione di accelerazione e via di seguito. Se quindi anche alcuni parametri principali coincidono, non è detto assolutamente che un dato tubo possa rimpiazzarne un altro.

Ben sappiamo per esperienza che proprietari-commessi di piccoli magazzini di ricambi cercano di smerciare lo smerciabile convincendo il cliente che la loro merce "va bene per tutto" con le più speciose argomentazioni. Bene, questi signori si devono dare alla *politica*, non all'elettronica, e si deve diffidare di loro come se portassero un pericoloso virus: quello che in effetti spargono, il virus *dell'insuccesso*.

Altro non occorre dire, e ci risentiremo il prossimo mese per i commenti al montaggio.

Duplicatori di tensione

di T. Lacchini

Esistono numerosi circuiti che permettono la moltiplicazione delle tensioni.

Nei circuiti comuni di raddrizzamento monoalternanza o a doppia alternanza la tensione continua ottenuta ha lo stesso ordine di grandezza della tensione efficace applicata al diodo o ai diodi del circuito.

Nel caso di un moltiplicatore la tensione raddrizzata sarà due volte quella applicata ai diodi e la moltiplicazione di tensione continua si effettuerà seguendo una logica in aumento, della stessa, in funzione del numero d'elementi raddrizzatori del moltiplicatore, così un triplicatore darà una tensione superiore ad un duplicatore ecc.

Un semplice circuito duplicatore, frequentemente impiegato in circuiti elettronici, è rappresentato in figura 1. Questo circuito è suscettibile di numerose applicazioni in circuiti transistorizzati o impieganti circuiti integrati.

Si noterà che la linea intermedia costituisce il negativo, in uscita del catodo per il raddrizzatore D_1 , ed il dispositivo per il raddrizzatore D_2 all'uscita dell'anodo.

Le due tensioni si ricavano ai capi dei condensatori C_1 e C_2 rispettivamente sui carichi R_1 e R_2 .

Queste due tensioni sono normalmente uguali ed opposte e vengono comunemente impiegate in apparati che necessitano di doppia alimentazione una "positiva" e l'altra "negativa".

Se si modifica il circuito della figura 1

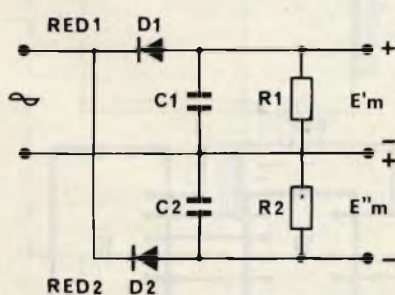


Fig. 1 - Duplicatore di tensione con presa intermedia.

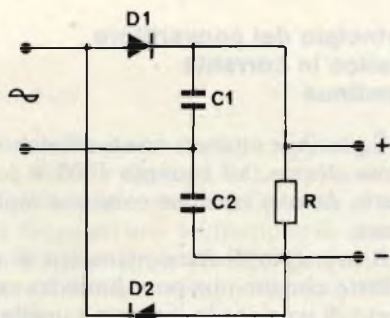


Fig. 2 - Duplicatore di tensione con negativo isolato.

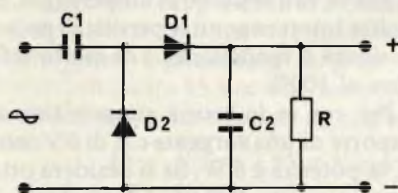


Fig. 3 - Duplicatore di tensione con negativo comune all'alimentazione alternata.

sostituendo il doppio carico (R_1 ed R_2) con un carico unico R si ottiene il raddrizzatore duplicatore rappresentato in figura 2. Questo duplicatore ha il difetto di non avere dei punti comuni fra l'entrata in alternata e l'uscita in continua.

Per i circuiti di figura 1 e 2 si raccomanda l'impiego di due condensatori C_1 e C_2 di ugual valore.

Un terzo duplicatore che rimedia all'inconveniente del circuito precedente viene rappresentato in figura 3.

Triplicatori, quadruplicatori ecc.

Il moltiplicatore della figura 3 può venir modificato. Così partendo da un duplicatore si può realizzare un triplicatore come rappresentato in figura 4.

Mentre la figura 5 ci rappresenta un triplicatore a carico R unico.

Infine la figura 6 ci rappresenta lo schema di un quadruplicatore a carico unico, che nella sua chiara logica circuitale costituisce la base per circuiti con fattori di moltiplicazioni successive.

I convertitori

La rete è indubbiamente la sorgente d'energia più conveniente da applicare ad alimentatori d'ogni tipo. Tuttavia numerosi circuiti elettronici non sono alimentati con la rete, ma da batterie e in molti casi con le due fonti sia dalla rete che da batterie secondo le necessità dettate dal loro impiego.

Le batterie impiegate sono generalmente a bassa tensione, in quanto, a parità di potenza erogata, risulta più economico l'impiego di batterie (pile o accumulatori), ad esempio, dell'ordine di 12 V che una batteria da 250 V.

Tuttavia alcuni apparati elettronici necessitano di tensioni continue piuttosto elevate, ad esempio da 100 a 200 V o in certi casi da 2000 V a 25000 V.

Per le tensioni inferiori ai 15 V si ricorre comunemente all'alimentazione diretta tramite le batterie.

Di contro, per ottenere delle tensioni con voltaggi superiori a quelle fornite dalle batterie è necessario disporre di un sistema convertitore il cui schema a blocchi ci è rappresentato in figura 7. In questo schema di principio, "B" rappresenta la batteria che fornisce le tensioni continue a basse tensioni che può essere utilizzata da quella parte circuitale dell'utilizzatore "U" che viene alimentata in bassa tensione.

Lo stesso valore in continua alimenta un oscillatore "O" che genera un segnale alternativo, la cui forma può essere

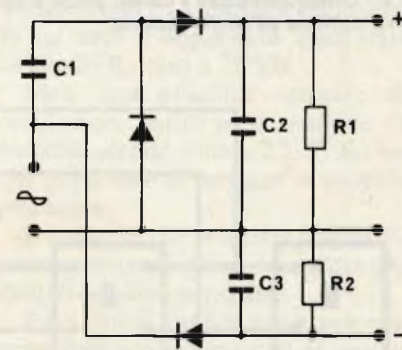


Fig. 4 - Triplicatore di tensione derivato dal duplicatore di figura 3.

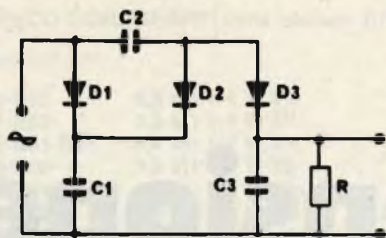


Fig. 5 - Triplicatore a carico unico e comune all'alimentazione.

sinusoidale o diversa, come ad esempio rettangolare o a dente di sega.

La tensione di questo segnale alternativo viene modificata grazie l'impiego di un trasformatore "T" che ci dà in uscita la tensione voluta da applicare ad un raddrizzatore "R".

Questa tensione viene livellata da un filtro "F" dal quale ricaveremo la massima tensione continua erogata "Emax".

A questo punto se necessitano tensioni di valori diversi, ma inferiori a quello massimo, si impiegherà un riduttore di tensione "D". Le diverse tensioni così ottenute potranno essere applicate all'apparato utilizzatore "U".

L'interesse dei convertitori sta nella loro possibilità d'essere alimentati in corrente continua, ad esempio in locali privi di elettricità, veicoli o per strumentazione portatile, quali oscilloscopi ecc.

! a frequenza delle oscillazioni è co-

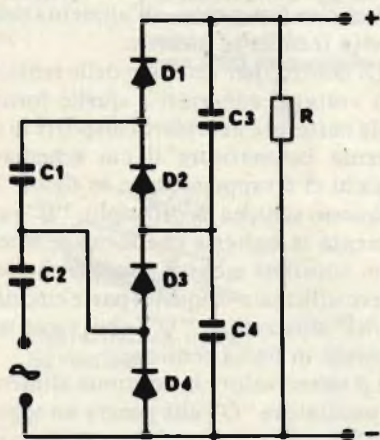


Fig. 6 - Quadruplicatore a carico unico e negativo comune all'alimentazione.

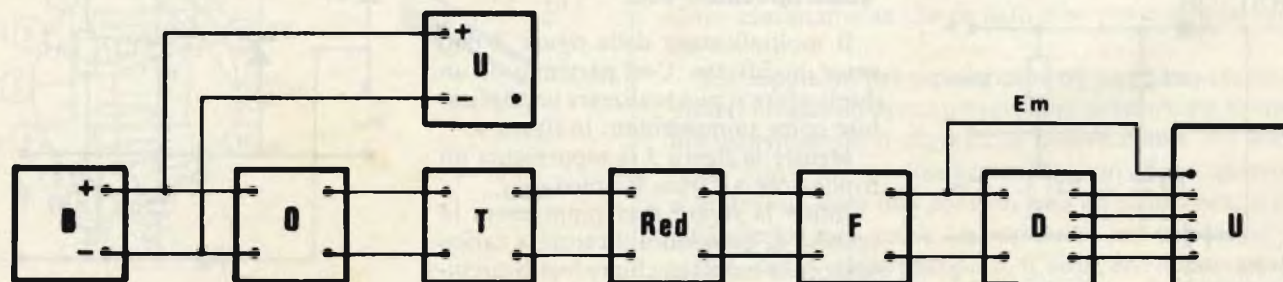


Fig. 7 - Schema di principio di un convertitore.

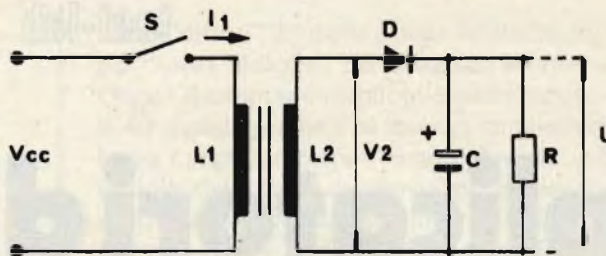


Fig. 8 - Circuito elettrico base di un convertitore a vibratore.

munemente diversa dai 50 Hz e s'aggira tra i 400 ed i 1000 Hz od oltre.

Principio del convertitore statico in corrente continua

È possibile ottenere una tensione continua elevata, ad esempio 1000 V partendo da una tensione continua molto bassa.

Il principio di funzionamento di un siffatto circuito non pone limiti tra rapporto di tensione in ingresso e quella in uscita.

È evidente tuttavia che ciò che si guadagna in volt si perde in amperaggio, ed inoltre intervengono le perdite di potenza sicchè il rendimento è di molto inferiore al 100%.

Per cui se in teoria supponiamo di disporre di una sorgente c.c. di 6 V con 1 A, la potenza è 6 W. Se si desidera ottenere in uscita 600 V, ad esempio, la massima corrente con un rendimento del 100% sarà:

$$I_{max} = \frac{6}{600} = 0.01 \text{ A} = 10 \text{ mA}$$

In realtà la corrente massima ottenibile sarà ad esempio 7 mA e spesso anche inferiore.

I convertitori in corrente continua funzionano nel seguente modo.

La sorgente di corrente continua alimenta un circuito oscillatore a transistorore. Questo genera un segnale periodico alternativo rettangolare, sinusoidale o di altra forma, per esempio triangolare od a dente di sega. Esso può essere elevato in tensione tramite un trasfor-

matore di adeguato rapporto e di caratteristiche tali da consentire il miglior rendimento possibile.

La tensione del secondario può quindi venir raddrizzata ed infine un filtraggio ci darà la forma della tensione continua desiderata.

La figura 8 ci rappresenta lo schema di principio di un convertitore nel quale l'azione oscillante svolta dal transistorore, è stata sostituita da un interruttore, come nel caso dei primi circuiti realizzati per tale fine impieganti vibratori.

Se si chiude l'interruttore S si otterrà un istantaneo aumento lineare della corrente I_1 .

Se in serie al secondario si predispone un diodo con l'anodo collegato, ad esempio, al lato caldo dell'avvolgimento L_2 si avrà ai capi di R una tensione pulsante parzialmente livellata da C.

$$V_2 = -n L_1 \frac{di}{dt} = -n V_{cc}$$

ove n è dato dal seguente rapporto:

$$n = \frac{\text{numero delle spire del secondario}}{\text{numero delle spire del primario}}$$

La tensione ottenuta ai capi di L_2 è una tensione continua V_2 n volte maggiore di V_{cc} applicato all'ingresso. Quando la corrente negativa di V_2 si presenta all'anodo di D, questo rettificatore si oppone al passaggio di una corrente inversa, sicchè R non è sotto carico.

Se a questo punto, l'interruttore S viene aperto, l'energia del campo magnetico immagazzinata dalle bobine viene liberata e produce un impulso di tensione di segno inverso.

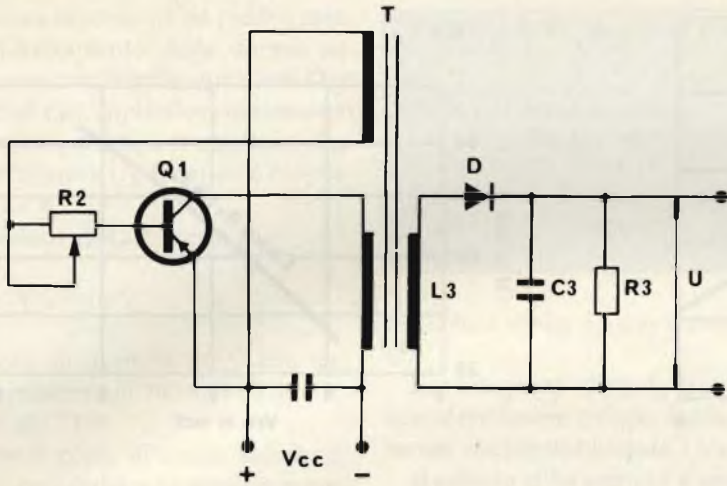


Fig. 9 - Circuito elettrico di un convertitore asimmetrico.

Il diodo allora conduce, C si carica sino ad assorbire tutta l'energia disponibile.

Quindi effettuando successivamente la chiusura e l'apertura dell'interruttore e se C ha un valore sufficientemente grande esso si carica ad una tensione "U" che sul carico R apparirà pulsante.

Il condensatore quindi può essere considerato un accumulatore di energia che restituisce ad ogni ciclo sul carico R.

Circuito asimmetrico

Un circuito transistorizzato di convertitore asimmetrico, derivato da quel-

lo dato in figura 8, viene rappresentato nel circuito figura 9. L'accoppiamento degli avvolgimenti di collettore e di base dà luogo ad una oscillazione di rilassamento che fa funzionare Q₁ come un commutatore o meglio come un vibratore.

Il circuito secondario è uguale a quello dato in figura 8.

La figura 10 rappresenta lo schema di un circuito di realizzazione pratica del convertitore asimmetrico in grado di fornirci in uscita 45 Vcc con una potenza di 160 mW, che equivale ad una corrente di:

$$I_u = \frac{160}{45} = 3,55 \text{ mA circa}$$

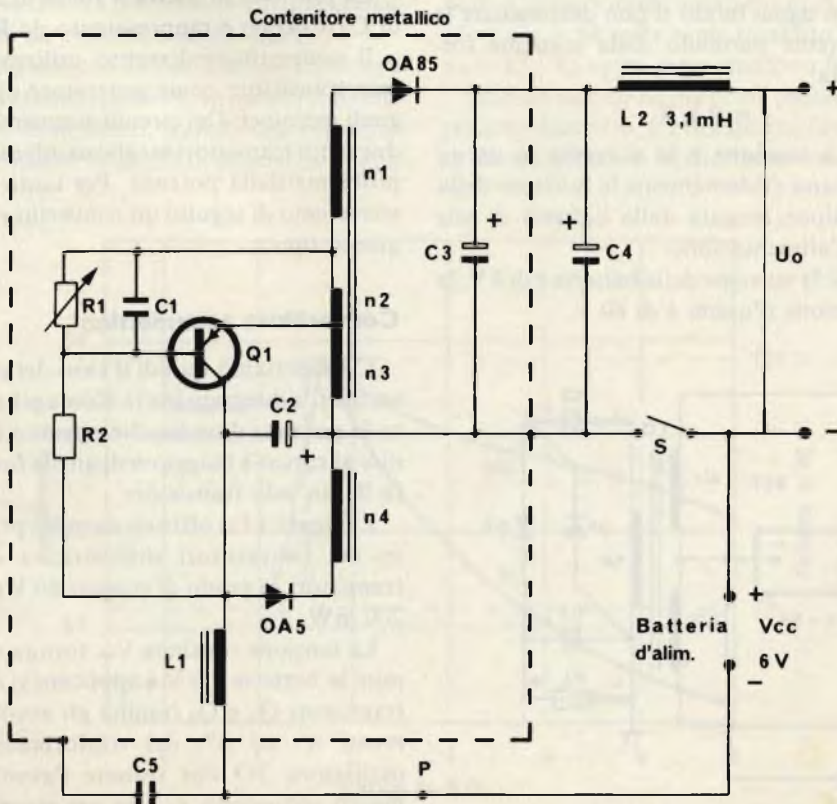


Fig. 10 - Circuito elettrico di un convertitore asimmetrico.

La tensione in ingresso viene fornita da una batteria di pile per un complesso di 6 V le cui polarità vanno connesse come indicato.

Considerando un rendimento dell'80% è facile calcolare la corrente assorbita dalla batteria di pile.

In effetti la potenza che assorbirà questo circuito sperimentale ci è data dal seguente calcolo:

$$160 \times 0,8 = 200 \text{ mW}$$

ed in considerazione che la tensione è di 6 V, la corrente è pari a:

$$I_p = \frac{200}{6} = 33 \text{ mA}$$

Il transistor Q₁ sarà un ASY 80.

Per questa realizzazione, il valore dei vari componenti è il seguente:

R₁ = trimmer regolabile a 1 kΩ

R₂ = 2,7 kΩ

C₁ = 30000 pF - 400 V lavoro

C₂ = 100 μF elettrolitico 12 V

C₃ = 3,2 μF elettrolitico 70 V

C₄ = 3,2 μF elettrolitico 70 V

C₅ = 68000 pF carta 400 V lavoro

S = interruttore

L₁ = impedenza 18 mH

Diodi: AA 118, OA85

Il trasformatore a 3 avvolgimenti deve essere autocostruito, esso avrà le seguenti caratteristiche:

n₁ = 131 spire rame smaltato 0,25 mm

n₂ = 15 spire stesso filo

n₃ = 84 spire stesso filo

n₄ = 31 spire stesso filo

La realizzazione del trasformatore avrà inizio dall'avvolgimento n₄ al quale faranno seguito n₃, n₂ ed n₁.

Il nucleo può essere costituito da una ferrite per antenna o meglio da una olla sempre in ferrite.

Il circuito stabilizzatore impiega un diodo OA5.

Funzionamento e regolazione

L'oscillazione si ottiene tramite un'adeguata polarizzazione di base che tramite R₂ sblocca l'oscillatore.

Il rendimento si migliora collegando il negativo di C₄ al punto P anziché ad S. In tal caso è opportuno aumentare il valore di R₂ sino a 10 kΩ.

Sarà così possibile ottenere delle oscillazioni anche se la tensione della batteria scende sino a 2,5 V. È chiaro che in tal caso la tensione in uscita sarà più bassa.

È evidente che se questo convertitore genera corrente alternata irradia anche delle frequenze parassite.

Esso dovrà quindi venir schermato come indicato in figura 10 da una linea tratteggiata.

Il nucleo in ferrocube avrà preferi-

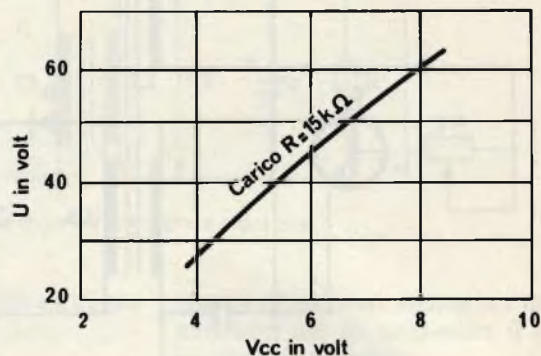
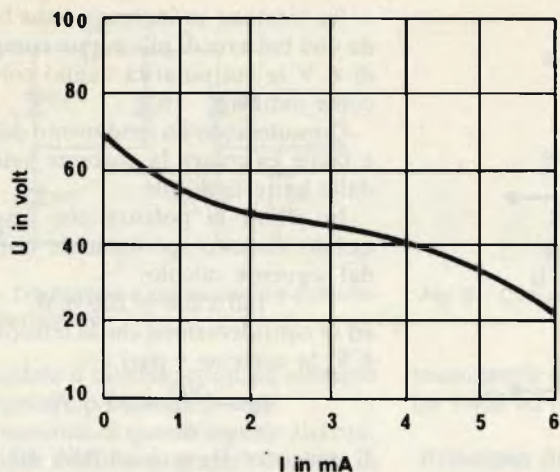


Fig. 11-12 - Grafici del rapporto tra la tensione ed il carico applicato in uscita.

bilmente la forma di ola e dovrà contenere tutti gli avvolgimenti del trasformatore.

La regolazione del convertitore sarà fatta modificando il valore di R_1 . Questa operazione si effettuerà alla massima temperatura ambiente inserendo un milliamperometro in serie al circuito del collettore per una lettura di corrente di cresta di 80 mA.

Risultati ottenuti

La frequenza delle oscillazioni è compresa tra i 5 ed i 7 kHz.

La tensione in uscita varia secondo il carico e può venir rilevata dalla curva in figura 11. Più alto è l'assorbimento in corrente, proporzionalmente più bassa è la tensione.

In tal modo se è possibile ottenere 55 V circa con 1 mA, avremo 40 V con 4 mA, 30 V con 5 mA e 20 V con 6 mA.

Il carico è quindi in rapporto alla tensione ed alla corrente, così con una tensione di 40 V ed una corrente di 4 mA il

carico sarà:

$$R = \frac{40}{0,004} = 10.000 \Omega$$

Così riferendoci ad una potenza di circa 0,16 W si può determinare la tensione in funzione del carico.

Supponendo un carico di 5 k si avrà:

$$P = \frac{U^2}{R} \text{ si avrà}$$

$$U = \sqrt{PR} \text{ ci darà}$$

$$U = \sqrt{0,16 \times 5000} = \sqrt{800}$$

e quindi

$$U = 28,2 \text{ V}$$

In ugual modo si può determinare la corrente partendo dalla seguente formula:

$$I = P \times R$$

La tensione e la corrente in uscita variano evidentemente in funzione della tensione erogata dalla batteria di pile dell'alimentazione.

Se la tensione della batteria è di 8 V, la tensione d'uscita è di 60 V.

Se la batteria fornisce solo 4 V la tensione in uscita sarà circa 27 V.

La corrente si potrà determinare secondo la legge di Ohm:

$$I = U \times R$$

con $R = 15.000 \Omega$ ed U la tensione in uscita.

Rendimento

In tabella 1 sono rappresentati alcuni valori di rendimento su due resistenze di carico di 15 e di 40 k Ω .

La tensione in uscita si rileva ai capi di C_3 il carico è rappresentato da R^* .

Il convertitore descritto utilizza un solo transistor come generatore di segnali periodici. Dei circuiti simmetrici a due o più transistori meglio assolvono il problema della potenza. Per tanto descriveremo di seguito un convertitore di questo tipo.

Convertitore asimmetrico

Consideriamo quindi il caso dei convertitori a due transistori. Come già detto la potenza d'uscita che possono fornire al carico è maggiore di quella fornita da un solo transistor.

La figura 13 ci offre un esempio pratico dei convertitori simmetrici a due transistori in grado di erogare 80 V con 700 mW.

La tensione continua V_{cc} fornita tramite la batteria a 6 V è applicata ai due transistori Q_1 e Q_2 tramite gli avvolgimenti $n^{\prime}c$ ed $n^{\prime\prime}c$ del trasformatore-oscillatore TO che tramite l'avvolgimento secondario n_b (che per maggior chiarezza viene rappresentato separa-

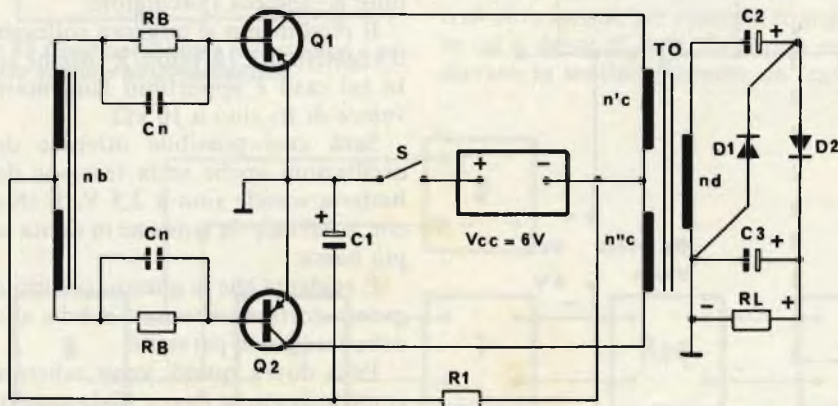


Fig. 13 - Circuito elettrico di un convertitore simmetrico.

to), fornisce la tensione da raddrizzare.

Il raddrizzamento della doppia semionda, avviene tramite due diodi D_1 e D_2 e quindi è un duplicatore di tensione.

La tensione d'uscita si ottiene ai capi del condensatore C_3 , il carico è rappresentato da R^L .

Se la tensione della batteria è:

$$V_{cc} = 6 \text{ V}$$

la tensione di uscita è 80 V con una potenza massima di 700 mW ed un rendimento del 77%.

Se si tiene conto di questo valore numerico si può dedurre la corrente massima ammissibile:

$$I_{\max} = \frac{700}{80} = 8,75 \text{ mA}$$

ed il carico più basso, che dissipa quindi la massima potenza:

$$R_{L \min} = 80/8,75 = 9,1 \text{ k}\Omega$$

circa.

Considerando quindi il rendimento del 77%, la potenza d'alimentazione è data:

$$P_{al} = \frac{700}{0,77} = 910 \text{ mW}$$

e la corrente fornita dalla batteria da 6 V:

$$\frac{910}{6} = 150 \text{ mA circa}$$

ossia la metà del consumo di una lampadina da cruscotto da 6V-0,3 A.

Lo sblocco all'oscillazione è assicurato automaticamente, in questo convertitore simmetrico, tramite due resistenze che hanno lo scopo di polarizzare nega-

TABELLA 1 - Valori di rendimento su due carichi indicativi		
	15 k Ω	40 k Ω
Parti del trasformatore	14,3	14,7 mW
Parti dei diodi e parti diverse	7	12,4 mW
Totale delle parti	33	38,7 mW
Potenza d'uscita	135	56,5 mW
Potenza d'entrata	168	94 mW
Rendimento	80,5	60%

tivamente le basi dei due transistor Q_1 e Q_2 .

La resistenza di polarizzazione R_1 non deve essere troppo bassa diversamente rischia di bloccare i transistor.

Il calcolo ci ha portato a scegliere $R_1 = 820 \Omega$. Il condensatore C_1 ci consente d'ottenere una corrente di commutazione che non comporta alcuna influenza sulla polarizzazione delle basi.

I valori dei componenti di questo convertitore sono:

$$R_1 = 820 \Omega$$

$$R_B = 270 \Omega$$

$$C_1 = 10 \mu\text{F elettrolitico } 12 \text{ V}$$

$$C_2 - C_3 = 10 \mu\text{F elettrolitico } 150 \text{ V lavoro}$$

$$C_n = 47000 \text{ pF}$$

$$\text{Transistor Ac } 152 \text{ o ASY } 80$$

Il trasformatore rispecchia le caratteristiche precedenti, ovviamente duplicate.

Si avrà così:

$$n_d = 131 \text{ spire rame smaltato } 0,25$$

$$n'_c = n''_c = 84 \text{ spire rame smaltato } 0,25$$

$$n_a = 15 + 15 \text{ spire rame smaltato } 0,25$$

Con un nucleo ad oia come precedentemente descritto. È evidente che la scelta del nucleo sia in ferrite che in lamierini

no ha valore determinante nel calcolo del trasformatore che è già stato oggetto di trattazione. Per tanto il valore delle spire è indicativo e dovrà essere calcolato in funzione del nucleo.

Variazioni della potenza e del rendimento

Le due curve in figura 14 permettono di determinare graficamente la potenza o il rendimento in funzione della resistenza di carico. Quest'ultima come precedentemente visto è data da:

$$R_s = \frac{E_s}{I_s}$$

mentre la potenza in uscita:

$$P_s = E_s \cdot I_s$$

È quindi possibile calcolare E_s ed I_s

$$E_s = \sqrt{P_s R_s}$$

$$I_s = \frac{P_s}{R_s}$$

come precedentemente fatto nel corso della trattazione.

Esempio di calcolo numerico

Se si desidera ottenere in uscita una tensione di 400 V con una potenza di 75 W, che corrente si otterrà?

Richiamandoci alla curva P (75 W) della figura 14 si incontra il punto M_1 che indica la resistenza di carico 3800 Ω quindi:

$$I_s = E_s/R_s = 400/3800 = 0,105 \text{ A } (I_s) = 105 \text{ mA}$$

Tenendo conto della curva R si trova che il rendimento viene indicato dall'intersezione sul punto M_2 che ci indica una detrazione di 24 V e quindi la potenza in entrata sarà:

$$P_e = \frac{75}{0,78} = 96 \text{ W}$$

e la corrente della batteria a 24 V erogherà $96/24 = 4 \text{ A}$

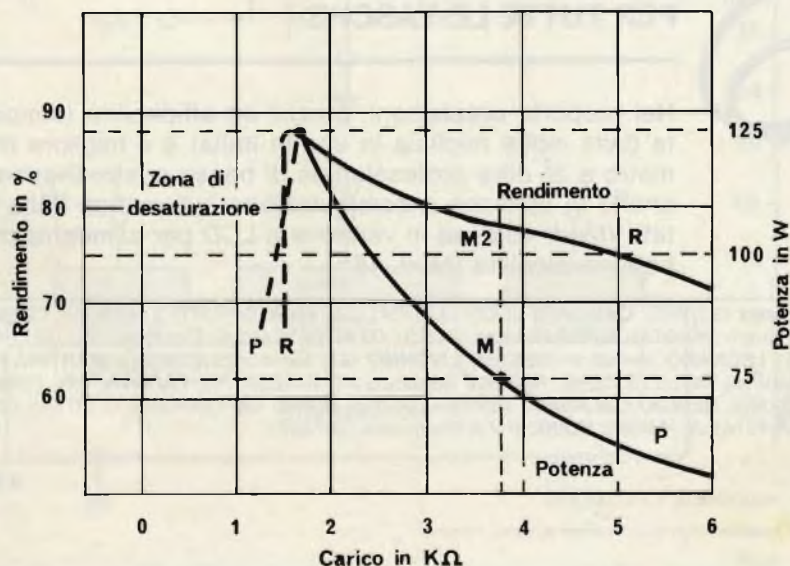
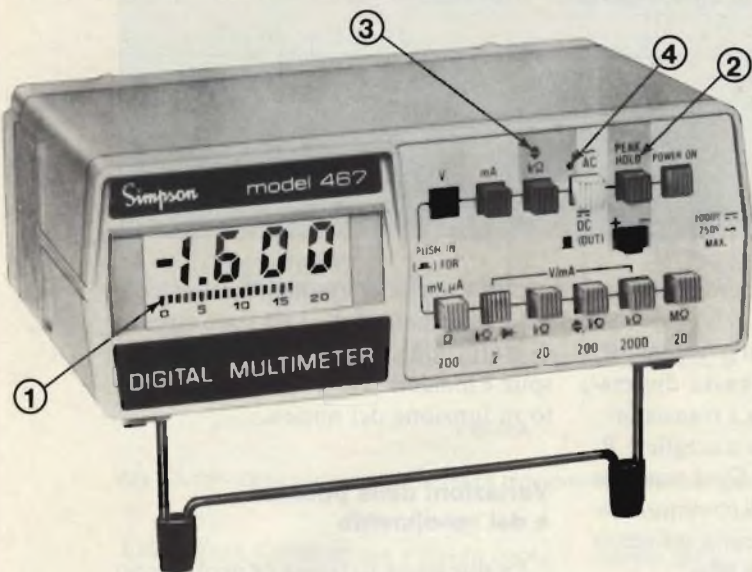


Fig. 14 - Grafico determinante la potenza o il rendimento in funzione del carico.



**NUOVO MOD. 467
PRIMO SUPERMULTIMETRO
CON LE 4 PRESTAZIONI ESCLUSIVE**

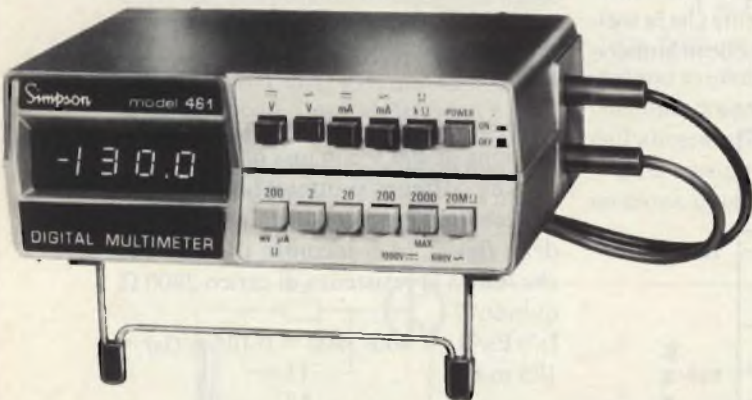
È un 3½ cifre a cristalli liquidi (alim. a batteria alcalina con 200 ore di autonomia) per le 5 funzioni (Volt c.c.-c.a., Ampere c.c.-c.a., Ohm) con precisione 0,1% e sensibilità 100 µV, inoltre **misura in vero valore efficace**. Per il prezzo a cui viene venduto, ciò sarebbe già sufficiente, ma invece sono incluse le seguenti ulteriori esclusive caratteristiche:

- ① **Indicatore a 22 barrette LCD visualizza in modo continuo (analogico) ed istantaneo azzeramenti, picchi e variazioni**
- ② **Memorizzatore di picco differenziale consente le misure di valori massimi (picchi) e minimi di segnali complessi**
- ③ **Rivelatore di impulsi rapidi (50 µsec)**
- ④ **Indicatore visuale e/o auditivo di continuità e livelli logici**

Nella scelta di un multimetro digitale considerate anche le seguenti importanti caratteristiche (comuni a tutti i Simpson):

- costruzione secondo le norme di sicurezza UL (es.: attacchi recessi di sicurezza per cordoni di misura)
- esecuzione (forma esterna) ideale per ogni impiego su tavolo o su scaffale o portatile (con uso a «mani libere» grazie alla comoda borsa a tracolla)
- protezione completa ai transistori ed ai sovraccarichi su tutte le portate
- estesa gamma di accessori (sonde di alta tensione, RF, temperatura e pinza amperometrica)

È evidente che questo rivoluzionario nuovo tipo di strumento digitale può sostituire, in molte applicazioni, l'oscilloscopio (per esempio nel misurare la modulazione percentuale) e la sonda logica. **Nessun altro multimetro Vi offre tutto ciò!**



**L'AFFERMATO MOD. 461
PRIMO TASCABILE ...
PER TUTTE LE TASCHE**

Nel rapporto prestazioni, prezzo ed affidabilità (dimostrata dalle molte migliaia in uso in Italia) è il migliore multimetro a 3½ cifre professionale di basso costo. Disponibile anche in versione a commutazione automatica delle portate (Mod. 462) ed in versione a LCD per alimentazione a batteria alcalina (Mod. 463).

RIVENDITORI AUTORIZZATI CON MAGAZZINO: BOLOGNA: Radio Ricambi (307850); CAGLIARI: ECOS (373734); CATANIA: IMPORTEX (437086); COSENZA: Franco Angiotti (34192); FERRARA: EL.PA. (92933); FIRENZE: Paoletti Ferrero (294974); FORLÌ: Elektron (34179); GENOVA: Gardella Elettronica (873487); GORIZIA: B & S Elettronica Professionale (32193); LA SPEZIA: LES (507265); LEGNANO: Vematron (596236); LIVORNO: G.R. Electronics (806020); MARTINA FRANCA: Deep Sound (723188); MILANO: Hi-Tec (3271914); MODENA: Martinelli Marco (330536); NAPOLI: Bernasconi & C. (223075); PADOVA: RTE Elettronica (605710); PALERMO: Elettronica Agrò (250705); PIOMBINO: Alessi (39090); REGGIO CALABRIA: Importex (94248); ROMA: GB Elettronica (273759); GIUPAR (578734); IN.DI. (5407791); TORINO: Petra Giuseppe (597663); VERONA: RI.M.E.A. (44828); UDINE: P.V.A. Elettronica (297827).



SR 5/81 S

Alla VIANELLO S.p.A. - MILANO

Inviatemi informazioni complete, senza impegno

NOME

SOCIETA'/ENTE

REPARTO

INDIRIZZO

CITTA' TEL

Famiglia logica CMOS e suoi impieghi

di T. Lacchini

Le statistiche indicano con certezza un netto progresso d'impiego della famiglia logica CMOS sia nel campo professionale sia hobbistico. Il settore aeronautico, spaziale e militare che da tempo fanno largamente uso di questa tecnologia, ne hanno confermato i vantaggi d'impiego.

Ma è soprattutto nel settore dell'informatica che si presenta più consistente l'impiego della logica CMOS. Altrettanto si può affermare per il campo dei

TTL-LS (Schottky) a basso consumo, ove tuttavia i CMOS costituiscono una valida alternativa.

I circuiti associati a microprocessori si adattano molto bene ai CMOS, ponendo in rilievo la loro adattabilità industriale. Pertanto i progettisti hanno compreso rapidamente i vantaggi e le possibilità d'impiego di questa famiglia di integrati logici.

Inoltre la scelta della famiglia CMOS appare ulteriormente confermata se si

considera che la rapidità di questi circuiti, superiore ai TTL, bene si adatta a qualsiasi impiego industriale o domestico.

I principi base della tecnologia CMOS

È di primaria importanza conoscere a fondo i principi di funzionamento dei transistori MOS, non solamente a causa del loro impiego nell'ambito dei circuiti logici, ma anche per il loro impiego nei dispositivi di potenza VMOS, chiamati

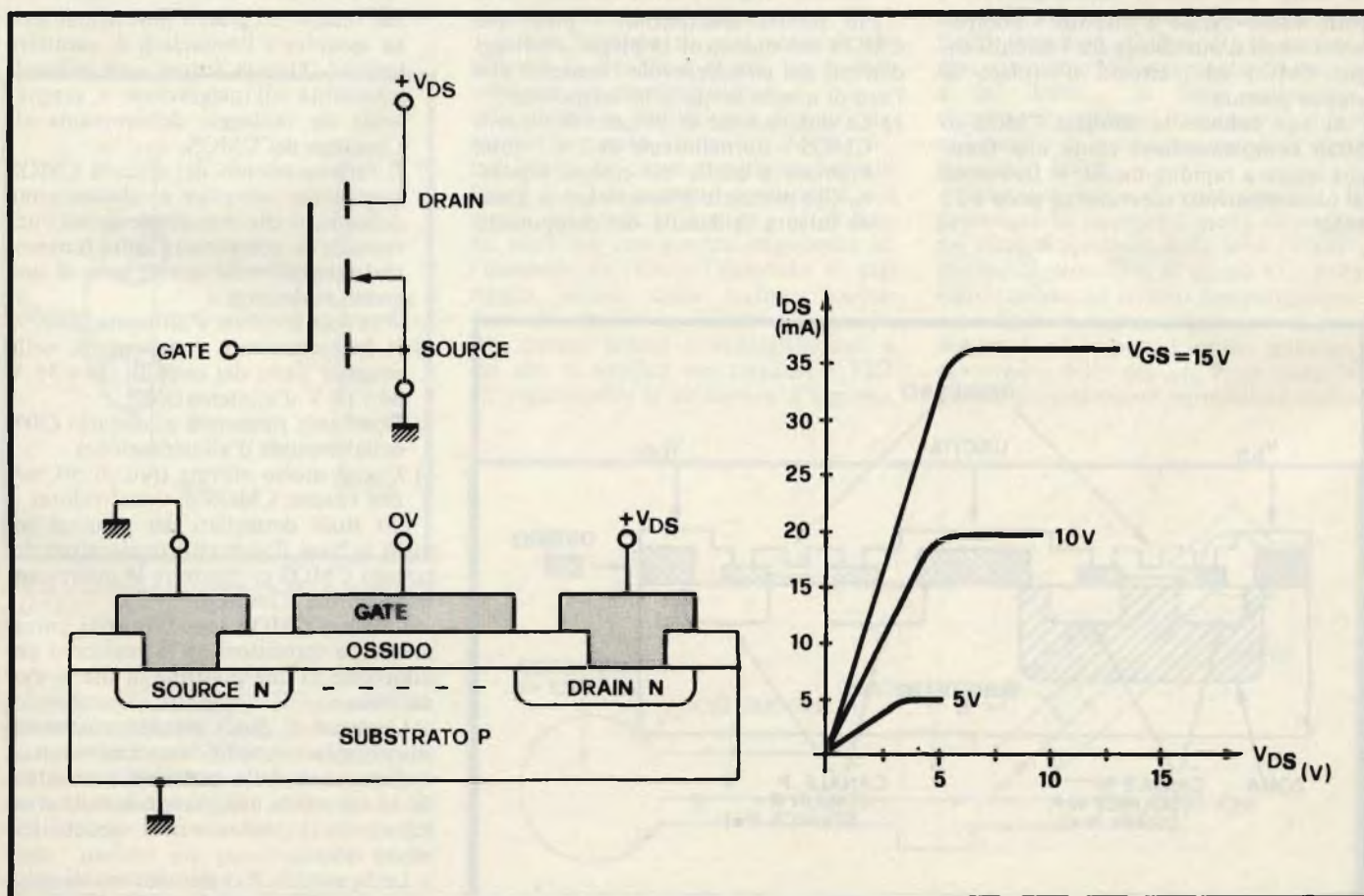


Fig. 1 - Funzionamento di un transistore a canale N.

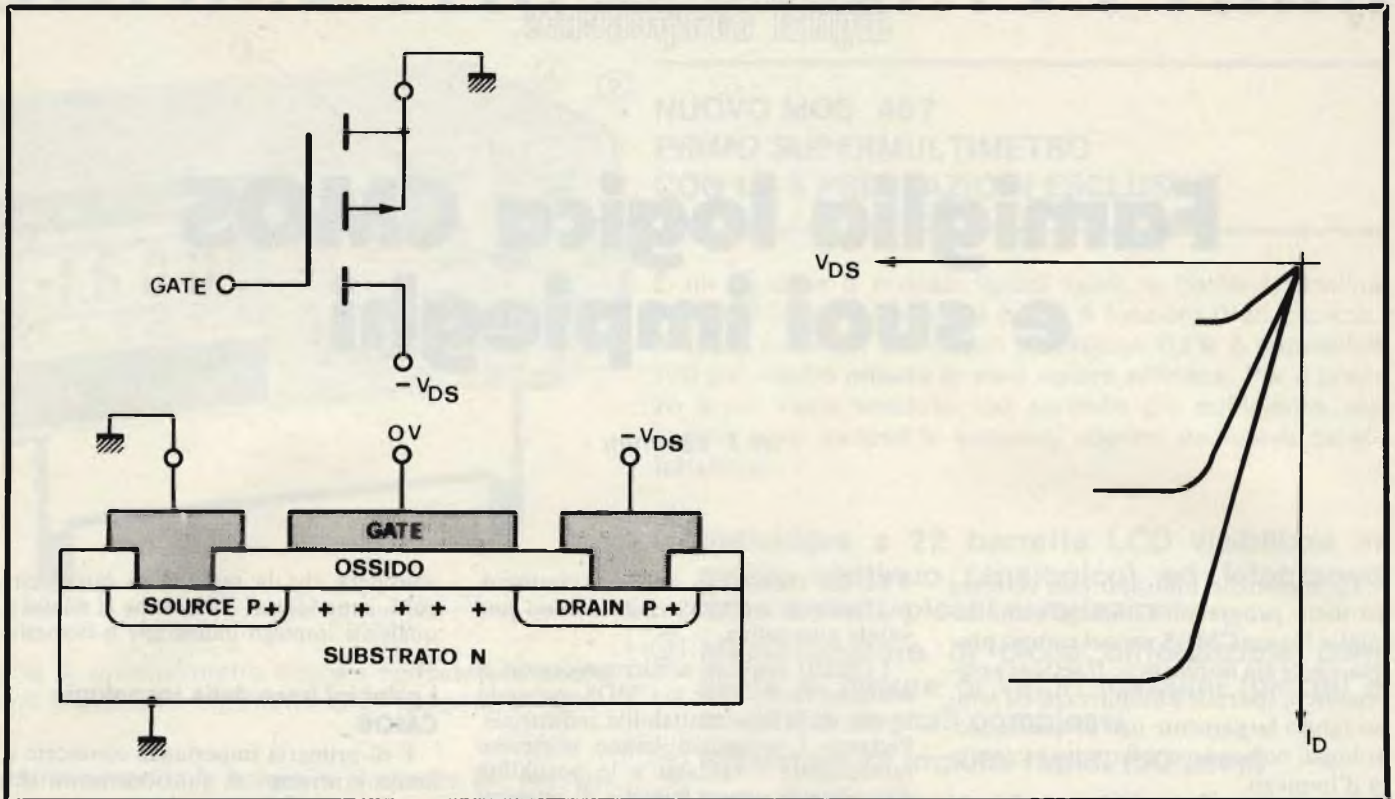


Fig. 2 - Funzionamento di un transistor a canale P.

entro breve tempo a divenire i componenti ideali d'interfaccia fra i circuiti logici CMOS ed i circuiti d'impiego di grande potenza.

Si può definire la famiglia CMOS (o MOS complementare) come una famiglia logica a rapidità media; le frequenze di funzionamento superano di poco i 25 MHz.

Più motivi chiariscono i pregi dei CMOS nei numerosi impieghi, vantaggi derivati dal considerevole risparmio che l'uso di questa famiglia ha introdotto:

1) La dissipazione di potenza di circuiti CMOS è normalmente di 2 a 3 volte inferiore a quella dei circuiti bipolari. Ciò permette d'aumentare in grande misura la densità dei componenti

sui "chips" di grandi dimensioni senza incontrare limitazioni di carattere termico. Questo fattore apre notevoli possibilità all'integrazione e rappresenta un vantaggio determinante all'impiego dei CMOS.

- 2) Il funzionamento dei circuiti CMOS è in sintesi semplice e relativamente delicato, il che non rende meno interessante la complessità delle funzioni realizzate allorché queste sono di una certa importanza.
- 3) Una sola sorgente d'alimentazione.
- 4) Il funzionamento è assicurato, nella maggior parte dei circuiti, tra i 35 V ed i 18 V d'alimentazione.
- 5) Eccellente immunità ai disturbi (30% della tensione d'alimentazione).
- 6) Uscite molto elevate (più di 50 mA con entrate CMOS di ugual valore).

Gli studi dettagliati dei principi sui quali si basa il concetto realizzativo dei circuiti CMOS ci illustrerà le interessanti possibilità d'impiego.

I circuiti CMOS sono costituiti unicamente da transistori MOS realizzati per diffusione su una piastrina di silicio monolitico.

L'assenza di diodi, resistenze o transistori bipolari semplifica enormemente la realizzazione delle piastrine permettendo in tal modo una grande densità d'integrazione e dei costi di produzione molto ridotti.

Le figure 1 e 2 ci permettono di valutare la semplicità realizzativa dei transistori MOS a canale P ed N.

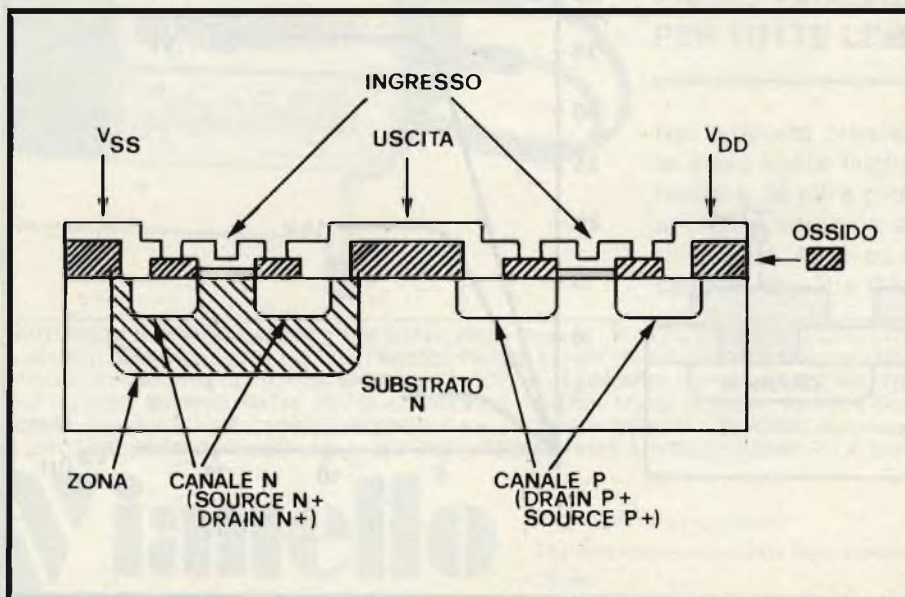


Fig. 3 - Realizzazione di un inversore a griglia d'alluminio.

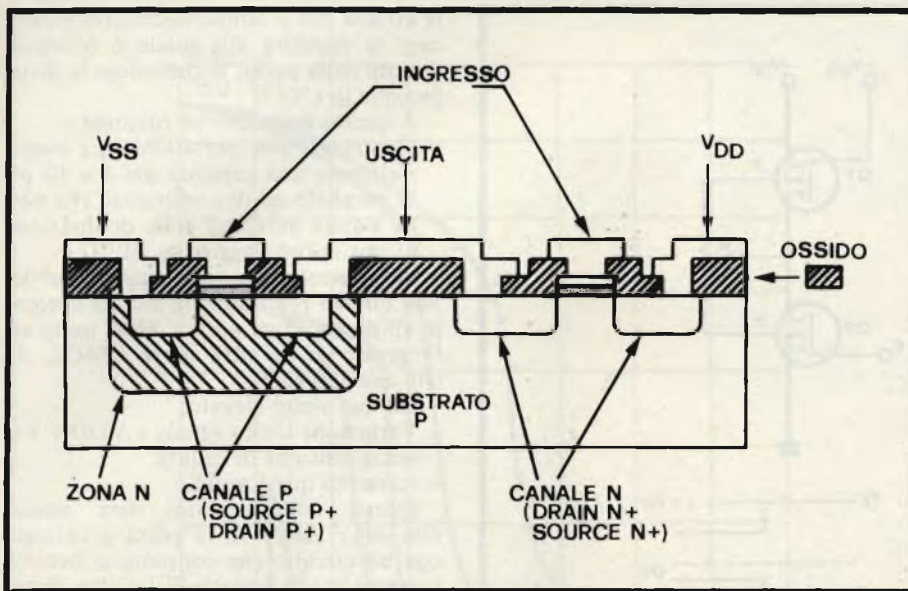


Fig. 4 - Realizzazione di un inversore a griglia di silicio.

Questi transistori sono dei dispositivi "unipolari" il che significa che il loro funzionamento è basato sull'andamento di un sol tipo di portatore (a cavità per il MOS a canale P ed a elettroni per il MOS a canale N).

Nei circuiti logici CMOS, il substrato e la sorgente del MOS a canale N sono

re). Allorchè la tensione di soglia VTN giunge al punto di sblocco, la fascia d'inversione inizia a collegare source e drain permettendo così il formarsi di una conduzione.

Il funzionamento del MOS a canale P risulta esattamente opposto, il SOURCE ed il substrato sono collegati insieme al potenziale positivo (VDD).

È una tensione di gate negativa che provoca la creazione di una fascia d'inversione, nel canale di tipo P.

Si noterà la somiglianza di funzionamento fra questi transistori MOS ed i tubi triodi. Le curve caratteristiche delle figure 1 e 2 si possono confrontare con quelle dei triodi, in quanto i MOS hanno anch'essi una grande impedenza all'ingresso. In effetti, l'elettrodo di gate risulta isolato dalla regione source-drain da una fascia dielettrica di ossido. Per questo fattore e contrariamente a ciò che si verifica nei transistori FET un'ingunzione, la resistenza d'ingresso,

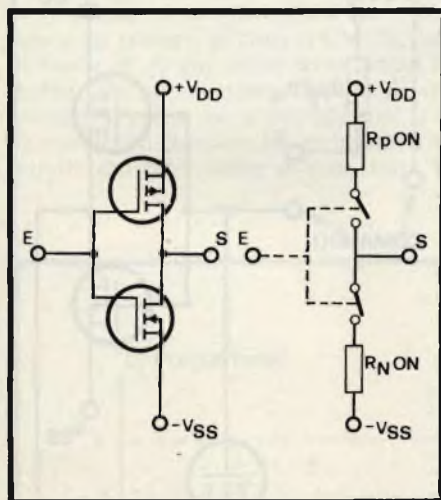


Fig. 5 - Schema equivalente di un inversore CMOS.

generalmente connessi unitamente al potenziale negativo (Vss). In assenza di tensione fra "gate" (porta) e sorgente, le due zone diffuse N e + risultano elettricamente isolate tra loro ed il transistori non conduce. Via via che la tensione del "gate" diviene più positiva, una fascia d'inversione di tipo N incomincia a formarsi sulla superficie del silicio separando la sorgente dal "drain" (portato-

che raggiunge facilmente $10 \div 12 \Omega$ non è soggetta alle inversioni di polarizzazione del gate.

Ugualmente, la bassa corrente di fuga esistente tra gate e source rimane del tutto trascurabile agli effetti della dissipazione.

Le figure 3 e 4 ci offrono qualche dettaglio esplicativo sulla realizzazione tecnologica dei circuiti logici CMOS mentre la fig. 5 ci offre l'equivalente circuito elettrico.

Due principali procedure vengono utilizzate per la produzione di massa dei circuiti integrati CMOS:

I* - Porta (gate) metallica (alluminio); figura 3.

La fabbricazione inizia con la diffusione d'una zona P entro un substrato di tipo N. In questa zona sono realizzate delle regioni di source e drain, di tipo N+; formando così i MOS a canale N della coppia complementare. Le zone P+ rappresentanti drain e source del MOS a canale P sono realizzate direttamente nel substrato. La connessione del gate è realizzata tramite metallizzazione dell'alluminio.

II* - Porta al silicio; figura 4.

La procedura si differenzia molto da quella precedentemente descritta.

In primo luogo, una zona N è realizzata entro un substrato di tipo P, il che è esattamente l'inverso della situazione precedentemente. Inoltre una fascia di ossido di silicio prende il posto dell'elettrodo metallico. Questa fascia assume, non solamente l'allineamento del source e del drain, in fase realizzativa, ma presenta anche il vantaggio di ridurre la soglia di commutazione degli stessi transistori MOS.

Sotto un punto di vista generale, la procedura in alluminio viene impiegata nei circuiti standard della serie "4000", mentre la procedura al silicio lo è nella realizzazione dei circuiti temporizzatori.

La figura 6 mostra il principio di procedura di un impianto ionico realizzato per creare delle regioni P in zone N. Questo procedimento permette la realiz-

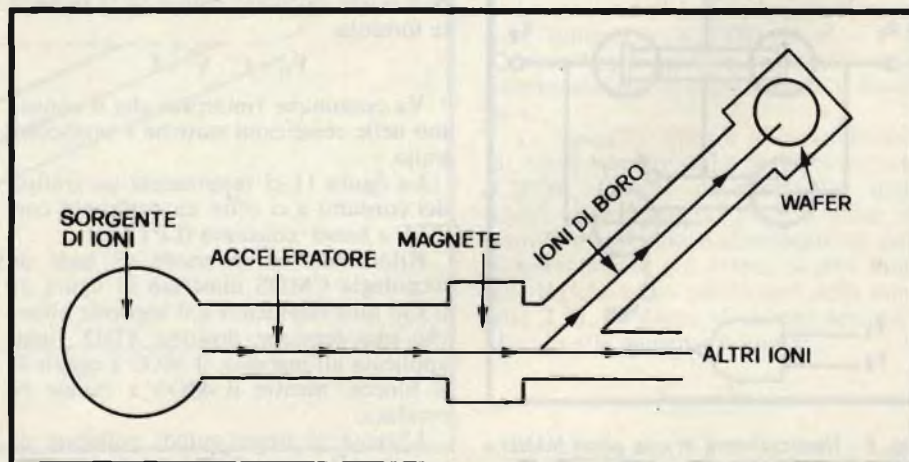


Fig. 6 - Principio d'impianto ionico della zona P.

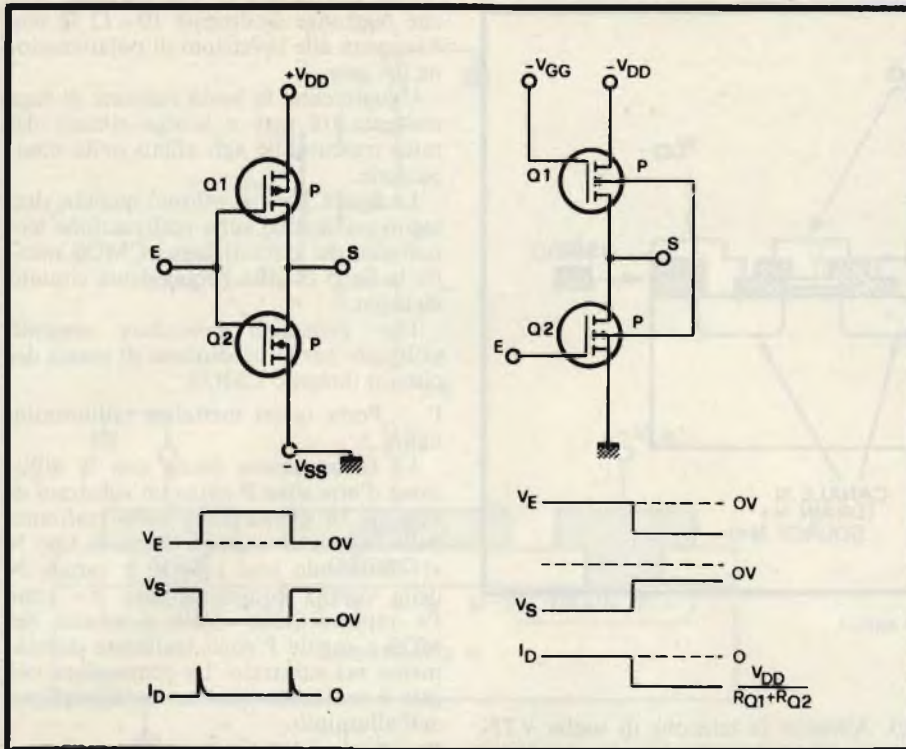


Fig. 7 - Comparazione fra PMOS e CMOS. Il consumo degli invertori CMOS è strettamente limitato al periodo di transizione 1-0 oppure 0-1 mentre l'inversione PMOS consuma una corrente $V_{DD} (R_{Q1} + R_{Q2})$ sino a che l'ingresso è attivo. Inoltre la tensione d'uscita dell'invertore CMOS può avere il valore 0V, il che non è possibile nel caso dell'invertore PMOS che presenta una tensione di caduta.

zazione di zone P con caratteristiche geometriche molto precise riducendo il costo di produzione.

Questa procedura permette la giunzione di due gate al silicio, fattore che consente l'aumento della rapidità di funzionamento dei circuiti pur conservando una tensione d'alimentazione e di consumo molto bassa.

La fig. 7 ci offre una comparazione tra gli invertori di base in tecnologia CMOS e PMOS; è evidente il fatto che i PMOS consumano corrente d'alimenta-

zione per tutto il periodo d'attività, mentre il CMOS la consuma solamente nello stato di transizione in uscita.

I circuiti CMOS possono essere impiegati con un consumo molto basso, se la frequenza di funzionamento non è critica.

Ad esempio un funzionamento con limite a 100 kHz, provocherà un consumo inferiore a qualche μW per porta. Mentre per le frequenze superiori ai 10 MHz il consumo può essere contenuto in un aumento doppio rispetto la cadenza elevata delle transizioni.

Quindi la dissipazione di un CMOS, per un carico capacitivo C, una tensione V ed una frequenza di funzionamento f può essere calcolato seguendo la seguente formula:

$$P_D = C \cdot V^2 \cdot f$$

Va comunque rimarcato che il consumo nelle condizioni statiche è pressoché nullo.

La figura 11 ci rappresenta un grafico dei consumi e ci offre un confronto con TTL a basso consumo (LPTTL).

Ritorniamo all'invertore di base di tecnologia CMOS illustrato in figura 5, il suo funzionamento è il seguente allorché una tensione positiva VDD viene applicata all'ingresso, il MOS a canale P si blocca, mentre il MOS a canale N conduce.

L'uscita si trova quindi collegata al negativo VSS tramite la resistenza equivalente R_{NON} del canale N. Una corrente

te circola per il tempo necessario a caricare la capacità alla quale è collegata l'uscita della porta, il che spiega la dissipazione in $CV^2 f$.

A questo proposito va rimarcato:

- L'entrata d'una porta CMOS è essenzialmente una capacità (da 5 a 10 pf) in parallelo ad una resistenza che non ha alcuna influenza sulla dissipazione (il suo valore s'aggira su $10^{12} \Omega$.)

Per questo fatto, in regime stabile, non circola praticamente alcuna corrente all'uscita d'una porta CMOS unita all'ingresso di un'altra porta CMOS, da che ne consegue:

- fan aut molto elevato;
- Variazione logica eguale a VDD e VSS senza tensione di caduta;
- consumo quasi nullo.

Queste considerazioni, ben inteso, non sono valide se la porta è caricata con un circuito che consuma o fornisce corrente (porte logiche di un'altra famiglia, resistenze di polarizzazione d'un transistor, ecc...)

In tali casi, converrà tener conto della resistenza "ON" dei MOS allo stato passante, che varia tra 200 e 400 Ω e della corrente massima in grado di circolare (che s'aggira sui 10 mA) senza ri-

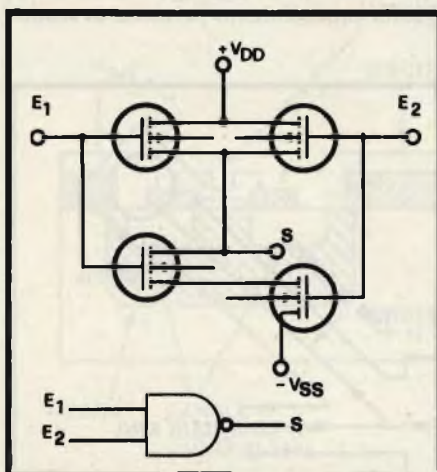


Fig. 8 - Realizzazione di una porta NAND a due entrate. L'estensione a più di due entrate è evidente.

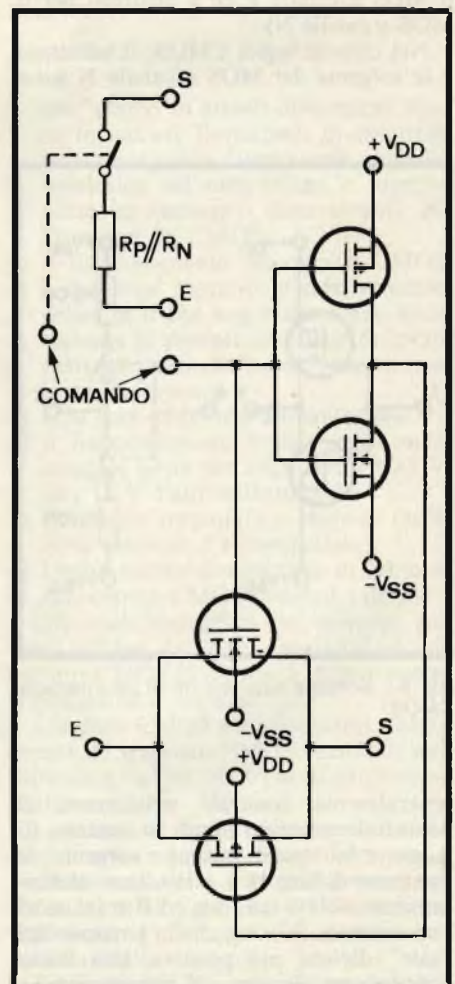


Fig. 9 - Realizzazione di porte analogiche bilaterali.

Impiego dei circuiti logici CMOS

Non importa quale funzione logica è realizzata in tecnologia MOS.

La figura 8 ci mostra come impiegando un MOS a canale P in parallelo ed un MOS a canale N in serie in un inversore classico lo si trasforma in porta NAND a 2 entrate.

Il montaggio d'un canale N in parallelo ed un canale P in serie ci darà una porta NOR e così di seguito.

La figura 9 mostra che è facile in tecnologia MOS realizzare anche delle porte analogiche simili a dei contatti di relé.

Questo schema, semplificato ad una delle quattro vie del MC 1416 ci permette di notare che unendo dei MOS di tipo complementare simili in parallelo tra entrate ed uscite, con due segnali di comando complementari (l'entrata è complementare per un inversore classico) si ottiene la commutazione bilaterale, senza interruzione di soglia dei transistor, allorché uno dei due si blocca l'altro conduce.

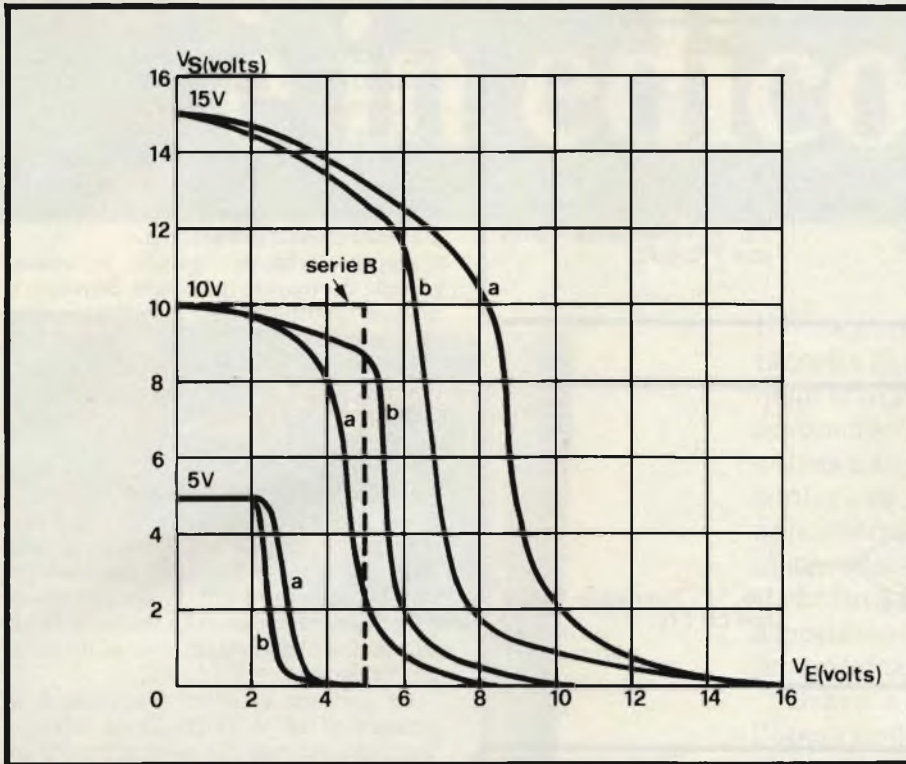


Fig. 10 - Caratteristiche di trasferimento di porte CMOS a) un'entrata singola; b) due entrate riunite.

schio di distruzione e che deve rimanere molto più bassa allo scopo di non alterare i livelli logici.

Ci preme porre in evidenza che esiste una serie speciale di circuiti CMOS, detti "serie B" le cui uscite sono dotate di buffer che permettono delle notevoli correnti d'uscita senza degradazioni delle variazioni logiche. Le caratteristiche fornite dal fabbricante offrono tutte le

indicazioni utili a questi tipi.

Applichiamo ora una tensione negativa V_{SS} all'ingresso dell'inversore:

Il MOS a canale N si trova bloccato, ed il MOS a canale P diviene conduttore, aumentando così la tensione V_{DD} all'uscita tramite la resistenza R_{PON} del MOS a canale P. Una corrente circola scaricando la capacità d'ingresso della porta seguente.

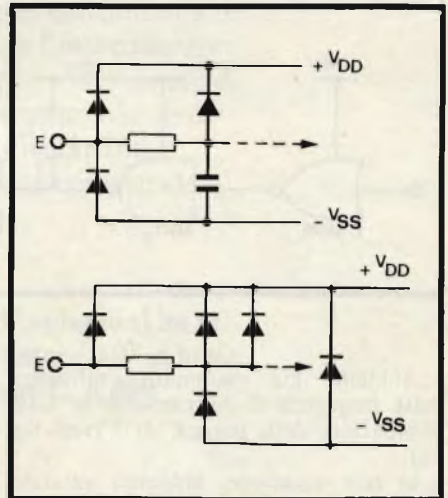


Fig. 12 - Esempi di circuiti di protezione delle entrate.

La tensione di commutazione deve essere limitata al $+V_{DD}$ ed al $-V_{SS}$. Questo tipo di porta è molto utile nella commutazione di segnali logici o analogici.

La figura 10 illustra le caratteristiche di trasferimento delle porte invertitrici CMOS. Queste caratteristiche quasi ideali permettono ai circuiti entro un campo di tensioni d'alimentazione considerevolmente più ampia di altre famiglie logiche ed in particolare della famiglia TTL. Il punto di commutazione è dovuto alla seguente formula:

$$\frac{V_{DD} - V_{SS}}{2}$$

esso dipende quindi interamente dalla tensione d'alimentazione.

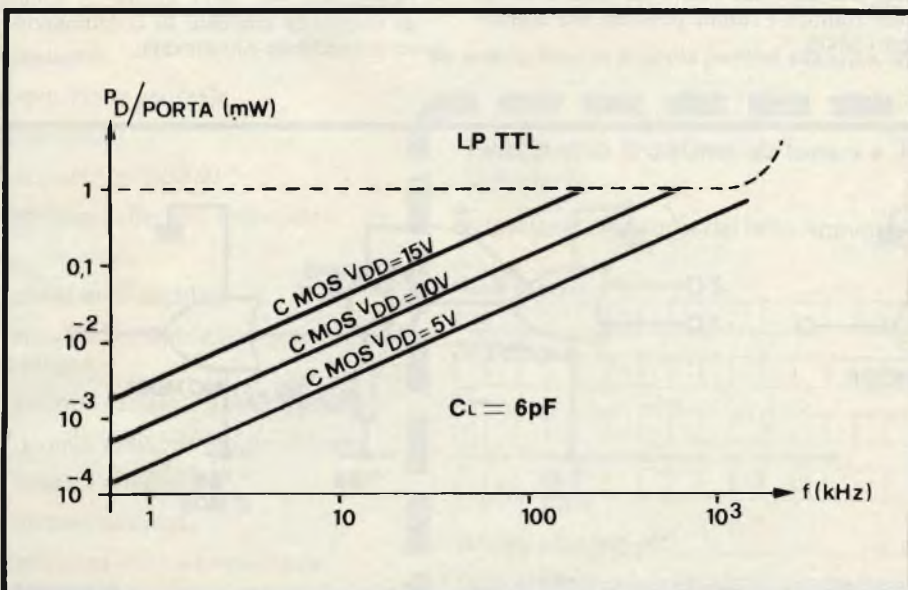


Fig. 11 - Dissipazione di porte della famiglia CMOS comparate alle LP TTL.

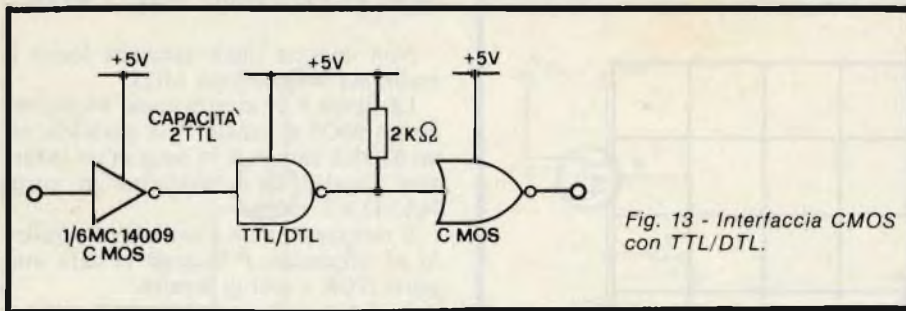


Fig. 13 - Interfaccia CMOS con TTL/DTL.

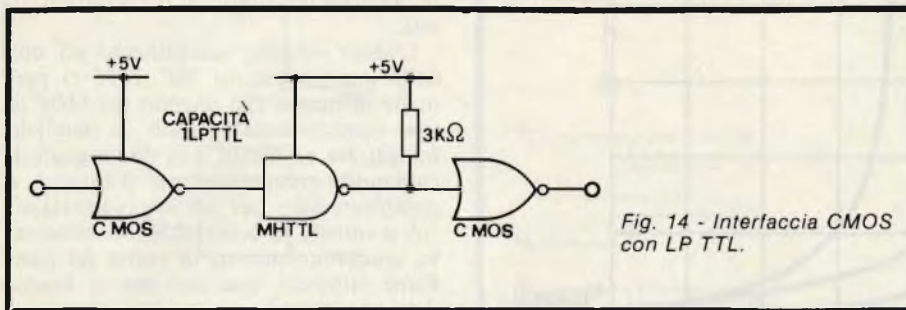


Fig. 14 - Interfaccia CMOS con LP TTL.

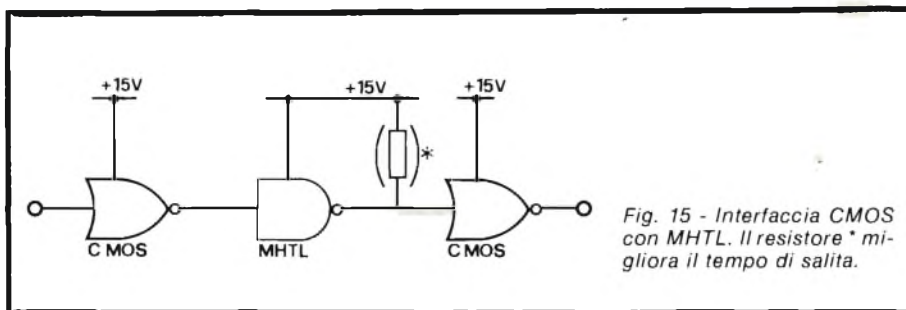


Fig. 15 - Interfaccia CMOS con MHTL. Il resistore * migliora il tempo di salita.

Abbiamo già esaminato l'influenza della frequenza di funzionamento sulla dissipazione delle porte CMOS (vedi fig. 11).

In tale occasione, abbiamo valutato l'importante influenza della capacità di carico agli effetti della dissipazione.

Questa capacità influisce ugualmente sulle caratteristiche dinamiche dei circuiti, la rapidità del circuito dipende in effetti dalla velocità alla quale queste capacità possono essere caricate e scaricate tramite i canali passanti dei transistori MOS.

Come l'impedenza dei canali decresce, allorché la tensione d'alimentazione aumenta, così è accertato che la rapidità dei circuiti CMOS aumenta secondo la tensione d'alimentazione.

Inoltre, come alle soglie dei transistori diminuisce la frequenza massima di funzionamento necessita una tensione d'alimentazione più piccola.

Appare evidente, quindi, la conseguenza di trovare per ogni impiego il miglior compromesso rapidità/dissipazione.

Vediamo ora di esaminare le principali regole per un corretto impiego della famiglia circuiti CMOS.

Tensione d'alimentazione

Secondo i tipi ed i fabbricanti, la tensione minima d'impiego dei circuiti CMOS varia tra 1 e 3 V. Questo valore è direttamente legato alla tensione di soglia di transistori MOS che equipaggiano l'integrato.

La tensione massima d'impiego è in generale di 18 V, in modo da evitare i fenomeni valanga che porterebbero a un corto-circuito verso la linea d'alimentazione.

Se la linea d'alimentazione impiegata è suscettibile a portare delle sovratensioni transitorie eccedenti + 18 V o - 0,5 V, è necessario predisporre un dispositivo che elimini questi fenomeni parassiti.

In generale, tre condizioni devono essere rispettate per i sistemi d'alimentazione:

- la tensione deve essere costantemente compresa entro i limiti fissati per i circuiti alimentati correntemente entro + 3 e + 18 V;
- il più basso valore istantaneo della tensione deve permettere il funzionamento del sistema alla frequenza più elevata che possa apparire.
- l'alimentazione deve essere in grado di fornire la corrente di commutazione prevedibile più elevata.

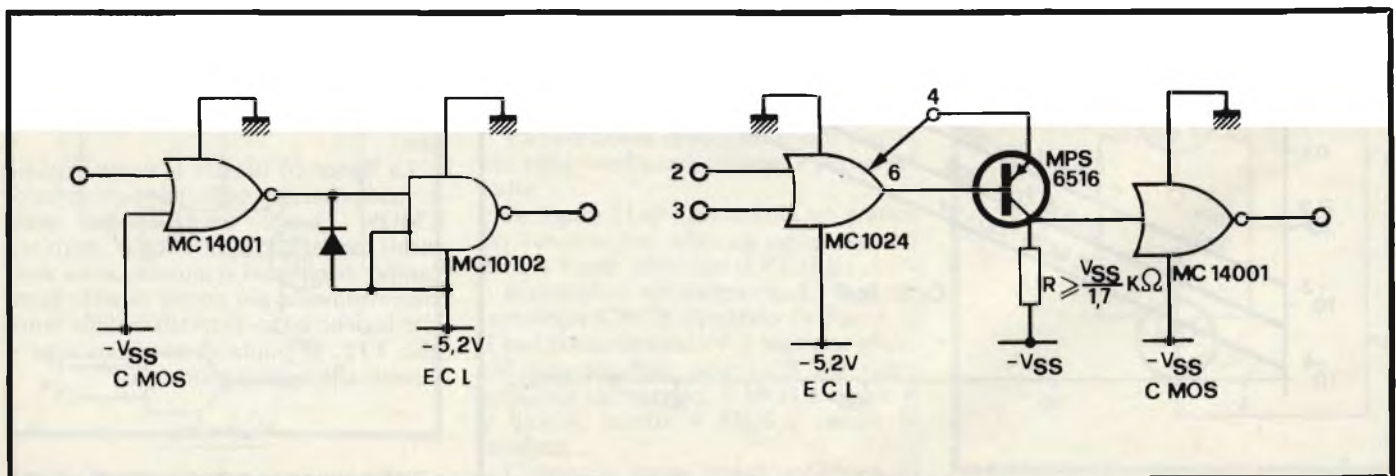


Fig. 16 - Interfaccia CMOS con ECL.

SQ6

Dalla Philips

un nuovo concetto di comunicazione



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

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

SQ6 comprende:

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

Moduli disponibili:

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

- selettore attivo/passivo di altoparlanti

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

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

SQ6

Sistema di amplificazione modulare

Desidero ricevere informazioni dettagliate sul sistema SQ6

Nome _____

Azienda _____

Indirizzo _____



PHILIPS

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



DAY-ADV

strtv

interfaccia fra	margine di rumore		livelli logici		massimo fan-out
	1	0	1	0	
CMOS/CMOS	1,5 V	1,5 V	3,5 V	1,5 V	> 50
	3 V	3 V	7 V	3 V	> 50
	4,5 V	4,5 V	10,5 V	4,5 V	> 50
CMOS/MHTL	5 V	5 V	8,5 V	6,5 V	1
MHTL/CMOS	3 V	3 V	10,5 V	4,5 V	> 50
	4 V	4 V			> 50
CMOS/LPTTL	2,5 V	0,4 V	2 V	0,7 V	1
LPTTL/CMOS	1,1 V	1,2 V	3,5 V	1,5 V	
CMOS/TTL-DTL	2,5 V	0,4 V	2 V	0,8	2 (MC14009/10)
TTL-DTL-CMOS	1,1 V	1,1 V	3,5 V	1,5 V	
CMOS/MOS	3 V	4 V	-3 V	-9 V	> 50
	2,5 V	6 V	2,5 V	1 V	> 50
MOS/CMOS	3,9 V	3,9 V	3,5 V	1,5 V	> 50
	3 V	3 V	3 V	2 V	-2 V
CMOS/ECL	0,225 V	4,325 V	-1,105 V	-1,425 V	2
ECL/CMOS	0,66 V	1,56 V	-1,56 V	-3,64 V	> 50

Fig 17. - Tabella riassuntiva d'interfaccia.

Dissipazione di potenza

I costruttori dei circuiti integrati indicano una dissipazione massima (generalmente 300 mW) per il contenitore.

Questo valore raggruppa generalmente i componenti statici e dinamici. Il calcolo deve essere effettuato tenendo conto della frequenza di funzionamento e della tensione d'alimentazione.

Limitazione d'entrata

Dei circuiti di protezione analogici, come quelli indicati nella figura 12, sono previsti in modo particolare su tutti i circuiti CMOS allo scopo di limitare la vulnerabilità delle entrate ad alta impedenza ad un carico statico.

In questo modo la tensione d'ingresso non deve superare i limiti V_{SS} e V_{DD} senza incorrere nella polarizzazione in diretta di diodi di protezione.

Se tuttavia una tale eventualità si verifica, si dovrà limitare questa corrente diretta a meno di 10 mA tramite una resistenza del valore di 10 kΩ in serie

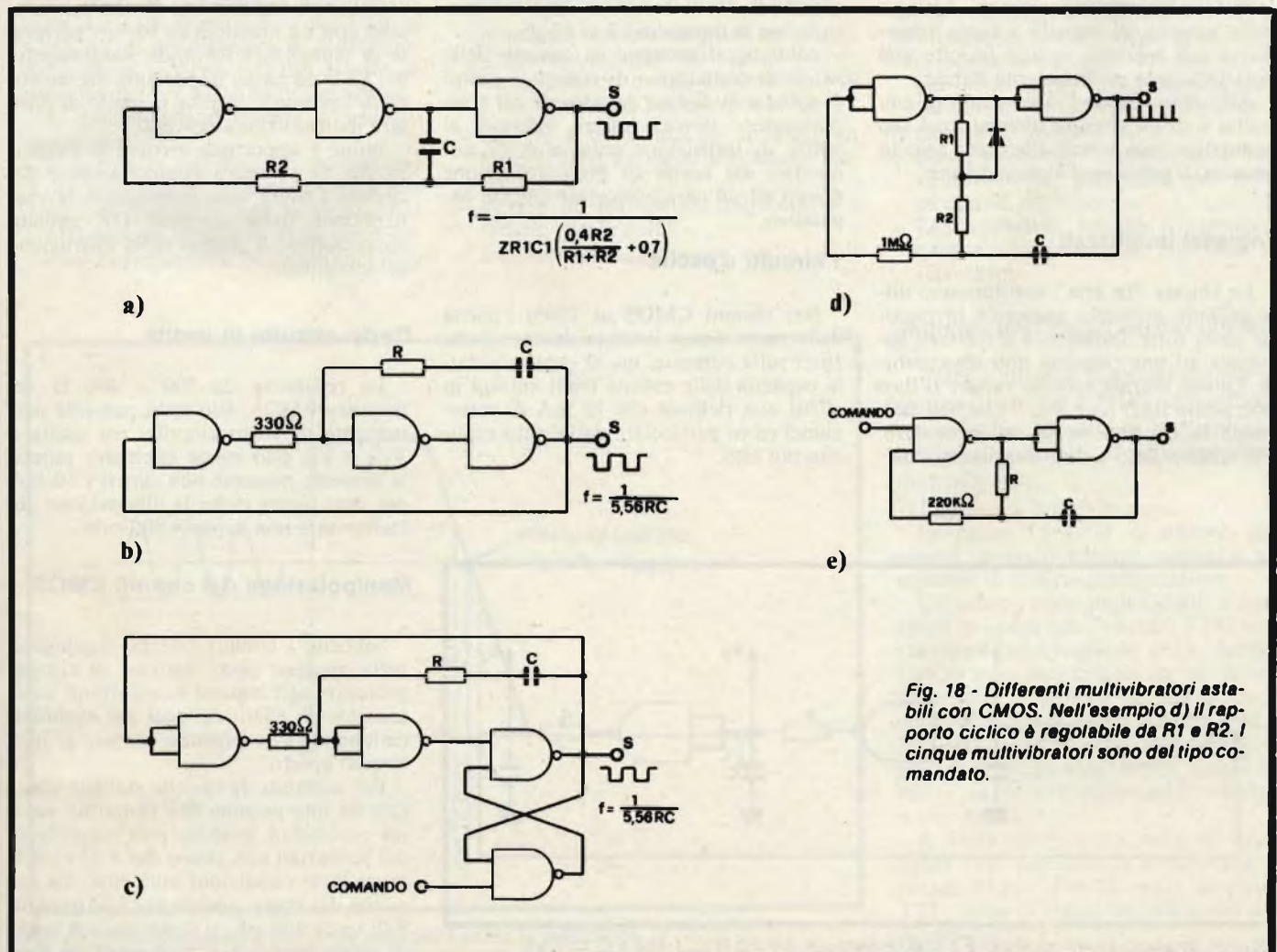


Fig. 18 - Diversi multivibratori astabili con CMOS. Nell'esempio d) il rapporto ciclico è regolabile da R1 e R2. I cinque multivibratori sono del tipo comandato.

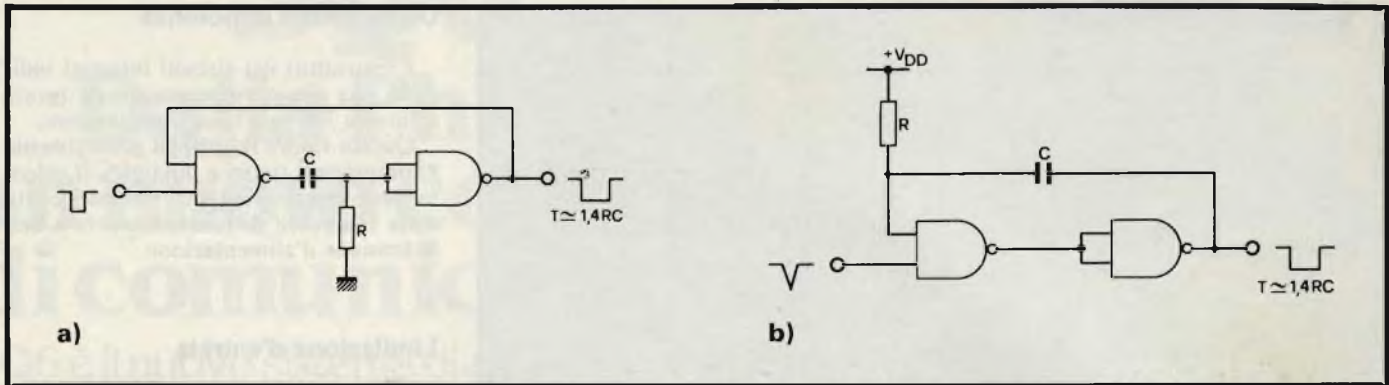


Fig. 19 - Differenti tipi di multivibratori astabili.

all'ingresso. Va notato comunque che la rete RC frena in modo artificioso, grazie alla capacità, i componenti dinamici del circuito.

Nei sistemi ove la rapidità non è critica può diversamente essere vantaggioso aumentare con una capacità supplementare, posta in parallelo all'ingresso questa costante di tempo RC si da eliminare eventuali livelli parassiti che potrebbero provocare delle commutazioni in-tempestive.

Si deve far attenzione a non applicare delle sorgenti di segnale a bassa impedenza agli ingressi, se non tramite una polarizzazione perfettamente stabile.

Allo stesso modo l'inserimento di uno stadio o di un circuito integrato nel suo connettore può essere effettuato solo in assenza di tensione d'alimentazione.

Ingressi inutilizzati

Le entrate "in aria" costituiscono un'eccellente memoria analogica in ragione della forte impedenza d'ingresso associata ad una capacità non trascurabile. Queste entrate vedono variare il loro potenziale tra V_{DD} e V_{SS} il che non permette la conduzione di reti protettive. Per questo fatto i due transistori, dissi-

pano una potenza inammissibile, ove l'immunità del carico ammissibile viene compromessa.

Tutte le entrate non impiegate verranno quindi riunite ad un'entrata vicina, sia V_{DD} o V_{SS} secondo la funzione logica realizzata.

Forme dei segnali d'entrata

Al fine d'evitare degli stati logici non definiti o dei sincronismi dubbi, bisogna accertarsi che i fronti in ingresso non superino la durata dai 3 ai 15 μ S.

Allorché si mettono in cascata delle entità di contatori o di registri, i tempi di salita e di discesa del segnale del temporizzatore devono essere inferiori ai tempi di transizione entrata/uscita aumentati dai tempi di programmazione dovuti ad un carico necessariamente capacitivo.

I circuiti d'uscita

Nei sistemi CMOS al 100% l'uscita delle porte non è limitata da considerazioni sulla corrente, ma al contrario dalla capacità delle entrate (ogni entrata in effetti non richiede che 10 mA di variazione) ed in particolare dallo stato esplicito più alto.

Non è consigliabile pilotare tramite uscite CMOS, anche se dotate di buffer, dei carichi che richiedono una notevole corrente (valvole ad incandescenza, relè ecc..) Si corre il rischio in questi casi di superare di molto la dissipazione massima ammissibile. Un semplice transistor o un thyristor di bassa potenza può costituire l'interfaccia.

Certi montaggi (ad esempio a collettore comune) non necessitano della tradizionale resistenza di base.

Si noterà tuttavia che la corrente d'uscita con un massimo di 10 mA permette di comandare in modo soddisfacente dei LED ed ha un'importante decrescenza di variazioni logiche in grado di pilotare indicatori luminescenti.

Infine è opportuno mettere in evidenza che la struttura complementare dei circuiti CMOS non permettono la realizzazione della funzione OR cablato senza correre il rischio della distruzione del circuito.

Corto-circuito in uscita

La resistenza da 200 a 400 Ω dei transistori MOS, allo stato passante permanente di corto circuito in uscita a V_{DD} o V_{SS} può essere effettuato purché la corrente passante non superi i 10 mA per ogni uscita e che la dissipazione del contenitore non superi i 300 mW.

Manipolazione dei circuiti CMOS

Sebbene i circuiti CMOS dispongano nella maggior parte dei casi di circuiti protettivi agli ingressi è opportuno tener presente gli effetti dannosi che eventuali cariche statiche possono portare ai loro circuiti aperti.

Per esempio, le cariche statiche generate da una persona che cammina su di un pavimento incerato può raggiungere dei potenziali che vanno dai 4 ai 15 KV secondo le condizioni ambiente. La capacità del corpo umano per tali tensioni è di circa 300 pF, si comprenderà quindi quale danno può provocare un con-

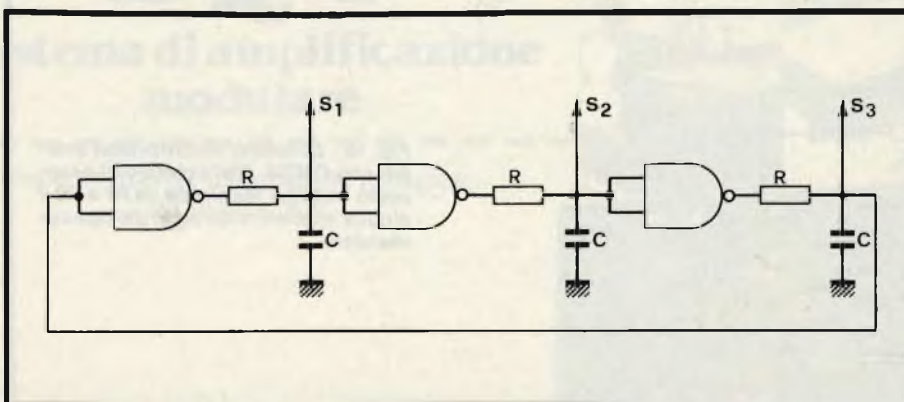


Fig. 20 - Impiego come oscillatore a sfasamento per 150 Hz $R = 1 \text{ M}\Omega$ e $C = 1 \mu\text{F}$.

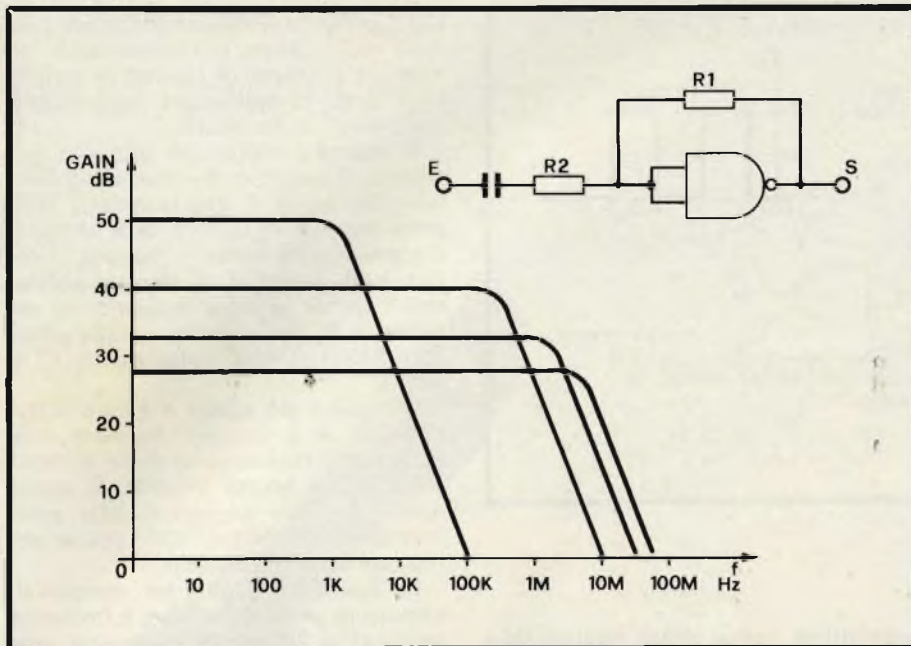


Fig. 21 - Curve di guadagno della banda passante degli amplificatori ad una porta invertitrice CMOS.

tatto con un'entrata CMOS avente capacità di soli 5 o 10 pF.

Lo spessore della fascia d'ossido che isola la griglia in pratica va dai 1000 ai 1200 Å; di conseguenza la distruzione della porta avviene con un valore di tensione di 10 V / 100 Å di variazione.

Si raccomandano quindi le seguenti precauzioni:

- Il personale addetto alla lavorazione dovrebbe essere collegato a terra con un braccialetto ed una resistenza di 1 MΩ (questa resistenza evita corto circuiti estremamente pericolosi nel caso

di accidentali contatti con una fase di rete);

- non portare vestiti o bluse in najlon;
- impiegare esclusivamente imballaggi conduttori (spugne caricate al carbone, contenitori o fogli d'alluminio ecc) e mai impiegare poliestere espanso.
- mettere a terra tutti gli apparati, gli attrezzi elettrici vicini e i banchi metallici;
- evitare di manipolare inutilmente i circuiti con le mani;
- mettere sistematicamente i saldatori a

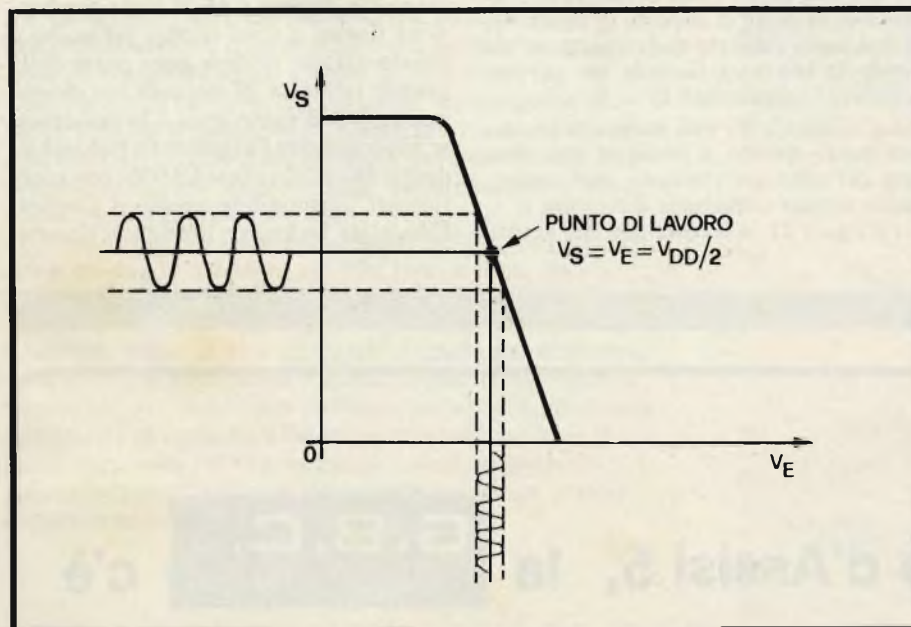


Fig. 22 - Funzionamento d'una porta invertente come amplificatore.

terra ed egualmente le saldatrici automatiche;

- allorché un'entrata CMOS è la sola connessa ad un connettore; si deve prevedere una resistenza di almeno 10 kΩ dei carichi collegati al connettore che si verificano se il circuito stampato viene maneggiato separatamente.

I problemi d'interfaccia

La forte impedenza d'entrata dei circuiti CMOS offre un facile adattamento alle uscite dei circuiti logici di altre famiglie, purché la tensione d'alimentazione sia uguale. Di contro i TTL standard ed i TTL rapidi richiedono l'interposizione di buffer quali gli MC 14009. I TTL a basso consumo (LPTTL) possono venir comandati da un carico LPTTL con uscita CMOS, ad esempio due carichi LPTTL con CMOS della serie B (ed uno solo nella serie LPTTL Schottky).

Le figure 13 e 16 riassumono i casi che si presentano frequentemente con le diverse famiglie logiche più comuni.

Negli altri casi di circuiti a diodi e transistori l'adattamento sarà un po' più laborioso, ma generalmente abbastanza semplice se adattato a ciascun problema in particolare.

La tavola in figura 17 ci offre i riferimenti necessari a risolvere i problemi d'interfaccia. Le definizioni nei limiti di carico sono le seguenti:

- per le variazioni "1": differenza tra le variazioni "1" di uscita del primo ed entrata del secondo
- per le variazioni "0": differenza tra le variazioni "0" dell'uscita del primo ed entrata del secondo.
- Le "variazioni logiche d'interfaccia" vengono rappresentate nel caso più sfavorevole.

Impieghi particolari dei circuiti MOS

Oltre a tutte le funzioni logiche più comuni, i circuiti CMOS permettono la realizzazione di circuiti particolari semilineari o lineari e differenti tipi di multivibratori.

1° Impiego di multivibratore.

Le figure 18 e 19 ci offrono degli esempi di multivibratori astabili e monostabili di diverse configurazioni.

Gli schemi sono molto simili a quelli messi in opera con i circuiti TTL, ma il vantaggio determinante della famiglia CMOS in questo campo sta nel fatto di permettere l'impiego di resistenze di temporizzazione molto elevate (più di 100 MΩ se necessario) permettendo dei periodi d'oscillazione molto lunghi con valori capacitivi ragionevoli (relativamente bassi).

A titolo comparativo, nello schema in figura 19a, la resistenza R non deve superare 390 o 470 Ω, nella tecnologia TTL, pena la totale degradazione della variazione "0".

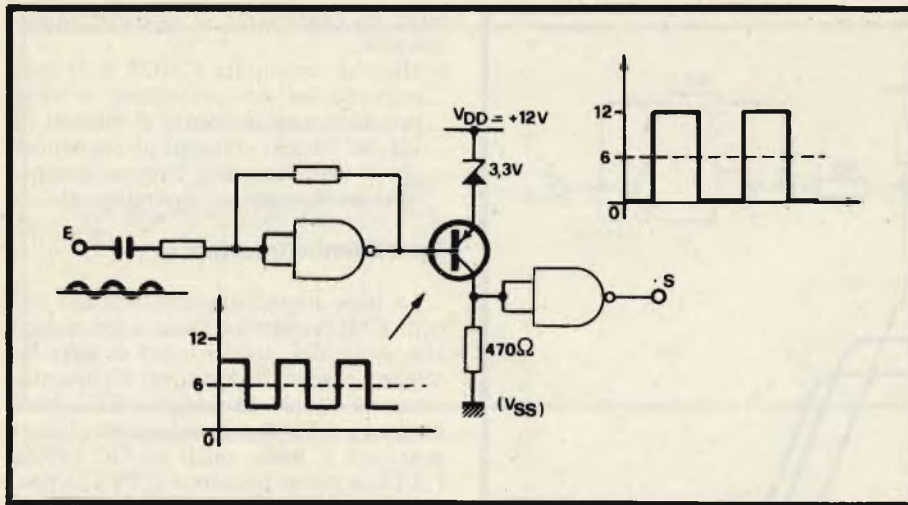


Fig. 23 - Esempio di circuito formatore d'onda.

Lo schema della figura 18 mostra la possibilità di realizzare un multivibratore a rapporto ciclico in grado di superare 4000/1 grazie ad un diodo di commutazione.

Questo è reso possibile dalla larga gamma di valori entro la quale possono essere scelti R_1 ed R_2 .

Un simile montaggio si rivela adatto per il comando impulsivo dei diodi laser o dei LED a infrarossi che lavorano con luce modulata.

Segniamo infine l'esistenza di monostabili integrati in tecnologia CMOS, quale l'MC 145 38 B, con caratteristiche e possibilità nettamente più estese di quelle realizzate con circuiti a porte invertite.

Impiego come oscillatore

Esistono diverse possibilità per realizzare degli oscillatori con porte CMOS, esse saranno di preferenza scelte senza buffer.

La figura 20 ci propone l'esempio d'un oscillatore a sfasamento che ha il vantaggio di derivare tre tensioni sfasate di 120° . Un circuito con simile caratteristiche può essere utile per pilotare un

convertitore statico trifase funzionante a 50 oppure a 400 Hz.

Impiego come amplificatore lineare

Oltre a tutte le altre applicazioni più specifiche già descritte, i circuiti CMOS trovano facile impiego in circuiti lineari.

Consideriamo le curve di risposta della fig. 10. Quando la tensione d'alimentazione è dell'ordine di 15 V, la caratteristica della porta invertitrice classica presenta una parte praticamente lineare ed a forte pendenza centrata sul punto $V_{DD}/2$.

Se in tali circostanze si collegano tra loro, tramite una resistenza, l'ingresso e l'uscita si avrà la condizione $V_E = V_S = V_{DD}/2$ ($V_{SS} = 0V$).

La figura 22 ci indica come con l'aggiunta all'entrata di una resistenza e di un condensatore, sia possibile far funzionare il circuito come amplificatore ed ottenere le curve di risposta di figura 21. Il guadagno è fissato dalle resistenze secondo la ben nota formula per gli amplificatori operazionali $G = R_1 / R_2$.

La resistenza R_1 può assumere un valore molto elevato, è possibile così ottenere dei guadagni rilevanti, pur conservando un'alta impedenza d'ingresso.

La figura 21 ci illustra con dei grafici

che è possibile ottenere delle bande passanti molto ampie pur conservando un notevole guadagno, il che non si verifica impiegando amplificatori operazionali compensati in frequenza.

Si noterà tuttavia che alle alte frequenze, il valore di R_2 deve venir limitato allo scopo di non introdurre filtri passa-basso male accetti dalla capacità d'ingresso della porta. È tuttavia possibile, negli inversori, aumentare volutamente questa capacità montando in parallelo, a R_1 una capacità e grazie all'effetto Miller si sarà realizzato un filtro attivo.

Il circuito più adatto a queste manipolazioni è il sestuplo inversore, che permette la realizzazione di sei amplificatori ad un prezzo irrisorio. È ugualmente possibile impiegare delle porte invertitrici (NAND o NOR) con le entrate collegate in parallelo.

La figura 23 ci offre un esempio di circuito in grado di lavorare a frequenze superiori ai 200 kHz trasformando una tensione sinusoidale, molto debole, in un segnale logico.

Uno stadio a transistor traslatore di livello confronta la referencia $V_{DD}/2$, dell'amplificatore rispetto alla massa.

In questo caso particolare, non sussistono problemi di distorsione anche di piccolo valore, si limiterà la tensione d'alimentazione entro i 3 o 6 V.

Conclusione

Abbiamo passato in rassegna i numerosi vantaggi rappresentati dai circuiti CMOS entro le applicazioni digitali. Le scelte offerte attualmente dai fabbricanti coprono tutte le funzioni desiderabili, si da permettere la costruzione di circuiti speciali diversamente irrealizzabili con altre tecnologie.

Esistono numerose possibilità d'impiego dei circuiti CMOS nelle applicazioni lineari o semi-lineari, ed anche a questo fattore si deve gran parte della grande richiesta di mercato nei diversi impieghi dell'elettronica. Chi desiderasse approfondire l'argomento può richiedere il libro "Guida ai CMOS, con esperimenti" disponibile presso il Gruppo Editoriale Jackson o le migliori librerie.

a Bergamo,

via S. Francesco d'Assisi 5, la

G.B.C.
italiana

c'è

Per separare l'utile dall'inutile

Rifiuta i rottami ma scopre monete e preziosi a profondità insolite

C-SCOPE VLF.TR 990 D

SM/9500-00

Il cercametalli più usato in Europa

L. 454.000

IVA COMPRESA



Sembra dotato di cervello: trascura le minutaglie perditempo e punta sul sicuro

La C-SCOPE ha portato i suoi già celebri cercametalli alla perfezione. Dotandoli della più progredita tecnologia di bassa frequenza (VLF) ha creato il C-SCOPE 990.

L'apparecchio, mediante una speciale esclusione dell'effetto terreno, offre prestazioni a profondità doppia, dove gli oggetti sono più antichi. Inoltre, l'azione discriminatrice variabile TR sopprime la percezione di inutili rottami. Il cercatore può scegliere fra due modi di operare, con un comando variabile, per determinare con precisione il livello discriminante, dall'esclusione di ogni bassa frequenza VLF dal metallo nel terreno, al rifiuto TR di chiodi, stagnola e stappabarattoli. Tutto ciò sopprime i tempi morti e le delusioni nei falsi ritrovamenti, oltre a favorire un maggior numero di scoperte utili.

Il modello 990 è caratterizzato dal pulsante per la sintonia della memoria automatica il quale dà istantaneamente la miglior sensibilità ai punti profondi, permette di effettuare con facilità la variazione della normale esplorazione in bassa frequenza (VLF) a qualunque livello desiderato di discriminazione. Istruzioni dettagliate contenute in ogni apparecchio.



CARATTERISTICHE

Principi operativi combinati di trasmissione e ricezione in bassissima frequenza. Due possibilità di escludere l'effetto terreno e per la discriminazione variabile. Testata di ricerca regolabile, impermeabile; manico telescopico. Altoparlante e presa cuffia incorporati. Pulsante automatico di sintonia per la regolazione rapida e perfetta. Profondità di ispezione fino a cm 30 per una moneta, e fino a cm 110 per più grandi oggetti. Alimentazione 4 pile 9 Volt base quadrata (GBC II/0765-00). Strumentino visualizzatore della sintonia, della discriminazione e del puntamento. Controllo automatico dello stato delle pile. Frequenza di operazione 19 kHz. Peso kg 1,4.

Manutenzione, test o ricerca, lo strumento è uno solo: Logicoscopio PM3540.

L'esigenza di analizzare la funzionalità logica di dispositivi elettronici non cessa allorché i «digits» sono, per così dire, usciti dalle mani dei progettisti. Come per i volt e per gli ampère, la «logica» segue il prodotto attraverso lo sviluppo ed il collaudo e via via durante la



Comparazioni logiche per localizzazione errori



Rappresentazione in codice esadecimale

manutenzione ed il «service»: aree ben al di fuori della fabbrica, ove la ricerca di eventuali anomalie di funzionamento della logica dei circuiti hanno sempre costituito un arduo problema.

Così è stato sin ora ed è perciò che abbiamo progettato un nuovo strumento, il **Logicoscopio PM3540** destinato a soddisfare tutte queste esigenze dal laboratorio al servizio esterno di manutenzione.

Il PM3540 è il solo strumento singolo portatile in grado di fornire sia la rappresentazione delle tabelle di dati sia la loro rappresentazione in funzione del tempo. Premendo un pulsante il PM3540 **si trasforma da logic analyzer in un oscilloscopio** doppia traccia, con triggering eccitato dalla stessa parola logica, e con **esatto** inizio dell'oscillogramma al bit iniziale

della parola di trigger (requisito essenziale per ricerca guasti digitali). Si possono: visualizzare i dati in codice binario, ottale o esadecimale: catturare blocchi da 64 x 16 bits ovunque lungo tutto il flusso dei dati e scorrerli pagina dopo pagina col solo tocco di un pulsante; scoprire la posizione ed analizzare le cause di eventuali errori; utilizzare lo strumento come un normale oscilloscopio.

La versatilità del PM3540, equipaggiato con una dotazione di sonde logiche dedicate, può essere evidenziata da una lunga serie di significanti prerogative in aggiunta ad un'eccellente funzionalità quale oscilloscopio a doppia traccia. Letteralmente il meglio delle **due funzioni analisi in tempo reale ed analisi degli stati logici** con un solo strumento, compatto, portatile e di alta classe.



Analisi in tempo reale per ricerca guasti



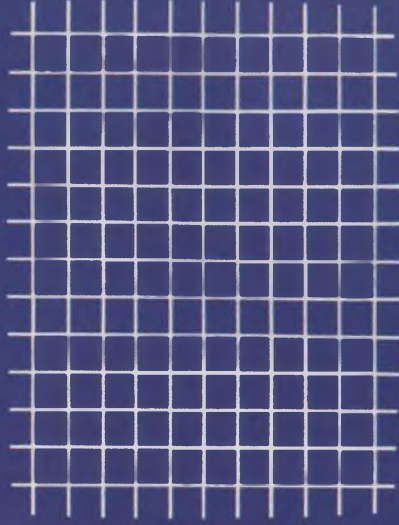
PHILIPS

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



Farnell Italia S.r.l.
Via Mameli, 31 - 20129 Milano Tel. (02) 7380645 - 733178 Tlx 315131 Farnel I

Il generatore europeo



**Generatore di Pattern
T.V. colore**

Tascabile-Professionale-Economico

electronic music

La musica elettronica

Collegamenti col computer e struttura dei programmi di gestione

a cura di Paolo Bozzola

In questa puntata, ricca di suggerimenti, vi mostrerò:
a) come effettuare i collegamenti col computer sia nel caso di monofonia che in quello di polifonia*; b) vi illustrerò alcune particolarità della struttura dei futuri programmi (cioè il "software") che gestiscono il rapporto fra lo strumento musicale ed il computer stesso.

Collegamenti con il computer

Ricordate? Dopo alcune puntate in cui ho descritto la teoria di funzionamento dei vari moduli del sistema polifonico, avevo occupato alcune puntate con la descrizione del blocco "analogico" di base per realizzare la struttura di sintesi.

In effetti, penso che, di coloro che leggono abitualmente codeste note, pochi ve ne siano che non hanno bene impresso in mente la duplice essenza del nostro sistema, costituito da una parte analogica (che si basa sulle schede ed i vari componenti professionali E-mu System), e da una parte "di controllo" digitale, e a sua volta formata da Encoder, Computer, Digital-To-Analog Converter.

Compito di questa puntata è darvi l'idea globale, finale, dei collegamenti e/o delle configurazioni possibili, dopo che, nelle scorse puntate, avete visto le descrizioni dei singoli componenti.

Diamo subito, quindi, delle precise definizioni:

a) Struttura monofonica, analogica con encoding digitale

Tale struttura non sarà altro che un sintetizzatore "normale", composto da uno o più moduli analogici, ciascuno dei quali costituisce una "voce", ovvero 1 VCF 2 VCO — 2 VCA 2 ADSR.

L'encoding digitale differenzia però questa struttura dalle altre tipiche strutture che riconoscono i tasti dalla tastiera e convertono la posizione del tasto premuto in una tensione con un partitore resistivo ed un Sample/Holder analogico.

Infatti noi usiamo un "encoder" formato da componenti digitali che assolvono alle funzioni di "vedere" il tasto premuto.



(*) consiglio di tenere sottomano il numero 11/80 di *Selezione*

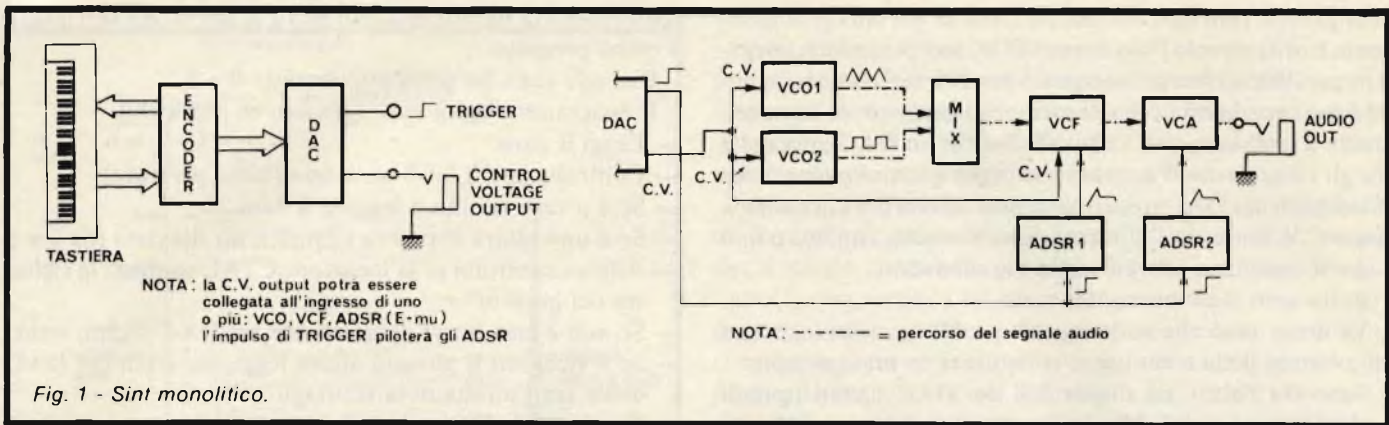


Fig. 1 - Sint monolitico.

to, passando la relativa informazione sulla sua posizione ed un apposito convertitore "digitale/analogico". Quest'ultimo trasformerà il dato binario che identifica la posizione del tasto in una biunivoca tensione di controllo.

Quanto detto sopra varrà in ogni caso anche per la situazione di polifonia.

Riassumendo:

- TASTIERA (da 3 a 5 ottave)
- ENCODER PER TASTIERA (che codifica fino a 64 tasti)
- CONVERTITORE DIGITALE/ANALOGICO (con 6 bit di risoluzione)
- PARTE ANALOGICA (VCO VCA VCF ADSR etc.)

Questi quattro componenti formano il nostro SINTETIZZATORE MONOFONICO.

b) STRUTTURA IBRIDA (vedasi la voce "a", ma con la sola aggiunta del computer).

Idealmente tutto rimane come prima, in quanto il nostro sintetizzatore resta monofonico. Ma l'aggiunta del computer (vedasi il KIM-1) a quanto formava la voce a) costituisce un notevole passo avanti nei confronti della versatilità d'uso. Infatti, in questa struttura "ibrida", il computer è usato come lettore della tastiera avente la funzione di "leggere con discernimento" la situazione della tastiera stessa, onde ricordare, analizzare, scegliere, modificare il dato sulla posizione del tasto.

In tale modo il computer può, per esempio, svolgere interessanti funzioni di "sequencer" in linea, senza che l'utente debba assolutamente rivolgersi, per questo, ad una più o meno complessa macchina analogica e/o digitale costruita apposta per agire solo e solamente da sequencer. Col computer basterà cambiare il programma!

In quest'ordine di idee, il computer ovviamente andrà interposto fra Encoder e Digital To Analog Converter.

Riassumendo:

- TASTIERA
- ENCODER
- COMPUTER (usato per effettuare "speciali" letture dell'Encoder e per passare il risultato dei suoi calcoli al DAC)
- DAC (collegato in pratica "all'uscita del computer")
- PARTE ANALOGICA

Come si vede, stavolta i componenti sono diventati cinque.

c) Struttura polifonica generale.

In pratica è ottenuta aggiungendo alla struttura del punto "b)" un banco di Multiplexer oppure un banco di DAC.

Da quanto è stato detto, nelle scorse puntate, sui MUX, il

lettore dovrebbe avere bene in chiaro la funzione di questo componente, che in pratica serve a "creare", pur usando un solo DAC, tanti "canali" indipendenti alla uscita di ciascuno dei quali vi è la tensione di controllo che poi potrà essere usata per pilotare un VCO, un VCF etc.

In tale caso l'Encoder legge la tastiera (ed in continuazione). Il computer legge la sequenza di dati fornitagli dall'encoder, elabora tale sequenza e crea una "tabella" di informazioni che passerà al DAC (che genera la Control Voltage) ed "indirizzerà" l'esatto canale del MUX verso il quale tale C.V. va destinata.

Ad ogni "ciclo" (il programma di gestione infatti continua a ripetersi) il banco di MUX viene "rinfrescato" con le nuove C.V. ed il funzionamento globale risultante è che da ogni "canale" esce una C.V. indipendente dalle altre e che può in pratica essere considerata come l'uscita di una "tastiera" indipendente. Anche se invece la vera tastiera con la quale il musicista suona è una sola.

In questa situazione il computer, dunque, ha un compito ben più complesso di quello del punto "b)", non solo, ma essendo il programma di gestione ciclico, le temporizzazioni sono fra i limiti più stringenti che si impongono alla progettazione del software.

Riassumendo:

- TASTIERA
- ENCODER
- COMPUTER
- MULTIPLEXER (MUX)
- DAC
- PARTE ANALOGICA

Una nota va data in merito ai MUX. Infatti esiste anche una seconda possibilità: e questa consiste nel NON usare un banco di MUX per ottenere molteplici C.V., bensì usare DIVERSI Digital To Analog Converters. Cioè, dunque, più di uno.

Il che significa, in quest'ordine di idee, che se l'utente desidera avere 8 canali indipendenti dovrà disporre di 8 DAC. Quali le differenze fra le due strade?

Senza dubbio il costo è ciò che incide in maniera primaria.

Infatti la scelta della struttura con DAC e MUX è consigliata a chi affronta per la prima volta una strutturazione polifonica del suo sint, e vuole dunque disporre di diversi canali senza spendere molto (ed un banco di MUX = 4 canali è molto economico).

Del resto, man mano che la complessità del software di gestione cresce, l'utente ha senza dubbio bisogno di potersi "liberare" di tutte le stringenti impostazioni che il continuo e

obbligatorio rinfresco del Sample/Holder del mux gli impongono. E, difatti, solo l'uso di tanti DAC indipendenti (collegati in parallelo al bus del computer e indirizzati come se ognuno fosse una diversa cella di memoria) permette di lasciare a monte il problema del "refresh". Tant'è: un DAC, una volta che gli viene scritto il dato binario (e che questo è memorizzato nei latch del DAC stesso), continua ad emettere in uscita la stessa C.V. fino a che l'alimentazione non viene rimossa o fino a che il computer non gli scrive un altro dato.

Resta però il problema del costo.

Va detto, però che anche questo problema, viste le recenti innovazioni della tecnologia, si risolverà in breve tempo.

Sono fra l'altro già disponibili dei DAC lineari (quindi perfetti per i moduli E-Mu) in un solo integrato, e prevedo che senza dubbio per Giugno metterò a vostra disposizione le nuove schedine con quattro DAC, bufferizzate e decodificate, applicabili ad un qualsiasi computer, con un costo, per quattro canali, molto contenuto rispetto ad un insieme di "software+DAC+MUX".

Per ora, comunque, il primo esempio di programma di gestione vi è dato per un sistema composto da DAC+MUX: è (inizio a ripeterlo fin d'ora) UN PROGRAMMA DI PROVA, un PROTOTIPO che va preso un poco con le molle. Diciamo, così, giusto per "gettare in pasto alle belve qualcosa di gustoso e che suscita ripensamenti, riprove e faccia pensare un pò". Se vi piace...

Per concludere questa introduzione che spiega come si mettono insieme le strutture, potete osservare le semplici figure 1,2,3.

Qui aggiungo un esempio ("discorsivo" per non impegnarmi su uno specifico linguaggio) di come può essere usato il computer nella configurazione "b".

Sia dunque collegato il dato che arriva dall'Encoder ad un Port di Ingresso del computer. Il DAC sia invece collegato ad un Port di uscita. Dunque ricordo che il dato che giunge dall'Encoder porta 6 bits di informazione sulla posizione del

tasto (siamo in monofonia), un bit (il 6) che ci dice se il tasto è o meno premuto.

Ricordo che i bit sono numerati da 0 a 7.

Il programma agirà così: (glissato da software)

- Leggi il dato
- Controlla che il bit 6 sia a uno (tasto premuto).
- Se è a zero ritorna a leggere il dato
- Se è uno allora conserva i primi 6 bit del dato (da 0 a 5)
- Adesso controlla se la locazione CTRL contiene la richiesta del glissato.
- Se non è così scrivi direttamente nel DAC il dato letto.
- Se è richiesto il glissato allora leggi, dai latch del DAC, quale era l'ultima nota scrittagli.
- Confronta tale nota con il dato che hai conservato (letto prima).
- Se il dato nuovo è più grande (maggiore) allora scrivi nel DAC la nota precedente aumentata del "passo" del glissato
- Se il dato nuovo è minore, idem, ma la nota va decrementata del passo richiesto
- Verifica se, decrementando via via o incrementando via via, la nota scritta nel DAC è identica al dato "nuovo" letto.
- Se no prosegui il lavoro di Incremento o Decremento, se si il glissato è finito e puoi tornare a leggere la tastiera.

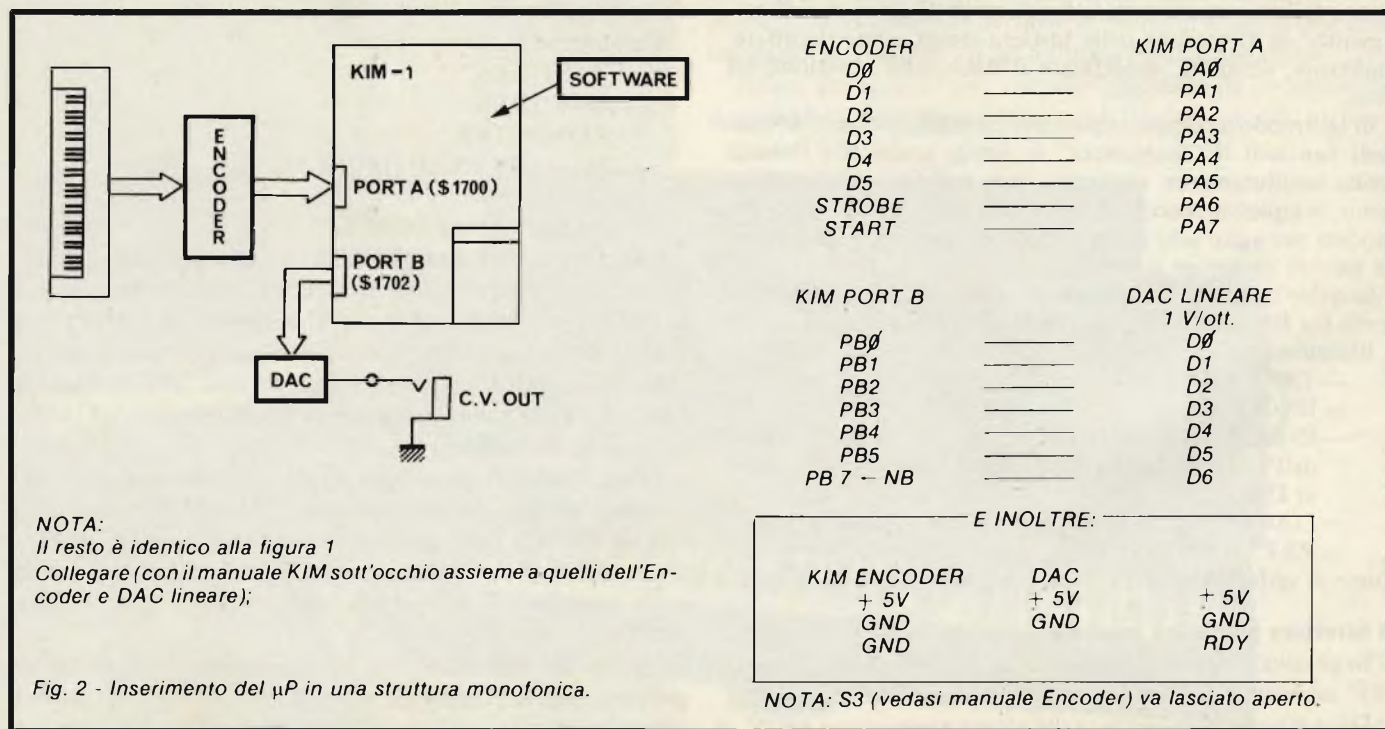
Mi sembra che non ci siano dubbi. La locazione CTRL può essere una qualsiasi locazione di RAM (es.: in pagina zero) che l'utente pone a 0, per esempio, o a 1, se desidera o meno il glissato.

Ripeto: non ho voluto usare una stesura del tipo "assembler" per non legarmi ad un particolare linguaggio.

Anche se gli utenti del KIM (o del SYM) senza dubbio non avranno difficoltà nell'implementare il programmino.

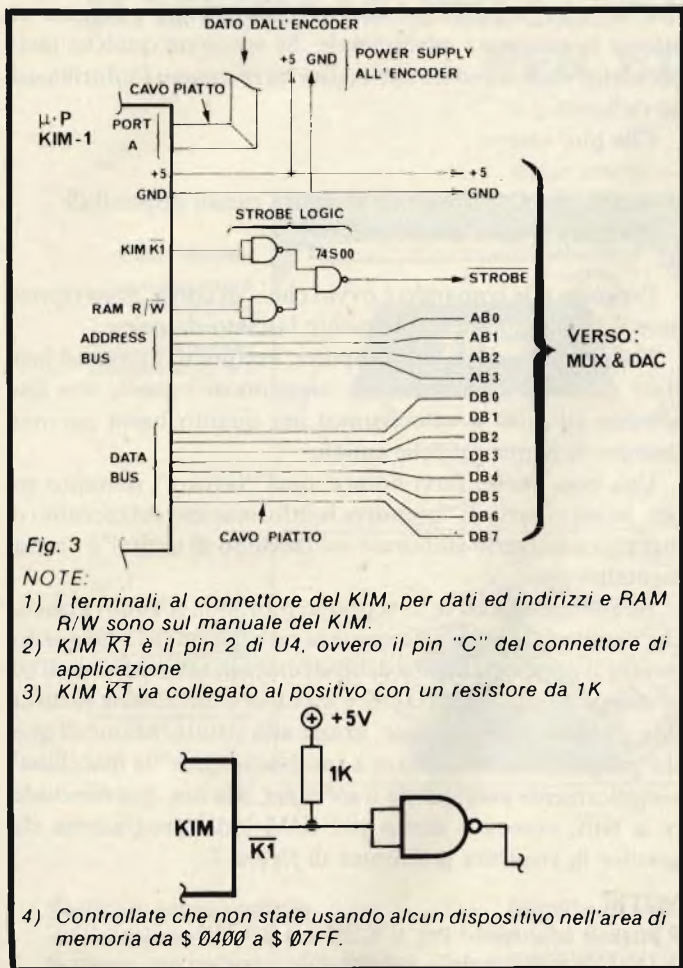
Il tutto, mi sembra che sia ben visibile alla figura 2.

La figura 3 mostra anche i collegamenti di un sistema multiplexato polifonico.



NOTA:
Il resto è identico alla figura 1
Collegare (con il manuale KIM sott'occhio assieme a quelli dell'Encoder e DAC lineare);

Fig. 2 - Inserimento del μP in una struttura monofonica.



Introduzione al software di controllo

Le brevi note che seguono fanno parte di una "scaletta" che si svilupperà su Selezione e su Bit in modo da portarvi alla più completa acquisizione delle norme sulle quali strutturare il software con il mio tipo di sistema.

Per questa volta voglio dunque limitarmi a darvi una infarinata e quanto dirò potrebbe intitolarsi "quello che il computer deve svolgere".

Innanzitutto premetto che il programma è fortemente strutturato (e ciò è un bene nei confronti della chiarezza) per cui, in pratica, leggendolo si rilevano punto a punto le stesse sequenze di esecuzione della gestione sia dell'encoder sia del DAC+MUX (che in pratica consideriamo come un unico modulo).

La maniera migliore per capire come il primo programma sia strutturato è quella di "impersonificare" il computer stesso.

D'ora in poi io dunque "sarò il KIM".

Inizia il programma. Mi accorgo che ad un port di I/O (programmato come ingresso) è collegato un cavo che giunge dall'Encoder, con 8 bit indipendenti. Mi accorgo anche che un secondo cavo collega il mio bus dei dati (Databus) all'ingresso (che è il latch) del DAC, e mi accorgo anche che un terzo cavo collega i quattro indirizzi più bassi del mio Address Bus al primo (e per ora unico) banco di MUX.

Sorpreso mi accorgo pure che una logica esterna sfrutta il mio decoder per attribuire al DAC ed ai canali del MUX degli "indirizzi" effettivamente parte della mia mappa di memoria.

Bene, è ora di iniziare a lavorare e vedo che, per prima cosa, mi si chiede di "pulire" tutta la serie di tabelle in pagina zero. Che cosa è una "tabella": è una serie di locazioni di RAM contigue ove io metterò tutti i dati dei quali dovrà essere conservato un ricordo, permanente o definitivo.

Mi accorgo che, in questa pagina zero, ho le seguenti tabelle da controllare: una tabella è il taccuino ove metterò le note che si stanno suonando (per poter fare dei confronti ad ogni "giro"); una seconda tabella è il taccuino ove scrivere i dati che mi giungono dall'encoder, un terzo taccuino, già scritto, contiene le informazioni, canale per canale, sul glissato, la trasposizione etc.; ancora una tabella servirà per ricordare i dati delle note che andranno effettivamente suonate "all'uscita"; ebbene, pulite tutte queste tabelle, mi trovo ad operare su una prima "routine".

Questo mi obbliga a leggere "con attenzione" i dati che giungono dall'encoder. Aspetto dunque che l'encoder cominci una scansione valida (controllo il bit 7 e lo so). Quando è così posso aspettare che il bit 6 vada a uno: in tale caso leggerò quel dato e sarò sicuro che appartiene ad un TASTO EFFETTIVAMENTE PREMUTO DURANTE QUELLA SCANSIONE DELLA TASTIERA.

Scrivo tale dato nel taccuino "di ingresso". Ma c'è ancora posto in questo taccuino, per cui ritorno a leggere il dato aspettando che giungano altri dati validi. Quando ho riempito il taccuino, oppure quando non vi sono altri tasti premuti e la scansione termina, finisco questo lavoro ed ho il "taccuino di ingresso" completato con i dati relativi ai tasti premuti. Le caselle non occupate da tasti premuti sono messe a zero.

Adesso mi trovo di fronte ad un lavoro duro: devo svolgere una routine (POLY) che mi obbliga a gestire gli appunti presi sul taccuino di ingresso e ad elaborarli in modo da scriverli correttamente sul taccuino di uscita.

In pratica devo confrontare gli appunti presi prima sul taccuino di uscita (ma è la prima volta, quindi è tutto zero per la inizializzazione effettuata) e tenere conto dei tasti cambiati, etc..

Tale lavoro è duro, e lo spiego in dettaglio in un altro momento. Per adesso ho completato, partendo dal taccuino di ingresso, il taccuino di uscita, e ho finito questa routine di gestione dei dati relativi alle note. Ho un bel taccuino di uscita che guarda caso mi torna utile per il prossimo lavoro.

Questo è un lavoro semplice!

Devo infatti scrivere nel DAC la PRIMA nota che ho segnato sul taccuino di uscita; devo poi attendere un momento, e quindi "aprire" per un attimo il canale numero uno del MUX onde permettere che la C.V. generata dal DAC sia memorizzata nel Sample Hold del canale del MUX.

Presto! devo chiudere il canale e prendere la nota NUMERO DUE e ripetere, per DAC e MUX, la stessa operazione della nota numero uno. Questa volta aprirò il canale DUE. E via, in fretta fino a che non ho esaurito le note scritte sul taccuino di uscita!

E adesso?

E adesso di corsa, mi si dice di tornare daccapo (escludendo la inizializzazione) perchè sta per giungere una nuova valida scansione della tastiera e devo dunque prepararmi a leggere i nuovi dati dall'Encoder, e.....

Il loop non si ferma mai? Certamente che è possibile fermarlo con altro che il RESET! Infatti una routine è prevista

HEX DUMP

LOC	A9	00	A2	18	95	CF	CA	D0
06	FB	A2	08	B5	D7	18	75	DF
16	8D	00	04	9D	F7	07	A0	04
1E	88	D0	FD	CA	D0	ED	A2	08
26	A9	00	95	CF	CA	D0	FB	A2
2E	08	2C	00	17	30	FB	2C	00
36	17	30	0F	50	F9	AD	00	17
3E	95	CF	CD	00	17	FO	FB	CA
46	D0	EC	EA	EA	EA	EA	EA	EA
4E	EA	EA	EA	EA	AS	EA	85	EB
56	A2	08	A9	BF	35	D7	95	D7
5E	CA	D0	F7	A9	09	85	E9	C6
66	E9	F0	23	A6	E9	B4	CF	F0
6E	1D	A2	09	CA	F0	F1	98	55
76	D7	0A	0A	D0	F6	98	15	D7
7E	95	D7	C6	EB	F0	31	A6	E9
86	A9	00	95	CF	F0	D9	A9	00
8E	A2	09	CA	F0	22	B4	CF	F0
96	F9	95	CF	A2	09	CA	F0	17
9E	A9	40	35	D7	D0	F7	A9	80
A6	35	D7	95	D7	98	15	D7	95
AE	D7	C6	EB	F0	02	D0	D7	20
B6	6A	1F	C9	04	B0	03	4C	06
BE	00	C9	08	B0	05	A9	2E	4C
C6	08	00	4C	0F	00			

NOTE: LOC = indirizzo di memoria. Il primo dato (A9) va scritto all'indirizzo \$ 06; il secondo (00) all'indirizzo \$ 07, etc.

(me ne sono scordato prima) che mi obbliga a leggere un attimo la tastierina esadecimale. Se trovo un qualche tasto premuto, vado a vedere che codice ha ed eseguo l'informazione richiesta.

Che può essere:

- azzerà tutto
- scrivi un "DO" centrale in tutti i canali disponibili
- trasponi il canale "x", etc.

Eseguito tale comando è ovvio che... di corsa, devo riprendere il lavoro momentaneamente lasciato da parte.

Toltomi gli... abiti del computer, eccomi di nuovo ad insistere sul fatto che "tutto va eseguito di corsa", non con affanno (il KIM è velocissimo) ma quanto basta per non lasciare in panne qualche canale.

Una cosa vorrei farvi notare: quel "lavoro", descritto sopra, in cui si parla di "prendere le informazioni sul taccuino di ingresso e scriverle-elaborate-sul taccuino di uscita" è fondamentalmente.

Infatti tale blocco (e lo vedremo meglio in seguito) è quello che caratterizza completamente la personalità del... soggetto: ovvero il comportamento dello strumento nei confronti di chi lo suona. Molto importante: è un blocco estraibile e sostituibile: l'utente potrà dunque, grazie alla strutturazione di questo programma, modificare a suo piacimento "la macchina" semplicemente cambiando il software. Ma ora, per concludere a lato, eccovi il dump per KIM-1 del programma che gestisce la struttura polifonica di figura 3.

NOTE:

il port di I/O usato per il KIM è a \$ 1700

Il DAC è indirizzato a \$ 0400

I MUX sono indirizzati (assieme al DAC) da \$ 07FF in giù.

La routine di scansione della tastiera del KIM è a \$ 1F6A.

Introduzione del programma.

Dal dump esadecimale noterete che si inizia a partire da 0006.

Controllate che l'ultimo dato sia a \$ CA.

Prima di iniziare, azzerate il registro di stato:

AD 00F1, DA 00!

Poi inserite il numero dei canali disponibili (tipico 4, per ora

massimo 8): AD 00EA, DA 04.

Quindi: RESET, AD 0006, GO.

Notate che ho sottolineato i "nomi dei testi del KIM-1"

Se tutto è OK, gli oscillatori collegati alle uscite di ogni canale, devono rimanere muti o dare suono di bassissima frequenza. Adesso premete UN tasto della tastiera, e IL PRIMO canale deve attivarsi e suonare regolarmente. Tenendo premuto il primo tasto, premetene un altro ed anche il secondo canale si attiva.

Premete 4 tasti e tutti i 4 canali devono essere attivi.

Adesso toccate uno dei tasti da 0 a 3 del KIM: il MUX deve spegnersi. Adesso premete un tasto da 4 a 7 del KIM: tutti i canali si attivano e devono porre in uscita LA STESSA C.V. In tal modo potete regolare il TUNE di ogni VCO perchè siano tutti e quattro accordati fra loro (cioè regolate il TUNE perchè ognuno dia la stessa frequenza).

Adesso che ogni cosa è intonata, premete 0 sul KIM (si azzerà tutto).

E adesso potete suonare (fino al prossimo articolo).

Se ci sono guai non esitate a darmene nota: sono qui apposta per consigliarvi in merito alla faccenda.

Valigette per assistenza tecnica Radio TV e ogni altra esigenza



custodie per strumenti di misura

art. 526/abs/TVR

VALIGETTA MODELLO "007

PER ASSISTENZA

TECNICA RADIO TV

Fabbrica specializzata in:

Borse per installatori, manutentori di impianti elettrici, idraulici, impiantisti ed ogni forma di assistenza tecnica



ditta **FERRI**
del dottor
Ferruccio Ferri

via castel morrone 19
telefono 27.93.06
20129 milano - italy

a richiesta si spedisce il catalogo generale

Cognome _____

Nome _____

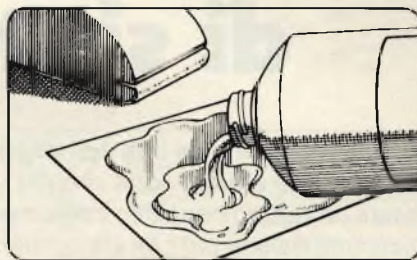
Via _____ N. _____

Città _____ CAP _____

MATERIALE PRESENSIBILIZZATO IN METALLO PER ETICHETTE

UNO: esponete

Sistemate lo sotto il vostro originale. Illuminate con una fonte di luce qualsiasi. Attendete da 20" a 4' (secondo il colore)

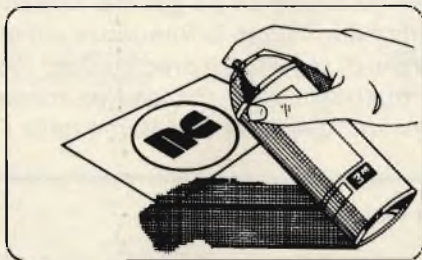


DUE: sviluppate

Strofinare leggermente la superficie esposta col tampone intriso di liquido sviluppatore 3M

TRE: fissate

Spruzzate lo speciale Spray protettivo 3M 3900 lucido. La vostra targa resterà sempre come nuova.



QUATTRO: applicate

Togliete, dietro, il cartoncino protettivo. Quindi applicate.

Pellicola fotosensibile d'inversione

Pellicola che permette di invertire le immagini per ottenere un'impressione di color alluminio su fondo nero o rosso o blu. Formato del foglio 254x305 mm. Confezione da 10 fogli. LC/0349-62

Liquido di sviluppo

Adatto a lastre fotosensibili (LC/0349-50 LC/0349-54 LC/0349-58) Sufficiente allo sviluppo di 3 mq. ca di materiale fotosensibile. Confezione da 946,3 ml LC/0349-66

Fissatore protettivo

Serve per aumentare la resistenza all'abrasione, e la durata alla luce. Confezione spray da 473 cl. LC/0349-70

Fogli di alluminio autoadesivi

Fogli presensibilizzati con un'emulsione negativa che reagisce ai raggi luminosi. Possono essere impressionati con varie sorgenti luminose differenti per potenza e caratteristiche: tubi fluorescenti a luce ultravioletta, lampade al quarzo-iodio, a vapori di mercurio, a luce nera, ad arco di carbone; macchine eliografiche. Il tempo di esposizione è variabile secondo la sorgente luminosa. Lavora con qualsiasi originale trasparente, su carta da lucido, acetato, negativo fotografico. Permettono una realizzazione rapida di qualsiasi tipo di etichetta: schema, marchio, scala graduata, simbolo ecc. In materiale autoadesivo. Formato del foglio 254x305 mm. Confezioni da 10 fogli.

Colore	Tempi di esposizione	Codice GBC
Rosso	2'	LC/0349-50
Nero	4'	LC/0349-54
Azzurro	20"	LC/0349-58



Kit con piastre in alluminio presensibilizzate

Per la preparazione di qualsiasi tipo di etichetta. Composto da:
1 piastra alluminio autoadesivo rosso
1 piastra alluminio autoadesivo nero
1 pellicola fotosensibile d'inversione
2 flaconi di sviluppatore da 20 cl. LC/0356-00

Indicatore digitale di sintonia

Le scale di sintonia ad indice che equipaggiano tutti i radioricevitori e i tuner FM non molto recenti (ed anche attuali) sono sempre un pò (o un "molto") imprecise. Per rendersene conto basta un rapido controllo con un generatore di segnali ben tarato. Il motivo di questa imprecisione risiede più che altro nella macchinosa trazione della barretta indicatrice che utilizza una funicella, delle molle di richiamo, delle carrucole e tutta un'aggegeria meccanica che non rimane ben regolata che per poco tempo.

Ricercando una data stazione, che magari giunga anche un pò debole, sarebbe molto desiderabile che la scala fosse precisa, e gli "slittamenti" verso le frequenze più alte o più basse sono di un notevole fastidio. Proponiamo qui di seguito un precisissimo indicatore digitale della sintonia che evita ogni noia e frustrazione. Il dispositivo manifesta la frequenza alla quale è accordato un ricevitore o un tuner (sia in AM che nella FM) con assoluta accuratezza.

di Maurizio Calvi

Se il lettore ha una certa pratica di ricevitori professionali, avrà notato quanta cura mettano i vari costruttori nel cercar di rendere precise le scale di sintonia, oltre che ben leggibili. Odiernamente, tutti gli apparecchi migliori utilizzano l'indicazione della frequenza dei segnali captati di tipo digitale, ma andando all'indietro nel tempo, si vede che tale soluzione era già diffusa ben dieci anni fa (allora per l'indicazione si usavano tubi Nixie) ed oltre. Quando ancora i tubi enumeratori non erano disponibili, sempre nei ricevitori professionali, s'impiegavano dei sistemi digitali meccanici, a tamburo, mossi da sistemi d'ingranaggi ad alta precisione.

Tutto questo, perchè la ricerca di una determinata stazione dalla frequenza nota, se la scala è imprecisa quanto mai irritante; spesso ci si accorge di essere all'ascolto di un programma "sbagliato" quando quello che si voleva seguire è ormai giunto al termine, o si continua a ruotare a destra ed a sinistra la manopola di sintonia senza captare nulla, incerti se è il segnale che manca, o se si è troppo spostati dall'accordo!

È perlomeno strano che la maggioranza dei costruttori di tuners ed affini per impiego "civile" non abbiano mai dedicata tanta attenzione al problema, ma è pur vero che sino ad un paio d'anni fa tutti questi apparecchi impiegavano "scale parlanti" (termine già discutibile) a scansione meccanica difficili da leggere ed implacabilmente imprecise. Gli "slittamenti" in frequenza di questi sistemi in genere derivavano e derivano dal sistema impiegato per far muovere l'indice; un vero ordigno, o se si preferisce, marchingegno, fatto di carrucole, slitte e funicelle, che invece d'essere un buon esempio di tecnica moderna rammenta da vicino certi disegni di Leonardo. In un noto racconto di Damon Runyon, il grande e graffiante autore comico americano, si racconta di come un antipatico tizio divenga straordinariamente ricco sottomettendo con tutti coloro che estraggono un accendino, del quale si mostrano fieri, che non si accenderà al primo azionamento.

Noi potremmo diventare altrettanto facoltosi scommettendo sull'imprecisione della scala di Tuner con tutti i proprietari di complessi HI-FI "importanti".

Ovviamente, la nostra chiacchierata introduttiva tende ad una conclusione, ed epilogheremo dicendo che è nostra intenzione proporre un accessorio raffinatissimo per DX'ers (appassionati dell'ascolto delle stazioni lontane) ed HI-FI'ers (cultori dell'HI-FI); si tratta di un indicatore digitale della sintonia, utilizzabile sia per l'AM (onde medie e lunghe) che per la FM (modulazione di frequenza). Si tratta di un vero e proprio frequenzimetro a quattro cifre, ultrapreciso, che impiega l'affissione a LED, con la luminosità regolabile.

Il complesso è studiato per potersi adattare a pressochè tutti i ricevitori supereterodina AM/FM, e può essere connesso anche se gli apparecchi in tal modo completati hanno dei valori di media frequenza insolita.

Per leggere i valori dei segnali captati con un frequenzimetro, si potrebbe eseguire la connessione direttamente al terminale d'antenna, ma in tal caso sorgerebbero moltissime difficoltà; l'indicatore dovrebbe essere "un ricevitore a parte"



Vista dell'indicatore digitale di sintonia, UK380, in vendita presso tutte le sedi GBC.

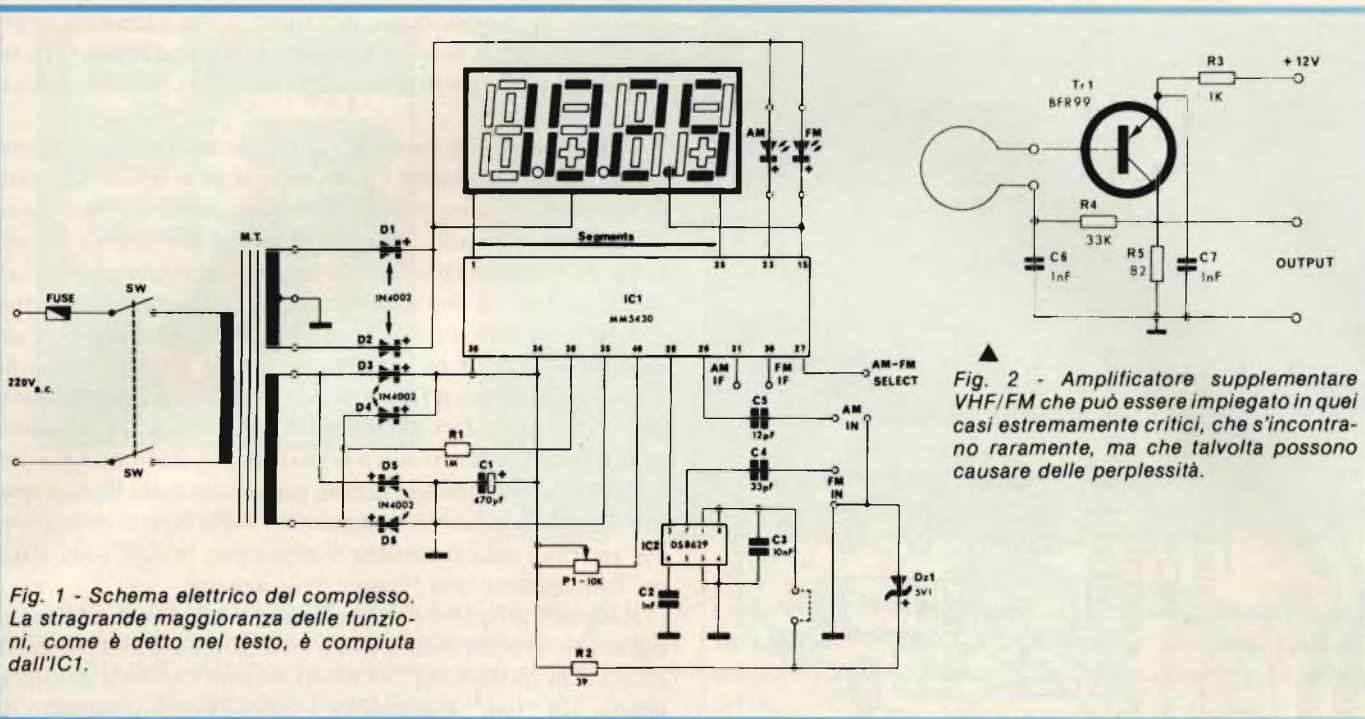


Fig. 1 - Schema elettrico del complesso. La stragrande maggioranza delle funzioni, come è detto nel testo, è compiuta dall'IC1.

Fig. 2 - Amplificatore supplementare VHF/FM che può essere impiegato in quei casi estremamente critici, che s'incontrano raramente, ma che talvolta possono causare delle perplessità.

munito di una estrema sensibilità, di un "front end" complicato oltre misura, di caratteristiche tali da far lievitare il prezzo a valori non più pratici.

Scartata questa possibilità, resta quella di misurare la frequenza del segnale erogato dall'oscillatore locale. Com'è noto, qualunque ricevitore supereterodina, per la miscelazione, impiega un generatore interno che produce un segnale RF che è o più alto, o più basso del valore della media frequenza, rispetto al segnale all'ingresso. Per varie cause, sulle quali ora sarebbe inutile indagare, i progettisti odiernamente sono indirizzati verso il sistema di conversione con l'oscillatore "più alto" del segnale. Per avere quindi una lettura precisissima, basta misurare esattamente il segnale erogato dall'oscillatore e sottrarre il valore della media frequenza; questa, peraltro, cambia dal funzionamento in modulazione d'ampiezza e di frequenza, quindi il frequenzimetro, a prima vista, raggiungerebbe un grado di complessità molto preoccupante. Per fortuna, la tecnica dell'integrazione a larga scala, detta anche "LSI", permette di realizzare degli IC che svolgono le funzioni normalmente demandate a decine di tradizionali sistemi TTL e simili, con il vantaggio ulteriore di un basso assorbimento.

Poichè il nostro frequenzimetro-indicatore di sintonia impiega appunto degli elementi attivi della "famiglia" detta, nel complesso bastano solamente due (!) circuiti integrati, per realizzare ogni funzione necessaria.

La precisione data dalla lettura digitale, è talmente elevata che giunge alle norme unificate europee per sistemi professionali, che prevedono di distinguere tra un kHz ed il successivo nelle gamme AM, e di 100 in 100 kHz per la modulazione di frequenza. Dei due circuiti integrati, l'IC1 provvede al conteggio dei periodi della frequenza da misurare, alla sottrazione automatica del valore di media frequenza, alla codifica BCD, alla memoria, alla decodifica per "sette segmenti" e persino al pilotaggio in multiplex (!).

L'IC2 è un preamplificatore ad alto guadagno per AM/FM ed un divisore di frequenza.

Ma non anticipiamo troppo i tempi, altrimenti cadremo senza dubbio nella confusione, vediamo il circuito elettrico analiticamente, punto per punto figura 1.

È quasi straordinario vedere che un frequenzimetro a memoria, quindi complesso, possa essere realizzato con le poche parti che si scorgono; in pratica "fuori" dai circuiti integrati vi è il solo circuito di alimentazione, un regolatore, i condensatori di accoppiamento, il commutatore AM/FM. Tutti gli stadi attivi sono compresi negli IC. Ci dicono che l'IC1 svolge le funzioni di circa 2.000 tra transistori e diodi normali e speciali. Non lo mettiamo in dubbio; ci limitiamo a considerare che si tratta di un "bel" complesso.

Come abbiamo anticipato, l'IC1 prima di tutto riceve gli impulsi che giungono più o meno suddivisi dall'oscillatore locale, poi, tramite un sistema di conteggio e di stop a memoria sottrae il valore della media frequenza, che va impostato come diremo, quindi trae il valore "puro" della frequenza di oscillatore locale.

Per gli intervalli di conteggio, riprende dalla rete-luce il segnale a 50 Hz e lo divide in modo da ricavare 10 Hz. Il risultato del conteggio che esprime il numero dei cicli in una unità di tempo prevista (un secondo) è prelevato da una prima memoria intermedia "latch", quindi rielaborato per la lettura su di un sistema a sette segmenti. Tramite opportune "prese" sui contatori concatenati interni, si predispongono il lavoro per il valore di media frequenza impiegato dall'apparecchio rivisto, adattato alla scala "professionale". Come si vede nella tabella / l'adattamento al valore di media frequenza è ottenuto nel modo più semplice che si possa immaginare; basta connettere degli opportuni ponticelli verso il ramo positivo dell'alimentazione che rappresenta, com'è ovvio, il livello logico "1", oppure verso il ramo negativo, che rappresenta il livello logico "0". La selezione tra AM ed FM deve essere "variabile",

TABELLA 1	
Valore della frequenza intermedia	Collegamento del terminale (30) FM-IF
10,8 MHz	alla massa (livello logico "0")
10,6 MHz	al positivo (livello logico "1")
10,7 MHz	non collegato
Valore della frequenza intermedia	Collegamento del terminale (31) AM-IF
262,5 kHz	alla massa (livello logico "0")
460 kHz	al positivo (livello logico "1")
455 kHz	non collegato

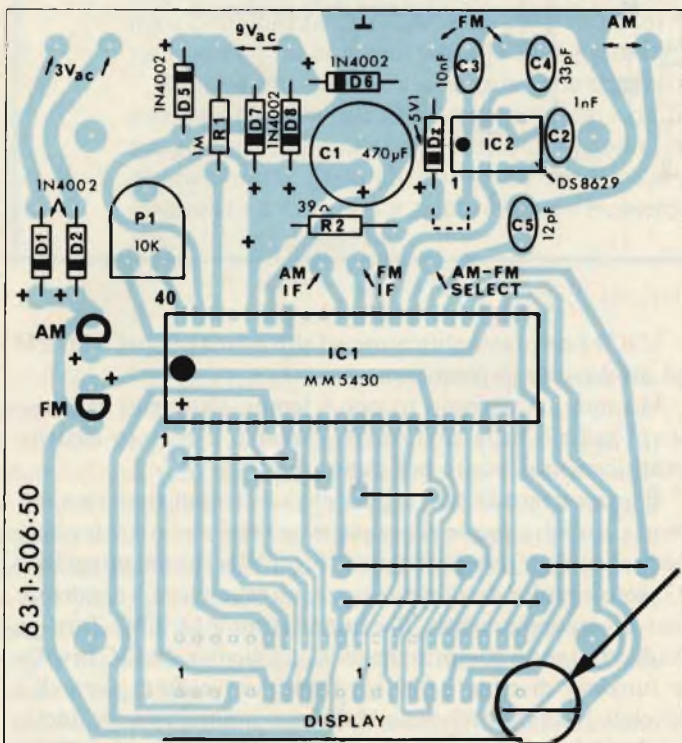


Fig. 3 - La semplicissima basetta del frequenzimetro. L'IC2 serve come preamplificatore RF e divisore per cento. Si notino i ponticelli, che in base alla TABELLA 1, stabiliscono i valori di media frequenza da sottrarre dal conteggio.

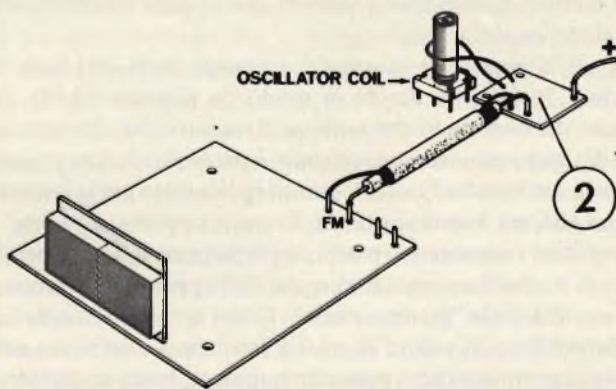


Fig. 4 - Accoppiamento alla bobina oscillatrice FM del ricevitore servito, che si realizza tramite l'amplificatore di figura 2. Questo è appunto il caso più critico che si possa prevedere. La basetta indicata come 2, appare nella figura 4/a.

visto che la maggioranza dei tuner e dei ricevitori copre ambedue i tipi di funzionamento e le gamme relative. In tal modo non si usa alcun ponticello successivo, ma il commutatore SW2.

Tornando per un momento al valore della media frequenza, prima di connettere i ponticelli, si deve essere ben certi della scelta. In altre parole, si devono conoscere dei valori assolutamente precisi, che sono ricavabili dal libretto d'istruzione dell'apparecchio, ed in certi casi addirittura dalla targhetta posteriore. Se l'apparecchio da completare con il lettore della frequenza digitale è molto vecchio, o acquistato d'occasione, il libretto può essere assente. Se proprio non si ha alcuna indicazione affidabile, per rintracciare i valori di media, si può procedere per tentativi, confrontando l'indicazione del frequenzimetro con il segnale di una stazione nota. Per esempio, consultando le tabelle pubblicate dalla Rivista consorella "Millecanali TV", si possono avere tutte le indicazioni che servono, sulle frequenze di emissione, in ogni zona d'Italia. Proseguiamo con l'esame dello schema.

Il segnale, è ripreso dall'oscillatore locale con il sistema più logico, ovvero per mezzo di un kit accoppiato alla bobina di accordo in modo lasco, in modo da non caricarla assolutamente. Un "link" è in pratica un avvolgimento formato da una spira sola, e per questo detto talvolta "sonda-spira".

La RF che in tal modo si ricava, nella banda, o nelle bande AM, è sempre sufficiente a far operare il contatore compreso nell'IC1. Nella banda FM, talvolta di potrebbero avere in teoria delle difficoltà, specie considerando che per non disturbare le funzioni del ricevitore l'accoppiamento è rilassato. Ad evitare che emergano dei disturbi, o delle instabilità, s'impiega l'IC2 che serve come preamplificatore RF/VHF, ed al tempo stesso da divisore per 100.

Si sono previsti anche i casi più critici, a livello di eccezionalità.

Se applicando il link alla bobina oscillatrice di un ricevitore FM si nota qualche slittamento, ed allora è necessario un tale allontanamento da compromettere il buon aggancio del conteggio, si impiegherà l'amplificatore supplementare di figura 2, che garantisce il pick-up anche nelle condizioni da definire difficilissime (con schermature disturbanti, con una estrema sensibilità ai fenomeni parassitari introdotti, con un bilanciamento critico delle induttanze...).

Nella stragrande maggioranza dei casi, lo stadio preamplificatore mostrato nella figura 2 non serve.

Visto che gli IC sono autocontrollati per il guadagno, l'agganciamento, le memorie, i limiti del conteggio, e praticamente ogni altra funzione, l'unico controllo a trimmer impiegato è il "P1" che serve per regolare la corrente che circola nei segmenti LED come dire la luminosità del display.

Il sistema di alimentazione del complesso è veramente ridotto al minimo, peraltro è perfettamente funzionale: la rete è ridotta ai valori previsti tramite il trasformatore M.T, connesso tramite il fusibile "FUSE" e lo "SW1".

La tensione per il display è rettificata da D1 e D2, mentre quella per il resto del circuito (integrati) è rettificata da D5, D6, D7 e D8 che erogano un valore filtrato dal C1 e reso stabile a 5V dallo ZD1. La R2 serve come carico per lo zener. Da quest'altro settore, si ricava anche il segnale di sincrono che serve per il conteggio.

Ora, non è detto che DX'er ed HI-FI'er debbano sempre

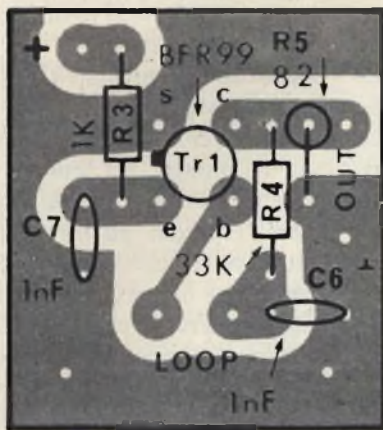


Fig. 4/a - Basetta stampata dell'amplificatore opzionale per VHF/FM. Il circuito relativo è quello di figura 3.

avere una fondata esperienza, nel campo dei montaggi, e ci sembra quindi opportuno fornire anche quei dettagli (anche sul profilo dell'installazione e della messa a punto) che in altre occasioni avrebbero potuto esser taciuti.

Poichè non di rado abbiamo potuto constatare che taluni lettori non sono riusciti a far funzionare bene degli apparecchi complessi a causa di saldature mal fatte, poi si sono "spaventati" a causa della complessità dei dispositivi medesimi ed hanno rinunciato ad una revisione razionale pensando che la causa dell'insuccesso era dovuta a chi sa quale recondita diavoleria, dobbiamo dir subito che le connessioni hanno appunto un'importanza fondamentale; più che mai basilar in un apparecchio del genere di questo, nel quale la stragrande maggioranza delle funzioni sono svolte da circuiti integrati dal funzionamento indagabile solo avendo una grande pratica specifica. Per evitare delle noie abbastanza serie, quindi, la miglior ricetta è impiegare un saldatore dalla bassa potenza (massimo 30W) con la punta a stilo, perfettamente isolato dalla rete; in più, far uso di una lega stagno-piombo eccellente (G.B.C.) ed evitare come la peste di manzoniana memoria la cosiddetta "pasta salda" e luti deossidanti vari. Se per caso si nota che una pista in rame ha un aspetto che non rassicura completamente, che può essere leggermente ossidata in superficie, prima di dar di mano al saldatore, la si deve ravvivare, ma non come usano fare gli sprovveduti, cioè impiegando carta vetrata o raschietti che potrebbero apportare seri danni o staccare addirittura il rame dalla basetta, bensì facendo uso di una gomma da cancellare dura per inchiostro o macchina da scrivere. La gomma da cancellare, ben strofinata, tira a lucido anche le piste seriamente "annerite", ma non v'è timore che porti a dei deterioramenti. Ciò è tanto vero, che persino la leggendaria N.A.S.A. la suggerisce durante l'assemblaggio di sistemi destinati a viaggiare nello spazio, per ravvivare le superfici da connettere che hanno un aspetto un pò dubbio, e che siano delicate.

Anche se il saldatore ha una potenza debole, le connessioni devono risultare *immediatamente buone*, e si deve sempre impiegare la minima quantità di stagno possibile, specie collegando gli zoccoli degli integrati che hanno i terminali tanto accosti da poter essere facilmente messi in corto da delle eccedenze di lega. Sebbene non sia mai consigliabile "riparare" una saldatura fatta, se vi è un dubbio circa la sua validità,

la si deve controllare tramite una lente d'ingrandimento del tipo per collezionisti di francobolli o simili. Se la si vede granulosa, opaca, grigiastrea, purtroppo il ripristino è obbligatorio.

Insistiamo tanto sulle saldature, perchè ormai è provato che causino un buon terzo ed oltre degli inconvenienti che disturbano gli *attenti* realizzatori di kits; a dire, coloro che *non* commettono errori banali riferiti alle polarità delle parti, al loro posizionamento e simili. Come si vede, considerata una percentuale del genere, le nostre raccomandazioni sono tutt'altro che superflue. Diremo ancora che i circuiti integrati a larga scala (LSI) come quelli che s'impiegano nel nostro indicatore, non sono certo fragili come quelli prodotti un paio d'anni addietro, ma si guastano ancora se sono sottoposti a notevoli scariche dall'origine elettrostatica, quindi nel nostro montaggio si preferisce l'impiego di zoccoli per supportarli.

I due IC, se fossero infilati negli zoccoli, e poi si provvedesse a saldare i terminali, sarebbero montati con un evidente controsenso; in pratica, si annullerebbe l'utilità data dai supporti. È quindi *assolutamente indispensabile* connettere gli zoccoli "da soli", ed inserire gli IC solo una volta che il lavoro sia terminato, come parti ultime insomma.

Siamo così venuti a parlare del montaggio del nostro indicatore di sintonia, con questo lapalissiano ma non superfluo commento, per quel che sappiamo, quindi proseguiamo nel tema. Il lavoro può iniziare con il cablaggio della basetta che si vede nella *figura 3*, ma non dagli zoccoli citati, bensì dai ponticelli (sei in tutto) che si scorgono nella parte "bassa" del disegno. Saranno eseguiti in filo di rame rigido, nudo. Si collegheranno poi R1, R2 ed i vari diodi. Logicamente, si deve stare molto attenti alle polarità di questi ultimi, e discernere tra lo zener DZ1 ed i rettificatori.

Può seguire il ponticello tratteggiato, quindi i condensatori non polarizzati e l'elettrolitico C1. A questo punto si cableranno gli zoccoli degli IC, il trimmer "P1" ed i terminali per le connessioni esterne.

Una volta che il tutto sia riscontrato, negli zoccoli si possono inserire gli IC; osservando la *figura 3*, si noteranno che dei punti neri contraddistinguono i terminali 1 e 40, nonché 1 ed 8 degli integrati; questi, corrispondono alle tacche presenti in pratica sugli involucri, che devono essere orientate con la massima attenzione.

ELENCO COMPONENTI

Resistori

R1	: 1 M Ω \pm 5% 0,25W
R2	: 39 Ω \pm 5% 0,25W
R3	: 1 k Ω \pm 5% 0,25W
R4	: 33 k Ω \pm 5% 0,25W
R5	: 82 Ω \pm 5% 0,25W
P1	: Trimmer res. 10 k Ω 0,3W

Condensatori

C1	: Elett. 470 μ F 16 V
C2-C6-C7	: Cer. disco 1 nF
C3	: Cer. disco 10 nF
C5	: Cer. disco 12 pF NPO
C4	: Cer. disco 33 pF N750

Semiconduttori

DZ1	: Diode zener PL5V1Z
IC1	: C.I. MM5430
IC2	: C.I. DS9029
—	: Array a 2 cifre N584
TR1	: Transistore BFR99
D3-D4	: Diode LED rossi
D1-D2-D5	
D6-D7-D8	: Diode ESM489 = 1N4001
M.T.	: Trasf. alimentazione
—	: Zoccolo x C.I. 8 piedini
—	: Zoccolo x C.I. 40 piedini
FUSE	: Fusibile 5x20 0,1A semiri.
—	: Portafusibile da pannello
SW1	: microdeviatore doppio
SW2	: Microdeviatore

Abbiamo detto prima che gli odierni "LSI" sono molto più resistenti di quelli "anziani" nei confronti delle scariche statiche e simili; comunque, infilando l'IC1 nel suo zoccolo, è buona norma prudenziale afferrarlo con l'indice ed il pollice sui lati corti senza toccare i terminali, specie se l'aria è secca. La basetta sarà ultimata eseguendo il particolare ponticello che si vede evidenziato nella *figura 3*; questo deve essere sempre in filo di rame rigido, ma isolato con un pezzettino di tubo sterling.

A questo punto, la basetta può essere rivista completamente con una particolare attenzione per le polarità ed i versi d'inserzione, poi, se tutto è senza dubbio normale, se non vi può essere il minimo sospetto d'errore, potrà essere messa da parte.

I LED "AM/FM" non devono essere collegati al momento, in quanto dovranno spuntare sul pannello anteriore. Si passerà quindi al montaggio del preamplificatore RF (*figura 4a*) che è estremamente semplice: la scaletta relativa alla sequenza delle parti è la seguente:

- a) si monteranno per prime le resistenze;
- b) poi i condensatori

c) di seguito il transistori (facendo attenzione ai terminali!);
d) per ultimi i terminali dei collegamenti esterni.

Potendo essere definito "accessorio" il preamplificatore del quale abbiamo appena parlato, ora si preparerà il secondo componente principale dell'indicatore, cioè il display. Tenendo d'occhio la giusta posizione dei numeri, nel senso alto-basso, ai contatti inferiori si conetterà una serie di spezzoncini rigidi in filo di rame (*figura 5*). Questi, all'altro capo, dovranno essere infilati e saldati nella basetta ultimata e riscontrata in precedenza proprio come indica la figura, cioè tenendo ben presenti come guida i numeri "1" che d'altronde sono stampigliati anche sulla basetta-display, accanto alle coppie di enumeratori.

Non bastano comunque, le connessioni sottostanti, ma al contrario serve anche un gruppo di collegamenti che "scendono" dall'alto del display per congiungersi con la basetta principale. Questi sono riuniti a "pettine" come dire che per la maggior facilità di connessione e per evitare che possano intervenire dei pericolosi cortocircuiti in seguito, sono riuniti da delle sbarrette plastiche trasversali che irrigidiscono il tutto: *figura 6*.

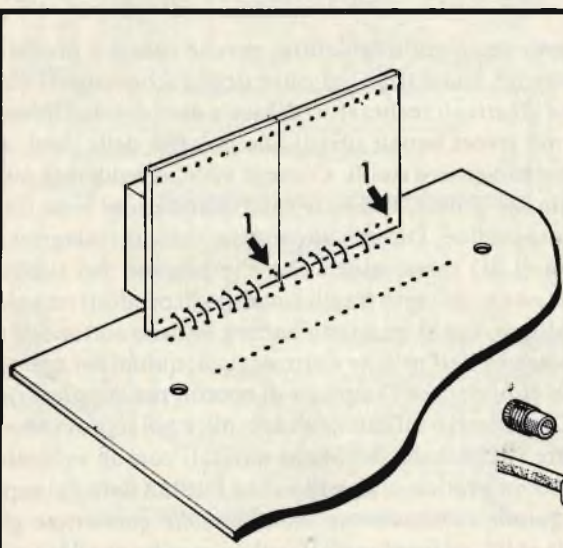


Fig. 5 - Connessioni della parte inferiore della basetta supporto display.

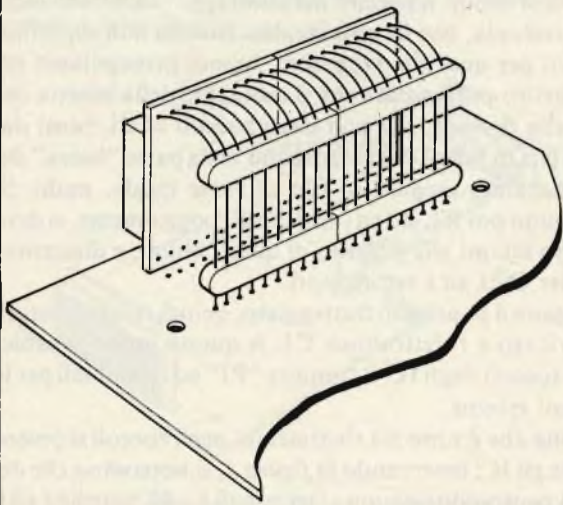


Fig. 6 - Vista del "pettine" di collegamento del lato superiore della basetta display.

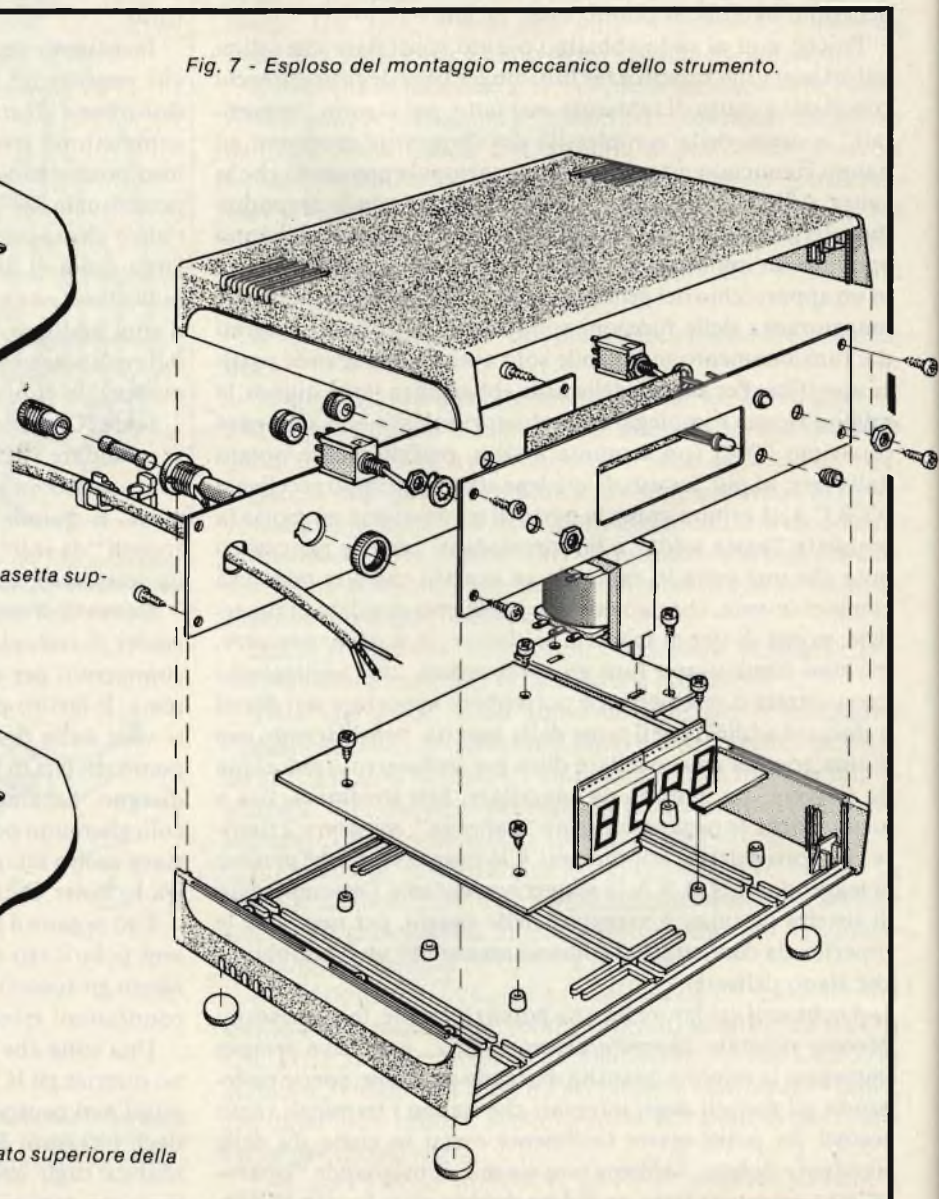


Fig. 7 - Esploso del montaggio meccanico dello strumento.

È inutile insistere sulla parsimonia di stagno, in merito a queste connessioni visto tutto quel che abbiamo premesso.

Una volta che il lavoro sia ultimato, il display dovrà sporgere di qualche millimetro verso l'esterno della basetta stampata principale, e dovrà essere perpendicolare al piano e ben incurvabile. Non occorre comunque alcun accessorio di tenuta di tipo meccanico, perché il complesso display è leggero, e la molteplicità di connessioni rigide lo mantiene ben fisso.

A costo di divenire noiosi, a questo punto suggeriamo un nuovo controllo del montaggio, perché se ad esempio si è tormentati da una moglie petulante che non trova un dato numero di telefono e pretende che lo rammenti il marito, da un pargolo che non riesce a mettersi in mente che Madrid è la capitale della Spagna, e non del Portogallo, o da un pertinace nonnino che cerca dappertutto il giornale frugando attorno, è facilissimo sbagliare un filo, un foro e chissà che diavolo d'altro (suggeriamo sempre il massimo isolamento, quando si esegue un cablaggio; chi ha la fortuna di possedere uno sgabuzzino tutto per sé, chiuda la porta a quattro mandate e rifiuti d'uscirne se la casa non sta andando a fuoco).

Il riscontro deve essere *molto minuzioso*; passa il termine

“pignolo”? Ma sì, facciamolo passare!

Le figure 7 ed 8 mostrano l'assemblaggio complessivo dell'indicatore nel mobile. Si tratta di un lavoro meccanico che non merita troppi commenti; tra l'altro, i disegni sono tanto bene particolareggiati da rendere le chiacchiere piuttosto superflue.

Comunque, si completerà il pannello frontale con i comandi ed i LED che saranno poi collegati con la basetta al pannello principale; il pannello posteriore con il portafusibile ed il cavo di rete e relativo morsetto. Si monterà il trasformatore sulla spiagetta di supporto e si procederà ad interconnettere ogni parte.

I collegamenti da eseguire non sono poi troppi, come si vede in particolare nella figura 8, ma talvolta, il folletto, il silfo che perseguita gli sperimentatori, può puntare sulla carta di una momentanea distrazione per compromettere il risultato, e se si teme la stregoneria di questo personaggio (che è raffinata, come ben sanno coloro che iniziano sempre a regolare i loro prototipi “per il minimo fumo”), le connessioni riportate nella figura 8 possono essere eseguite e ripassate man mano

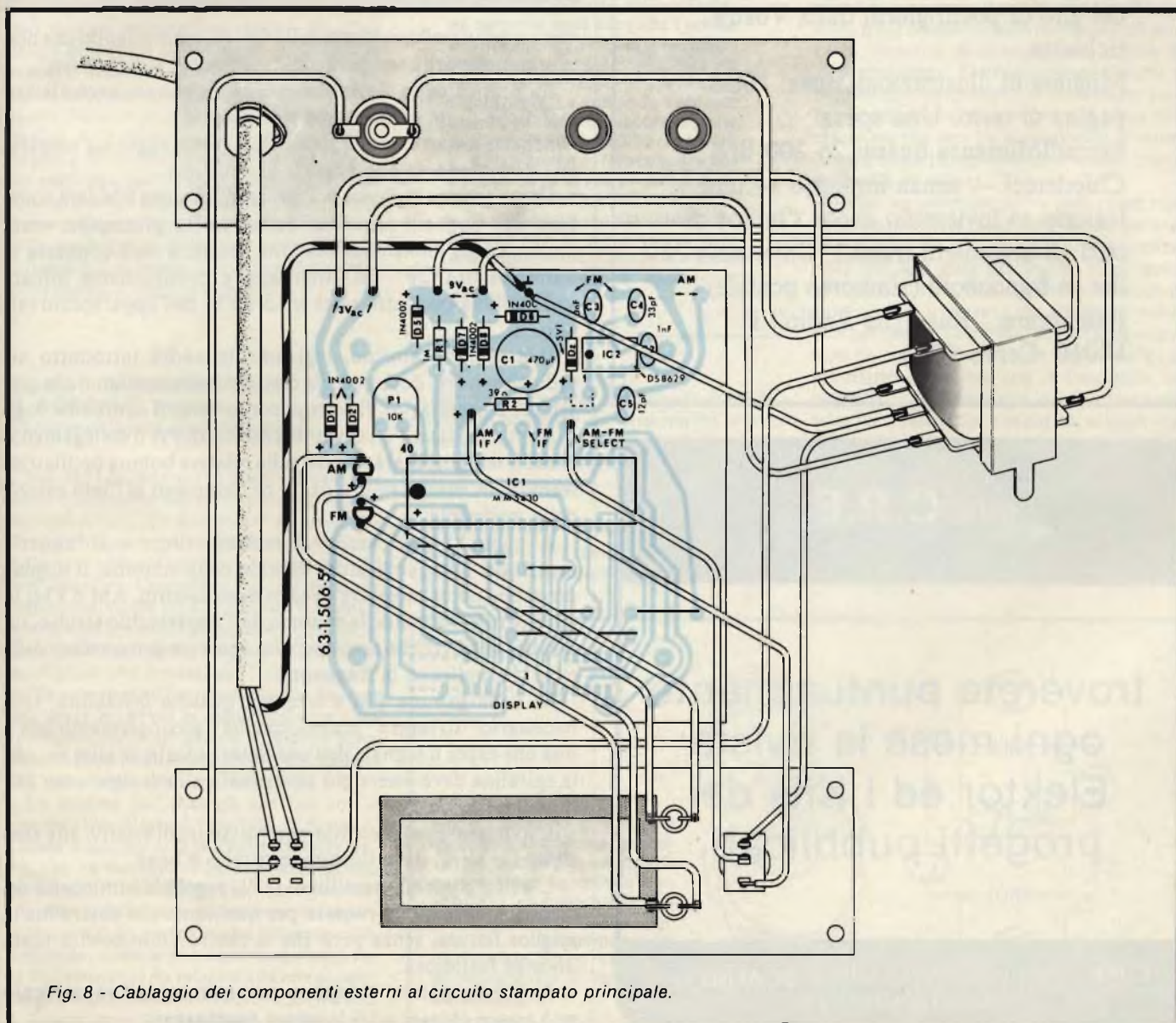


Fig. 8 - Cablaggio dei componenti esterni al circuito stampato principale.



SI,

possiamo fornire un **Corso completo di ELETTRONICA** accessibile a tutti (dai primi elementi alle applicazioni digitali) nel giro di pochi giorni dalla Vostra richiesta.

Migliaia di illustrazioni, quasi 1000 pagine di testo. Una spesa

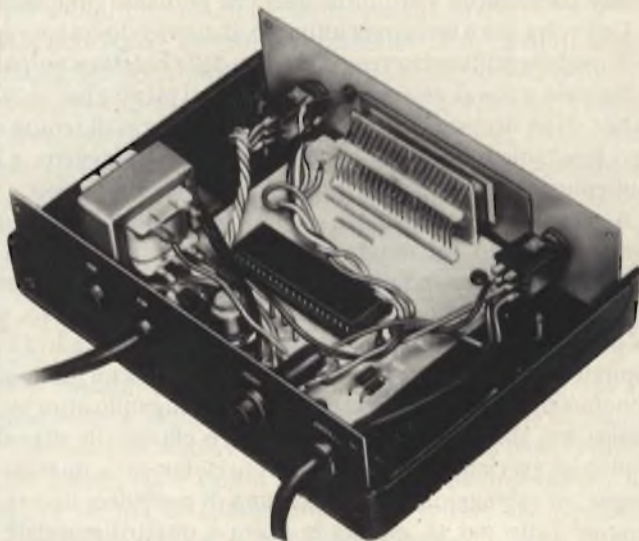
incredibilmente bassa: 26.200 lire!

Chiedeteci — senza impegno — una lezione: vi invieremo anche l'indice di tutti gli argomenti trattati. Unite solo 250 lire in francobolli (rimborso postale)
Indirizzare: "Rassegna Radio" F
18010 Cervo (IM)

alla **C.P.E.**

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

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



Vista interna dell'UK380. Si noti il cuore del sistema, formato dall'integrato MM5430.

con un pennarello colorato sulla figura, controllando che non vi siano disparità tra punto di "partenza" e di "arrivo".

La pratica detta dovrebbe poter scongiurare anche le arti malefiche di un silfo esperto di "voodoo".

Scherzi a parte, se si è sicuri che il montaggio sia eseguito alla perfezione, si può passare al collaudo.

Come mostra la *figura 9*, il preamplificatore FM sarà collegato agli appositi terminali della basetta principale, senza dimenticare l'alimentazione. Una spiralina sarà connessa ai terminali "LOOP" del circuitino, e possibilmente infilata sulla bobina oscillatrice del settore FM dell'apparecchio servito.

Il preamplificatorino, logicamente andrà introdotto nel radiorecettore, dove non dia fastidio (rammentiamo che non sempre è necessario). Il collegamento verso il contatore, logicamente, utilizzerà un cavetto schermato. Per il collegamento "AM", il segnale sarà ripreso sulla relativa bobina oscillatrice tramite un condensatore da 10 pF connesso al "lato caldo" della medesima.

A questo punto, acceso il radiorecettore o il "tuner", acceso del pari l'indicatore digitale della sintonia, il display dovrebbe poter mostrare i valori degli accordi, AM o FM; in altre parole, ruotando la sintonia dell'apparecchio servito, sul display si dovrebbe assistere allo scorrere progressivo delle cifre che indicano la frequenza.

Se nella gamma FM s'incontra qualche instabilità, sarà necessario "stringere" maggiormente l'accoppiamento con il link che capta il segnale dell'oscillatore locale; in altre parole, la spiralina deve essere più ravvicinata all'avvolgimento dell'oscillatore locale.

L'indicatore dell'accordo non ha controlli relativi alla sensibilità o altro, deve funzionare subito e bene.

L'unico controllo semifisso, il P1, regola la luminosità del display e deve essere ruotato per quel tanto che determina la miglior lettura, senza però che la elettroluminescenza rossa divenga fastidiosa.

A questo punto, l'elegante contenitore dell'apparecchio può essere chiuso, ed il lavoro è terminato.

Sig. G. RUGGIERO, Torino
Brevetto Internazionale RT

Non mi risulta che a Torino esistano scuole che svolgano i corsi di preparazione all'esame per conseguire il *BREVETTO INTERNAZIONALE DIRT* che autorizza l'imbarco come ufficiale a bordo delle navi mercantili.

Le consiglio pertanto di chiedere, a mio nome, l'adatta documentazione all' *ISTITUTO ELECTRA, Via XX settembre, 4 - 16121 GENOVA* dal quale potrà avere tutte le notizie relative ai corsi che si tengono nella sua sede. Questo Istituto vanta in questo settore una esperienza cinquantennale.

Per rispondere anche ad altri quesiti che mi sono giunti in proposito preciso che con tale titolo di studio chi non intende viaggiare può trovare occupazione presso gli uffici delle Compagnie di Navigazione, le stazioni costiere, radioterrestri e di controllo, può aspirare anche a posti di insegnamento nelle scuole statali o private, tramite concorso, in qualità di istruttore RT, presso gli Uffici Postali e nel ruolo delle Ferrovie dello Stato. Va però precisato che gli impieghi a terra sono piuttosto difficili da conquistare e che comunque non sono certamente retribuiti nella stessa misura di quanto avvenga per un ufficiale RT di bordo il cui stipendio supera attualmente il milione e mezzo.

Sig. Dott. T. BIANCHI Milano,
M. RONCALLI Venezia
Apparecchiature elettromedicali

Nel 1977 ho iniziato in questa stessa rivista la trattazione dei principali apparecchi elettromedicali che interessavano molti lettori. Purtroppo, per ragioni indipendenti dalla mia volontà, ho dovuto cessare tale pubblicazione. Comunque faccio presente ai richiedenti, ed ad altri lettori che mi hanno scritto in proposito, che nei numeri 5, 7/8, 9, 10 del 1977 ho trattato ampiamente le apparecchiature che interessano l'elettrocardiografia, compreso il fonocardiografo. Successivamente ho preso in considerazione altre apparecchiature del genere. I numeri arretrati, se disponibili, potranno essere richiesti alle solite condizioni alla redazione.

Lo schema dell'analogia elettrica con il sistema circolatorio è riportato in *figura 1*.

Esso è dovuto allo studioso francese Vardot che ha studiato profondamente questo problema. *VD* e *VG* rappresentano rispettivamente la differenza di pressione dalla parte destra e dalla parte sinistra del ventricolo. Il circuito, come si può osservare, comprende due resistenze *Rp* relativo alla rete polmonare e *Rs* relativo alla rete sistemica. Si tratta di quattro grandezze variabili, ma fisiologi-

I lettori ci scrivono

di P. Soati

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse. Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione. Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000 (abbonati L. 2.000) anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

camente non bisogna dimenticare che le differenze di pressione che esistono fra le orecchie sono deboli e che la pressione venosa di ritorno all'orecchietta destra *Od* ha un valore vicino a quello della pressione atmosferica.

Applicata allo stadio auricolare la legge fondamentale del sistema circolatorio si esprime con la relazione: $R_s/R_p = V_g/V_d$

Sig. D. PASINI Bologna
Campioni di frequenza

Effettivamente nel campo delle misure di frequenza si fa molta confusione nel definire i campioni di frequenza. Infatti le misure di frequenza generalmente si basano sul confronto della frequenza da misurare con campioni di frequenza che si classificano nel seguente modo:

CAMPIONI PRIMARI: attivi, a frequenza fissa, passivi a frequenza fissa.

CAMPIONI SECONDARI: attivi a frequenza fissa, o a frequenza variabile, passivi a frequenza fissa od a frequenza variabile.

Per *campione primario* s'intende un dispositivo che consente di realizzare in laboratorio la definizione dell'unità di misura della grandezza in esame facendo solo uso di relazioni tra le costanti fisiche fondamentali senza la necessità di ricorrere alla misura di altre grandezze. Per *campione secondario* si intende uno strumento che deve essere calibrato per confronto con un campione primario ma che non ha la possibilità di essere direttamente paragonato con la definizione dell'unità di misura.

Infine un *campione attivo* può essere rappresentato schematicamente da un generatore di tensione alternativa la cui frequenza, nota con una data precisione, viene usata per determinare, con opportuni metodi di confronto la frequenza che si intende misurare per contro i *campioni passivi* sono costituiti da circuiti elettrici che hanno delle caratteristiche variabili con la frequenza, ad esempio circuiti risonanti in LC oppure reti selettive a resistenza e capacità, ai quali viene applicata la tensione alternata di cui si desidera conoscere la frequenza, il cui valore si deduce dal comportamento del circuito stesso rispetto alla tensione applicata che opportuni dispositivi indicatori permettono di identificare. A questa categoria appartenono ad esempio i *frequenzimetri elettronici*,

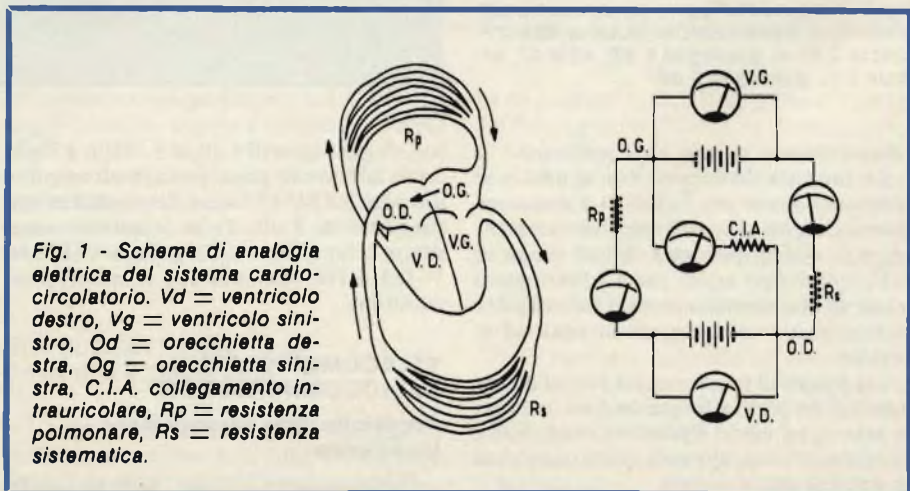


Fig. 1 - Schema di analogia elettrica del sistema cardio-circolatorio. *Vd* = ventricolo destro, *Vg* = ventricolo sinistro, *Od* = orecchietta destra, *Og* = orecchietta sinistra, C.I.A. collegamento intrauricolare, *Rp* = resistenza polmonare, *Rs* = resistenza sistemica.

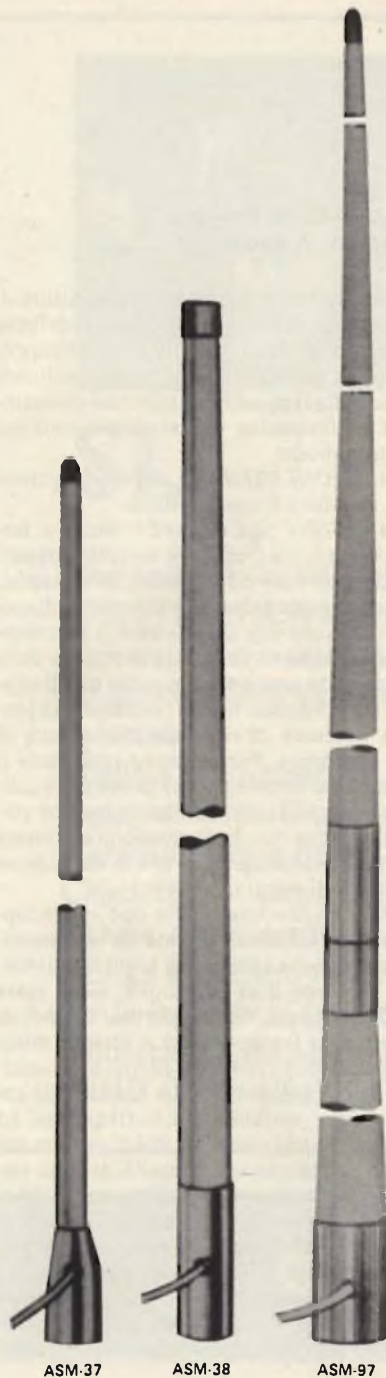


Fig. 2 - Antenne VHF per la banda marina 156 ÷ 163 MHz. Modelli EMC di Modena ASM-37, altezza 2,70 m, guadagno 6 dB, ASM-97, altezza 6 m, guadagno 9 dB.

i frequenzimetri a ponte e gli ondometri.

La suddetta distinzione non si adatta ai campioni atomici per i quali la transazione atomica, su cui si basa il loro funzionamento, può essere spontanea dando luogo ai campioni di tipo attivo come ad esempio il maser ad H o stimolata proprio dai campioni di tipo passivo come quelli al cesio ed al rubidio.

I campioni di frequenza più precisi ovviamente sono quelli a frequenza fissa in quanto solo in tal modo è possibile soddisfare a tutte le condizioni che assicurano una elevata stabilità del campione.

Fig. D. SCALESE Napoli Installazione VHF a bordo di una imbarcazione da diporto

Il rendimento di una apparecchiatura radio e la possibilità di effettuare collegamenti nelle migliori condizioni possibili in mare dipende da diversi fattori fra i quali citiamo i seguenti: 1°) altezza dalla superficie del mare dell'antenna di bordo, 2°) altezza dell'antenna della stazione corrispondente (di bordo o costiera), 3°) caratteristiche dell'antenna di bordo, 4°) potenza del rice-trasmittitore, 5°) sensibilità del ricevitore, oltre naturalmente alle condizioni di propagazione, che nel caso delle VHF possono essere considerate sufficientemente stabili.

La tabella 1 mette in evidenza la possibilità di collegamento esistente fra una stazione di bordo ed una stazione costiera, con riferimento all'antenna installata a bordo. La distanza è indicata in miglia marine (1 mm = 1852 m circa)

La tabella 2 mette invece in evidenza la distanza approssimativa di un collegamento fra due imbarcazioni da diporto.

Ambedue gli esempi si riferiscono ad un TX con potenza di uscita dell'ordine di 25 W.

La figura 2 illustra tre tipi di antenne per imbarcazioni a motore realizzate dalla EMC di Modena.

Il modello ASM37 ha un'altezza di 1,5 m

gli indici fondamentali della propagazione ionosferica ad uso dei servizi di radiocomunicazione compresi quelli dei radioamatori.

R12 (media su dodici mesi del numero delle macchie solari)

Dati dell'Osservatorio di Zurigo, prof. M.A. Zelenka e M.A. Koeckelenberg di Bruxelles.

Gennaio = 141, Febbraio = 139, Marzo = 137, Aprile = 134, Maggio = 132, Giugno = 130.

R12 (previsioni su sette mesi).

Dati dell'Aeronomy and Space Data Center, D92, Boulder Colorado NOAA/FDS. Gennaio = 146, Febbraio = 146, Marzo = 143, Aprile = 139, Maggio = 137, Giugno = 134, Luglio = 132.

I_{f2} (indice ionosferico)

Dati forniti da Scienze Research Council, Appleton Laboratory, Slough.

Gennaio = 156, Febbraio = 155, Marzo = 154, Aprile = 152, Maggio = 151, Giugno = 149.

Φ (flusso del rumore solare medio su 2800 MHz alle ore 17 00 UTC).

Gennaio = 196, Febbraio = 181, Marzo = 180, Aprile = 192, Maggio = 208, Giugno = 214, Luglio = 205, Agosto = 191, Settembre = 181, Ottobre = 182, Novembre = 189, Dicembre = 195, Gennaio 1982 = 194.

Unità di flusso = 1 jansky = 10^{-22} W/m² Hz.

TABELLA 1

Guadagno antenna di bordo:	Altezza antenna staz. costiera: Mt.15			Mt. 30		
	3dB	6dB	9dB	3dB	6dB	9dB
Altezza della superficie del mare dal centro dell'antenna di bordo.						
mt. 1,5	15	—	—	18	—	—
mt. 3.0	18	22	—	24	28	—
mt. 6.0	24	28	30	30	34	38
mt. 12	30	34	38	38	42	44
mt. 28	34	38	42	42	46	48

TABELLA 2

Guadagni in dB dell'antenna:	3dB	6dB	9dB
Altezza del centro dell'antenna dalla superficie del mare.			
mt. 1,5	5	7	10
mt. 10	24	30	37
mt. 18	36	43	50

con un guadagno di 3 dB, il modello ASM38 è alto 2,70 m con guadagno di 6 dB ed infine il modello ASM 97 ha un'altezza di 6 m con guadagno di 9 dB. Tutte le antenne sono adatte a funzionare nella gamma VHF 156 ÷ 163 MHz, riservata alle comunicazioni marittime.

TELECOMUNICAZIONI RADIOCOMUNICAZIONI

Previsione della propagazione ionosferica

Pubblico, come al solito, le previsioni de-

Ing. T. ROSSI Roma Regolamento Internazionale delle Radiocomunicazioni

Il REGOLAMENTO INTERNAZIONALE DELLE RADIOCOMUNICAZIONI, edizione 1976, è pubblicato in quattro edizioni distinte nelle lingue francese, inglese, spagnolo e russo. Esso è suddiviso in due volumi, il primo contiene il regolamento delle radiocomunicazioni ed il regolamento addizionale delle radiocomunicazioni il secondo volume raccoglie le appendici al regolamen-

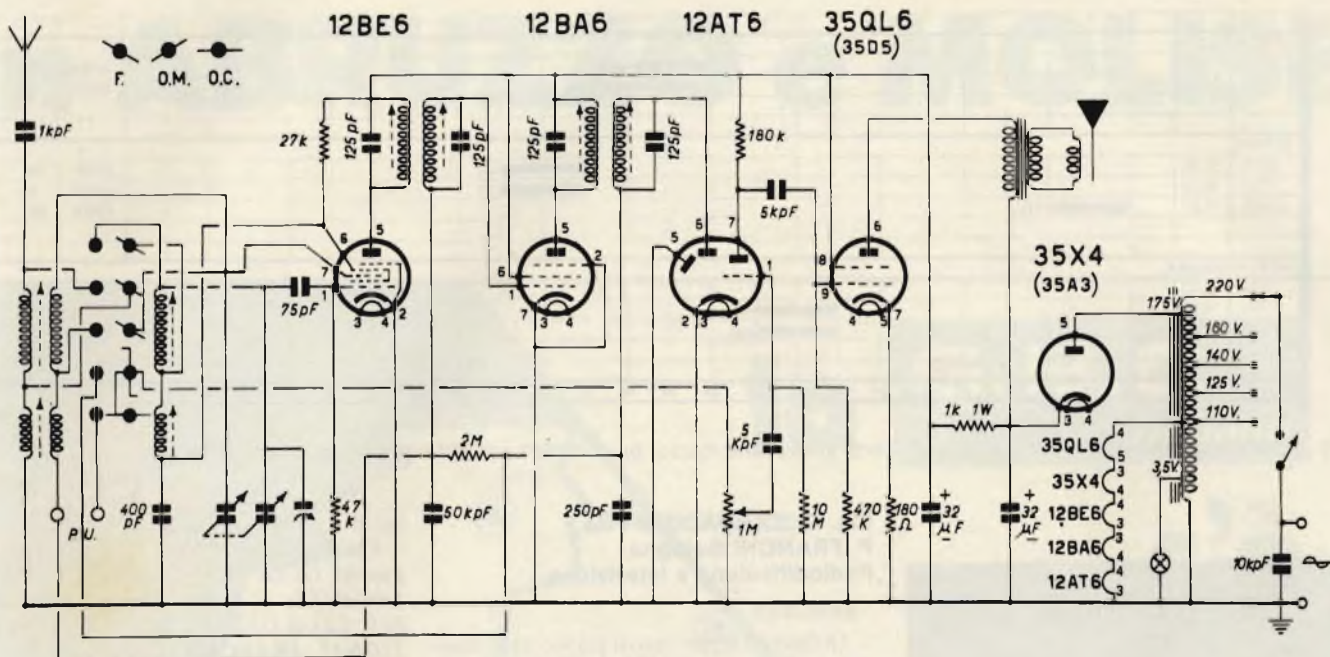


Fig. 3 - Schema elettrico del radiorecettore per onde medie e corte della G.B.C. ITALIANA modelli AR/2 e AR/25. Anno di costruzione 1960.

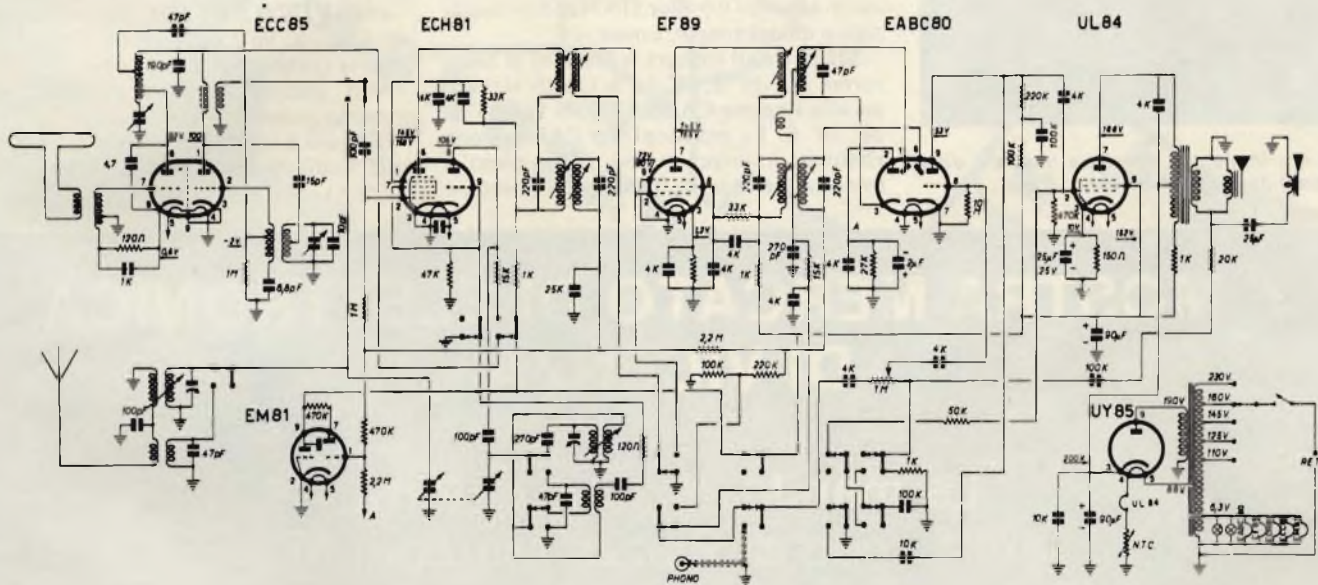


Fig. 4 - Schema elettrico del radiorecettore a modulazione di frequenza della G.B.C. ITALIANA modello FM/90. Anno di costruzione 1960.

to delle radiocomunicazioni, le relative risoluzioni e raccomandazioni.

Il prezzo dei due volumi è di 157 franchi svizzeri.

Tale prezzo contiene altresì l'aggiornamento al Regolamento delle Radiocomunicazioni (cioè i fogli di aggiornamento) e l'appendice 25 MAR2 al Regolamento delle Radiocomunicazioni. Ossia un piano di aggiornamento delle frequenze assegnate alle stazioni costiere radiotelefoniche della gamma 4000 ÷ 23.000 kHz.

Penso comunque che per la sua attività nel campo delle radiocomunicazioni siano di particolare interesse gli *Atti finali della Conferenza Amministrativa Mondiale delle Ra-*

diocomunicazioni, pubblicate nel 1979 nelle lingue francese, inglese e spagnolo ed il cui costo è di 278 franchi svizzeri.

È prevista altresì la pubblicazione di un aggiornamento al Regolamento delle Radiocomunicazioni il cui prezzo è previsto sui 7 franchi svizzeri.

RICHIEDENTI VARI Schemi G.B.C. del 1960

La figura 3 si riferisce allo schema elettrico dei due ricevitori della GBC ITALIANA della serie AR/2 ed AR/25 di cui facevano

parte i cinque tubi 12BE6, 12BA6, 12AT6, 35QL6, oppure 35D5 e la raddrizzatrice 35X4 oppure 35A3, tutti alimentati in serie fra loro mediante una presa sull'autotrasformatore a 110 V. Essi erano previsti per la ricezione delle gamme onde medie ed onde corte con i soliti valori di frequenza intermedia 467 kHz.

In figura 4 è invece riportato lo schema del radiorecettore a modulazione di frequenza FM/90 pure esso realizzato nel 1960 del quale tutt'oggi ne sono in circolazione molti esemplari. I tubi impiegati ECC85, ECH81, EF89, EABC80, UL84, EM81, indicatore di sintonia, UY85 sono tuttora reperibili in commercio.

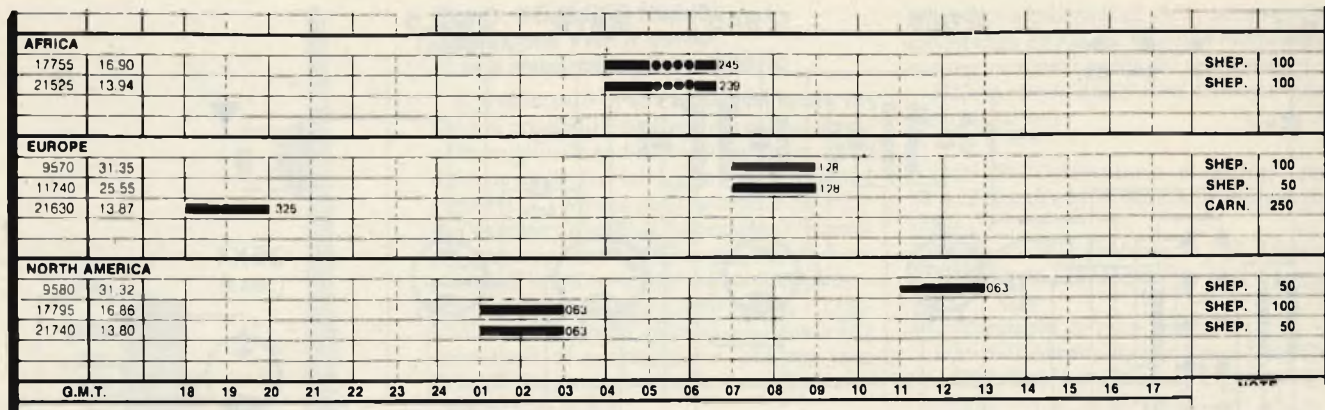


Fig. 5 - Grafico relativo le emissioni ad onde corte australiane marzo-giugno 1981 per l'Africa, Europa e Nord America.



Fig. 6 - Immagine televisiva irradiata dalle stazioni della Costa d'Avorio.

Sig. G. CARNACCHI Pisa,
P. FRANCHI Bologna
 Radiodiffusione e televisione

In figura 5 è riportato il grafico delle emissioni effettuate da RADIO AUSTRALIA dal 1° marzo al 31 maggio con destinazione Africa, Europa, Nord America.

I rapporti di ricezione debbono portare l'indicazione del programma ascoltando, i valori secondo il codice SINPO ed eventualmente qualche registrazione.

SHEP sta ad indicare la Stazione di Sheparton 145° 16' E, 38° 03' S, CARN si riferisce alla stazione CARNARVON 113° 43' E, 24° 54' S. Le emissioni per l'Africa sono effettuate in lingua inglese (tratto pieno) e francese (cerchietto) quelle per l'Europa e

Nord America in inglese.

Fra i principali DX-CLUB citiamo i seguenti: CLUB FRANCAISE DES ONDES COURTES, 71 Boulev. Barbes F-75018 PARIS, CLUB ONDES COURTES INTERNATIONAL, FRANCAIS (COCIF), 19, rue des Cités, 93300 AUBERVILLIERS (pubblica l'Echos des Ondes), AMITIE RADIO, 49 Boudaries, F-94140 Alfortville.

SWISS CLUB SW, P.O. Box 309, CH 8051 ZURICH.

ATLANTICO DX-CLUB, Parque Residencial Guajara, 96 LA LAGUNA, Tenerife Is. Canarie (pubblica il Receptor).

Altri indirizzi saranno pubblicati nel prossimo numero.

In figura 6 l'immagine televisiva irradiata dalla Radiotelevision Ivoirienne (B.P.8883 Abidjan)

7^a MOSTRA MERCATO DI ELETTRONICA DI VICENZA

La manifestazione si terrà
 nella sede di Piazza Marconi in
CASTELGOMBERTO

nei giorni 5/6 Settembre 1981

Per la prima volta ci sarà il concorso di autocostruzione. I progetti, di qualsiasi tipo di elettronica, verranno premiati con ricchi premi.

PER PRENOTAZIONI E INFORMAZIONI TEL. 0445/90132

in ABRUZZO e MOLISE



PESCARA - Via Guelfi, 74
AVEZZANO - Via Monte Grappa, 28
CAMPOBASSO - Via XXIV Maggio, 101
CHIETI - Via B. Croce, 259

L'AQUILA - Strada 85 n° 2
SULMONA - Via Privata Celldonlo, 45
TERAMO - P.zza M. Pennesi, 74
TERMOLI - Via Corsica, 64
GIULIANOVA LIDO - Via G. Gallei, 39/41

ALLA **G.B.C.**
italiana

C'È TUTTO E COSTA MENO

**Strumenti per misure
In campo audio**

Tektronix ha presentato un sistema di misura costituito dall'analizzatore automatico di distorsione AA501 e dall'oscillatore SG505. L'AA501 è un analizzatore completamente automatico che permette di effettuare misure di distorsione armonica totale (THD) in unione al generatore SG505 che è un oscillatore con distorsione estremamente bassa. Questi due strumenti permettono di eseguire misure di THD in modo estremamente rapido e senza l'assistenza dell'operatore. Un'opzione permette di effettuare misure di distorsione di intermodulazione secondo le norme SMPTE, DIN e CCIF.

L'AA501 è dotato di un display a LED di 3 1/2 cifre che indica il valore della distorsione in % od in dB. Il segnale inviato all'ingresso dell'AA501 viene letto in dB, dBm od in Volt. La risposta del rivelatore è selezionabile in vero valore efficace od in valore medio. Quattro filtri selezionabili, con possibilità di aggiungerne altri quattro, minimizzano gli effetti provocati da segnali estranei.

Caratteristiche dell'AA501 sono uno speciale circuito con memoria di riferimento, che semplifica le misure di guadagno/perdita, risposta in frequenza, rapporto segnale/rumore ed un indicatore a barre luminose per le regolazioni di picco e di zero.

Le specifiche tecniche dell'AA501 comprendono: campo della frequenza fondamentale da 10 Hz a 100 kHz; distorsione residua e rumore inferiore allo 0,0025% (-92 dB); tensioni misurabili da 3 µV a 200 Vca con cambio di scala automatico; memoria di riferimento in dB per tutte le misure di rapporti in decibel; risposta a vero valore efficace od a valore medio in tutte le condizioni.

L'oscillatore SG 505 migliora la precisione delle misure grazie alla sua distorsione ultra bassa: 0,0008% THD (valore tipico 0,0003%) da 20 Hz a 20 kHz. Un comando di sintonia continuo ed un controllo a verniero permettono di regolare finemente la frequenza nell'intero campo da 10 Hz a 100 kHz. L'SG505 ha una risposta di frequenza



Analizzatore automatico di distorsione nel campo di frequenze da 10 Hz a 100 kHz.

estremamente lineare (-0,1 dB) da 10 Hz a 20 kHz ed un preciso attenuatore a gradini permette di avere segnali di uscita calibrati da +10 dBm a -60 dBm, in passi da 10 dB, oltre ad una regolazione continua tra i passi. Inoltre, con la semplice pressione di un pulsante, si può avere un segnale per prove di intermodulazione secondo le norme SMPTE o DIN.

TEKTRONIX - MILANO



Distorsimetro automatico con una risoluzione dello 0,001%.

**Analizzatore automatico
di distorsione**

Il distorsimetro automatico Mod. 6801 introdotto dalla Krohn-Hite è espressamente indicato per tutte quelle applicazioni del campo che richiedono misure ripetitive, di collaudo anche da personale non specializzato. Con il 6801 è possibile ridurre drasticamente i tempi di misura e quindi i costi grazie alle sue caratteristiche principali: selezione automatica del livello di ingresso, che può variare fra 100 mV e 13 V RMS con indicazione di segnale alto e basso, e alta velocità di misura (inferiore ai 3s), tutto questo unito ad una risoluzione dello 0,001%. In un campo di frequenza compreso tra 10 Hz e 110 kHz, selezionabile tramite una tastiera fra varie portate, il Mod. 6801 misura distorsione sino ad un minimo dello 0,003% con risoluzione dello 0,001% e tensioni RMS da 10 mV a 13 V. Due uscite sul frontale completano lo strumento fornendo all'utilizzatore una uscita analogica proporzionale alla percentuale di distorsione misurata e una uscita sinusoidale ad 1 MHz allo 0,003% di distorsione per test di circuiti.

**Krohn-Hite
VIANELLO - MILANO**

Plug e connettori di sicurezza

Come aspetto generale i plug OZS si presentano esattamente come quelli classici della gamma OZ. Ma, con gli OZ la S.E.C.M.E. offre una protezione globale supplementare per l'utente, grazie al manico retrattile durante lo switching. Un iso-

lamento alla fine del plug fornisce una sicurezza supplementare del 100%.

Sono disponibili due tipi: un terminale stampato maschio/femmina con pick-up assiale in 3 lunghezze (0,30; 0,50; 1 m) e 2 colori (rosso e nero) e un plug ad assemblaggio veloce e connessione rapida del conduttore con un clip caricato da molla.

I plug sono costruiti per sopportare una tensione di 500V e una corrente di 10A. La rigidità dielettrica è 3KV Eff. 50 Hz e la resistenza di isolamento è maggiore di 1.000 MΩ.

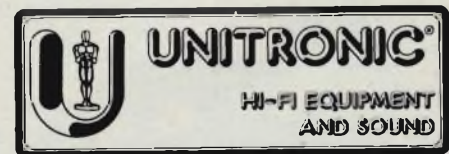
La gamma di temperatura di funzionamento va da -20 °C a +70 °C. Questi plug di sicurezza OZS sono stati progettati per fornire all'utente la protezione completa dalle tensioni elevate, essendo conformi ai test delle norme NFC 20 010.

**Secma
DE MICO - CASSINA DE' PECCHI**



Secma.fiche cordon OZS

Plug di sicurezza con l'impiego nelle applicazioni BT in laboratorio.



PRECISAZIONE

Ci scusiamo con i lettori della nostra Rivista per l'errata disposizione della bassetta di fig. 3 di pag. 32 apparsa sul numero di Marzo. Il circuito è infatti da considerarsi "capovolto" per ottenere l'esatta disposizione dei componenti visibile alla fig. 4.

LA REDAZIONE



è in edicola



cod. 6011

Per imparare fattivamente l'elettronica occorre unire teoria e sperimentazione pratica. Il "DIGIT-1" porta il lettore ad impadronirsi dei concetti di elettronica digitale, utilizzando, a tal scopo, in tutti gli esperimenti proposti un'originale basetta stampata fornibile a richiesta.

È, però, solo realizzando praticamente delle applicazioni che il lettore può dirsi veramente padrone delle tecniche digitali.

Questo è quello che si propone il "DIGIT 2", che costituisce il naturale prosieguo del volume precedente, al fine di quell'unità didattica di cui si è parlato.

Il libro raccoglie i migliori circuiti digitali a C. I. proposti negli ultimi anni da ELEKTOR, presentati con i disegni dei circuiti stampati e i relativi elenchi componenti.

I circuiti pratici presentati sono oltre 50 tutti interessantissimi che spaziano dal frequenzimetro al generatore di onde sinusoidali-triangolari-rettangolari, fino all'impianto semaforico o alla pistola luminosa. Una serie di pratiche e divertenti realizzazioni, insomma, per arricchire il proprio laboratorio, la propria casa o, semplicemente per divertirsi.

Se non trovi il DIGIT 2 in edicola perchè esaurito, oppure non hai ancora acquistato il DIGIT 1 utilizza questo tagliando d'ordine.

cod. 2000



TAGLIANDO D'ORDINE da Inviare a JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.

- Inviatemi una copia del libro Digit 2 a L. 6.000 (Abb. 5.400)
 Inviatemi una copia del libro Digit 1 a L. 7.000 (Abb. 6.300)

Nome Cognome

Indirizzo

Cap.

Città

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

- Allego assegno n° _____ di L. _____
(in questo caso la spedizione è gratuita)
 Pagherò al postino l'importo di L. _____ + L. 1.500 per spese di spedizione.

SP - 5/81

SE TI SERVE

UNO STRUMENTO, UN GIOCO, UN AMPLIFICATORE, UN COMPUTER, UN ALLARME

AUTOCOSTRUISCILO

CON I CIRCUITI STAMPATI PROFESSIONALI DI ELEKTOR!

elektor n° 1 giugno 1979

EPS 9453	generatore di funzioni semplice	L. 8.000
EPS 9453F	pannello per generatore di funzioni semplice	L. 4.850
EPS 9465	alimentatore stabilizzato a circuito integrato	L. 4.000
EPS 78041	tachimetro per la bicicletta	L. 2.800
EPS 1234	riduttore dinamico del rumore	L. 3.300
EPS 9743	comando automatico per il cambio delle dispositive	L. 2.500
EPS 4523/9831	le fotografie di Kirlian	L. 7.400
EPS 1473	simulatore di fischio a vapore	L. 3.650
EPS 1471	sintetizzatore di vaponiera	L. 3.400
EPS 9785	iniettore di segnali	L. 2.450

elektor n° 2/3 luglio/agosto 1979

EPS HB11 + HB12	astereo: alimentatore + amplificatore HI-FI da 3W	L. 7.900
EPS HB13	astereo preamplificatore	L. 8.300
EPS HD4	referimento di frequenza universale	L. 5.500
EPS 9525	indicatore di picco a LED	L. 4.300
EPS 77005	diorisometro	L. 5.900
EPS 77059	alimentatore 0-10V	L. 4.200
EPS 77101	amplificatore per autoradio da 4W	L. 3.300
EPS 9398 + 9399	preamplificatore pre-co	L. 10.500
EPS HB14	astereo preamplificatore tono	L. 4.400

elektor n° 4 settembre 1979

EPS 0797	timer logaritmico per camera oscura	L. 5.800
EPS 9880	PPM voltmetro di picco AC su scala logaritmica	L. 4.800

elektor n° 5 ottobre 1979

EPS 9344-1/2	mini tamburo	L. 8.500
EPS 9344-3	generatore di ritmi IC	L. 4.500
EPS 9948	generatore sinusoidale a frequenze fisse	L. 6.000
EPS 9491	segnalatore per parchimetri	L. 3.500
EPS 79026	interruttore a battimano	L. 4.500

elektor n° 8 novembre 1979

EPS 9401	equin	L. 7.800
EPS 79005	indicatore digitale universale	L. 5.500
EPS 9751	sirene	L. 4.500
EPS 9755-1-2	termometro	L. 9.800
EPS 9325	il "digibell"	L. 7.500
EPS 79075	microcomputer basic	L. 18.500

elektor n° 7 dicembre 1979

EPS 9987-1-2	amplificatore telefonico	L. 7.900
EPS 79008	gioco "prova forza"	L. 5.700
EPS 79073	costruzione del computer per TV Games (main board)	L. 38.000
EPS 79073-1-2	costruzione del computer per TV Games (power supply e keyboard)	L. 17.500
EPS 9906	alimentatore per micro-computer basic	L. 9.900
EPS 9885	scheda con 4k di RAM	L. 35.000
EPS 9887	modulatore TV UHF VHF	L. 4.500
EPS 90024	"bus board"	L. 12.900
EPS 9817-1/2	voltmetro LED con UAA 180	L. 5.900
EPS 9970	oscillografica	L. 5.500
EPS 9852	saldatore a temperatura controllata	L. 4.900
EPS 9827	campi magnetici in medicina	L. 3.800
EPS 9927	mini-frequenzimetro	L. 6.900

elektor n° 8 gennaio 1980

EPS 9984	fuzz-box variabile	L. 4.200
EPS 9985	lastera ASCII	L. 16.000
EPS 9988	pocket "bagatelle" (gioco di destrezza)	L. 4.500
EPS 9985	contaminuti "chioccianti"	L. 6.300
EPS 9986	elektterminal	L. 17.000
EPS 79519	sintonia a tasti	L. 8.900

elektor n° 9 febbraio 1980

EPS 9974	rivelatore a prossimita	L. 6.500
EPS 79038	l'estensione delle pagine nell'elektterminal	L. 14.900
EPS 79088-1-2-3	il "digitarad"	L. 10.900
EPS 79514	gate dipper	L. 4.300
EPS 78003	lampeggiatore di potenza	L. 4.500
EPS 79077	semplici effetti sonori	L. 4.500
EPS 78087	chassis di media frequenza	L. 5.500
EPS 79082	decodificatore stereo	L. 5.800
EPS 79095	elekdoorbelt	L. 11.000

elektor n° 10 marzo 1980

EPS 79019	generatore sinusoidale	L. 4.900
EPS 9913-1-2	unita di riverbero digitale	L. 15.000
EPS 79040	modulatore ad anello	L. 6.300
EPS 9753	biglia elettronica	L. 7.400
EPS 80021-1a/2a	sintonia digitale	L. 16.900
EPS 80016	disturbatore elettronico	L. 3.900

elektor n° 11 aprile 1980

EPS 79650	convertitore per onde corte	L. 4.500
EPS 79039	pannello monoselektor	L. 19.000
EPS 79070	stentore	L. 8.500
EPS 79071	assistentor	L. 6.000
EPS 80023	topamp	L. 3.500

elektor n° 12 maggio 1980

EPS 79024	ricaricatore affidabile	L. 5.000
EPS 80031	toppreamp	L. 9.400
EPS 80054	volete una voce "strana" ? (modulatore ad anello)	L. 4.500
EPS 79093	timer/controller programmab	L. 6.400
EPS 80009	sewar (effetti sonori con riverbero analogico)	L. 6.900

elektor n° 13 giugno 1980

EPS 80018-2	antenna "attiva" per l'automobile	L. 6.000
EPS 80019-1	accensione a transistor	L. 9.000
EPS 80084	temporizzatore "intelligente" per tercristallo	L. 7.500
EPS 80096	misuratore di consumo del carburante	L. 15.000
EPS 80097	fermiamo i ladri! (antifurto)	L. 4.000
EPS 80101	indicatore della tensione della batteria	L. 4.000
EPS 80102	un probe ad astina	L. 4.000
EPS 80109	protezione per la batteria	L. 4.500
EPS 7043b	sussidio da campeggio	L. 4.000

elektor n° 14/15 luglio/agosto 1980

EPS 78065	riduttore di luce sensor	L. 4.500
EPS 79517	carica batteria automatico	L. 4.900
EPS 79505	ammutilatore per disc-jockey	L. 6.000
EPS 79114	frequenzimetro per sintetizzatori	L. 5.300
EPS 79509	servo amplificatore	L. 3.200

elektor n° 18 settembre 1980

EPS 78513	VSWR meter	L. 1.500
EPS 80027	generatore di colore	L. 3.400
EPS 79033	quizmaster	L. 3.000

sistema d'allarme centralizzato

EPS 9950	stazione master	L. 4.000
EPS 9950	stazione slave	L. 3.800
EPS 9950	stazione d'allarme	L. 2.000
EPS 9945	consontan	L. 16.000
EPS 9945-F	pannello frontale consontan consontan	L. 16.000

elektor n° 17 ottobre 1980

EPS 80087	digisplay	L. 4.500
EPS 80045	termometro digitale	L. 6.200
EPS 79035	millivoltmetro CA e generatore di segnali	L. 2.800
EPS 9954	preconsontan	L. 4.300

elektor n° 18 novembre 1980

EPS 80088-1/2	il vocoder di elektor-bus board	L. 15.850
EPS 80068-3	il vocoder di elektor-filtri	L. 5.450
EPS 80068-4	il vocoder di elektor-modulo I/O	L. 5.500
EPS 80068-5	il vocoder di elektor-alimentatore	L. 4.500
EPS 80022	amplificatore d'antenna choroynt	L. 1.500
EPS 80060	chocoynt	L. 25.500
EPS 9958/9955	doppio regolatore di dissolvenza per proiettori	L. 5.100

elektor n° 19 dicembre 1980

EPS 9423	antenna FM integrata per interni	L. 3.500
EPS 9368	rete capacitivo	L. 3.600
EPS 9329	sonda logica versatile	L. 3.800
EOS 9369	mini-regolatore ad onde medie	L. 1.850
EPS 9192	sostituto "logico" del potenziometro a carbone	L. 8.750
EPS 80065	duplicatore di frequenza	L. 2.150
EPS 80019	treno a vapore	L. 2.150

elektor n° 20 gennaio 1981

EPS 81002	dissolvenza programmabile per diapositive	L. 13.900
EPS 80050	interfaccia cassette per microcomputer basic	L. 11.800
EPS 80112-1/2	estensioni interfaccia cassette	L. 3.800
EPS 9915	generatore di note universale	L. 14.000
EPS 9914	modulo per ottava	L. 6.300
EPS 9979	alimentazione	L. 4.000
EPS 9981	filtri, preamplificatore	L. 11.000

elektor n° 21 febbraio 1981

EPS 9988-1	TV-Scopio (amplificatore d'ingresso)	L. 4.200
EPS 9988-2/3/4/5/F	TV-Scopio, versione base	L. 22.500
EPS 79053	foto-oracolo	L. 5.800
EPS 9840	temporizzatore per sviluppo foto	L. 7.500
EPS 9499-2	portaluminosa a raggi infrarossi (alimentatore)	L. 8.000
EPS 9862-1/2	porta luminosa a raggi infrarossi (trasmettitore /ricevitore)	L. 7.200

elektor n° 22 marzo 1981

EPS 81047	termometro da bagno	L. 2.200
EPS 81051	xilofono	L. 2.600
EPS 81049	caricabatterie NiCd	L. 3.000
EPS 81043-1/2	il misuratore	L. 4.500
EPS 81044	il multigioco	L. 3.900
EPS 81042	il genio nel barattolo	L. 2.200
EPS 81048	cornamusa	L. 2.850

elektor n° 23 aprile 1981

EPS 80085	amplificatore PWM	L. 1.800
EPS 80089-1	Junior computer (basetta principale)	L. 17.300
EPS 80089-2/3	Junior computer (basetta diplay e alim.)	L. 6.500
EPS 9911	preamplificatore pick up	L. 7.500
EPS 9873	modulatore di colore	L. 4.800

elektor n° 24 maggio 1981

EPS 9874	elektornado	L. 5.700
EPS 80089	Sistema intercom	L. 4.400
EPS 80077	Prova transistori	L. 6.200
EPS 81124	Intelekt	L. 11.000

ESS - servizio software

μP TV Games four-in-a-row, surround, music box, fun and games, clock **ESS 003 (su nastro) L. 7.000**

μP TV Games test patterns, PVI programming space shoot-out **ESS 006 (su disco) L. 5.500**

nuovi prodotti

Generatore di segnali programmabile da 0,1 a 990 MHz

Questo generatore di segnali sintetizzato programmabile HP-IB copre la gamma di frequenza 0,1 ÷ 990 MHz con una precisione della calibrazione assoluta di ampiezza entro $\pm 1,5$ dB.

Lo strumento, denominato HP 865A, grazie all'ampia banda coperta ed alla programmabilità, è adatto ad essere inserito in sistemi automatici di collaudo. La frequenza può essere commutata in meno di 2s (entro 100 Hz dalla frequenza finale).

La frequenza, il tipo di modulazione e il livello d'uscita vengono impostati direttamente nelle unità desiderate, quali MHz e dBm.

Il controllo a microprocessore permette di impostare anche unità non tradizionali quali $\text{dB}/\mu\text{V}$, usati spesso in radiodiffusione. Per carichi ad alta impedenza d'uscita può essere calibrata in FEM.

La perdita di tempo relativa all'uso di manopole di sintonia, ai controlli di modulazio-



Generatore di segnali programmabile funzionante nel range di frequenza da 0,1 a 990 MHz.

ne mediante l'osservazione dell'ago di uno strumento e alla calibrazione del livello d'uscita viene in tal modo completamente eliminata.

Di grande importanza per i collaudi ripetitivi è la funzione di memorizzazione e richiamo che permette di memorizzare 10 predisposizioni differenti di tutti i controlli presenti sul pannello frontale e di richiamarli in sequenza attivando solamente due tasti.

La flessibilità dei comandi a tastiera e la programmabilità HP-IB sono state rese possibili grazie ad un circuito a sintesi diretta.

La gamma delle frequenze in uscita ne permette l'uso in un vasto campo di applicazioni, dalla navigazione su grandi distanze (100 kHz) ai ponti radio di piccole capacità (990 MHz). La risoluzione è di 100 Hz o di 250 Hz mentre la stabilità è garantita dalla base dei tempi interna con l'invecchiamento di 2 ppm all'anno (con l'opzione 001 di 1×10^{-9} al giorno).

Allo scopo di permetterne l'impiego per misure di canale sui ricevitori, il rumore di fase è inferiore a -122 dBc/Hz (dBc = dB rispetto alla portante) misurati a 225 MHz con un offset di 20 kHz, la distorsione armonica è inferiore a -25 dBc e le spurie sono al di sotto di -60 dBc.

Il livello di uscita è calibrato da $+13$ dBm a -127 dBm con una precisione $\pm 1,5$ dB ed una risoluzione di 0,1 dB.

Nel generatore esiste un circuito di protezione contro l'invio di potenza inversa fino a 50W. L'irradiazione (R.F.I.) è stata contenuta a meno di 1 μV .

Le frequenze per la modulazione interna AM e FM sono di 400 Hz e 1000 Hz e la profondità di modulazione AM può arrivare fino a 99%. La deviazione della frequenza FM può arrivare fino a 99 kHz di picco (in funzione della frequenza portante). Per effettuare tarature esterne in AM o FM nelle portate fino a 25 kHz, vi sono due indicatori ottici di limite che assicurano che il segnale in ingresso abbia un'ampiezza esattamente pari ad 1V di picco.

Sono inoltre possibili anche combinazioni contemporanee di AM ed FM. Tutti i valori visualizzati possono essere incrementati per mezzo di tasti up/down e la grandezza dell'incremento può essere scelta nello stesso modo inserendo dei valori da tastiera.

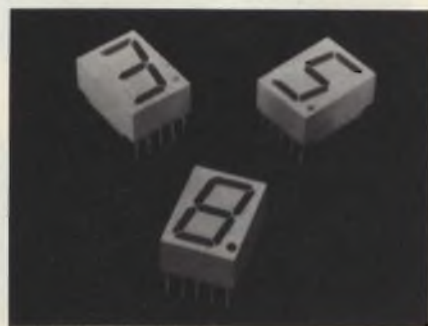
HEWLETT - PACKARD - CERNUSCO S/N

Display a sette segmenti di elevata luminosità

I nuovi display a sette segmenti da 14,22 mm sono i display Hewlett-Packard più luminosi e con il miglior rapporto dimensioni del carattere/dimensioni del contenitore.

I progettisti che attualmente utilizzano i display HP da 10,92 mm possono passare direttamente a questa nuova famiglia senza dover utilizzare uno spazio maggiore sul pannello di montaggio, le dimensioni dei contenitori sono infatti solamente 12,573 x 17,02 x 8,00 mm; inoltre la luminosità è stata migliorata grazie ad un nuovo tipo di leadframe.

I colori disponibili sono rosso HDSP 5300, rosso ad alta efficienza HDSP 5500, giallo HDSP 5700 e verde HDSP 5800. Sia il contrasto che la leggibilità sono ottimizzati grazie al contenitore di colore grigio, mentre l'altezza dei caratteri permette una buona lettura fino a distanze dell'ordine di sette metri.



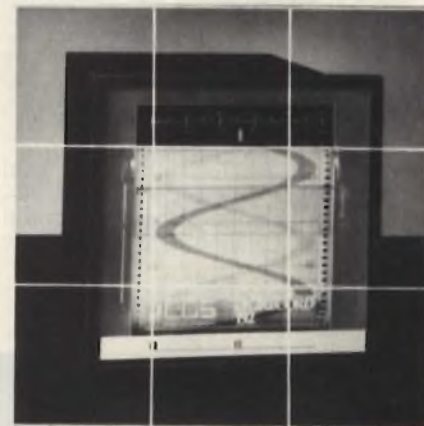
Display a 7 segmenti da 14,22 mm

I segmenti a forma leggermente arrotondata permettono di ottenere un ampio angolo di lettura ed una notevole uniformità di aspetto. I display sono TTL compatibili e sono disponibili in un'ampia gamma di configurazioni elettriche.

HEWLETT - PACKARD - CERNUSCO S/N

Registratore a scrittura termica bicolore

Il registratore DIGIRECORD 192, presentato dalla C.G.S. Istrumenti di Misura utilizza la scrittura termica bicolore, offrendo così la possibilità di disporre di due tracce, blu e rossa, con colori ben differenziati che consentono una immediata individuazione delle due curve.



Registratore a scrittura termica con due tracce bicolore.

Il DIGIRECORD 192 possiede un controllo con retroazione della temperatura delle penne scriventi, che include anche l'informazione sulla velocità di spostamento della penna stessa, in modo da mantenere fissa la temperatura delle penne.

La carta diagrammata reagisce alle due diverse temperature esponendo due colori diversi, blu e rosso. Il controllo accurato della temperatura ha anche il pregio di mantenere le tracce molto uniformi indipendentemente dalla velocità di variazione delle grandezze registrate.

Nel DIGIRECORD 192 il potenziometro di posizione è stato sostituito con un sistema ottico digitale privo di parti con contatti striscianti in modo da evitare usure e quindi pesanti manutenzioni. L'avanzamento del diagramma è comandato da un orologio a quarzo interno e consente di scegliere la velocità preferita tra le 9 a disposizione, da 15 a 6000 mm/h, mediante un commutatore.

ISTRUMENTI DI MISURA C.G.S. - MONZA

nuovi prodotti

Amplificatore audio da 5W

Un amplificatore audio doppio, capace di erogare 5W continui per canale su un carico di 8 Ω , è fornibile dalla National Semiconductor.

Chiamato LM 2878 P, questo amplificatore stereo di potenza ad alta tensione è realizzato in un unico package a 11 lead single-in-line (SIP) con eccezionali caratteristiche di dissipazione di calore. Esso trova applicazione in fonografia stereo, registratori, ricevitori stereo AM-FM e sistemi stereo per TV; può anche essere usato come amplificatore operativo di potenza, comparatore di potenza o servo amplificatore.

L'LM 2878 è ideale nei sistemi dove l'alimentazione è poco regolata, grazie alla sua reiezione alle variazioni di alimentazione. Infatti il dispositivo può lavorare con un ampio range di alimentazione (6V - 32V) con una eccellente separazione dei canali e una bassa tensione di rumore all'ingresso.

L'LM 2878 è stato progettato per minimizzare i componenti esterni; altre caratteristiche sono: 60 dB reiezione al ripple, bassa distorsione di crossover, limite alla corrente interna, protezione al cortocircuito, interno thermal shutdown.

NATIONAL SEMICONDUCTOR - MILANO



Amplificatore audio doppio da 5W in package a dissipazione di calore migliorata.

Switches digitali ad effetto Hall

Gli switches allo stato solido UGN-3030T e UGS-3030T della Sprague sono stati studiati per l'impiego nei magneti ad anello multipoli a basso costo. Entrambi gli switches funzionano con un campo magnetico che può variare da +250 a -250 Gauss.

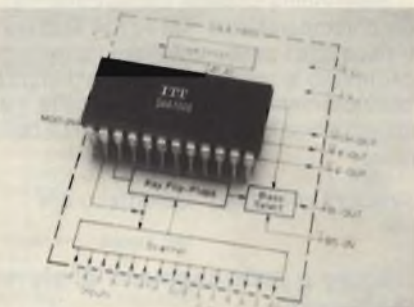
I vantaggi di questi dispositivi sono: un'alta affidabilità, in quanto non ci sono parti in movimento; piccole dimensioni; un'uscita ad ampiezza costante, compatibilità con tutte le famiglie di logica digitale.

L'UGN-3030T funziona in un range di temperatura da 0 a +70°C con tensione di alimentazione da 4,5 a 16 V. L'UGS-3030T, destinato all'impiego nel settore dell'automatista, può invece funzionare da - a +120°C con una tensione di alimentazione da 4,5 a 24 V.

L'uscita dei circuiti può essere interfacciata direttamente con i circuiti logici bipolari o MOS. L'uscita si mantiene costante anche a frequenze di 100MHz.

I dispositivi vengono forniti in robusti packages 3 "T" plastici a tre pin.

SPRAGUE ITALIANA - MILANO



Circuito integrato per realizzare un organo con un numero ridotto di componenti.

IC per organo giocattolo

L'SAA 1900 della National Semiconductor è un circuito MOS costruito con la tecnologia P-channel Si-gate, che consente di ottenere una drastica riduzione nel cablaggio, nel numero dei componenti discreti e nelle schede a circuito stampato necessari per realizzare organi giocattolo.

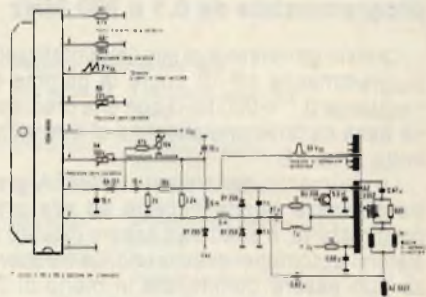
I 56 contatti dei singoli tasti sono divisi in 37 "solo" e 19 di accompagnamento. Tutti i segnali di uscita sono compensati in continua per la soppressione dei clock.

L'SAA viene fornito in un package plastico a 24 pin.

ITT Semiconductor
ITT STANDARD - S. DONATO M.

Circuito di correzione per televisori

Con il circuito integrato TDA 4610, la Siemens ha messo a punto un componente che contiene tutti gli elementi attivi necessari alla correzione EST-OVEST e che consente anche di risparmiare tutti i circuiti passivi usati finora. Questo integrato permette inoltre la correzione a trapezio e l'aggiustamento delle larghezze di quadro.



Circuito per la correzione Est-Ovest nei televisori.

Il TDA 4610, in custodia SIL a nove piedini con aletta di raffreddamento, viene pilotato da una tensione a dente di sega verticale di 2V (tempo di ritorno minore di 100 μ s), inviata a due amplificatori differenziali integrati che a loro volta forniscono due segnali in controfase. Il primo dei due amplificatori pilota un moltiplicatore che genera una parabola simmetrica partendo dai segnali a dente di sega, il secondo pilota il circuito di correzione vero e proprio.

La parabola ed il circuito di correzione lavorano in modo che i rami della parabola abbiano un andamento più piatto a partire da un determinato punto; questa regolazione viene eseguita mediante due resistenze. In questo modo l'andamento della parabola può essere in primo luogo adattato alle caratteristiche del cinescopio e successivamente utilizzato per regolare l'immagine e, se fosse necessario, eseguire una correzione est-ovest.

SIEMENS ELETTRA - MILANO

Diodi Shottky di potenza

La TRW Semiconduttori rende disponibili due diodi Shottky di potenza, denominati SD-131 in contenitore DO-4 e SD151 in contenitore DO-5, caratterizzati da una tensione di breakdown di 100V.

Le correnti di lavoro sono 30 e 60A. Con questa innovazione tecnologica si è superato il problema della bassa tensione di breakdown degli Shottky, estendendo l'impiego di tali componenti negli alimentatori switching con uscita a 12 V.

L'impiego di questi diodi risolve il problema della rettificazione di alte frequenze con efficienze elevate.

TRW Semiconduttori
EXHIBO ITALIANA - MONZA

nuovi prodotti

Multimetro digitale a 5 1/2 cifre

La Data Precision, rappresentata in Italia dalla Ampere, ha annunciato un multimetro digitale a 5 1/2 cifre, il modello 3600.

Questo strumento a microprocessore è montato in un contenitore metallico da tavolo e nella sua versione standard permette misure di tensioni continue e di rapporto.

Opportune opzioni, installabili anche in campo, permettono la misura di tensioni alternate (anche a vero valore efficace) e resistenze, e lo possono rendere interfacciabile con calcolatori per mezzo di uscita IEEE 488 o BCD dedicato.

Tutte queste opzioni sono disposte su cartoline inseribili direttamente sul connettore del circuito stampato principale.

L'intelligenza del micro permette al multimetro di verificare le operazioni dei principali elementi funzionali e durante la misura compenserà il tempo di misura dei segnali analogici di ingresso ritardato leggermente la prima lettura quando viene cambiata la scala o la funzione.

L'abilità decisionale del microprocessore ottimizza inoltre la ricerca automatica della gamma di misura che, non soltanto seleziona automaticamente la migliore risoluzione nel minore tempo possibile, ma congela il display in modo da eliminare ogni possibile confusione con letture intermedie.

Il microprocessore infine, permette la facile inserzione di tutte le opzioni e non richiede alcun traslatore esterno per l'operazione della interfaccia IEEE 488.

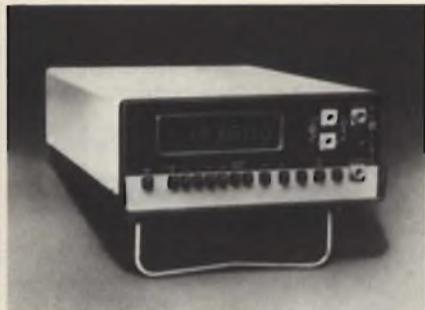
Le 5 gamme di tensioni continue permettono misure da 1 μ W a 1200V con una precisione di base di 0,007% garantita per un anno e sono tutte protette elettronicamente fino a 1200 V su ogni gamma.

La possibilità di misure di rapporti a 3 fili permette la misura di rapporto tra due tensioni con un terminale comune o una misura potenziometrica che altrimenti richiederebbe una sorgente di tensione ultrastabile.

Il modulo opzionale per resistenze permette la misura da 1 M Ω a 20 M Ω in 6 gamme con una precisione di base di 0,007% e la possibilità di convertire la misura da 2 a 4 fili premendo un pulsante sul pannello frontale.

Per la misura di tensioni alternate sono disponibili due opzioni; entrambe hanno molte caratteristiche in comune come 5 gamme di misura da 1 μ V a 800 V, reiezione in modo comune di 60 dB a 50 Hz ed una larga banda di risposta in frequenza.

L'unica differenza è nel metodo di mi-



Multimetro digitale con una precisione dello 0,007%

sura: una cartolina usa un sistema di precisione a raddrizzatore sensibile al valore medio (precisione base $\pm 0,05\%$) per onde sinusoidali, l'altra cartolina sensibile al vero valore efficace permette migliori precisioni con forme d'onda non sinusoidali. Un'opzione per misure di rapporto di tensioni continue a 4 fili permette la misura anche su trasduttori a ponte. L'impedenza di ingresso è superiore a 100 M Ω .

Data Precision
AMPERE - MILANO

Analizzatore di spettro per radiofrequenza

La Tektronix, con l'introduzione di spettro 7L14, permette di impiegare la memoria digitale nel campo di frequenze più utilizzate dello spettro a radiofrequenza. Il 7L14 risulterà particolarmente utile per gli operatori delle bande HF, VHF e bassa UHF.

Il 7L14 è la versione a memoria digitale del 7L13, ma è più facile da impiegare poichè è stata eliminata la necessità di



Analizzatore di spettro per radiofrequenza a memoria digitale.

ritoccare i comandi di intensità e di persistenza di memoria del tubo a raggi catodici. Il 7L14 copre un campo di frequenze da 10 kHz a 1800 MHz. Altre caratteristiche comprendono: campo dinamico sullo schermo di 70 dB, con assenza di spurie; sensibilità di -128 dBm, con 30 Hz di risoluzione; indicazioni alfanumeriche sullo schermo delle posizioni dei comandi; filtri di risoluzione con fattore di forma quattro a uno; opzioni per il generatore tracking ed il contatore. Inoltre, il 7L14 utilizza come unità base i mainframe della Serie 7000 che sono compatibili con altre 25 differenti unità a cassette che comprendono amplificatori, basi dei tempi, analizzatori di stati logici, contatori e convertitori A/D.

Il 7L14 è dotato di un limitatore interno che protegge il primo mixer. Il limitatore non degrada le possibilità di misura di distorsione (sia armonica che di intermodulazione). Come risultato, livelli di segnale fino ad 1 W possono venire collegati all'ingresso in qualsiasi posizione dell'attenuatore senza danneggiare il primo mixer. Il limitatore ha incorporato un sistema di blocco per la c.c. che, oltre ad evitare danni provocati da un'eventuale c.c. sovrapposta al segnale, protegge il mixer da eventuali segnali di rete (fino a 50V, 50/60 Hz).

Quando si impiega un generatore tracking, gli errori di risposta del sistema si possono eliminare utilizzando la memoria digitale del 7L14 nella posizione "B minus Save A". L'operatore può scegliere, per ridurre il rumore sia l'averaging digitale che i filtri video. Misure di confronto si possono eseguire molto facilmente usando le memorie indipendenti A e B. Misure di deriva e di massima ampiezza sono rese più agevoli utilizzando i comandi "Max hold" e "Save A".

TEKTRONIX - MILANO

Generatore di pattern televisivi

La SADELTA ha realizzato un generatore di pattern televisivi (bianco/nero e colore) con prestazioni professionali.

Tale strumento offre il grande vantaggio della tascabilità, rendendone quindi comodo e facile l'impiego da parte di tutti i tecnici del settore.

Alimentato da una batteria al nichel-cadmio, è fornito con caricabatterie, custodia, cavo d'antenna e manuale.

Sadelta
FARNELL ITALIA - MILANO

nuovi prodotti

Temporizzatori elettronici

L'AEG-Telefunken Divisione Prodotti di Serie ha ampliato il proprio programma con l'inserimento di una linea di temporizzatori elettronici, costituita dalla Serie 50 e dalla Serie 22,5 che rappresentano rispettivamente la larghezza dei contenitori (50 mm per la Serie 50 e 22,5 mm per la Serie 22,5).

I contenitori di entrambi le serie sono in materiale plastico autoestinguente ed hanno un grado di protezione IP 40.

Entrambe le serie possono essere agganciate su profilato DIN 46277/3 su apposite piastre o su apposito zoccolo con terminali a vite (undecal e octal); la numerazione e la posizione del pin e dei contatti sono conformi alla IEC 67-1-18a.

La serie 50 può essere fornita con 1 o 2 contatti in scambio, mentre la Serie 22,5 ha un solo contatto in scambio; le caratteristiche dei contatti nella Serie 50 sono: max tensione comm. 380 Vca, max corrente comm. 5A, potenza comm. 220 V $\cos \varphi = 1$ di 1100 VA, con $\cos \varphi = 0,4$ di 750 VA, vita meccanica prevista per 10×10^6 operazioni.

Le caratteristiche per i contatti della Serie 22,5 sono: max tensione comm. 250 Vca, max corrente 5A, potenza comm. 220 V $\cos \varphi = 1$ di 1000VA, vita meccanica di 2×10^7 operazioni.

I tempi di ritardo hanno un minimo di 0,05 s con un massimo di 180 s e da un minimo di 6 minuti ad un massimo di 60 min. per la serie 50, mentre per la serie 22,5 vanno da un minimo di 0,05s ad un massimo di 180 s, secondo scale già definite.

Entrambe le Serie sono conformi alle Norme IEC 225 - 2 e VDE 0110 Gruppo B 380 (solo per la serie 50) Gruppo C 250 e sono costruite secondo le VDE 0435 rigidità dielettrica 2000 V.

La serie 50 ha le tensioni di alimentazione in c.a. da 24V e 380V con variazioni ammissibile $\pm 15\%$, frequenza ammissibile 43+63Hz, consumo nominale della bobina 4 VA.

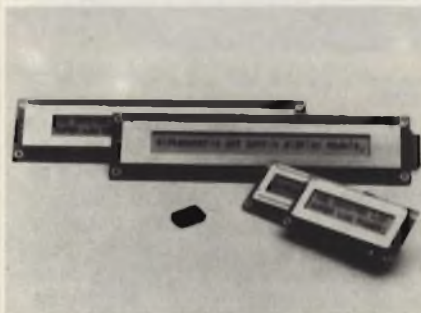


Temporizzatore elettronico conforme alle Norme Internazionali.

La Serie 22,5 ha le tensioni di alimentazione in c.a. da 110V a 240V frequenza 48+63Hz variazione di tensione ammissibile 0,85 a 1,1 Vn consumo nominale della bobina 2VA.

Entrambe le serie sono tropicalizzate conformemente a F DIN 40040.

AEG - TELEFUNKEN - CINISELLO B.



Display LCD alfanumerici

Display LCD alfanumerici

La Industrial Electronic Engineers (IEE) ha presentato la serie DAYSTAR di display a cristalli liquidi alfanumerici a basso costo, che vengono a sostituire quelli precedenti più costosi. L'interfaccia elettrica, il montaggio e le dimensioni sono infatti identici.

I principali cambiamenti riguardano invece il design a basso profilo e le specifiche ambientali modificate.

La famiglia DAYSTAR comprende quattro display, un ASCII controller IC opzionale e i cavi. I modelli offerti sono 1x16, 2x16, 1x40 e 2x40. Tutti i dispositivi sono a matrice di punti 5x7 più cursore. Richiedono un'alimentazione a ± 5 V con un assorbimento inferiore a 1 mA.

Il controller opzionale riduce notevolmente il tempo di sviluppo del sistema, fornendo l'interfaccia ASCII, il controllo del cursore, la generazione dei caratteri e le funzioni di timing e di refresh.

**IEE
EXHIBO ITALIANA - MONZA**

Transposer VHF/FM compatto

Il modello UR 050 della Rohde & Schwarz converte i segnali radiodiffusi mono o stereo modulati in frequenza, allocati in un canale della banda II, in un canale qualsiasi della stessa banda con una distorsione minima.

Con le sue tre potenze di trasmissione (20 mW, 1 W e 10 W) e il suo design modulare con sezioni riceventi e trasmettenti separate, l'UR 050 è ideale per

una vasta gamma di applicazioni, quale eccitatore/transposer, trasmettitore per radiodiffusioni esterne di programmi sportivi, come eccitatore di stadi di potenza, per alimentare sistema CATV e come ricevitore o trasmettitore di prova. Tra le sue caratteristiche principali ci sono un rapporto segnale/rumore di 70 dB, una distorsione armonica minore dello 0,5%, una distorsione di intermodulazione d_2 inferiore allo 0,25% e una bassissima diafonia.

**Rohde & Schwarz
ROJE TELECOMUNICAZIONI - MILANO**

Generatore programmabile per calibrazione

La Tektronix ha annunciato un altro membro della famiglia di strumenti di misura TM500, il CG 551A0, un generatore per calibrazione, governato da un microprocessore, che è completamente programmabile. Il CG 551AP trova impiego come parte di un sistema computerizzato per la calibrazione e la verifica dei più importanti parametri di un oscilloscopio, come il guadagno verticale, la banda passante, la precisione e il guadagno orizzontale, la precisione delle sonde di corrente e dell'uscita del calibratore.



Generatore programmabile per calibrazione, che consente di ridurre notevolmente i tempi di collaudo e manutenzione.

Il CG 551AP consente di automatizzare il test e la calibrazione degli oscilloscopi. Esso è stato progettato per essere parte integrante di un sistema utilizzando l'interfaccia GPIB, sistema che comprenderà un'unità di controllo per lo sviluppo e l'esecuzione dei programmi ed una stampante, o fotocopiatrice, per la documentazione automatica e permanente.

L'intero processo di calibrazione è gestito da programmi preregistrati, eliminando così la possibilità di saltare o dimenticare un test.

TEKTRONIX - MILANO

nuovi prodotti

Convertitore video D/A

La Intech ha aggiunto alla sua linea di moduli per conversione dati ad alte prestazioni il modello VDAC-8308, convertitore video digital-analogico a 8 bit.

La versione standard VDAC-8308/TTL offre un settling-time di 7,5 ns di fondo scala e una frequenza di 40 MHz.

La versione VDAC-8308/ECL invece offre un settling time di 7,5 ns di fondo scala e una frequenza di 40 MHz.

La versione VDAC-8308/ECL invece offre un settling time di 7,5 ns di fondo scala e una frequenza di 100 MHz.

Intech
DISPREL - MILANO



Convertitore digitale analogico ad 8 bit da 7,5 ns.

Telecomando e sintonia TV

È stato immesso sul mercato un apparecchio della SIEL Elettronica per dotare, senza alcun intervento sul televisore, qualsiasi ricevitore TV, a colori o in bianco e nero, di telecomando e di sistema di sintonia a 99 canali con chiamata diretta: il TS 99.

Il sistema, pur nella sua complessità tecnica, si installa in modo estremamente semplice, dovendosi solo collegare alla presa di antenna del televisore.

Il TS 99 si compone fisicamente di due parti: il telecomando a raggi infrarossi e l'unità ricevitore-selettore di canale presentata in un elegante cofanetto in materiale antifurto, che può essere posto vicino all'apparecchio televisivo.

Il TS 99 è dotato di memoria non volatile del tipo EAROM, che memorizza, sotto forma di programma, 30 delle 99 possibili frequenze, ciascuna identificante un canale.

Il TS 99 è anche provvisto di indicatore a LED luminosi indicanti il programma scelto ed il relativo numero di canale memorizzato.

SIEL ELETTRONICA - FORMELLO (ROMA)



Telecomando da applicare ai ricevitori TV

Batterie ricaricabili a tenuta di gas

Il Gruppo Componenti ITT ha ampliato la propria gamma di batterie mettendo in produzione elementi a "bottone" al nickel-cadmio con mass electrodes e cellule accumulatrici cilindriche al piombo a tenuta di gas. La capacità di queste cellule è ora compresa fra 10 mAh e 25Ah. Grazie alle dimensioni contenute e al fatto che la batteria a



Gamma di batterie a bottone e accumulatori ad elementi di piombo con capacità da 10 mAh a 25 Ah.

mass electrodes hanno il minimo tasso di aut scarica tra i sistemi al nickel cadmio, questi elementi a bottone sono particolarmente indicati per lampade a pila, apparecchi acustici, ricetrasmittenti, memorie per circuiti logici.

Con gli accumulatori cilindrici ad elementi di piombo, le capacità di carica sono state portate a 2,5, 5 e 25 Ah. Analogamente agli accumulatori a bottone, anche questi accumulatori possono essere disposti in vari modi e provvisti dei più svariati sistemi di collegamento; questi accumulatori assicurano ottime prestazioni e sono particolarmente indicati per apparecchi a forte consumo di corrente.

ITT STANDARD - S. DONATO M.

École professionnelle supérieure Paris

Corsi di
ingegneria per
chi si deve
distinguere
con una
preparazione ed
un titolo a
livello europeo

Informazioni presso:

Scuola Piemonte
Lungo Dora
Voghera 22
tel. 837977
10153 TORINO

THE STEEL MARK
BERKEINST
IL MARCHIO D'ACCIAIO

Tagliando ordine **libri JCE** da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (Mi)

Nome Cognome

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Indirizzo

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Cap.

Città

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Inviatemi i seguenti libri:

Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione

Allego assegno n° di L.
(in questo caso la spedizione è gratuita)

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

Non abbonato Abbonato

SE - 5/81

Tagliando ordine **libri Jackson** da inviare a:
Gruppo Editoriale Jackson - Via Rosellini, 12 - 20124 Milano

Nome Cognome

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Indirizzo

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Cap.

Città

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

Inviatemi i seguenti libri:

Pagherò al postino l'importo di L. + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione

Allego assegno n° di L.
(in questo caso la spedizione è gratuita)

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

Non abbonato Abbonato

SE - 5/81

2 ANNI DI GARANZIA

BEST SELLER DEGLI OSCILLOSCOPI DA 15 MHz

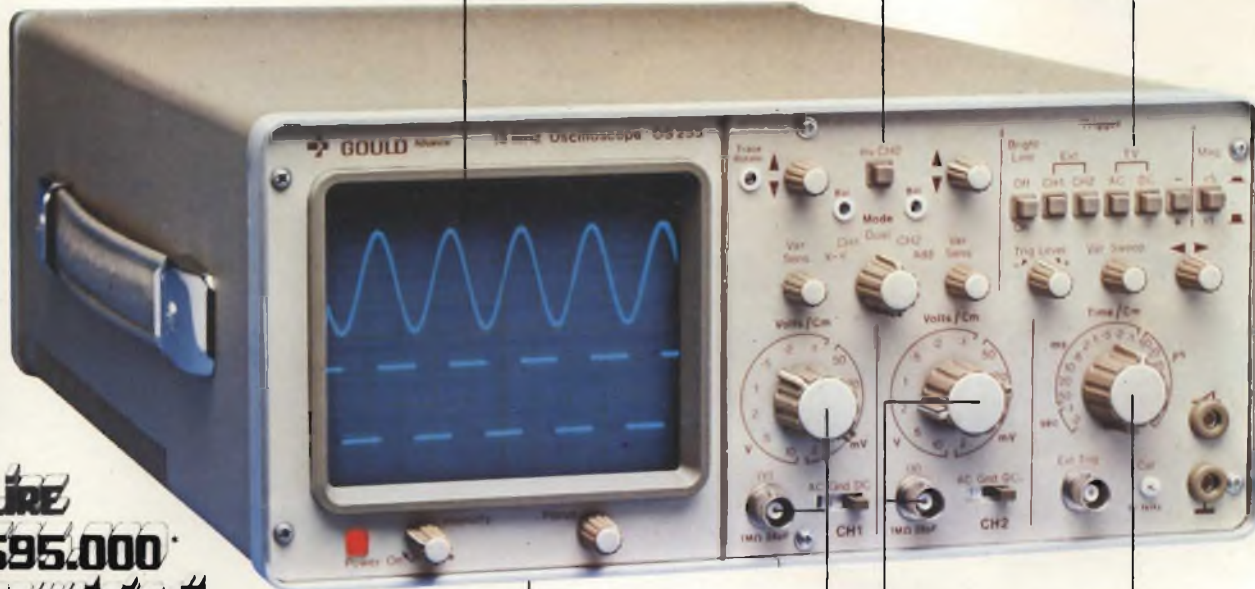
GOULD MOD. OS255

banda passante DC - 15 MHz
2 canali con sensibilità 2 mV/cm

schermo rettangolare 8x10 cm
con alta luminosità

somma e differenza algebrica
dei canali 1 e 2 mediante
i comandi ADD e INV CH2

Sincronismo TV automatico
con separatore comandato
dalla Time Base



LIRE
695.000*
completo di
due sonde

leggero (6 Kg) e
compatto (14x30x46 cm)

2 canali d'ingresso con
sensibilità da 2 mV/cm
a 25 V/cm in 12 portate

base dei tempi variabile
con continuità da
100 ns/cm a 0,5 sec/cm

Negli oscilloscopi della GOULD, una delle più grandi società americane nel campo degli strumenti elettronici di misura, si combinano perfettamente l'alta qualità ed il giusto prezzo. Il modello OS255, best seller degli oscilloscopi da 15 MHz, rappresenta ormai per migliaia di utilizzatori la soluzione ideale nelle più svariate applicazioni, grazie alla sua elevata sensibilità di 2 mV/cm, all'alta luminosità e alla portatilità. A prova della tipica qualità ed affidabilità che li contraddistingue, tutti gli oscilloscopi GOULD godono di due anni di garanzia.

OS255 15 MHz - 2 canali - 8x10 cm
2 mV/cm - sinc TV - X-Y
OS1200 25 MHz - 2 canali - 2 mV/cm
linea di ritardo - X-Y
OS1100A 30 MHz - 2 canali - 1 mV/cm
trigger delay - single sweep
OS3000A 40 MHz - 2 canali - 5 mV/cm
2 basi dei tempi - X-Y
OS3350 40 MHz - 2 canali TV Monitor
5 mV/cm - 16 KV EHT

OS3500 60 MHz - 2 canali - 2 mV/cm
trigger view - 2 basi dei tempi
OS3600 100 MHz - 2 canali - 2 mV/cm
trigger view - 2 basi dei tempi
OS4000 Oscilloscopio a memoria digitale
1024x8 bit - sampling rate 550 ns
OS4100 Oscilloscopio a memoria digitale
1024x8 bit - 1 μs - 100 μV/cm

Tutti i modelli hanno consegna pronta

GOULD
An Electrical/Electronics Company

*Maggio 80 - Pag. alla consegna, IVA esclusa. 1 Lgs = Lire 1900, 22%

elettro nucleonica S.p.A. SE - 5/81

Desidero

maggiori informazioni su gli Oscilloscopi
Gould modello

avere una dimostrazione degli Oscilloscopi
Gould modello

Nome e Cognome

Ditta o Ente

Indirizzo



una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettro nucleonica s.p.a.

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

A ciascuno il suo computer.



dati. È un piccolo apparecchio che può mettere ordine in tutte le vostre cose e aiutarvi più di una schiera di segretari.

Il primo computer personale veramente pratico

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

Esempio di microelettronica avanzata

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

Anche voi avete bisogno del computer personale

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

Lo ZX80 della Sinclair offre servizi di gran lunga superiori al suo prezzo. Pesa solo 350 grammi. È applicabile a qualunque televisore. Può essere collegato a un registratore di cassette per la memorizzazione permanente di istruzioni e

Alcune applicazioni

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

Per aziende

Piccole gestioni di magazzino, archivio clienti e fornitori eccetera.

Per professionisti

Calcoli matematici e trigonometrici, elaborazione di formule, archivio.

Per il tempo libero

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

Sinclair ZX80

Dimostrazioni presso le sedi GBC.

CARATTERISTICHE TECNICHE

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

LISTINO PREZZI IVA ESCLUSA

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

