

SELEZIONE 5

di elettronica e microcomputer

MAGGIO 1984

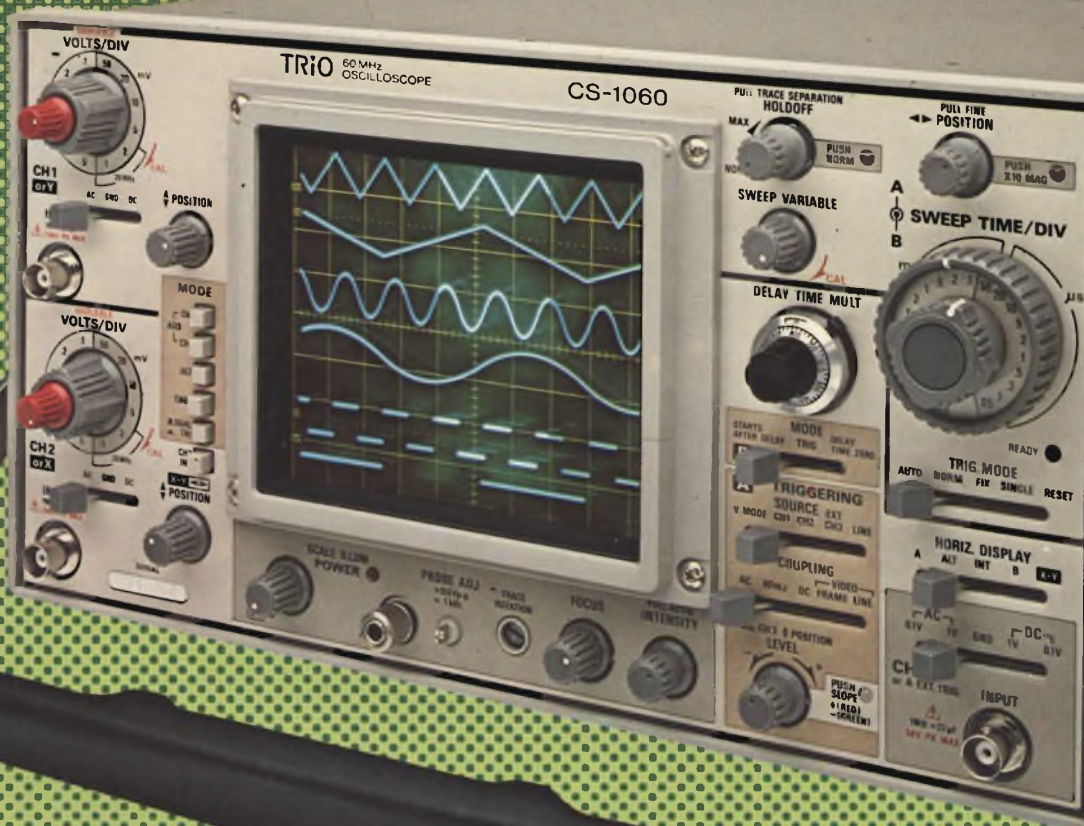
L. 7.600

■ Panoramica sui componenti a microonde

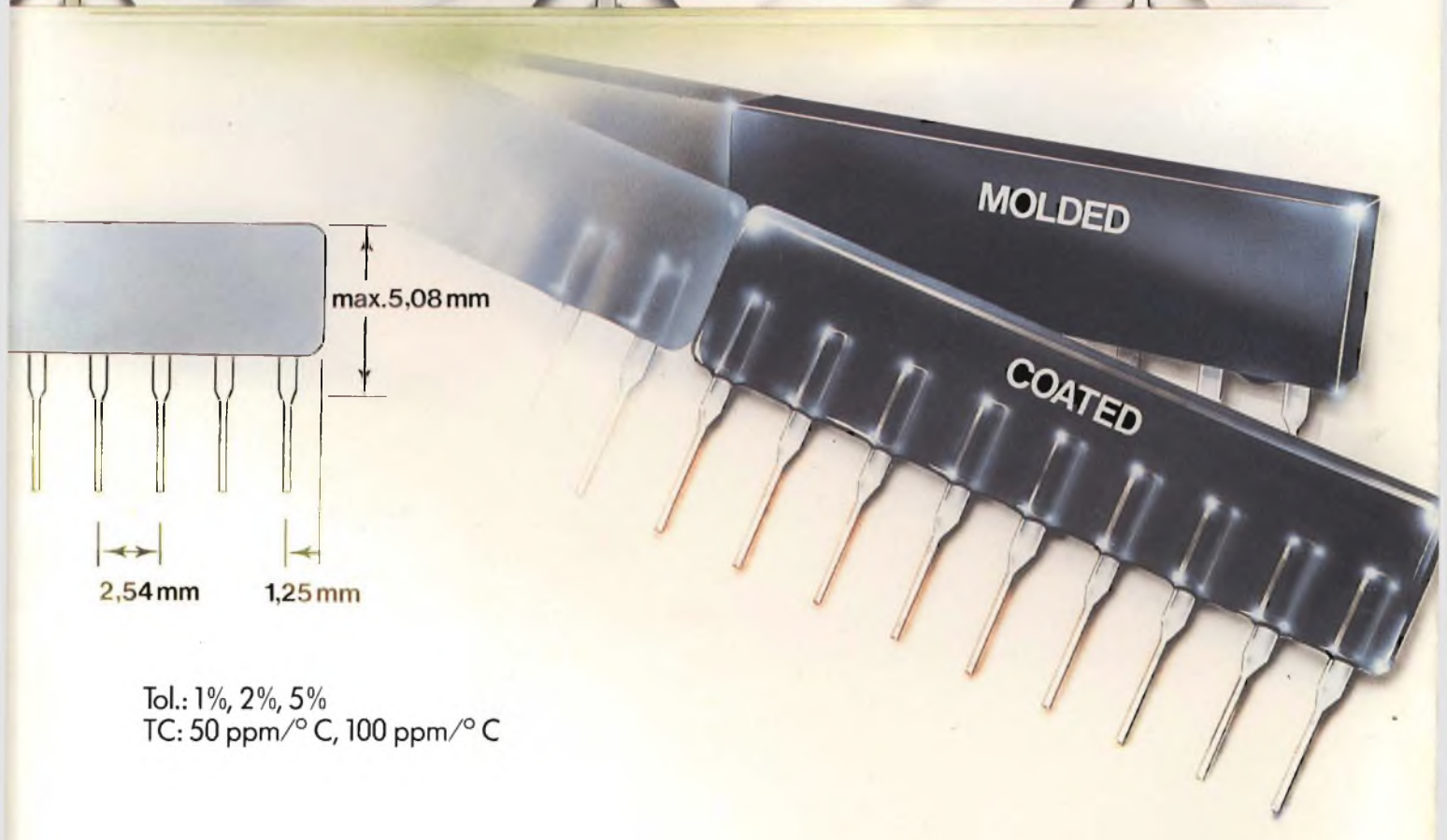
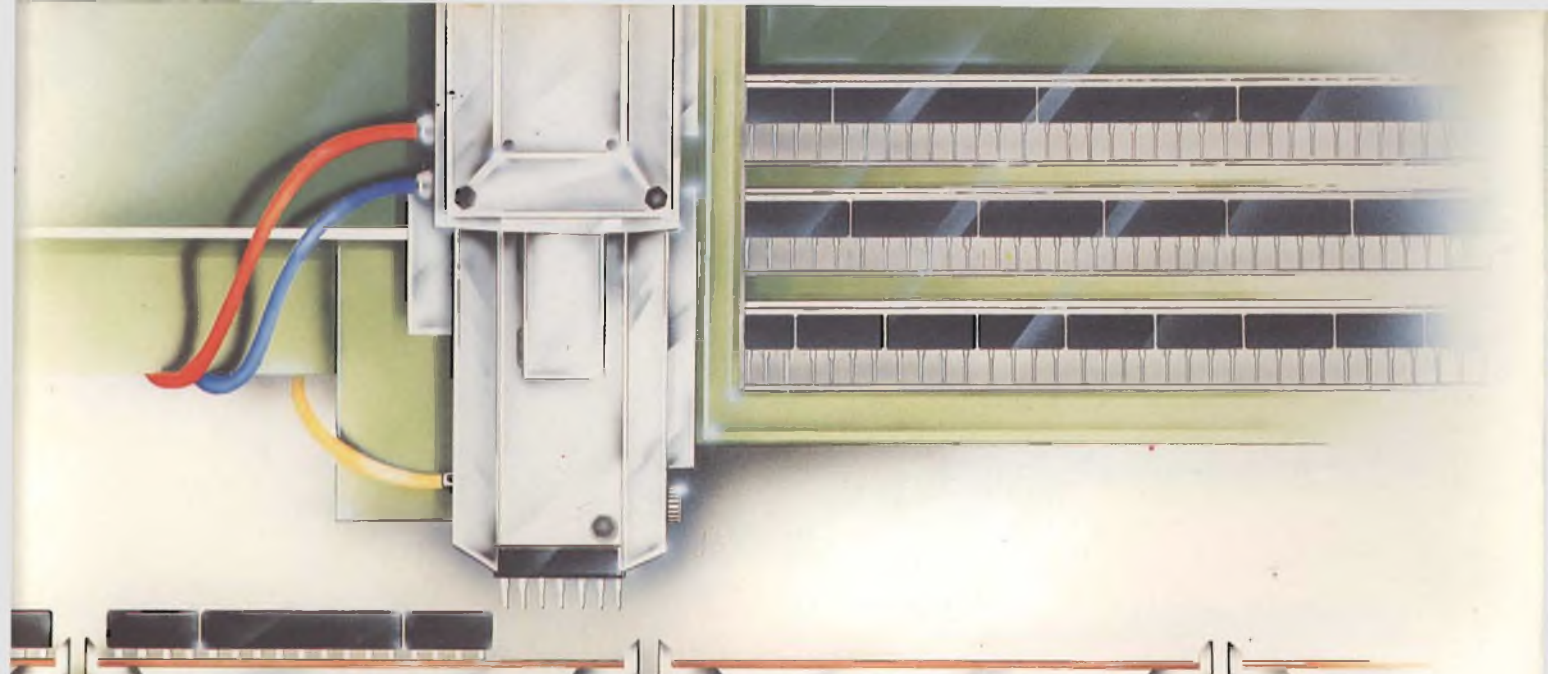
■ Monitor per il SEL-COM

■ Alimentatore switching a più uscite

■ Ricevere correttamente un'immagine TV



TRIO-KENWOOD CORPORATION



max. 5.08 mm

2,54 mm

1,25 mm

Tol.: 1%, 2%, 5%
TC: 50 ppm/° C, 100 ppm/° C

Resistor Networks from ROHM

ROHM

R-OHM ELECTRONICS GMBH

Agente per l'Italia:

PE PAN ELEKTRON

Via Mosè Bianchi, 103 - 20149 Milano
Telefono: (02) 464582-4988805
Telex: 325074 PANELK

Ampia gamma di sensibilità verticali

Fattori di scala da 100 V div. (sonda x 10) a 2 mV div. (sonda x 1).
Precisione $\pm 3\%$.
Accoppiamento c.c. e c.a.

Due canali ad alta sensibilità

Banda passante dalla c.c. a 60 MHz da 10 V div. a 20 mV div.; 2 mV div. dalla c.c. a 50 MHz.

Velocità di scansione

Da 0.5 s a 50 ns. Fino a 5 ns div. con l'espansore x 10

Misure con scansione ritardata

Precisione $\pm 3\%$ con la singola base tempi (mod. 2213); $\pm 1.5\%$ con la doppia base tempi (mod. 2215).

Completo sistema di trigger

Le modalità disponibili sono: quadro TV, normale, automatico, con selezione CH1, CH2 od entrambi. Sorgente interna, esterna e rete. Holdoff variabile.

Sonde comprese

Due sonde x 10. L'intera banda passante di 60 MHz è disponibile sul puntale delle sonde stesse.



pronto, Tektronix

Basta una telefonata

Mai è stato così facile avere un oscilloscopio Tektronix. Basta infatti una semplice telefonata per ordinare un oscilloscopio TEK 2213 o 2215 e riceverlo direttamente al vostro domicilio completo di sonde, manuali di impiego e di servizio.

Pronta consegna

Gli oscilloscopi TEK 2213 e 2215 non solo sono facili da ordinare ma anche rapidi da ottenere. Infatti, solo per questi modelli la Tektronix ha deciso di offrire la pronta disponibilità presso i suoi uffici commerciali in tutto il mondo.

Affidabilità alta, prezzo basso

L'attenta progettazione e la razionalizzazione della produzione ha

permesso non solo di ottenere strumenti più affidabili, ma anche di contenere i costi. Questo ha portato un beneficio immediato ai clienti Tektronix: il basso prezzo. Gli oscilloscopi TEK serie 2200 sono infatti offerti ad un prezzo estremamente competitivo specie se valutato rispetto a quanto questi strumenti offrono in fatto di prestazioni, affidabilità e durata di garanzia.

TEK 2213 - Lire 2.052.000*

Sweep ritardato

TEK 2215 - Lire 2.474.000*

Doppia base tempi

* Compresi il coperchio frontale e due sonde.
IVA esclusa - Prezzi indicativi causa fluttuazione cambi.

Garanzia totale di 3 anni

La realizzazione di questi oscilloscopi, particolarmente studiata sotto il profilo dell'affidabilità, ha permesso alla Tektronix di offrire, per la prima volta in questo settore industriale, una garanzia completa di tre anni comprensiva sia di parti (incluso il CRT) che di manodopera.

TEKTRONIX S.p.A.

20141 MILANO
Via Lampedusa 13 - Tel. (02) 8466446
00141 ROMA
P.za Antonio Baldini 45 - Tel. (06) 8278041
10141 TORINO
Via Card. M. Fossati 5 - Tel. (011) 3351143

Tektronix
COMMITTED TO EXCELLENCE

RICETRASMETTORI VHF PER USO NAUTICO



Ricetrasmittitore marino VHF "ZODIAC"

Mod. AQUARIUS

Ideale per imbarcazioni da diporto e da pesca o come ausiliario a imbarcazioni di stazza maggiore.

Circuito: componenti allo stato solido

Canali: 12 di cui 6 quarzati (6-12-16-20-26-27)

Frequenze: 156,025 - 157,425 MHz

160,625 - 162,025 MHz

Modulazione: FM

Controlli e strumentazione: ON/OFF, volume, squelch, selettore dei canali, commutatore di potenza

Sensibilità: 0,3 μ V a 20 dB S/N

Potenza di uscita: 25 W / 1 W

Alimentazione: 13,8 Vc.c.

Sistema di ricezione: supereterodina a doppia conversione di frequenza con stadio RF e MIXER a DUAL-MOSFET e MOSFET

Press: alimentazione esterna, connettore d'antenna, altoparlante esterno.

Dimensioni: 162x70x235 mm

ZB/7812-00

OMOLOGATO

PROT. N° DCSTR/3/40395/144/01 del 23/9/76



OMOLOGAZIONE

PROT. N° 019241 del 26/5/83

Ricetrasmittitore VHF marino-omologato

Mod. 511

Questo ricetrasmittitore sintetizzato è stato progettato per lavorare sui 55 canali internazionali ad uso marino ed eventualmente su altri 10 canali privati, comunque compresi nelle bande di lavoro dell'apparato.

Canali: 66+10

Modulazione: 16F3

Controlli e strumentazione: ON/OFF volume, squelch, canale 16 diretto, alta/bassa potenza, indicatore canali, indicatore di bassa potenza e di trasmissione, selettore dei canali, ascolto alternato, illuminatore frontale.

Sensibilità (20 dB silenz.): < 0,5 μ V

Potenza di uscita: 25 W / 1 W

Alimentazione: 13,2 Vc.c.

Sistema di ricezione: supereterodina a doppia conversione.

Press: connettore microfono, altoparlante esterno, connettore d'antenna.

Completo di diffusore in materiale plastico con staffa di fissaggio inclinabile, di dimensioni

160x112x90 mm

Dimensioni: 190x60x220 mm

ZB/7810-00

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castellfranchi

DIRETTORE TECNICO
Lodovico Cascianini

COORDINATORE
Salvatore Lionetti

REDATTORE
Sergio Cirimbelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo

CONTABILITA'
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani
Orietta Duroni

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni
Giovanna Quarti

COLLABORATORI
Edoardo Botti
Paolo Bozzola
G. Carlo Lanzetti
Ennio De Lorenzo
Fabio Gherse
Vincenzo Parenti
Oscar Preiz
Sergio Saporiti
Edoardo Romano

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
SAVIX S.r.l.
Tel. (02) 6123397

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

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

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

FOTOCOMPOSIZIONE
Lineacomp s.r.l.
Via Rosellini, 12 - 20124 Milano

STAMPA
Gemina Grafica s.r.l.
Via Magretti - Paderno Dugnano (Mi)

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. 3.500
Numero arretrato L. 5.000

Abbonamento annuo L. 29.000
Per l'estero L. 49.000

I versamenti vanno indirizzati a:
JCE
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.

- Panoramica sui componenti a microonde
- Monitor per il SEL-COM
- Alimentatore switching a più uscite
- Ricevere correttamente un'immagine TV



In copertina:

La TRIO-KENWOOD, rappresentata in Italia dalla Vianello S.p.A., annuncia la nuova serie di oscilloscopi CS-1000 (40, 60, 100 MHz) con esclusive innovazioni tecnologiche a nuove frontiere di prezzo.

Sommario

MAGGIO 1984

NEWSLETTER	6
STRUMENTAZIONE	
CS 1060-CS1040: due nuovi oscilloscopi a tre canali e a sei tracce	12
COMPONENTI	
Panoramica sui componenti per microonde	16
PERSONAL COMPUTER	
Strumenti e personal computer	24
MICROCOMPUTER	
Monitor per il SEL-COM	30
ALTA FREQUENZA	
Gruppo di sintonia con memoria	36
MICROPROCESSORI	
MC 6809: CPU 8/16 bit	42
PROGETTI	
Generatore digitale di effetti di eco, riverbero e coro - Temporizzatore tascabile - Risparmiare il carburante anche in fase di marcia con freno motore - Orologio di precisione da laboratorio per contare impulsi e misurare tempi - Convertitore per ricevere frequenze fino a 1,3 GHz - Filtro passa-basso regolabile di quarto ordine - Tester per circuiti integrati CMOS	48
IDEE DI PROGETTO	
Due sistemi di controllo di motori passo-passo a due fasi realizzati con il C.I. L293	73
Controllo della temperatura con i circuiti integrati U217B e U263B1	74
REGOLAZIONE E CONTROLLI	
Temporizzatore programmabile digitale di tempi lunghi	77
ALIMENTATORI	
Alimentatore switching a più uscite	84
DENTRO AL COMPONENTE	
Il Triac	90
TECNOLOGIE AVANZATE	
Terre rare e cobalto per magneti permanenti ad elevata energia	94
VIDEO	
Ricevere correttamente un'immagine TV	100
NUOVI PRODOTTI	106

Il satellite sconfitto dal cavo?

Francia e Germania hanno abbandonato il progetto che le vedeva impegnate a sviluppare uno standard comune per la trasmissione dei programmi televisivi. Il fallimento dell'iniziativa rappresenta un duro colpo per l'internazionalizzazione delle trasmissioni via etere e un cattivo esempio per altri Paesi europei che, nel caso in cui l'accordo fosse stato raggiunto, avrebbero cercato senz'altro di adeguarsi ai nuovi sviluppi del settore. Il progetto iniziale, caldeggiato dalla "European Broadcasting Union" e adottato dal Parlamento europeo lo scorso ottobre, prevedeva infatti un unico standard per le trasmissioni televisive europee via satellite che avrebbe non solo migliorato la qualità delle immagini, ma anche permesso traduzioni simultanee dei programmi in varie lingue grazie ad un particolare audio. Tecnicamente, stando alle dichiarazioni degli esperti del settore, lo standard Mac - C Packet, così si chiama, è ineccepibile, dal momento che la qualità dell'immagine e soprattutto del suono è indiscutibilmente superiore a quella dei sistemi vigenti quali Pal, Secam e Ntsc che, oltretutto, sono totalmente incompatibili tra loro. Difficile dunque comprendere le motivazioni "di ordine tecnico" che avrebbero spinto Francia e Germania ad abbandonare il progetto. Più facile, piuttosto, attingere a spiegazioni di carattere politico. La Francia, infatti, ha di recente ribadito la sua intenzione di procedere al progetto (operativo entro il 1992) che prevede la connessione di 6 milioni di famiglie grazie all'adozione di fibre ottiche su scala nazionale. Il piano prevede una spesa di circa 620 milioni di dollari nei primi 3 anni.

TV via cavo: la difficile via della collaborazione

La produzione di apparecchiature per reti a TV via cavo non sempre è un affare nonostante l'andamento ascendente di questo mercato. Così è stato per la joint-venture fra General Instrument e General Electric, una società statunitense ed una inglese, che nella difficoltà di trovare un accordo sui progetti tecnico-produttivi hanno preferito rompere la collaborazione. Ciascuna delle due proseguirà per proprio conto. Come avevamo a suo tempo scritto la GEC-Jerrold, questo il nome della joint-venture, mirava a sviluppare una rete di televisori via cavo molto avanzata ma dai prezzi non proibitivi.

La Yuri 2A per ricevere la TV via satellite

Confortato dal successo ottenuto con il lancio del primo satellite per la telediffusione diretta, l'ente televisivo nipponico ha deciso di anticipare a metà primavera la data di inizio delle diffusioni. Il satellite, denominato Yuri 2A e collocato in un'orbita geostazionaria a 36.000 Km sopra l'equatore, porterà le immagini televisive a oltre 400.000 famiglie che vivono in zone geografiche disperse mentre oltre 6 milioni di famiglie potranno ugualmente accedervi per la difficoltà in cui oggi si dibattono a ricevere regolarmente le trasmissioni TV.

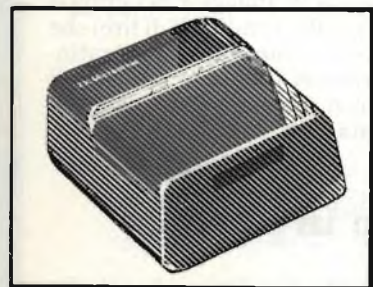
Dischi compatti: la domanda supera l'offerta

La Nimbus, una piccola azienda inglese, sta completando la costruzione, nel Galles del Sud, di uno stabilimento per la produzione di dischi compatti, con un investimento di circa 5 miliardi di lire. Di questi dischi c'è attualmente una richiesta che l'industria ha difficoltà a soddisfare. Le due principali industrie manifatturiere sono la Polygram di Hannover e la CBS/Sony: la prima ha appena deciso di aumentare la capacità produttiva annua da 6 a 15 milioni di pezzi; la seconda possiede in Giappone uno stabilimento da 8 milioni di dischi compatti al quale è stato deciso di affiancarne uno negli Stati Uniti.

ZX Microdrive



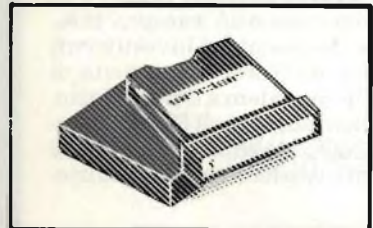
**fai crescere
il tuo Sinclair - Spectrum
con le sue eccezionali periferiche!**



ZX MICRODRIVE

Amplia le possibilità dello ZX Spectrum in quei settori come la didattica e le piccole applicazioni gestionali, dove è necessaria una ricerca veloce delle informazioni. Ogni cartuccia può contenere:

85 kbyte / 95 kbyte



CARTRIDGE

Per ZX Microdrive.

Capacità:

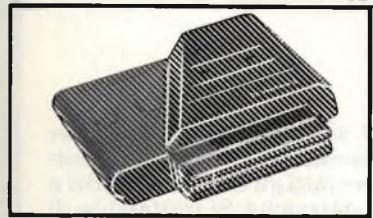
85 kbyte / 95 kbyte

Confezione da 2 pezzi.

L. 199.500

L. 45.000

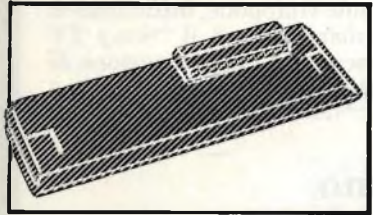
La coppia



ZX INTERFACE 2

Permette di utilizzare le nuovissime ZX ROM, cartucce software e il collegamento per 2 joystick.

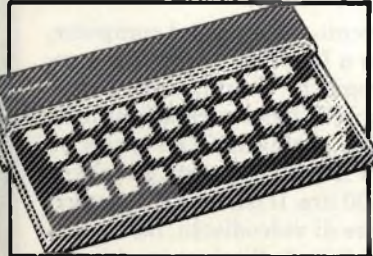
L. 95.500



ZX INTERFACE 1

Indispensabile per il collegamento dello ZX Microdrive. Inoltre permette il collegamento fra lo ZX Spectrum e una ampia gamma di periferiche e di altri Sinclair in rete locale.

L. 199.500



COMPUTER ZX SPECTRUM

A colori, collegabile ad un televisore a colori o in b/n e ad un normale registratore a cassetta. 32x24 caratteri. RAM di base: 16 k - 48 k 256x192 punti. 8 colori - 2 luminosità.

16 k
L. 398.000

48 k
L. 499.000



**competenza
in COMPUTER
sinclair**

I prezzi sono comprensivi di I.V.A.

La Seleco riduce il target produttivo

Difficilmente la Seleco, l'azienda nata dalla confluenza delle attività tecnologiche e industriali nell'area televisiva di Zanussi e Indesit, riuscirà a raggiungere quest'anno l'obiettivo dei 360.000 TVC prodotti, come previsto nel piano di risanamento approvato dal Cipi nella scorsa estate. È più probabile che la Seleco, nella quale ha una presenza azionaria di maggioranza la società Rel del Ministero dell'Industria, riesca a costruire solamente 250.000 apparecchi, ossia la quota Zanussi. Il target produttivo di fine piano prevede il raggiungimento di 670.000 unità l'anno, ipotesi che potrebbe anch'essa essere riconsiderata alla luce di iniziative industriali attualmente in corso di esecuzione.

Lo stato in aiuto di Videocolor e Ducati

La Rel (la finanziaria pubblica per l'elettronica) ha deciso di entrare anche nella compagna azionaria della Ducati componenti elettronici, e della Videocolor cinescopi. La Ducati è una azienda di Bologna del gruppo Zanussi da tempo in difficoltà (nel 1983 ha perso più di 10 miliardi di lire) che avrebbe dovuto passare parzialmente alla americana Arcotronics ma le trattative sono fallite. La Videocolor è una delle maggiori industrie europee di cinescopi controllata dal gruppo francese Thomson. La Rel avrà il 20% del capitale, di cui è stato da poco deciso l'aumento da 17 a 30 miliardi di lire.

L'industria nipponica dei VTR si potenzia in Europa

Un'altra industria elettronica, la Sharp, ha deciso di aggirare i limiti alla importazione di videoregistratori VHS nella comunità europea insediandovi un proprio stabilimento. Per l'operazione che assorbirà investimenti per oltre 30 miliardi di lire, è stato scelto il Galles del Nord. La capacità di assemblaggio, fatto inizialmente con componenti in prevalenza d'importazione e successivamente acquistati nei mercati continentali, sarà di 60.000 apparecchi nel primo anno e di oltre 200.000 nel 1988. Nello stabilimento la Sharp prevede di costruire altri prodotti elettronici se il mercato ne creerà le condizioni.

Reti locali per la casa

Numerose industrie elettroniche giapponesi si stanno accordando per definire standards comuni per reti locali domestiche. L'idea è di concordare un sistema bus a larga banda al quale collegare tutti gli elettrodomestici a prevalente contenuto elettronico presenti in una abitazione. Si tratterebbe di una normativa circoscritta nel breve termine al solo Giappone, difficilmente esportabile. L'unico standard del genere oggi disponibile è il "Sony TV System" della società omonima. Esso permette lo scambio, invio e ricezione, di informazioni fra diverse apparecchiature presenti in una casa.

Computer e lettori di videodischi dialogano

La Pioneer Electronic ha introdotto nel mercato un personal computer, denominato PX-7, che può essere connesso a lettori di videodischi, costruiti dalla stessa società, per applicazioni di videogiochi. Un'iniziativa analoga è nei programmi della Victor Company of Japan che l'annuncerà l'autunno prossimo. Giochi su videodischi per ora ne esistono pochissimi: la Pioneer ne ha pronti tre ma ne promette uno ogni due mesi. Il PX-7, in Giappone, dove sarà inizialmente venduto, ha un prezzo di circa 600.000 lire. Il personal computer, che integra una interfaccia per collegarsi al lettore di videodischi, ha 16 K di memoria e usa il sistema operativo MSX, adottato da tutta l'industria nipponica dei calcolatori domestici.

Rinnovato impegno tedesco per la microelettronica

Nel prossimo quadriennio la Germania conta di dirottare verso la microelettronica, tra sovvenzioni statali dirette o indirette e altri capitali, più di 2.000 miliardi di lire. Tre Ministeri (Ricerca, Economia e Difesa) si sono associati per favorire il programma e per indicare a industria e mondo finanziario la volontà del nuovo governo di incentivare le attività tecnologiche innovative, discendenti in una maniera o nell'altra, dai microchip. La Microelettronica non ha ricevuto fino ad oggi la dovuta attenzione in Germania, in confronto alle spinte impresse alla stessa da parte di Stati Uniti e Giappone, per tradizione i due antagonisti principali della Repubblica Federale Tedesca, per una specie di assenza tacita fra governo socialdemocratico, sindacati e Bundespost, ciascuno preoccupato di salvaguardare interessi particolari. Adesso si tenta di recuperare il tempo perduto chiamando a raccolta anche venture capitaliste che però la Germania è a corto e ancora non raccoglie molti consensi.

Philips in buona salute

Dopo quasi quattro anni spesi a ristrutturare le molteplici attività industriali e tecnologiche, la Philips ha colto nel 1983 risultati economici particolarmente brillanti: gli utili netti sono ammontati a 647 milioni di fiorini (1 fiorino = 552 lire circa) e le vendite a 46,2 miliardi di fiorini, con incrementi rispettivamente del 49% e del 7% rispetto al 1982. I risultati migliori sono stati ottenuti nella seconda parte dell'anno, in particolare nell'ultimo trimestre durante il quale gli utili sono triplicati rispetto all'analogo periodo del 1982. Il contributo dei prodotti "home electronics" al miglioramento del bilancio è risultato, tuttavia, marginale, risentendo della congiuntura pesante e dei problemi avuti con il videoregistratore V2000 al quale è stato recentemente preferito il formato VHS, prodotto su licenza giapponese (Matsushita). Un aspetto fondamentale della nuova organizzazione della Philips è di privilegiare su basi mondiali le linee produttive anziché le strategie nazionali, elemento centrale della conduzione gestionale fino ad oggi seguita.

Successo per il CD

La Sony il fornitore leader di lettori di dischi digitali per il mercato statunitense dove il prodotto ha ottenuto nel 1983 un buon successo di vendite mentre prospettive migliori esistono per l'anno in corso. Molto attiva è la Philips, con il marchio Magnavox, a cui si devono attribuire le iniziative principali che hanno portato in media al dimezzamento del prezzo (da 1.000 a 500 dollari). Ulteriori riduzioni nei prezzi sono previste nei prossimi anni, con la conseguenza che fra un quinquennio il ruolo dei giradischi tradizionali risulterà sensibilmente circoscritto. Un andamento più lento ha caratterizzato il mercato dei lettori di videodischi. Nello scorso anno gli utenti americani ne hanno acquistati 300.000 unità circa, di cui tre quarti forniti dalla Rca.

La SGS costruirà lineari e circuiti di potenza in Francia

Ha preso avvio il piano della SGS-Ates di potenziamento in Francia. Nell'ammodernamento e rafforzamento dello stabilimento di Rennes la società italiana prevede di investire complessivamente oltre 70 miliardi di lire. La SGS sarà la prima industria a produrre in Francia wafer di 5 pollici. L'obiettivo è di arrivare a 3 milioni di pezzi al mese, attivando un sistema di automazione della produzione particolarmente avanzato. Ciò permetterà, tra l'altro, di consolidare sopra il 70% la quota di fatturato all'esportazione e magari di risalire di una posizione nella graduatoria dei maggiori produttori transalpini di semiconduttori (oggi essa si classifica al quinto posto dietro a Thomson, Motorola, Texas Instruments e Radiotechnique). I momenti fondamentali del programma sono due: entro l'anno completare la capacità produttiva per i circuiti lineari. Nel 1985 attivare anche l'industrializzazione di componenti di potenza.

Una calcolatrice di 0,8 mm di spessore

Una industria giapponese, la Casio, ha progettato una calcolatrice veramente originale e prima nel suo genere. Assomiglia in tutto e per tutto ad una carta di credito e come questa risulta monolitica, non può cioè essere smontata. Il suo spessore di 0,8 millimetri, è però sufficiente a contenere tastiera, display a cristalli liquidi e sistema di alimentazione a celle solari. Il suo peso non supera i 15 grammi. La curiosità di questa calcolatrice non sta tanto nelle sue ridottissime dimensioni. Sovrapponendola ad una carta a memoria, quelle cioè usate per pagamenti elettronici, si ricava una carta-computer della terza generazione con la quale il possessore potrà verificare direttamente e con lo stesso strumento usato per saldare gli acquisti le operazioni compiute.

Si tratta di un primo passo nella direzione di una carta-computer bancaria più classica e completa, in grado fra l'altro di memorizzare le varie operazioni (non solo di detrarre potere d'acquisto man mano che si procede nei pagamenti) e quindi di poterle richiamare e visionare. Per il momento è disponibile la sola calcolatrice, venduta ad un prezzo di poco inferiore alle 100.000 lire.

La Telefunken è al 100% francese

Il controllo della Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH, conosciuta più semplicemente come Telefunken, è stata assunta interamente dalla Thomson, gruppo nazionalizzato francese, che già possiede il 75% del pacchetto azionario. Al controllo completo il gruppo francese è arrivato cedendo in cambio alla AEG-Telefunken alcune attività relative agli elettrodomestici. L'operazione è stata resa anche possibile dalla permissività dell'Ufficio federale dei cartelli seguita al nulla osta dato al passaggio della Grundig alla Philips, per altro non ancora formalizzato. Scambi di altri pacchetti azionari fra Thomson e AEG-Telefunken sono previsti nei prossimi mesi, finalizzati principalmente alla razionalizzazione delle rispettive attività.

Lettori di dischi digitali diventano periferiche di P.C.

Nei laboratori americani della Ibm si stanno conducendo sperimentazioni per abbinare i lettori di dischi compatti o digitali al personal computer come supporto di memoria. I tecnici della società avrebbero sviluppato un prototipo di interfaccia per il collegamento che trasforma di fatto il lettore di dischi in una periferica di computer capace di memorizzare fino a 550 megabytes di dati, per la quale occorrerebbero in altro modo migliaia di floppy disc da 5 1/4 pollici. Il lettore di dischi digitali è stato sviluppato da Philips e Sony ricorrendo alla tecnologia laser per la lettura dei segnali audio registrati. Entrambe le società riconoscono che il disco ottico costituisce potenzialmente il supporto di memoria più efficiente fra quelli a disposizione a patto di risolvere i problemi tecnici che ne hanno fino ad oggi ostacolato la penetrazione.

Chip digitale multistandards

La Intermetall GmbH, la società tedesca del gruppo ITT Semiconductors specializzata nello sviluppo e nella produzione di circuiti integrati, ha iniziato a campionare un chip capace di integrare nei televisori digitali gli standard del sistema televisivo francese Secam. Più in particolare il circuito amplia le funzionalità del Digit 2000, il set di chip digitale sviluppato dalla Intermetall e impiegato da diverse industrie per la costruzione di televisori digitali nei quali, cioè, il segnale audio e video sono elaborati e trattati secondo tecnologie assimilabili a quelle dei computers. Con questa iniziativa la società tedesca fornisce un prodotto che in pratica integra tutti gli standards di trasmissione televisiva usati nel mondo.

Il nuovo chip, realizzato in CMOS e racchiuso in un package di plastica dual in-line con 40 piedini, sarà prodotto in serie a partire dall'estate. Il suo prezzo non dovrebbe superare i 4 dollari.

Il vostro oscilloscopio da 50 MHz...

...con le funzioni di trigger
che servono a VOI.



Il PM 3217

è l'unico oscilloscopio della sua classe con trigger completamente indipendenti sia sulla base tempi principali che sulla base tempi ritardata.



E in più:

- visualizzazione contemporanea delle due basi tempi
- trigger automatico TV; di linea e di quadro
- banda costante fino a 50 MHz da 2 mV a 10 V/div
- versione a batteria opzionale per un uso agevole in field.

Per questi motivi il PM 3217 è il vostro 50 MHz: versatile, semplice e razionale.

E se vi serve **una sola base tempi** PM 3215.

Oppure **PM 3219**, il 50 MHz a memoria analogica.

Da Philips, naturalmente.



Philips S.p.A. - Divisione S&I
Strumentazione & Progetti Industriali
Viale Elvezia, 2 - 20052 Monza
Tel. (039) 3635.240/8/9
Telex 333343

Filiali: **Bologna** (051) 493.046
Cagliari (070) 666.740
Padova (049) 632.766
Palermo (091) 527.477
Roma (06) 3302.344
Torino (011) 21.64.121

PHILIPS

CS-1060 e CS-1040:

DUE NUOVI OSCILLOSCOPI A TRE CANALI E A SEI TRACCE

a cura della Redazione

La TRIO-KENWOOD CORPORATION, rappresentata in Italia dalla ditta VIANELLO S.p.A., ha già "fatto storia" da quando ha introdotto i suoi oscilloscopi ultrasensibili da 100 MHz a quattro canali e a otto tracce.

È stata la padronanza delle tecnologie di sviluppo più avanzate che questa società detiene ormai da tempo nel settore degli oscilloscopi che ha consentito di dare a questi strumenti quella sicurezza di funzionamento nel tempo che ormai tutti riconoscono.

Ed è stato proprio grazie a questa insita tendenza a migliorare continuamente la tecnologia e il funzionamento dell'oscilloscopio, ad ampliarne le pos-

sibilità, e di conseguenza ad estendere le applicazioni nei più svariati settori, che ora questa stessa società ha potuto presentare alla sua vasta clientela due nuovi oscilloscopi che nella scia dell'oscilloscopio ultrasensibile da 100 MHz, rappresentano per le loro prestazioni e la flessibilità d'impiego, effettivamente una "coppia vincente". Questi due nuovi oscilloscopi posseggono infatti un sistema di scansione ritardata, un tubo a raggi catodi a luminosità elevata, possono presentare sullo schermo tre canali di segnali con sei tracce, e posseggono infine altre numerose funzioni che più sotto illustreremo.

Su questi due nuovi oscilloscopi ci è stata data la possibilità di effettuare alcuni "test sul campo", e pertanto non abbiamo difficoltà ad elencare qui di

seguito, brevemente, le caratteristiche più salienti che abbiamo riscontrato.

Il tubo a raggi catodici

Questi oscilloscopi impiegano un tubo a raggi catodici con schermo rettangolare con diagonale di 150 mm, post-acceleratore "domed mesh" ed alta tensione con valore di 16 kV. Caratteristica di questi tubi è fornire una traccia molto luminosa e nello stesso tempo sottile, e questo permette di ottenere presentazioni ad elevata definizione. Il reticolo interno è stato strutturato in modo da eliminare anche l'errore di parallasse. Un sistema di focalizzazione automatica provvede a mantenere nitide e luminose le forme d'onda in tutti i punti dello schermo. (Il tipo CS-1040 è equipaggiato con un tubo a raggi catodici a schermo rettangolare, con post-acceleratore e tensione di accelerazione di 12 kV; anch'esso possiede il reticolo all'interno).

Elevata sensibilità dell'amplificatore verticale

La sensibilità lungo l'asse verticale può essere regolata in maniera continuativa da 1 mV/div. fino a 5 V/div. Particolarmente interessante è il campo di sensibilità di 1 mV/div. il quale permette di osservare segnali a bass



Oscilloscopio CS-1040, a 3 canali e a 6 tracce, con larghezza di banda di 40 MHz e sensibilità di 1 mV/div.



Oscilloscopio CS-1060, a 3 canali e a 6 tracce, con larghezza di banda di 60 MHz e sensibilità di 1 mV/div.

livello e con forme d'onda complesse, e di conseguenza fa di questi oscilloscopi uno strumento indispensabile quando occorre studiare e osservare segnali con forme d'onda aventi le più svariate configurazioni. A 1 mV/div., il tipo CS-1060 ha una larghezza di banda di circa 20 MHz (a -3 dB) in continua, mentre il tipo CS-1040 ha una larghezza di banda di circa 15 MHz (a -3 dB) in continua.

Espansione di una parte del segnale che compare sullo schermo

Un sistema di scansione ritardato e alternato permette di osservare contemporaneamente sullo schermo sia le forme d'onda originali del segnale sia una porzione ingrandita di esse, porzione evidenziata con maggiore luminosità sulle forme d'onda originali.

Ciascuno dei tre canali d'ingresso può essere presentato contemporaneamente mediante due tracce

I segnali dei canali 1, 2 e 3 possono essere presentati contemporaneamente sullo schermo ad opera di un unico sistema di scansione (scansione principale). Grazie alla presenza di un sistema di scansione alternato possono in-

oltre essere fatte comparire contemporaneamente sullo schermo anche singole forme d'onda espanse dei segnali di ciascuno dei tre canali, per cui contemporaneamente potranno essere visualizzate sullo schermo ben 6 tracce.

Possibilità di analizzare accuratamente il fronte di salita di segnali a frequenza elevata

La durata del tempo di scansione varia in modo continuativo da 0,5 s/div. a 50 ns/div. Una linea di ritardo interna permette di osservare e di misurare nella maniera più accurata il fronte di salita di segnali a frequenza elevata. (Il CS-1040 possiede durate di scansione che vanno da 0,5 s/div. fino a 100 ns/div.; nella funzione "espansione" si può arrivare ad una durata minima di scansione di 10 ns/div.).

Possibilità di misurare accuratamente le forme d'onda presentate sullo schermo

Questa importante caratteristica è resa possibile dal fatto che in questi oscilloscopi, la sensibilità dell'asse verticale e i tempi di scansione lavorano con tolleranze comprese entro $\pm 3\%$.

Questi valori di tolleranze si riferiscono a temperature comprese tra 10 e 35 °C, e valori di umidità fino all'85%.

Presentazione indistorta delle forme d'onda fino alle otto divisioni complete dello schermo

L'impiego di un tubo a raggi catodici ad elevata linearità permette di presentare senza alcuna distorsione le forme d'onda entro tutta l'altezza dello schermo ripartita in otto divisioni.

Questa caratteristica vale anche per i segnali la cui frequenza si trova al limite superiore della risposta in frequenza dell'oscilloscopio.

Uscita ausiliaria dell'amplificatore verticale

Una frazione del segnale d'ingresso viene riportata su una presa esterna dell'oscilloscopio. Il livello del segnale d'ingresso disponibile su questa uscita è di 50 mV/div. Questa uscita ausiliaria è di estrema utilità quando occorre misurare la frequenza del segnale d'ingresso mediante un frequenzimetro.

Sincronizzazione automatica di segnali video

I segnali video a frequenza di riga e di quadro possono essere studiati e osservati con facilità grazie ad una fun-

zione di clamping, facile da usare. In questo modo non occorre più effettuare la sincronizzazione manuale come in passato, in quanto questo nuovo sistema assicura una grande stabilità di sincronizzazione.

Possibilità di osservare "espansi" i fronti di salita di forme d'onda non ripetitive

Oltre alle normali funzioni di scansione continuativa e di ritardo di trigger è possibile disporre della funzione detta "tempo di ritardo zero", per indicare appunto che le scansioni A e B "partono" nello stesso istante. Questa possibilità permette di osservare in maniera espansa i fronti di salita di forme d'onda aventi periodi di durata disuguale.

Tra le altre funzioni non di minore importanza abbiamo notato:

- sensibilità elevata in modo di funzionamento X-Y, normalmente utilizzato quando si vuole misurare la differenza di fase esistente tra due segnali;
- modo di funzionamento *auto-free-run*, utilizzato per stabilire e verificare con facilità livelli di riferimento;

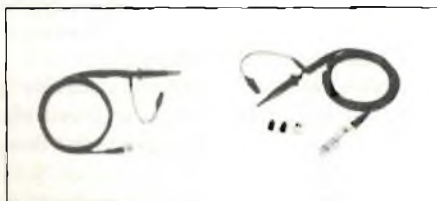


Foto C - Sonde PC-20 e PC-29 per gli oscilloscopi CS-1060 e CS-1040.

- controllo della rotazione della traccia allo scopo di compensare l'effetto di rotazione della traccia prodotto dal campo magnetico terrestre;
- funzionamento *hold-off* per osservare più facilmente forme d'onda con periodi disuniformi;
- funzionamento *single-sweep* per visualizzare con estrema facilità fenomeni casuali e aperiodici;
- sincronizzazione automatica a frequenza di riga;
- la forma d'onda espansa può essere spostata in alto e in basso dello

schermo, di quattro divisioni rispetto alla forma d'onda principale;

- possibilità di osservare forme d'onda con modulazione di luminosità.

Applicazioni

Tra quelle più importanti segnaliamo:

- misura della tensione in continua;
- misura dei valori di tensioni da piccolo a piccolo, e più in generale della tensione esistente tra due punti di una data forma d'onda;
- possibilità di eliminare dal segnale che si vuole osservare componenti spurie sovrapposte al segnale stesso;
- misura del tempo intercorrente tra due punti di una data forma d'onda;
- misure di frequenza. Si misura in questo caso il tempo di durata di un periodo, e come valore di frequenza si prende il reciproco del tempo misurato;
- misura (per esempio, in ms) della lunghezza di un dato impulso;
- misura del tempo di salita e di caduta di un impulso. Come è noto, il tempo viene computato in questo caso partendo da punti corrispondenti al 10% e al 90% dell'impulso di salita (o di discesa);
- misura di intervalli di tempi, particolarmente utile quando si vuole misurare l'intervallo di tempo esistente tra due segnali sincronizzati ma spostati nel tempo;
- misure di differenze di fase tra segnali aventi la stessa frequenza;
- misure relative di livello e di frequenza di un dato segnale rispetto ad un segnale di cui si conosce l'ampiezza e la frequenza;
- misure di jitter;
- osservazione del punto di partenza di forma d'onda irregolari;
- utilizzo degli assi X-Y per misurare spostamenti di fase e valori di frequenza.

Lo strumento è munito di sonde e di altri accessori (opzionali).

La TRIO produce anche



CS-1562A (10 MHz)



CS-1022 (20 MHz)



CS-2150 (150 MHz)



CS-1352 (15 MHz «portatile»)



CS-1650 B (memoria digitale)

RIVENDITORI AUTORIZZATI CON MAGAZZINO:

BOLZANO: Radio Ricambi (307850); **BOLZANO:** Technolasa Elettronica (930500); **CAGLIAHI:** ECOS (373734); **CASTELLANZA:** Vematron (504064); **CATANIA:** IMPORTEX (437086); **COSENZA:** Franco Angotti (34192); **FIRENZE:** Paoletti Ferrero (294974); **RITAR:** (53770); **GENOVA:** Gardella Elettronica (873487); **GORIZIA:** B & S Elettronica Professionale (32193); **LA SPEZIA:** Antei & Paoletti (502359); **LATINA:** KEY-BIT Elettronica (489551); **LIVORNO:** Giuliano Mangoni (504398); **MAGENTA:** ERRE.D (9794490); **MILANO:** Claishop Elettronica (3495649); **Hi-Tec:** (3271914); **I.C.C.** (405197); **NAPOLI:** Bernasconi & C. (223075); **GISA Elettronica:** (610974); **TESAI:** (282718); **PADOVA:** RTE Elettronica (605710); **Ing. Zaramella:** (43711); **PALERMO:** Elettronica Agrò (250705); **PIOMBINO:** Alessi (39090); **REGGIO CALABRIA:** ImporTex (94248); **ROMA:** GB Elettronica (273759); **GIUPAR:** (578734); **IN DI:** (9314819); **ROVERETO:** C.E.A. (35714); **TARANTO:** RATVEL Elettronica (321551); **TORINO:** Petra Giuseppe (597663); **UDINE:** P.V.A. Elettronica (297827).

Vianello

A questi prezzi, mai prima d'ora

- ✓ 3 versioni: 40-60-100 MHz
- ✓ 3 canali/6 tracce*
- ✓ Sensibilità 1 mV/div.
- ✓ Doppio sweep ritardato ed espanso

100 MHz
2.660.000
SONDE COMPRESSE

40 MHz
1.425.000
SONDE COMPRESSE

60 MHz
1.828.000
SONDE COMPRESSE

100 MHz
2.660.000
SONDE COMPRESSE

MANTANTI PREZZO RIFERITO A YEN = L. 7. PAGAMENTO IN CONTANTI. PREZZO



TRIO

TRIO-KENWOOD CORP.

I nuovi modelli CS-1040, CS-1060 e CS-1100 rappresentano, anche per le esclusive innovazioni tecnologiche, il meglio della già affermata serie di oscilloscopi CS-1000.

* Per il 100 MHz: 2 canali/4 tracce

Vianello

Sede : 20121 Milano - Via T. da Cazzaniga, 9/6
Tel. (02) 6596171 (5 linee) - Telex 310123 Viane I
Filiale: 00185 Roma - Via S. Croce in Gerusalemme, 97
Tel. (06) 7576941/250 - 7555108

Agente per le Tre Venezie - Bergamo - Brescia:
LUCIANO DESTRO
37134 Verona - Via Dei Castelbarco, 13 - Tel. (045) 585396

Per informazioni indicare Rif. P 5 sul tagliando

40 MHz
1.425.000
SONDE COMPRESSE

60 MHz
1.828.000
SONDE COMPRESSE

100 MHz
2.660.000
SONDE COMPRESSE

VIANELLO S.p.A. - 20121 Milano - Via T. da Cazzaniga, 9/6
 TAGLIANDO A SPEDIRE IN BUSTA CHIUSA A: VIANELLO S.p.A.
 PREZZO RIFERITO A YEN = L. 7. PAGAMENTO IN CONTANTI. PREZZO
 CAP _____
 AL: ATT. DEL SIG. _____
 5/84/T _____
 SR _____

COMPONENTI

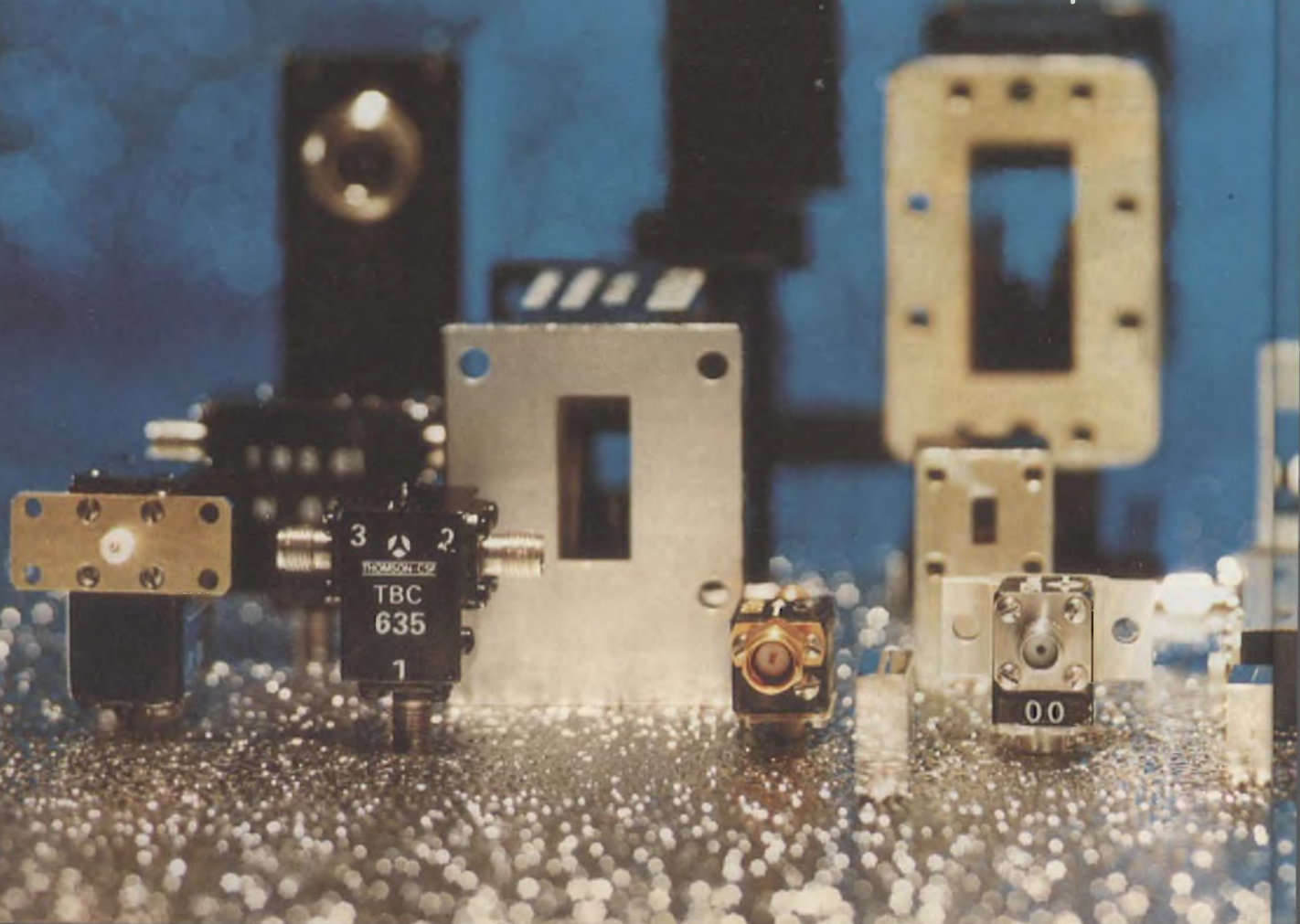
Dal metro al micron ...

PANORAMICA SUI COMPONENTI PER MICROONDE

Le telecomunicazioni via satellite hanno subito in questi ultimi tempi un forte impulso. Selezione ha dedicato i primi tre numeri di quest'anno a quest'argomento, illustrando in modo completo la TV via satellite.

Trattandosi di sistemi di trasmissione-ricezione che hanno come unità di misura più bassa il gigahertz, è evidente l'importanza che rivestiranno i componenti attivi e passivi per microonde utilizzati in queste apparecchiature. Nuove tecnologie e nuovi materiali vengono continuamente studiati e ricercati per migliorare le prestazioni e l'affidabilità di questi componenti.

L'articolo passa in rassegna la vivace attività che in questo settore dimostra la Thomson-CSF, una società leader in Europa in questo settore.



a cura della Redazione

I componenti per microonde, e cioè i diodi e i transistori al silicio o all'arseniuro di gallio, i microcircuiti ibridi, gli isolatori e i circolatori in ferrite impiegati sia nelle apparecchiature radar che nei ponti radio o nei collegamenti a fibre ottiche hanno tutti un parametro in comune: nello spettro delle onde elettromagnetiche occupano *il posto più elevato*. Molto spesso, il gigahertz segna il loro limite di funzionamento più basso, mentre quello più alto è in continua espansione.

Gli utilizzatori chiedono di continuo componenti a prestazioni elevate e con grande affidabilità, capaci di funzionare a frequenze sempre più elevate. I grandi progressi della fisica dello stato solido e le relative tecnologie tendono dal canto loro a spostare sempre più in avanti i traguardi precedentemente raggiunti, aprendo in questo modo alle apparecchiature elettroniche orizzonti e possibilità sempre nuove: onde millimetriche e submillimetriche per sistemi di rivelazione, impiego della luce nelle telecomunicazioni ottiche.

In questo settore, la Thomson-CSF con il suo reparto "Componenti per microonde" (DCM) si è portata fin dal 1979 su posizioni avanzate, e sta offrendo attualmente ai costruttori di apparecchiature componenti per microonde a tecnologia avanzata. È ciò grazie all'osmosi che si è creata tra il centro di produzione dei semiconduttori per microonde a Corbeville (Parigi) e il

laboratorio centrale di ricerca che può utilizzare le installazioni per l'impianto di ioni, per la diffusione e la microliografia utilizzati nella normale produzione dei componenti a semiconduttori.

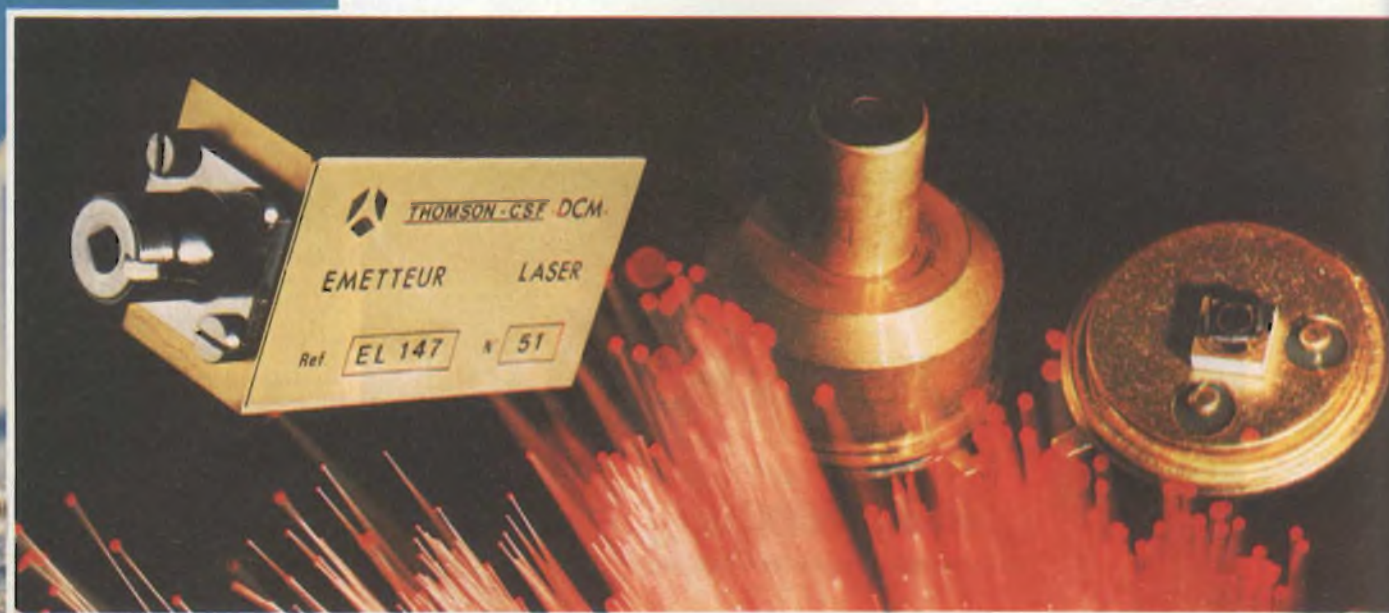
La recente acquisizione della divisione "Transistori RF" della SOLID-STATE Scientific (USA) ha permesso alla Thomson-CSF di completare verso il basso la gamma delle frequenze coperte e di disporre di nuove tecnologie, per cui attualmente questa società dispone di un "catalogo" di componenti per microonde che va dai transistori, diodi e componenti ottici (laser e fibre ottiche), alle ferrite e alle linee di ritardo per microonde.

I componenti per microonde possono considerarsi essenzialmente "l'interfaccia" tra l'elettronica e lo spazio; essi sono infatti impiegati nei trasmettitori e nei ricevitori dei sistemi di telecomunicazione e del radar.

I ponti radio, le stazioni di ricezione TV da satellite a terra sono i principali utilizzatori dei transistori, dei diodi Schottky, dei varactor e dei componenti in ferrite.

Lo stato solido consente di ridurre il consumo, il rumore e di aumentare la sicurezza di funzionamento. In un futuro non lontano, le apparecchiature utilizzeranno le gamme delle onde millimetriche. Diodi laser, fotodiodi e fibre ottiche apriranno la strada alle telecomunicazioni ottiche.

In televisione, i transistori bipolari sono usati correntemente nei trasmet-



Componenti per trasmissione-ricezione su fibra ottica.

titori locali e i componenti ottici cominciano già a rendere possibile il collegamento tra telecamere e sala di regia mediante cavo a fibre ottiche.

Il silicio domina ancora

Grazie alle sue particolari proprietà, il silicio rimane ancora la materia prima essenziale per lo sviluppo dei futuri dispositivi a semiconduttori. Occorre però dire che la scarsa mobilità dei portatori di cariche che questo materiale possiede rappresenta un freno non indifferente al suo pieno impiego nel campo delle onde millimetriche. Si fa comunque di tutto per compensare questo handicap ricorrendo ad una estrema riduzione delle dimensioni, a strutture originali e a tecnologie d'incisione ultrasottili.

Sono i diodi al silicio che hanno permesso l'introduzione dello stato solido nel campo delle microonde. Essi vengono utilizzati in tutte quelle applicazioni che sfruttano le cariche immagazzinate sotto forma di portatori minoritari: limitazione, commutazione di potenze elevate attuate mediante diodi PIN, produzione di frequenze armoniche mediante diodi varactor, sono soltanto alcune funzioni basate su questa caratteristica.

Un nuovo campo di impiego si apre attualmente alle strutture "beam-lead" e alle strutture prive di substrato, grazie alle quali il diodo al silicio potrà ancora mantenere il suo ruolo in tutta la gamma delle microonde, comprese le onde millimetriche.

Attualmente, i transistori bipolari rappresentano le migliori sorgenti di potenza RF, VHF e UHF. Tecnologie

raffinate hanno consentito di raggruppare in un unico contenitore più transistori, e ottenere in questo modo notevoli potenze RF con sicurezze di funzionamento accettabili. Si sono potuti così realizzare trasmettitori con potenze che possono andare da 3 a 10 kW alla frequenza di 30 MHz, oppure ottenere 1 kW di picco ad 1 GHz.

Un materiale nuovo: componenti nuovi

L'arseniuro di gallio (GaAs) non è impiegato che nel settore delle microonde e ciò è dovuto alla ancora limitata conoscenza delle sue caratteristiche e alla difficoltà di utilizzarlo in produzioni su scala industriale.

L'arseniuro di gallio è un materiale relativamente nuovo. Solo ora i ricercatori e gli ingegneri cominciano a conoscerlo, a produrlo e a utilizzarlo. Esso richiede substrati più grandi e più omogenei. Le operazioni tecnologiche elementari a cui esso deve sottostare devono essere facilmente riproducibili; tali operazioni riguardano, per esempio, il processo di formazione dello strato epitassiale in fase liquida o in vapore, il sistema di impianto di ioni in presenza di materiali droganti, ed infine il processo di metallizzazione tendente ad assicurare una buona qualità dei contatti. Infine, il processo di passivazione deve mantenersi stabile nel tempo.

La Thomson-CSF è un'azienda che in Europa si trova ai primi posti per ciò che riguarda la realizzazione di componenti a base di arseniuro di gallio. Le strutture classiche dei diodi e quelle più complesse dei diodi a valanga (a semplice o a doppia zona di transito), dopo

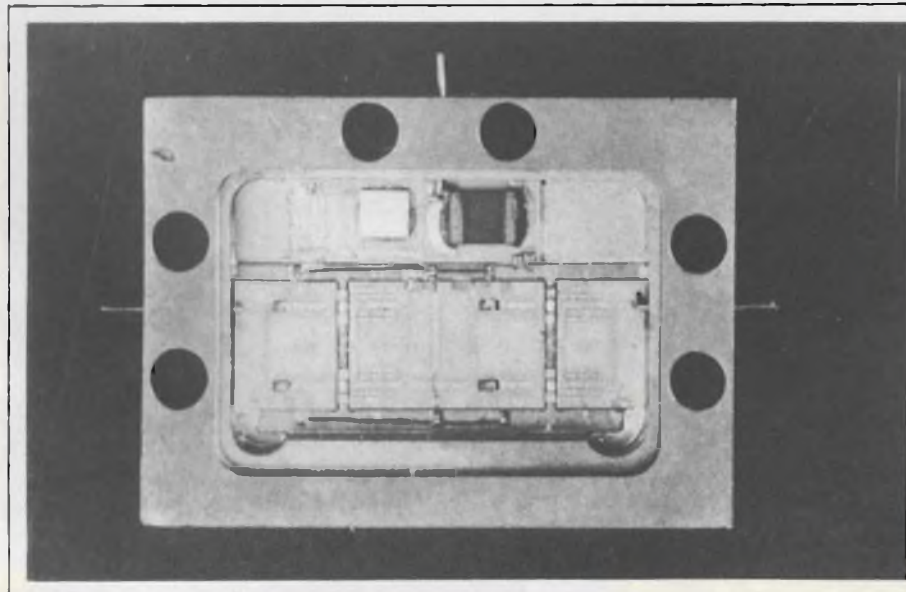


Diodi per microonde.



Modulo per microonde in contenitore TO-8.

essere state realizzate per decine di anni a base di silicio, vengono ora prodotte tutte con arseniuro di gallio. Grazie alla maggiore velocità di spostamento delle cariche all'interno di questo materiale è possibile far lavorare i dispositi-



AMPLIFICATORE MINIATURA A FET, A BASSO RUMORE, PER APPLICAZIONI DA 8,6 A 9,4 GHz

Si tratta di un amplificatore con uscite "glass-bead", realizzato in tecnologia FET all'arseniuro di gallio (GaAs). Un regolatore incorporato protegge l'amplificatore contro eventuali variazioni di tensione. Le dimensioni estremamente ridotte (27,6 x 20 x 5,6 mm) consentono di montarlo in una linea microstrip.

ALAN 69
omologato
4,5 W



CARATTERISTICHE TECNICHE:

Canali: 34 (art. 334 P 1'2/3/4/7/8)
 Gamma di frequenza: 26.865 + 27.265 Mhz
 Tensione d'alimentazione: 12.6 Vcc (positivo o negativo a massa)
 Potenza in AM-FM Max.: 4,5 Watt
 Modulazione: AM/FM
 Sensibilità: 0.5 uV per una potenza d'uscita audio di 0.5 Watt
 Rapporto segnale-rumore: 0.5 uV per 10 dB S + N/N
 con modulazione del 30% ed a 1000 Hz
 Potenza d'uscita audio: Maggiore di 3 Watt su 8 Ohm



CTE INTERNATIONAL®

Via R. Sevardi, 7 (Zona Ind. Mancasale) - Reggio E.
 Tel. (0522) 47441 r.a. - Tlx 530156 CTE I

PER RICEVERE IL NOSTRO
 CATALOGO INVIARE
 NOME INDIRIZZO AL
 ALEGARDO
 I 500 IT
 FRANCIOBOLLI

NOME _____
 COGNOME _____
 INDIRIZZO _____

La qualità ha un nome:



Primi in optoelettronica.



UNA GAMMA COMPLETA DI COMPONENTI OPTOELETTRONICI: LED - DISPLAY - BARGRAPH FOTOACCOPIATORI TRASMETTITORI E RICEVITORI ALL'INFRAROSSO

TELEFUNKEN electronic

Viale Brianza 20
Tel. 02/61.798.1
20092 CINISELLO B. (MI)

Uffici Regionali

Via Susa 2/c
Tel. 011/502.313
10138 TORINO

Via Lampridio Cerva 80
Tel. 06/503.3780
00143 ROMA

Via G. Ruggi 11
Tel. 051/343.392
40137 BOLOGNA

Distributori:

CLAITRON
Tel. 02/301.0091
MILANO v.le Certosa 269
Tel. 011/309.7173
TORINO c.so Tazzoli 158
Tel. 071/977.643
P. RECANATI v. Foscolo 15

DEITRON
Tel. 045/751.3131
via Valpolicella 59
ARBIZZANO (VR)

ELCOM
Tel. 049/654.463
PADOVA via Trasea 2

ESCO

Tel. 02/240.9251
SESTO S.G. (MI) v. Modena 1
Tel. 051/323.042
BOLOGNA via d. Lapidari 8
Tel. 011/205.1384
TORINO via L. Boccherini 29
Tel. 0444/46.355
VICENZA v.le Mazzini 131

INTER-REP

Tel. 011/752.075
TORINO via Prarostino 10
Tel. 02/404.7248
MILANO via Gulli 11
Tel. 0445/364.961
THIENE (VI) via Valbella 10

LED

Tel. 011/502.006
TORINO
c.so Turati 13 bis

3 C.E.

Tel. 06/542.0625
ROMA
v. Antonino Pio 40

VECTOR ENGINEERING

Tel. 02/204.3411
MILANO
via Stradivari 10

CEIT

Tel. 0542/32.734
IMOLA (BO) v. Cesena 5

TELEFUNKEN electronic

Per informazioni indicare Rif. P 7 sul tagliando



Alcuni tipi di linee di ritardo per microonde. A 1000 MHz e con basse perdite è possibile ottenere ritardi dell'ordine di 120 μ s.

vi GaAs a frequenze molto più elevate.

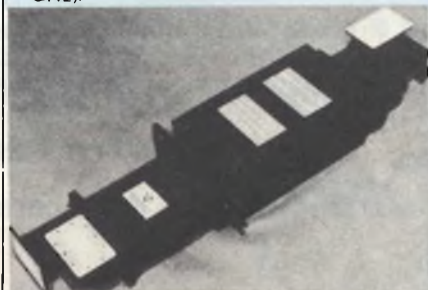
Lo "stato dell'arte" di questi componenti migliora man mano che vengono perfezionati i sistemi di microlitografia (tendenti a realizzare strutture dell'ordine del micron), dato che la risposta in frequenza, com'è noto, dipende esclusivamente dal tempo che impiegano gli elettroni ad attraversare queste strutture.

Ed è proprio grazie a questo incessante sforzo tendente a realizzare strutture e dimensioni dell'ordine del micron che i diodi Gunn, i diodi a valanga e i transistori ad effetto di campo (FET) si vedono a poco a poco schiudere tutte le porte delle applicazioni delle microonde; come pure più transistori e diodi formati su un unico substrato potranno essere utilizzati in applicazioni di logica ultrarapida.

La facilità con cui il GaAs può essere lavorato, il miglioramento delle caratteristiche che i progressi della tecnologia GaAs lasciano prevedere, la possibilità di formare su un substrato un numero di componenti sempre maggiore fanno a buon diritto concludere che

CIRCOLATORI DI POTENZA PER RISCALDAMENTO INDUSTRIALE, CIRCOLATORI E ISOLATORI STANDARD

I circolatori di potenza e guida d'onda (disponibili in tre tipi) servono a proteggere i tubi trasmettitori a microonde utilizzati nei generatori da 2450 MHz. Presentano basse perdite, se si considerano le elevate potenze che devono trattare (3,7 e 50 kW, in onda continua). Il crescente interesse verso questi componenti è dovuto al sempre maggiore impiego delle microonde nei sistemi di riscaldamento industriale, nelle varie terapie mediche e nei laboratori di sviluppo e ricerca in campo scientifico. I circolatori e gli isolatori standard per cavo coassiale sono a 3 "porti" (60 MHz ... 18 GHz), e a 4 "porti" (800 MHz ... 18 GHz).



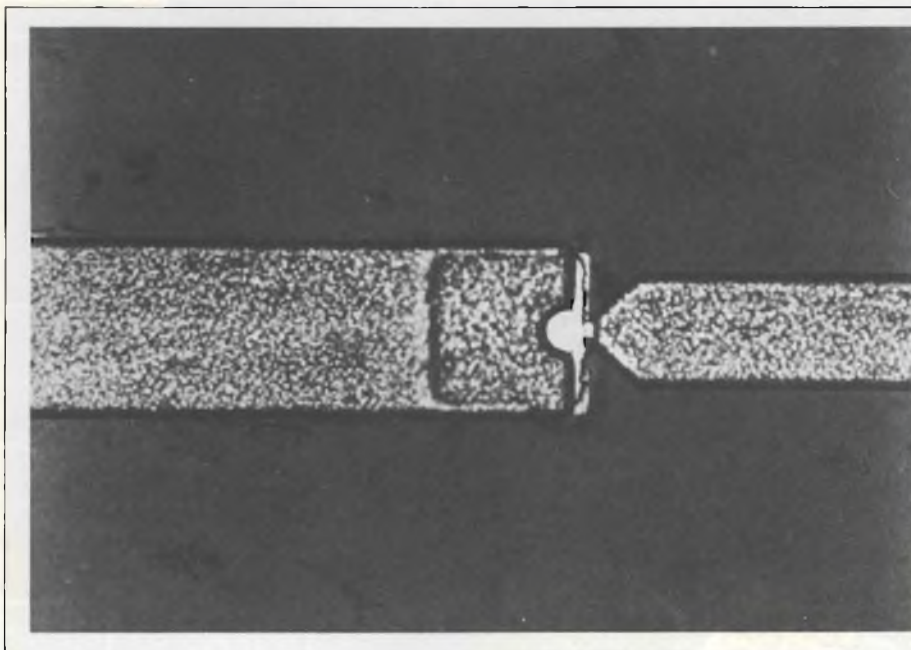
la famiglia dei componenti all'arseniuro di gallio assumerà sempre più importanza nel settore delle applicazioni delle microonde.

Un associato: la microelettronica

L'applicazione delle tecniche della microelettronica ibrida (componenti attivi associati a linee depositate su substrati ceramici) al campo delle microonde ha costretto a rivedere tutta la progettazione dei circuiti utilizzati fino ad oggi in questo settore. Sono stati così introdotti moduli mixer, commutatori, attenuatori, modulatori, moduli cioè capaci di realizzare le funzioni-base dei sistemi a microonde.

Ferriti per microonde

Le ferriti per microonde a base di granato d'ittrio, di ossidi di manganese-magnesio o di litio sono materiali ferromagnetici policristallini a bassa conducibilità e a basse perdite dielettriche.



DIODI SCHOTTKY "BEAM LEAD" ALL'ARSENIURO DI GALLIO (GaAs)

Sono stati progettati per essere impiegati in mixer e rivelatori lavoranti alle frequenze comprese tra 13 e 18 GHz. Vengono offerti in due versioni, e cioè: singolo "beam-lead", e "beam lead" a doppio T; quest'ultimo particolarmente adatto a lavorare nei mixer simmetrici. Posseggono un fattore di rumore inferiore a 6 dB (SSB) a 13 GHz, e di 1,5 dB alla frequenza intermedia di 30 MHz.

Poste in una linea di trasmissione oppure in una guida d'onda, se sottoposti all'azione di un campo magnetico costante o variabile, sono in grado di modificare le condizioni di propagazione delle onde che attraversano la linea o la guida d'onda. Su questo principio vengono realizzati gli isolatori, i circolatori, gli sfasatori e i filtri.

Questi componenti vengono impiegati nei ponti radio, nei trasmettitori a terra e nei ripetitori dei satelliti per TV e telecomunicazioni.

Noti e impiegati da più di vent'anni, i componenti in ferrite per microonde non hanno certamente ancora raggiunto il limite delle loro prestazioni. Gli studi e gli sviluppi in corso tendono ad aumentare la potenza alla quale questi componenti possono lavorare.

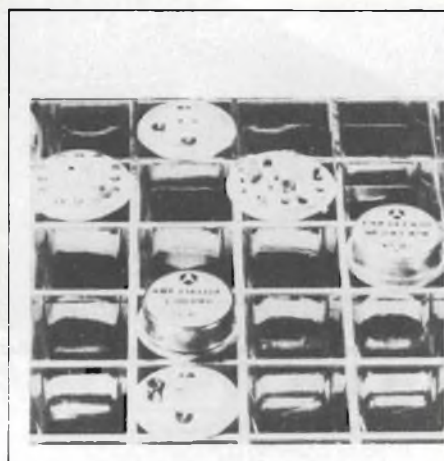
Fibre ottiche

Le telecomunicazioni mediante fibre ottiche permetteranno tra qualche anno di aumentare sensibilmente i canali di trasmissione nel settore delle comunicazioni e di soddisfare i bisogni sempre più crescenti degli utilizzatori.

Lo sviluppo di questi nuovi sistemi è intimamente legato alla disponibilità di componenti attivi capaci di trasmettere e di ricevere un raggio di luce.

La prima generazione comprende componenti a diodo LED e a fotodiodo PIN. La loro durata di vita supera il milione di ore; più di un secolo!

L'elettronica di questi componenti, particolarmente studiata, assicura ad essi una grande semplicità d'impiego ed una banda passante dell'ordine di



MODULI PER MICROONDE IN CONTENITORE TO-5

In tecnologia circuiti integrati ibridi a film sottile sono disponibili:

- oscillatori controllati in tensione (VCO) sintonizzabili e tra 240 e 4400 MHz;
- attenuatori controllati in tensione (0 ± 12 V) e limitatori (0 ± 20 V) lavoranti da 1 a 1200 MHz;
- amplificatori a basso rumore (3 dB) con potenza media di 8 dBm, utilizzabili in sistemi a larga banda tra 5 e 1000 MHz ed anche fino a 2000 MHz.

In tecnologia "microwired" sono disponibili mixer a larga banda a doppio bilanciamento da utilizzare fino a 9000 MHz.

30 MHz, e di conseguenza lo spettro delle applicazioni è molto ampio.

È attualmente in produzione una seconda generazione di trasmettitori-ricevitori per fibre ottiche. Essa comprende diodi laser e fotodiodi a valanga. Uno sforzo tutto particolare viene posto sulla sicurezza di funzionamento che deve possedere il componente-emettitore.

Il banco di prova di tutti i componenti a microonde fin qui passati in rassegna è costituito comunque dal loro successo in campo spaziale. Molti componenti per microonde prodotti dalla Thomson-CSF sono stati omologati per programmi spaziali francesi e di altre nazioni. Si tratta principalmente di diodi e di transistori, di moduli e di isolatori e circolatori in ferrite.

Sul prossimo numero:

Amplificatore HI-FI da 200 W

Tre monitor B/N ad elevata risoluzione

Applicazioni delle ceramiche piezoelettriche.



MISURATORE DI CAMPO EP 740

Campo di frequenza: 48 - 290 Mhz.

470 - 860 Mhz.

Sensibilità: 20-130 dB μ V

Letture digitale della frequenza a 4 cifre

Funzioni TV - TV espansa - visione panoramica - misura livelli in dB μ V:

8 programmi di memoria

Alimentazione cc/ca.



UNAOHM

Alimentatori digitali stabilizzati ● Cassette resistenza ● Capacità ● Capacimetri ● Distorsimetri ● Frequenzimetri digitali ● Generatori BF ● Generatori AM/FM ● Generatori di funzioni ● Generatori di barre TVC ● Megaciclimetri ● Millivolmetri ● Misuratori di campo ● Misuratori di sinad ● Oscilloscopi mono traccia ● Oscilloscopi doppia traccia ● Ponti RCL a transistor ● Prova onde stazionarie ● Prova transistor ● Traccia curve ● Vobulatori-marcatori TV ● Tester ● Volmetri elettronici ● Volmetri digitali.

PRODUZIONE
ITALIANA

UNAOHM
DELLA
START S.P.A

uffici commerciali

via f. brioschi, 33 - 20136 milano
telefoni (02) 8322852 (4 linee)
indirizzo telegrafico: unaohm milano

stabilimento - uffici assistenza

via g. di vittorio 45 - 20068 peschiera borromeo (mi)
telefoni (02) 5470424 (4 linee) - telex unaohm 310323

STRUMENTI E PERSONAL

a cura della Redazione

Ingegneri e tecnici di laboratorio hanno sempre avuto come esigenza primaria, quella di disporre di strumenti che avessero la maggior flessibilità possibile, e che all'occorrenza potessero trasformarsi, per misure complesse e ripetute, in "macchine di test dedicate". Questo, nel tentativo di raggiungere l'obiettivo di diminuire i costi, evitare errori dovuti all'interpretazione umana dei risultati, e avere macchine facilmente manovrabili che non richiedessero cioè una preparazione particolare per il loro impiego.

Con la strumentazione disponibile fino a qualche tempo fa non tutti questi obiettivi potevano essere raggiunti contemporaneamente. Infatti, volendo ottenere l'automazione delle misure si andava incontro ad un eccessivo aumento dei costi, mentre se si volevano contenere i costi, occorreva spendere non poca energia per la messa a punto dell'interpretazione dei risultati forniti dagli strumenti.

Una spinta decisamente in avanti è ora offerta da sistemi di strumenti basati su personal computer e chiamati

per questo motivo "personal strumenti". Ma procediamo con ordine.

Fino alla metà degli anni '60 con l'introduzione del microprocessore, si verificò un significativo miglioramento nella strumentazione esistente. Funzioni che prima venivano realizzate con logica discreta, come l'interpretazione del posizionamento degli interruttori posti sul pannello frontale, oppure misure tipiche, come il calcolo del valore medio, potevano essere effettuate con un microprocessore programmato. I vantaggi furono subito ovvii.

In questa foto sono riuniti tutti i moduli che la Northwest Instrument Systems Inc. dispone per trasformare un personal computer Apple II (o Iie), in un generatore di forme d'onda (primo modulo a destra) in un oscilloscopio da 50 MHz programmabile a memoria digitale (foto al centro), e in un generatore di funzione programmabile (foto a sinistra).



COMPUTER

Schede aggiuntive permettono di trasformare alcuni personal computer oggi in commercio in uno strumento multiuso in grado di offrire notevoli vantaggi.

Il numero dei circuiti integrati diminuiva drasticamente, per cui diminuiva anche la potenza richiesta e, fatto non trascurabile, la dimensione dei circuiti stampati. In conclusione si assisteva ad una diminuzione dei costi. Rimaneva, comunque, ancora un problema chiave da risolvere. Sebbene gli strumenti si fossero evoluti diventando in-

telligenti, la loro "intelligenza" era limitata. Essa veniva definita dal progettista dello strumento, e l'utilizzatore, non avendo l'accesso diretto al microprocessore, non riusciva ad ottenere che lo strumento lavorasse in modo particolarmente adatto alle sue esigenze.

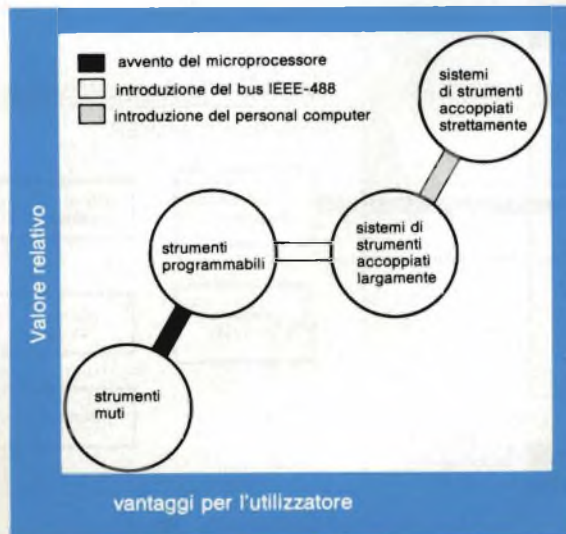
Per sopperire a questa mancanza si

introdussero alla fine degli anni '70 sistemi basati sul bus IEEE488 e sull'interfaccia RS232.

Questi sistemi offrivano un'interfaccia standard per il collegamento di più strumenti con un computer di uso generale. Si otteneva così il grande vantaggio di dare all'utilizzatore la possibilità di avere il controllo sul suo sistema. Attraverso la scrittura di programmi, il sistema assumeva la configurazione voluta dall'utilizzatore. Pur nella sua flessibilità ed efficienza, il sistema così ottenuto non poteva però dirsi poco costoso, richiedendo più strumenti e l'uso di un computer centrale.

L'architettura del sistema di strumenti basati sul personal computer parte proprio da questa filosofia con l'obiettivo preciso di ottimizzare i costi e aumentare il rendimento.

Fig. 1 - L'introduzione del personal computer nella strumentazione rappresenta la continuazione dei miglioramenti in termini di costo e di rendimento, cominciata dieci anni fa con l'introduzione del microprocessore e continuata successivamente con l'aggiunta del controllo del computer per mezzo del bus IEEE-488.



Architettura del sistema "personal"

La figura 2 mostra le differenze esistenti fra strumenti indipendenti a microprocessore (a), sistemi di strumenti controllati con computer (b), e sistemi

di strumenti basati sul personal computer (c). Consideriamoli separatamente.

Nella prima soluzione (a) non esiste l'unità di controllo programmabile, ma solo un'interfaccia rigida verso l'utilizzatore. Nello strumento indipendente esistono funzioni di base che, ad esempio, permettono di acquisire informazioni e fornire stimoli al dispositivo sotto controllo. Un'interfaccia uomo-

macchina sotto forma di interruttori, potenziometri e così via, rende possibile all'utilizzatore del singolo strumento, la scelta fra le funzioni definite in sede di costruzione. L'unità centrale, riconoscendo la funzione scelta, ne permette l'esecuzione, e attraverso l'interfaccia, visualizza i risultati per mezzo di un tubo a raggi catodici o di semplici LED.

Sebbene un simile strumento renda

più facile la misura, esso trascura la parte più importante della misura e cioè: *l'analisi delle informazioni*. L'utilizzatore per capire il comportamento del dispositivo che sta esaminando è costretto ad interpretare i risultati in funzione delle informazioni di ingresso. Non solo, ma ogni volta che occorre effettuare una misura diversa, bisognerà che predisponga nuovamente i vari strumenti con uno spreco di tempo non indifferente da parte dell'utilizzatore che deve comunque essere presente durante la misura.

La seconda soluzione (b), disponendo di un computer esterno, offre innanzitutto la possibilità di estendere le funzioni standard dello strumento, e in secondo luogo, di usufruire di tutte le capacità del computer incluse la memoria di massa e la stampante.

La soluzione, come già detto, pur con i suoi pregi, presenta una sovrabbondanza di hardware: strumento e computer di controllo hanno due o più unità centrali, doppia memoria di sistema ... E per l'utilizzatore ciò significa maggior costo.

La terza soluzione (c) unisce i vantaggi del basso costo con l'efficienza

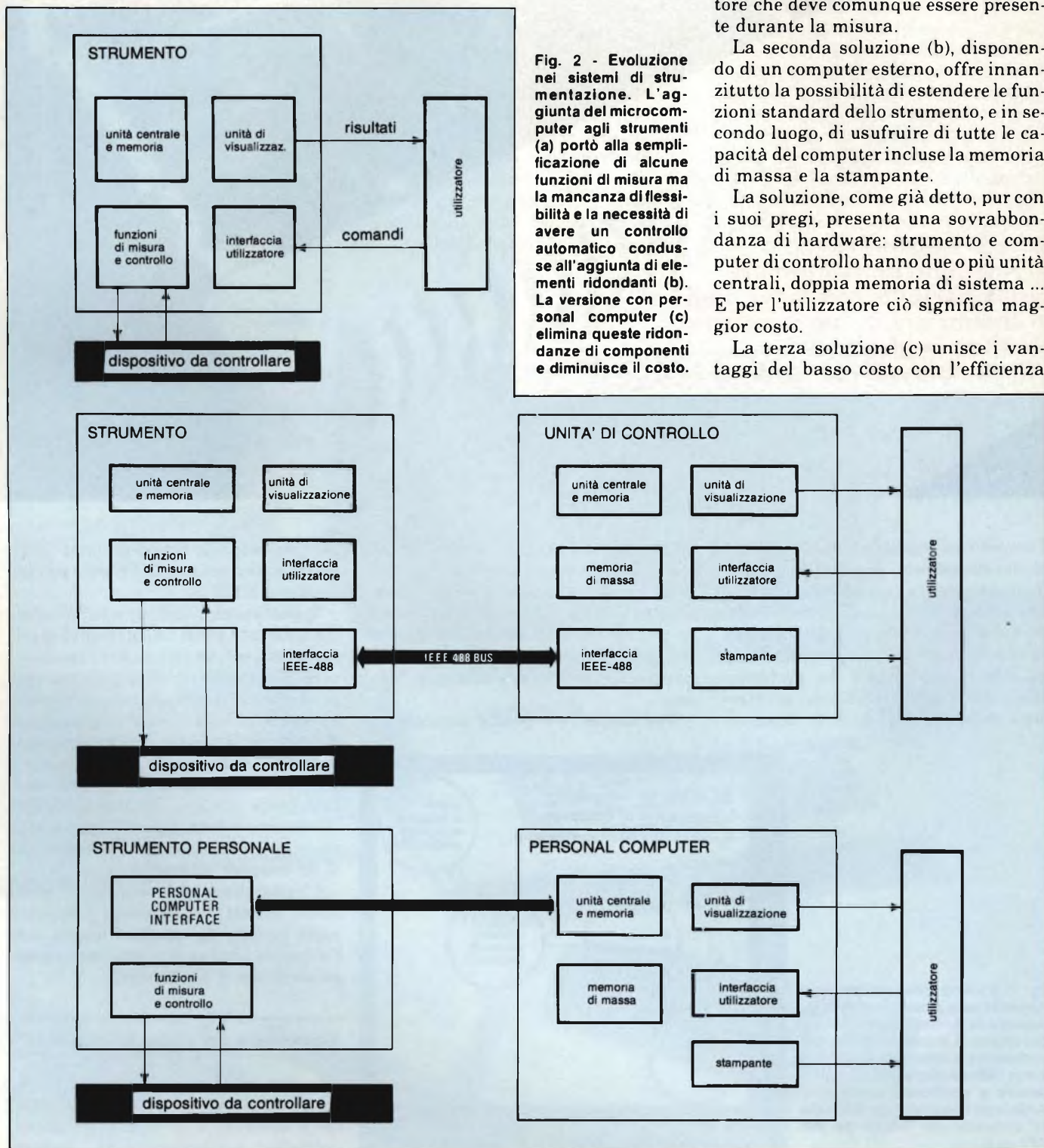


Fig. 2 - Evoluzione nei sistemi di strumentazione. L'aggiunta del microcomputer agli strumenti (a) portò alla semplificazione di alcune funzioni di misura ma la mancanza di flessibilità e la necessità di avere un controllo automatico condusse all'aggiunta di elementi ridondanti (b). La versione con personal computer (c) elimina queste ridondanze di componenti e diminuisce il costo.

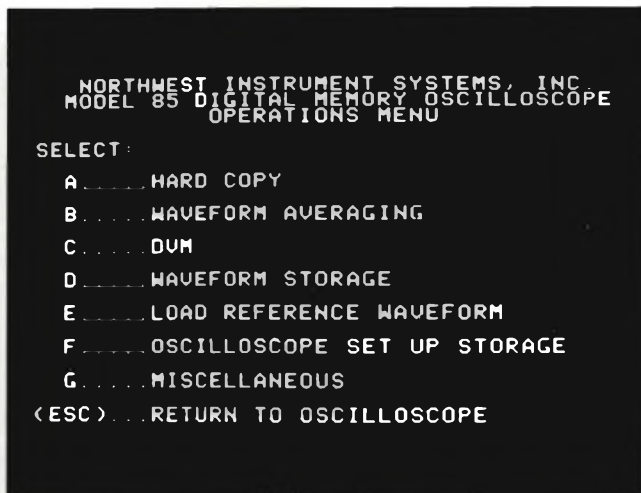


Fig. 3 - Per predisporre e controllare uno strumento "personal", le funzioni più comuni sono memorizzate su dischetti ed organizzate come un semplice "menu". Le funzioni del "menu" possono essere richiamate con la semplice pressione di un singolo testo.

del controllo e della misura senza le ridondanze di hardware della soluzione precedente.

In questo caso, lo strumento o il sistema di strumenti vengono visti come periferiche che conterranno perciò solo i circuiti di misura, e naturalmente l'interfaccia con il personal computer.

Eliminate così le parti ridondanti, il

costo ovviamente tenderà a diminuire. Uno strumento "personal" costa da 3 a 10 volte meno del sistema equivalente basato sul bus IEEE488.

È ovvio che seguendo questa logica, le funzioni standard degli strumenti possono essere inserite nel sistema operativo lasciando, all'utilizzatore la possibilità di estendere a piacere i programmi scritti in Basic, o comunque in

un linguaggio ad alto livello, per particolari applicazioni. Ogni funzione può inoltre essere associata ad un singolo tasto facilitando così il suo richiamo (figura 3).

Nei sistemi basati sull'IEEE488, per ottenere lo stesso risultato occorrerebbe scrivere programmi di 30 linee e più.

Innumerevoli sono le possibilità offerte da un tale sistema: memorizzazione su disco di forme d'onda, loro stampa su carta, calcolo di qualsiasi parametro della forma d'onda, acquisizione, memorizzazione e analisi automatica di controlli ripetitivi.

Il sistema diventa ancora più potente nel momento in cui si considera la possibilità di utilizzarlo come generatore di forme d'onda o di altri segnali mantenendo le capacità di acquisire i segnali.

Per meglio comprendere questa particolare utilizzazione consideriamo la figura 4 che mostra la calibrazione di un amplificatore operazionale. In questo esempio, il personal computer cambia il segnale all'ingresso dell'amplificatore in relazione all'uscita rilevata in modo da ottenere una corretta calibrazione. Il programma Basic residente

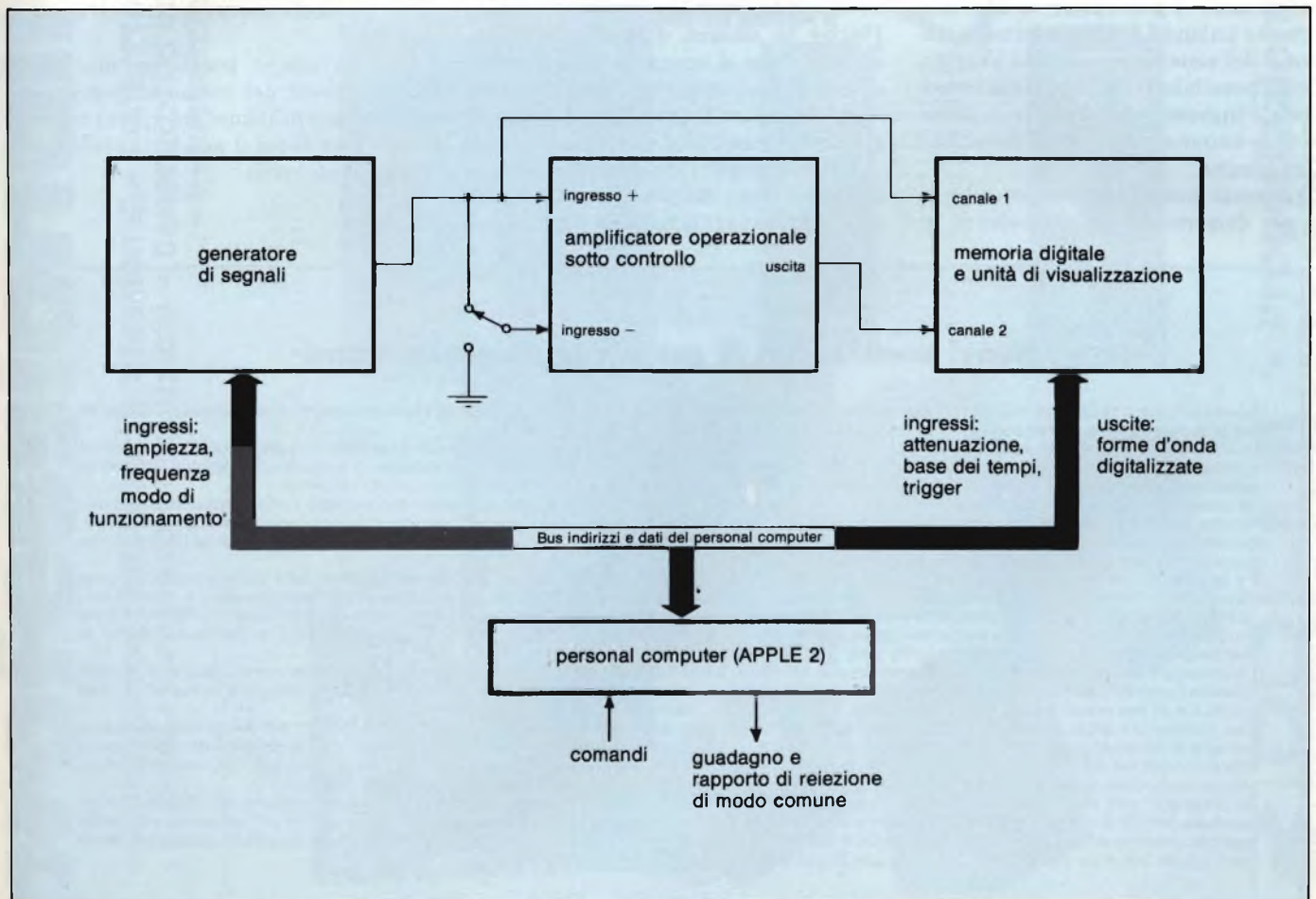


Fig. 4 - Calibrazione di un amplificatore operazionale utilizzando un personal computer.

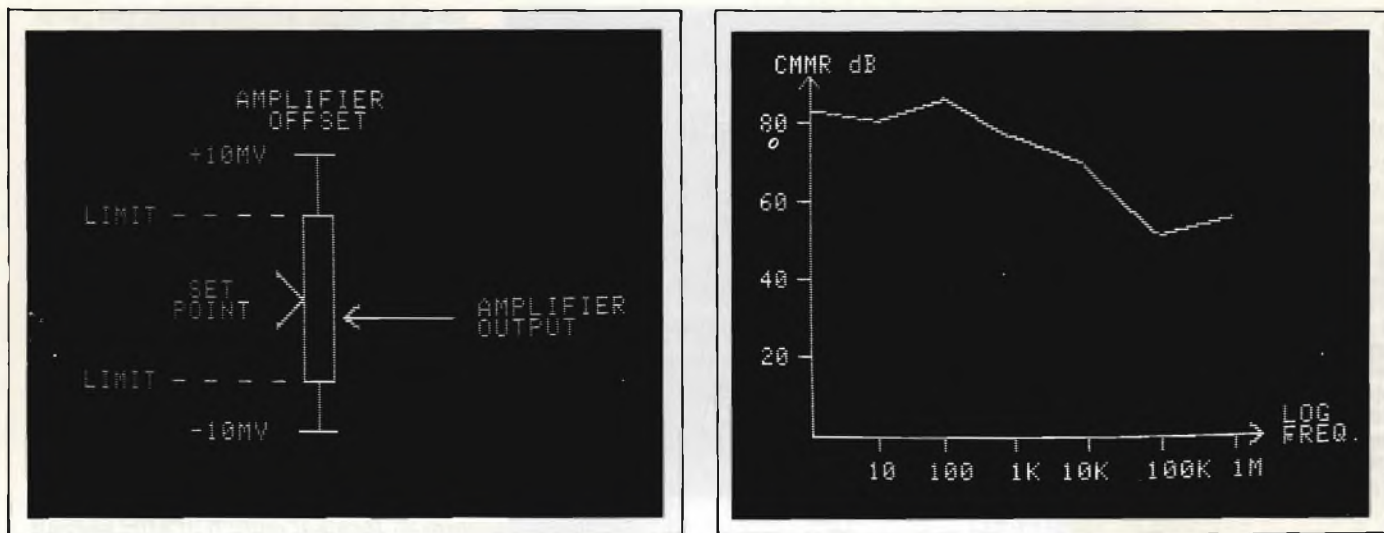


Fig. 5 - Gli strumenti basati su personal computer permettono di creare immagini più comprensibili delle letture standard. A sinistra, la particolare raffigurazione facilita considerevolmente la regolazione, mentre a destra, la figura mostra i risultati sotto forma di grafico.

nel personal computer visualizza in modo chiaro (figura 5) la funzione di uscita e la regolazione effettuata dall'utilizzatore.

Sempre con la configurazione di figura 4, è possibile rilevare il guadagno dell'amplificatore sotto controllo. In questo caso il generatore di ingresso fornisce un'onda quadra mentre la memoria del sistema memorizza l'uscita. È così possibile visualizzare sia la tensione d'ingresso che d'uscita, e determinare automaticamente la linearità e il guadagno.

Lo stesso sistema può essere utilizzato per determinare il rapporto di re-

iezione di modo comune dell'amplificatore operazionale. Collegando insieme i due ingressi positivo e negativo dell'operazionale al generatore, programmato in questo caso per ottenere una forma d'onda sinusoidale, sarà possibile regolare i parametri del dispositivo in modo da ottenere un'uscita nulla. Poiché la misura dipende dalle frequenze a cui si opera, la prova dovrà essere ripetuta a diverse frequenze. La visualizzazione dei risultati in forma di grafico (figura 5) è molto significativa.

La potenzialità del sistema non si esaurisce certo nei pochi esempi riportati. Già sono state messe a punto solu-

zioni modulari che permettono di disporre di analizzatori di stato logici da 16 fino a 80 canali, programmabili addirittura in Pascal. Poiché il sistema può fornire anche linee di uscita sarà possibile interagire con il dispositivo da controllare provocando "interrupt" e segnali particolarmente adatti all'applicazione.

In conclusione possiamo dire che l'introduzione del personal computer nella strumentazione, ha aperto nuove prospettive di cui si può facilmente ipotizzare il successo.

Nuovi analizzatori di gas per impieghi standard

Apparecchi monotraccia con rivelatore optopneumatico a doppia camera - Ultramat 21 per la determinazione di un componente di misura - Ultramat 22 per la determinazione contemporanea di due componenti di misura.

I nuovi analizzatori di gas Ultramat 21 e Ultramat 22, della Siemens, sono stati studiati per applicazioni di routine e permettono di assolvere compiti standard economicamente. Le principali caratteristiche della nuova serie sono: struttura compatta (incluso il dispositivo di preparazione del gas), calibratura automatica, visualizzazione digitale dei valori reali della concentrazione, segnalazioni di stato per le funzioni più importanti.

Gli Ultramat 21 e 22 sono analizzatori monotraccia con rivelatore optopneumatico a doppia camera e funzionano secondo il principio dell'assorbimento non dispersivo dei raggi infrarossi consentendo di determinare rispettivamente una sola componente di misura o due componenti contemporaneamente. Entrambi gli apparecchi sono disponibili in esecuzione portatile o da tavolo e dispongono ognuno di un rivelatore a doppia camera di elevata selettività; eventuali gas spuri presenti nella componente non influenzano la misura.

Gli apparecchi monotraccia hanno il vantaggio di eseguire una misura estremamente precisa, poiché non risentono delle variazioni della potenza d'irradiazione determinate da impurità nella camera di misura, sfasamenti ottici, invecchiamento dei componenti del rivelatore ecc. Il funzionamento completo dell'analizzatore viene controllato e corretto mediante taratura automatica del punto zero, evitando così calibrature supplementari anche per l'amplificazione e il fondo scala a mezzo dei convenzionali gas campioni. L'aria ambiente può fungere, in linea di massima, da gas neutro (esente da componenti) per la regolare taratura del punto zero.

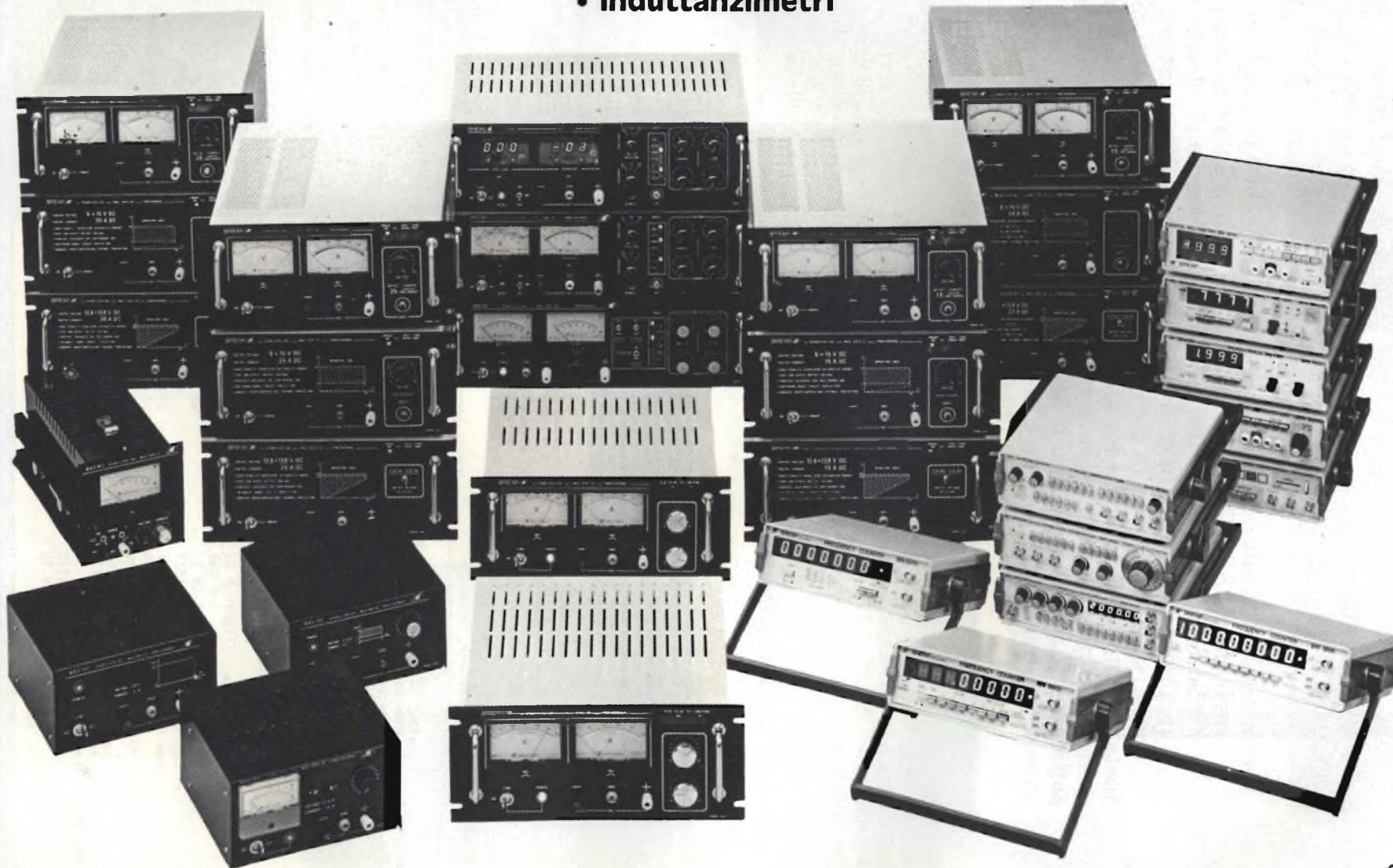
L'elettronica a microprocessore permette di eseguire con semplicità funzioni di elaborazione e di comando. I valori di concentrazione vengono convertiti (tenendo conto dei valori di correzione) e visualizzati in forma digitale su un display LED. Ogni canale di misura dispone di una uscita di corrente lineare da 0 o da 4 a 20 mA per altre elaborazioni; è possibile, inoltre, collegare interfacce su specifica richiesta del cliente.

Una custodia con grado di protezione IP 31 contiene i singoli moduli degli analizzatori e cioè: modulo per l'analisi, modulo elettronica, modulo display, elementi di comando (accessibili sul frontalino), preparazione gas, valvola elettromagnetica di inversione gas neutro, pompa del gas. I filtri di protezione interni (montati dietro il filtro a maglie strette accessibile dall'esterno) impediscono che il condotto del gas si sporchi se vengono eseguiti comandi errati. Un separatore by-pass incorporato evita inoltre che la condensa infiltrarsi nel condotto del gas giunga alla cuvetta di misura.

Gli Ultramat 21 e 22, immessi sul mercato a prezzo competitivo, sono apparecchi di elevata affidabilità e trovano impiego sia nella tecnica dei processi per assolvere compiti di controllo (sicurezza e qualità) e di risparmio energetico, effettuare misure di emissione ed immissione, sia per usi standard come per esempio: controllo dei gas combustibili (da 0 a 0,1% CO e da 0 a 20% CO₂), sorveglianza serre (da 0 a 0,05% CO e da 0 a 0,5% CO₂), controllo qualità del metano (da 0 a 0,1% CO₂ e da 0 a 10% CO₂), controllo gas di gasogeno (da 0 a 35% CO e da 0 a 1% CO₂).

professionalità & prezzo

- Alimentatori stabilizzati professionali
- Generatori di barre a colori per TV
- Frequenzimetri digitali
- Generatori di funzioni
- Generatori d'impulsi
- Capacimetri
- Multimetri digitali
- Induttanzimetri



Per informazioni indicare Ril. P 9 sul tagliando

Studio R. NENCINI - PARMA



BREMI®

BREMI ELETTRONICA - 43100 PARMA ITALIA - VIA BENEDETTA 155/A
TELEFONI: 0521/72209-771533-75680-771264 - TELEX 531304 BREMI

- Progettazione
- Controlli
- Laboratori
- Scuola
- Tecnici Riparatori
- Industria

desidero ricevere documentazione

nome

indirizzo



Ing. Ennio De Lorenzo

MONITOR PER

Il programma Monitor descritto in questo articolo è in grado di far funzionare il SEL-COM senza CP/M e floppy, funge cioè da "minisistema operativo" in ROM. Un programma di Monitor ovviamente non offre la comodità e la potenza di un sistema operativo su disco, ma in compenso non presenta problemi di installazione, costa poco ed ha un alto valore didattico. Il Monitor è perciò altamente consigliabile a tutti coloro che senza cognizioni di software - vogliono costruirsi il SEL-COM da soli. Acquisiranno così esperienza per l'installazione e la messa in funzione dei floppy e del sistema operativo CP/M.

Il Monitor descritto in questo articolo è un programma che permette il funzionamento del SEL-COM con le sole due schede CPU e SIO/PPIO; è costruito in maniera simile al famoso Zapple-Monitor e contiene non solo i comandi "classici" come p. es.

"S" (da Substitute) per l'alterazione di una cellula di memoria, ma anche sequenze per la gestione dei floppy ed accorgimenti per un programma di "Bootstrap" per il sistema operativo CP/M.

Il Monitor possiede un "auto-boot"

con il quale si autotrasferisce dall'indirizzo 0000H nei 4K superiori della memoria (da F000H a FFFFH). Dopo l'operazione di RESET e l'avvenuto autotrasferimento del Monitor, questo provvede alla "sostituzione" ROM-/RAM nella parte bassa della memoria

```

1:  MACRO-80 3.3 07-May-79 PAGE 1
2:
3:
4:
5:
6:
7:  ;*****
8:  ;
9:  ; TITLE SELCOM 12.05.83/dei
10: ;
11: ;*****
12: ;
13: ; monitor per il sel-com CP/M computer.
14: ;
15: ;
16: 0000' cseg
17: ;
18: ;
19: ; org 0
20: ;
21: 0000' 31 FFFF inities id sp,ffffh ;duno load
22: 0003' 3E C9 id a,0e0h ;carica istruzione di ritorno
23: 0005' 32 F000 id @F000h, a ;
24: 0008' CD 0000 call @F000h ;
25: 000B' 38 inits dec sp ;
26: 000C' 36 dec sp ;
27: 000D' D1 pop de ;
28: 000E' 21 0012 ld hl,princ-iniz ;
29: 0011' 19 add hl,de ;
30: 0012' 11 F000 ld de,@F000h ;
31: 0015' 01 0FFF ld bc,ffffh ;4k transfer
32: 0018' ED 80 ldir ;
33: 001A' C3 F000 jp @F000h ;
34: ;
35: princ: ;mercato di distanza
36: ;
37: ;phase @F000h ;start del Monitor
38: ;
39: 0000 cr equ 0dh
40: 000A lf equ 0ah
41: 0007 bell equ 7
42: 00FF rub equ 0fih
43: 0000 fil equ 0
44: 0007 ear equ 7
45: ;
46: 0039 rst7 equ 7bh
47: ;
48: 00F0 stodat equ 0fah
49: 00F1 sioasts equ 0fih
50: MACRO-80 3.3 07-May-79 PAGE 1-1
51:
52:
53: 00F2 siobdat equ 0f2h
54: 00F3 siobsts equ 0f3h
55: ;
56: ;
57: ; # tabella dei salti nel monitor #
58: ;
59: F000 C3 F068 jp begin
60: F003 C3 F0C2 jp ci
61: F006 C3 F0D5 jp ri
62: F009 C3 F0C4 jp co
63: F00C C3 F07E jp pcc
64: F00F C3 F060 jp lo
65: F012 C3 F0C5 jp csts
66: F015 C3 F0E4 jp iobyte
67: F018 C3 F1D8 jp ioset
68: F01B C3 F050 jp memck
69: F01E C3 F72C trap: jp restart
70: F021 C3 F887 jp soft ;floppy vector hard
71: F024 C3 F987 jp soft ;floppy vector soft
72: F027 C3 F887 jp soft ;floppy vector mini
73: F02A C3 F885 jp imsys ;disc vector
74: ;
75: F02D F66B dw tabsirt ;start tabelle utente
76: F02F FE12 dw lastmon ;ultimo indirizzo usato dal monitor
77: ;
78: F031 0D 04 00 00 msg: db 0dh,0ah,0,0,0
79: F035 00
80: F036 07 db 7 ;bell
81: F037 53 45 4C 43 db 'SELCOM - MONITOR'
82: F038 4F 4D 20 2D
83: F03F 20 4D 4F 4E
84: F043 49 54 4F 52
85: F047 20 56 32 2E db ' V2.2'
86: F04B 32
87: F04C 0D 04 00 db 0dh,0ah,0
88: ;
89: 001E msg1 equ #-msg
90: ;
91: ;***** inizializzazione del SIO/PPIO *****
92:
93:
94:
95:
96:
97:
98:

```

Fig. 1 - L'inizio del monitor con la tabella dei salti.

R IL SEL-COM

(dopo questo passo il sistema possiede solo RAM in tutto lo spazio di memoria) e manda un messaggio al terminale video tramite il canale SIO all'indirizzo F0H.

La figura 1 mostra l'inizio del Monitor: allo start del sistema esso risiede in EPROM all'indirizzo 0 (locazione indispensabile perchè il sistema possa partire dopo il RESET). Per prima cosa viene caricato lo Stackpointer con FFFFH. In seguito viene memorizzata l'istruzione di ritorno (C9) in F000H: il richiamo di sottoprogramma (call F000H) provoca l'immediato ritorno nell'"autoboot" memorizzando nello stack l'indirizzo di ritorno (000BH); le istruzioni: 2x dec sp e pop de portano questo indirizzo nella coppia di registri de. Ora vengono caricati i puntatori per il trasferimento del Monitor (blocco di 4K): HL = (DE + PRINC-INIZ), DE = F000H (indirizzo dove viene trasferito), BC = 0FFFH (lunghezza del blocco = 4K). LDIR provvede al trasferimento ed in 001A avviene il salto a F000H.

Il Monitor

Il Monitor può venir pubblicato solamente in codice esadecimale: il listato completo sarebbe troppo lungo.

Il listato e l'EPROM sono reperibili presso l'autore (Tel. 02/6592585 - V.le F. Crispi, 7 - 20171 Milano). Per facilitare la memorizzazione del codice esadecimale, in figura 9, alla fine di ogni riga è riportata la somma di controllo (checksum).

Il Monitor inizia con una tabella di salti in diverse routines di servizio seguita da testi in codice ASCII.

Il vero inizio è all'indirizzo F06B dove viene inizializzato il SIO. In F097 si abilita la RAM (LDA 7000H) e si carica l'IOBYT: il Monitor entra quindi nel "loop" di attesa dei comandi ed è in grado di accettarne uno dalla tastiera.

I comandi del Monitor

A(disp. log) = (disp. fisico)

Il Monitor prevede 4 canali "logici" per i dispositivi periferici. Ad ognuno di questi canali logici viene assegnato

un dispositivo periferico "fisico" (reale).

La correlazione fra canale logico e dispositivo fisico di I/O può venir modificata dall'utente con il comando "A". Dopo aver battuto il carattere "A" il Monitor attende dall'utente la scelta di uno dei 4 canali logici C, R, P, L. Il significato è il seguente:

C = Console (terminale di servizio)

R = Reader (lettore)

P = Punch (perforatore)

L = List (dispositivo per stampa)

Questi simboli caratterizzano l'uso "logico" dei canali ad ognuno dei quali può venir assegnato un dispositivo fisico (reale) dopo il segno "=" . P. es. AC = T significa che al canale "logico" C (Console) è stato assegnato il dispositivo "fisico" T (Teletype).

```

F5C5          ;
F5C5          3A F87D        CSTS:  ;+++ MAIN STATUS ROUTINE +++
F5C8          E6 03        LD A,(IOEYT)
F5CA          20 09        AND 3
F5CC          DB F1        JR NZ,CS0
F5CE          E6 01        TTYCSTS:
F5D0          C8          IN A,(SIOASTS)
F5D1          3E FF        AND 1
F5D3          B7          RET 2
F5D4          C9          LD A,0FFH
                          OR A
                          RET
F5D5          ;
F5D5          C3 F87A        CS0:
                          JP USERCSTS
                          ;
  
```

Fig. 2 - La subroutine CSTS verifica se il terminale trasmette un carattere.

```

; IOBYTE ASSIGNE
; 000000XX CONSOLE
; 0000XX00 READER
; 00XX0000 PUNCH
; XX000000 LISTER

; 00 = TELETYPE CONS
  
```

Fig. 3 - IOBYT è il nome di una cellula di memoria, che segnala al sistema quale canale di I/O è reperibile.

```

F6C2          ;
F6C2          3A F87D        ;+++ CI MAIN ROUTINE +++
F6C5          E6 03        CI:
F6C7          20 09        LD A,(IOBYT)
F6C9          DB F1        AND 3
F6CB          E6 01        JR NZ,C11
F6CD          28 FA        TTYIN:
F6CF          DB F0        IN A,(SIOASTS)
F6D1          C9          AND 1
                          JR 2,TTYIN
                          IN A,(SIOADAT)
                          RET
F6D2          ;
F6D2          C3 F86B        C11:
                          JP USERCI
  
```

Fig. 4 - CI accetta un carattere dal terminale e lo depone nel registro A (accumulatore).

Vi sono le seguenti combinazioni:
CONSOLE:

T (Teletype/TTY), V (Video), B (Batch: usa il "READER" come canale d'ingresso ed il "PUNCH" come canale d'uscita) e U (User: canale liberamente definibile dall'utente).

READER:

T (TTY), P (Punch Reader = lettore di nastri perforati), C (Cassetta), U (User).

		; +++ MAIN CO ROUTINE +++ MOD
		;
F54C		CO:
F54C	3A F87D	LD A, (IOBYT)
F54F	E6 03	AND 3
F551	20 0A	JR NZ, CO1
		;
F553		TTYOUT:
F553	0B F1	IN A, (SIOBSTS)
F555	E6 04	AND 4
F557	28 FA	JR Z, TTYOUT
F559	79	LD A, C
F55A	03 F0	OUT (SIOBDAT), A
F55C	C9	RET
		;
F550		CO1:
F550	C3 F871	JP USERCO
		;
		;

Fig. 5 - CO presenta il carattere contenuto nel registro C al canale del terminale.

		; +++ RI ROUTINE +++
		RI:
F605		LD A, (IOBYT)
F608	3A F87D	AND 00001100B
F60A	E6 0C	JP Z, CI ; AP=T
F60D	CA F6C2	CP 00001000B
F60F	FE 04	JP NZ, USERRI
		;
F6E2		LXLPI: ; AP=P
F6E2	0B F3	IN A, (SIOBSTS)
F6E4	E6 01	AND 1
F6E6	28 FA	JR Z, LXLPI
F6E8	0B F2	IN A, (SIOBDAT)
F6EA	C9	RET
		;

Fig. 6 - RI legge il canale "READER" (AP = P). Viene usato SIO-B.

		;
		POO: ; +++ MAIN POO ROUTINE +++
F57E		LD A, (IOBYT)
F581	3A F87D	AND 00110000B
F583	E6 30	JP Z, CO ; AP=T
F586	CA F54C	CP 00010000B
F588	FE 10	JP NZ, USERPOO
F58B	C2 F874	;
F58B		LXLPO: ; AP=P
F58B	0B F3	IN A, (SIOBSTS)
F58D	E6 04	AND 4
F58F	28 FA	JR Z, LXLPO
F591	79	LD A, C
F592	03 F2	OUT (SIOBDAT), A
F594	C9	RET
		;

Fig. 7 - POO consegna un Byte al canale PUNCH. Il carattere è pronto nel registro C. L'assegnamento AP = P determina il canale SIO-B.

		LO:
F560		LD A, (IOBYT)
F560	3A F87D	AND 0C0H
F563	E6 C0	JP Z, TTYOUT ; AL=T
F565	CA F553	CP 10000000B ;
F568	FE 00	JP NZ, USERLO ; AL=L
F56A	C2 F877	;
		LO1:
F560		IN A, (SIOBSTS)
F56F	0B F3	AND 4
F571	E6 04	JR Z, LO1
F573	20 FA	LD A, C
F574	79	OUT (SIOBDAT), A
F576	03 F2	RET
		;
		;

Fig. 8 - LO emette un carattere per la stampante. Il carattere deve essere presente nel registro C.

PUNCH:

T (TTY), P (Punch Reader), C (Cassette), U (User).

LIST:

T (TTY), V (Video), L (Line printer = Stampante), U (User).

All'inizio il Monitor imposta i canali nel seguente modo: AC = T, AR = T, AP = T, AL = T. Il terminale TTY funziona come dispositivo di comunicazione (terminale di servizio) di lettura, di uscita e di stampa.

Il comando "A" altera il cosiddetto "IOBYT", una cellula di memoria, che segnala quale canale di I/O deve venir "servito". Qualora l'utente desideri leggere o scrivere dalla periferia, il comando relativo verifica l'IOBYT e - secondo la sua impostazione - trasmette i dati attraverso il relativo canale "fisico". Il comando AP = P definisce p. es. un canale con il quale si può leggere attraverso il SIO-canale B. Il comando A premette naturalmente che esistano routine di servizio interpellabili. Il loro funzionamento verrà descritto in seguito.

B

Comando di bloccaggio della tastiera. Sbloccaggio con CTRL N (codice 1EH).

C (anfadr), (endadr)

Confronto dell'immissione del READER con la memoria.

Es. C100, 200.

D (anfadr), (endadr)

Visualizzazione del contenuto di memoria da "anfadr" a "endadr". Stop con CTRL C. Es.: D100, 200.

E (endadr)

Genera l'EOF in formato HEX-INTEL e lo emette tramite il canale PUNCH.

F (anfadr), (endadr), (valore)

Memorizza un valore da "anfadr" a "endadr"

G (startadr), (break)

Start di un programma scritto dall'utente. Possibilità di breakpoints.

H (valore1), (valore2)

Vengono eseguite la somma e la differenza di valori esadecimali.

J (anfadr), (endadr)

Test di un'area di memoria. Test veloce non distruttivo.

L (anfadr)

Caricamento di memoria dal canale READER in codice binario. Completare al comando "U".

0A7D	FA60	D3	51	3E	83	D3	51	DB	51	E6	04	28	FA	C9	3E	03	D3	+=	081E
0A80	FA70	51	DB	51	E6	02	20	FA	DB	51	E6	01	28	FA	DB	50	F5	+=	0804
0A90	FA80	CD	47	FA	F1	C9	3E	83	DB	51	E6	02	00	CD	47	FA	18	+=	0983
0AA0	FA90	F4	37	3E	01	C9	3E	01	D3	51	3E	01	D3	50	CD	5A	FA	+=	0719
0AB0	FAA0	3E	00	D3	50	CD	5A	FA	CD	6D	FA	E6	80	C2	91	FA	AF	+=	0A18
0AC0	FAB0	C9	3E	03	32	0F	FE	CD	85	FA	3E	02	D3	50	CD	5A	FA	+=	0819
0AD0	FAC0	3E	00	D3	50	CD	5A	FA	7B	D3	50	CD	5A	FA	7A	D3	50	+=	08DE
0AE0	FAD0	CD	5A	FA	CD	6D	FA	E6	80	C2	ED	FA	01	00	02	DB	50	+=	0992
0AF0	FAE0	77	23	CD	47	FA	0B	78	B1	C2	DE	FA	AF	C9	3A	0F	FE	+=	0935
0B00	FAF0	30	32	0F	FE	C2	06	FA	C3	91	FA	22	10	FE	3E	03	32	+=	07DF
0B10	FB00	0F	FE	2A	10	FE	CD	85	FA	3E	01	D3	51	3E	03	D3	50	+=	0758
0B20	FB10	CD	5A	FA	3E	00	D3	50	CD	5A	FA	7B	D3	50	CD	5A	FA	+=	0962
0B30	FB20	7A	D3	50	CD	5A	FA	01	00	02	7E	23	D3	50	CD	5A	FA	+=	07A6
0B40	FB30	0B	78	B1	C2	29	FB	CD	6D	FA	E6	80	C8	3A	0F	FE	30	+=	0900
0B50	FB40	32	0F	FE	C2	02	FB	C3	91	FA	E5	05	C5	1A	E6	03	21	+=	08EF
0B60	FB50	0A	FC	01	80	00	B7	28	04	09	3D	20	FC	22	0A	FE	13	+=	0509
0B70	FB60	13	1A	0F	0F	E6	C0	47	1B	1A	0F	0F	E6	3F	B0	47	1A	+=	04C1
0B80	FB70	0F	0F	E6	C0	4F	1B	1A	0F	0F	E6	3F	B1	4F	ED	43	0C	+=	05C7
0B90	FB80	FE	C1	D1	E1	C9	78	32	0E	FE	CD	49	FB	3A	07	FC	FE	+=	0A3C
0BA0	FB90	FF	28	13	D5	E5	2A	08	FC	ED	5B	0C	FE	AF	ED	52	7D	+=	08DF
0BB0	FBA0	B4	E1	D1	CA	DC	FB	3A	07	FC	FE	01	C2	C3	FB	E5	D5	+=	087D
0BC0	FBB0	ED	5B	08	FC	21	0A	FC	CD	FA	FA	D1	E1	DA	91	FA	AF	+=	0AFA
0BD0	FBC0	32	07	FC	E5	D5	ED	5B	0C	FE	ED	53	08	FC	21	0A	FC	+=	08AC
0BE0	FBD0	CD	01	FA	D1	E1	DA	91	FA	AF	32	07	FC	3A	0E	FE	FE	+=	0A87
0BF0	FBE0	01	CA	EB	FB	FE	02	CA	F7	FB	AF	C9	ED	5B	0A	FE	01	+=	0A36
0C00	FBF0	80	00	EB	ED	80	AF	C9	3E	01	32	07	FC	ED	5B	0A	FE	+=	0844
0C10	FC00	01	80	00	ED	80	AF	C9	FF	00	00	19	34	D1	F1	E6	7F	+=	0809
0C20	FC10	F5	87	FA	2E	32	2A	F0	3F	7E	B7	CA	1D	32	F1	C5	47	+=	087A

F0F2		TBL:
F0F2	F190	DEFW ASSIGN
F0F4	F100	DEFW BYE
F0F6	F20A	DEFW COMP
F0F8	F22B	DEFW DISP
F0FA	F242	DEFW EOF
F0FC	F25E	DEFW FILL
F0FE	F26B	DEFW GOTO
F100	F622	DEFW HEXN
F102	F145	DEFW BOOT1
F104	F2B9	DEFW TEST
F106	F884	DEFW KEXEC
F108	F6F1	DEFW LOAD
F10A	F207	DEFW MOVE
F10C	F5AA	
F10E	F87E	DEFW NULL
F110	F1EB	DEFW OEXEC
F112	F7C5	DEFW PUTA
F114	F2E2	DEFW QUERY
F116	F39B	DEFW READ
F118	F3C4	DEFW SUBS
F11A	F595	DEFW TYPE
F11C	F7F0	DEFW UNLO
F11E	F430	DEFW VERIFY
F120	F46D	DEFW WRITE
F122	F3E8	DEFW XAM
F124	F53D	DEFW WHERE
		DEFW SIZE

Fig. 10 - La tabella dei comandi.

FC07	FF	C	IMWR:	DEFB	0FFH	;
FC08	00 00	C	IMSEC:	DEFB	0,0	;
FC0A		C	IMBUF:	DDFS	512	;
FE0A	00 00	C	IMADR:	DEFB	0,0	;
FE0C	00 00	C	IMSNEU:	DEFB	0,0	;
FE0E	00	C	IMRW:	DEFB	0 ;Z4	;
FE0F	00	C	RETRY:	DEFB	0	;
FE10	0000	C	DMA:	DEFW	0	;

l'interfaccia del terminale (salto in CI). Con l'impostazione AP = P, il carattere viene letto dal canale SIO-B. Il carattere viene riposto nel registro A.

POO

Il carattere nel registro C viene emesso tramite l'interfaccia definita dall'IOBYT. Con AP = T, l'emissione avviene tramite il canale SIO-A (salto in CO); con AP = P, l'emissione avviene tramite SIO-B.

LO

LO (Listing Out) emette un carattere dal registro C tramite il canale definito dall'IOBYT: AL = T determina il canale SIO-A, AL = P forza l'emissione tramite il canale SIO-B.

F86B		;	TABSTART:		;
F86B	C3 F6C9		USERCI:	JP TTYIN	
F86E	C3 F6C9		USERRI:	JP TTYIN	
F871	C3 F553		USERCO:	JP TTYOUT	
F874	C3 F553		USERPOO:	JP TTYOUT	
F877	C3 F553		USERLO:	JP TTYOUT	
F87A	C3 F5CC		USERCSTS:	JP TTYCSTS	
F87D	00		IOBYT:	DEFB 0	;IOBYTE
F87E			OEXEC:	DEFS 3	
F881			IEXEC:	DEFS 3	
F884			KEXEC:	DEFS 3	

Fig. 11 - L'area di memoria per la tabella dei salti dell'utente. In questa tabella sono inseriti per ora solamente dei salti nella routine di servizio del TTY.

190.000 televisori previsti dalla Imperial

La ristrutturazione e la fisionomia produttiva della "Philco Televisori" sono definite. L'attività industriale (190.000 televisori previsti quest'anno, di cui 145-150 mila a colori) e commerciale (marchi Philco, Cge, Imperial e Crosley) faranno capo alla Imperial Electronics, società costituita con il concorso della Rel, la finanziaria pubblica per l'elettronica civile. Alla formazione del capitale sociale di 23 miliardi di lire la Rel partecipa con 7 miliardi, la Ecufin (la finanziaria estera che controlla il gruppo Philco) con 9 miliardi sotto forma di denaro fresco e 7 miliardi con apporti di immobilizzi industriali (Philco e Irt-Firt). La Imperial prevede di realizzare quest'anno un fatturato di 80-90 miliardi di lire, con un margine industriale positivo.

GRUPPO DI SINTONIA CON MEMORIA

Matthias Eichelbroenner

Questo circuito è un completamento del ricevitore FM a sintetizzatore di frequenza pubblicato negli scorsi numeri di "Selezione". Con questo circuito è possibile memorizzare nove frequenze di ricezione, come avviene nei più moderni e perfetti sintonizzatori FM.

I componenti di memoria scelti per questo circuito (74C89) sono lievemente più costosi rispetto ad altre RAM di maggiore capacità, ma offrono il vantaggio di avere gli ingressi dei dati separati dalle uscite, e perciò non necessitano di un complesso sistema di commutazione dei bus. L'unità di memoria potrà perciò essere inserita nel circuito senza eccessive complicazioni (figura 1). Questo articolo può anche essere utile come approccio alla problematica della memorizzazione dati, in quanto le principali sequenze di comandi per la memoria sono le stesse in tutti i casi.

Pulsanti a doppia funzione

Per l'inserimento dei dati nella memoria, sono necessari i seguenti tasti: nove tasti per le locazioni di memoria 1 ... 9, un tasto per la funzione "scrittura" (STO), uno per la funzione "lettura" (RCL) ed uno per il reset. Per il controllo degli indirizzi predisposti è stato previsto un display a sette segmenti.

Il concetto circuitale scelto permette di assegnare ai tasti 1 ... 9 una doppia funzione. Infatti, per risparmiare componenti e spazio, verranno assegnate ai diversi tasti anche le seguenti funzioni: Filtraggio del rumore, Fono, Nastro, Monitore, ecc. In questo modo sarà possibile, per esempio, montare il sintonizzatore ed il preamplificatore in un unico mobiletto, risparmiando così alcuni commutatori.

I tasti dovranno essere azionati con la seguente procedura: per prima cosa è necessario inizializzare il funzionamento della memoria con i tasti di pre-

fisso STO o RCL (figura 2). Dopo che è stata effettuata la scelta di una locazione di memoria allo scopo di leggere o scrivere dati, il circuito ritornerà nella condizione iniziale. L'azionamento è dunque analogo a quello di un calcolatore tascabile.

Descrizione delle singole funzioni

Considerando gli scopi ai quali sono destinate è facile spiegare come vengono svolte le singole funzioni: dovendo

memorizzare un'informazione presente agli ingressi, sarà dapprima necessario premere il tasto STO (figura 2 e 3) e così verranno settati uno dei flip flop di IC5 ed i due flip flop di IC16. In questo modo, tutti gli ingressi "Clear direct" (CD) dei multivibratori monostabili (IC7, IC8) avranno il livello logico "1" ed il circuito lascerà passare un impulso. Azionando ora uno dei tasti numerici corrispondenti alle locazioni di memoria, IC4 riconoscerà una variazione dell'indirizzo ed invierà all'uscita un segnale di "strobe" (impulso di campionatura). All'arrivo dell'impulso proveniente dall'uscita Q di IC7a, la memoria degli indirizzi IC15 rileverà l'indirizzo che verrà anche visualizzato sul display. Dopo un certo ritardo, IC7b emetterà un impulso "chip select" (\overline{CS} = selezione del chip), grazie al quale la memoria verrà messa in grado di rilevare l'indirizzo.

IC8b fornirà poi l'impulso \overline{WE} (Write Enable = consenso alla scrittura) che permetterà l'inserzione del dato nella memoria. Dopo questo processo, IC9b emetterà un impulso di reset ed i flip-flop di predisposizione torneranno nello stato di attesa. In figura 3 I, sono visibili le relazioni di tempo tra le varie sequenze d'impulsi; da questi diagrammi è possibile rilevare i ritardi generati dai vari monostabili.

Il procedimento di lettura del contenuto della memoria è pressochè analogo a quello appena descritto. Premere RCL e poi il tasto corrispondente al numero della locazione di memoria scelta, che verrà visualizzato sul display. Verrà emesso l'impulso \overline{CS} ma non l'impulso \overline{WE} , in quanto il flip-flop

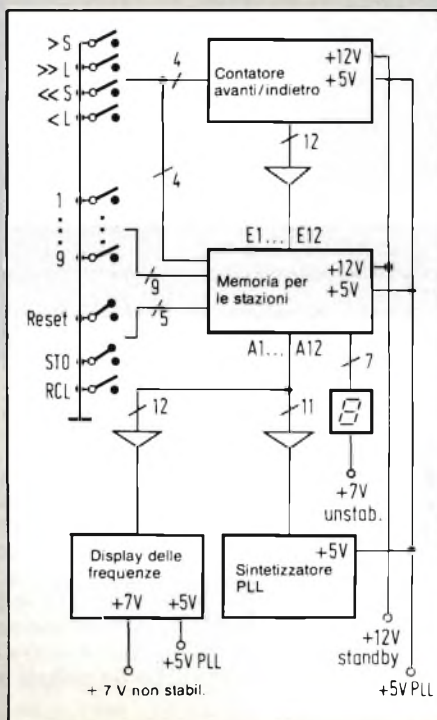


Fig. 1 - Schema a blocchi del sintonizzatore a sintesi di frequenza con memoria delle stazioni.

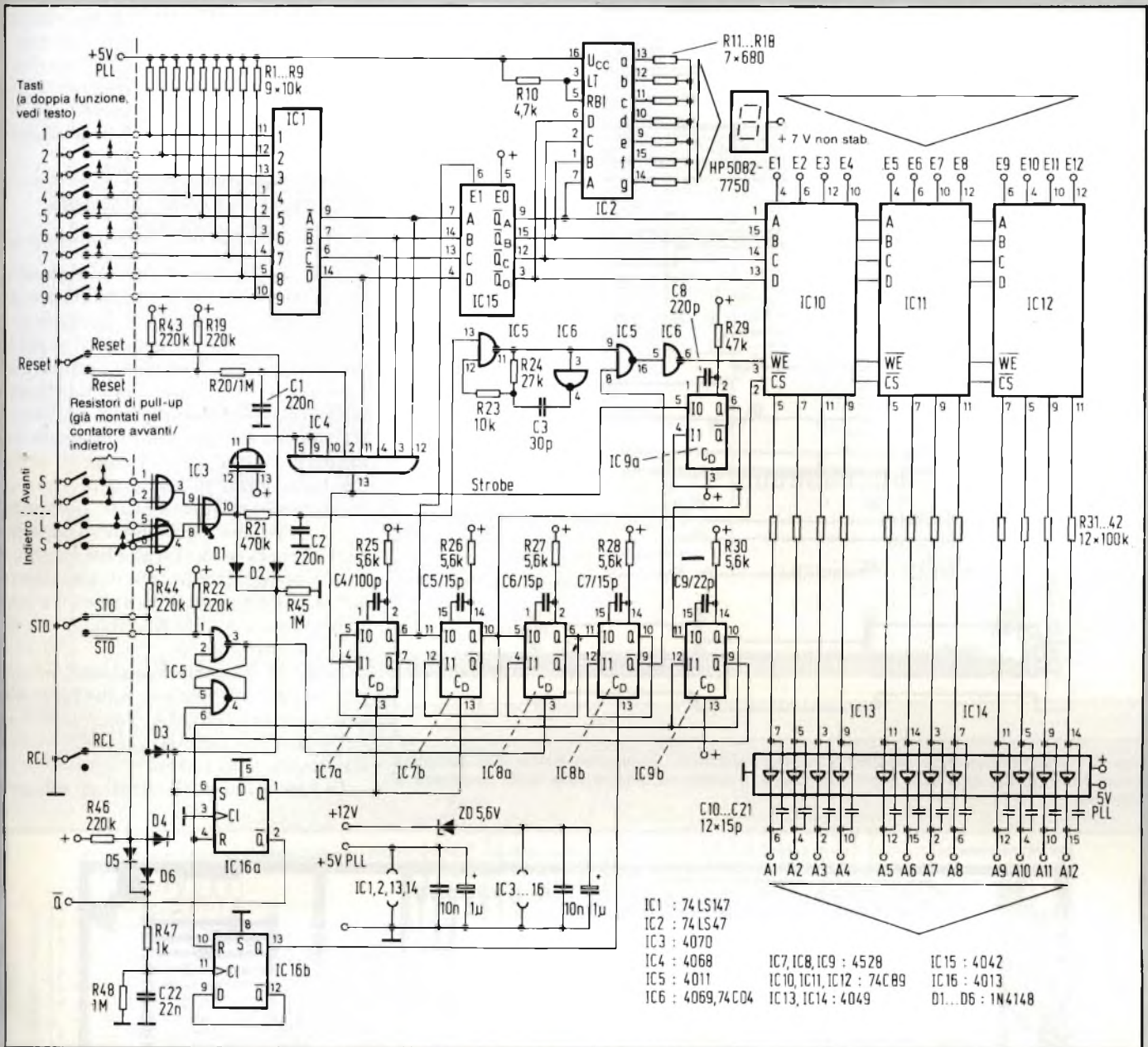


Fig. 2 - Schema completo del circuito di sintonia memorizzata, con decodificatore degli indirizzi, memoria e memoria dati.

STO non è stato attivato. Con il comando RCL, entrambe le uscite Q di IC16 verranno poste al livello logico "1", provocando le partenze di IC7, che erogherà l'impulso \overline{CS} dopo la pressione del tasto e, successivamente, l'impulso di reset.

Conteggio avanti/indietro

Il funzionamento del circuito con conteggio avanti/indietro è un poco più complicato. Quando viene premuto uno dei quattro tasti SLLS (lento, veloce, avanti, indietro), appare anche in questo caso un impulso di strobe (figura 3 II). Contemporaneamente viene settato IC16, cosicché potrà passare

l'impulso \overline{CS} . In questo caso, la locazione "zero" viene utilizzata come memoria di transito. Per mandare avanti le informazioni d'ingresso continuamente variabili, è necessario un processo di lettura e scrittura molto veloce; tramite un oscillatore di avviamento, arresto, la memoria viene rapidamente commutata tra scrittura e lettura. Dopo il rilascio del tasto, tutto ritornerà nelle condizioni di riposo.

Dato che in questo caso WE rappresenta una sequenza d'impulsi, questi saranno sovrapposti anche al segnale d'uscita (figura 3 III).

L'informazione di uscita della memoria dovrà però essere invertita mediante due buffer d'uscita (IC13 ed IC14); questi ultimi dovranno anche

eseguire un'integrazione mediante un circuito RC, allo scopo di fornire segnali ben netti, depurati dagli originali impulsi in sequenza alle uscite A1 ... A12.

Resta ancora da spiegare la funzione del tasto "Reset". Effettuando la commutazione dal funzionamento a conteggio a quello a memoria, l'ultima frequenza selezionata rimarrà memorizzata nella locazione "zero".

Volendo richiamare questo valore, sarà necessario azionare il tasto "Reset". Premendo uno dei quattro tasti relativi al contatore avanti/indietro, verrà sempre eseguito un salto alla locazione "zero", dalla quale proseguirà poi immediatamente il conteggio.

Le funzioni RCL e STO si escludono a vicenda, e questa esclusione è compi-

- IC1 : 74 LS147
- IC2 : 74 LS47
- IC3 : 4070
- IC4 : 4068
- IC5 : 4011
- IC6 : 4069, 74CD4
- IC7, IC8, IC9 : 4528
- IC10, IC11, IC12 : 74CB9
- IC13, IC14 : 4049
- IC15 : 4042
- IC16 : 4013
- D1... D6 : 1N4148

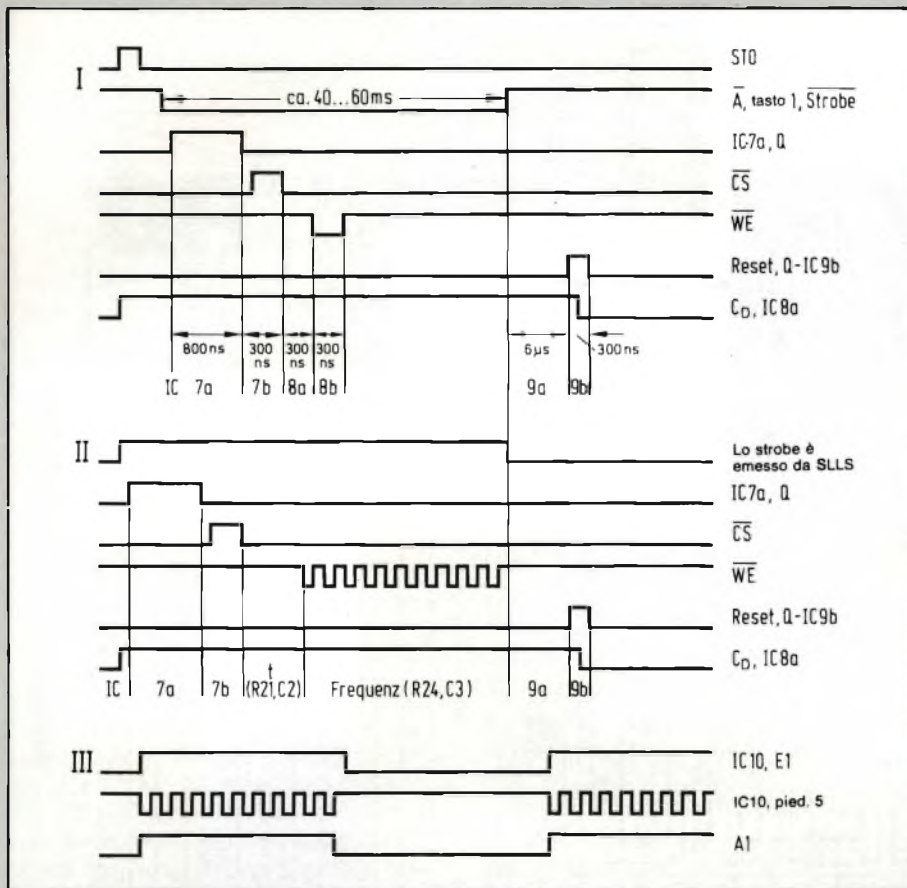


Fig. 3 - Diagramma degli impulsi; I) scrittura dei dati; II) funzionamento con contatore avanti/indietro; III) inversione dell'informazione d'uscita ed eliminazione delle frequenze di disturbo.

to del flip-flop di IC16b. Nel caso venga azionato STO (RCL) credendo di azionare RCL (STO), sarà sufficiente rilasciare il tasto premuto per errore e richiamare una delle locazioni di memoria nel modo effettivamente desiderato.

Montaggio su circuito stampato a doppia faccia incisa

Affinchè il circuito, che è piuttosto complesso, possa essere montato senza troppe difficoltà, è stato progettato un apposito circuito stampato a doppia faccia incisa ed in formato Europa. La figura 4 mostra il lato delle saldature e la figura 5 il lato componenti. La disposizione dei componenti è illustrata in figura 6. Le piazzole sovrapposte sulle due facce del circuito stampato dovranno essere opportunamente collegate tra loro, perchè è difficile realizzare la metallizzazione dei fori. Se nel foro non deve passare il terminale, di un componente, il collegamento dovrà essere fatto mediante un corto spezzone di filo di rame nudo.

Come chiarito in precedenza, esiste la possibilità di realizzare due funzioni per ciascun tasto. La commutazione della funzione dei tasti viene effettuata dall'uscita Q di IC16a.

In figura 7 sono illustrati gli schemi

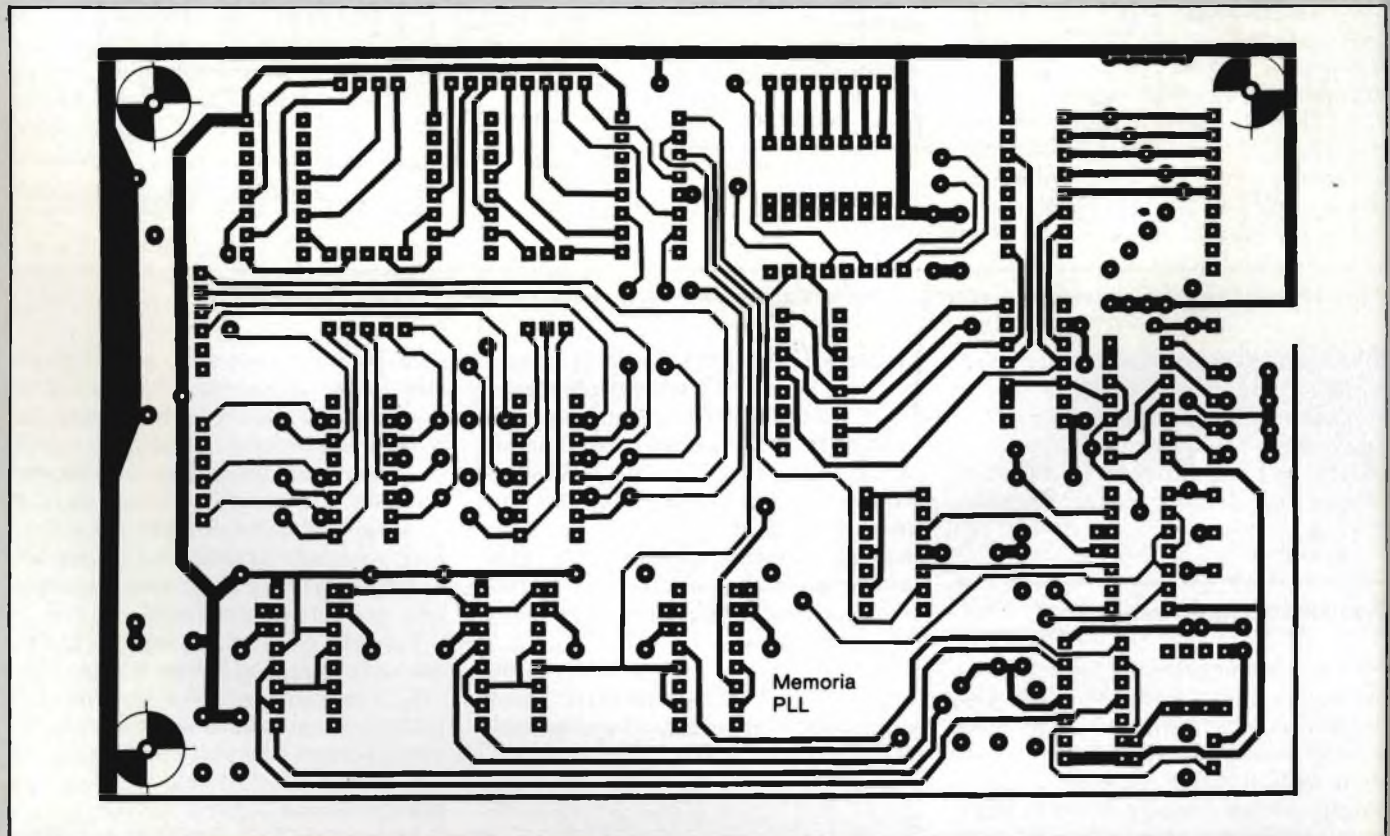


Fig. 4 - Piste di rame sul lato saldature del circuito stampato a doppia faccia incisa.

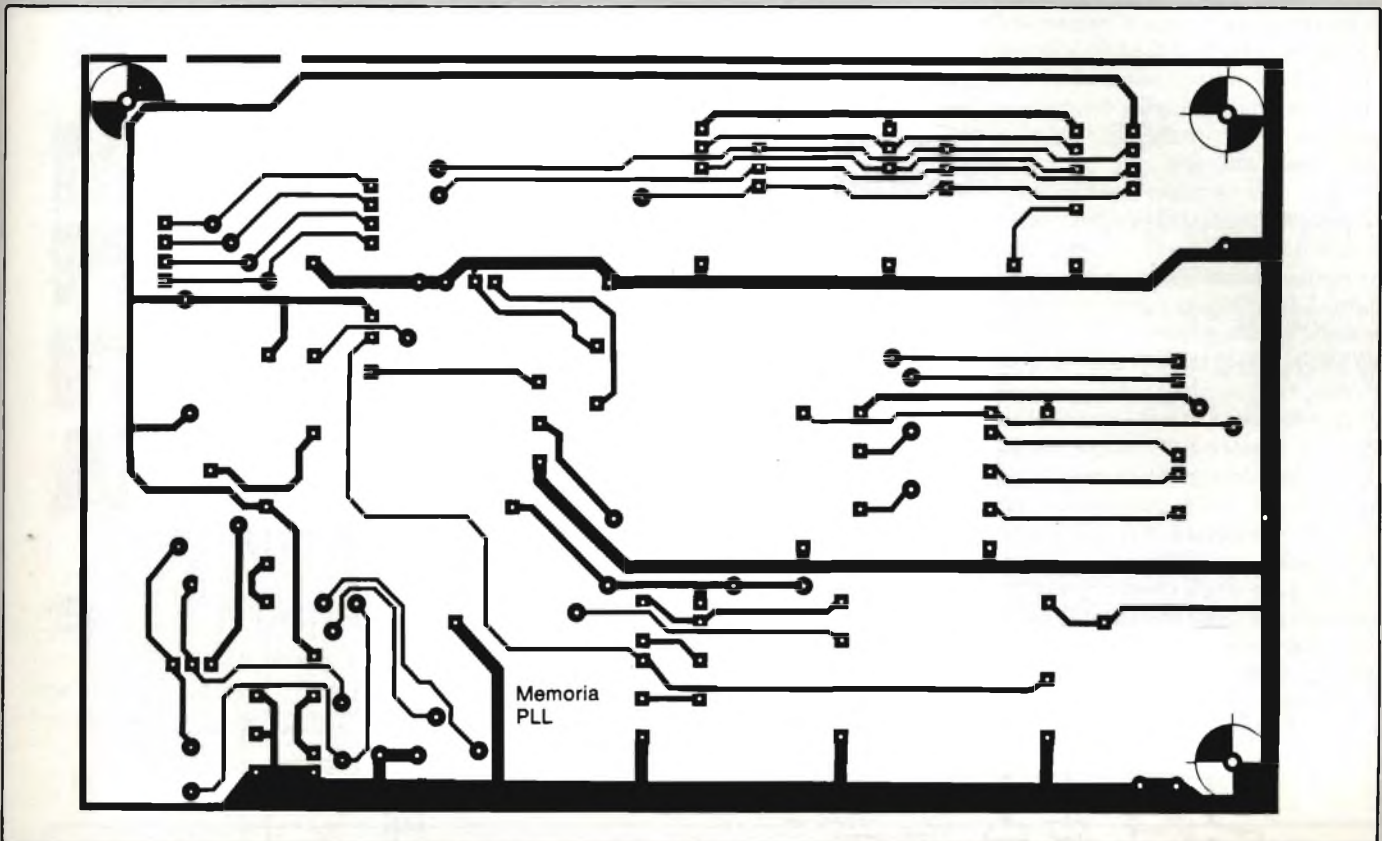


Fig. 5 - Piste di rame sul lato componenti.

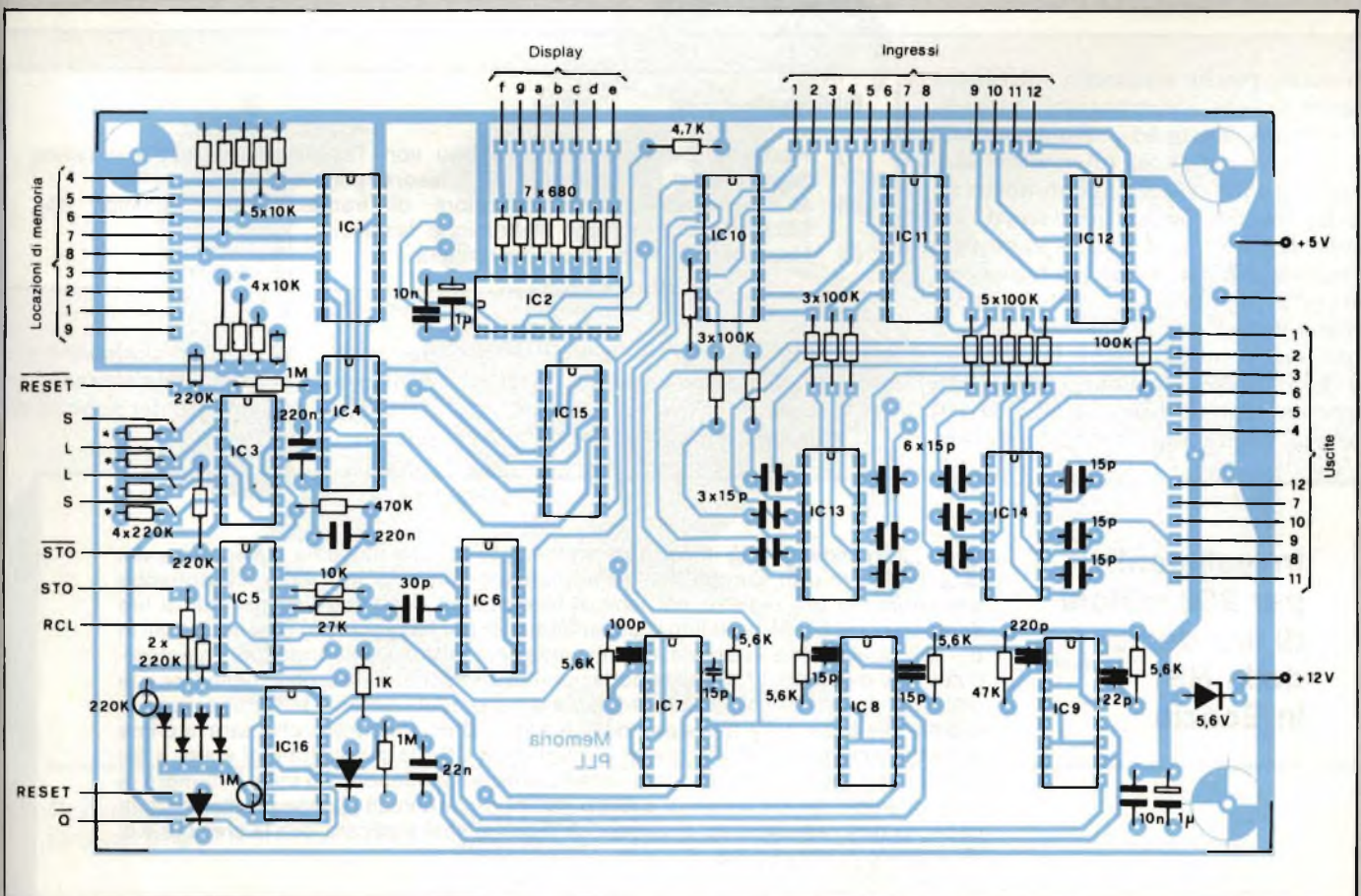


Fig. 8 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato del memorizzatore di stazioni. I resistori contrassegnati da un asterisco sono già montati nel contatore avanti/indietro.

di un circuito per tasti a reciproca disattivazione corredati di un flip-flop di memoria. La commutazione funziona in modo analogo a quello della memorizzazione degli indirizzi. Cambiando l'ingresso attivato (E1 ... E6) viene emesso, con un certo ritardo dovuto al circuito RC, un impulso di clock diretto ai flip-flop tipo D, e di conseguenza viene memorizzato l'ultimo ingresso attivato. I flip-flop di memoria commutano l'uscita a livello "1" quando viene azionato un tasto; l'uscita tornerà a livello "0" quando il tasto verrà premuto nuovamente. L'azionamento dei tasti RCL oppure STO impedisce questo tipo di funzionamento e perciò durante la gestione della memoria non sarà possibile cambiare la funzione dei tasti A1 ... An.

Il numero degli elementi a reciproca esclusione e degli elementi di memoria potrà essere scelto a volontà. È importante però eliminare i rimbalzi di tutti i

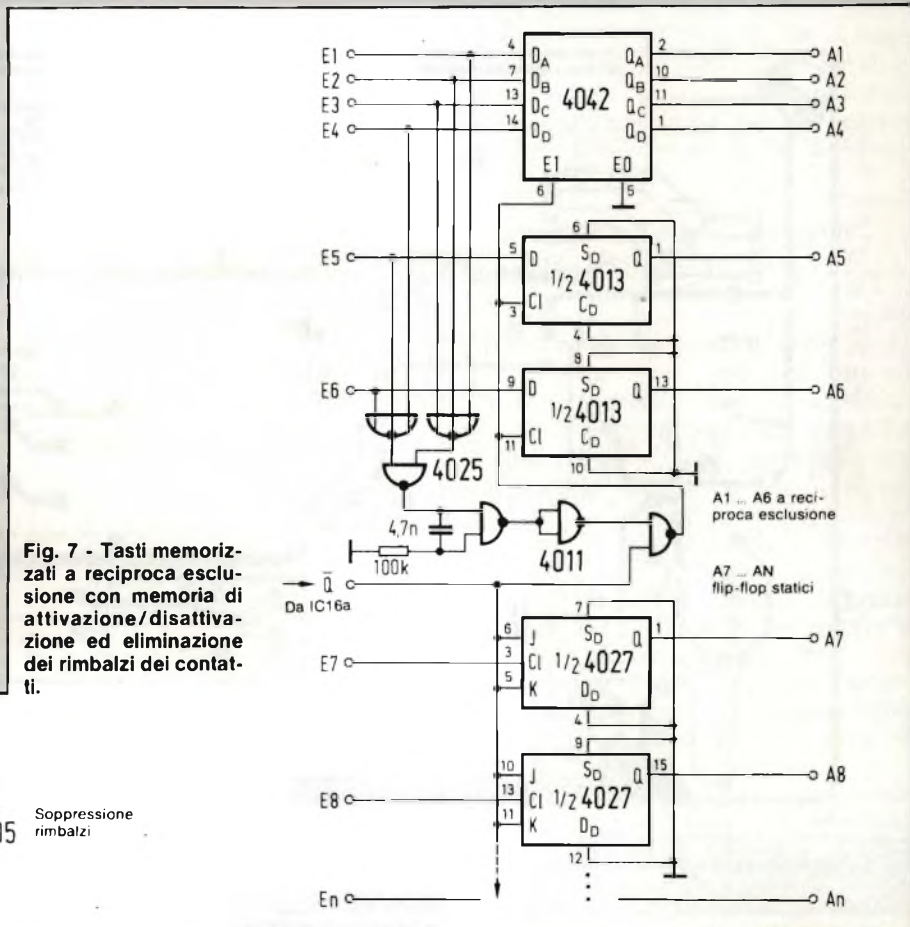
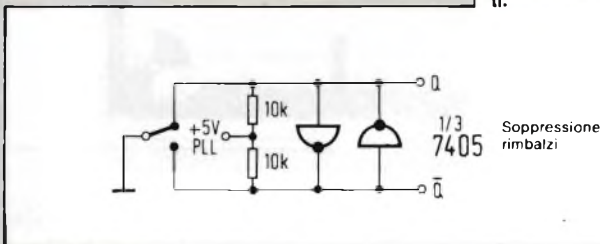


Fig. 7 - Tasti memorizzati a reciproca esclusione con memoria di attivazione/disattivazione ed eliminazione dei rimbalzi dei contatti.

contatti, perchè altrimenti verrebbero memorizzate informazioni casuali. Tramite le uscite A1 ... An è possibile pilotare, per esempio, interruttori analogici oppure, tramite buffer, anche relè. La scelta dipenderà dallo scopo a cui sono destinati i pulsanti. Il vantaggio consiste principalmente nel fatto che il segnale non dovrà più attraversare commutatori meccanici montati sul pannello frontale oppure lunghi conduttori: la commutazione potrà, infatti avvenire direttamente nel luogo più adatto. I collegamenti ai tasti ed al cir-

Bibliografia

- (1) Wolfgang Ziegenhagen: Selbstbau von Tastenfeldern (Autocostruzione delle tastiere) FUNKSCHAU 1977, fasc. 6, pagina 259 e seguenti.
- (2) M. Eichelbroenner: Sintetizzatore di frequenza per ricevitori FM, SELEZIONE di tecniche elettroniche, fascicoli ... 1983.
- (3) Manuale TTL della Texas Instruments.

cuito stampato PLL potranno essere eseguiti mediante semplici piattine multipolari.

Il concetto circuitale descritto per-

mette di "completare" qualunque sintonizzatore a PLL, migliorando nel contempo la comodità dei normali comandi.

Investimenti per 250 milioni di lire decisi dalla NS in Scozia

L'investimento più importante annunciato da una industria statunitense dei microchip in Europa nell'ultimo quinquennio e forse il raffronto potrebbe essere spinto più indietro nel tempo. Investimenti per circa 250 miliardi di lire saranno compiuti dalla National Semiconductor per espandere le basi industriali in Europa, concentrate in Scozia. La crescente domanda di semiconduttori, il mantenimento del dazio del 17,5% all'importazione di componenti elettronici nella Cee e le decisioni di società concorrenti ad espandersi produttivamente in Europa, sono le ragioni alla base della decisione della National Semiconductor, che sarà la prima industria americana ad avviare al di fuori degli USA la produzione di wafer a sei pollici (ogni wafer di questa dimensione permette di ottenere 2,5 volte il numero di chip ottenibili da un wafer di quattro pollici, i più diffusi). Conseguentemente la capacità dello stabilimento di Greenock (Scozia) sarà triplicata, con la creazione di un migliaio di nuovi posti di lavoro.

PHILIPS



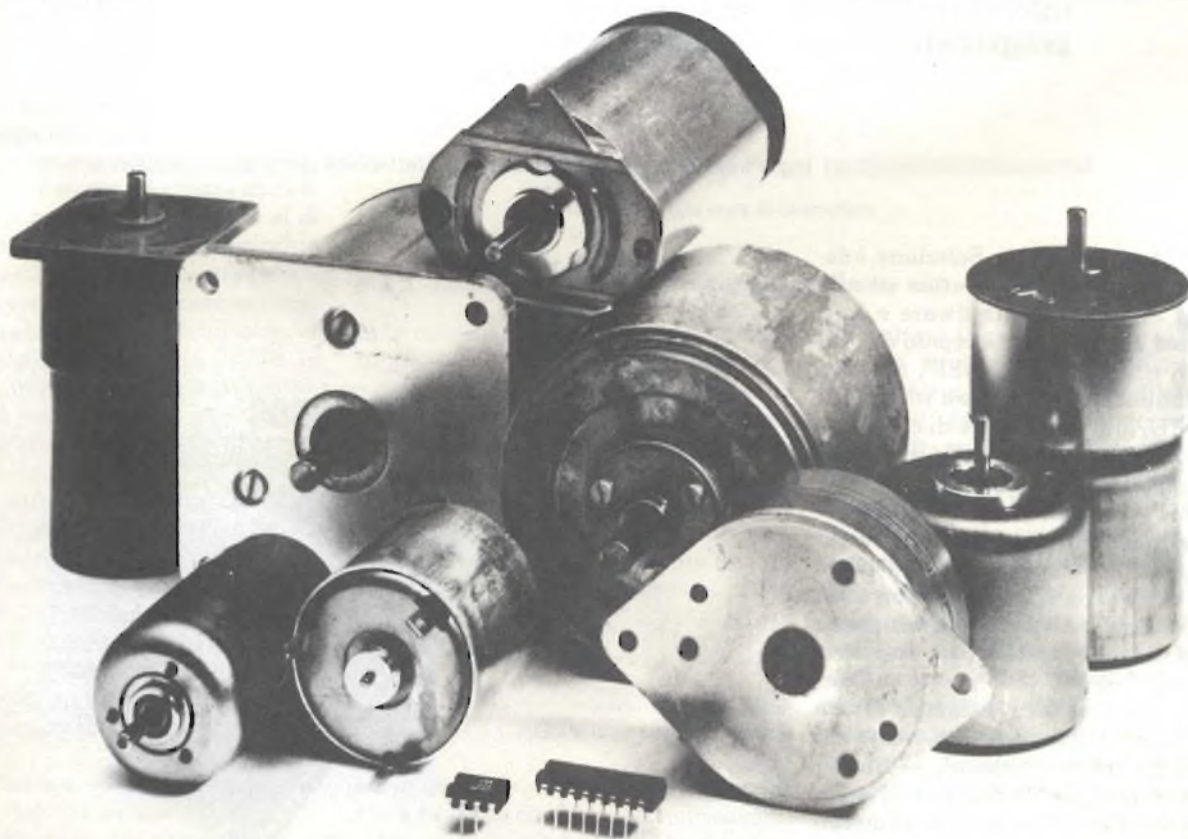
Electronic
Components
and Materials

MOTORI PHILIPS PER TUTTE LE APPLICAZIONI

- Motori sincroni unidirezionali
- Motori sincroni reversibili
- Motori passo-passo
- Motori in c.c. con ferro
- Motori in c.c. senza ferro
- Circuiti integrati per il pilotaggio

Settori d'impiego

- Temporizzazione e controllo per applicazioni professionali e industriali
- Unità - periferiche di calcolatori e lettori di nastro
- Registratori video, audio, giradischi, ecc.



Per ulteriori informazioni
rivolgersi a:

BRITELEC

Viale Fulvio Testi, 327 - tel. 6445 (20 linee)
20162 MILANO - Telex: 331271 PHIMIL

MC 6809: CPU A 8/16 BIT

Programmazione in linguaggio Assembly ed esempi di applicazioni

Con la sempre maggiore diffusione delle CPU a 16 bit, può sembrare obsoleto un discorso su una CPU a "soli" 8 bit: ma chi opera nel campo delle applicazioni industriali del microprocessore sa bene quanto sia valido - in termini di economicità hardware/software e di messa a punto - l'uso di una CPU potente e veloce, anche se con una lunghezza di parola di un byte. La Motorola, con la sua MC 6809 ha creato una CPU ad 8 bit con struttura interna a 16 bit, con una potenza mai vista nel campo degli 8 bit e, allo stesso tempo, facile e veloce da programmare. Tutte queste qualità fanno della 6809 la CPU "top" per l'uso in applicazioni tipicamente industriali e di controllo, e per questo abbiamo deciso di presentarla su Selezione, in modo approfondito nel corso di un anno circa, in modo che tutti i progettisti h/w e s/w possano conoscerla ed imparare facilmente come usarla.

Ing. Paolo Bozzola - Computerjob Elettronica

Lo spazio che, su Selezione, è dedicato all'informatica ed alle applicazioni hardware e software, nel 1983 è stato occupato da una serie di articoli, "LE BASI", dedicati allo studio dell'architettura interna di una CPU, alla descrizione di chip periferici, alla descrizione delle memorie, dei linguaggi, dell'impostazione del software e dell'hardware, il tutto spiegato in modo tale da essere comprensibile anche dal neofita. Ora, gli argomenti della serie "LE BASI" non sono certo esauriti (e altri articoli, sempre su questa linea di carattere, per così dire, "generale", seguiranno presto su Selezione), ma si è sentita l'esigenza di fare il punto della situazione di mercato nel campo dei microprocessori, al fine di proporre qualcosa di nuovo e di veramente incisivo. Useremo inoltre un linguaggio adatto, questa volta, ai più esperti, con lo scopo finale di creare una raccolta di informazioni tecniche sull'applicazione di un prodotto "di punta" (o, come si suol dire nel gergo, "oustanding"). Vediamo dunque come si è arrivati alla nostra decisione e co-



Fig. 1 - La CPU MC 6809.

me è stata motivata la nostra scelta.

È innegabile che, nel campo della micro-elettronica, gli sviluppi dei vari prodotti sono rapidissimi e quindi occorre fare ben attenzione a non fermarsi su un argomento suscettibile di diventare sorpassato nel giro di breve tempo. Siccome Selezione vuol essere una rivista dedicata alle applicazioni dei componenti, con un particolare interesse nel campo industriale, ecco la scelta della MC6809, una CPU appositamente progettata per essere la più potente e versatile nelle applicazioni in campo industriale e di controllo in genere.

Un rapido test di confronto con le CPU più diffuse fra gli 8 bit mostra che una enorme distanza, in termini di potenza e versatilità, separa la 6809 da CPU stimate e diffuse quali la Z80, la 6502, la 1802, l'8080: se diamo un riferimento di 100 alla 6809, le suddette CPU si trovano a valori, rispettivamente, di circa 25, 20, 15 e 18, contando la potenza di calcolo, i modi di indirizzamento, la facilità di sviluppare software modulare e, quindi, facilmente riusabile in diversi programmi.

Una ulteriore e più approfondita analisi delle tendenze di mercato, inoltre, indica che in campo industriale il microprocessore che più si sta diffondendo per le applicazioni medio-alte è il 68000, guarda caso prodotto dalla stessa Motorola (e co-prodotto da Mostek, Philips, Rockwell etc.): è chiaro che l'uso di questa potentissima CPU è al di fuori, almeno per ora, delle possibilità del progettista medio, in quanto i sistemi di sviluppo necessari costano come minimo qualche decina di milioni di lire. La 68000, infatti, è una CPU a 16 bit (con struttura interna a 32 bit, addirittura!) ed ha caratteristiche tali da renderla praticamente un vero e proprio minicomputer su chip singolo.

Perché abbiamo accennato alla 68000? Perché, a nostro avviso, entro pochi anni sarà la CPU più diffusa grazie all'enorme quantità di software sviluppato con il sistema operativo UN*X, e sembra che il matrimonio fra 68000, UNIX e "C", il nuovissimo linguaggio di programmazione col quale è stato scritto lo stesso UNIX, sia ottimamente riuscito.

In quest'ottica, ed è qui la "chiave" del nostro discorso, si inserisce la 6809. Questa CPU è infatti la naturale evoluzione del microprocessore ad otto bit verso quello a 16 bit, grazie alla sua struttura di bus ad otto bit, ma con una architettura interna interamente a 16 bit. Chi impara a progettare le sue applicazioni con la 6809, avrà già acquisi-

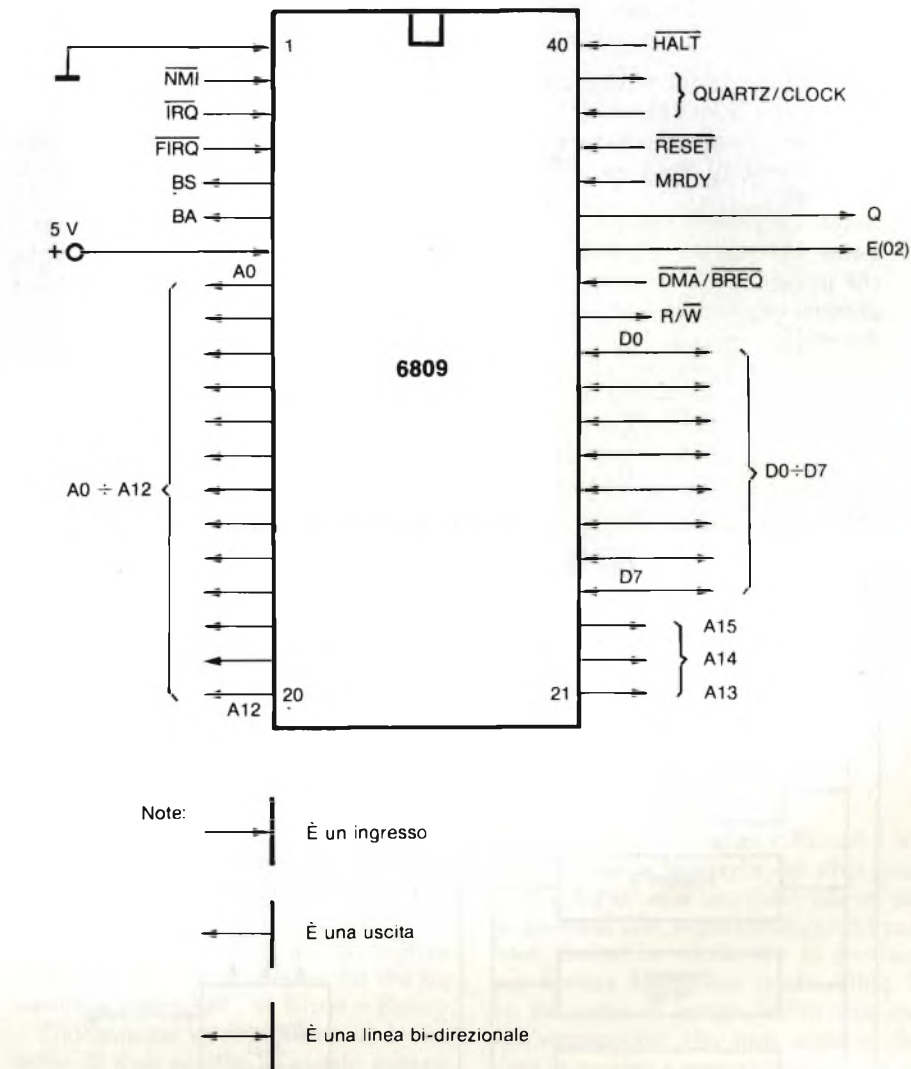


Fig. 2 - Diagramma a blocchi della struttura interna della 6809, e piedinatura.

to la necessaria esperienza per passare alla 68000 con una relativa facilità: e siccome occorre pensare al futuro (che è decisamente molto prossimo nel campo della micro-elettronica), ecco che su Selezione quest'anno vi proponiamo un avvicinamento alle applicazioni più interessanti con questa CPU "intermedia", potente quanto basta ma ancora alla portata della maggioranza per la sua facilità d'uso.

Riassumendo:

CPU ad 8 bit —> CPU 8-bit evoluta (6809) —> CPU 16-bit evoluta (68000)

e con questo abbiamo indicato già fin d'ora la linea che seguiremo insieme.

Un appunto: Selezione NON È una rivista interamente dedicata all'Informatica, per cui il nostro metodo di presentazione sarà volutamente stringato e, sotto molti aspetti, certi argomenti saranno semplificati, in quanto si vuol invitare il Lettore più interessato sia a

consultare i manuali d'uso, sia a consultare Riviste più specializzate (es.: Bit, Informatica Oggi ed Elettronica Oggi, ed. Jackson). Una completa bibliografia sarà di volta in volta presentata, e, naturalmente, l'Autore sarà a disposizione dei Lettori per consigliarli al meglio sulla maniera di affrontare questa nuova CPU. In questo stesso articolo introduttivo non parleremo ancora della 6809, ma, con uno schema che sarà poi fedelmente rispettato, presentiamo i contenuti di questo corso ed una panoramica sugli "strumenti di lavoro" necessari per andare fino in fondo. È infatti noto che è quasi impossibile imparare bene il funzionamento di un microprocessore senza mai applicarsi su un sistema vero (ancorché dimostrativo e ridotto ai minimi termini): descriverò dunque quali possono essere i prodotti sul mercato che consentono, con una spesa relativamente contenuta, di acquisire al meglio l'esperienza sulla MC6809.

Come sarà svolto il corso

Innanzitutto dividerò il programma in pochi capitoli fondamentali:

— **Concetti basilari sulla CPU e sui metodi di stesura dei programmi.**

Scopo: imparare l'architettura interna della 6809 e le regole precise che governano lo sviluppo dei programmi scritti col suo linguaggio Assembly.

— **Set di istruzioni della 6809.**

Scopo: questo capitolo descriverà in modo completo tutte le istruzioni della CPU. Apparirà su Selezione sotto forma di inserto, di modo che possiate tenerlo da parte e, grazie alle spiegazioni che vi troverete, seguire al meglio tutti gli altri capitoli.

— **Problemi di programmazione.**

Scopo: imparare ad usare al meglio la 6809 semplicemente facendo pratica su un buon numero di programmi tipici e che, naturalmente, sono

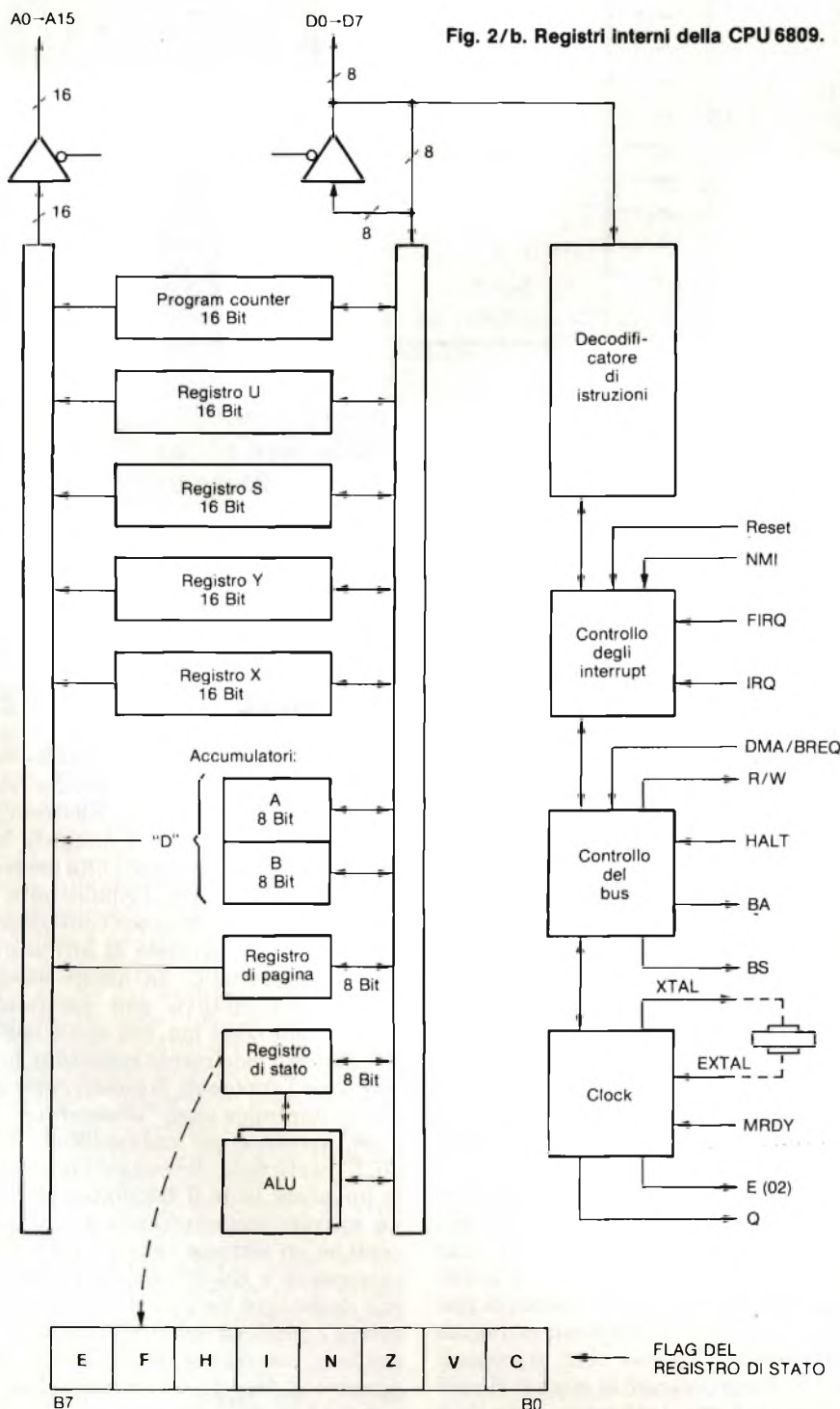
molto frequenti in tutti i lavori di software.

— **Uso della 6809 assieme ai chip periferici.**

Scopo: vedere come si usa un microprocessore per gestire programmi più complessi e che richiedono il corretto pilotaggio di circuiti di Ingresso ed Uscita (collegamento a stampanti, memorie video, terminali etc.).

— **Sviluppo del software.**

Scopo: questo sarà un capitolo piuttosto "generale", con concetti adatti allo sviluppo ottimale di software NON SOLO con la 6809, ma con tutti i microprocessori: saranno infatti discussi i metodi di rappresentazione grafica, i concetti di programmazione modulare e strutturata, i modi migliori per scrivere un programma, dopo averlo correttamente pensato, e vedremo come si documenta, si testa e si corregge un programma appena scritto.



Dettaglio dei singoli capitoli

Vediamo ora come saranno suddivisi i vari capitoli:

CAPITOLO I

1) Introduzione alla programmazione in linguaggio Assembly. Descrizione delle principali regole di un Assembly. Esempi con i sistemi di sviluppo consueti.

2) La struttura interna della MC6809 ed il suo linguaggio macchina: registri interni, modi di indirizzamento, tavole prospettive delle istruzioni più usate.

CAPITOLO II

(Tavole con la completa descrizione del set di istruzioni della MC6809).

CAPITOLO III

1) Semplici problemi introduttivi; concetto di iterazione ed esempi; dati codificati e traduzioni (ASCII, BCD, HEX etc.); ricerca in tabelle; problemi aritmetici.

2) Sub-routine; tecniche di passaggio dei parametri da un programma all'altro.

3) Interruzioni (interrupt): gestione ed esempi pratici.

CAPITOLO IV

1) Considerazioni sulla gestione degli ingressi e delle uscite (parallele, seriali analogiche, etc.).

2) Applicazioni dei chip UART (6850, 6551) e VIA (6522).

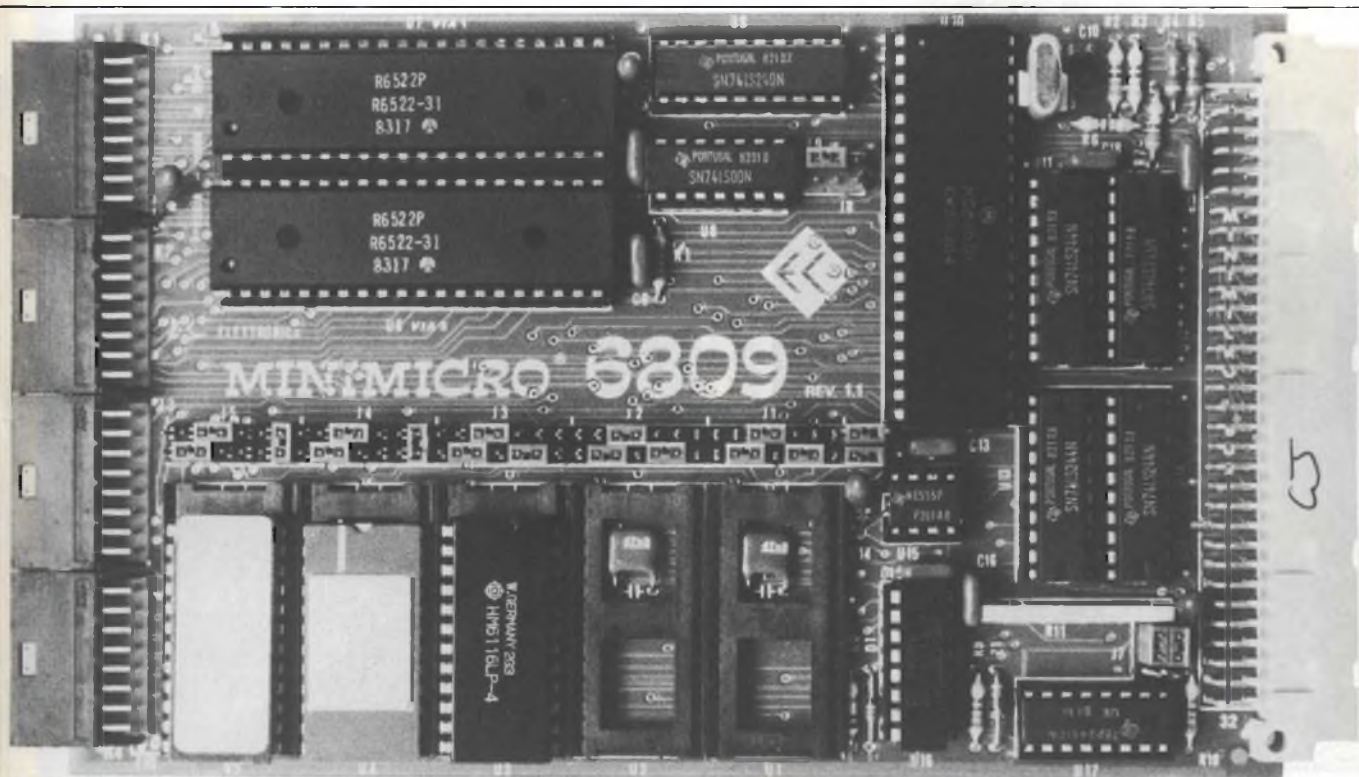


Fig. 3 - La scheda CPU-6809 della EC.

CAPITOLO V

- 1) Definizione del problema e progetto del programma.
- 2) Metodi di programmazione e loro rappresentazione grafica (stesura, documentazione).
- 3) Esecuzione del programma: test, debug, manutenzioni successive, modifiche, etc.

Saranno dunque 11 articoli (contando anche l'inserito sul set di istruzioni), che vi accompagneranno, sulle pagine di Selezione, per circa un anno, in modo che alla fine potrete senza dubbio già lavorare proficuamente con la nuova CPU. È sottinteso, e l'ho già accennato all'inizio, che per ragioni di spazio non tutto potrà essere descritto in modo approfondito: ecco allora giunto il momento di anticipare una nutrita bibliografia, che gli interessati sono invitati a seguire fedelmente se vorranno capire tutti i "trucchi".

Bibliografia "essenziale"

Il libro "che fa testo" è: MC6809 Assembly Language Programming, di Lance A. Leventhal, edito da Osborne Mc Graw-Hill. A mio parere, non solo descrive al meglio la 6809, ma è talmente chiaro che insegna il miglior modo di avvicinarsi ad un microprocessore.

Poi: An Introduction to Microcompu-

ters, di Adam Osborne (sempre lui!), edito da Osborne Mc Graw-Hill. Anche: Computer Organization and Programming, di C.W. Gear, ed. Mc Graw-Hill; valgono anche gli articoli su Byte, n. 2/79: "A Microprocessor for the Revolution the 6809", di Ritter e Boney.

Ovviamente vanno citate tutte le raccolte di dati relativi a questo componente, pubblicate dalla Motorola: Manuale di Programmazione, Application Notes, etc. (possono essere richieste ai Distributori Motorola in Italia, ai recapiti pubblicati su Elettronica Oggi).

Buon uso si potrà fare del TTL Data-Book della Texas Instruments, ed infine - per gli "aficionados" della storica 6502 - sarà simpatico confrontare la CPU che è il cuore di Apple & C. con la tanto somigliante ma enormemente più potente 6809. Per tale scopo basterà servirsi delle numerose pubblicazioni tecniche sulla 64502 (alcune editate anche dalla Jackson Editrice).

I lettori potranno obiettare che quanto sopra ho citato contiene ben pochi titoli in Italiano: è così, anzi, per dirla brutalmente NON VI È ALCUNA PUBBLICAZIONE SULLA 6809 DISPONIBILE IN ITALIANO. La spiegazione è semplice: tale CPU è in genere usata solo per applicazioni estremamente sofisticate (in Italia) da quegli utenti che posseggono già gli opportuni strumenti di lavoro, avendo, prima,

usato la 6800 e le altre CPU ad 8 bit della famiglia Motorola; gli altri sono invece legati alla ben nota ma un po' sorpassata Z80, soprattutto perchè una nota industria nazionale la produce con licenza della casa madre Zilog. È un po' come al tempo dell'invenzione dell'automobile: chi non sapeva che c'era (o ne aveva paura) continuava ad andare in carrozza a cavalli, e per lui quello era il sistema migliore!

Conclusione: lo sforzo iniziale sarà leggermente più elevato, con la 6809; ma poi le sue prestazioni ripagheranno ampiamente l'utente della fatica spesa all'inizio. Per ora, il mio consiglio è quello di reperire al più presto il libro di Leventhal, che si può ordinare tramite una buona libreria universitaria o comunque specializzata, oppure si può richiedere direttamente in Germania (dove c'è la filiale europea della Mc Graw-Hill).

Strumenti di lavoro

Come ho accennato all'inizio, non è umanamente possibile (o perlomeno è molto difficile) imparare ad usare bene un microprocessore senza aver almeno un piccolo sistema di sviluppo.

Per lavorare con la 6809, vi sono fortunatamente molte possibilità anche qui in Italia (negli U.S.A. i sistemi con la 6809 pullulano da un pezzo), con co-



Fig. 4 - Il sistema Exorset della Motorola.



Fig. 5 - La 6809 ed uno tra i testi più diffusi che ne spiegano l'uso e la programmazione.

sti via via crescenti a seconda delle prestazioni fornite. Una breve panoramica è d'obbligo qui di seguito.

1) Per chi possiede un sistema basato sull'AIM65 della Rockwell, esiste una scheda, la M-M-6809, del costo di circa 700 mila lire, che si inserisce (con un apposito connettore) al posto della CPU originaria. Sono fornite anche le nuove Rom del Sistema Operativo, e da quel momento l'AIM diventa un sistema completamente rifatto, che "parla" con il linguaggio della 6809. Il Sistema Operativo comprende infatti: Assemblatore/Disassemblatore, Editor e tutte le utility per pilotare video, stampante, display ed interfaccia-registratore.

2) Gli utenti dei sistemi di sviluppo basati sul SYM della Synertek potranno invece sfruttare un apposito programma di "Cross-Compilazione", ovvero un programma che permette di scrivere programmi con il linguaggio della 6809. Ovviamente questi non potranno essere provati sul sistema SYM (la cui CPU è una 6502), ma potranno però essere agevolmente trasmessi ad una scheda CPU-6809 collegata esternamente, e li fatti girare e provati.

3) La suddetta scheda, la "Minimicro-6809", è un valido strumento per iniziare il discorso con la nuova CPU: è infatti

disponibile con un mini-sistema-operativo (EM-6809) su ROM, grazie al quale la scheda CPU diventa un piccolo computer in grado di gestire un terminale video dal quale l'utente può immettere dati e codici di esecuzione, nonché vedere il contenuto della memoria, far partire i programmi caricati dall'esterno, etc. Il costo, compreso il Monitor di valutazione su ROM, è intorno alle 500 mila lire.

4) Il sistema di sviluppo EXORCISOR della Motorola è configurabile come 6809 semplicemente inserendo nel bus di sistema l'apposita scheda. È chiaro però che occorre avere il suddetto sistema di sviluppo, che è una cosa assai seria (e costosa). Per informazioni, ci si rivolga alla Motorola direttamente.

5) Un noto computer/sistema di sviluppo per 6809 è l'Exorset, sempre prodotto dalla stessa casa madre Motorola. È un buon sistema, fornito di vario software e molto potente. Costa intorno ai dieci milioni di lire.

6) Infine, l'unico sistema di sviluppo per 6809 prodotto in Italia ed usabile con eccezionale efficacia è l'ELF della EC. Ha il pregio di un costo contenuto, di una concezione interamente modulare e, cosa assai importante, è dotato di un potentissimo software di sistema, che è in pratica la versione 6809 del

famosissimo UNIX e si chiama OS-9. Con tali mezzi, si può lavorare in multi-programmazione ed in configurazione multi-utente: una vera pazzesca gioia per tutti coloro che (come me) usano il computer non solo per giocare, ma anche e soprattutto per lavorare! Il costo dell'ELF (il computer sarà in produzione nel corso della prima metà dell'84) pare si aggirerà fra i sei ed i nove milioni.

Come sempre, invito i lettori che vogliono saperne di più sugli strumenti citati sopra a scrivere o, meglio, a telefonare (ancora meglio se di pomeriggio) a me direttamente: Ing. Paolo Bozzola, c/o Computerjob Elettronica, via A. Molinari, 20 - 25124 Brescia - Tel. 030/54878.

Conclusioni

Spero vivamente, con questo articolo introduttivo, di avere suscitato nei lettori interessati all'uso dei microprocessori una voglia "diversa" nei confronti di un componente relativamente nuovo (e nuovissimo in Italia) e molto, molto potente e versatile.

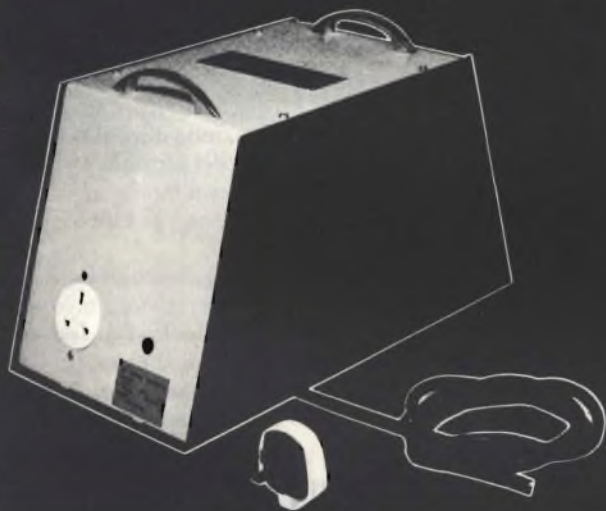
È sottinteso che resto a disposizione dei lettori per ogni tipo di quesito in merito, come pure sarò pronto ad accogliere buoni consigli e/o suggerimenti. ■

Watford Control



Avete problemi sulla vostra alimentazione da rete?

Per proteggere le vostre apparecchiature la WATFORD li può risolvere con la nuova gamma di unità a basso costo senza rinunciare alla sua ben nota qualità ed affidabilità.



- Dispositivi per la soppressione di transitori da 400 a 2860 VA
- Stabilizzatori di tensione con soppressore di transitori incorporato da 440 a 8800 VA
- Stabilizzatori elettromeccanici e statici mono e trifasi fino a 1300 KVA completi di dispositivi di "soppressione di transitori", di partenza dolce per evitare sovratensioni all'accensione, e a relais di disinserzione di minima e di massima.

Barletta Apparecchi Scientifici

20121 Milano - Via Fiori Oscuri, 11

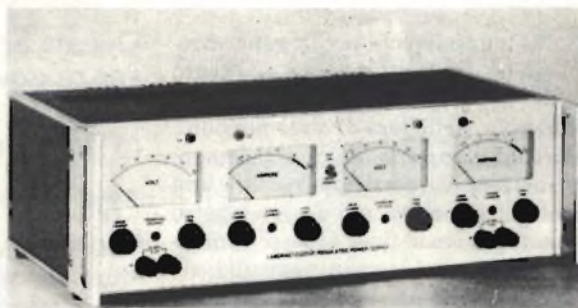
Tel. (02) 809.306 (5 linee ric. aut.) - Telex 334126 BARLET I

Per informazioni indicare Rif. P 11 sul tagliando

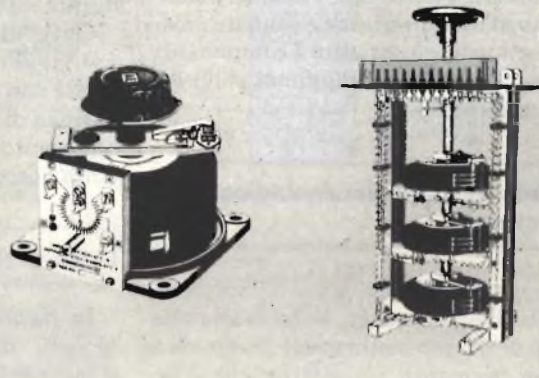
Aplab

Qualità + Prezzo

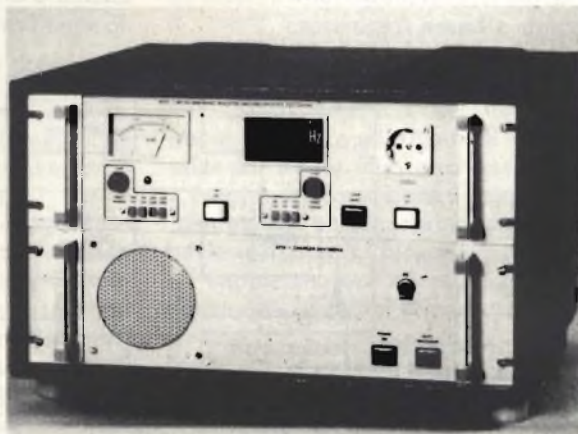
Alimentatori stabilizzati da laboratorio
mono e multitemperatura fino a 3000 W
Alimentatori switching
Eurocard



Variak mono e trifasi



Inverter lineari
convertitori di frequenza
e gruppi di continuità fino a 500 VA



Barletta Apparecchi Scientifici

20121 Milano - Via Fiori Oscuri, 11

Tel. (02) 809.306 (5 linee ric. aut.) - Telex 334126 BARLET I

GENERATORE DIGITALE DI EFFETTI DI ECO, RIVERBERO E CORO

Joerg Rehrmann

Gli apparecchi per la generazione di effetti di eco e riverbero sono già da molto tempo in commercio, nelle loro diverse versioni. Nella maggior parte dei casi, l'elemento principale di questi apparecchi è una spirale di riverbero oppure un nastro magnetico senza fine. Questi componenti hanno però lo svantaggio di essere molto sensibili alle sollecitazioni meccaniche, oppure necessitano di una frequente manutenzione. Attualmente stanno però diffondendosi sempre più gli apparecchi per eco e riverbero completamente elettronici, che non necessitano di manutenzione e sono insensibili agli urti; questi ultimi componenti hanno inoltre il vantaggio di poter essere autocostruiti.

Questo apparecchio è adatto a produrre effetti di eco e riverbero senza dover utilizzare linee di ritardo di tipo meccanico, ma impiegando soltanto componenti elettronici. Esso è utile per ottenere gradevoli effetti musicali od acustici.

Ritardo del segnale: analogico o digitale?

Per la produzione di eco o rispettivamente di un riverbero, è necessaria una linea di ritardo, nella quale il segnale a bassa frequenza viene ritardato; il segnale d'uscita viene poi riportato all'ingresso della linea di ritardo medesima. Esistono, in linea di principio, due modi per ritardare elettronicamente un segnale a bassa frequenza:

1. Il segnale analogico viene ritardato direttamente, per esempio mediante una memoria "bucket-brigade".

2. Il segnale analogico viene convertito in forma digitale da un convertitore A/D, ritardato e successivamente viene ripristinata la forma analogica mediante un convertitore D/A.

Quest'ultima procedura presenta il vantaggio che l'attenuazione del segnale non dipende dalla lunghezza della linea di ritardo. Per questi motivi, lo strumento descritto in questo articolo è stato costruito con tecnica digitale.

Linea di ritardo con prese

In figura 1 è illustrato lo schema a blocchi dell'apparecchio. Il segnale d'ingresso viene dapprima amplificato e poi applicato ad un convertitore A/D. Il segnale digitale attraversa una linea di ritardo che ha una capacità totale di memoria di 56 Kbit. Sulla linea di ritardo sono praticate tre prese. Tre conver-

toritori D/A riconvertono infine le informazioni digitali nel segnale originale.

Le tre uscite di segnale potranno essere miscelate tra loro, a seconda della necessità, mediante i commutatori S2, S3 ed S4. Con questo accorgimento, sarà possibile ottenere un riverbero più naturale. Il segnale miscelato raggiunge poi, tramite un filtro passa-basso, i potenziometri P2 e P3. P2 regola il livello della retroazione e di conseguenza il tempo di smorzamento del suono riverberato. Con P3 è possibile regolare il rapporto di volume tra il segnale originale ed il segnale ritardato. S1 permette una retroazione digitale, e perciò priva di perdite, del segnale. In questo modo, è possibile memorizzare un segnale a bassa frequenza per un tempo lungo a piacere.

Il tempo di transito della linea di ritardo viene determinato mediante una frequenza di clock. La frequenza di clock e, di conseguenza, il tempo di transito potrà essere variata mediante P4. Con una bassa frequenza di clock

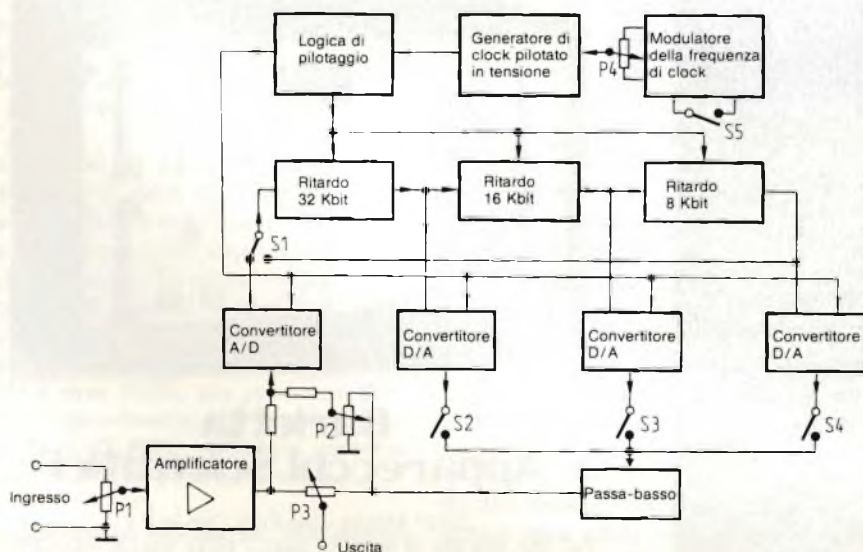


Fig. 1. Schema a blocchi dell'apparecchio digitale per eco.

Elenco dei semiconduttori

IC1...IC4	4013
IC5	4070 oppure 4030
IC6	TAA 861 A
IC7, IC12...IC16	741 (DIP)
IC8...IC11	CA 3080 E
IC17	7812
IC18...IC21	MP4116 oppure MP4716AP
IC22, IC23	4019
IC24, IC25	4520
IC26	4049
T1, T6, T7, T11	BC 237
T2...T5	BC 239C oppure BC 109C
T8	BC 307
T9	BC 140
T10	BC 517
D1...D10	1N4148
D11 (Diode Zener)	5,6 V/250 mW
Raddrizzatore	B30 C300

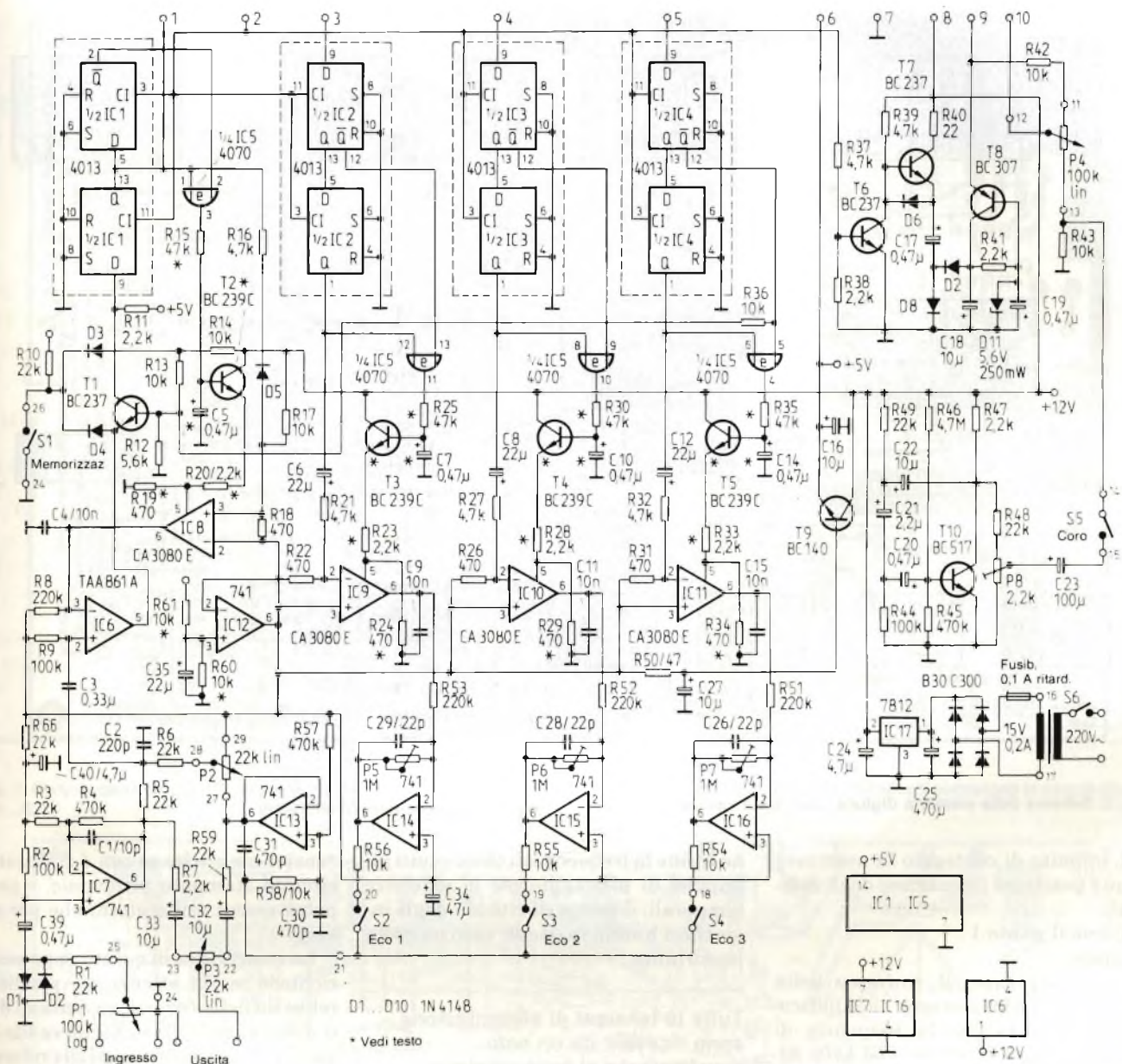


Fig. 2. Schema elettrico del circuito di pilotaggio, che dovrà essere montato sul circuito stampato principale.

l'apparecchio funziona come generatore di eco, mentre le frequenze più elevate sono adatte per ottenere il riverbero.

Con S5 può essere attivato un oscillatore sinusoidale di frequenza molto bassa che sovrappone una debole modulazione di frequenza al segnale di bassa frequenza ritardato. Ruotando P2 in modo da rendere minima la retroazione, il segnale ritardato viene semplicemente sovrapposto a quello originale: è così possibile ottenere il cosiddetto "effetto coro".

Ritardo del segnale mediante RAM

La figura 2 e la figura 3 mostrano lo schema elettrico dell'apparecchio; in figura 3 è illustrata la sola memoria digi-

tale e relativo circuito di pilotaggio. Ecco alcune informazioni circa il modo in cui funziona questo circuito:

Il segnale prodotto dal convertitore A/D viene applicato ad un convertitore D/A. Un comparatore effettua il confronto tra il segnale analogico così ottenuto ed il segnale originale e da questo confronto deriva un opportuno segnale digitale. I convertitori D/A consistono principalmente di un integratore OTA, la cui tensione di pilotaggio (ricavata dal segnale digitale) dipende dalla curva involuppo del segnale di bassa frequenza.

Il modo più elegante di ritardare un segnale digitale è quello di usare i registri a scorrimento. Un registro a scorrimento statico da 1 Kbit ha un costo

quasi uguale a quello di una RAM dinamica da 16 Kbit, che è anch'essa adatta a funzionare come linea di ritardo. Naturalmente, per questa speciale applicazione di una RAM, occorre un circuito supplementare di pilotaggio, che funziona secondo il seguente schema:

1. Indirizzamento della memoria RAM tramite il contatore degli indirizzi (indirizzamento a due fasi).
2. Lettura delle informazioni memorizzate e loro trasferimento al convertitore D/A, oppure alla memoria successiva.
3. Inserimento dell'informazione proveniente dal convertitore A/D oppure dalla precedente memoria, nella medesima cella di memoria.

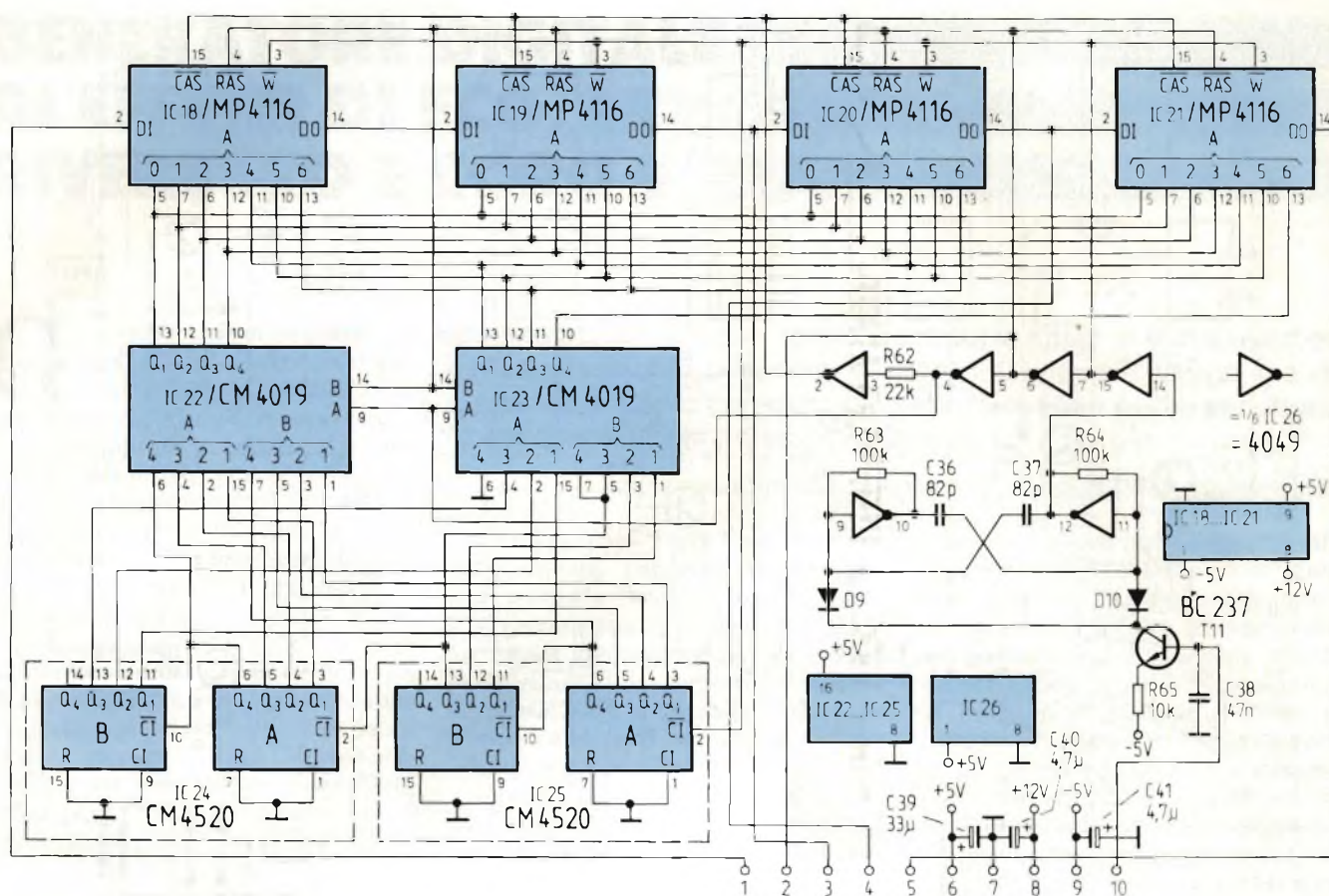


Fig. 3. Schema della memoria digitale, che dovrà essere montata su un secondo piccolo circuito stampato.

4. L'impulso di conteggio fa avanzare di una posizione il contatore degli indirizzi.

5. Come il punto 1
Eccetera.

In questo caso, il rinfresco della RAM da 16 Kbit avverrà automaticamente fintanto che la frequenza di clock non sarà inferiore a 64 kHz. Risulta evidente dallo schema che un'informazione inserita in questo modo nella memoria viene letta nuovamente solo dopo che sono trascorsi più di 16.000 impulsi di clock. Alla frequenza minima di 64 kHz, si ottiene perciò un ritardo massimo di circa 0,25 secondi per ciascuna RAM da 16 Kbit.

Dalla figura 3 risulta evidente che il gruppo di ritardo è formato da quattro RAM dinamiche da 16 Kbit ciascuna, del tipo MP 4116. Mediante uno speciale pilotaggio, IC21 funziona come una memoria di soli 8 Kbit. Questo accorgimento è necessario perchè le prese della linea di ritardo non devono essere disposte ad intervalli regolari.

La logica di pilotaggio delle RAM è molto semplice: due circuiti integrati contatori binari generano gli indirizzi di memoria, mentre due integrati multiplex permettono l'indirizzamento a due fasi; sei invertitori CMOS produco-

no infine la frequenza di clock e tutti gli impulsi di pilotaggio per le sequenze temporali. I tempi di ritardo degli invertitori hanno in questo caso un ruolo importante.

Tutte le tensioni di alimentazione sono ricavate da un solo avvolgimento di trasformatore

Un alimentatore stabilizzato a 12 V alimenta l'intero circuito. Poichè gli amplificatori operazionali devono essere alimentati da due tensioni simmetriche, IC12 produce una tensione centrale di +6 V che costituisce il collegamento di massa degli amplificatori operazionali. T9 ricava, dalla tensione di +6 V, quella di +5 V necessaria per alimentare i circuiti integrati logici. T6, T7 e T8 formano infine un convertitore c.c., che produce la tensione di alimentazione per le RAM (-5 V).

Montaggio su due circuiti stampati

L'apparecchio è montato su due circuiti stampati, collegati tra loro tramite i punti di connessione 1...10. Il circuito stampato delle memorie, se opportunamente alimentato, è perfettamente

funzionale anche se con è collegato a circuito stampato principale, e perciò potrà essere utilizzato anche per altri scopi.

La costruzione di questo apparecchio richiede molta attenzione, perchè sarebbe difficile ritrovare eventuali difetti a montaggio finito. Osservando i seguenti consigli sarà possibile ridurre la probabilità di errori durante il montaggio:

- Pulire accuratamente i punti di saldatura.
- Adoperare di preferenza componenti di prima scelta, che dovranno essere collaudati prima di essere montati.
- Controllare dapprima il corretto valore dei componenti contrassegnati da un asterisco (verificare sull'elenco dei componenti).
- Usare le necessarie precauzioni mentre si maneggiano i circuiti integrati CMOS.
- Non sostituire i diodi con tipi più potenti (per esempio 1N4001).
- Non scordare di montare i ponticelli sottostanti ai circuiti integrati IC1...IC4.

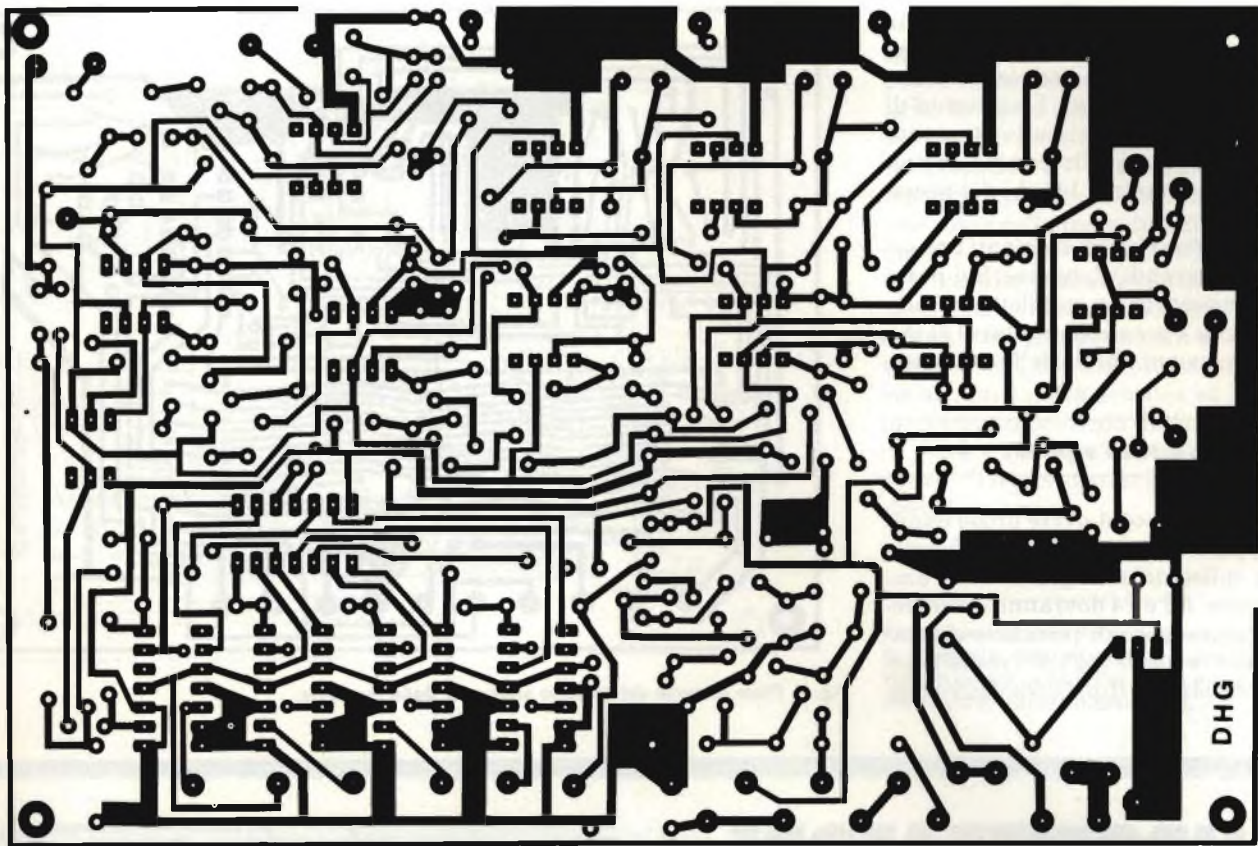


Fig. 4. Piste di rame del circuito stampato principale; durante il montaggio, ricordarsi di saldare per primi i ponticelli sottostanti ai circuiti integrati IC1...IC4.

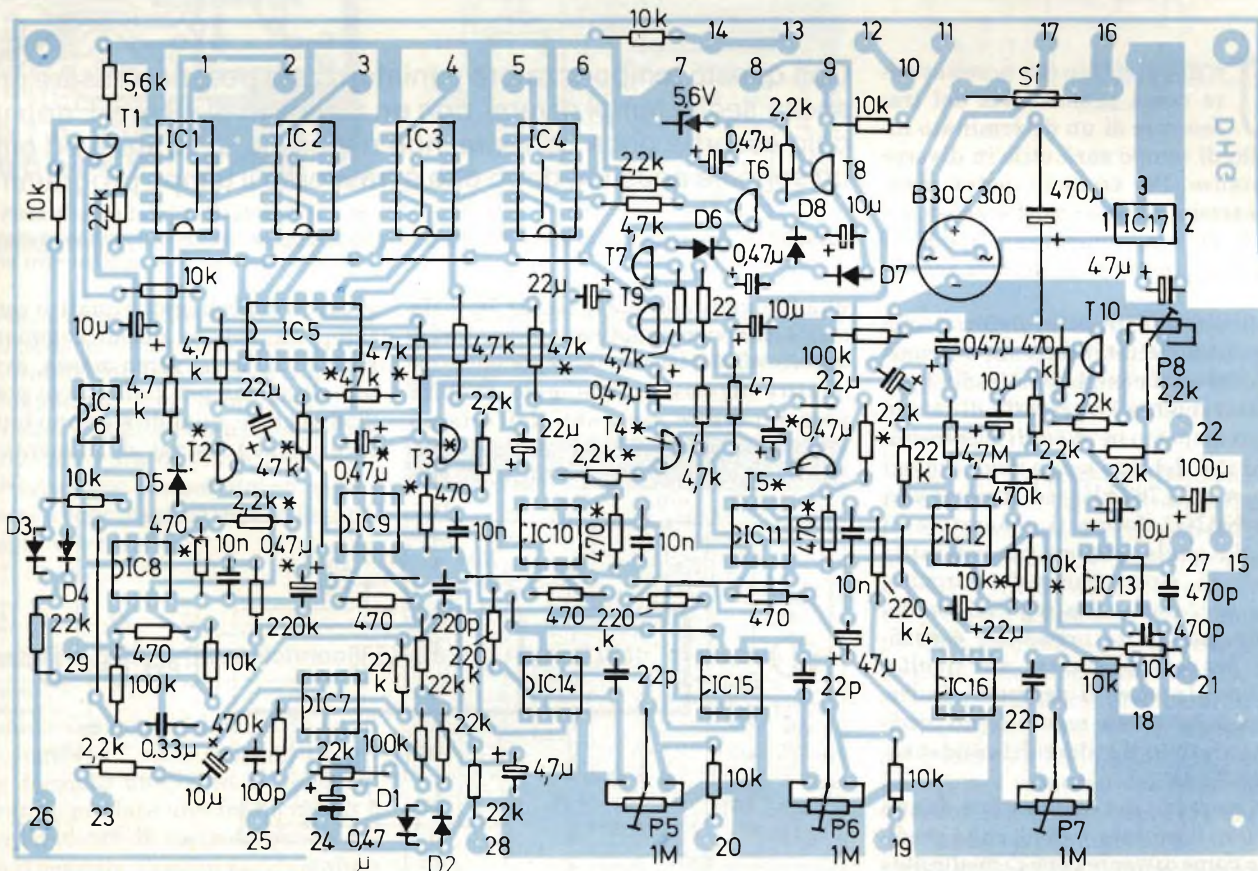


Fig. 5. Disposizione dei componenti sul circuito stampato principale. A causa del montaggio compatto le saldature dovranno essere eseguite con particolare attenzione.

Poichè i circuiti stampati dovranno essere montati in modo piuttosto compatto, sarà opportuno impiegare componenti miniaturizzati. I conduttori di collegamento tra il circuito stampato delle memorie e quello principale non dovranno essere più lunghi del necessario.

Poichè i due circuiti stampati non sono troppo grandi, l'apparecchio potrà essere inserito in un mobiletto metallico (per una buona schermatura) di piccole dimensioni e di modello unificato.

Collaudo e messa a punto

La taratura potrà avere inizio quando l'apparecchio sarà pronto a funzionare e collegato all'ingresso di un amplificatore. P3 e P4 dovranno essere regolati pressapoco in posizione centrale, P2 dovrà essere regolato per la massima retroazione (finecorsa destro o si-

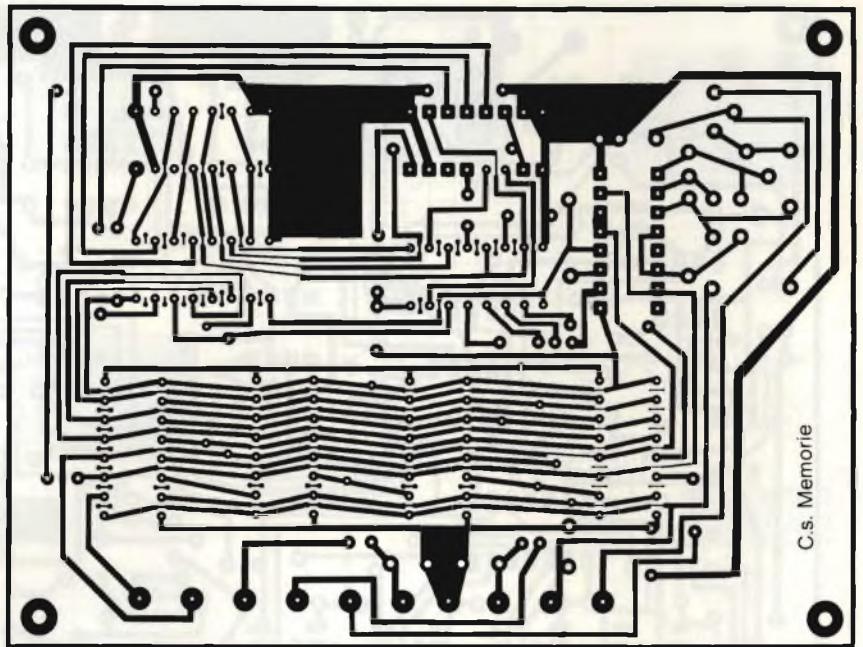


Fig. 6. Piste di rame del circuito stampato delle memorie.

TEMPORIZZATORE TASCABILE

di Henk Bender

Un apparecchio che possa servire come promemoria del trascorrere di un determinato intervallo di tempo sarà utile in diverse circostanze. Per esempio, potrà ricordare i tempi di cottura delle varie pietanze in cucina, rammentare appuntamenti, orari di partenza di treni, eccetera.

Il circuito illustrato in figura 1, che contiene tre circuiti integrati, un quarzo e pochi altri componenti, raddoppia successivamente l'intervallo di tempo base predisposto in 16 stadi successivi. Il quarzo è del tipo usato negli orologi (frequenza 32,768 kHz) ed, insieme alla porta NAND, forma il generatore di clock, dal quale vengono ricavati tutti i segnali di sincronismo del circuito. Non è necessaria una regolazione del circuito, perchè la precisione è sufficiente per le applicazioni alle quali è destinato. In caso di necessità, la frequenza potrà essere regolata con precisione variando il valore del condensatore da 39 pF.

Gli impulsi del generatore fanno avanzare il contatore 4040, che è predisposto come divisore per 675 mediante i diodi D1...D5. All'uscita di questo integrato (piedino 14) è perciò disponibile

una frequenza di 48,545 Hz (32,768 kHz : 675), che viene applicata al temporizzatore 4536. Questo componente ha quattro ingressi di pilotaggio, ai quali possono essere assegnati dall'esterno opportuni valori binari. A questi ingressi sono collegati i quattro commutatori S1...S4; se questi commutatori sono tutti chiusi verso massa, avverrà una divisione per 2 all'ottava potenza (256) mentre, quando saranno tutti collegati alla tensione di alimentazione

gnessi sono collegati i quattro commutatori S1...S4; se questi commutatori sono tutti chiusi verso massa, avverrà una divisione per 2 all'ottava potenza (256) mentre, quando saranno tutti collegati alla tensione di alimentazione

gnessi sono collegati i quattro commutatori S1...S4; se questi commutatori sono tutti chiusi verso massa, avverrà una divisione per 2 all'ottava potenza (256) mentre, quando saranno tutti collegati alla tensione di alimentazione

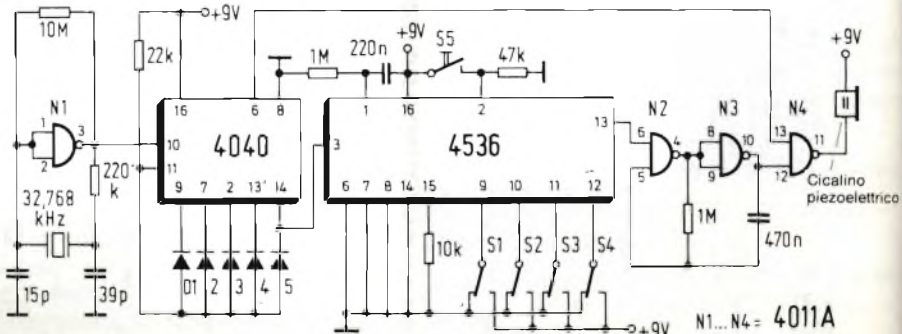
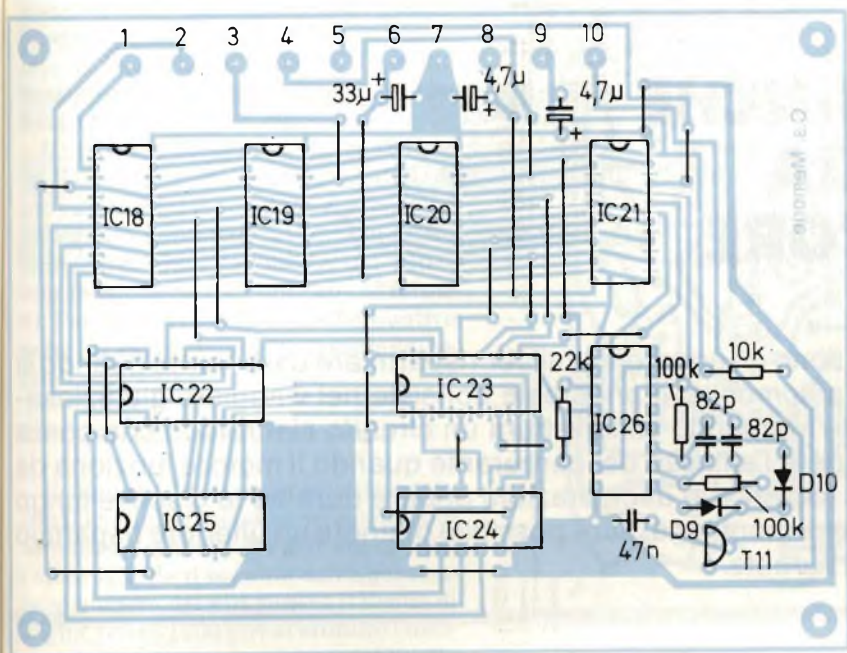


Fig. 1. Minitemporizzatore digitale regolabile. Mediante S1...S4 potranno essere predisposti 16 tempi diversi.



nistro). Più tardi, dovrà essere azionato S2, ruotando poi P5 fino al punto in cui la retroazione inizia ad agire in modo indipendente. Azionare poi in modo analogo S3 e P6, e rispettivamente S4 e P7. Con P8 potrà essere regolata a piacere la profondità di modulazione della frequenza di sincronismo.

Prove di ascolto effettuate con questo apparecchio hanno dimostrato che i risultati sono paragonabili a quelli ottenuti con strumenti di produzione industriale. La qualità acustica ed il livello di rumore dipendono dalla frequenza di clock e dal livello del segnale d'ingresso. Il tempo di ritardo massimo è di circa 1 secondo.

Fig. 7. Disposizione dei componenti sul circuito stampato delle memorie. I punti 1...10 dovranno essere collegati ai punti corrispondenti del circuito stampato principale.

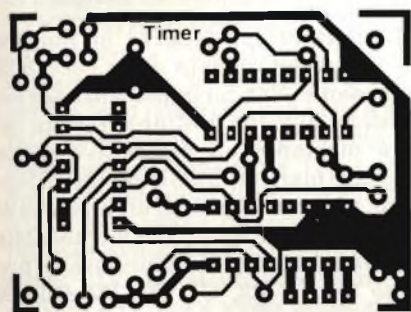


Fig. 2. Piste di rame del circuito stampato. L'altezza della basetta è pressochè uguale a quella di una mini-batteria da 9 V completa di clip.

positiva, avverrà una divisione per 2 alla 23esima potenza (8.388.608). Nella prima condizione, con un opportuno dimensionamento dei componenti, il tempo sarà di 5,27 secondi, mentre nel secondo caso sarà di 172.800 secondi, cioè 48 ore esatte. I commutatori possono essere anche disposti in tutte le combinazioni intermedie.

Avvisatore acustico piezoelettrico

Quando il piedino 13 del 4536 va al livello logico "1", viene attivato il generatore formato da N2 ed N3. Questo generatore produce una frequenza di 2 Hz, interrompendo secondo questa cadenza il segnale d'uscita per il cicalino piezoelettrico. Il segnale acustico viene prodotto utilizzando un particolare ac-

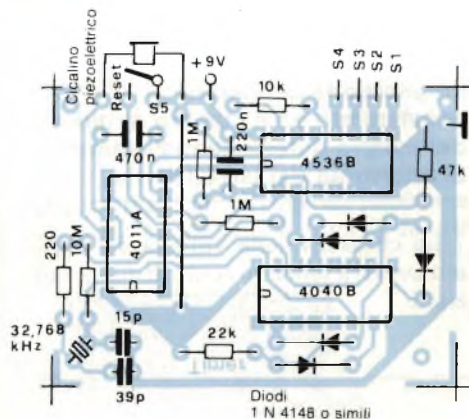


Fig. 3. Disposizione dei componenti. La porta logica dovrà essere del tipo 4011A, che permette di far funzionare stabilmente l'oscillatore quarzato.

Tabella dei tempi				
S4	S3	S2	S1	tempo
0	0	0	0	5,27 s
0	0	0	1	10,5 s
0	0	1	0	21 s
0	0	1	1	42 s
0	1	0	0	1 min, 24 s
0	1	0	1	2 min, 48 s
0	1	1	0	5 min, 37 s
0	1	1	1	11 min, 15 s
1	0	0	0	22 min, 30 s
1	0	0	1	45 min
1	0	1	0	1 h, 30 min
1	0	1	1	3 h
1	1	0	0	6 h
1	1	0	1	12 h
1	1	1	0	24 h
1	1	1	1	48 h

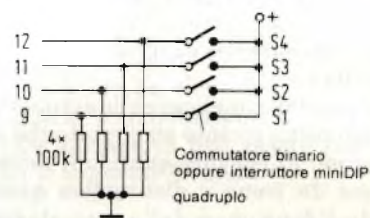


Fig. 4. Circuito alternativo per la preselezione dei tempi.

corgimento: il piedino 11 del 4040 fornisce un segnale di reset ad una frequenza di 48,545 Hz: secondo questo ritmo viene interrotto, mediante N4, il collegamento al cicalino.

Quando è applicata la tensione di alimentazione, il contatore 4536 viene azzerato mediante un circuito R-C collegato al piedino 1. Il tempo inizia a decorrere a partire dall'istante in cui viene premuto il pulsante S5. I tempi disponibili potranno essere desunti dalla Tabella. Sarà opportuno montare questo temporizzatore sul circuito stampato di figura 2, mentre la disposizione dei componenti è illustrata in figura 3. La figura 4 mostra un'altra possibilità di regolazione dei tempi, per esempio mediante un commutatore BCD. La corrente assorbita da questo circuito è di circa 0,5 mA, e sale a 2,5 mA quando il cicalino è attivato.

RISPARMIARE IL CARBURANTE ANCHE IN FASE DI MARCIA CON FRENO-MOTORE

di Georg Koch

Le automobili della classe medio-alta di nuova progettazione vengono equipaggiate in numero sempre maggiore con un dispositivo che esclude la fuoruscita del carburante dal getto del minimo del carburatore, quando il veicolo marcia per inerzia, trascinato dalla sua massa, oppure lungo le strade di montagna in discesa.

Il motore funziona molto spesso a "vuoto" nelle suddette condizioni, cioè ogni volta che il piede viene sollevato dal pedale del gas e l'automobile viene lentamente frenata dal motore. Nei normali motori, durante la decelerazione, una piccola quantità di carburante perviene ancora nella camera di scoppio: quella che esce dall'ugello del minimo e non sarebbe in realtà necessario consumare.

E' possibile applicare alle automobili di tipo meno recente un circuito che sia in grado di rilevare quando il motore agisce da freno e distinguere questo modo di funzionare dalla normale rotazione al minimo a vettura ferma; que-

Molti sono gli accorgimenti per risparmiare carburante quando si usa l'automobile: il principale consiste nel viaggiare giudiziosamente. Montando sulla vettura un circuito elettronico che possa escludere l'afflusso del carburante quando il motore funziona da freno (durante le decelerazioni oppure durante le discese lungo strade di montagna) sarà possibile ottenere un ulteriore risparmio di carburante.

sto circuito dovrà provvedere alla chiusura della valvola del getto del minimo. Sarà possibile montare facilmente e con poca spesa questo economizzatore su una qualsiasi vettura con motore a carburatore.

La posizione del pedale acceleratore ed il numero di giri del motore determinano l'istante di intervento del circuito

La chiusura della valvola del minimo avverrà tenendo conto di due condizioni:

1. Il pedale del gas deve essere in posizione di riposo, cioè l'interruttore SG di figura 1 dovrà essere chiuso.
2. Il numero di giri del motore dovrà essere superiore ad un certo valore minimo.

L'informazione relativa al numero dei giri viene rilevata dalla bobina di accensione. Non ha importanza se l'accensione avviene mediante rottore oppure mediante un dispositivo senza contatti (morsetto 2). Gli impulsi di tensione vengono applicati all'ingresso di trigger del multivibratore monostabile IC1 tramite il circuito di protezione formato da R1, R2, C1, D1, D2. Questo

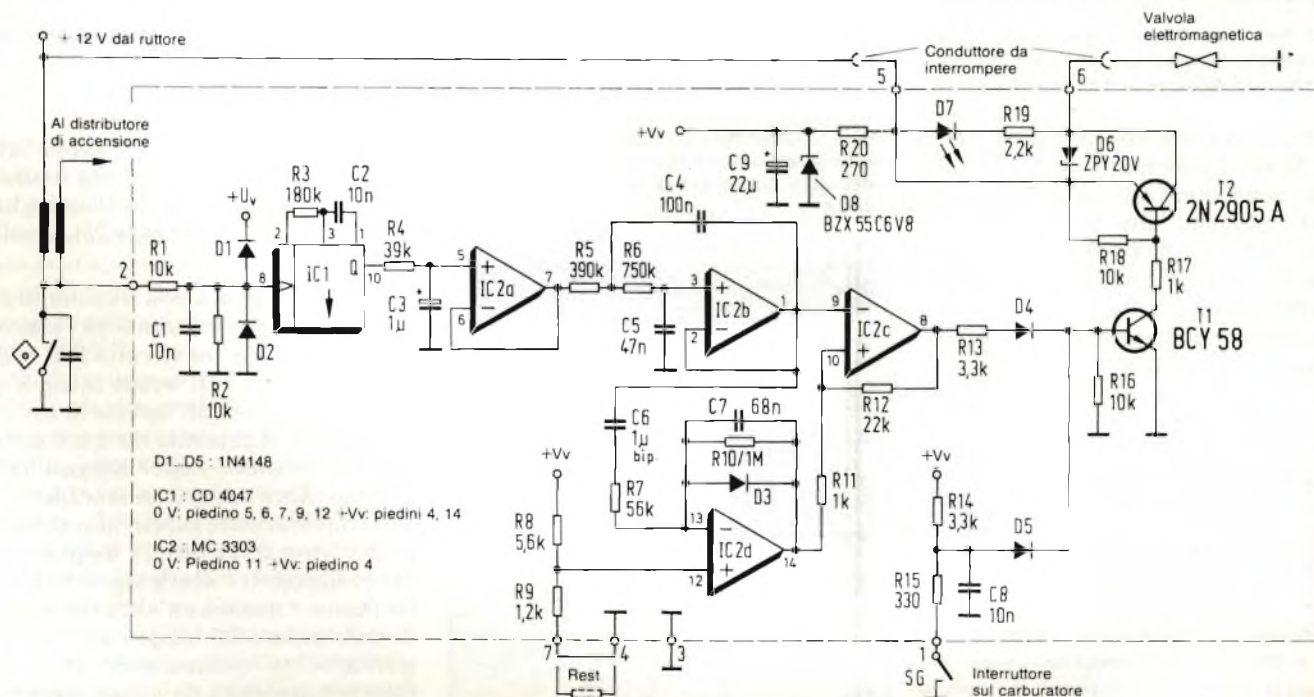


Fig. 1. Circuito per escludere l'alimentazione del minimo durante la marcia inerziale degli autoveicoli. Questo dispositivo potrà essere montato su tutte le automobili a carburatore equipaggiate con una valvola di esclusione del getto del minimo.

monostabile, collegato al filtro passa-basso IC2a e b funziona come convertitore da frequenza a tensione. Il passa-basso è un filtro del terzo ordine, con frequenza limite di 3 Hz.

Il circuito composto da $R3 = 180 \Omega$ e da $C2 = 10 \text{ nF}$, determina il tempo di attivazione del monostabile, adatto ad un motore a quattro cilindri e quattro tempi e produce, all'uscita del filtro, una tensione di 1 V/1000 giri al minuto. Per gli altri tipi di motori a quattro tempi, il valore di $R3$ potrà essere calcolato come segue:

$$R3 = 720 \text{ k}\Omega / \text{numero dei cilindri}$$

Il segnale filtrato viene confrontato con il livello di tensione corrispondente al numero minimo dei giri nel comparatore IC2. Se il segnale corrispondente al numero dei giri supera il livello di soglia, (circa 1200 giri al minuto) l'uscita del comparatore commuta al livello "basso". Tramite i diodi D4 e D5, il segnale viene confrontato logicamente con l'informazione proveniente dal pedale dell'acceleratore. Quando entrambi i segnali saranno a livello "basso", T1 e T2 verranno interdetti. R16 ed R18 garantiscono l'interdizione sicura di entrambi questi transistori. Il diodo zener D6 fa in modo che non venga superata la tensione di sbarramento ammessa per il transistor T2, a causa delle sovratensioni di origine induttiva che si sviluppano quando viene tolta l'alimentazione all'elettrovalvola. Il diodo LED D7 si accende quando la valvola è chiusa e viene utilizzato per controllare il funzionamento del circuito.

R20, D8 e C9 servono infine a stabilizzare la tensione di alimentazione del circuito ad un valore di 6,8 V, per evitare che le oscillazioni di tensione che si verificano nell'impianto elettrico di bordo possano influire negativamente sul funzionamento del circuito e per mantenere costante il livello della soglia di commutazione. Vengono inoltre filtrati i picchi di tensione che, nell'impianto elettrico di un'automobile, possono assumere valori notevolmente elevati e tali da danneggiare i sensibili dispositivi a semiconduttore.

La soglia di commutazione statica non è sufficiente

L'amplificatore operazionale IC2d, inserito tra il filtro passa-basso e l'ingresso non invertente del comparatore, ha una funzione molto importante. Con una tensione costante a questo in-

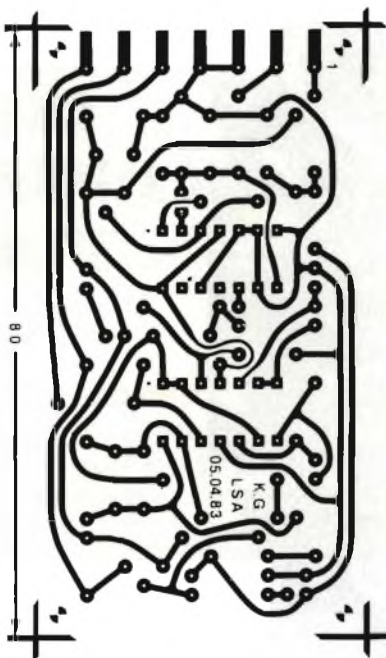


Fig. 2. Circuito stampato in scala 1:1

gresso del comparatore (1,2 V per 1200 giri al minuto), la valvola del minimo viene chiusa quando il numero dei giri è alto ed il pedale dell'acceleratore è contemporaneamente sollevato. Inoltre, quando viene interrotta la trasmissione di potenza tra ruote motrici e motore (frizione abbassata o cambio in folle) i giri del motore diminuiscono rapidamente e la valvola del minimo si aprirà, non appena il numero dei giri

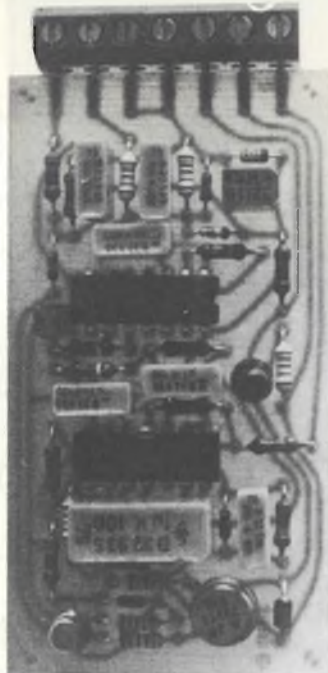


Fig. 3. Foto del circuito montato. Per evitare l'influenza degli agenti esterni, la basetta completa dovrà essere incapsulata in resina.

risulterà inferiore al minimo di 1200 giri al minuto. Poiché il numero dei giri diminuisce molto rapidamente, il cilindro ed il canale di aspirazione saranno però vuoti di miscela ed il motore potrebbe fermarsi prima che la miscela carburante-aria arrivi nuovamente in camera di scoppio.

Per ovviare a questo inconveniente, la soglia di commutazione statica (regolata al livello di 1,2 V mediante R8/R9) dovrà essere sommata ad un segnale differenziato proporzionale al numero dei giri. Il differenziatore è dimensionato in modo che, con una caduta della tensione di 1 V/s, venga sommata alla soglia di commutazione statica la tensione di 1 V. In questo modo la valvola si riaprirà esattamente un secondo prima che sia stata raggiunta la soglia di commutazione statica, indipendentemente dalla rapidità con la quale diminuisce il numero dei giri. Questo intervallo è perfettamente sufficiente a permettere alla miscela combustibile di arrivare nel cilindro. Durante un percorso normale, è praticamente impossibile che il motore si spenga senza motivo.

Se questo inconveniente dovesse ancora verificarsi in una determinata vettura, sarà possibile sostituire il ponticello tra i morsetti 7 e 4, con un resistore, in modo da elevare il livello della soglia di commutazione. Il valore resistivo necessario può essere calcolato con le seguenti formule:

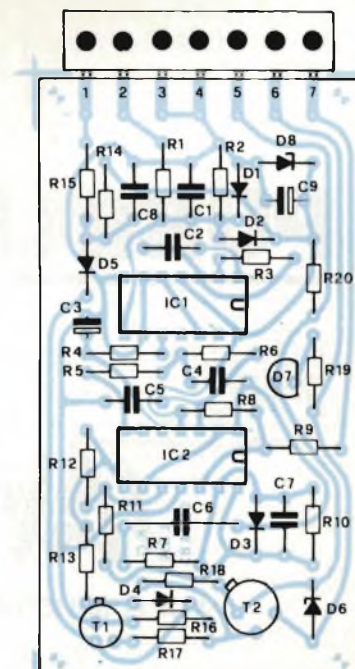


Fig. 4. Disposizione dei componenti sul circuito stampato. Tutti i collegamenti esterni dovranno essere fatti tramite la morsettiera.

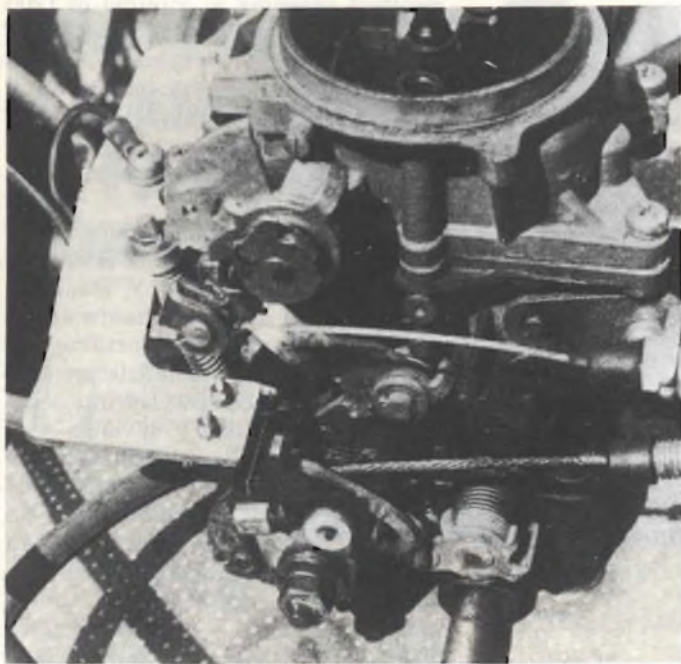


Fig. 5. Il montaggio dell'interruttore per la determinazione del punto di zero del pedale del gas richiede una certa abilità manuale.

$$R_{ext} = \frac{R8}{\frac{V_a}{V_c + \Delta V} - 1} - R9$$

$$R_{ext} = \frac{5,6 \text{ k}\Omega}{\frac{6,8 \text{ V}}{1,2 + \Delta V} - 1} - 1,2 \text{ k}\Omega$$

V_a = tensione di alimentazione = 6,8 V
 ΔV = aumento della tensione (1 V per 1000 giri al minuto)
 V_c = Soglia di commutazione originale = 1,2 V

Per evitare che avvengano successive aperture e chiusure della valvola,

con il conseguente "balbettio" del motore, R11 ed R12 forniscono una certa isteresi al comparatore.

Non c'è necessità di taratura

Poichè non è necessaria nessuna operazione di messa a punto (e perciò non è previsto alcun potenziometro), il circuito stampato (figura 2), una volta completamente montato (figura 3) e collaudato, potrà essere incapsulato in resina, allo scopo di proteggerlo contro gli agenti atmosferici. In questo modo, il circuito potrà essere fissato direttamente nel vano motore. Impiegando una resina trasparente, sarà possibile incapsulare anche il LED D7 segnalatore di funzionamento, che risulterà così perfettamente visibile. In figura 4 è illustrata la disposizione dei componenti sul circuito stampato.

Desiderando montare questo dispositivo che interrompe l'afflusso del carburante durante il funzionamento a vuoto, il compito senza dubbio più difficile sarà installare il contatto che rileva la posizione più alta del pedale acceleratore. E' opportuno montare questo interruttore direttamente sul carburatore, ancorato al supporto del cavetto "Bowden" proveniente dal pedale (Vedi figura 5), in modo che venga azionato dal braccio della farfalla. In questo modo, sarà possibile escludere il gioco meccanico della tiranteria del gas. L'azionamento del dispositivo di avviamento a freddo provoca una limitata rotazione della valvola a farfalla, apre l'interruttore ed evita una chiusura della valvola del minimo nella fase di riscaldamento del motore.

L'interruttore dovrà essere un micro-switch, impermeabilizzato con una certa quantità di grasso. Un microinterruttore impermeabile, un contatto reed od un commutatore senza contatto ad effetto Hall miglioreranno certamente la sicurezza di funzionamento. Comunque, se il circuito non funzionasse per una causa o per l'altra, è possibile escluderlo semplicemente smontando il microinterruttore dal cavetto del gas.

E' facile constatare il risparmio

Il risparmio medio che è possibile ottenere con questo circuito si aggira sui 0,3...0,5 litri per 100 km. La quantità di benzina risparmiata dipende, naturalmente, dal percorso: nel traffico cittadino e nei percorsi in montagna il risparmio raggiunge i valori massimi, mentre nei percorsi in autostrada è quasi nullo.

PUBBLICITA'???

SAVIX s.r.l.

"LA PUBBLICITA' NELL'ELETTRONICA"

Via dei Lavoratori, 124
 20092 Cinisello B. (MI)
 Tel. (02) 6123397

OROLOGIO DI PRECISIONE DA LABORATORIO PER CONTARE IMPULSI E MISURARE TEMPI

di Hans Helmut Mueller

Durante la costruzione e la messa a punto di circuiti digitali nei quali siano inseriti temporizzatori, multivibratori monostabili, oppure contatori e divisori sintonizzati secondo oscillatore, è spesso necessario regolare con precisione il tempo di attivazione.

Anche quando sia disponibile un oscilloscopio, potrebbe talvolta essere difficile misurare i tempi, perchè le curve non sono stabili oppure perchè anche la più bassa velocità di scansione X è ancora troppo elevata.

Il circuito descritto in questo articolo, che potrà essere costruito senza difficoltà, è adatto a sostituire l'oscilloscopio dove questo strumento si rivela inadeguato; questo circuito potrebbe essere adoperato, per esempio, per mettere a punto una produzione in piccola serie di circuiti regolatori.

Lo schema (figura 1) mostra un oscillatore a quarzo composto dalle porte logiche NAND 1 e 2 e da un quarzo da 1

Questo apparecchio è molto utile per il controllo di circuiti digitali perchè può misurare durate e frequenze di impulsi. La risoluzione nella misura del tempo è di 1 μ s e la durata massima dell'intervallo misurabile è di 99 s.

MHz. Il segnale proveniente dall'oscillatore a quarzo viene disaccoppiato dalla porta NAND 3 e poi applicato, tramite S1, ai due contatori 74C926 collegati in cascata. Questi contatori contengono tutto ciò che è necessario per una visualizzazione su display multiplex: di conseguenza è molto semplice collegare al circuito un display a sette segmenti.

Il tasto S3 permetterà di azzerare il numero sul display, mediante la porta NAND 4 inserita come invertitore nel conduttore di cancellazione (Clear). Mediante il deviatore S1, sarà possibile scegliere il modo di funzionamento: nella posizione del deviatore disegnata

sullo schema, (contatti A - C chiusi), l'apparecchio è predisposto per misurare i tempi. Nell'altra posizione di questo deviatore (contatti B - C chiusi), l'apparecchio è predisposto per il conteggio di impulsi.

La durata dei tempi di attività viene misurata perchè, durante l'intervallo di misura, la porta logica 3 è pilotata in modo da lasciar passare gli impulsi provenienti dall'oscillatore, applicando all'ingresso 13 della porta logica 3 un livello logico "1". Per ottenere questo dato il commutatore S1 dovrà essere portato in posizione "tempo", collegando poi l'ingresso dell'orologio al punto in cui dovrà essere effettuata la

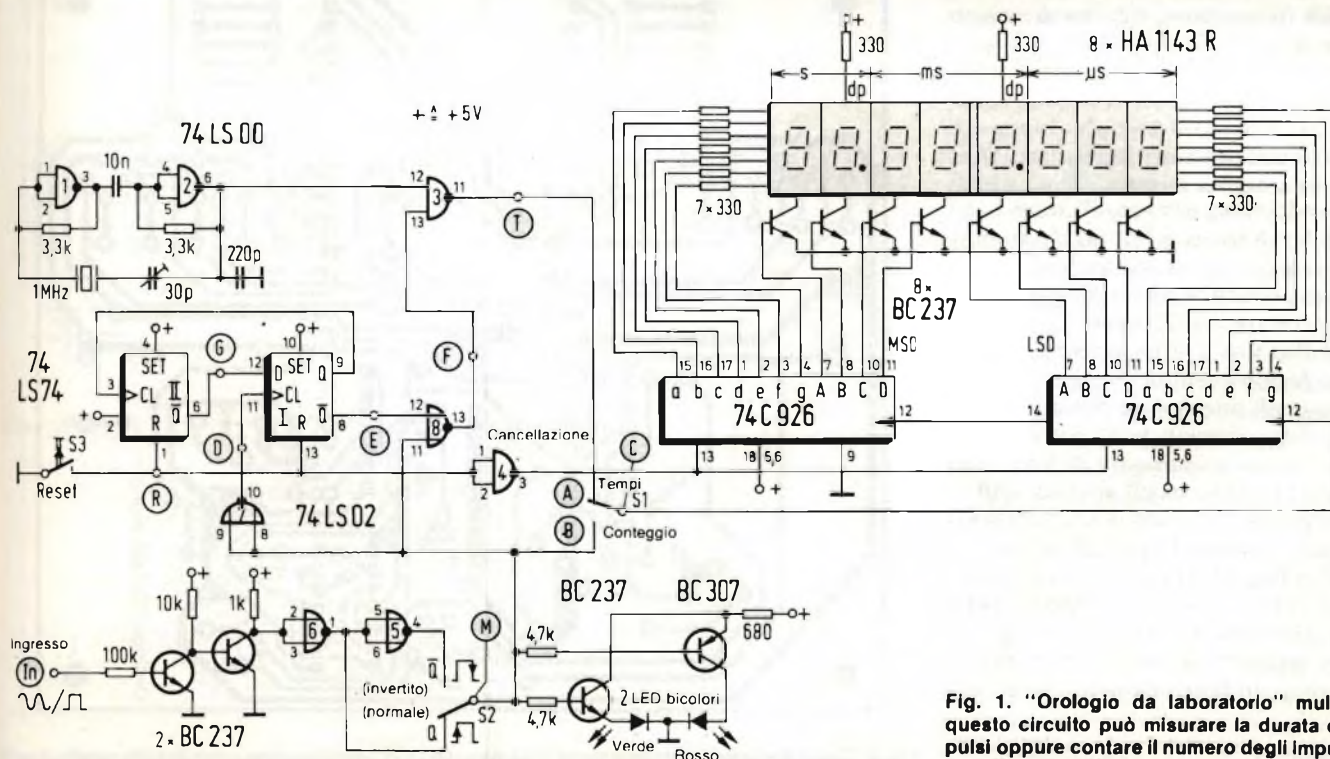


Fig. 1. "Orologio da laboratorio" multiuso: questo circuito può misurare la durata di impulsi oppure contare il numero degli impulsi in un intervallo di tempo.

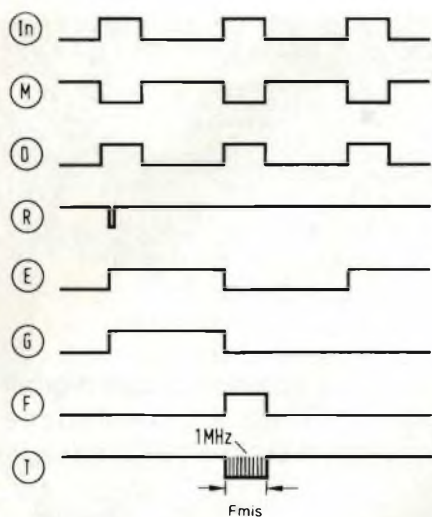


Fig. 2. Diagramma degli impulsi: permette di comprendere meglio il funzionamento del circuito.

misura.

Dal modo in cui si accende il LED bicolore, è possibile riconoscere quale sia il livello di riposo del segnale d'ingresso che è stato scelto (con S2) come inizio e termine della misura. Quando, nella posizione di S2 disegnata sullo schema (M - Q), si accende il LED verde, all'ingresso è applicato un livello "0" (tensione inferiore ad 1 V). Per la misura, S2 dovrà essere disposto in modo che si accenda il LED verde in corrispondenza alla posizione di riposo del segnale applicato all'ingresso. Desiderando che il circuito sia attivato da un fronte di commutazione negativo del segnale d'ingresso, S2 dovrà essere commutato su Q. Azionando S3 (pulsante di reset), il contatore verrà azzerato ed il flip flop - D (74LS74) verrà riportato allo stato iniziale. In questo modo, il circuito sarà pronto per effettuare una nuova misura.

Quando viene attivato il circuito sul quale dovrà essere effettuata la misura (per esempio un monostabile) il livello della sua uscita cambia e di conseguenza si accende il LED rosso. Dopo il reset, il flip flop I (tipo D) attenderà il primo fronte di salita del segnale d'ingresso (vedi anche diagramma di figura 2). Dopo ciascun reset potrà essere eseguita una sola misura di tempo, in quanto FF II blocca gli ulteriori impulsi d'ingresso. Quando il LED rosso si spegnerà, la misura sarà terminata.

Il flip flop FF II garantisce che venga rilevato un impulso completo, dopo l'impulso di reset. Gli eventuali rimbalzi del pulsante di reset non avranno influenza sul funzionamento del circuito.

Questo strumento può anche essere adoperato come rivelatore di stati logi-

ci ai livelli TTL; il livello verrà indicato dal LED bicolore: rosso per livello "1" e verde per livello "0" all'ingresso. Per effettuare questa misura, il commutatore S2 deve essere disposto in posizione "normale".

Spesso è desiderabile poter conoscere quanti cambiamenti di livello avvengono in un determinato punto di un circuito, fino al momento in cui compare una determinata sequenza. Viceversa, potrebbe essere necessario sapere se, in un determinato punto del circuito, arriva il numero prescritto di impulsi, per esempio per il conteggio di un determinato indirizzo di memoria. Durante la trasmissione di segnali digitali su linee molto lunghe, potrebbero essere captati per induzione segnali spurii provenienti dall'esterno: questi impulsi potranno essere facilmente localizzati.

Sono possibili misure con elevate tensioni d'ingresso

Le funzioni sinora descritte, che riguardano tutte il conteggio di impulsi, devono essere svolte con il commutatore S1 in posizione "conteggio" (contatti B - C chiusi) e l'ingresso collegato al punto di misura. Con il commutatore S2 è possibile scegliere il fronte di commutazione del segnale in corrispondenza al quale dovrà iniziare il conteggio:

se i contatti M - Q sono collegati tra loro, il conteggio sarà attivato dai fronti ascendenti, altrimenti da quelli discendenti (M - Q collegati tra loro).

Lo stadio d'ingresso è formato da due transistori. Questa soluzione ha il vantaggio (nei confronti del trigger di Schmitt) di permettere tensioni d'ingresso più elevate. A seconda della dissipazione del resistore da 100 kΩ, potranno essere applicate tensioni fino a 100 V.

I segnali d'ingresso possono essere anche sinusoidali. Soltanto in caso di curve ascendenti e discendenti dell'onda troppo appiattite (ampiezza ridotta rispetto alla lunghezza d'onda), potrebbero sorgere difficoltà. In questo caso sarà utile inserire un trigger di Schmitt (Per esempio un 74LS132).

Alimentazione

Nella versione presentata in questo articolo, il circuito non ha un proprio alimentatore, in quanto verrà collegato all'alimentatore da laboratorio (tensione 5 V stabilizzati), in parallelo al circuito da controllare. Nel caso non sia opportuno scegliere questa soluzione, sarà possibile costruire un piccolo alimentatore per lo strumento di misura.

In quest'ultimo caso, il neutro della rete non dovrà essere collegato alla

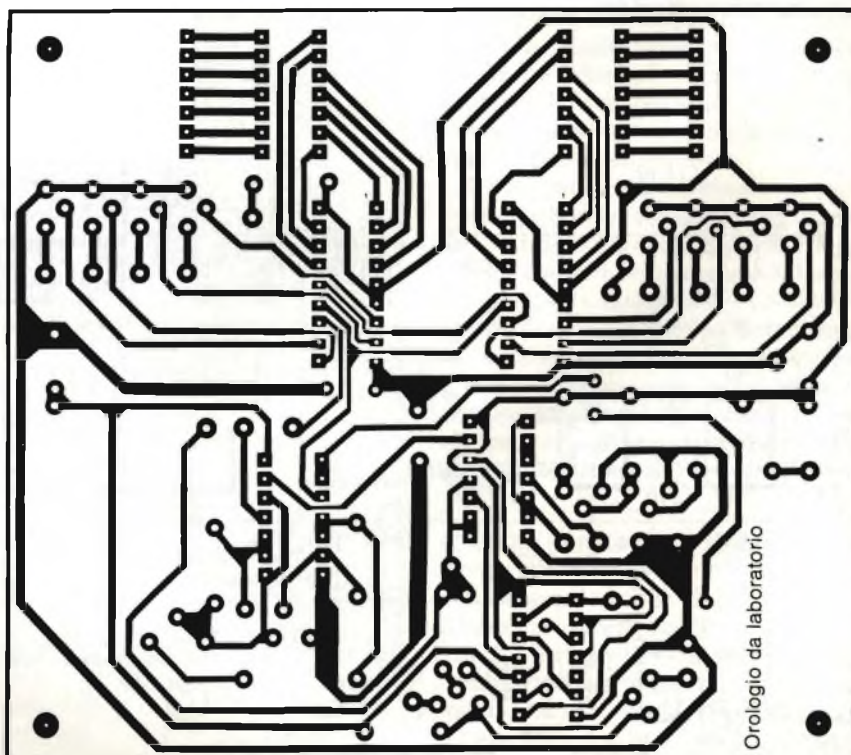


Fig. 3. Circuito stampato per la sezione di pilotaggio: su di esso verranno montati tutti i componenti, fatta eccezione per il visualizzatore.

Fig. 4. Circuito stampato per il display: questa sezione è separata dal resto del circuito per facilitare il montaggio.

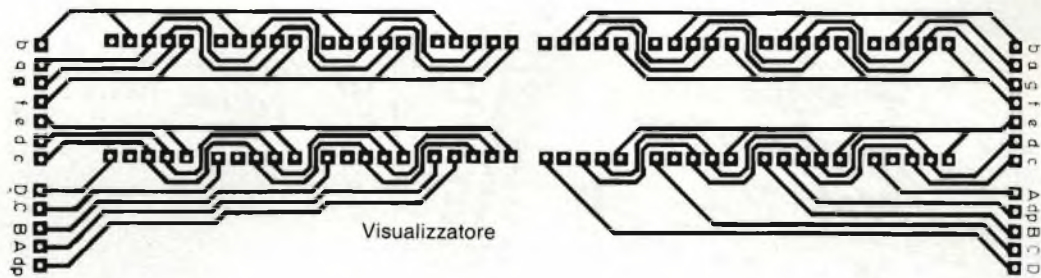


Fig. 6. Disposizione dei componenti sul circuito stampato del display: il collegamento con la basetta principale avverrà mediante piattina multipolare.

boccola di massa dell'ingresso dello strumento, per poter eseguire anche misure riferite ad un potenziale diverso dallo zero. La presa d'ingresso dovrà essere preferibilmente del tipo BNC, perchè in tal modo sarà possibile effettuare i collegamenti mediante il puntale dell'oscilloscopio (puntale 1:1). Il collegamento potrà essere fatto anche mediante normali boccole e cavetti.

Il contatore permette di pilotare otto cifre a sette segmenti. Potranno perciò essere visualizzate cifre da 1 μ s a 99 secondi, essendo il limite inferiore determinato dalla scelta della frequenza dell'oscillatore (1 MHz). Per facilitare la lettura del display, i tre gruppi di cifre (μ s, ms, s) sono separati da punti decimali.

Secondo i fogli dati, i contatori posso-

no essere pilotati ad una frequenza massima di circa 3 MHz. Non è perciò possibile, a meno di modifiche sostanziali allo schema, impiegare un quarzo da 10 MHz per ottenere una risoluzione di 100 ns.

Questo circuito è adatto anche a completare altri strumenti

Volendo impiegare questo circuito per completare od ampliare un altro strumento di cui è già dotato il laboratorio, e se quest'ultimo è già provvisto di generatore di clock a 10 MHz, sarà possibile usare questo segnale, previa divisione per 10 con un 74LS90 inserito tra il punto T ed il punto A. Il segnale di clock a 10 MHz dovrà essere comunque applicato al piedino 12 della porta logica 3; non sarà più necessario l'oscillatore. In questo modo, la precisione di indicazione delle unità di microsecondi aumenterà di un fattore 10.

Questo apparecchio potrà essere montato su due circuiti stampati. Su uno di questi dovranno essere montati i display a sette segmenti, perchè così il visualizzatore sarà separato dal resto del circuito e potrà essere applicato in una posizione ben visibile (figure 3 e 4). La disposizione dei componenti sui circuiti stampati è illustrata nelle figure 5 e 6.

Desiderando operare con diverse frequenze di clock, il quarzo dovrà essere montato su un apposito zoccolo: in questo caso sarà necessario prevedere un commutatore per variare la posizione dei punti decimali.

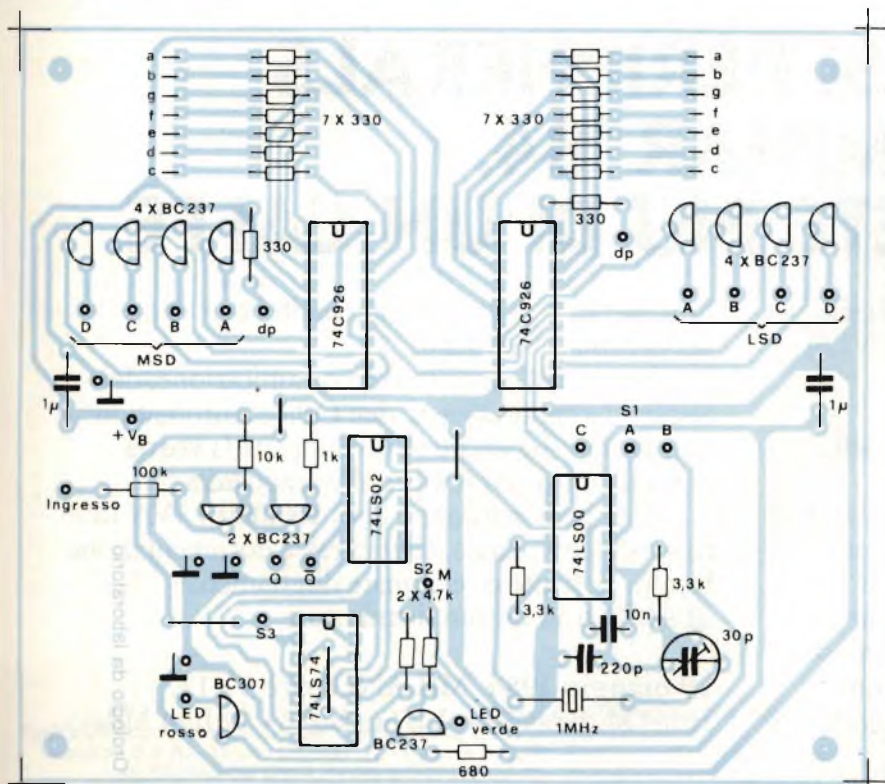
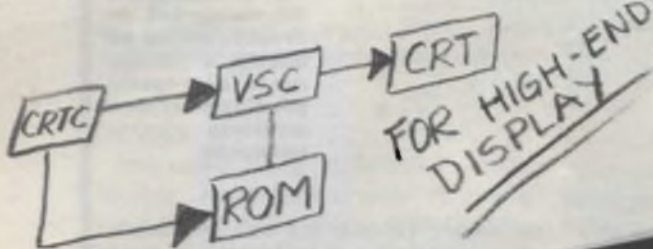


Fig. 5. Disposizione dei componenti sul circuito stampato principale. Allo scopo di permettere eventuali modifiche delle frequenze di clock, il quarzo dovrà essere montato su uno zoccolo.

VLSI FOR
OFFICE AUTOMATION
SEMINAR

FLICKER FREE
SPLIT SCREEN
SMOOTH SCROLLING
100 MHZ
DOT RATE



BIT-MAPPED GRAPHICS
UP TO 1280 X 1024 PIXEL SCREEN
8151 COLOR PALETTE

FSK MODEM

ETHERNET



© 1984 Advanced Micro Devices, Inc.

MOS/VLSI PERIPHERALS SEMINAR '84. LO GUSTERETE PIÙ DI UN CAFFÈ.

Non avrete bisogno di annegarvi nel caffè per restare svegli durante il nuovo MOS/VLSI Peripherals Seminar '84 dell'AMD.

Vi terremo inchiodati ai vostri posti mostrandovi le ultime novità nel campo della grafica alfanumerica e dei bit-mapped.

Stimoleremo il vostro interesse insegnandovi i sistemi più nuovi ed aggiornati per costruire dei CRT's che non presentino flicker e con prestazioni di split-screen e smooth scrolling.

Vi addentererete nella conoscenza del nostro microcircuito integrato Am7910 single-chip Modem, della serie dei microcircuiti integrati

Ethernet e delle nuove unità periferiche per la Famiglia iAPX86.

Siamo nell'era della Telecomunicazione, dei Sistemi Computerizzati, dell'Office Automation ed è tempo che anche voi sviluppate la vostra azienda con criteri sempre all'avanguardia.

La tassa di iscrizione è di L. 100.000 + IVA 18%. Essa include il pranzo, coffe-break e documentazione tecnica. Scrivete o telefonate direttamente all'AMD o ad un suo distributore.

29 maggio 1984. MILANO, ore 9 - 17.
Hotel Michelangelo - Via Scarlatti, 33 - 20124 Milano.

AGENDA

Introduzione: breve profilo dell'AMD ed impegni di produzione.

Accordo INTEL/AMD per la famiglia iAPX.

Controller per video: famiglia di componenti che fornisce una soluzione di sistema per gli usi più sofisticati di display alfanumerici e della grafica bit-map.

Coffee-break

Controller per video: (II° parte).

Pranzo

Vi prego di iscrivermi al vostro Seminario "MOS/VLSI Peripherals Seminar '84".

Nome, Cognome

Funzione

Ditta

Codice Fiscale

Partita I.V.A.

Reparto

Indirizzo

C.A.P.

Città

Prov.



Advanced Micro Devices

Centro Direzionale, Via Novara 570 - 20153 MILANO - Tel. 02/3390541 (ric. aut.)

Distributori Advanced Micro Devices:

Eledra 3S S.p.A. - Milano 02/34.97.51 - Roma 06/811.01.51 - Torino 011/309.91.11 - Bologna 051/30.77.81 - Padova 049/65.54.88

Kontron S.p.A. - Milano 02/507.21 - Padova 049/75.47.17 - Torino 011/74.61.91 - Roma 06/42.20.91 - Modena 059/35.60.80

Lasi Elettronica S.p.A. - Milano 02/612.04.41 - Bologna 051/35.38.15 - Roma 06/540.53.01 - Torino 011/35.92.77

Per informazioni indicare Rif. P 12 sul tagliando

CONVERTITORE PER RICEVERE FREQUENZE FINO A 1,3 GHZ

Thomas Morzinck (DD 0 QT)

La banda tra 1250 e 1300 MHz (cioè la banda dei 23 cm) è già da 20 anni a disposizione dei radioamatori. Per molti anni sono stati pochi i radioamatori UHF - SHF attivi su questa banda ma ultimamente, a causa del maggior numero dei dilettanti in attività ed alle sempre più estese reti di ripetitori, trasponditori lineari e convertitori FM ed ATV (= televisione amatoriale), l'interesse verso le onde centimetriche è molto aumentato.

Tuttavia, lo sviluppo di questa banda è ancora tutt'altro che soddisfacente. I motivi dovrebbero essere ricercati nel fatto che molti radioamatori non vedono di buon occhio gli investimenti finanziari relativamente elevati, che occorrono per acquistare un apparecchio ricevente SHF completo, oppure sono dissuasi da qualsiasi tentativo di autocostruzione a causa delle cognizioni tecniche, apparentemente complicate, necessarie per utilizzare questa particolare banda di frequenza.

Le moderne tecniche costruttive si avvalgono, naturalmente, dei nuovi prodotti nel campo dei semiconduttori, mentre la necessità di lavorazioni meccaniche di precisione è ridotta al minimo, specialmente per lo stadio più critico, quello d'ingresso in SHF, che dovrà essere meccanicamente curato per evitare inneschi o difficoltà di taratura. I componenti possono essere tutti acquistati facilmente presso i normali distributori.

In questo articolo viene descritto un convertitore per ricevere le radiotrasmissioni con frequenze superiori ad 1 GHz. Per costruire questo convertitore non sono necessari componenti costosi e difficili da trovare in commercio.

Sistema di costruzione semplificato

La costruzione di questo convertitore corrisponde ai concetti classici secondo i quali sono costruiti quasi tutti i convertitori, per frequenze a partire da 24 MHz (figura 1).

Lo stadio miscelatore d'ingresso è equipaggiato con un diodo, che dovrà essere preferibilmente a basso rumore e che riceverà il segnale di oscillatore locale da un cosiddetto elaboratore della frequenza di iniezione (figura 2).

Quest'ultima viene prodotta a partire da un oscillatore quarzato a frequenza relativamente elevata che viene poi moltiplicata ad amplificata in una serie di stadi transistorizzati. La frequenza finale viene prodotta mediante un moltiplicatore a diodo Varactor, perchè l'impiego di transistori a frequenze tanto elevate non darebbe risultati in grado di compensare le difficoltà o la spesa.

L'oscillatore quarzato ha una frequenza di 96 MHz. Il successivo stadio, con T2, triplica questa frequenza a 288 MHz, mentre T3 la raddoppia a 576 MHz. T4 amplifica questa frequenza,

prima che essa venga applicata al duplicatore D3. Numerose prove hanno dimostrato che, anche senza lo stadio amplificatore T4, è possibile ottenere una corrente sufficiente per alimentare il diodo miscelatore. In questo caso sarebbe però necessario ottimizzare il punto di lavoro dei transistori (con parecchio dispendio di tempo) e l'accoppiamento tra gli stadi ed infine sarebbe necessario selezionare un esemplare di ottime caratteristiche per D3. Con lo stadio T4, anche senza i suddetti accorgimenti, è sempre disponibile per il diodo una corrente più che sufficiente, qualunque sia la qualità del componente impiegato.

L'accoppiamento a filtro di banda tra T2 e T3 e tra T3 e T4 semplifica la taratura e garantisce una sufficiente eliminazione delle armoniche.

Il miscelatore è costruito secondo una tecnica ben collaudata

Il circuito del miscelatore, che è stato di proposito mantenuto più semplice possibile, è composto esclusivamente di due circuiti oscillanti in $\lambda/4$, sintonizzati rispettivamente su 1296 e 1152 MHz. Le bobine di questi filtri sono formate da striscie di sottile lamierino metallico. Alla sporgenza che esce da un lato di L1 è collegato il diodo miscelatore. La presa d'ingresso del convertitore dovrà essere anch'essa collegata a una presa praticata su L1.

Il diodo miscelatore è disposto parallelamente ad L2 (sintonizzata sulla frequenza d'iniezione) e permette così di prelevare la potenza necessaria alla frequenza di 1152 MHz.

Un elemento tipico del miscelatore è il cosiddetto "condensatore di fuga", che cortocircuita verso massa il lato di media frequenza del diodo per eliminare le frequenze di ingresso e di iniezione. Questo condensatore deve comunque avere una capacità molto r

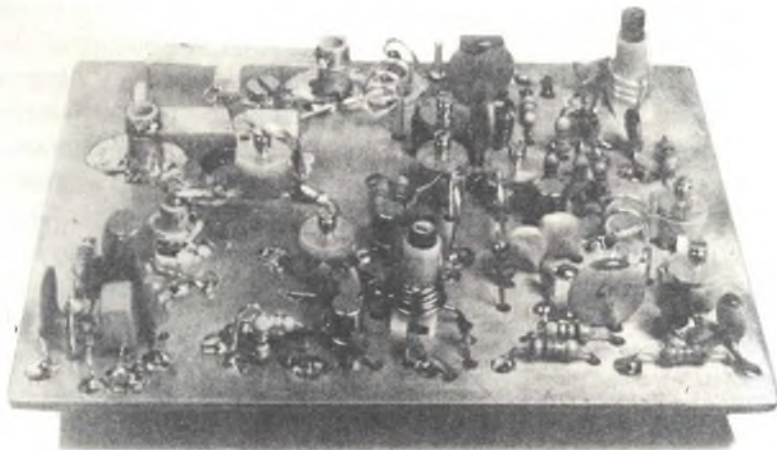


Fig. 1. Fotografia del circuito completo. Osservare che la bobina L7 deve essere montata proprio dietro il condensatore da 4,7 nF, ruotata di 90 gradi.

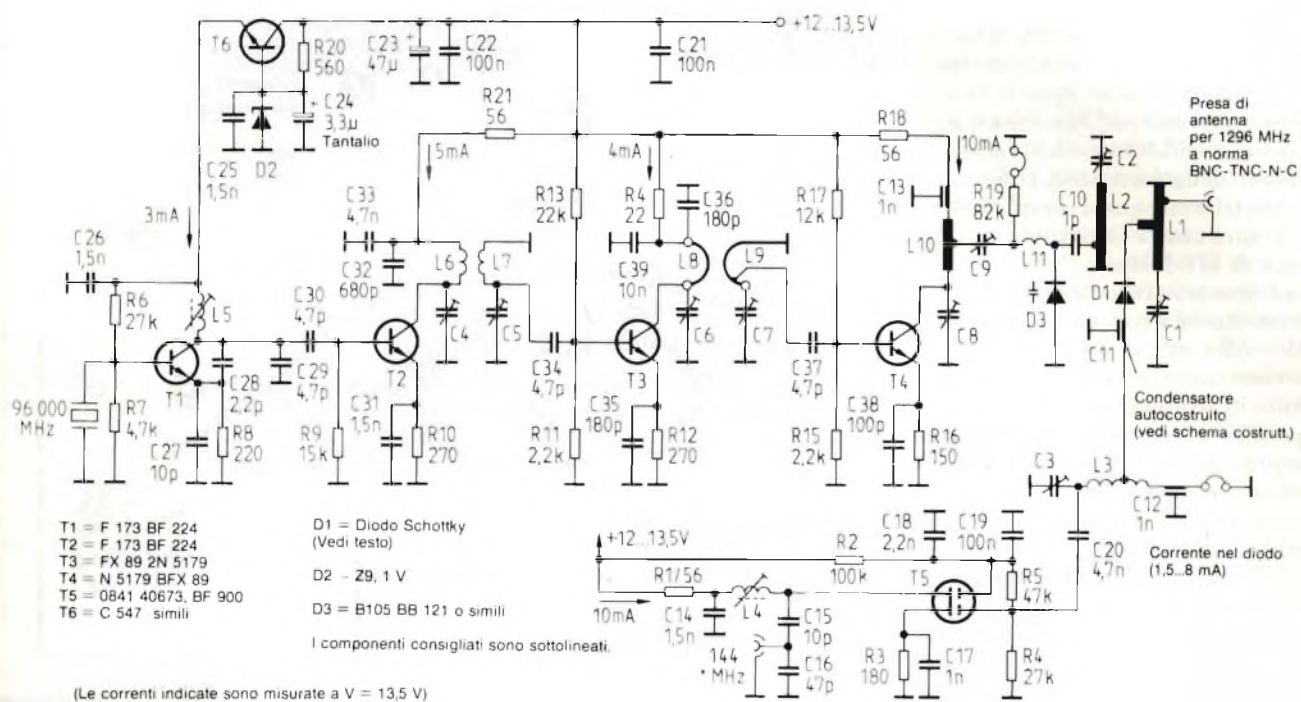


Fig. 2. Schema completo del convertitore.

dotta (5...25 pF) in modo da non esercitare quasi alcuna influenza sulla tensione a media frequenza (144 MHz) presente su questo terminale del diodo.

Una particolare attenzione dovrà essere dedicata alla costruzione di questo condensatore (figura 3): esso dovrà avere un dielettrico di elevata qualità e non dovrà, ovviamente, avere terminali di collegamento che potrebbero agire come induttanze parassite. Un dischetto metallico forma una delle armature di questo condensatore, mentre il piano di massa sottostante forma l'altra armatura. Gli altri componenti servono per il fissaggio del diodo e per il prelievo della media frequenza.

Il debole segnale a media frequenza presente ai capi del condensatore di fuga viene dapprima amplificato mediante un pre-amplificatore a basso rumore e poi applicato all'ingresso del ricevitore per la banda dei 2 metri. Questo stadio è equipaggiato con un MOSFET a doppio gate che, per quanto riguarda le oscillazioni, il basso rumore e la facilità di montaggio, rappresenta una soluzione molto affidabile. Occorre fare attenzione che il terminale del diodo miscelatore pervenga direttamente alla presa intermedia di L3, poiché il gate 1 del transistore è separato galvanicamente dal circuito d'ingresso a media frequenza.

Il terminale "freddo" di L3 è collegato a massa tramite un condensatore passante. In questo modo sarà possibi-

le misurare la corrente del diodo senza inserire la consueta impedenza.

Il lato superiore del circuito stampato è totalmente ramato per formare un piano di massa

Il circuito stampato dovrà essere ricavato da una lastra ramata su entrambe le facce (figura 4), una sola delle quali dovrà essere incisa per ricavare le piste conduttrici, mentre l'altra costituirà un piano di massa completo.

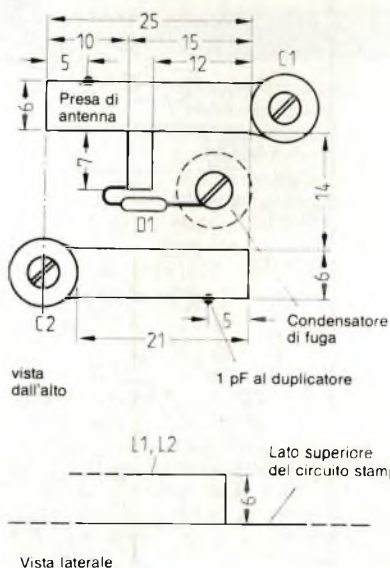


Fig. 3. Forma e dimensioni delle bobine L1 (in alto) ed L2 (in basso).

Una volta effettuate le forature per il passaggio dei terminali, il rame dovrà essere asportato per un raggio di 2...3 mm intorno ai fori, per evitare il cortocircuito tra i terminali stessi e la massa. I collegamenti a massa dovranno essere direttamente saldati al piano superiore del circuito stampato (vedi schema della disposizione dei componenti in figura 5).

La messa a punto delle diverse sezioni dovrà essere effettuata al completamento di ciascuna parte e non dopo aver montato il circuito completo. Allo scopo si è dimostrata corretta questa sequenza di montaggio: stabilizzatore di tensione, oscillatore quarzo, triplicatore, duplicatore, amplificatore, duplicatore a varactor, stadio miscelatore ed infine preamplificatore di media frequenza.

I dati riguardanti gli avvolgimenti delle bobine potranno essere ricavati dalla Tabella 1. Le capacità dei condensatori trimmer sono elencate in Tabella 2.

Taratura passo-passo

Durante la taratura potranno essere considerati indicativi, per la funzionalità dei circuiti, i valori delle correnti nei singoli stadi, che risultano dallo schema (figura 2). La disposizione di montaggio potrà essere ricavata dalla figura 1, mentre i particolari potranno essere osservati nelle figure 3 e 6.

Le frequenze di 96 e 288 MHz che appaiono fino ad L6 ed L7 potranno essere controllate con l'aiuto di un grid-dip-meter. Quando il filtro di banda formato da L8 ed L9 entrerà in risonanza (aumento della corrente di collettore in T4) con i trimmer quasi completamente aperti, sarà esatta la sintonia sulla frequenza di 576 MHz.

La corrente in D3 potrà essere regolata misurandola con un microamperometro. Allo scopo, R19 dovrà essere provvisoriamente collegata a massa tramite lo strumento di misura, tarando poi C8 e C9 per ottenere la massima corrente. Dovrà ora essere regolata la corrente nel diodo miscelatore, che dovrà essere portata ad un massimo temporaneo, regolando C2.

La frequenza di uscita del gruppo oscillatore dovrà ora essere nuovamente messa a punto regolando tutti i suoi elementi di taratura. La corrente massima nel diodo varierà tra 1,5 ed 8 mA, a seconda delle caratteristiche del transistor e del diodo stesso.

Sono ancora necessarie le seguenti osservazioni, riguardanti due particolari punti del circuito:

1. Dapprima sarà possibile utilizzare, come miscelatore qualsiasi tipo commerciale di diodo Schottky. Sono stati provati i seguenti tipi: hp 2800, hp 2817, hp 2835, FH 1100 ed altri. Soltanto i diodi tipo BAW 95 sono inadatti, a causa del loro involucro troppo ingombrante. Occorre comunque dire che i veri diodi miscelatori, come l'hp 2817 (cifra di rumore: circa 5,5 dB ad 1,3 GHz) funzionano meglio dei tipi universali, fornendo un maggior guadagno di mezza graduazione S.

2. Il materiale di L1 ed L2 non dovrà essere né argentato né dorato. La comune opinione che al di sopra dei 1000 MHz nessun apparecchio possa più funzionare se non è accuratamente argentato, non è che una superstizione. Il lamierino di rame e quello di ottone sono perfettamente adatti nel loro stato originale, quando siano ben lucidati con carta abrasiva finissima, dopo la tranciatura e la piegatura e poi protetti con lacca disossidante per saldatura.

E' però importante che tutte le saldature siano eseguite con pochissimo stagno. Nessuna argentatura potrebbe rimediare agli inconvenienti causati da saldature sporche o voluminose.

Dopo aver collegato all'uscita del convertitore un radiorecettore per la banda dei 2 metri, sarà necessario regolare dapprima L4, in modo da ottenere il massimo livello di rumore indicato dall'S-meter. Dovranno ora essere regolati C1 e C3 in modo che, con un

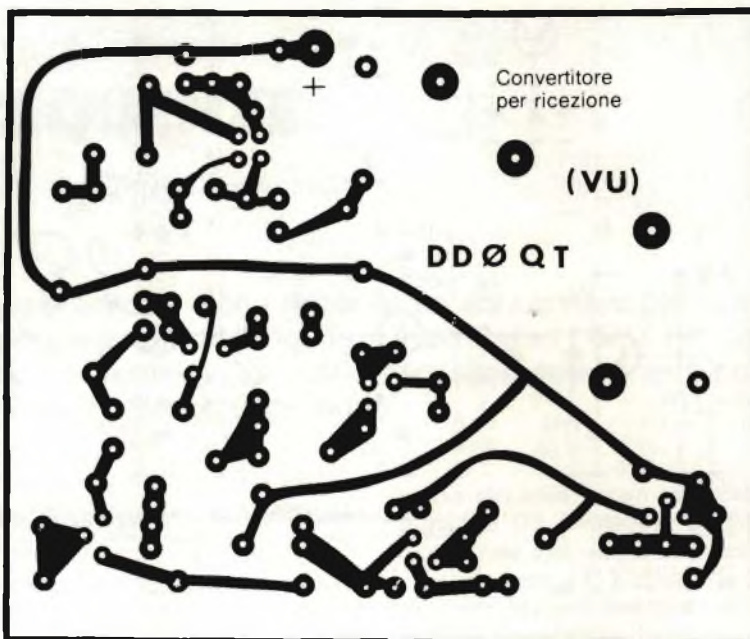


Fig. 4. Lato delle piste di rame del circuito stampato a doppia faccia ramata. Il lato componenti resterà completamente rivestito dalla pellicola di rame, per formare un piano di massa (vedi testo).

segnale a 1296 MHz, il livello di rumore sia ridotto al minimo. Il segnale più adatto sarebbe una portante debole, moderatamente rumorosa e non modulata che venga ricevuta in FM dal ricevitore per i due metri collegato al convertitore. Anche piccoli miglioramenti della sensibilità saranno ben avvertibili con questo tipo di demodulazione.

In caso di segnali provenienti da un generatore, occorre fare attenzione a

non sintonizzarsi su armoniche o prodotti di miscelazione di caratteristiche ignote. Quando venga utilizzata la nona armonica di un trasmettitore ausiliario sui 2 metri, per una variazione della frequenza di trasmissione di 10 kHz, la frequenza sulla banda dei 23 cm varierà di 90 kHz.

Prima della taratura definitiva, il convertitore dovrà essere inserito in un astuccio metallico. La migliore soluzione

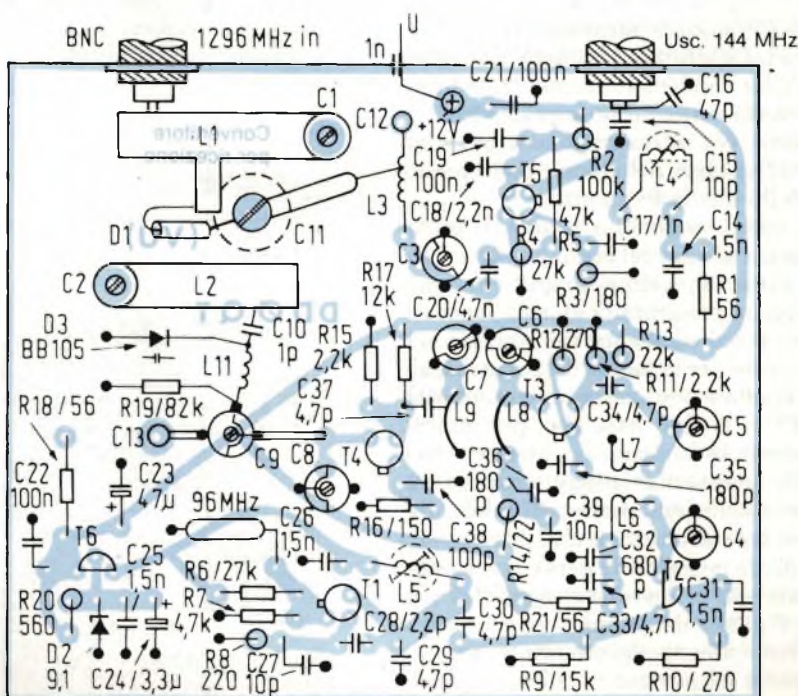


Fig. 5. Disposizione dei componenti del convertitore. Particolari costruttivi potranno essere ricavati anche dalle figure 1, 6 e 7.

Tabella 1 - Dati delle bobine

L1, L2	Vedi Figura 3
L3	4 spire 0,8...1,2 mm filo rame argentato o smaltato, avvolto in aria, con diametro interno di 5 mm. Presa ad 1...1,5 spire a partire dal terminale freddo.
L4	3,5 spire filo rame argent. o smalt. da 0,8...1,2 mm su rocchetto con diametro esterno di 5 mm, nucleo per UHF.
L5	5,5 spire filo rame smaltato da 0,3...0,8 mm su rocchetto uguale a quello di L4.
L6, L7	1,5 spire filo argentato avvolto in aria da 0,8...1,2 mm, diametro interno 5 mm.
L8, L9	Ponticello ad U in filo di rame argentato da 0,8...1,2 mm. Distanza tra i montanti circa 7 mm, altezza sul piano del circuito stampato 10 mm, presa ad 8 mm dal terminale caldo.
L10	Ponticello allungato in filo di rame argentato o smaltato diam. 1,5...2 mm. Distanza dalla superficie del c.s. 3...4 mm, lunghezza totale 22 mm
L11	2 spire filo rame argent. diam. 0,8...1 mm, in aria, con diametro interno di 4 mm

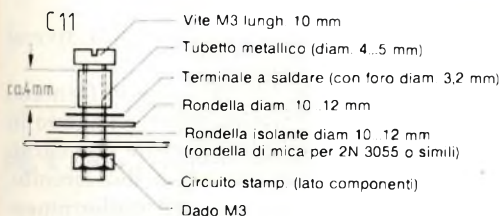


Fig. 6. Particolari costruttivi di C11.

ne consiste nel costruire una cornice alta circa 40 mm, nella quale il circuito stampato dovrà essere inserito e saldato lungo l'intero perimetro, oppure a tratti distanti non più di 10 mm. La tensione di alimentazione viene collegata tramite un condensatore passante.

Per controllare in continuità il funzionamento del convertitore, sarà possibile montare un piccolo strumento di misura in serie al conduttore di alimentazione del diodo, oppure una presa jack per lo strumento fissata sulla parete dell'involucro.

La sensibilità d'ingresso dipende da molti fattori

La sensibilità di un miscelatore a diodo dipende principalmente dai seguenti fattori: tipo del diodo miscelatore impiegato, adattamento del circuito d'ingresso, adattamento del preamplificatore di media frequenza e cifra di rumore di questo amplificatore.

Come già spiegato in precedenza, il punto fisso di collegamento del diodo miscelatore al circuito oscillante L1 costituisce soltanto una soluzione di compromesso. Anche l'amplificatore di media frequenza potrà essere migliorato in modo non insignificante scegliendo

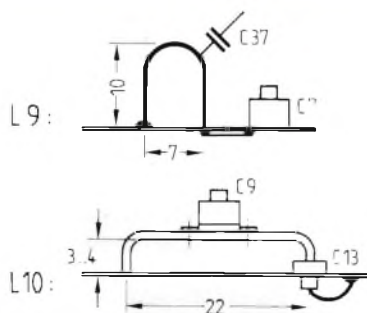


Fig. 7. Per costruire le bobine L9 ed L10 è necessario rispettare le dimensioni date.

transistori a basso rumore. Un semplice modo per migliorare il rendimento consiste nello scegliere accuratamente il miglior punto di accoppiamento ad L3.

In generale, la cifra di rumore dei

convertitori a diodi varia, a seconda delle condizioni sopra elencate, tra 6 e 12 dB. Ciò significa che, in confronto con i preamplificatori a basso rumore transistorizzati, avviene un abbassamento della sensibilità di 1...1,5 graduazioni S.

Altri interrogativi come quelli riguardanti, per esempio, il problema della frequenza immagine e della sua soppressione, la dipendenza della cifra di rumore del diodo miscelatore dalla corrente che lo attraversa, eccetera, troveranno una risposta esauriente nella letteratura specializzata.

Altri punti da considerare con attenzione

Per evitare un insuccesso, sarà ancora necessario tenere presenti alcuni consigli riguardanti l'azionamento del circuito. Non è consigliabile utilizzare antenne già montate per i 2 m od i 70 cm, a causa dell'elevata attenuazione del cavo (per esempio, 15 metri di cavo RG 58 attenuano di circa 15 dB ad 1,3 GHz) e perchè le antenne non sono accordate e spesso i collegamenti a spina sono totalmente inadeguati all'impiego nella banda dei 23 cm, pur essendo "a norme UHF".

Più favorevole, anche se più scomoda, è la soluzione di collegare al convertitore un'antenna giusta per i 23 cm (per cominciare, potrà bastare una piccola Yagi a 4 elementi), cercando di dirigerla verso il ripetitore e di montarla in una posizione elevata.

Tabella 2 - Valori dei compensatori

C1, C2	Compensatore tubolare circa 0,5...3 pF
C3	Compensatore con dielettrico in plastica da 2...22 pF (colore distintivo: verde)
C4, C5	Compensatori con dielettrico in plastica da 1,5...10 pF (colore distintivo: giallo)
C6, C7, C8, C9	Compensatori con dielettrico in plastica, da 1,2...6 pF (colore distintivo: grigio)

Bibliografia:

- (1) H. M. Meyer: A Crystal - Controlled 1296 MHz - converter (Un convertitore a 1296 MHz stabilizzato a quarzo). QST 1962, fasc. 11, pagg. 11...15.
- (2) E. Hanecke: Ein 1297/145 MHz Konverter mit Halbleitern (Un convertitore da 1297 a 145 MHz con semiconduttori). UKW - Berichte 1968, pagg. 61...80.
- (3) R. E. Fischer: Interdigital Converters for 1296 and 2304 MHz (Convertitori interdigitati per 1296 e 2304 MHz). QST 1974, fasc. 1, pagg. 11...15.
- (4) J. Dahms: Fingerfilter-Konverter fuer die Amateurbänder im GHz Bereich (Convertitori a filtri interdigitati per le bande amatoriali dei GHz). UKW Berichte 1977, pagg. 206...220.
- (5) P. Brumm: 23 cm double converter (Doppio convertitore per lunghezze d'onda di 23 cm). Dubus Informationen 1979, pagg. 245...254.
- (6) L. Wagner, H.-W. Binder: Einfacher Kr Konverter fuer das 23 cm Band (Semplice convertitore per la banda dei 23 cm). UKW Berichte 1970, pagg. 65...72.

FILTRO PASSA-BASSO REGOLABILE DI QUARTO ORDINE

Guenther Pichlmaier

Lo schema di questo circuito è basato sul ben noto filtro passa-basso del secondo ordine illustrato in figura 1. I filtri passa-basso di ordine superiore vengono ottenuti collegando tra loro un certo numero di questi circuiti elementari. I fattori ai e bi, secondo i quali devono essere dimensionati i singoli filtri, potranno essere ricavati da apposite tabelle (bibliografia (1)), a seconda delle caratteristiche del filtro da costruire. In figura 2 sono illustrati alcuni esempi di curve caratteristiche di filtri di tipo diverso. Oltre ad essere suddivise a seconda dello smorzamento, esse si distinguono anche per il comportamento in fase transitoria, quando le caratteristiche di Bessel sono meglio definite. Come è possibile osservare in figura 1, la frequenza limite viene determinata dai circuiti R-C. Nei filtri di ordine maggiore, con risposta sintonizzabile, sarà necessario montare compensatori o condensatori variabili con molte sezioni coassiali.

La sincronizzazione dei diversi elementi ottenuta con mezzi meccanici o con sistemi elettronici analogici non dà di solito risultati soddisfacenti e per-

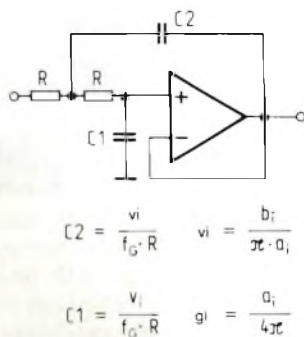


Fig. 1. Schema base di un filtro passa-basso del secondo ordine.

Tabella 1 - Valori dei condensatori da montare per ottenere le diverse caratteristiche dei filtri				
	C4	C5	C6	C7
Bessel	5,6 n	4,7 n	6,8 n	2,7 n
Butterworth	8,2 n	6,8 n	18 n	2,7 n
Tchebycheff (1 dB)	22 n	10 n	56 n	1 n
Tchebycheff (3 dB)	39 n	8,2 n	82 n	680 p

Nel settore dell'elettronica musicale i filtri passa-basso vengono impiegati per regolare il contenuto di armoniche del segnale generato. Un filtro passa-basso a fianchi molto ripidi sarà molto utile anche durante gli esperimenti nel campo dell'audiofrequenza (misure, memorie "bucket-brigade", filtri di fruscio). Filtri di questo scopo devono essere semplici da costruire, devono avere una sufficiente pendenza al limite della risposta, e questo limite deve essere regolabile. Il filtro passa-basso descritto in questo articolo può essere pilotato anche da una tensione esterna.

ciò, per questo circuito, è stato scelto il principio illustrato in figura 3. Un commutatore analogico (AS) permette di ottenere, insieme a due resistori, una resistenza pilotabile; AS viene azionato mediante una tensione ad onda rettangolare con un rapporto impulso/pausa variabile. Un commutatore ideale permette di ottenere due condizioni stabili: a) Rs collegato in parallelo ad Rp; b) solo Rp inserito nel circuito. Il commutatore analogico reale presenta anche le resistenze Ron (resistenza di passaggio a circuito chiuso) ed Roff (resistenza di isolamento a circuito aperto). Dimensionando Rp ad un valore molto maggiore di Rs e minore di Roff, sarà però possibile ottenere facilmente due stati distinti: Rs efficace oppure Rp efficace. Le formule permettono di ricavarle precise relazioni tra i diversi componenti.

Le precise relazioni tra i diversi componenti.

I picchi di disturbo, che si formano quando AS cambia stato, vengono in gran parte eliminati grazie alla caratteristica di passa-basso del circuito. Per ottenere un ulteriore miglioramento dell'immunità alle tensioni parassite, è possibile inserire nel circuito un altro passa-basso, a frequenza limite fissa e superiore al campo in cui può essere sintonizzato il filtro. Per ottenere una buona separazione tra segnale utile e disturbi, è necessario scegliere una frequenza di sincronismo più elevata possibile. Nello schema di figura 4, questa frequenza è di circa 200 kHz e la frequenza limite del filtro d'uscita è prossima a 50 kHz. Poiché nei sistemi sincroni vengono prodotti disturbi

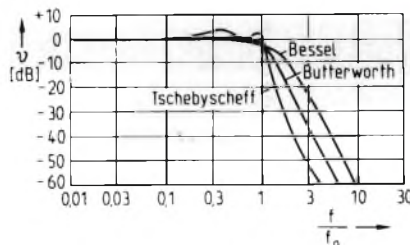


Fig. 2. Esempi di caratteristiche di diversi filtri.

Tabella 2 - Dati tecnici del filtro passa-basso	
Ve	15 V
Go	1 (0 dB)
Ve mass	13 Vss
fu	< 5 kHz
fo mass	20 kHz
Campo di regolazione	1.200
Immunità alle tensioni di disturbo	≥ 60 dB

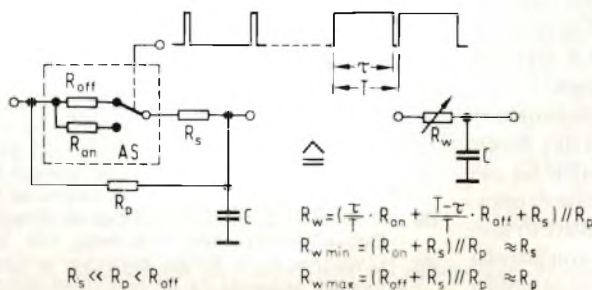


Fig. 3. Schema di un filtro costruito con il sistema a commutatore.

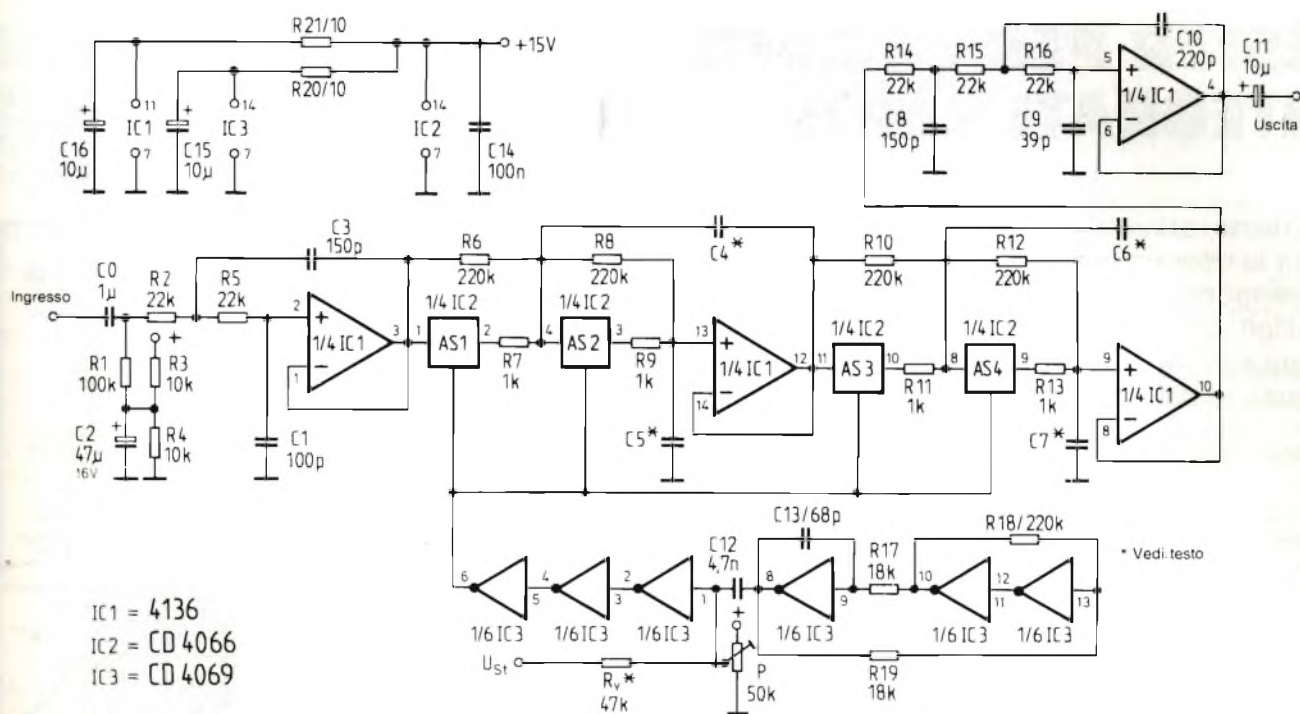


Fig. 4. Schema completo di un filtro passa-basso del quarto ordine.

quando la frequenza del segnale d'ingresso è vicina a quella di sincronismo, sarà inoltre necessario montare un filtro d'ingresso con frequenza limite di 40 kHz. La frequenza limite superiore del vero e proprio passa-basso del quarto ordine si aggira sui 20 kHz e può

essere variata entro un rapporto di 1:200. I condensatori C4...C7 possono essere dimensionati secondo i dati riportati in Tabella 1, a seconda della caratteristica che dovrà avere il filtro. Il guadagno totale del filtro passa-basso è 1. La frequenza di sincronismo

viene prodotta con l'aiuto di IC3. Tre degli invertitori contenuti in questo circuito integrato formano un generatore di onde triangolari, con una frequenza di ripetizione degli impulsi di circa 200 kHz. Gli altri tre invertitori formano un comparatore che trasforma il segnale da triangolare (con componente di pilotaggio ad esso sommata) a rettangolare con rapporto impulso/pausa variabile. La frequenza limite potrà essere predisposta mediante il trimmer P oppure applicando una tensione esterna. In questo caso, il resistore Rv dovrà essere adattato in modo da ottenere, con una tensione esterna, il medesimo campo di regolazione del filtro originale. Una prima prova potrà essere effettuata con Rv costituita da un resistore di 47 kΩ.

Questo VCF (filtro pilotato in tensione) potrà essere montato sul circuito stampato di figura 5 e poi utilizzato per i diversi impieghi possibili. Infatti, il principio costruttivo di questo filtro non ne limita l'uso ai casi descritti, ma può essere utilizzato vantaggiosamente laddove sia necessaria un'ottima concordanza tra i singoli elementi di regolazione. Le caratteristiche tecniche possono essere rilevate dalla Tabella 2.

Bibliografia:

- (1) Tietze, Schenk: Halbleiterschaltungstechnik (Tecnica dei circuiti a semiconduttore).
- (2) Libro dati CMOS della National Semiconductor

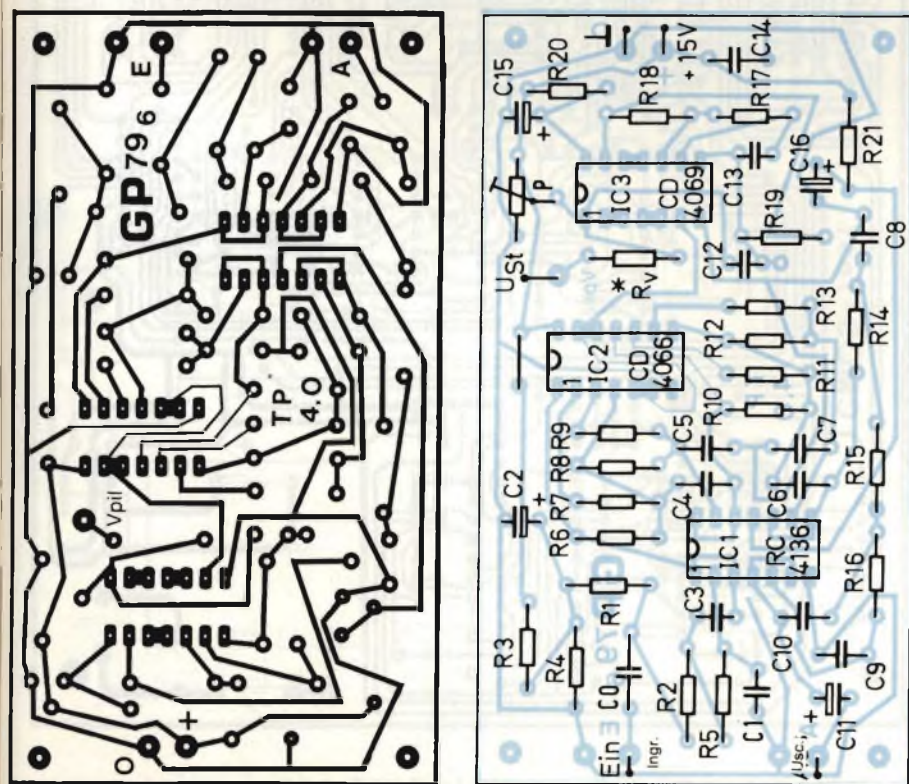


Fig. 5. Piste di rame e disposizione dei componenti sul circuito stampato.

TESTER PER CIRCUITI INTEGRATI CMOS

Friedrich Bayer - Seconda parte

In questo articolo viene conclusa la descrizione del circuito; vengono inoltre dati alcuni consigli costruttivi e descritti alcuni accorgimenti per l'utilizzo pratico dello strumento.

Criterio di valutazione per confronto tra le correnti

L'amplificatore operazionale IC19 (piedini 12...14) è collegato come amplificatore differenziale con guadagno 10, in modo da sottrarre le cadute di tensione che si verificano sui due resistori da 470 Ω (provocate dalle correnti I_{DD} del campione di riferimento e dell'integrato in prova). Il livello di uscita di questo amplificatore dovrà essere compreso tra i valori limite (regolabili) del comparatore a finestra formato dai due comparatori superiori. Per provare i circuiti integrati 4009, 4010, 4049, 4050, la tensione VDD viene applicata ai punti di misura R1 e P1 tramite l'interruttore chiuso S3 ("piedino 1 = VDD"). Per il 4009 e 4010 deve essere eseguita anche la commutazione a "16 piedini", in quanto questi circuiti integrati funzionano da convertitori di livello ed anche il piedino 16 è collegato al circuito.

In modo analogo vengono sottratte, nel secondo amplificatore differenziale, le cadute di tensione dovute alle correnti I_{SS} che attraversano i resistori da 470 Ω in basso sullo schema: il segnale risultante viene applicato al comparatore a finestra inferiore. IC19 non potrà essere sostituito con un LM 324, nonostante i collegamenti ai piedini siano uguali, in quanto questo circuito integrato ha uno stadio d'ingresso PNP ed il suo campo di sincronismo della tensione d'ingresso non raggiunge il livello della tensione di alimentazione superiore. Con il TL 084 avviene l'opposto, in quanto i suoi due ingressi dovranno essere più positivi di almeno 2 V rispetto alla tensione di alimentazione negativa. Perciò la tensione d'ingresso derivante dal confronto delle correnti I_{SS} verrà leggermente aumentata mediante i resistori da 22kΩ/100 kΩ.

I comparatori di IC20 hanno uscite a

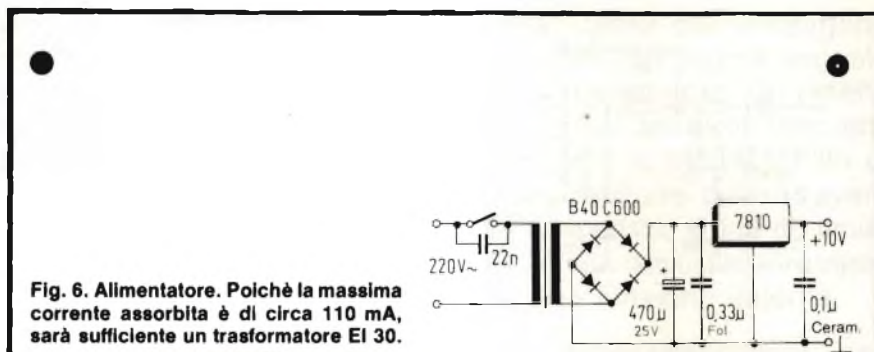


Fig. 6. Alimentatore. Poiché la massima corrente assorbita è di circa 110 mA, sarà sufficiente un trasformatore EI 30.

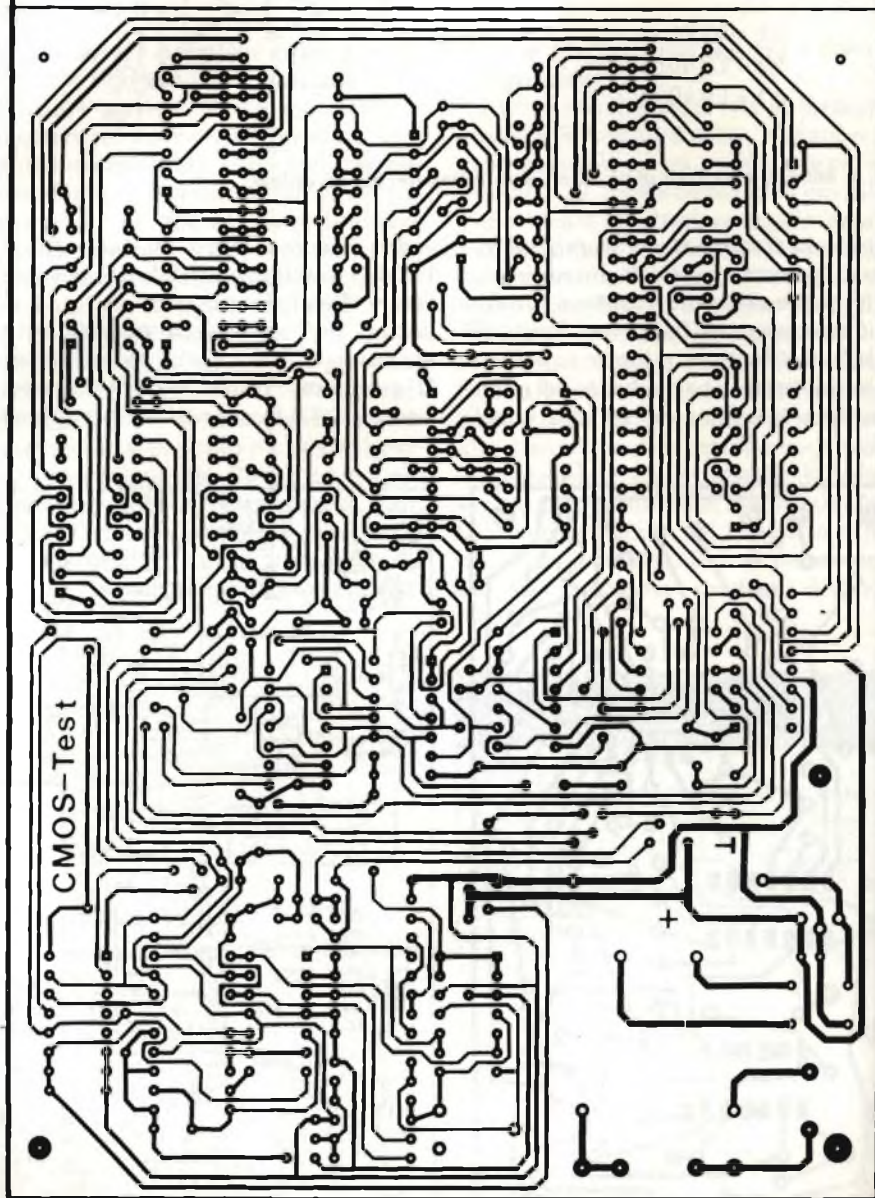


Fig. 7. Piste di rame del circuito stampato. Le dimensioni della basetta sono adatte al contenitore Teko 363. Lo spazio libero potrà essere utilizzato per montare uno stabilizzatore di tensione.

collettore aperto e possono essere direttamente interconnessi secondo la funzione di OR cablato. Quando una delle uscite commuta al livello "0", la porta NOR assume il livello "1", ed attiva il pilota del LED "J" di figura 3 non-

chè, dopo un ritardo cagionato dal resistore da 10 kΩ e dal condensatore da 100 pF (che servono alla soppressione dei disturbi), la porta logica multifunzione IC quest'ultima provoca a sua volta il cambiamento di stato del flip

flop di errore. L'ampiezza della finestra dovrà essere regolata, mediante il trimmer da 25 kΩ, in modo che i limiti vengano superati con una differenza di corrente di circa 150 μA (circa 2,2 V ai capi del trimmer). La corrente assorbita dall'intero circuito è compresa tra circa 40 mA (un solo LED acceso) ed un massimo di circa 110 mA. Per alimentare il circuito sarà perciò sufficiente un piccolo trasformatore (EI 30) (figura 6).

Per quanto non sia necessaria una tensione di alimentazione stabilizzata, sul lato delle piste di rame del circuito stampato è stato previsto lo spazio per un regolatore di tensione integrato (involucro TO-220), che però non sarà necessario montare se la tensione secondaria del trasformatore è di 9 V (il regolatore non deve essere cortocircuitato). Con un trasformatore a 12 V, la tensione sarà prossima ai livelli massimi (12 per radice di 2 = 17 V). Nemmeno la capacità del condensatore elettrolitico di filtro è critica, comunque dovrà essere maggiore di 150 μF.

Costruzione pratica su circuito stampato

Il circuito stampato (figura 7) è stato progettato in modo da poter incidere le piste conduttrici su una sola delle facce, con alcuni collegamenti realizzati mediante ponticelli, che dovranno essere montati prima di tutti gli altri componenti (figura 8). Il circuito stampato ha tali dimensioni da poter essere inserito in un astuccio in plastica Teko 363, ma può essere anche rifilato per adattarlo ad altri contenitori.

I collegamenti dal circuito stampato al pannello frontale (zoccoli, LED e commutatori) dovranno essere eseguiti di preferenza mediante piattina multipolare (figura 9). Gli zoccoli per il circuito integrato di riferimento e per quello in prova dovranno essere del tipo Textool. Il prezzo relativamente elevato di questi zoccoli viene ampiamente ripagato dalla semplificazione ottenuta nell'impiego del tester.

Tutti i circuiti integrati montati sulla basetta dovranno essere del tipo B e tutti i diodi dovranno essere 1N914 o simili. Dopo aver montato il circuito stampato ed effettuati i collegamenti al pannello frontale, portare il trimmer in posizione centrale; non sono necessarie ulteriori regolazioni.

Se, invece dei resistori all'1%, vengono montati componenti con tolleranza più ampia, dovrà essere eventualmente ampliata la finestra dei comparatori,

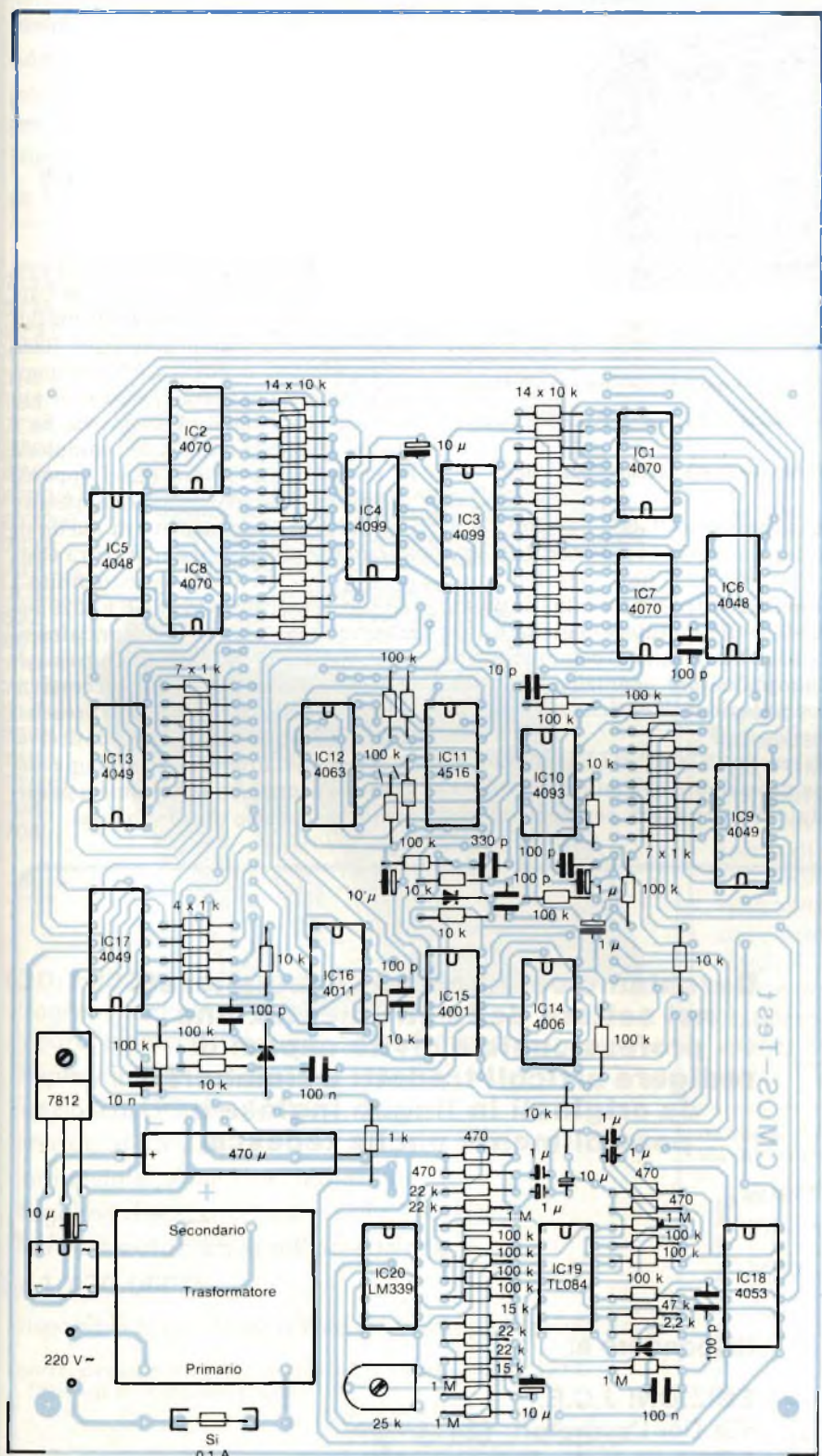


Fig. 8. Disposizione dei componenti. Tutti i ponticelli dovranno essere montati prima degli altri componenti, in quanto alcuni passano sotto di essi.

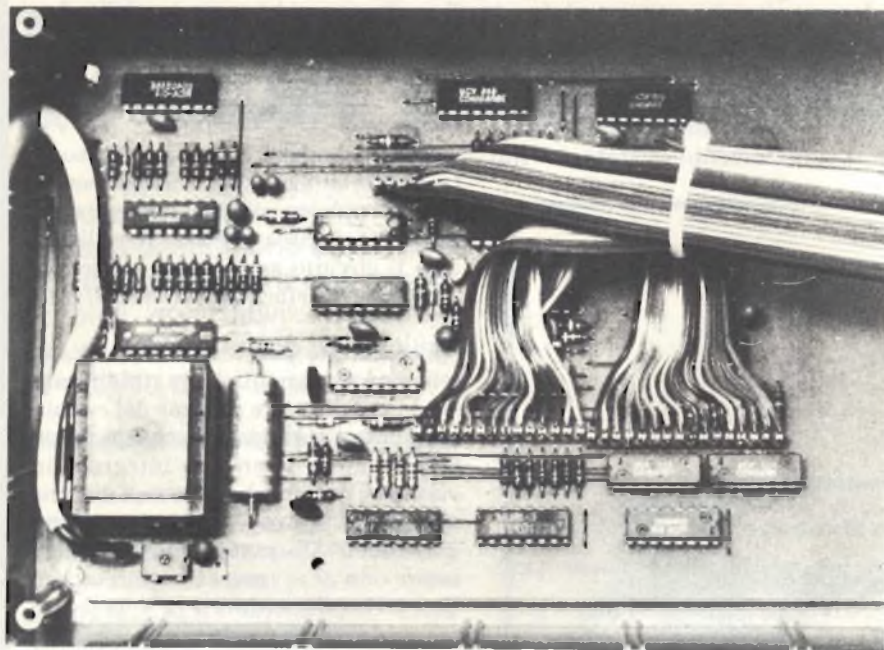


Fig. 9. Il cablaggio dovrà essere preferibilmente effettuato mediante piattina multipolare.

in quanto viene amplificato anche l'errore di sincronismo.

Desiderando controllare esclusivamente se il circuito integrato CMOS funziona o no, il commutatore "RUN/STOP" dovrà sempre rimanere in posizione "RUN". Il circuito integrato di riferimento dovrà essere sempre inserito per primo, allo scopo di permettere la commutazione dei piedini di alimentazione per i circuiti integrati a 16 piedini. Per i circuiti integrati di tipo combinatorio (porte logiche, eccetera), il preselettore dovrà essere in posizione 0 oppure 8 (LED "basso" spento). Per i circuiti integrati sequenziali (contatori, eccetera), dovrà essere selezionato mediante il preselettore il numero del piedino di reset (Clear) o di preset (Set). Avviando la misura mediante il pulsante "GO", i due circuiti integrati saranno sincronizzati.

I circuiti integrati a 14 piedini dovranno essere inseriti nello zoccolo a 16 poli, in modo che il piedino GND (massa) corrisponda al numero 8 (a destra).

Se in uno solo degli zoccoli è inserito un circuito integrato, nel funzionamento "RUN" si accenderanno, oltre ai LED "Errore", "J" e "prova", anche tutti i singoli LED di errore collegati alle uscite dell'integrato in prova. In questo modo potranno essere determinati i collegamenti di un circuito integrato CMOS del quale non si conosca la sigla.

Se, provando i circuiti integrati sequenziali in modo "STOP", si accendessero i LED "Errore" e "J", in certe circostanze dovrà essere premuto due

volte il pulsante "GO". Con la prima pressione avverrà la sincronizzazione, ma l'errore "J" non avrà tempo di scomparire entro l'intervallo di predisposizione del contatore degli indirizzi, a causa della velocità di commutazione dell'amplificatore operazionale e dell'accumulazione di cariche nei condensatori da 1 μ F.

Nel modo "STOP", il LED "basso" si accenderà sempre nell'istante in cui l'oscillatore si arresterà, perchè in questo

caso il condensatore da 10 nF non avrà più la possibilità di scaricarsi. Un inserimento errato del circuito integrato non avrà conseguenze dannose, in quanto la corrente viene limitata ad un massimo di 10 mA mediante i due resistori da 470 Ω : questa corrente corrisponde al limite di sicurezza ammissibile per ciascun piedino.

Con questo strumento non è possibile controllare tutti i circuiti integrati

I seguenti circuiti integrati non possono essere controllati con questo apparecchio: 4007, 4045, 4046, nonché tutti gli interruttori analogici (4016, 4066, 4051, 4052, 4053, 4529, 4551) nei quali vengono collegati tra loro uno o più ingressi del campione in prova. Se i piedini collegati tra loro nel campione in prova hanno livelli logici opposti, alla porta OR-esclusivo sarà applicata una tensione pari a metà di quella di alimentazione e perciò non potrà essere raggiunto un livello logico definito. I circuiti integrati 4016, 4066 e 4529 potranno essere provati solo parzialmente se, nel modo "RUN", gli ingressi di controllo verranno posti successivamente a livello "0" mediante il preselettore; in questo modo, tutti i LED di errore dei relativi interruttori analogici dovranno spegnersi quando questi passeranno nello stato di interdizione.

Cerchiamo collaboratori specializzati nel settore della strumentazione professionale e civile capaci di redigere articoli tradotti e rielaborati da originali in lingua inglese e possibilmente anche tedesca.

Rispondere a:

**EDIZIONI J.C.E.
Via Dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo (MI)**



PROGRAMMATORI DI EPROM PROFESSIONALI AD UN PREZZO ACCESSIBILE

MOD. EP8000

- Programmazione ed emulazione di memorie EPROM sino a 128K
- Funzioni complete di programmazione ed editing
- 64K RAM residenti
- Interfaccia RS 232, 20 mA current loop, interfaccia per stampante, video, registratore a cassette, DMA.
- Formati Intel, Ascii Hex, Motorola Exorciser, Binario.

Lire 1.670.000**

- 27128*
- 25128*
- MK 27
- 64
- 2564
- 2764
- 27C64
- 68764
- 68766
- 68732-1
- 68732-0
- 2732A
- 2732
- 27C32
- 2532
- 48016
- 2716
- 27C16
- 2516
- 2758B
- 2758A
- 2716 (3)
- 2708
- 2704



* Con zoccolo adattatore

MOD. P8000

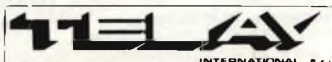
- Programmazione in parallelo per produzione sino a 8 memorie
- Display interattivo 8 digit
- Funzioni di GO, Stop, Mode, Type
- Interfaccia RS 232
- Formati Intel, Ascii Hex, Motorola
- Illegal bit check, program, verify, check sum.
- Self-test automatico all'accensione

Lire 1.670.000**

- Disponibili cancellatori UV ed accessori per l'emulazione

** I prezzi si intendono legati al cambio di 1 lira Sterlina = L. 2.403
IVA 18% esclusa - Consegna pronta

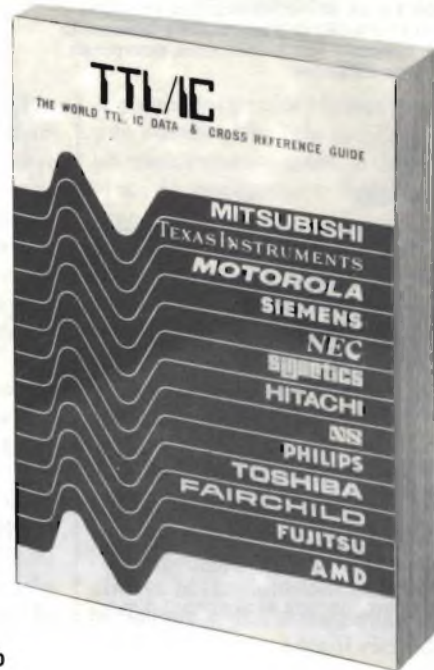
Agenti
PIEMONTE: TELMA - P.zza Chironi, 12 - 10145 Torino - Tel. 011/740984
TRE VENEZIE: ELPAV - Via Gramsci, 81/83 - 35010 Codonoghe (PD) - Tel. 049/701177
EM. ROMAGNA: ELETTRONICA DUE - Via Zaga, 2 - 40128 Bologna - Tel. 051/275007
TOSCANA: Ferdinando Micheli - Loc. Costa Rossa - 53020 Castelnuovo di Sopo (AR) - Tel. 055/964237
CAMPANIA: RTE ELETTRONICA (Esposito) - Via M. Carnovaglio, 143/D - 80126 Napoli - Tel. 081/611505-611419



MEASURING INSTRUMENTS DIVISION
MILANO: Via L. da Vinci, 43 - 20090 Trezzano S/N
Tel. 02/4455741/2/3/4/5 - Tlx: 312827 TELINT I
ROMA: Via Salaria, 1319 - 00138 Roma
Tel. 06/6917058-6919312 - Tlx: 614381 TINTRO I

Per informazioni indicare Rif. P 13 sul tagliando

Guida mondiale dei circuiti integrati TTL



Cod. 6010
L. 20.000 (Abb. L. 18.000)

Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressoché tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case europee, americane e giapponesi.

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

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

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

Da inviare a JCE
Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

Nome Cognome _____
Indirizzo _____
Cap. _____ Città _____ Provincia _____
Codice Fiscale (indispensabile per le aziende) _____

Inviatemi i seguenti libri:
 Pagherò al postino il prezzo indicato + L. 2.000 per contributo fisso spese di spedizione

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

Non Abbonato Abbonato

Per informazioni indicare Rif. P 14 sul tagliando

STAZIONE DI SALDATURA

ERSA

STAZIONE DI SALDATURA ERS MS 6000

Nuovissima stazione di saldatura compatta e maneggevole, particolarmente indicata per laboratori e industrie. Costruita secondo la tecnica più avanzata, la stazione ERS MS 6000 comprende un alimentatore con regolazione automatica del controllo di temperatura e isolamento di sicurezza, saldatore con termocoppia incorporata e supporto porta saldatore.

CARATTERISTICHE

STAZIONE ELETTRONICA

- Potenza nominale: 60 VA
- Primario: 220 V, 50/60 Hz
- Secondario: 24 Vc.a.
- Regolazione della temperatura di punta: 150 ÷ 450 °C
- Lunghezza cavo d'alimentazione in PVC: 2 m
- Indicazione di funzionamento con LED rosso

SALDATORE COMPLETO DI PUNTA A LUNGA DURATA

- Potenza: 40 W
- Alimentazione: 24 Vc.a.
- Tempo di riscaldamento: 60 s (350 °C)
- Peso senza cavetto: 25 g
- Lunghezza cavo, gomma al silicone: 1,5 m

LU/3715-00



LU/3715-10

Per informazioni indicare Rif. P 15 sul tagliando

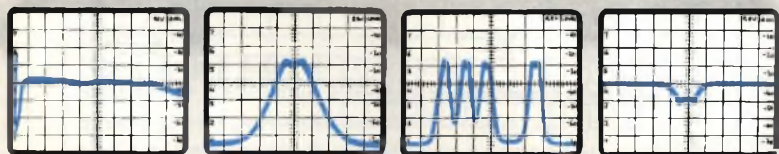
CNG 90

IL PICCOLO GENERATORE DALLE GRANDI PRESTAZIONI

(piccolo anche nel prezzo!)



Per informazioni indicare Rif. P 16 sul tagliando



CNG 90 Il nuovo Generatore calibrato a copertura totale (20 ÷ 900 MHz) che consente di fare una radiografia completa degli impianti centralizzati TV e di trasformare il tuo Misuratore di Campo in un moderno Sweep.

Misure effettuabili:

- GUADAGNI/PERDITE ● VALORI DI ONDE STAZIONARIE
- DISTANZA DI CORTOCIRCUITI O INTERRUZIONI NEI CAVI COASSIALI DI DISTRIBUZIONE
- CALIBRAZIONE DI STRUMENTI

RO.VE.R.®

Per informazioni rivolgersi presso i migliori rivenditori oppure direttamente alla RO.VE.R. tel. 030/919155

farlo
invier
gratuitam
un regio calcol
indispensabile
all'installatore d'antenna

DUE SISTEMI DI CONTROLLO DI MOTORI PASSO-PASSO A DUE FASI REALIZZATI CON IL C.I. L 293



Il primo è il più semplice ed è riportato in figura 1. Si tratta come si vede di un sistema di comando di un motore passo-passo a due fasi realizzato con il c.i. L 293 (SGS-ATES). In ogni avvolgimento di fase viene inviata una corrente di circa 0,5 A. Il c.i. L 293 svolge la funzione di pilota a quattro canali; i suoi ingressi sono compatibili con la logica TTL.

Esistono due tensioni di alimentazione:

- 1) V_s , la quale provvede ad alimentare gli stadi di potenza del sistema, e cioè gli avvolgimenti delle due fasi, e può assumere il massimo valore di 36 V.
- 2) V_{ss} , la quale alimenta i circuiti logici dell'integrato. Per ridurre al minimo la dissipazione sarà opportuno fissare per V_{ss} un valore di 5 V. Siccome però l'integrato può essere alimentato con valori di tensione compresi tra 4,5 V e 36 V, non è escluso che anch'esso possa essere alimentato con la tensione di alimentazione principale, e cioè con V_s .

La dissipazione complessiva del circuito non dipende solamente dalla corrente e dalla tensione che alimenta ciascuna fase ma anche dalla maniera con cui il motore viene fatto lavorare, per cui essa dovrà essere calcolata caso per caso.

Se la dissipazione supera il watt, l'integrato dovrà essere munito di un dissipatore di calore esterno che potrà essere realizzato con una piastrina di rame di adatta dimensione, saldata ai terminali di massa dell'integrato (terminali 4-5-12-13) oppure da un dissipatore di calore vero e proprio applicato a questi piedini (il sistema di fissaggio è indicato nei data sheet dell'integrato).

I diodi riciclatori di corrente, e cioè D1 ... D8, devono sopportare una corrente di 0,5 A, e devono "essere diodi veloci" (Schottky, per esempio).

La tabella 1 indica la sequenza degli impulsi di comando applicati agli ingressi dell'integrato (terminali 2-7-10-15) per ottenere una rotazione completa del motore quando le due fasi del motore vengono attivate simultaneamente.

Tab. 1 - Sequenza dei segnali logici che devono essere applicati agli ingressi del c.i. L 293 per avere una rotazione completa dell'albero del motore.				
Passo	V_2	V_7	V_{10}	V_{15}
1	H	L	L	H
2	H	L	H	L
3	L	H	H	L
4	L	H	L	H
1	H	L	L	H

Anche il circuito riportato in figura 2 può essere utilizzato per il comando di un motore passo-passo a due fasi; è prevista la regolazione della corrente di fase.

I segnali di comando d'ingresso vengono applicati ai terminali 2-9-19-12 del circuito integrato di comando L 293 E (SGS-ATES). Data l'estrema semplicità della struttura di questo circuito, noi esamineremo soltanto la sezione che provvede a comandare la fase 1 del motore passo-passo.

All'ingresso non invertente del c.i. comparatore IC2 (LM339) viene applicata una tensione di riferimento. All'ingresso invertente viene invece applicata la tensione presente sul resistore "sensing" R2, attraversato dalla corrente di fase durante il ciclo di conduzione del ponte che si trova all'interno del c.i. L 293 E. L'uscita dell'integrato comparatore (terminale 14) agisce sulla funzione "inhibit" dell'integrato L 293 E, per cui il c.i. rimarrà attivato fino a quando la corrente circolante nel motore avrà raggiunto un valore proporzionale alla tensione di riferimento V_{ref} , dopodiché verrà inibito, e la corrente del motore ricicolerà attraverso i diodi D5 ... D8 per un tempo dipendente dall'isteresi (determinata da R6) e dalla rete R4C4.

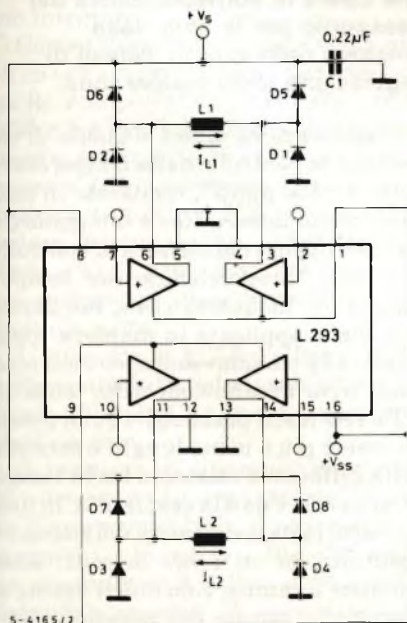


Fig. 1 - Sistema di comando di un motore passo-passo a due fasi realizzato con il c.i. L 293. (Schema originale SGS-ATES).

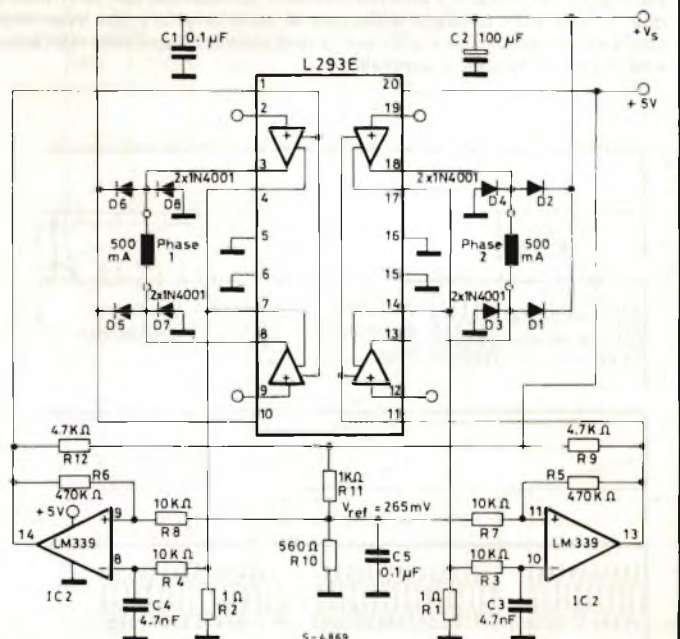


Fig. 2 - Sistema di comando di un motore passo-passo a due fasi, realizzato con c.i. L 293 E. (Schema originale SGS-ATES).

CONTROLLO DELLA TEMPERATURA CON I CIRCUITI INTEGRATI U 217 B E U 263 B1

Un circuito alimentato dalla tensione della rete può essere chiuso o aperto mediante un interruttore meccanico oppure un interruttore a semiconduttore, detto anche *interruttore statico*, in quanto a differenza di quello meccanico, non possiede nessuna parte in movimento. In campo industriale e anche nelle apparecchiature domestiche alimentate dalla rete (monofase o trifase), attualmente vengono utilizzati esclusivamente gli interruttori statici. Questi interruttori possiedono tra gli altri

vantaggi, la caratteristica di poter essere chiusi o aperti nel momento esatto in cui la tensione della rete passa per lo zero, e cioè nel momento in cui si passa dalla semionda positiva a quella negativa. Per questo motivo vengono chiamati anche interruttori statici *sincroni*.

Un interruttore statico sincrono per essere tale, deve però ricevere un impulso di apertura/chiusura che gli provenga nell'istante esatto in cui la tensione della rete passa per lo zero. Attualmen-

te esistono circuiti integrati che sono in grado di fornire questo impulso sincronizzato con il passaggio per lo zero della rete (per esempio, i c.i. U 263 B e U 263 B2, U 217 B, U 106 BS prodotti dalla AEG-Telefunken).

I vantaggi di questa apertura/chiusura del circuito in coincidenza del passaggio per lo zero della tensione della rete sono i seguenti:

- assenza di disturbi nella rete di distribuzione dell'energia. Se infatti l'interruzione del circuito avvenisse supponiamo, in coincidenza di qualsiasi valore della semionda positiva o negativa della tensione della rete, i disturbi in r.f. prodotti da questa interruzione sarebbero notevoli.
- Nel circuito di carico non potrà scorrere corrente continua, e di conseguenza non esisterà alcun pericolo di saturazione dei trasformatori eventualmente collegati. Ciò è dovuto al fatto che nel carico scorrono onde sinusoidali complete.
- Assenza di sfarfallio (flicker) nella luce fornita dalle lampade ad incandescenza.

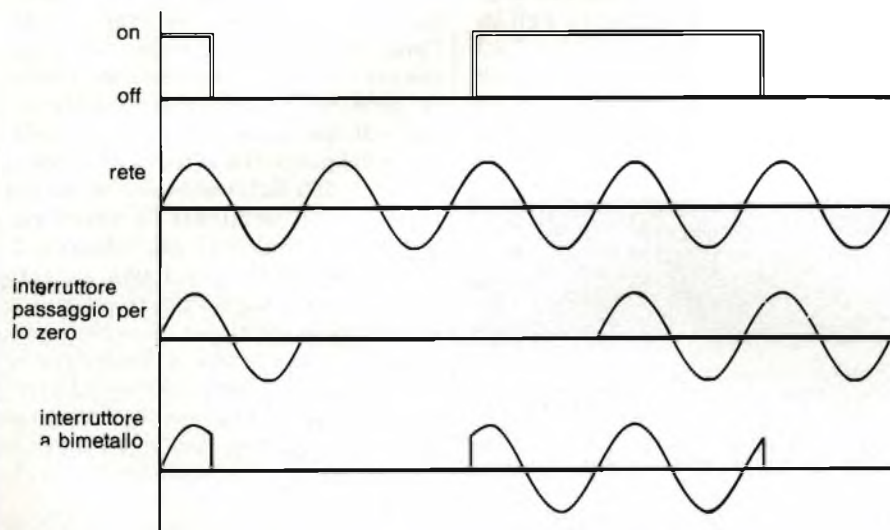


Fig. 1 - Illustrazione del concetto di interruzione della tensione di rete in corrispondenza del suo passaggio per lo zero. Partendo dall'alto: indicazione dell'interruttore; tensione alternata della rete; azione sulla tensione della rete di un interruttore che interrompe (o chiude) il circuito in corrispondenza del passaggio per lo zero della tensione della rete; azione sulla stessa tensione di rete di un interruttore a bimetallo.

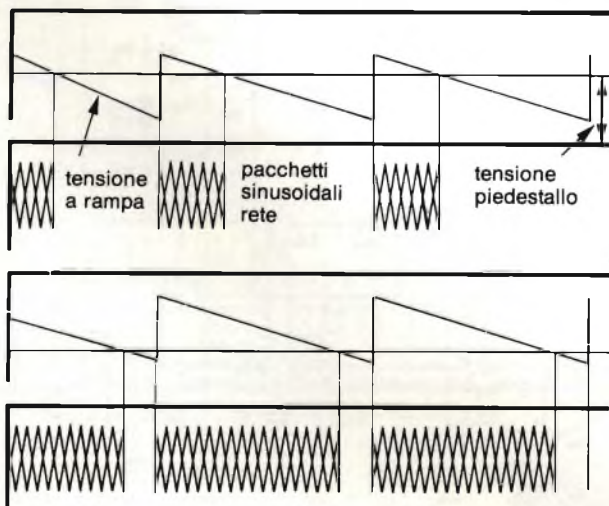


Fig. 2 - Illustrazione del concetto di controllo proporzionale nel tempo. In questo caso, nel carico vengono immessi pacchetti più o meno lunghi di onde sinusoidali della tensione della rete. È il particolare punto d'incrocio della tensione detta di piedistallo con il dente di sega (o tensione a rampa) che determina la lunghezza del treno di sinusoidi della tensione di rete immesse nel carico.

Impiego di un "Interruttore statico" che opera in corrispondenza del passaggio per lo zero della tensione della rete in sistemi di regolazione della temperatura.

L'applicazione tipica è quella di un sistema di controllo della temperatura detto a "due punti", realizzato in passato con un interruttore a bimetallo (figura 1), oppure del sistema di controllo cosiddetto "proporzionale nel tempo" (figura 2). In questo caso, nel carico non viene applicata in maniera continuativa la tensione della rete, ma piuttosto *treni* di sinusoidi della tensione della rete (detti pacchetti) i quali possono essere più o meno lunghi a seconda della differenza esistente tra la temperatura reale e quella desiderata. In questo caso, la base dei tempi del sistema è costituita da un *dente di sega*, detto tensione a rampa, e da una *tensione di piedistallo*, fornita dal sensore di temperatura, costituito per lo più da un termistore NTC: il punto d'incrocio tra tensione a rampa e tensione del piedi-

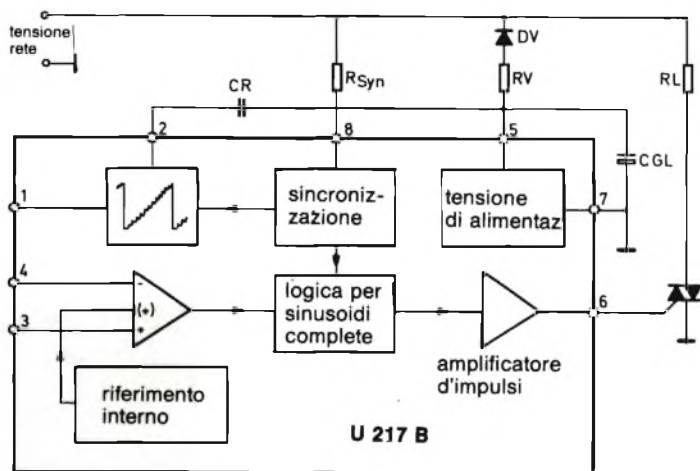


Fig. 3 - Funzioni contenute nel c.i. U 217 B.

stallo determina la lunghezza del "pacchetto" di sinusoidi della tensione di rete applicate al carico.

Questo è il sistema di controllo detto *proporzionale nel tempo*.

Un circuito integrato capace di realizzare questo sistema di controllo proporzionale dovrà incorporare pertanto le seguenti funzioni:

- un rivelatore del punto di passaggio per lo zero della tensione della rete;
- una logica in grado di fare passare solo onde sinusoidali complete;
- un generatore di dente di sega;
- un comparatore che effettui il confronto tra il dente di sega e la tensione fornita dal sensore di temperatura.

La AEG-Telefunken produce da tempo un c.i. - l'U 217 B - che incorpora le funzioni suddette. Nella figura 3 è riportato un sistema di controllo di temperatura dei locali, realizzato con questo integrato.

Come interruttore statico viene usato un triac capace di immettere nel carico R_L una potenza che può andare da 0,35 a 1,3 kW. La corrente di mantenimento del triac è $I_H = 50$ mA. Come sensore della temperatura viene utilizzato un termistore NTC da 33 k Ω . Il valore di temperatura controllato va da 5° a 30 °C, con possibilità di riduzione automatica della temperatura durante la notte.

L'integrato U 217 B è alimentato direttamente dalla rete tramite R3 e dal diodo 1 N 4004; C5 è un condensatore di livellamento.

Il resistore di sincronizzazione R1, che determina la larghezza dell'impulso d'innesco del triac, dovrà essere dimensionato in maniera che il triac possa raggiungere il valore caratteristico della sua *corrente di mantenimento*. Bisogna però stare anche attenti che tale impulso non sia troppo largo in quanto ciò produrrebbe un indesidera-

to aumento della potenza dissipata nel resistore di alimentazione dell'integrato. La tensione sul terminale 4 (che dipende sia dal punto di valore di temperatura desiderato che dal valore reale della medesima), viene confrontato con la tensione fissa presente sul terminale 3. Se la temperatura del termistore NTC dovesse aumentare (con conseguente diminuzione della sua resistenza), la tensione presente sul terminale 3 diventerebbe più piccola, e di conseguenza verrebbe bloccato l'impulso d'innesco del triac, e nel carico (termoelemento) non passerebbe più corrente. Il valore di temperatura desiderato viene regolato agendo su P2. Qualora invece la temperatura del resistore dovesse diminuire, (in seguito ad una diminuzione della temperatura dell'am-

biente), la tensione sul terminale 4 aumenterebbe, e di conseguenza al triac perverebbero nuovamente impulsi d'innesco, e nel carico ricomincerebbe a circolare corrente.

È questo il classico funzionamento di un "controllore di due punti di temperatura". C_2 e C_3 servono ad eliminare segnali spuri eventualmente indotti nei cavi di collegamento del termistore.

Questo controllore però ad un certo punto funziona anche come "controllore proporzionale nel tempo"; ciò si verifica *poco prima* che venga raggiunta la temperatura stabilita. In altre parole, inizialmente, e cioè quando la temperatura è molto bassa, il triac viene innescato in corrispondenza del passaggio per lo zero, e *continua ad applicare al carico potenza in modo continuativo*. Prima però di raggiungere la temperatura stabilita, esso comincerà ad immettere nel carico *pacchetti* di onde sinusoidali, sempre più corti man mano che ci si avvicina al valore della temperatura stabilita. Ciò si ottiene applicando il dente di sega (o tensione a rampa), tramite il resistore R10, al partitore R9 e R8. La proporzionalità con cui avviene questo sistema di regolazione fine della temperatura dipende

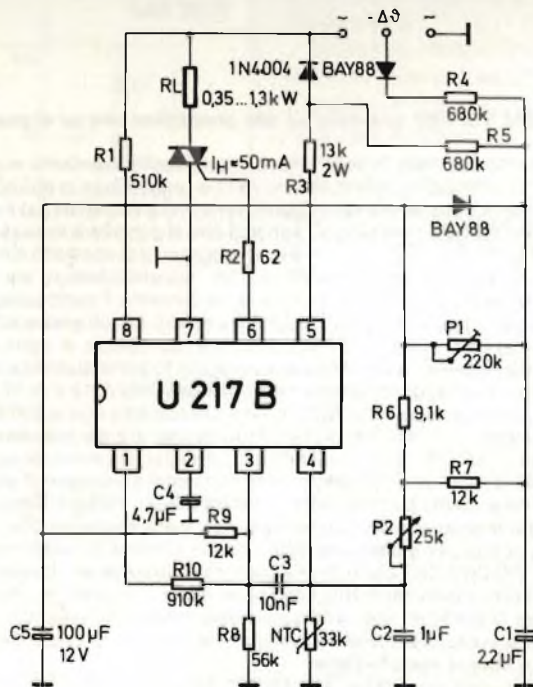


Fig. 4 - Esempio di controllo di temperatura a due punti con sovrapposto il sistema di controllo proporzionale nel tempo. (Schema originale AEG-Telefunken).

dal resistore R10 e dalla resistenza interna del partitore di tensione. La frequenza del generatore del dente di sega dipende dal condensatore C4 collegato al terminale 2. Se, per esempio, l'ingresso ΔV viene collegato tramite un timer, alla tensione di sincronizzazione, allora, se P1 è regolato per un valore superiore a zero ohm, la temperatura potrà essere ridotta, per esempio, durante la notte. Il valore di temperatura desiderato si ottiene in questo caso agendo su P1.

Un altro esempio di controllo di "due punti di temperatura" associato al sistema di "controllo proporzionale a treni d'onda" si può ottenere utilizzando il circuito integrato U 263 B1, il quale incorpora tutte le stesse funzioni presenti nell'integrato U 217B, ma dal quale differisce in quanto nel suo chip incorpora anche un sensore di temperatura. I componenti esterni vengono in questo caso ridotti al minimo. La gamma delle temperature controllate può andare da 10° a 30 °C. L'isteresi (zona morta) è ± 1 °C.

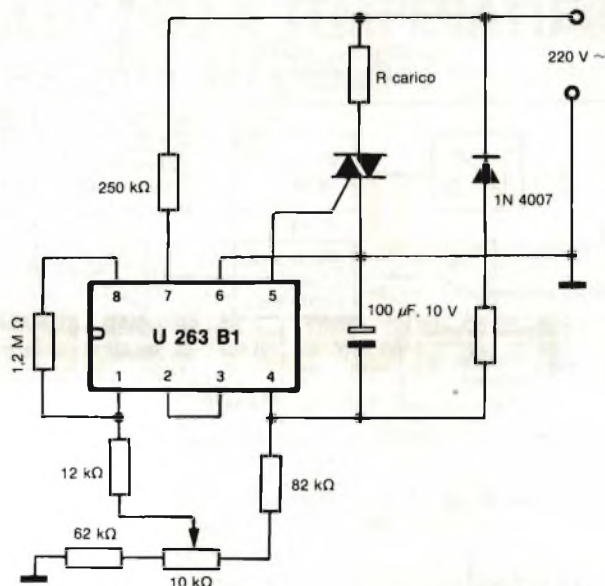


Fig. 5 - Esempio di applicazione del c.i. U 263 B1. Anche questo è un controllo di temperatura a due punti nel quale ad un certo punto (e precisamente quando ci si avvicina al valore di temperatura desiderata) entra in funzione il sistema di controllo proporzionale. Il sensore in questo caso è incorporato nel chip dell'integrato. (Schema originale AEG-Telefunken).

Bibliografia

- 1) Otto Newman - *Circuito C-MOS per controllare i motorini passo-passo. Selezione di tecniche elettroniche*, n. 4/1983, pag. 43.
- 2) Herbert Lax - *Azionamento dei motorini passo-passo mediante c.i. - Selezione di tecniche elettroniche*, n. 4/1983, pag. 82.
- 3) Redazione - *Regolazione della velocità nei motorini passo-passo - Selezione di tecniche elettroniche*, n. 4/1984, pag. 34.
- 4) Redazione - *Sistema di regolazione della temperatura proporzionale nel tempo con l'integrato TDA 1023 - Selezione di tecniche elettroniche*, n. 2/1983, pag. 31.
- 5) Redazione - *Misura della temperatura tra -28 °C e +99 °C e indicazione del valore mediante display LCD - Selezione di tecniche elettroniche*, n. 9/1983, pag. 45.
- 6) Redazione - *Sistema proporzionale di regolazione della temperatura con i c.i. U 217 B - Selezione di tecniche elettroniche*, n. 10/1983, pag. 79.

EPROM 512-Kbit una unità ad alte prestazioni che va al passo con l'industria in termini di densità e di velocità

La prima memoria di 512 Kbit, a sola lettura, cancellabile mediante raggi UV e programmabile elettricamente, è ora disponibile dalla ADVANCED MICRO DEVICES. L'EPROM Am27512 è organizzata in 65536 parole di 8 bits, ed è caratterizzata da un tempo di accesso di 250 nsec. A questo livello di densità, l'Am27512 può memorizzare due dei più noti sistemi operativi per microprocessori in un'unica unità EPROM. Questa soluzione di "Software nel silicio" significa che si può avere accesso ai dati più rapidamente e con maggior affidabilità. L'Am27512 può essere usato anche come memoria nei sofisticati programmi di controllo dei microprocessori per minicomputer. L'Am27512 è caratterizzato da un procedimento di auto-select per garantire che l'apparecchiatura sia programmata automaticamente al voltaggio di programmazione adeguato. Con la funzione di auto-select, ogni unità contiene il contrassegno di identificazione sia del fabbricante che del proprio codice. Il tempo di programmazione dell'Am27512 si riduce a soli 10 minuti grazie all'algoritmo di programmazione interattivo AMD. Per incrementare il rendimento di produzione, l'Am27512 incorpora una ridondanza di righe e di colonne.

Questa unità a bassa potenza ha una dissipazione di soli 132 mW quando è in stand-by e di 525 mW quando è attiva, riducendo così i requisiti di potenza del sistema. Il voltaggio di programmazione dell'Am27512 è di 12,5 V, ed opera con alimentazione di 5V. L'unità è disponibile in un package di 28 pin secondo standard JEDEC, ed è compatibile con le EPROM Am2764, Am27128, Am27256 e con la ROM Am92256 256 kbit dell'AMD. Con l'introduzione dell'Am27512, l'AMD lancia ora sul mercato la serie EPROM con densità variabile da 2 kbits a 512 kbits. Per eliminare problemi di contesa su bus, l'Am27512 prevede dei controlli separati di output enable e di chip enable.

L'Am27512 è disponibile in versioni commerciali con tempi di accesso di 250 nsec. e di 300 nsec. L'unità è altresì prevista con tempi di accesso di 450 nsec. nella gamma di temperature ad uso militare. Sono ora disponibili dei campioni della versione a 250 nsec., mentre la produzione in serie è programmata per la seconda metà dell'anno. Per la fine dell'anno, l'Am27512 verrà anche commercializzato in un package plastico, adatto per essere impiegato con macchine ad auto-inserimento.

L'ADVANCED MICRO DEVICES è uno dei maggiori fabbricanti di semiconduttori e produce più di 600 funzioni per circuiti integrati, ivi compresi i prodotti per microprocessori, memorie, interfacce, dispositivi analogici, telecomunicazioni. L'AMD dispone di uffici di vendita in tutto il mondo e di stabilimenti per la produzione di microprocessori, memorie, interfacce, componenti analogici, telecomunicazioni e trasmissioni dei dati nonché di prodotti a livello di schede e a livello di sistema a Sunnyvale, California; Santa Clara, California; Austin, Texas; San Antonio, Texas; Penang, Malesia e Manila nelle Filippine.

Per maggiori informazioni contattare: ADVANCED MICRO DEVICES S.r.l. Via Novara, 570 Milano

TEMPORIZZATORE PROGRAMMABILE DIGITALE DI TEMPI LUNGI

Quando un componente elettronico è in grado di risolvere elegantemente un gran numero di problemi della "vita quotidiana" è naturale che venga guardato con curiosa simpatia. Questo è avvenuto per il SAB 0529, di cui ci siamo già occupati. I maggiori chiarimenti richiesti dai lettori circa il corretto impiego ci sono stati forniti prontamente dalla ditta costruttrice e noi ci affrettiamo a presentarli in questo articolo.

Bernard Swager - Siemens S.p.A.

Ritorniamo a parlare di questo circuito integrato a causa del notevole interesse che esso ha suscitato, e poichè la ditta costruttrice (Siemens) ci ha trasmesso ulteriori informazioni al riguardo. Questa stessa società ci ha inoltre informato che le precisazioni che presentiamo in questo articolo non sono le ultime. A queste infatti faranno seguito esempi applicativi.

Perchè tanto interesse per questo integrato?

Vediamo a che cosa serve e cosa si può realizzare con esso e ci renderemo conto del perchè del crescente interesse che esso ha destato (2).

Innanzitutto, il SAB0529 può essere impiegato come *programmatore* nei tostapane, nelle macchine per il caffè, nei macina-caffè, negli asciugacapelli, asciugamani, negli umidificatori dell'aria, nelle cappe aspiranti ecc.

Nelle abitazioni può essere utilizzato come *contaminuti* nei sistemi di illuminazione delle scale, degli ascensori e dei giardini; per la valutazione del tempo di illuminazione di lampade per ultravioletti o infrarossi (abbronzatura e cure mediche), per la ventilazione delle stanze da bagno e delle toilette ecc. Co-

me contatempo può essere impiegato nei laboratori fotografici, negli automatismi in genere e nei proiettori di diapositive.

Infine *in campo industriale*, il SAB 0529 può essere impiegato per la temporizzazione delle lavorazioni e dei processi più svariati, per sistemi di preriscaldamento dei materiali, ecc.

Riassumiamo in breve le caratteristiche del SAB 0529 (1):

- può essere alimentato direttamente con la tensione di rete oppure con tensione continua;
- come base dei tempi viene utilizzata la frequenza della rete a 50 Hz;
- può comandare direttamente un triac o un relé.
- il pilotaggio del triac è diretto ed è sincronizzato in tensione nel caso di carichi ohmici, e in corrente nel caso di carichi induttivi o capacitivi.
- la corrente di uscita continuativa massima è 100 mA e può essere utilizzata per il comando di un relé.
- i campi di temporizzazione sono otto, in parte sovrapposti, programmabili per una durata che può andare da 1 s a 31,5 h. (a 50 Hz);
- i metodi di funzionamento sono due, entrambi retriggerabili (vedi figg. 2 e

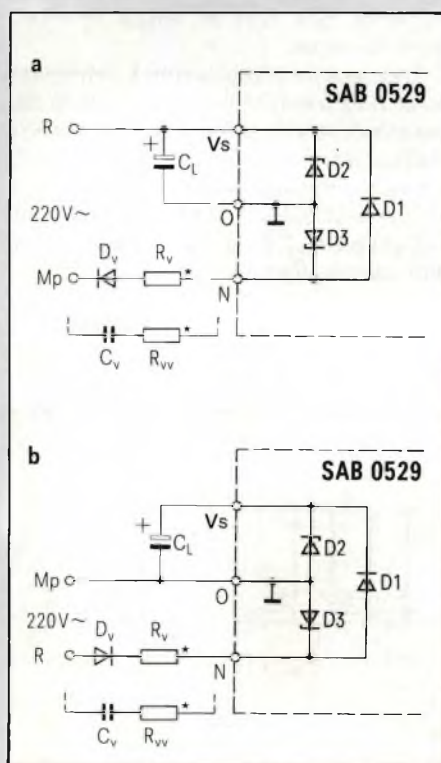


Fig. 1 - Sistema di alimentazione del timer mediante tensione di rete. a = fase della rete (R) applicata a Vs; b = neutro della rete (MP) collegato alla massa dell'integrato.

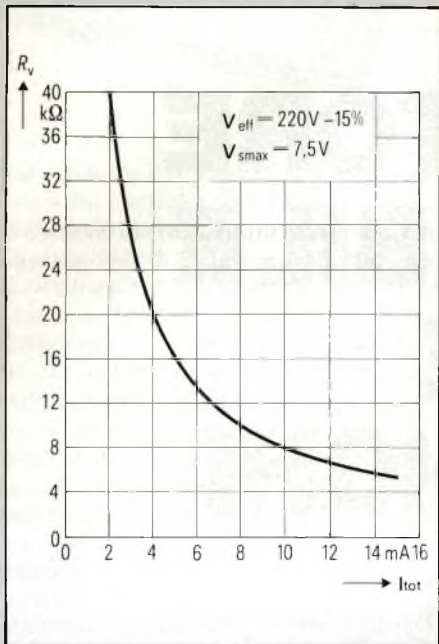


Fig. 2 - Grafico da utilizzare per il dimensionamento del resistore in serie alla rete R_v .

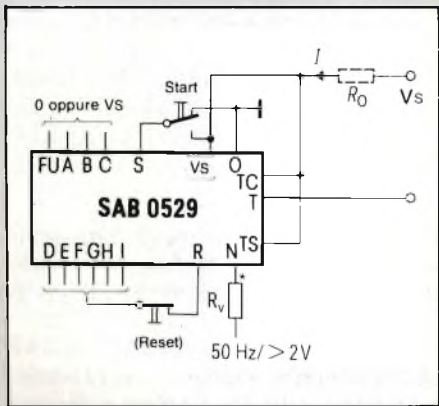


Fig. 3 - Alimentazione del SAB0529 mediante tensione continua. Per $V_{ss} > 10 V$ vale: $R_0 = (V_{ss} - V_s) / I_{s \max}$.

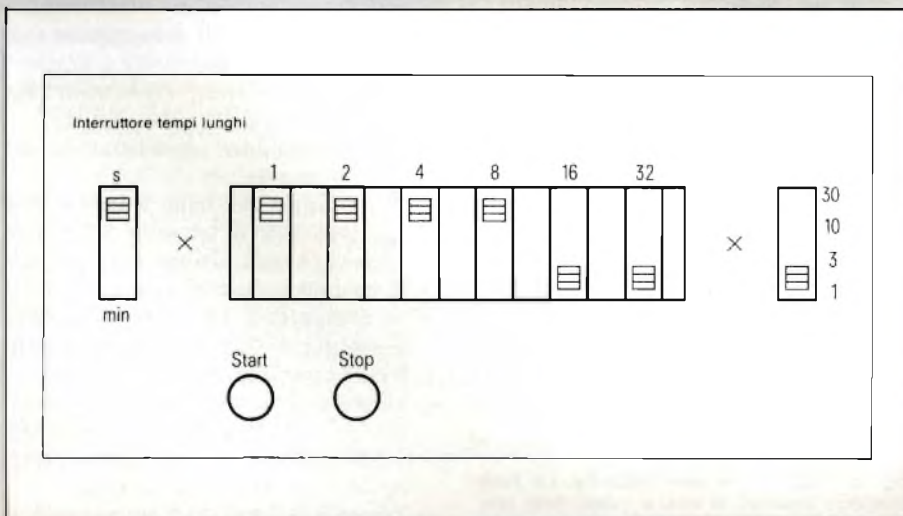


Fig. 4 - Messa a punto dei tempi mediante interruttori binari.

3 pag. 11 - Selezione N. 1/1984);
 - a richiesta del cliente, e se i quantitativi di integrati ordinati sono notevoli, è possibile avere temporizzazioni con durate diverse da quelle standard.

Per completare quanto detto nell'articolo precedente (1) si tenga presente che l'inizio della temporizzazione potrà aver luogo soltanto quando la tensione di alimentazione avrà raggiunto il valore di 4,5 V. Prima di questo raggiungimento, l'ingresso start S dovrà trovarsi a potenziale zero; ciò allo scopo di mettere in condizione il flip-flop interno di proteggere dai disturbi l'impulso di start (3).

Applicazione-base e funzionamento

Alimentazione in corrente

La figura 1 riporta il normale sistema di alimentazione del timer da parte della rete, e viene utilizzato quando l'integrato pilota un triac. In questo caso, la fase della rete va applicata su V_s . Nella figura 1b, la terra della rete o neutro (MP) viene collegata alla massa del circuito. In questo caso, la tensione di alimentazione dell'integrato subisce un calo dovuto alla caduta di tensione diretta ai capi del diodo D1.

Per il dimensionamento del resistore in serie alla rete si tenga presente quanto segue.

La corrente complessiva I_{tot} circolante in R_v è formata dalla corrente di alimentazione dell'integrato ($\leq 2,5 \text{ mA}$) e dalla corrente di uscita I_A (nel caso di comando di un triac è la media aritmetica dell'impulso della corrente di uscita). Il valore di R_v si calcola molto semplicemente così:



Fig. 5 - Codifica BCD e esadecimale.

$$R_v \approx \frac{0,45 V_{\text{eff min}} - 0,5 V_{\text{smax}}}{I_{\text{tot}}}$$

Il valore di R_v può anche essere calcolato ricorrendo al grafico di figura 2 nella quale R_v è espresso in funzione della corrente complessiva I_{tot} , e la tensione della rete è 220 V.

Compito del condensatore C_l è spianare le semionde della rete prodotte da raddrizzamento. Il suo valore si calcola così:

$$C_l \geq \frac{I_{\text{tot}} \cdot t_s}{\Delta V_s}$$

$I_{\text{tot}} = I_s + I_A$,
 $V_s =$ alternata residua $\leq 0,5 V_{pp}$
 $t_s =$ tempo di scarica (dipendente da V_{eff}).

Con tensioni sinusoidali alternate a 50 Hz e $V_{\text{eff}} \geq 24 V$, il tempo di scarica è $\leq 13 \text{ ms}$.

Qualora occorresse compensare brevi interruzioni della tensione di rete bisognerebbe aumentare il valore di C_l (per esempio, portarlo a circa 1000 μF).

per una interruzione della rete della durata di circa 2 s).

Qualora su R_v si avesse una eccessiva dissipazione, converrebbe ricorrere ad una alimentazione in corrente attuata tramite capacità come appunto indicato in figura 1. Il dimensionamento di questa capacità alla frequenza di 50 Hz, si effettua così:

$$C_v \approx \frac{3,5}{R_v}$$

nella quale C_v è espressa in μF e R_v in $k\Omega$.

Per limitare la corrente di spunto, e di conseguenza proteggere l'integrato, il resistore R_{vv} dovrebbe essere superiore o uguale a $0,2 \times R_v$.

La figura 3 indica un sistema di alimentazione in continua a 5 V oppure superiore a 10 V.

Programmazione del tempo

La messa a punto delle varie temporizzazioni (terminali da A a I dell'integrato) può essere effettuata in varie maniere.

In figura 4 è riportato un sistema di programmazione realizzato ricorrendo ad interruttori binari. Collegando opportunamente gli ingressi di programmazione da D fino a I tramite un interruttore codifica 10 (codice BCD) oppure codifica 16 (codice esadecimale) è possibile fissare la durata delle varie temporizzazioni.

La figura 5 riporta le combinazioni possibili. I valori indicati dovranno essere moltiplicati per il tempo-base. La figura indica anche la codifica realizzata con un interruttore BCD.

La figura 6 mostra un interruttore di codifica a 22 posizioni realizzato sul rame di una piastra di circuito stampato. Con questo interruttore di codifica è possibile fissare valori di temporizzazioni la cui durata può andare da 30 s fino a 4 min, in "passi" di 10 s. La scelta dei "passi" dei tempi come pure il numero delle posizioni possono essere adattati, entro un tempo-base, alla particolare applicazione.

Qualora con la versione-base del SAB 0529 si dovessero realizzare tempi differenti (e cioè, oltre i tempi-base) ser-

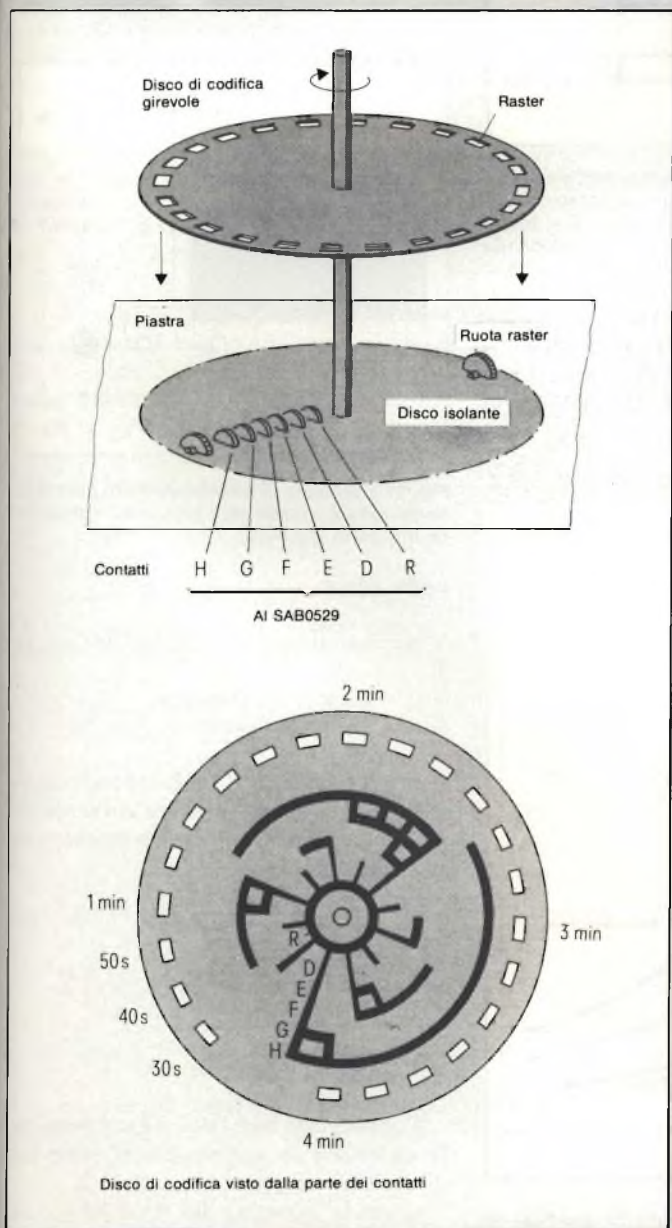


Fig. 6 - Esempio di interruttore di codifica realizzato su piastra di circuito stampato.

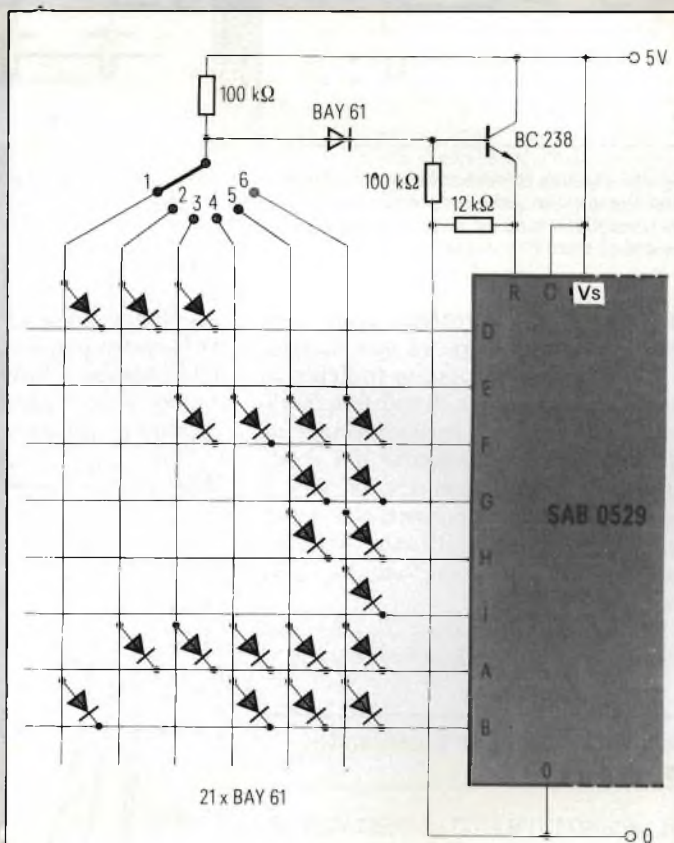


Tabella codifica

Posizione interruttore	Tempo	D	E	F	G	H	I	A	B	C
1	30 s	X							X	X
2	3 min	X						X		X
3	15 min	X		X				X		X
4	2 h			X				X	X	X
5	14 h			X	X	X		X	X	X
6	30 h			X	X	X	X	X	X	X

Fig. 7 - Selezione dei tempi mediante matrice di codifica.

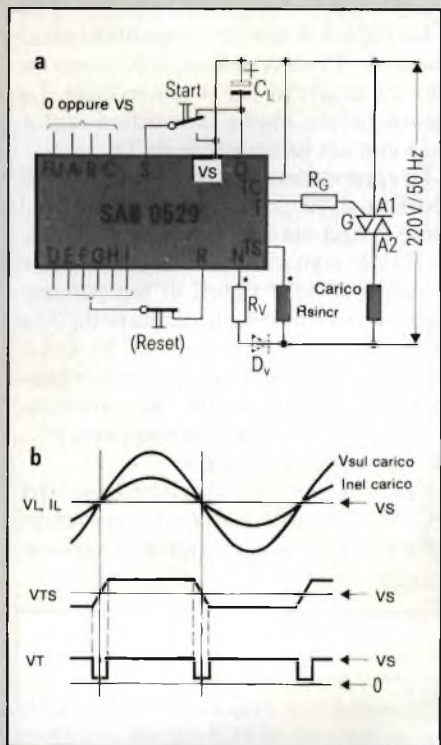


Fig. 8 - Sistema di sincronizzazione mediante tensione. a = circuito previsto nel caso di carichi ohmici; b = forme d'onda caratteristiche di questo circuito (TC collegato a Vs).

vendosi di un interruttore a gradini, converrebbe ricorrere ad una matrice di codifica, come appunto indicato in figura 7. Una tabella di codifica faciliterà, in questo caso, la determinazione dei punti di collegamento dei diodi. Questa matrice di codifica esterna, a causa dei molti componenti che richiede, potrà essere utilizzata soltanto quando i sistemi da realizzare non sono molti.

Per grandi produzioni di serie converrà ricorrere alla matrice interna.

Circuiti d'uscita per il comando del triac

I terminali TS e TC servono a stabilire il modo di funzionamento scelto, e cioè *sincronizzazione in tensione*, *sincronizzazione in corrente* oppure *comando continuativo*.

Nel caso di funzionamento con carichi ohmici (figura 8), conviene ricorrere al sistema di sincronizzazione in tensione, nel qual caso TC andrà collegato a Vs. L'uscita T è collegata con l'interruttore per il passaggio per lo zero tramite un monostabile interno. T condurrà quando

$$V_s - 1,3 V \leq V_{TS} \leq V_s + 1,3 V$$

Si osservino in proposito i diagram-

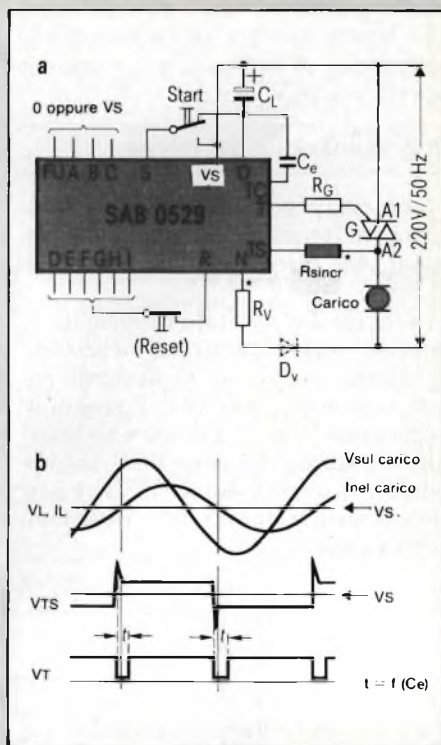


Fig. 9 - Sistema di sincronizzazione mediante corrente; a = circuito previsto nel caso di carichi, induttivi, capacitivi e ohmici; b = forme d'onda caratteristiche di questo circuito (Cc collegata a TC).

mi degli impulsi di figura 8b. Il resistore \$R_{sincr}\$ serve a determinare la durata \$t_z\$ dell'impulso d'innesco del triac. Il suo valore viene calcolato ricorrendo alla seguente uguaglianza:

$$R_{sincr} \geq \frac{V_{eff\ min} \cdot I_{H\ max} / P_{L\ min} - 1,3 V}{I_{TS\ min}}$$

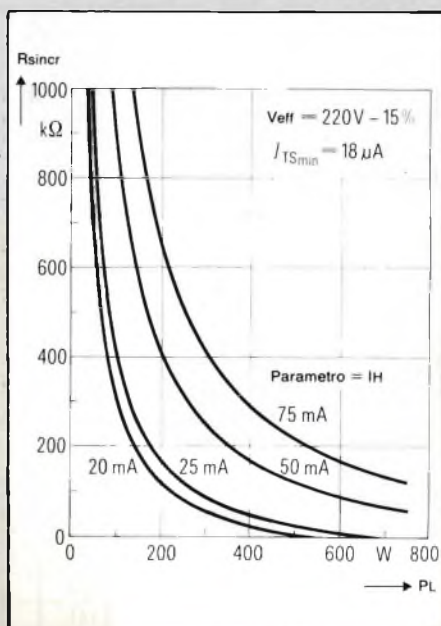


Fig. 10 - Resistore di sincronizzazione \$R_{sincr}\$. In funzione del carico \$P_L\$ con la corrente di mantenimento \$I_H\$ data come parametro.

nella quale

$$I_{TS} = 18 \mu A$$

\$I_{H\ max}\$ = massima corrente di mantenimento del triac

\$P_{L\ min}\$ = potenza minima dell'utilizzatore

$$V_{eff\ min} = V_{eff} - 15\%$$

Nella figura 9 si può vedere come varia il valore di \$R_{sincr}\$ al variare del carico (\$P_L\$); come parametro serve la corrente di mantenimento (\$I_H\$) del triac. Il resistore \$R_G\$ serve a "regolare" il valore della corrente (\$I_G\$) dell'impulso d'innesco del triac.

Il dimensionamento di \$R_G\$ si ottiene ricorrendo alla seguente uguaglianza:

$$R_G \leq \frac{V_{S\ min} - V_{TO\ max} - V_{GT\ max}}{I_{GT\ max}}$$

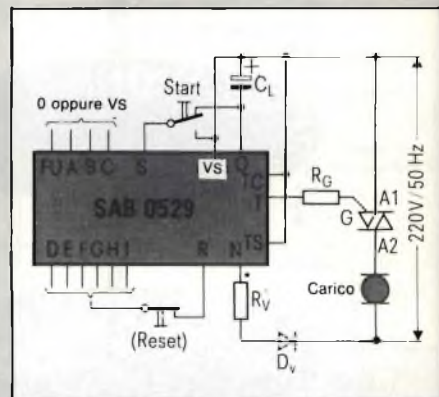


Fig. 11 - Sistema di azionamento di carichi di varia natura, realizzato mediante comando continuativo del triac.

nella quale

\$V_{TO}\$ = tensione ondulazione dell'uscita T

\$V_{GT}\$ = tensione d'innesco

\$I_{GT}\$ = corrente d'innesco

Per il calcolo di \$R_V\$ occorre conoscere la *media aritmetica* della corrente di uscita \$I_A\$. Questa si calcola ricorrendo alla seguente espressione:

$$I_A \approx 2I_{GT\ max}$$

$$\approx 2I_{GT\ max} \frac{R_{sincr\ max} \cdot I_{TS\ max} + 1,3 V}{V_{eff\ min} \sqrt{2} \cdot \pi}$$

nella quale \$I_{TS\ min} = 81 \mu A\$.

Conoscendo \$I_A + I_{S\ max} = I_{tot}\$, è possibile calcolare la resistenza in serie \$R_V\$ ricorrendo al grafico di figura 2.

Quando il carico del triac non è di natura ohmica occorre ricorrere al sistema di sincronizzazione in corrente,

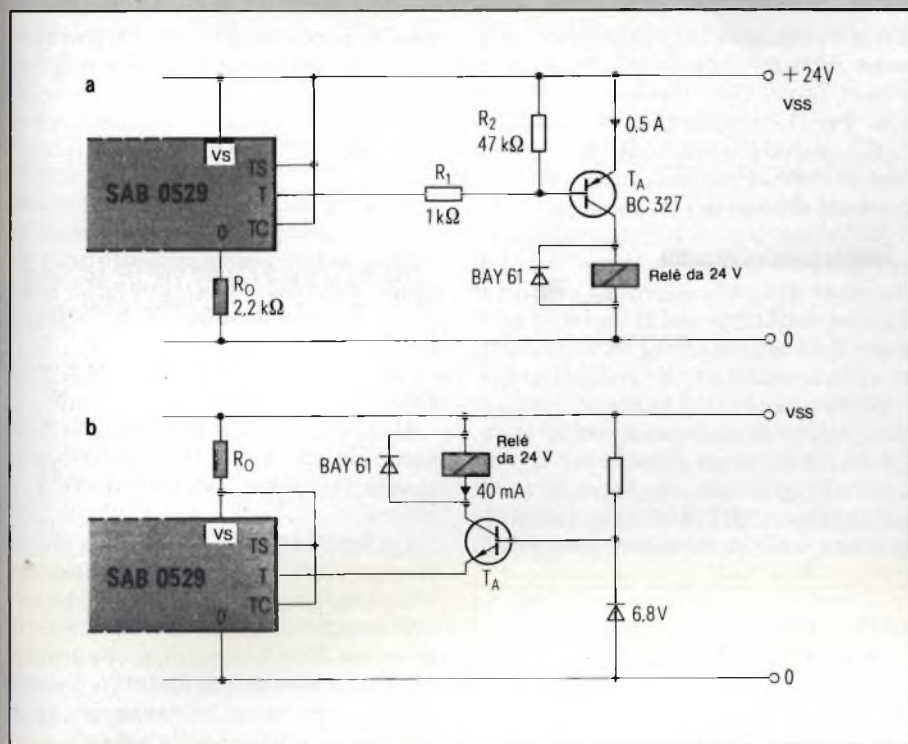


Fig. 12 - Timer per tempi lunghi dove per il comando del relè viene utilizzato un transistor bipolare. a = "massa" calda del timer; b = massa del timer collegata alla massa del circuito.

e il terminale TC dovrà allora essere collegato a 0 tramite il condensatore C_e . L'uscita T viene collegata all'interruttore del passaggio per lo zero tramite un monostabile interno. L'uscita T fornirà un impulso di corrente determinato dal condensatore C_e tutte le volte che $V_{TS} < V_s - 1,3 V$ oppure $V_{TS} > V_s + 1,3 V$ (vedi diagrammi degli impulsi in figura 10b).

La capacità C_e e la durata dell'impulso d'innescò (t_z) vengono calcolate ricorrendo alle uguaglianze

$$C_e \approx \frac{20 \mu A \cdot t_{z \max}}{0,9 V}$$

$$t_z \geq \frac{I_{H \max} \cdot V_{\text{eff} \max}}{P_{L \min} \cdot \sqrt{T} \cdot \pi \cdot f}$$

Per cui, conoscendo la media aritmetica della corrente d'uscita

$$I_A \approx \frac{L \cdot I_{GT \max}}{T} \cdot \frac{C_e \cdot 0,9 V}{20 \mu A}$$

(nella quale $T = \frac{1}{f_{\text{rete}}}$)

e la $I_{S \max}$, sarà possibile, ricorrendo al grafico di figura 2, calcolare il valore del resistore in serie R_v .

Per calcolare il resistore di gate si usa la stessa procedura alla quale si è ricorsi nel caso di sincronizzazione mediante tensione.

Per il calcolo di R_{siner} si utilizza l'espressione

$$\frac{V_{\text{trigger}} - 1,3 V}{I_{TS \max}} \geq R_{\text{siner}} \geq \frac{V_T - 1,3 V}{I_{TS \min}}$$

nella quale

V_T = massima caduta di tensione ai capi del triac in conduzione

V_{trigger} = possibilmente $\leq 20 V$

$I_{TS \max} = 81 \mu A$

$I_{TS \min} = 18 \mu A$

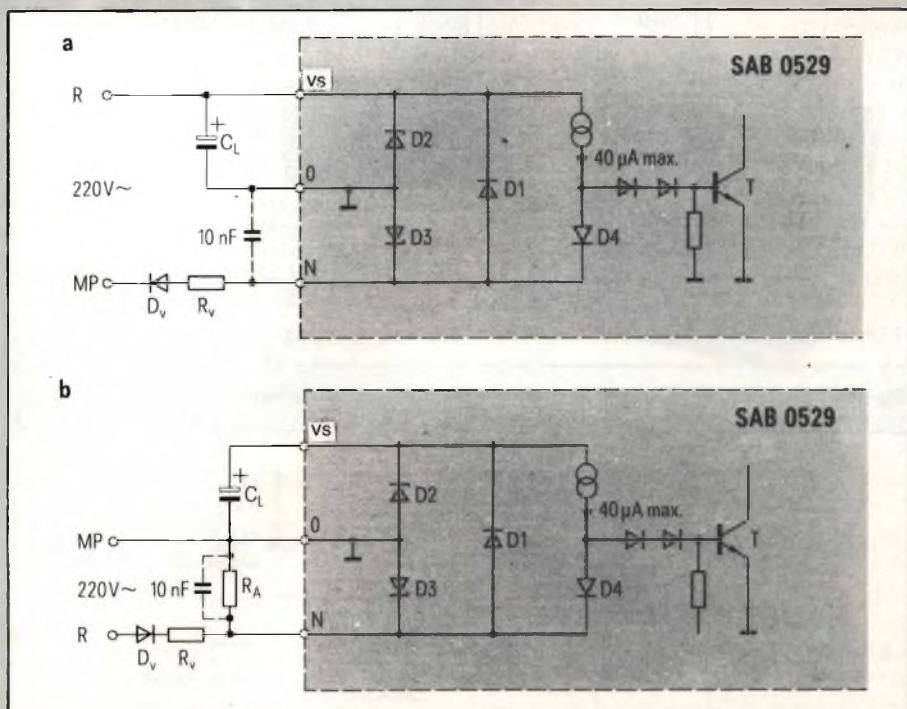


Fig. 14 - Struttura dei circuiti interni relativi all'ingresso N. a = base dei tempi ottenuta con R (fase) applicata a V_s . b = base dei tempi ottenuta con MP (neutro o terra) collegato alla massa del timer.

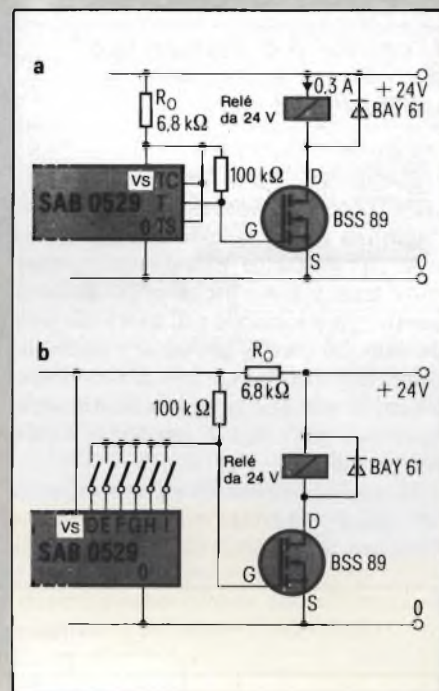


Fig. 13 - Timer per tempi lunghi dove per il comando del relè viene utilizzato un transistor FET/MOS (SIPMOS). a = T utilizzato come uscita; terminali da D a I, utilizzati come uscita.

Azionamento di qualsiasi tipo di carico mediante comando continuato del triac

Collegando TC e TS a V_s , l'uscita dell'integrato condurrà, una volta dato l'impulso start. Questo collegamento vale per qualsiasi tipo di carico, dato che il triac viene pilotato in modo continuativo; con il sistema di comando continuato del triac (figura 11) è possibile commutare anche carichi di piccola potenza, ed è anche possibile sostituire il triac con altri tipi di carichi (un relè, per esempio).

Quando come carico viene impiegato un relè, comandato da un transistor bipolare alimentato da una tensione

$V_{ss} > V_s$ bisognerà che la massima tensione d'uscita dello stadio finale non superi 7,5 V. Ciò è indicato in figura 12a. Per il corretto dimensionamento di R_o occorrerà tenere in debito conto la corrente assorbita dall'integrato e la corrente di base del transistor.

Nella figura 12b, la massa del timer è collegata alla massa del circuito. Il diodo zener da 6,8 V serve a proteggere l'uscita dell'integrato. Il tipo di transistor T da impiegare dipende dal valore della tensione di alimentazione V_{ss} .

Nella figura 13a il relè viene comandato mediante un transistor SIPMOS. La massa del timer e quella del circuito sono collegate assieme. Siccome per il pilotaggio del SIPMOS non si richiede potenza, esso potrà essere comandato

anche da uno dei terminali di programmazione dell'integrato, come appunto indicato in figura 13b.

Circuito della base dei tempi

La base dei tempi del sistema è data dalla frequenza della tensione della rete (50 Hz). Essa verrà pertanto ricavata dalla rete a 220 V che tramite R_v , verrà iniettata nel terminale N dell'integrato.

La figura 14 illustra la struttura interna del circuito che fa capo a N.

Quando la tensione presente su N diventa inferiore a 1,2 V (riferiti alla massa del timer), il transistor T si blocca.

La tensione ad onda quadra che ne risulta viene utilizzata, come base dei tempi, dalla catena dei divisori interni dell'integrato. Un condensatore collegato tra N e 0 servirà a sopprimere eventuali tensioni di disturbo presenti in corrispondenza del passaggio per lo zero della tensione della rete.

Se la fase della rete (più semplicemente, il + della rete) viene collegata sul terminale V_s del timer (e questo è ciò che avviene di solito in pratica), la sorgente a corrente costante interna farà circolare una certa corrente attraverso D_4 , il terminale N, il resistore R_v e il diodo D_v fino al punto di terra della rete (neutro MP), per cui, durante la semionda negativa della rete, il transistor T risulterà bloccato.

Se invece, il neutro della rete (MP) venisse collegato al terminale di massa dell'integrato (come appunto indicato nella figura 14b), occorrerebbe inserire il resistore-derivatore R_A , per il semplice fatto che il diodo D_v bloccherebbe la corrente proveniente dalla sorgente a corrente costante. Il dimensionamento di R_A è dato da

$$R_A \leq \frac{1,2 \text{ V}}{40 \mu\text{A}} \leq 30 \text{ k}\Omega$$

Qualora con questa strutturazione circuitale dovessero essere collegati in parallelo gli ingressi N di due timer, il valore di R_A dovrebbe essere dimezzato e portato a circa 15 k Ω .

Qualora il timer dovesse essere alimentato in continua, la base dei tempi del sistema si otterrebbe collegando il terminale N dell'integrato al secondario del trasformatore, (figura 15). In questo caso, il diodo D_s impedirebbe che, in presenza delle semionde positive della rete, la tensione sul terminale V_s subisse un aumento.

Il condensatore C_s fa in modo che, eventuali picchi di tensione, prodotti

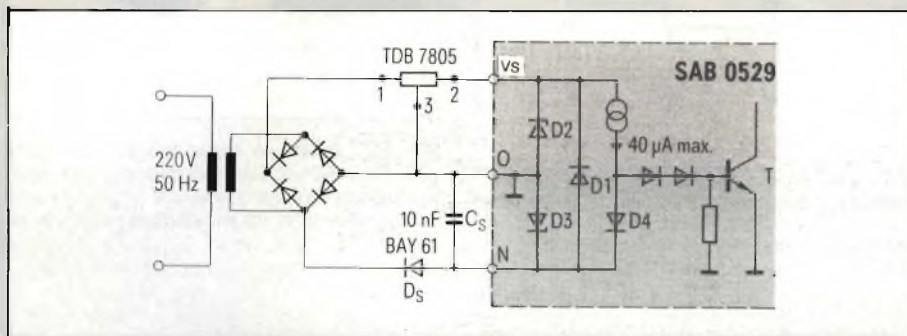


Fig. 15 - Realizzazione della base dei tempi di 50 Hz quando il timer è alimentato in continua.

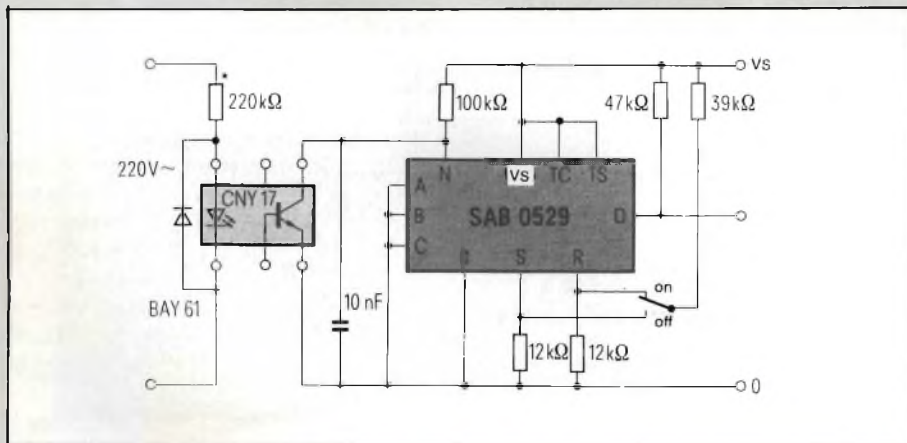


Fig. 16 - Timer per tempi lunghi azionato mediante fotoaccoppiatore.

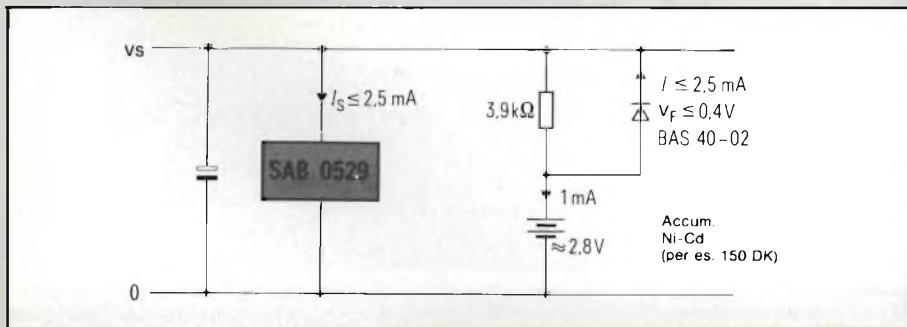


Fig. 17 - Memorizzazione degli stati logici dell'integrato mediante batteria al NiCd nel caso in cui dovesse venire a mancare la rete.

dalla corrente del ponte, non possano raggiungere la catena dei divisori interni dell'integrato.

L'utilizzo di un fotoaccoppiatore permette di realizzare una base dei tempi separata dalla tensione di rete 220 V/50 Hz. Quando il transistor del fotoaccoppiatore si trova in conduzione (e ciò avviene in corrispondenza della semionda positiva della rete), sul terminale N dell'integrato avremo una tensione inferiore a 1,2 V.

Sul terminale N è possibile applicare anche altri valori di base dei tempi. Questi possono arrivare fino a circa 5 kHz. La soglia di trigger si trova a circa 1,2 V (sempre naturalmente riferiti alla massa del timer).

Memorizzazione degli stati logici in caso di "caduta" della rete

Il condensatore C_L (figura 1) non è in grado di "tamponare" cadute di rete con durata superiore a 10 s, e pertanto si consiglia di inserire due accumulatori al nichel-cadmio collegati in serie (figura 17), che verranno caricati in modo continuativo con una corrente di 1 mA. Se la rete viene a mancare, è l'accumulatore che provvederà ad alimentare

l'integrato tramite il diodo Schottky, per cui gli stati logici potranno essere conservati. La logica dell'integrato funziona fino a che $V_s \geq 2$ V; lo stadio finale si interrompe quando $V_s < 3$ V. I due accumulatori-serie suddetti sono in grado di sopperire, a temperatura ambiente, cadute di rete della durata di 60 ore. Se la temperatura dovesse assumere valori più elevati di quelli normali si deve tener presente che gli accumulatori al NiCd sono sensibili a questi aumenti.

Per impedire che impulsi spuri possano raggiungere la catena dei contatti si consiglia di collegare tra il terminale N e massa, un condensatore in maniera che $t = R_v \cdot C < 1$ ms.

Il condensatore di carica C_L deve essere montato direttamente sui terminali dell'integrato (dal terminale 18 fino a 1). I terminali di programmazione (da

D a I) non utilizzati devono essere collegati a massa. Per eliminare irradiazione di disturbi, occorre effettuare terminali più corti possibile. Resettamenti e partenze false del timer potranno essere eliminati bloccando verso massa gli ingressi R o S con condensatori da 1 nF, per esempio.

Protezione dell'integrato

Per proteggere l'integrato da sovratensioni di rete (che possono arrivare fino a 3000 V) conviene che i resistori, contrassegnati nello schema con un asterisco, siano tipi per alte tensioni. Anche il triac potrebbe essere protetto, per esempio, mediante un varistore (il tipo SO5K250 per esempio).

In un prossimo numero della rivista descriveremo alcune significative applicazioni del timer SAB 0529.

Bibliografia

- 1) Bernard Swager - SAB 0529, Timer digitale programmabile. - SELEZIONE di tecniche elettroniche N. 2/1984, pag. 10.
- 2) Due applicazioni del timer SAB 0529 - SELEZIONE di tecniche elettroniche N. 2/1984, pag. 73.
- 3) Handbook Siemens 1982/83 - Circuiti integrati per impieghi industriali da pag. 283 a pag. 299.

REALIZZATE I VOSTRI CIRCUITI STAMPATI IN FOTOINCISIONE



- MOD. DF 2080
- BROMOGRAFO A DOPPIA FACCIA CON POMPA A VUOTO INCORPORATA
 - DIMENSIONI: 635 x 600 x 290 mm
 - TELAIO DI ESPOSIZIONE SCORREVOLE A CASSETTO
 - SUPERFICIE DI ESPOSIZIONE 500 x 375 mm
 - POSSIBILITA' DI FUNZIONAMENTO COME BROMOGRAFO AD UNA FACCIA
 - SISTEMA DI PRESSIONE DEL DISEGNO SULLA PIASTRA CON POMPA A VUOTO

- kit per la realizzazione dei c.s. in fotoincisione
- fotoresist positivi e negativi
- sviluppi
- acidi per incisione
- fogli di acetato
- piastre presensibilizzate positive e neg.
- piastre ramate vari spessori
- pellicole positive e negative
- prodotti 3M e KODAK
- nastri e trasferibili per c.s.
- bacinelle
- punte in carburo di tungsteno per c.s.
- materiale vario per c.s.
- bromografi
- macchine per incisione
- stagnatrici per c.s.
- saldatori
- dissaldatori
- fornetti per essiccazione
- trapani per c.s.
- cesoie e taglierine
- tavoli e prodotti per serigrafia
- cancellatori eprom



- MOD. TR 1000
- DIMENSIONI ESTERNE: 340 x 460 x 120 mm
 - SUPERFICIE UTILE DI ESPOSIZIONE: 400 x 250 mm
 - TIMER ELETTRONICO REGOLABILE DA 0 A 5 MIN.
 - QUATTRO TUBI U.V. DA 15 W
 - SISTEMA DI PRESSIONE A CUSCINO MORBIDO IN NEOPRENE
 - NESSUNA MANUTENZIONE
 - NESSUN CONTATTO VISIVO TRA L'OPERATORE ED I TUBI ACCESI

VENDITE ANCHE PER CORRISPONDENZA CON PAGAMENTO: ANTICIPATO CON IMBALLAGGIO GRATIS CONTRASSEGNO CON ACCONTO ALL'ORDINE L. 20.000 + L. 4.000 PER IMBALLO SPEDIZIONI CON PORTO ASSEGNATO

EUROCIRCUITI snc - VIA F. MANGONE 2
M.M. STAZ. SANT'AGOSTINO - TEL. 02/8321884
MILANO

Per informazioni indicare Rif. P 17 sul tagliando

ALIMENTATORE SWITCHING A PIU' USCITE

Viene presentato il progetto di un alimentatore stabilizzato a commutazione con 5 valori di tensione di uscita. La corrente massima fornibile all'uscita è 7 A. Come transistore-interruttore viene utilizzato il SIPMOS BUZ50B; come convertitore è stato adottato il tipo forward.

Alfred Hauenstein e Sven Föhring, Siemens S.p.A.

Capita molto spesso che un'apparecchiatura richieda differenti valori di tensione di alimentazione stabilizzata. Una soluzione abbastanza economica a questa esigenza può essere offerta da un alimentatore stabilizzato a commutazione nel quale come convertitore viene utilizzato il tipo *forward*. Realizzare un alimentatore stabilizzato basato su questo tipo di convertitore è molto più facile che con altri tipi di convertitori.

Un alimentatore siffatto dà però buoni risultati soltanto se le correnti di uscita non sono troppo elevate. Nel progetto presentato la corrente d'uscita non può superare i 7 A.

Principio di funzionamento

Lo schema dell'alimentatore è illustrato in *figura 1*. La tensione della rete viene raddrizzata e applicata al transistore-interruttore (un SIPMOS) tramite il primario del trasformatore.

Quando questo circuito viene chiuso, perchè il SIPMOS viene portato in conduzione, nel primario del trasformatore circola corrente la quale, producendo un intenso campo magnetico, farà immagazzinare al trasformatore una notevole quantità di energia elettrica.

Quando nella fase successiva il circuito del transistore-interruttore verrà aperto, questa notevole quantità di energia magnetica verrà trasformata in una tensione indotta nel secondario

(o nei secondari) del trasformatore, dove, diodi opportunamente collegati, provvederanno a raddrizzarla, e a fornire quindi la tensione (o le tensioni) d'uscita continua stabilizzata richiesta.

Sezione di potenza

Primario

La tensione alternata della rete, attraversato il filtro antidisturbo, viene raddrizzata e spianata. Come *interruttore elettronico* viene impiegato il transistore FET/MOS di potenza, BUZ50B che può sopportare tensioni fino a 1000 V, e che in questo caso viene aperto/chiuso alla velocità di 50 kHz.

Il comando del SIPMOS è effettuato tramite l'inverter CMOS 4049B il cui schema è presentato in *figura 2*. Il ciclo di utilizzazione dell'impulso di comando viene stabilito dal c.i. TDA 4718. (Il ciclo di utilizzazione o *duty cycle* indica in percentuale il tempo durante il quale il transistore-interruttore rimane chiuso, e cioè conduce). Utilizzando una sola uscita dell'integrato, il ciclo di utilizzazione massimo può arrivare fino al 50%; vale a dire, supposta t la durata del ciclo, i tempi in cui il transistore rimarrà chiuso o aperto saranno uguali, e cioè pari a $t/2$ (50%).

Un circuito formato da un diodo, un resistore e un condensatore (circuito RCD) provvede a proteggere il SIPMOS, quando non conduce, da picchi

transitori di tensione prodotti dall'induttanza dispersa del trasformatore.

Il tempo impiegato dal SIPMOS per portarsi in piena conduzione (o in completo bloccaggio), detto semplicemente *tempo di commutazione*, è inferiore a 100 ns (vedi le *figure 3b* e *3c*).

Secondario

Gli impulsi di tensione indotti nel secondario vengono raddrizzati con poche perdite ad opera di diodi Schottky BYS 26-90 e BYS 15. Una rete RC, collegata in parallelo ai diodi s'incarica di sopprimere i picchi di tensione quando il diodo è nella fase di bloccaggio. Le tensioni raddrizzate vengono spianate mediante i condensatori elettrolitici della serie B41336. Questi condensatori, avendo bassi valori di resistenza equivalente in serie e di induttanza distribuita, sono particolarmente adatti per questi circuiti ad impulsi a frequenza relativamente elevata.

Il trasformatore rappresenta il "serbatoio" di energia per tutte e cinque le uscite secondarie. Per fare in modo che questa energia venga distribuita equamente e in proporzione ai valori delle tensioni di uscita, le costanti di tempo delle varie uscite (e cioè il prodotto della capacità per la resistenza di carico) vengono dimensionate tutte sullo stesso valore.

La stabilità dei singoli valori delle tensioni di uscita dipende principalmente dalle induttanze disperse esi-

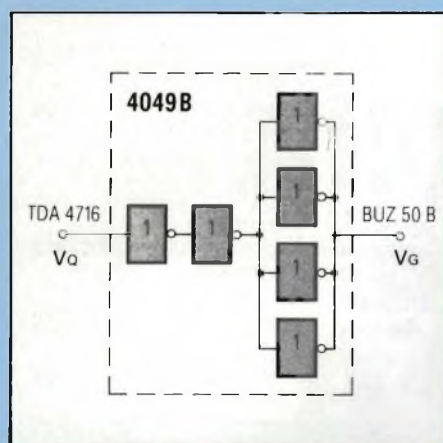


Fig. 2 - Circuito integrato che provvede ad invertire il segnale di comando in uscita dall'integrato TDA4718 prima che venga applicato sul gate del BUZ 50B.

do i necessari impulsi di pilotaggio al transistore-interruttore.

Se si vuole sincronizzare l'oscillatore dell'integrato, basterà applicare all'ingresso ISYN il segnale rettangolare con la frequenza di sincronizzazione desiderata; collegando assieme le uscite ISYN e OSYN, l'oscillatore interno oscillerà su una frequenza determinata dai valori assegnati ai componenti esterni R_T e C_T .

Sezione regolatrice

La regolazione delle tensioni di uscita dell'alimentatore (e cioè il mantenimento del valore nominale fissato indipendentemente dalle possibili variazioni della tensione d'ingresso e del carico), viene attuata dall'amplificatore operazionale standard TAA 761A alla cui alimentazione provvede direttamente la tensione di uscita V_1 . Questo amplificatore operazionale-regolatore provvede a confrontare la tensione di uscita V_1 con una tensione di riferimento, fornita dal diodo Zener da 3,0 V. La tensione-differenza viene amplificata dallo stesso operazionale.

Il fotoaccoppiatore che segue "comunica" otticamente al c.i. TDA4718 queste variazioni della tensione di uscita in modo che esso, tramite opportuno "aggiustamento" del ciclo di utilizzazione, possa ristabilire il valore nominale della tensione di uscita. Il fotoaccoppiatore utilizzato è il tipo CNY 17-2 il quale è poco sensibile alle variazioni della temperatura (basso coefficiente di temperatura) e possiede un funzionamento sicuro nel tempo. Il segnale del fotoaccoppiatore è applicato all'ingresso IKOMP dell'integrato TDA 4718.

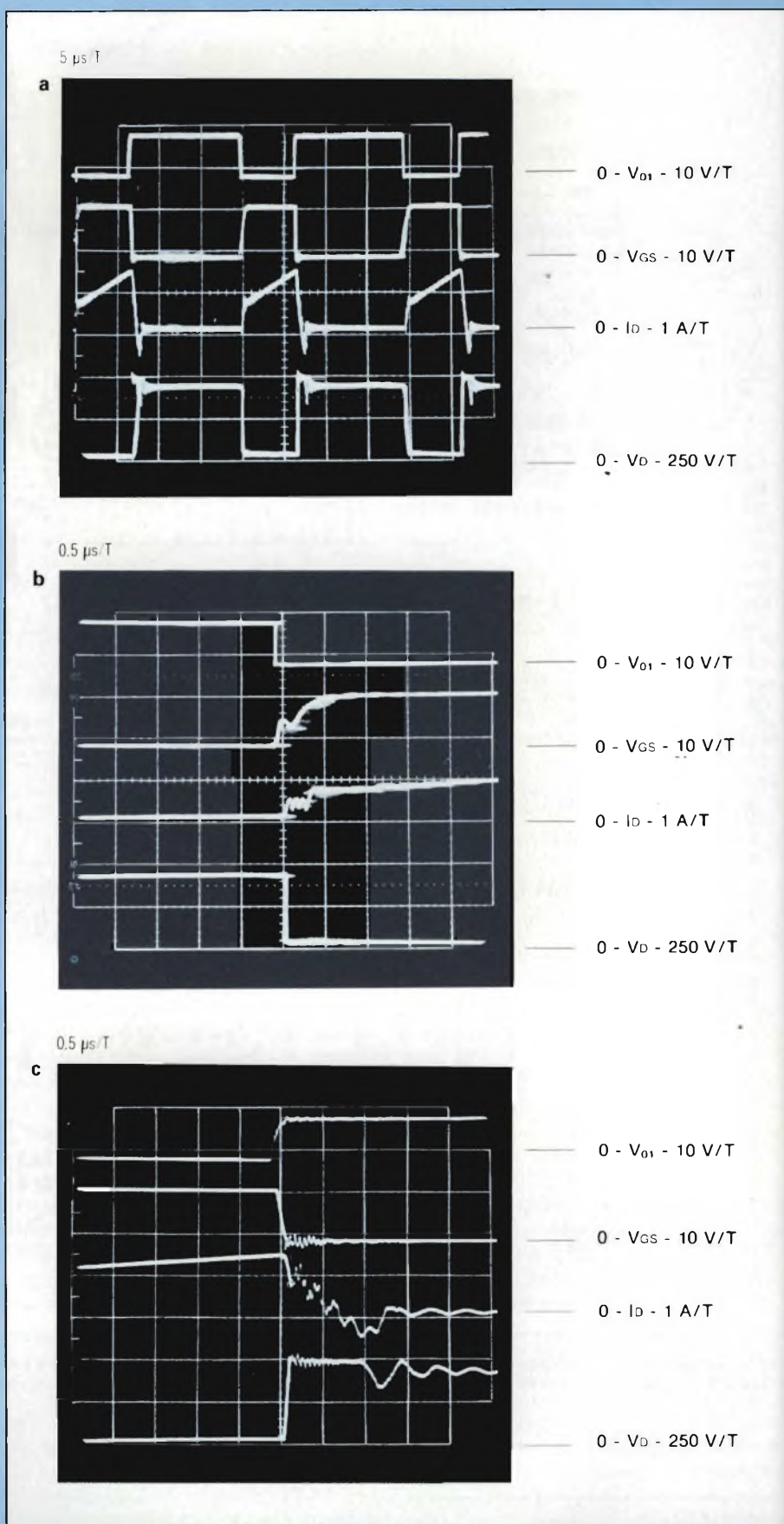


Fig. 3 - (a) Andamento del segnale di pilotaggio del transistore-interruttore, e delle relative correnti e tensioni a cui esso dà luogo. Nelle figure 3b e 3c, gli oscillogrammi sono stati espansi per evidenziare il loro reale andamento al momento in cui il transistore-interruttore viene portato in conduzione (in b), e nel momento in cui viene bloccato in (c).

L'alimentatore switching: funzionamento, vantaggi e criteri di progetto

La differenza fondamentale tra un alimentatore a commutazione (detto anche switching o SMPS = Switched-Mode-Power-Supplies) e un normale alimentatore sta nella *frequenza di lavoro*: il primo lavora infatti su frequenze dell'ordine di 50 kHz, il secondo alla frequenza di rete, e cioè a 50 o 60 Hz. Le maggiori complicazioni derivanti dal dover lavorare a queste frequenze relativamente elevate sono più che compensate dal fatto che l'alimentatore switching è più leggero, e ha dimensioni più ridotte in quanto può fare a meno del pesante e ingombrante trasformatore di rete e dei voluminosi condensatori elettrolitici di livellamento.

I differenti valori delle tensioni continue che si desidera ottenere e la loro stabilizzazione vengono realizzati nell'alimentatore switching mediante opportuno "frazionamento" (chopping) della tensione continua d'ingresso, operato da un *interruttore* (on/off) che funziona ad elevata velocità, e che nella stragrande maggioranza dei casi è costituito da un transistoro di potenza.

La tensione continua, una volta resa pressoché rettangolare dalla funzione di frazionamento, viene applicata ad un trasformatore, il quale provvederà a portarla ai livelli desiderati, effettuando nello stesso tempo un'adeguata separazione fra la tensione d'ingresso e quella di uscita del sistema.

Questo trasformatore, solitamente è avvolto su un nucleo in ferrite, e di conseguenza è molto più piccolo e più leggero, a parità di potenza, di un trasformatore di rete a 50 Hz.

La stabilizzazione (o regolazione) della tensione d'uscita si realizza variando opportunamente il ciclo di utilizzazione del transistoro-interruttore, e cioè, variando opportunamente i tempi durante i quali il transistoro-interruttore risulta chiuso (on) e aperto (off).

La maggior parte degli alimentatori switching richiedono al loro *ingresso* una tensione continua e forniscono *all'uscita* parimente una tensione continua. Ne consegue che, dovendo

partire, come di solito capita, dalla tensione alternata della rete, il convertitore dovrà essere preceduto da un opportuno circuito raddrizzatore e relativi sistemi di spianamento della tensione raddrizzata (figura 1).

I vari tipi di convertitori impiegati negli alimentatori switching

Esistono due tipi fondamentali di convertitori utilizzati negli alimentatori switching. Il loro funzionamento e le loro varianti sono ampiamente illustrate nel riferimento (7) della bibliografia.

Nel convertitore detto "forward" (figura 2), il trasferimento diretto della potenza, dall'ingresso all'uscita ha luogo durante il tempo in cui il transistoro-interruttore (S) rimane chiuso, successivamente, l'energia immagazzinata nell'induttore L (detto anche choke) viene trasferita sul carico durante il tempo in cui il transistoro-interruttore è aperto. Per poter effettuare la separazione tra circuiti d'ingresso e circuiti d'uscita, il transistoro-interruttore potrà essere accoppiato all'induttore tramite trasformatore.

Anche nel convertitore "fly-back" (figura 3) si ha immagazzinamento di energia durante il tempo in cui il transistoro-interruttore (S) rimane chiuso, e successivo trasferimento di energia sul carico quando il transistoro-interruttore è aperto. Nel caso occorra disporre di differenti valori delle tensioni continue d'uscita è possibile che le funzioni di induttore e trasformatore possano essere combinate assieme.

Il convertitore "push-pull" è essenzialmente un convertitore forward nel quale l'induttore d'uscita (o choke d'uscita) può essere pilotato da un circuito push-pull, nel quale i transistoro-interruttori possono essere collegati in varie maniere, compresa la configurazione a ponte completo, (S1, S2, S3, S4 in figura 4). Il funzionamento dopo il trasformatore è identico a

quello del convertitore forward con la differenza che in questo caso, la reale frequenza di lavoro risulta doppia rispetto alla frequenza di commutazione nominale.

Caratteristiche che devono avere il trasformatore e il choke

Due sono le condizioni in cui non deve trovarsi a lavorare il trasformatore d'uscita dell'alimentatore: primo, non deve entrare in saturazione (altrimenti il transistoro-interruttore può danneggiarsi), secondo, non deve scaldarsi troppo.

Oltre a ciò, il trasformatore (o il choke) deve essere in grado di immagazzinare abbastanza energia da fornirne all'uscita un ciclo completo in modo che l'alternata residua (ripple) sulla tensione d'uscita rimanga su bassi valori, e il sistema di stabilizzazione della tensione d'uscita possa lavorare bene.

Il fenomeno della saturazione si previene sovradimensionando il trasformatore in modo che esso possa lavorare ancora bene sia nelle peggiori condizioni di carico sia con i massimi valori della tensione d'ingresso. Nei convertitori "forward" bisogna fare in modo che alla fine di un ciclo "on", il trasformatore possa avere smaltito tutta l'energia immagazzinata. Nei convertitori "push-pull" è il grado di simmetria ottenibile in entrambi gli "interruttori" di potenza e negli avvolgimenti dei trasformatori che determina il grado di sbilanciamento ammesso.

Il surriscaldamento del trasformatore e del choke può essere evitato calcolando accuratamente la massima dissipazione ammissibile, la quale è formata alle perdite per isteresi nel nucleo, dalle perdite dovute alle correnti indotte e dalle perdite negli avvolgimenti del trasformatore e del choke.

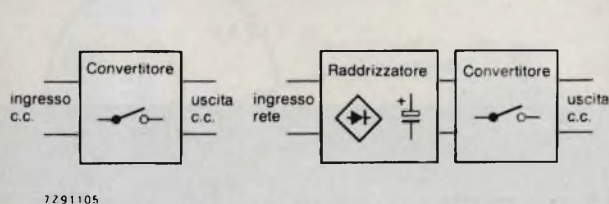


Fig. 1 - Schema a blocchi di un alimentatore switching. La parte centrale è formata da un convertitore cc/cc. Qualora l'ingresso fosse in alternata, occorrerebbe far precedere il convertitore cc/cc da un normale raddrizzatore.

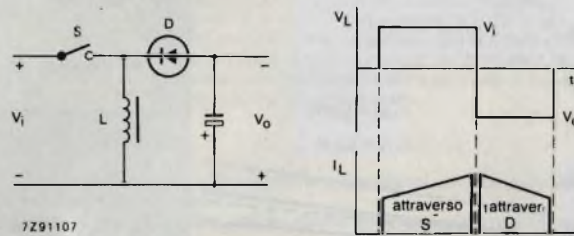


Fig. 2 - Schema semplificato di convertitore cc/cc forward. S = transistoro-interruttore. L = induttore.

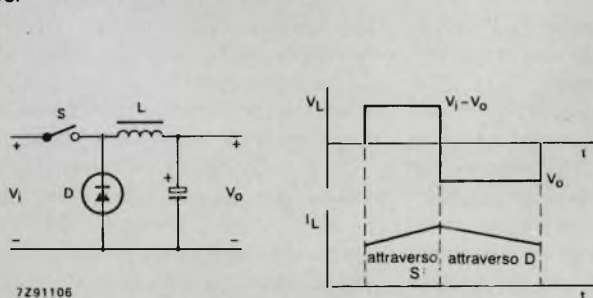


Fig. 3 - Schema semplificato di convertitore cc/cc fly-back.

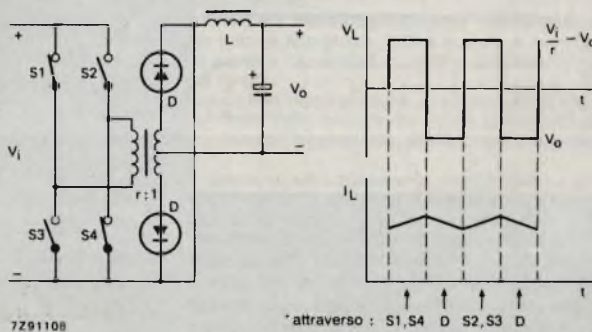


Fig. 4 - Schema semplificato di convertitore cc/cc push-pull.

Grado di stabilizzazione delle tensioni di uscita

Grazie al sistema di regolazione descritto, la tensione di uscita V_1 , non varia più di 16 mV rispetto al valore di soglia fissato. Questo valore elevato di stabilizzazione viene mantenuto entro tutto il campo delle variazioni a cui può andare soggetta sia la tensione di rete d'ingresso sia il carico (o i carichi) applicato all'uscita.

La figura 4 indica come possono variare le varie tensioni di uscita dell'alimentatore (da V_1 a V_5) al variare della corrente di uscita I_1 .

Qualora la corrente di uscita I_2 dovesse variare da 0,2 a 0,7 A, la tensione ai rispettivi morsetti varierebbe nella misura di circa il 14%. Se tutte le tensioni di uscita (ad eccezione di V_1), dovessero essere stabilizzate su un valore fisso e costante, occorrerebbe inserire a valle di ciascuna uscita un semplice regolatore di tensione del tipo serie (eventualità questa molto rara).

In caso venissero posti in cortocircuito i morsetti relativi all'uscita V_1 , avremmo una corrente con valore di 14 A. Se il cortocircuito dovesse protrarsi, occorrerebbe munire il diodo BY515 di opportuni sistemi di protezione.

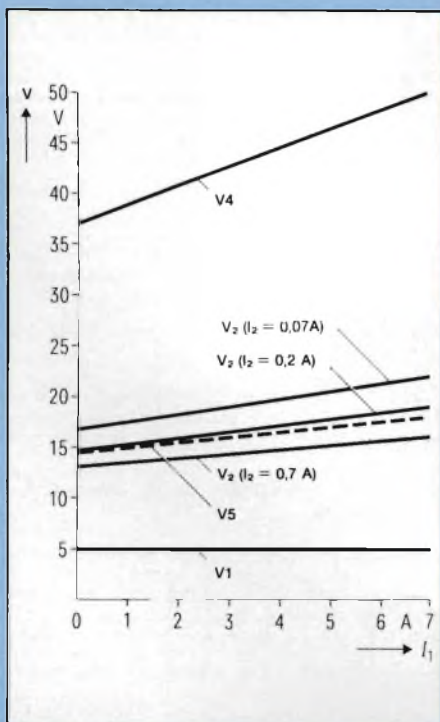


Fig. 4 - Andamento delle tensioni di uscita in funzione della corrente di uscita I_1 (l'andamento delle tensioni V_2 , V_3 , V_4 e V_5 si riferisce ai valori di corrente indicati). Si noti come soltanto la tensione di uscita V_1 risulti perfettamente stabilizzata fino ad una corrente di carico di 7 A.

Tabella 1 - Dati di funzionamento dell'alimentatore

Tensione alternata d'ingresso	V_i	= 220 V $\begin{matrix} +10\% \\ -15\% \end{matrix}$
Rendimento con carico nominale	η	$\approx 80\%$
— Tensione di uscita V_1	V_1	= + 5 V
— Corrente d'uscita nominale	I_{1nom}	= 7 A
— Alternata residua a 50 kHz sulla tensione di uscita ($I_1 = 7$ A)	ΔV_{1pp}	= 100 mV
— Stabilità per variazioni della tensione * d'ingresso ($V_i \sim$ da 187 a 242 V, alla corrente nominale)		= 0,16%
per variazione del carico ** (I_1 da 0 a 7 A, $V_1 = 20$ V, correnti nominali da I_2 a I_5)		= 0,32%
— sovraoscillazione dinamica (variazione di carico 1 \rightarrow 7 A)		= 200 mV
— Tensione d'uscita V_2 o V_3	$V_2 = V_3$	= 16 V
— Corrente d'uscita nominale	I_{2nom}	= 0,7 A
— Alternata residua da 50 kHz sulla tensione di uscita	$\Delta V_{2pp} = \Delta V_{3pp}$	= 150 mV
— Stabilità per variazioni della tensione d'ingresso ($V_i \sim$ da 187 a 242 V, alla corrente nominale)		= 6,2%
per variazione del carico ** (I_2 da 0,2 fino a 0,7 A ($V_i \sim = 220$ V, con corrente nominale))		= 14%
— Tensione di uscita V_5	V_5	= + 18 V
— Correnti d'uscita nominale	I_{5nom}	= 1,2 A
— Alternata residua a 50 kHz sulla tensione di uscita (alla corrente nominale)	ΔV_{5pp}	= 150 mV
— Stabilità per variazione della tensione d'ingresso * ($V_i \sim$ da 187 a 242 V, con corrente nominale)		= 8,8%
per variazione nel carico ** (I_5 da 0,5 a 1,2 A ($I_1 = 220$ V, con corrente nominale))		= 15%
Resistenza termica del radiatore per il BUZ 50 B	R_{tk}	$\leq 8 \frac{K}{W}$
per il BY5 15	R_{tk}	$\leq 6 \frac{K}{W}$
* Stabilità	$\frac{\Delta V_n}{V_n} \cdot \frac{V_i \sim}{\Delta V_i \sim}$	
** Stabilità	$\frac{\Delta V_n}{V_n} \cdot \frac{I_n}{\Delta I_n}$	
		$n = 1,2,3,5$

Esame oscillografico della tensione e delle correnti relative al SIPMOS BUZ50B

Nella figura 3a (partendo dall'alto) si può vedere il segnale di uscita dal terminale 01 dell'integrato TDA4718. Questo segnale rettangolare, a larghezza variabile (p.w.m.), è quello che va a comandare l'entrata (o meno) in conduzione del transistor interruttore. Prima di essere applicato sul gate del SIPMOS esso viene invertito dall'integrato 4049B, per cui sul gate avremo il segnale V_{gs} . Indi, abbiamo la forma d'onda della corrente circolante nel SIPMOS in conduzione (I_D), e

l'andamento della relativa tensione rilevato sul drain (V_D).

Il ciclo di utilizzazione è, in questo caso, il 33% circa.

Nelle figure 3b e 3c, gli oscillogrammi espansi vogliono far vedere come effettivamente sono gli andamenti delle suddette correnti e tensioni in corrispondenza di transitori di corrente (o di tensione); in particolare, nella figura 3b, è indicato il momento in cui il transistor interruttore viene portato in conduzione (fase-on); nella figura 3c, quando invece la sua conduzione viene interrotta (fase-off). Si notino i fenomeni di sovraccolpo (overshoot) in corrispondenza di questi bruschi passaggi; essi come è noto, sono dovuti alle capa-

Bibliografia

- 1) Dr. Ing. G. Ortler - *Criteri di progetto degli alimentatori a commutazione - Selezione di tecniche elettroniche* n. 1/1983, pag. 77.
- 2) Wolfgang Rothhaupt - *Convertitore C.C./C.C. - Selezione di tecniche elettroniche* n. 4/1983, pag. 72.
- 3) L. Cascianini - *Alimentatore stabilizzato: principio di funzionamento e criteri di scelta - Selezione di tecniche elettroniche* n. 7/8/1983, pag. 52.
- 4) A cura della Redazione - *Alimentatore SMPS da 5 V/10 A - Convertitore cc/cc - Selezione di tecniche elettroniche* n. 7/8/1983, pag. 42.
- 5) Alfred Hauenstein - *Transistori SIPMOS e circuiti di commutazione - Selezione di tecniche elettroniche* n. 10/1983, pag. 28.
- 6) A cura della redazione - *Alimentatori switching: Guida alla scelta dei componenti - Selezione di tecniche elettroniche* n. 7/8/1983, pag. 14.

cità e alle induttanze disperse del trasformatore. Proprio per impedire fenomeni di instabilità dovuti a questi transistori, il circuito è stato dimensionato in modo che anche con poco carico, la corrente circolante nel SIPMOS (I_D) assuma un andamento *trapezoidale*; e questo risulta chiaramente dall'oscillogramma relativo alla corrente di drain (I_D).

SKYWATCH

controllo automatico della luminosità delle lampade, di nuova concezione, facilmente installabile in qualsiasi comune portalampada

Chissà quante volte, camminando per la strada all'albeggiare o durante il crepuscolo, vi sarà capitato di assistere allo spegnimento o all'accensione automatica dell'impianto di illuminazione pubblica ed in alcuni casi avrete sicuramente notato il non troppo perfetto sincronismo esistente tra il grado di luminosità esterna e l'istante in cui si verifica l'intervento del sistema.

La discordanza nasce dalle caratteristiche del luogo in cui è stata sistemata la fotocellula che, in generale, pilota l'illuminazione di una via o addirittura di un'interazione. È facilissimo quindi ritrovarsi le luci accese in strada quando il sole non è tramontato, solo per il fatto che la fotocellula è stata sistemata in un posto in ombra, magari, sotto qualche grondaia.

In questo modo va sprecata inutilmente una quantità non indifferente di energia; da qui il bisogno di un *controllo automatico* per ogni singola lampada che tenga conto della reale luminosità presente nei dintorni più stretti.

Il discorso, naturalmente non riguarda solo l'illuminazione pubblica di strade o parchi assunta, nel nostro caso, come esempio, ma anche il resto degli impianti quali possono essere insegne pubblicitarie, il giardino di casa, fabbriche, fattorie e così via

I fotorelé che presentiamo sono quanto occorre per un controllo sicuro ed attendibile dell'intensità luminosa di ogni singola lampada. Il modello X-12, figura 1 va impiegato in luoghi non esposti alle intemperie mentre il modello Y-12, figura 2 leggermente meno sensibile, può operare decisamente all'aperto.

Caratteristiche principali e modo di funzionamento

L'X-12 sopporta un carico massimo di 150 W, per l'Y-12 i watt massimi sono invece solo 100; la tensione di lavoro è compresa tra 200 e 240 Vca, la frequenza tra i 50 e i 60 Hz; la sensibilità di attivazione è di 10 lux per l'X-12 e di 20 lux per l'Y-12 mentre quella di disattivazione è per entrambi di 100 lux.

Ognuno di essi pesa circa 100 grammi. Ogni fotorelé Skywatch è munito di una cellula fotoelettrica controllata esclusivamente dal rapporto luce/oscurità in grado di comandare automaticamente la luminosità della lampada con tempi di risposta minimi in funzione della stagione. Man mano che la luce diurna si attenua col giungere della sera, Skywatch pilota la lampada in modo altrettanto graduale, regolando la brillantezza del filamento incandescente. All'alba avviene il contrario, l'intensità luminosa della lampadina diminuisce, fino a spegnersi completamente quando è giorno fatto.

Dalle fotografie è possibile vedere la struttura dei due elementi. Il più chiaro (X-12), figura 1, ha forma cilindrica ed è maggiormente sensibile in quanto intercetta la luce esterna da qualsiasi direzione questa giunga; il più scuro (Y-12), figura 2, possiede una sorta di tettoia che lo ripara dalle intemperie. La zona sensibile di quest'ultimo risiede nella parte inferiore bianca rivolta verso il suolo.

Norme per l'installazione

- Pulire bene il vetro esterno della lanterna o di qualsiasi altro contenitore entro il quale trova posto il fotorelé.
- Installare lo Skywatch alla luce del giorno onde prevenire una accensione simultanea.
- Avvitare la lampadina nello Skywatch ed avvitare entrambi nel portalampada dell'utilizzatore come indicato in figura 1. la lampadina non dovrà avere una potenza superiore a 100-150 W. Se l'abitacolo è piccolo usare una lampadina da 60 W per evitare surriscaldamento.
- Per determinare la posizione della fotocellula all'interno dell'alloggiamento translucido, passare il dito intorno alla ghiera, fino a quando si avverte una piccola protuberanza nella plastica. La cellula è montata proprio sotto a questo contrassegno, sul piano di fondo.
- Accertarsi che la fotocellula sia ben illuminata dalla luce diurna e non esposta, di notte, alla luce diretta o riflessa della lampada. Se necessario, modificare la posizione dello Skywatch svitandolo leggermente, senza tuttavia interrompere il contatto elettrico.
- Usare esclusivamente un camino di vetro trasparente. Il vetro opaco o ghiacciato riflette la luce sulla fotocellula facendo lampeggiare la lampadina. Se necessario, sollevare il camino al disopra del livello della fotocellula.
- Dare corrente permanentemente alla lampada la quale sarà d'ora in poi sotto controllo automatico. Montando il fotorelé alla luce del giorno, la lampada si accenderà, ma si spegnerà subito per non accendersi più fino a sera.
- Lo Skywatch va usato esclusivamente in posizione verticale con la lampada rivolta verso l'alto tenendo presente che, di per sé, non è impermeabile e deve essere preferibilmente protetto da una lanterna.

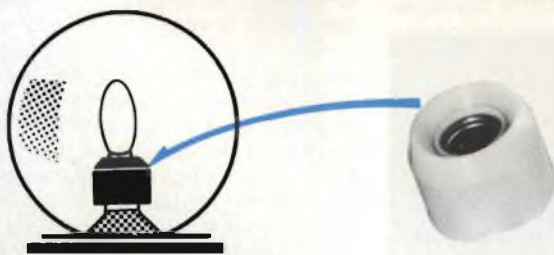


Fig. 1 - Skywatch modello X-12 particolarmente adatto per interni.

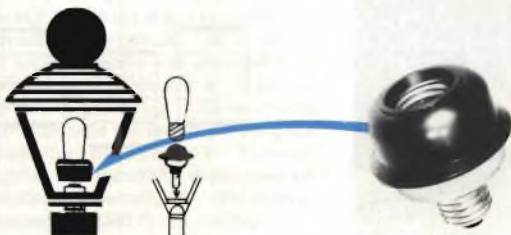


Fig. 2 - Lo Skywatch modello Y-12, è leggermente meno sensibile dell'X-12 e va preferibilmente impiegato in luoghi esterni.

In questa nuova rubrica
 Selezione presenterà in ogni
 numero in maniera concisa
 ed essenziale le caratteristiche,
 la costruzione e l'impiego
 dei componenti elettronici
 più significativi sia analogici
 che digitali.

IL TRIAC

Il triac, come il tiristore, è un dispositivo semiconduttore prevalentemente impiegato in campo industriale per regolare la potenza della rete applicata ad un carico.

Dal punto di vista del funzionamento, corrisponde a due tiristori collegati in antiparallelo (figura 1) e di conseguenza può lasciar passare porzioni più o meno ampie delle semionde rispettivamente positive o negative della tensione della rete. Mentre però per effettuare questa funzione, i due tiristori collegati in antiparallelo necessitano di due impulsi di comando separati, il triac ne richiede uno solo, in quanto possiede un unico elettrodo di comando (gate). Per poter effettuare l'innescio in entrambe le semionde, il triac possiede una piccola zona adiacente di tipo N sia in alto che in basso della struttura (figura 3).

Un altro vantaggio del triac rispetto alla configurazione dei due tiristori collegati in parallelo è che quando si usa il triac basterà impiegare un solo radiatore di calore.

Un'altra caratteristica molto interessante del triac è che esso può essere portato in conduzione (o innescato come si dice comunemente) sia mediante impulsi di comando positivi che negativi.

La parola triac è l'abbreviazione data ad un componente che possiede tre elettrodi (tri) e che permette di regolare la potenza in alternata (a.c.). Naturalmente, mentre in un tiristore, trattandosi di un dispositivo che fa passare più o meno corrente in una sola direzione, si può parlare di anodo e di catodo, questo non si potrà dire del triac che, essendo un dispositivo bidirezionale, avrà i suoi due elettrodi principali denominati con le sigle MT1 o MT2 (Main terminal 1 o 2), oppure più semplicemente, con le sigle A1 e A2 (figura 3).

Tecnologia

I vari strati a conduzione di tipo N o di tipo P del triac vengono formati ricorrendo ai convenzionali sistemi utilizzati nella costruzione degli altri tipi di semiconduttori (drogaggio per diffusione, ossidazione, fotoincisione ecc.)

Solitamente su una piastrina di silicio (wafer) vengono prodotti molti triac in forma di chip. Il numero dei chip-triac prodotti contemporaneamente dipende dalle dimensioni del wafer di partenza e da quelle dei chip dei singoli triac. Sul wafer potranno pertanto essere formati uno come centinaia di chip di triac a seconda della potenza trattata. Il chip, una volta "tagliato via" dal wafer, potrà essere sistemato in un conte-

nitore metallico come quello riportato in figura 4 che permette di condurre all'esterno il calore prodotto nel chip. In questo caso, una faccia del chip (terminale 2, o MT2) viene messo a contatto e saldato sulla base metallica del contenitore, che in questo caso può essere avvitato al radiatore di calore. Nel caso di potenze medie e basse, il chip viene saldato su una piastrina metallica la cui faccia esterna può essere messa a contatto con un radiatore di calore. Il contenitore in questo caso è di plastica (figura 5).

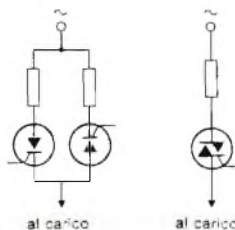
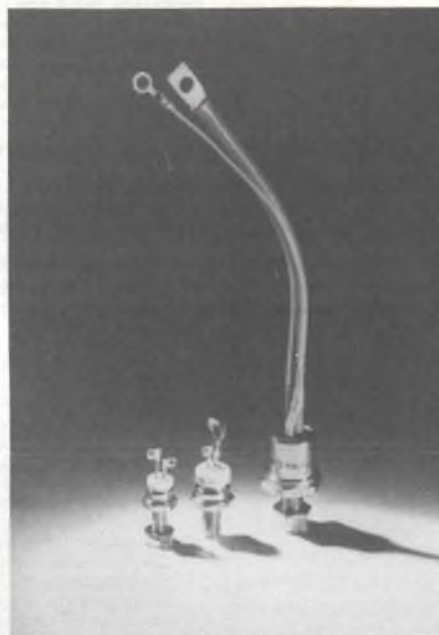


Fig. 1 - Il funzionamento del triac corrisponde a due tiristori collegati in antiparallelo.



Triac di potenza per controllo della velocità dei motori.

Caratteristiche

La figura 6 riporta le curve caratteristiche del triac. Queste sono state tracciate nella supposizione che tra i terminali A1 e A2 sia stata applicata una tensione alternata (per esempio, quella della rete). Si suppone naturalmente che al gate non sia stato applicato alcun impulso d'innescio. In queste condizioni, si nota come, via via che aumenta la semionda positiva (quadrante I), nel triac si ha solo una debole corrente di dispersione, identica a quella che si riscontra in un diodo polarizzato in senso inverso. Oltrepassato però un certo valore (tensione di breakover positiva) il triac entra improvvisamente in conduzione: tra i suoi terminali si riscontra una bassa caduta di tensione (analogia alla tensione di saturazione).

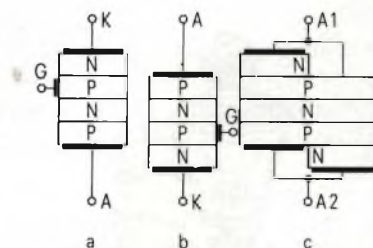


Fig. 2 - Struttura interna di un triac: a = tiristore; b = tiristore invertito; c = triac. Nel triac non è riportato l'elettrodo di controllo.

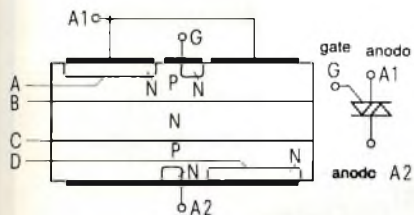


Fig. 3 - Struttura completa del triac e relativo simbolo.

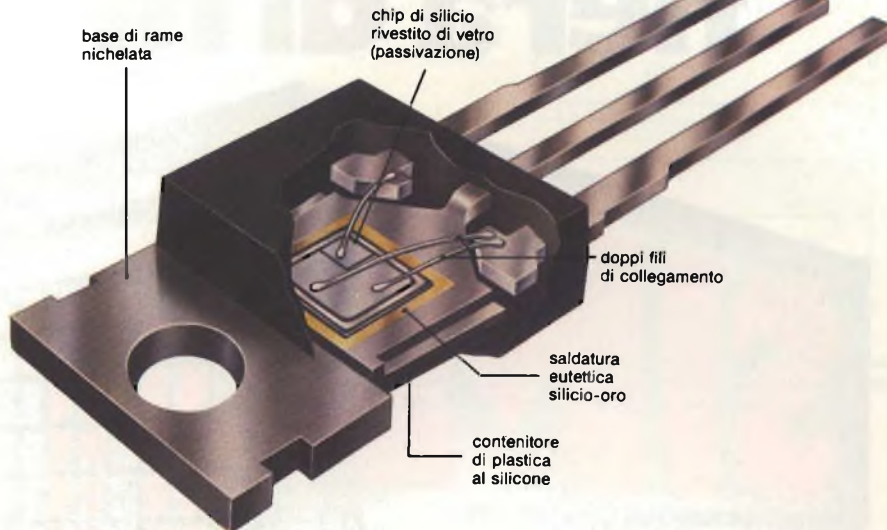


Fig. 5 - Spaccato di un triac di media potenza. Il contenitore è di plastica (TO-220). Il chip è rivestito di vetro (passivazione).

dei transistori in conduzione), e la corrente che lo attraversa può assumere valori elevati. Naturalmente questa corrente si estingue quando la semionda positiva passa per lo zero.

Lo stesso identico comportamento si riscontra quando la tensione alternata, oltrepassato il punto zero, comincia a diventare negativa. Anche in questo caso infatti, via

via che aumenta la tensione si ha solo corrente di dispersione la quale però diventa improvvisamente una corrente molto intensa quando la tensione raggiunge un valore più elevato (tensione di breakover negativa). Questo comportamento si verifica nel III quadrante delle curve caratteristiche di figura 6.

Naturalmente, il triac potrà entrare in conduzione anche prima che la tensione ad esso applicata raggiunga la tensione di breakover. Basterà che al suo gate venga applicato un impulso di tensione (positivo o negativo), e la corrente che tale impulso innescherà potrà essere positiva (I° quadrante) o negativa (III° quadrante) a seconda dell'istante in cui viene applicato l'impulso d'innescamento rispetto alle semionde rispettivamente positiva o negativa applicate agli elettrodi principali del triac.

La condizione indispensabile perchè il triac possa essere portato in conduzione ad opera dell'impulso d'innescamento in gate è che la corrente circolante nel triac risulti superiore alla cosiddetta corrente di aggancio (latching current).

Ripetiamo: la direzione (o polarità) della corrente circolante nel triac non dipende dalla polarità dell'impulso d'innescamento ma piuttosto dalla polarità che possiede la tensione applicata tra gli elettrodi principali al momento in cui viene applicato l'impulso d'innescamento sul gate. È questa una caratteristica particolare del triac.

Il triac può entrare automaticamente in conduzione anche nel caso in cui la tensione applicata ai suoi terminali presenti variazioni molto rapide (dv/dt elevato). In questo caso infatti, la corrente necessaria per caricare la capacità della giunzione risulterebbe così elevata che il triac la "riterebbe" una normale corrente d'innescamento



Fig. 6 - Curve caratteristiche del triac. Il triac lavora esclusivamente nel I° e nel III° quadrante. In entrambi i quadranti, fino alla tensione di breakover, il triac si comporta come un diodo polarizzato in senso inverso (caratteristica inversa, positiva o negativa). Superata la tensione di breakover, il triac conduce fortemente in entrambi i quadranti (caratteristica diretta, positiva o negativa).

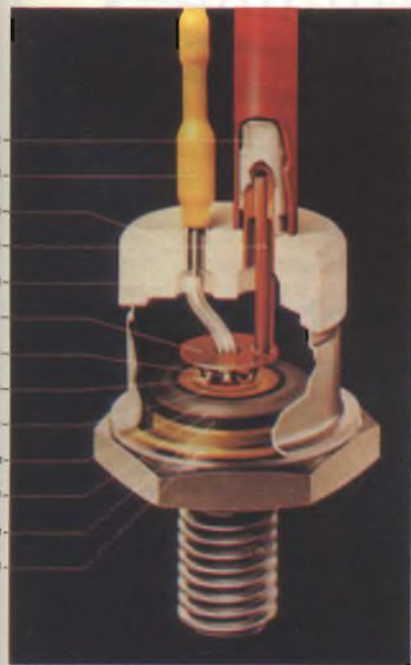
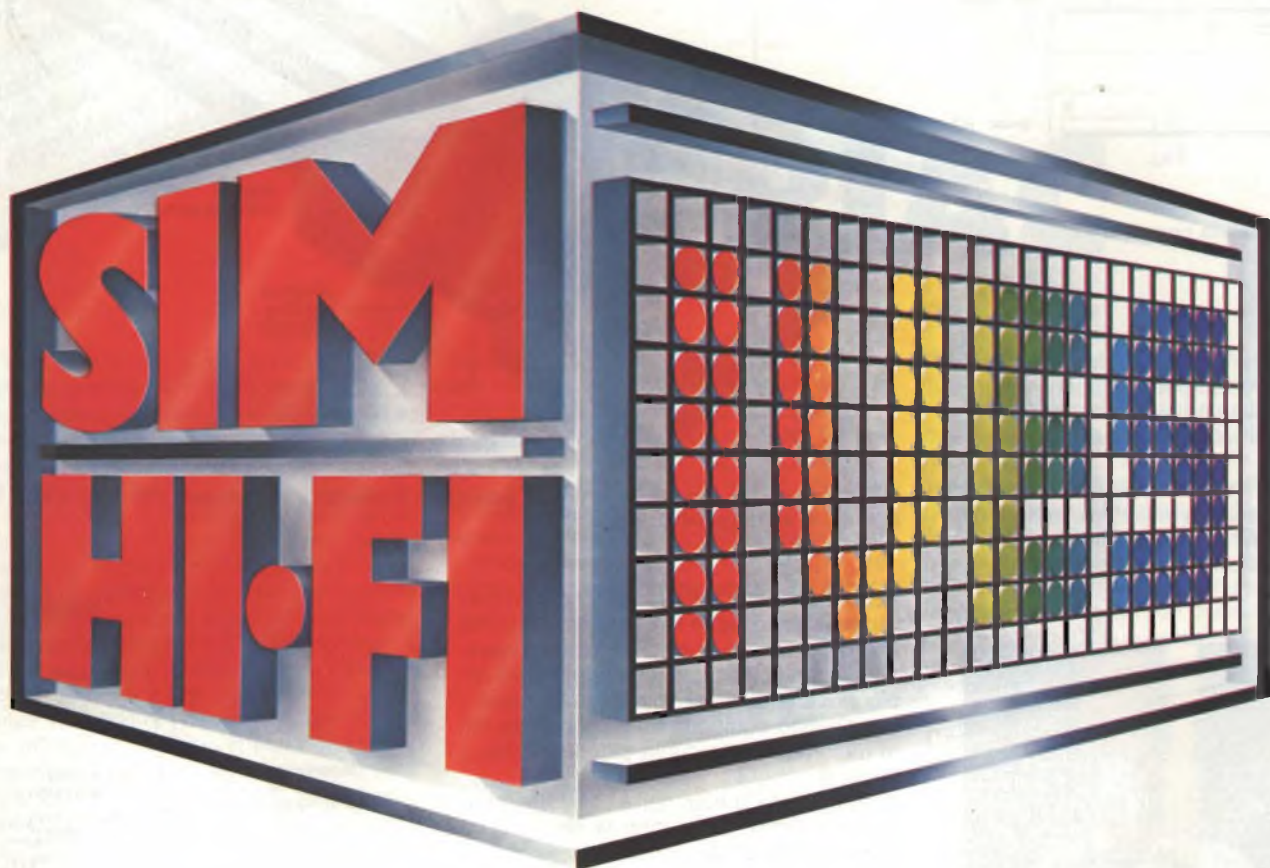


Fig. 4 - Spaccato di un triac di grande potenza: 1 = Collegamento del terminale 1 al terminale esterno; 2 = Collegamento del terminale del gate; 3 = Contenitore di ceramica; 4 = Collegamento del terminale 1 (MT1); 5 = Rivestimento isolante termoresistente del terminale del gate; 6 = Anello conduttore di corrente; 7 = Metallizzazione del gate; 8 = Rondella di compensazione della dilatazione termica; 9 = Metallizzazione del terminale 1 (oMT1); 10 = Chip; 11 = Saldatore del chip al disco di molibdeno; 12 = Disco di molibdeno per compensare la dilatazione termica; 13 = Basamento di rame saldato sul fondo del contenitore a vite (terminale d'uscita 2 o MT2).

(una corrente cioè prodotta dall'applicazione di una tensione sul gate).

Questo particolare comportamento del triac in presenza di una variazione dv/dt troppo rapida fa sì che esso non possa essere utilizzato per controllare correnti alternate con frequenza molto elevata. Questa restrizione non ne limita però l'impiego dato che attualmente questo componente viene prevalentemente impiegato per controllare l'intensità della corrente a frequenza di rete, e cioè a 50 Hz.

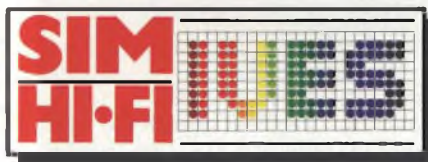
6-10 settembre 1984 fiera di milano



**18° salone internazionale della musica e high fidelity
international video and consumer electronics show**

padiglioni 17-18-19-20-21-23-26-41F-41IR-41SI-41SAVE-42

Segreteria generale SIM-HI-FI-IVES
Via Domenichino 11 - 20149 Milano
Tel. 02/4989984 - 4697519 - 4989116
Telex 313827



Ingressi: Porta Meccanica (P.zza Amendola)
Orario: 9.00 - 18.00

**Strumenti musicali, P.A. System, Apparecchiature Hi-Fi,
Attrezzature per discoteche, Musica incisa, Broadcasting,
Videosistemi, Televisione, Elettronica di consumo
Videogiochi, Home computers**

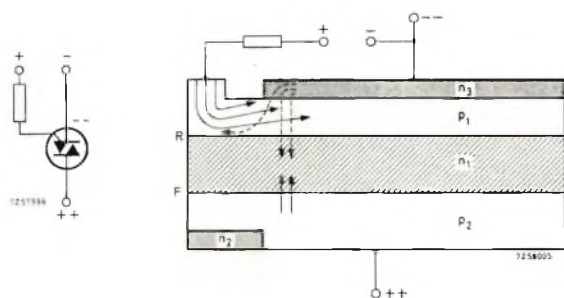


Fig. 7 - Condizioni d'innescò quando il triac lavora nel primo quadrante. L'impulso d'innescò è positivo (+, -).

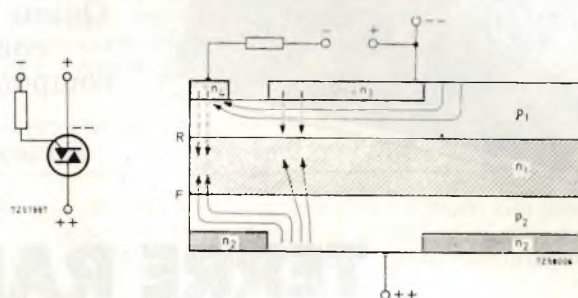


Fig. 8 - Condizioni identiche a quelle di fig. 7 per ciò che riguarda la polarità delle tensioni applicate agli elettrodi principali. Il triac entra in conduzione anche con un impulso negativo sul gate (-, +).

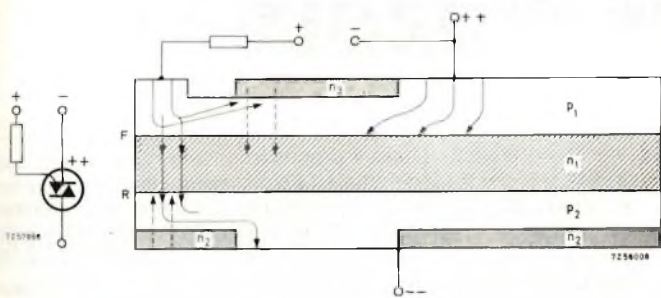


Fig. 9 - Le polarità delle tensioni applicate agli elettrodi principali sono qui cambiate (siamo infatti nel III° quadrante). Il triac s'innescò con un impulso positivo sul gate (+, -).

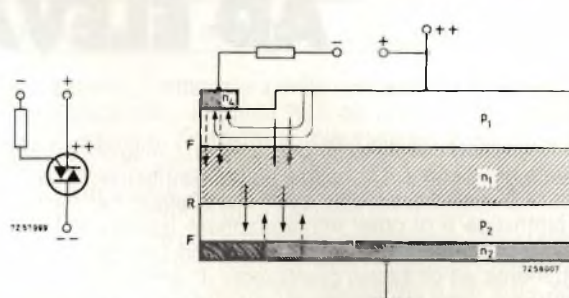


Fig. 10 - Condizioni delle tensioni agli elettrodi principali identiche a quelle della figura 9. Il triac viene innescò anche con un segnale negativo sul gate (-, +).

I quattro modi possibili d'innescò di un triac

Esaminiamo dettagliatamente i quattro "modi" possibili d'innescò di un triac. Si considerino in ordine le figure da 7 a 10. In queste figure, la polarizzazione diretta (o inversa) alle giunzioni è indicata rispettivamente con le lettere F (oppure R), mentre la polarità dei segnali applicati sul gate è indicata mediante i segni più (+) o meno (-). Per comprendere meglio il funzionamento si tengano presente anche le curve caratteristiche del triac (figura 6).

Primo quadrante: segnale d'innescò positivo

Questa condizione è riportata nella figura 7. Le polarità delle tensioni applicate agli elettrodi principali sono indicate con doppi segni, per esempio ++/--. La giunzione gate-catodo p_1-n_3 risulta polarizzata in senso diretto, e gli elettroni provenienti da n_3 vengono assorbiti dalla regione n_1 , abbassando il potenziale di quest'ultima, e di conseguenza, contribuendo ad aumentare la polarizzazione diretta della giunzione p_1-n_1 . Le lacune provenienti da p_2 raggiungono la regione n_1 e vengono catturate da p_1 , e di conseguenza, il triac comincerà a condurre come un normale tiristore.

Primo quadrante: segnale d'innescò negativo

Questa condizione è indicata in figura 8. Le polarità delle tensioni applicate agli elettrodi principali sono ovviamente uguali a quelle del primo quadrante. In questo caso, la polarizzazione diretta risulta applicata alla giunzione gate-catodo p_1-n_4 . Gli elettroni provenienti da n_4 vengono qui catturati dalla regione n_1 e ne abbassano quindi il potenziale. Ma allora sarà la giunzione p_2-n_1 che risulterà polarizzata fortemente in senso diretto.

Le lacune provenienti da p_2 raggiungeranno la regione n_1 e saranno catturate da p_1 . La giunzione p_1-n_3 risulterà pertanto polarizzata in senso diretto, ed anche in questo caso il triac potrà entrare in conduzione.

Terzo quadrante: segnale d'innescò positivo

Questa condizione è riportata in figura 9. Le polarità delle tensioni applicate agli elettrodi principali sono invertite rispetto a quelle del I° quadrante. La giunzione gate-catodo p_1-n_3 risulta polarizzata in senso diretto. Gli elettroni perverranno sulla regione n_1 che diventerà pertanto più negativa. La corrente di cavità da p_1 a n_1 tenderà ad aumentare e le cavità presenti in n_1 verranno catturate

da p_2 : questo flusso di cavità produrrà una emissione di elettroni da parte di n_2 (giunzione p_2-n_2 polarizzata in senso diretto) e quest'ultimi verranno catturati da n_1 . Avremo quindi circolazione di corrente verso il basso lungo la parte sinistra del cristallo; succederà allora che se nel circuito principale scorrerà un sufficiente valore di corrente, anche la parte destra del cristallo comincerà a condurre, ed il triac s'innescerà.

Terzo quadrante: segnale d'innescò negativo

Questa condizione è riportata in figura 10. Le polarità sugli elettrodi principali sono le stesse di figura 9. In questo caso è la giunzione gate-catodo p_1-n_4 che è polarizzata in senso diretto per cui gli elettroni fluiranno nella regione n_1 abbassandovi il potenziale. Di conseguenza, la corrente di cavità da p_1 a n_1 tenderà ad aumentare mentre le cavità pervenute in n_1 verranno assorbite da p_2 . In conseguenza della corrente di cavità da n_2 verranno emessi elettroni i quali saranno assorbiti da n_1 . Anche in questo caso, nella parte sinistra del cristallo avremo una certa corrente diretta verso il basso, la quale, se nel circuito principale scorrerà un certo valore di corrente, farà entrare in conduzione il triac.

In questa nuova rubrica verranno presentati e illustrati mensilmente gli ultimi progressi tecnologici e le ultime realizzazioni portate avanti nei laboratori di sviluppo e di ricerca dei più importanti complessi elettronici mondiali. Queste tecnologie avanzate copriranno tutta l'area della componentistica elettronica, e cioè, i materiali, i componenti passivi, i tubi, i dispositivi a semiconduttore sia discreti che integrati.



TERRE RARE E COBALTO PER MAGNETI PERMANENTI AD ELEVATA ENERGIA

Tra tutti i materiali utilizzati per realizzare magneti permanenti ad elevate prestazioni, il cobalto e alcuni elementi della famiglia delle terre rare sono attualmente quelli che costano meno di tutti. La loro caratteristica è di poter immagazzinare un elevato contenuto di energia magnetica e di possedere quindi una elevata *coercitività* unitamente ad un basso coefficiente di temperatura (non si smagnetizzano cioè facilmente qualora vengano riscaldati). Queste proprietà permettono di realizzare con questi materiali magneti permanenti di ridotte dimensioni e capaci di prestazioni elevate. Data l'attuale tendenza ad una sempre maggiore spinta in direzione della miniaturizzazione, a nessuno potrà sfuggire l'importanza che assumeranno in futuro questi nuovi materiali per magneti permanenti.

I composti al cobalto e alle terre rare fino da quando, 15 anni fa, vennero per la prima volta introdotti, hanno aperto nuove possibilità all'impiego dei magneti permanenti. Sono infatti riusciti a risolvere problemi che i "vecchi" materiali magnetici non riuscivano a risolvere. Non solo, ma le loro particolari proprietà (ridotto volume ed elevate prestazioni) hanno addirittura rivoluzionato il modo di progettare di molti trasduttori convenzionali.

In particolare è l'elevato valore della loro *coercitività* che permette le loro ridotte dimensioni mentre il valore elevato della loro *rimanenza* spesso fa sì che per concentrare il flusso si possa fare a meno di poli in acciaio dolce

Struttura e fabbricazione

I materiali al cobalto e alle terre rare attualmente disponibili, e designati con la sigla *RES* sono essenzialmente composti *intermetallici* formati da *cobalto* e da *samarium*, un elemento quest'ultimo appartenente alla famiglia delle terre rare. Attualmente sono disponibili in tre versioni: *RES 160*, *RES 190* e *RES 220*. Sono prodotti dalla Philips-Elcoma.

I magneti *RES* vengono ottenuti ricorrendo a processi di pressione e di sinterizzazione identici a quelli impiegati per la realizzazione dei magneti (o ferriti) in *Ferroxdure* (*Ferroxdure* è la sigla usata dalla Philips per indicare magneti permanenti ottenuti partendo da polveri di ossidi metallici).

La lega di questi metalli in polvere viene pressata in uno stampo. Già a questo stadio di fabbricazione si provvede a dare un primo allineamento alle particelle della lega ricorrendo ad un campo magnetico esterno che investe lo stampo. Successivamente, il materiale contenuto negli stampi viene assoggettato, in un forno, ad un processo di sinterizzazione. L'atmosfera del forno è rigorosa-

mente controllata. Dopo il processo di sinterizzazione, i magneti subiscono dei trattamenti a caldo allo scopo di ottimizzare le loro proprietà. Di solito, i magneti *RES* durante il processo di sinterizzazione tendono a contrarsi. L'entità di questa contrazione dipende principalmente dalle dimensioni e dalle forme che essi hanno. Le dimensioni originali vengono pertanto in parte perdute, e si provvede a fissare quelle nuove mediante opportuna molatura.

Proprietà magnetiche

Nel secondo quadrante del ciclo di isteresi (*figura 1*), le caratteristiche *B-H* di tutte le gradazioni dei materiali *RES* hanno un andamento sostanzialmente lineare. (Una descrizione del ciclo di isteresi e del significato delle sigle *B* e *H* è data nell'insero di questo articolo).

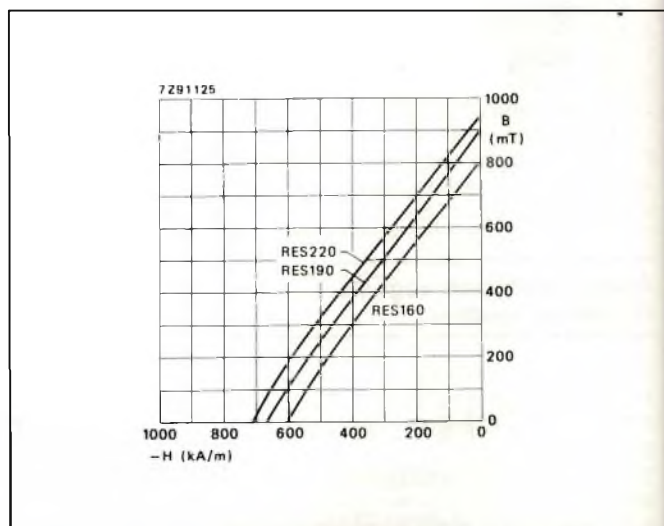


Fig. 1 - Andamento delle caratteristiche B-H nel secondo quadrante del ciclo di isteresi di alcune gradazioni di magneti permanenti al cobalto e alle terre rare. Il secondo quadrante del ciclo di isteresi si riferisce alla forza di smagnetizzazione (-H) che occorre applicare al materiale magnetizzato affinché esso perda completamente la primitiva magnetizzazione. È chiamato appunto il quadrante della smagnetizzazione.

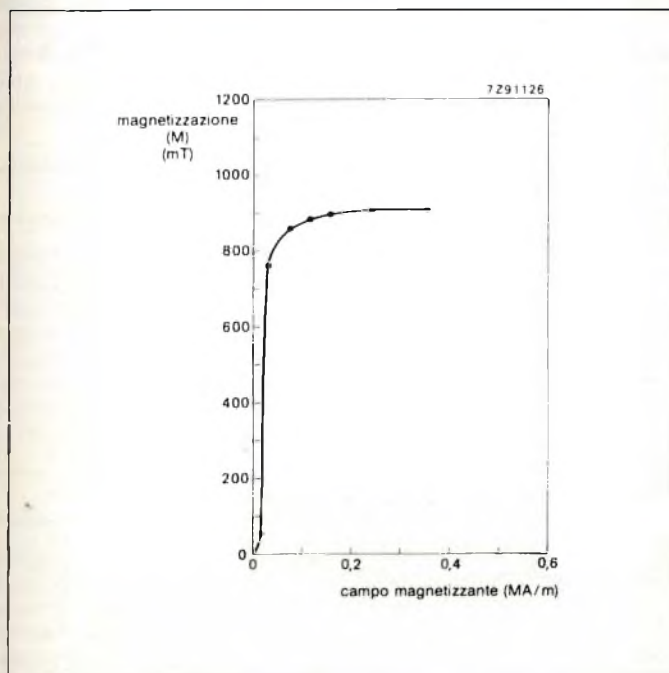


Fig. 2 - Curva di magnetizzazione iniziale (1° quadrante del ciclo di isteresi) in un magnete RES 190 smagnetizzato in precedenza per via termica. Il materiale raggiunge la saturazione magnetica già con bassi valori del campo magnetizzante.

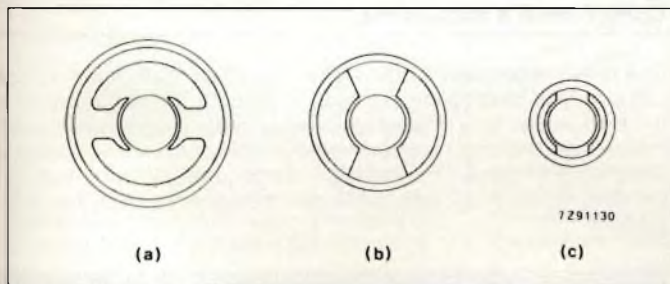


Fig. 3 - Sezione di motori con armatura (indotto) dello stesso diametro e con identici valori della caratteristica velocità-coppia. In (a), lo statore è formato da un avvolgimento; in (b) da magneti permanenti (Ferroxdure), in (c) da magneti permanenti RES. Si notino, a parità di prestazioni, le dimensioni via via decrescenti assunte dal motore.

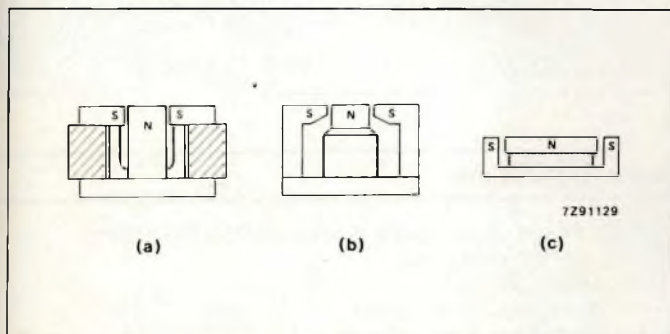


Fig. 4 - Dimensioni relative di alcuni sistemi magnetici per altoparlanti realizzati in (a) con magneti permanenti ceramici (Ferroxdure) FXD 330; in (b) con magneti a base di leghe Ticonal 550; in (c) con magneti permanenti al cobalto e alle terre rare (RES). L'ultimo sistema magnetico (c), non soltanto possiede dimensioni più ridotte ma permette di schermare meglio il campo magnetico prodotto dal RES, per cui risulterà particolarmente adatto ad essere impiegato in apparecchiature miniaturate.

Un aumento della temperatura tende in genere a diminuire l'intensità del flusso disponibile.

Tale diminuzione può essere reversibile o irreversibile a seconda dell'aumento di temperatura a cui è sottoposto il materiale.

Nel primo caso si ha solo una leggera diminuzione (vedi *tabella 1*); nel secondo caso, non sempre è possibile, sottoponendo il materiale ad un processo di rimagnetizzazione, conferire al materiale le proprietà magnetiche primitive.

Applicazioni

Di solito, quando viene introdotto un nuovo materiale, e in genere un componente nuovo, c'è sempre la tentazione di dire che il materiale (o il componente) si presta ad un gran numero di applicazioni.

In questo caso, questa tentazione è stata frenata, e si è proceduto ad elencare solo le applicazioni già in atto e quelle che si stanno approntando.

Miniaturizzazione dei motorini

In genere, a parità di dimensioni della carcassa, un motore con lo statore realizzato con i magneti RES dà una potenza doppia di quello con magneti in Ferroxdure. Interessante in proposito è la *figura 3* dove sono riportati tre tipi di motori.

Il primo (a) ha lo statore dove il campo magnetico è prodotto da un avvolgimento; nel secondo (b) e nel terzo (c), il campo magnetico dello statore è prodotto da un magnete permanente in ceramica (e cioè in Ferroxdure) e da un magnete RES rispettivamente. In tutti e tre l'armatura (indotto) ha le stesse dimensioni, e tutti e tre hanno un'identica caratteristica velocità/coppia.

Le dimensioni ridotte della carcassa (c), e in definitiva, le dimensioni assunte dal motore indicano chiaramente il grande vantaggio derivante dall'aver impiegato come statore i magneti RES. Inizialmente, per motivi evidenti, questi motorini a RES vennero impiegati in campo militare e aerospaziale. Ora, i motorini con magneti permanenti a RES hanno trovato un largo impiego:

- come motorini miniatura in apparecchiature alimentate a batteria;
- come motorini passo-passo negli orologi da polso e da tavolo;
- come servo-motori compatti a rendimento elevato;
- come motorini-attuatori nelle macchine fotografiche;
- come motorini nei registratori a cassette-miniatura;
- come motori passo-passo per usi industriali.

Trasduttori del suono in campo audio

I magneti RES vengono utilizzati nei microfoni, nei pick-up a bobina mobile dei giradischi, nelle cuffie e negli altoparlanti. Nella *figura 4* sono riportati tre sistemi magnetici di altoparlanti basati su magneti

Tab. 1 - Caratteristiche principali dei magneti al cobalto e alle terre rare (RES)

Proprietà	Simbolo	RES160	RES190	RES220*	Unità
Rimanenza	B_r	810	890	950	mT
Coercitività	H_{cB}	600	670	710	kA/m
Coercitività della polarizzazione	H_{cJ}	> 1100	> 1100	> 1100	kA/m
Prodotto massimo BH	$(BH)_{max}$	128	154	176	kJ/m^3

* soltanto per alcune versioni

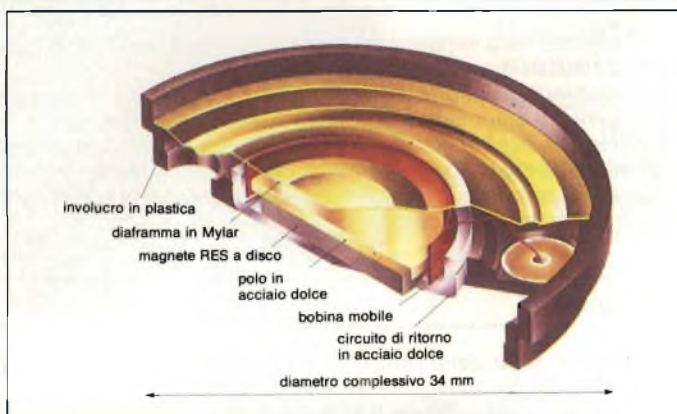


Fig. 5 - Altoparlante miniatura in sezione. Si notino la semplicità estrema del sistema magnetico consentita dal magnete a disco RES.

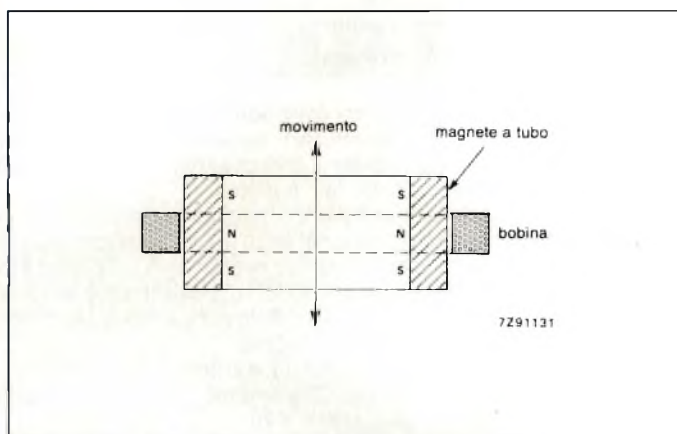


Fig. 6 - Componenti di un trasduttore lineare di tensione utilizzato nel sistema di focalizzazione del raggio laser sui solchi del disco nel giradischi del Compact Disc.

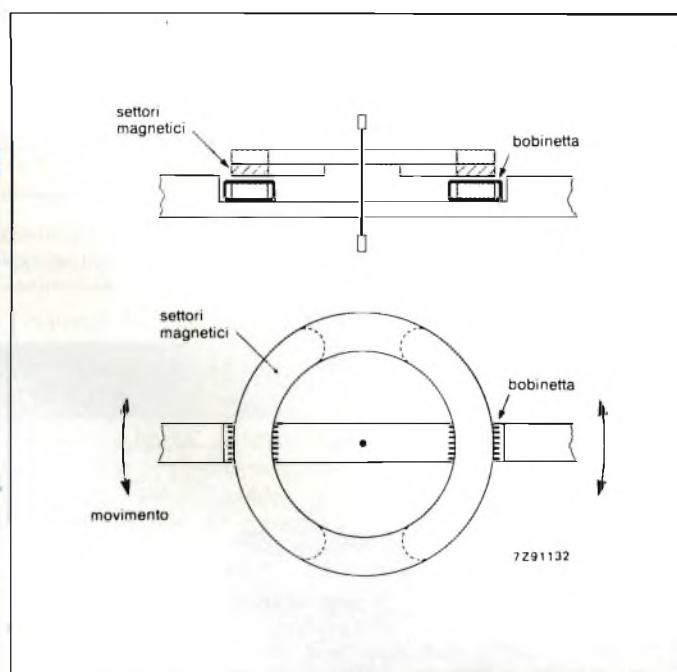


Fig. 7 - Sezione di un attuttore oscillante (utilizzato anch'esso nel giradischi del Compact Disc) impiegante magneti RES.

in Ferroxdure (a) su magneti Ticonal (b) e su magneti RES (c). Oltre ad essere di gran lunga più piccolo e più leggero, il sistema magnetico a RES ha il grande vantaggio che, essendo più schermato degli altri due tipi, crea meno problemi derivanti dai flussi magnetici dispersi. La figura 5 riporta, in sezione, un altoparlante miniatura impiegante il magnete RES 190.

Trasduttori di posizione

L'elevata energia per unità di volume e l'elevata e stabile densità di flusso fanno dei magneti RES, componenti ideali nelle applicazioni basate sul principio della bobina mobile (strumentazione) e in altri tipi di trasduttori di posizione. Un esempio tipico è rappresentato dal trasduttore di tensione riportato in figura 6 studiato e sviluppato per il sistema di controllo della focalizzazione nel giradischi del Compact Disc. Un'altra applicazione dei magneti RES, sempre nell'ambito del Compact Disc, riguarda l'attuatore-antioscillazione

Apparecchiature portatili più compatte

L'energia e la densità di flusso più elevate possedute dai magneti RES non solo fanno sì che gli altoparlanti, i motori e gli altri tipi di attuatori abbiano dimensioni più ridotte ma presentino altresì rendimenti più elevati. Questo significa che l'apparecchiatura richiederà per il suo funzionamento una minore energia, e di conseguenza potrà lavorare con qualche batteria in meno, e questo, a sua volta, significherà dimensioni più ridotte dell'apparecchiatura medesima. È questo il motivo per cui l'impiego ideale dei magneti RES sarà quello delle apparecchiature ultraleggere e portatili.

Componenti a microonde

Una prima applicazione dei magneti al cobalto e alle terre rare nel campo delle microonde riguarda il sistema di focalizzazione dei magneti permanenti richiesto dai tubi ad onde progressive. Questi magneti permisero in questo caso di ridurre considerevolmente le dimensioni e il peso. I magneti RES vengono attualmente impiegati nei magnetron, negli isolatori e nei circolatori utilizzati nei radar portatili.

Tab. 2 - Coefficiente di temperatura della rimanenza in alcuni materiali usati per realizzare magneti permanenti

Materiali	Coefficienti di temperatura della rimanenza (%/K)
Ferriti dure (Ferroxdure)	-0,2
Leghe Ticonal	-0,02
Materiali RES	-0,05

Altre applicazioni

- Altri esempi di applicazione di magneti RES riguardano:
- tastiere ad effetto Hall;
 - sensori tachimetrici;
 - motorini sincroni miniatura;
 - stampanti a velocità elevata.

La famiglia dei magneti permanenti RES si sta affiancando validamente alle tecnologie dei circuiti integrati, tendenti ogni giorno e più, a implementare più funzioni in un medesimo spazio. L'elettronica miniatura (e cioè i circuiti integrati), accoppiata a questi trasduttori meccanici ultraminiatura, resi possibili dai magneti RES, permetterà di realizzare lo scopo a cui tendono tutte le tecnologie dei circuiti integrati e cioè: riduzione dei consumi, del peso e delle dimensioni delle apparecchiature elettroniche.

Ciclo d'isteresi e magneti permanenti

Generalità

La coercitività è la caratteristica più importante dei magneti permanenti. Essa corrisponde alla forza magnetica di direzione opposta alla quale bisogna assoggettare un magnete precedentemente magnetizzato affinché la sua forza magnetica (o magnetismo residuo) venga ridotta a zero.

Un'idea chiara della coercitività si potrà avere osservando la *figura 1*. Supponiamo che il nucleo di ferro inserito nella bobina non sia magnetizzato affatto, e che il cursore del potenziometro sia a zero V. Via via che il cursore verrà spostato verso a, il nucleo di ferro sotto l'azione della forza magnetizzante +H si magnetizzerà fino a raggiungere il suo punto di saturazione seguendo l'andamento della curva di magnetizzazione iniziale A-B. Ripetendo il cursore verso il centro (0 V), la densità del flusso del nucleo non si porterà a zero ripercorrendo la curva iniziale di magnetizzazione B-A, ma piuttosto seguendo la curva B-C-D. In particolare, quando il potenziometro sarà di nuovo a 0 V, il nucleo *risulterà ancora magnetizzato* e avrà una densità di flusso indicato dal punto C sull'asse dell'induzione +B. È questo il cosiddetto *magnetismo residuo* (o *rimanenza*), indicato dal simbolo B_r .

Per ridurre effettivamente a zero il magnetismo residuo nel nucleo, occorrerà spostare il cursore del potenziometro verso sinistra (punto b), in maniera da investire il nucleo con una forza magnetica *contraria* alla precedente (-H). Il magnetismo residuo potrà così essere annullato, seguendo la linea C-D. Il valore negativo di H (cioè -H), necessario per annullare il magnetismo nel nucleo di ferro, corrisponde alla *coercitività*

del materiale del nucleo. La coercitività viene indicata mediante H_c .

Spostando ulteriormente il cursore del potenziometro verso sinistra, il nucleo risulterà di nuovo magnetizzato, questa volta però in direzione negativa a quella di prima (-B). Anche in questo caso, la magnetizzazione del nucleo raggiungerà un valore di saturazione, oltre il quale anche aumentando la forza magnetizzante -H, l'induzione -B non darà segni di aumento (punto E).

Ripetendo a zero il valore negativo di H (spostando il cursore verso destra), avremo ancora un magnetismo residuo negativo che potrà, a sua volta, essere annullato aumentando ulteriormente +H (e cioè portando il cursore oltre 0 V). Il flusso magnetico (-B) seguirà in questo caso la curva E-F (e cioè zero) e quindi di nuovo fino a B.

La "curva" indicante le varie fasi di magnetizzazione a cui è stato assoggettato il nucleo si chiama *ciclo di isteresi*. L'area racchiusa dentro al ciclo indica l'energia richiesta per invertire la polarità magnetica delle molecole del nucleo. L'energia così spesa viene chiamata *perdite per isteresi*, ed assume particolare importanza quando il nucleo viene assoggettato a campi magnetici alternati o comunque variabili (*figura 2*).

Il ciclo di isteresi nei magneti permanenti

Per avere una notevole coercitività (la coercitività è la caratteristica più importante nei magneti permanenti) occorre utilizzare ma-

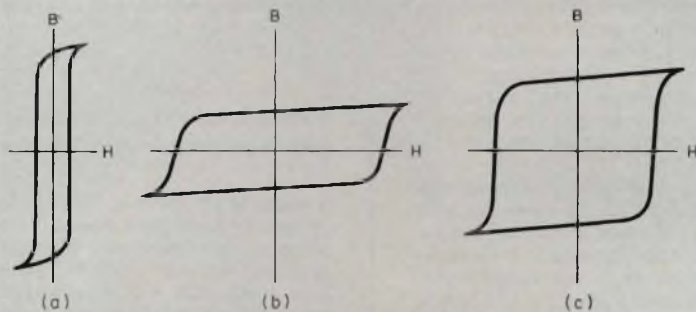


Fig. 2 - Forme tipiche assunte dai cicli di isteresi di alcuni materiali. In (a) occorre una debole forza coercitiva per neutralizzare un elevato valore di magnetismo residuo. In (b) occorre una elevata forza coercitiva per eliminare un basso valore di magnetismo residuo. È il ciclo tipico dei magneti permanenti. In (c) occorre una forza coercitiva elevata per neutralizzare un elevato valore di magnetismo residuo. Anche questo è un ciclo di isteresi tipico di altri magneti permanenti.

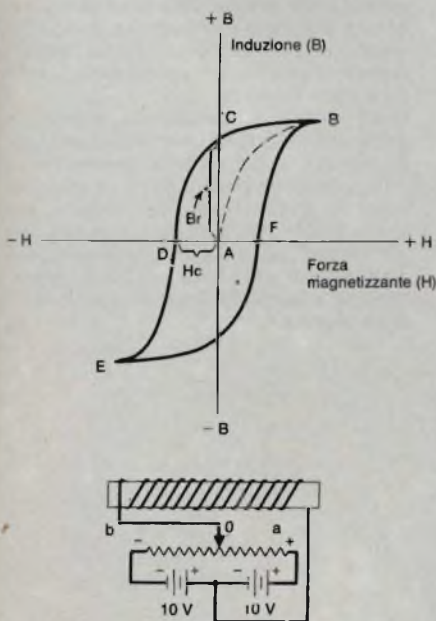


Fig. 1 - Circuito elementare per illustrare il concetto di ciclo di isteresi nonché i parametri come forza coercitiva (o coercitività) H_c , e magnetismo residuo (o rimanenza) B_r .



Riduzione della profondità di un piccolo altoparlante ottenuta impiegando un magnete RES (a destra). A sinistra profondità di un analogo altoparlante con magnete Ticonal. Nel primo caso, la profondità dell'altoparlante è 8 mm, nel secondo caso 15 mm.

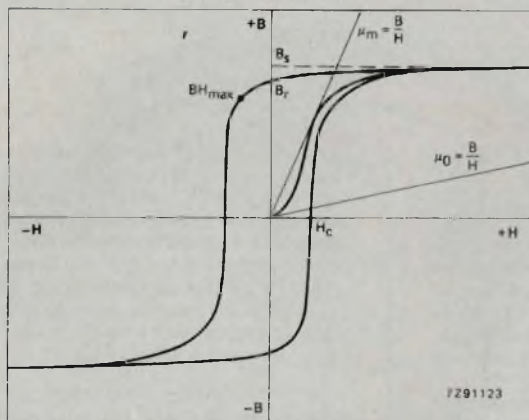


Fig. 3 - Ciclo di isteresi di materiali usati per realizzare magneti permanenti di uso commerciale. Le prestazioni di un magnete sono determinate dalla forma assunta da quella porzione del ciclo di isteresi che giace nel secondo quadrante (+B—H). La densità di flusso B stabilisce la lunghezza del magnete. Infine, il prodotto massimo energetico (BH)_{max} fissa il volume che dovrà assumere il magnete.

teriali particolari (come ferroxdure, ticonal, RES) capaci di ritenere una notevole densità di flusso, (una volta tolta la forza magnetizzante), e di resistere a fenomeni di smagnetizzazione.

Questi materiali sono detti materiali magnetici *duri* per distinguerli dalle comuni ferriti, chiamati materiali magnetici *dolci*, le quali devono avere proprietà magnetiche opposte.

Anche per questi materiali magnetici duri, le loro caratteristiche magnetiche possono essere ben evidenziate mediante il loro ciclo di isteresi.

Con riferimento alla *figura 3* vediamo che, anche in questo caso, dopo aver conferito al materiale l'induzione di saturazione B_s , se si toglie la forza magnetizzante +H, avremo nel materiale una rimanenza di magnetismo indicata da B_r , il cui valore dipenderà in parte dalla conformazione del magnete. Da questo punto in avanti, il magnete potrà lavorare in un punto qualsiasi della curva B-H che si trova nel secondo quadrante a seconda del maggiore o minore grado di smagnetizzazione a cui verrà sottoposto. In un magnete permanente è quindi l'andamento del ciclo di isteresi nel *secondo quadrante* che determina e fissa le sue caratteristiche. Esiste un punto particolare della

curva nel secondo quadrante indicato con BH_{max} che serve per confrontare le caratteristiche di magneti fatti con materiali di diversa natura. Il prodotto BH_{max} infatti viene utilizzato per determinare le dimensioni che dovrà assumere il magnete in modo che esso sia in grado di dare una determinata intensità di campo all'interno di un determinato traferro.

Evoluzione dei materiali usati per realizzare magneti permanenti

Il magnete permanente "naturale" è la magnetite, un particolare ossido di ferro sparso un po' dovunque sulla terra. I primi magneti permanenti "artificiali" vennero fatti con acciai duri, i quali potevano essere temperati facilmente grazie al loro elevato contenuto di carbonio. Le prestazioni di questi primi magneti poterono essere migliorate grazie all'aggiunta di tungsteno, nichel e cobalto. Il migliore magnete di acciaio degli anni '30 conteneva il 35% di cobalto.

Dal 1925 al 1950, i Laboratori di Ricerca della Philips svilupparono la serie dei magneti permanenti *Ticonal*, una lega di tita-

nio, cobalto, nichel, alluminio e ferro, che dava prestazioni superiori a quelle dei magneti all'acciaio-cobalto. Queste leghe consentirono di sviluppare e migliorare strumenti a bobina mobile, altoparlanti e dispositivi per radar.

A partire dal 1950, la scarsità del nichel stimolò i ricercatori di tutto il mondo a cercare altri materiali adatti alla realizzazione di magneti permanenti. In Europa, la Philips introdusse un magnete permanente di *natura ceramica* detto *Ferroxdure* (Fxd), realizzato principalmente con ossido di ferro e ossidi di altri metalli a seconda delle caratteristiche desiderate.

Vennero studiate altre combinazioni di elementi magnetici e non magnetici sempre con l'intento di ottenere magneti permanenti che, a parità di dimensioni, possedessero un valore elevato di coercitività. Alcuni di questi materiali come il *Silmanal* (Ag-Mn-Al) e il platino-cobalto risultarono troppo costosi, per poter essere impiegati su larga scala. Altri materiali come la lega manganese-alluminio sono difficili da lavorare e posseggono scarse proprietà meccaniche. Le possibilità magnetiche di alcuni elementi del gruppo delle terre rare (rare, perchè una volta i giacimenti erano pochi) come il *samarium* erano note fin dal 1905 ma commercialmente non vennero sfruttate fino a poco tempo fa.

Nella *figura 4* è riportata una ripartizione storico-commerciale dei materiali usati per la produzione dei magneti permanenti. Si noti la divisione essenziale tra i due rami di sviluppo: quello *ceramico*, culminato con l'introduzione del *Ferroxdure* e quello a *lega di metalli*, tra i quali i magneti permanenti a base di cobalto e terre rare (RES) rappresentano attualmente i prodotti a tecnologia più avanzata.

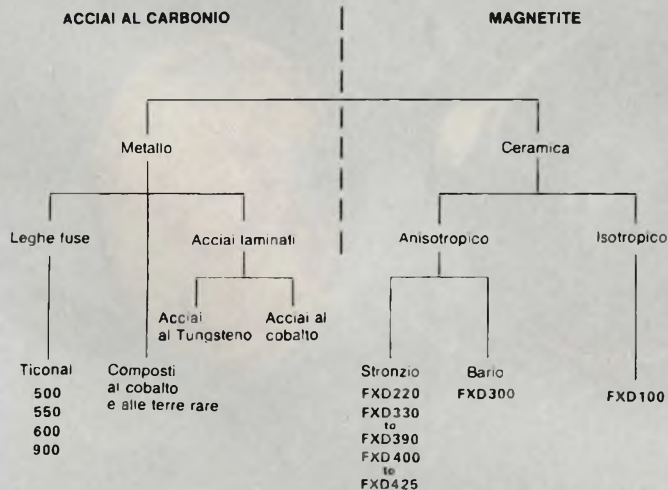
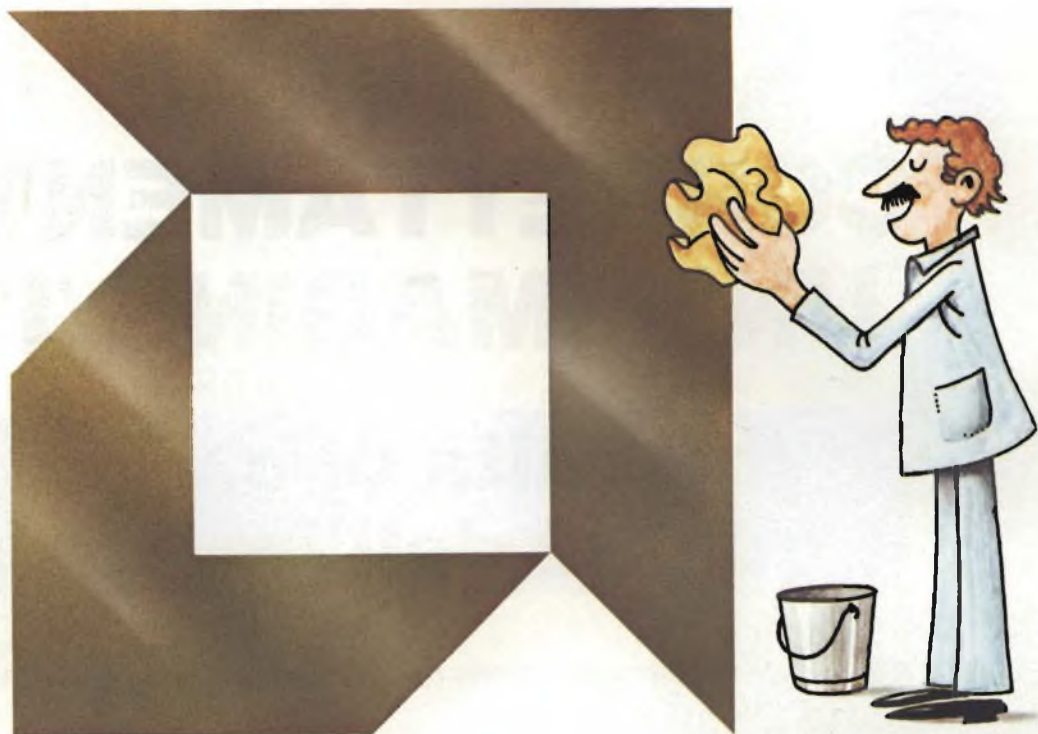


Fig. 4 - Ripartizione storico-commerciale dei materiali usati per la produzione dei magneti permanenti.

Advanced Micro Devices



NUOVA, PIÙ GRANDE!

Dal 1° gennaio 1984 AMD si è trasferita
in una sede nuova e più grande:

AMD ITALIA
Centro Direzionale

Via Novara, 570
20153 MILANO
Telefono 02/3533241

RICEVERE CORRETTAMENTE UN'IMMAGINE TV

Intensità di campo e qualità dell'immagine

1ª parte

Lungo il tragitto trasmettitore-ricevitore il segnale TV può subire deformazioni prodotte da cause più svariate: da fenomeni di riflessione esterna a quelli prodotti da imperfetto adattamento delle impedenze all'atto del suo ingresso nel ricevitore. Questo articolo esamina principalmente i parametri inerenti all'elemento che capta il segnale dall'etere e cioè l'antenna. In una seconda parte verranno illustrati i segnali che il trasmettitore irradia allo scopo di consentire al tecnico di stabilire se il ricevitore amplifica ed elabora correttamente il segnale ricevuto.

La trasmissione dei segnali TV può essere realizzata via etere, via cavo e, in fase sperimentale, attualmente anche via satellite. Per le grandi distanze si usa l'etere per distanze relativamente brevi (nell'ambito di una città, per esempio) si usa il cavo. In un prossimo futuro, il cavo coassiale verrà sostituito con cavi di fibre ottiche. Sia quando "viaggia" per l'etere che per il cavo coassiale, il segnale TV è continuamente esposto a sorgenti disturbanti o ad influssi negativi che ne possono alterare l'originaria struttura.

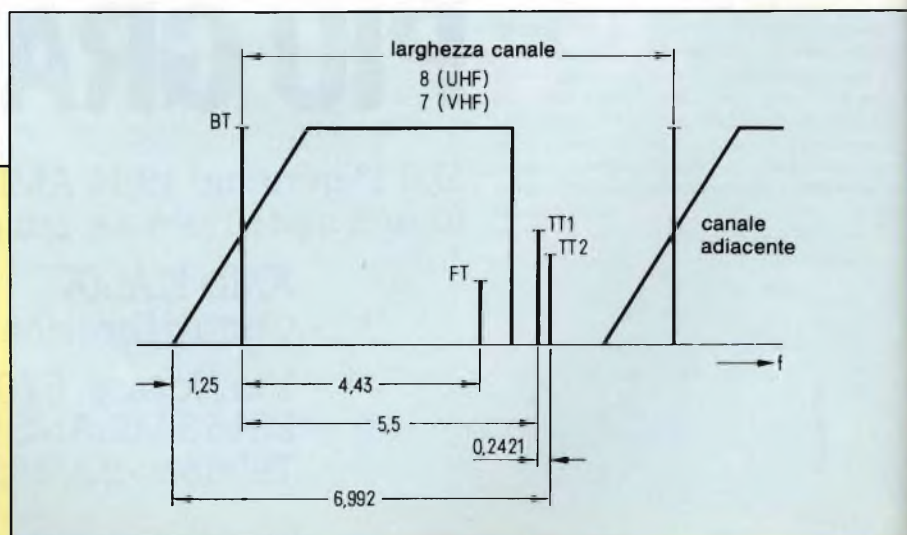


Fig. 1 - Struttura di un canale TV.

PV = portante video; PA = portante audio; PC = portante crominanza. I valori riportati sono espressi in MHz.



Così, per esempio, quando passa per l'etere, il segnale TV può essere disturbato da fenomeni di interferenza, da riflessioni, da segnali spuri aventi la stessa frequenza, ecc. Quando invece viaggia su cavo coassiale, le alterazioni a cui può andare soggetto sono essenzialmente, distorsioni nella sua ampiezza e distorsioni prodotte dal fenomeno cosiddetto del *ritardo di gruppo*.

Per poter stabilire se il segnale ricevuto in una data località possiede ancora intatte le caratteristiche che aveva al momento in cui veniva trasmesso, o se per lo meno i disturbi e le altera-

zioni in esso presenti rientrano entro i valori delle tolleranze ammesse, da tempo vengono impiegati sistemi di misura e criteri di giudizio standardizzati.

Sul luogo di ricezione occorre per prima cosa procedere alla misura dell'*intensità di campo del segnale* (tensione utile del segnale). Se questo possiede un livello accettabile, si procede ad una valutazione *soggettiva* della qualità dell'immagine; se tale valutazione non è del tutto convincente occorrerà procedere ad una valutazione *oggettiva* realizzata con la strumentazione adatta.

Come scoprire i difetti

Nella *figura 1* si può vedere come sono localizzate le varie portanti (video e audio) all'interno di un normale canale TV nonché le relative ampiezze e la distanza tra un canale e quelli adiacenti.

Vedremo tra poco come si deve procedere per poter misurare l'ampiezza della portante video (PV) e della portante (o delle portanti) audio (PA). Quando le portanti audio sono due bisogna stare molto attenti che il *ricevitore di misura*

Tabella 1 - Intensità di campo e livelli di segnali minimi ammessi

Banda di frequenza (MHz)	47-68	174-230	470-622-790
Specificazione	VHF 1	VHF 3	VHF 4 - UHF 5
Canale	2-4	5-12	21-43-60
F _{min}	48	57	67-70-72
P _{min}	52	54	57
P _{max}	80	84	84

F_{min} = livello minimo dell'intensità di campo ammessa in dB $\mu\text{V}/\text{m}$;
P_{min} = livello minimo della tensione presente sulla presa di antenna del televisore in dB μV ;
P_{max} = livello massimo della tensione presente sulla presa di antenna del televisore in dB μV .

(o misuratore di campo) riesca ad individuare la portante PA1 e a misurarla, il che non è troppo facile data l'estrema vicinanza delle due portanti.

Per poter eseguire correttamente questa misura si richiedono ricevitori di misura TV molto precisi e accurati. Naturalmente, se si dispone di un analizzatore di spettro questi problemi non esistono.

Le due portanti audio sono richieste dal sistema di trasmissione dell'audio stereo (o di un secondo canale audio). Attualmente, l'audio stereofonico è trasmesso in via sperimentale dalla seconda rete della Germania Federale (ZDF).

La figura 2 riporta lo spettro delle frequenze di un canale TV in banda UHF, così come lo presenterebbe un analizzatore di spettro. Si confrontino i livelli e le posizioni delle portanti video e audio indicate dall'analizzatore di spettro con quelle riportate schematicamente in figura 1.

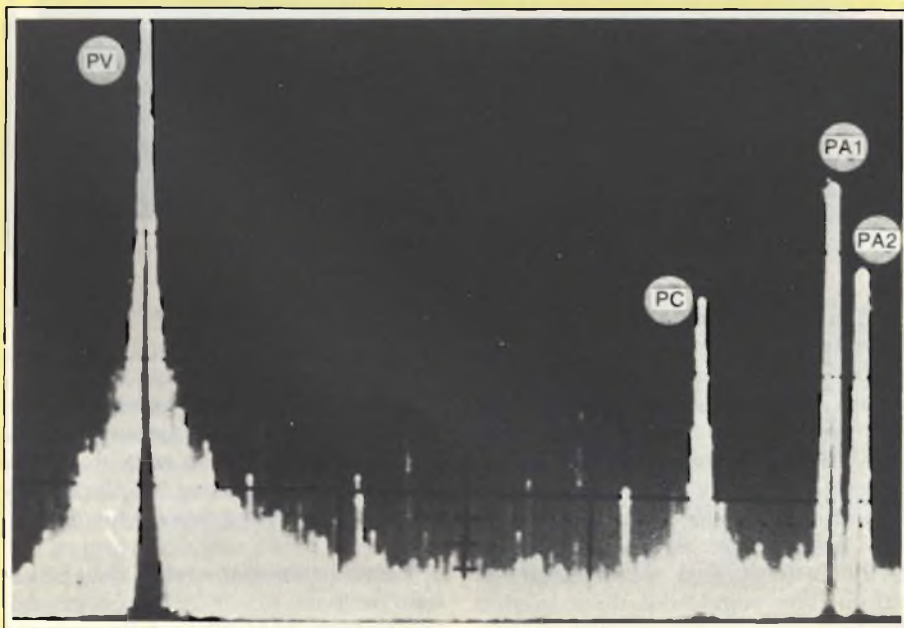


Fig. 2 - Struttura di un canale TV, come quella schematizzata in figura 1, osservata sullo schermo di un analizzatore di spettro.

Per la misura dell'intensità di campo e per una valutazione soggettiva della qualità dell'immagine il sistema maggiormente impiegato è quello riportato in figura 3.

Per la corretta realizzazione di questa misura è estremamente importante che i valori dell'impedenza caratteristica dell'antenna, del cavo, dell'attenuatore e del ricevitore di misura siano tutti uguali. Di solito, i ricevitori di misura sono già tarati e calibrati, e di conseguenza consentono di poter leggere direttamente l'intensità di campo presente in un dato luogo. Occorre conoscere inoltre anche il guadagno che una data antenna dà in una data banda di frequenza. Ma di questo ci occuperemo più estesamente più avanti.

Come deve essere effettuata la misura

Per poter effettuare oltre che la misura dell'intensità di campo anche una

valutazione della qualità dell'immagine occorre che il ricevitore utilizzato per la misura disponga di una uscita per il segnale *video completo*. Per segnale video completo si intende un segnale comprendente l'informazione video contenuta in una riga di scansione, il segnale di sincronismo e il segnale di cancellazione dei ritorni di riga e di quadro.

In linea di principio si tratta di misurare mediante un ricevitore calibrato, una tensione applicata al suo ingresso. In realtà, però, ciò che interessa sapere è l'intensità di campo esistente in quella località. E per sapere ciò, occorre effettuare una *conversione* del valore letto sul ricevitore.

Bisogna inoltre tener conto del guadagno dell'antenna, dell'attenuazione introdotta dal cavo di discesa, e da quella prodotta dalla rete di attenuazione (se utilizzata) inserita in serie al cavo. Pertanto, per poter conoscere il valore reale del livello del segnale presente ai morsetti d'ingresso del ricevitore, occorrerà aggiungere al valore letto sul ricevitore, un *fattore di correzione* dipendente dal tipo di ricevitore utilizzato.

Il valore dell'intensità di campo potrà pertanto essere calcolata nella seguente maniera:

$$F = n_E + a_E + a_K - G + a_U \quad (1)$$

in (dB $\mu\text{V}/\text{m}$)

nella quale,

n_E = livello del segnale all'ingresso del ricevitore (valore letto + fattore di correzione) $n_E = 20 \log (V/V_0)$ in dB, dove $V_0 = 1 \mu\text{V}$;

a_E = valore in dB di attenuazione del segnale prodotto dall'attenuatore collegato in serie;

a_K = attenuazione in dB introdotta dal cavo di discesa di antenna;

G = guadagno dell'antenna in dB;

a_U = valore del fattore di conversione, in dB.

Per capire meglio ciò che è stato detto prima, sarà opportuno chiarire il significato di alcuni termini come *guadagno di un'antenna* e *fattore di conversione*.

Si ricorderà come tra i dati che i costruttori di antenne specificano per una data antenna si trova anche il cosiddetto *guadagno di antenna*. Questo concetto potrebbe creare confusione per il semplice fatto che nessun elemento che costituisce un'antenna è in grado di fornire un guadagno.

Occorre inoltre sapere che, per poter stabilire un confronto tra le caratteristiche possedute dalle antenne di diffe-

renti costruttori bisogna realizzare un'antenna avente caratteristiche ben definite da poter poi usare *come metro* per valutare le caratteristiche delle altre antenne.

Come antenna di riferimento (o antenna campione) viene usato il cosiddetto *radiatore a sfera* il quale ha la proprietà di irradiare in ugual misura in tutte le direzioni l'energia ad esso applicata; oppure, se usato come antenna ricevente, di ricevere in egual misura, l'energia che ad esso perviene da tutte le direzioni.

Purtroppo, questo radiatore ha un grosso inconveniente: non è realizzabile in pratica. Ecco perchè come elemento di riferimento si assume in pratica il *dipolo a mezza lunghezza d'onda*.

Al suo "guadagno" viene assegnato il valore di 0 dB-d, dove la lettera *d* alla fine, indica appunto *dipolo*.

L'intensità di campo non dipende dal guadagno

Supponiamo di porre il dipolo a mezza lunghezza d'onda in un dato campo elettromagnetico, e di misurare ai suoi morsetti di uscita un certo valore di tensione. Se, ora si mette nello stesso punto un'antenna differente, e se si riscontra ai suoi morsetti un valore di tensione superiore a quello riscontrato ai morsetti del dipolo, facendo la differenza tra quest'ultimo valore di tensione e il primo (quello del dipolo) otterremo il cosiddetto *guadagno*. In altre parole, possiamo dire che, ponendo due antenne differenti in un punto avente la stessa intensità di campo, una di esse fornisce una tensione di uscita superiore all'altra.

Strettamente legato al guadagno è il concetto di *direzionalità* il quale indica che, se un dato segnale perviene all'antenna dalla parte *anteriore*, ai morsetti di antenna riceveremo un segnale molto più elevato che se questo stesso segnale investisse l'antenna dal di dietro oppure di fianco. Il guadagno dipende infine anche dal valore della frequenza del segnale che si riceve.

Siccome anche il valore del fattore di conversione è stato ricavato dal dipolo a mezza lunghezza d'onda, nella formula (1) il guadagno dell'antenna impiegata dovrà essere *sottratto* dal valore letto sullo strumento.

Dato un certo valore di intensità di campo *E* (espressa in V/m), vediamo allora di calcolare la tensione presente ai suoi morsetti.

Per poter effettuare questo calcolo supporremo che il dipolo a mezza lun-

Tabella 2 - Giudizio soggettivo sulla qualità dell'immagine.

Riflessioni	Interferenze dovute ad altri canali	Giudizio sull'immagine
R ₀ = nessuna	I ₀ = nessuna	Nessun disturbo
R ₁ = leggera	I ₁ = leggera	Il disturbo è individuabile: non è però visibile stando ad una distanza pari a 5 volte l'altezza dell'immagine
R ₂ = media	I ₂ = media	È ben visibile stando ad una distanza pari a 5 volte l'altezza dell'immagine
R ₃ = forte	I ₃ = forte	Disturbo forte, inaccettabile

ghezza d'onda abbia un'impedenza caratteristica pari a $Z_D = 73 \Omega$.

La *figura 4* indica lo schema del dipolo. Ai suoi morsetti riscontriamo la tensione V_{D0} . Questa tensione, oltre che dall'intensità di campo dipende anche dall'effettiva lunghezza del dipolo. Abbiamo cioè:

$$V_{D0} = E \cdot l_{\text{eff}}$$

nella quale

$$l_{\text{eff}} = \lambda / \pi, \text{ e } \lambda = c / f$$

che sostituite nella precedente formula daranno:

$$V_{D0} = E \cdot \frac{c}{f \cdot \pi} \quad (2)$$

I simboli riportati in questa e nelle altre formule significano:

- Z_D : impedenza caratteristica del dipolo a mezza lunghezza d'onda ($Z_D = 73 \Omega$);
- V_{D0} : tensione in assenza di carico (V);
- E : intensità di campo misurata in V/m;
- l_{eff} : lunghezza effettiva dell'antenna (m);
- λ : lunghezza d'onda (m);

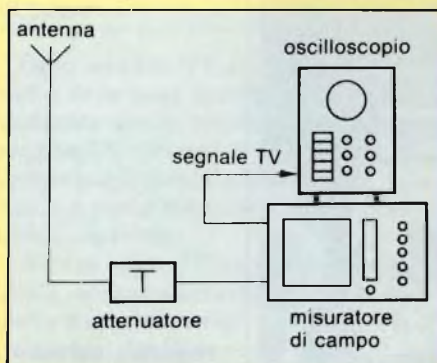


Fig. 3 - Disposizione della strumentazione per la misura dell'intensità di campo e per la valutazione della qualità dell'immagine.

- π : costante (3,1415...);
- c : velocità di propagazione dell'onda ($3 \cdot 10^8$ m/s);
- f : frequenza (1/s);
- R_L : resistenza di carico (del ricevitore);
- v_i : caduta di tensione ai capi della resistenza interna del dipolo (Z_D);
- v_E : tensione d'ingresso del ricevitore;
- v_{E0} : tensione di riferimento del ricevitore ($v_{E0} = 1 \mu V$).

Il fattore di conversione è il "ponte" tra la tensione e l'intensità di campo

Dalla formula (2) si vede che la tensione presente ai morsetti del dipolo è direttamente proporzionale all'intensità di campo, e inversamente proporzionale alla frequenza. Ciò vuol dire che, rimanendo fissa l'intensità di campo, la tensione al dipolo tende a diminuire all'aumentare della frequenza.

Bisogna però dire che la tensione v_{D0} presente sul dipolo in assenza di carico non ha un significato pratico.

Per una data intensità di campo assume molta più importanza pratica, la tensione che si riscontra ai morsetti del dipolo quando quest'ultimo viene collegato al suo carico (e cioè al televisore).

Nella *figura 5* si può vedere il dipolo collegato al ricevitore (e cioè alla sua naturale resistenza di carico). Per semplificare i calcoli che tra poco faremo converrà utilizzare al posto del circuito di *figura 5*, quello equivalente riportato in *figura 6*.

Si vuole calcolare la tensione di antenna effettivamente applicata all'ingresso del ricevitore. In questo caso, non si tiene conto dell'attenuazione introdotta dal cavo coassiale di discesa, attenuazione di cui però si è tenuto conto nella (1).

La tensione d'ingresso si calcola così:

$$V_E = V_{D0} - V_i$$

Sostituendo al posto di v_{D0} il valore dato nella (2) e al posto di v_i il rapporto delle resistenze rispetto a v_E avremo:

$$V_E = \frac{E \cdot c}{f \cdot \lambda} - V_E \cdot \frac{Z_D}{R_L}$$

dalla quale mediante semplici calcoli algebrici otterremo:

$$V_E = \frac{E \cdot c}{f \cdot \pi} \cdot \frac{R_L}{R_L + Z_D} \quad (3)$$

La formula (3) indica la relazione esistente tra la tensione presente al dipolo quando questo è collegato al ricevitore (e cioè v_E), e l'intensità di campo (E). Come già detto, la tensione v_E può essere misurata facilmente con un misuratore di campo.

Per calcolare l'intensità di campo (E) ci si serve sempre della (3) e con facili passaggi di algebra avremo:

$$E = V_E \cdot f \cdot \frac{\pi}{c} \cdot \frac{R_L + Z_D}{R_L} \quad (4)$$

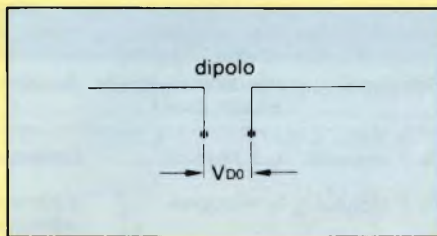


Fig. 4 - Schematizzazione di un dipolo semplice non collegato al carico (e cioè all'ingresso del ricevitore).

In pratica, per il calcolo delle suddette grandezze è conveniente, perchè più semplice, ricorrere ai logaritmi e cioè:

$$F = 20 \lg \frac{E}{E_0}$$

nella quale:

F = intensità di campo in misura logaritmica (dB μ V/m);

E_0 = intensità di campo di riferimento (1 μ V/m);

Applicando le regole dei logaritmi, la (4) viene "spaccata" in maniera da ottenere sia il livello di segnale all'ingresso del ricevitore n_E , sia il fattore di conversione desiderato, e cioè:

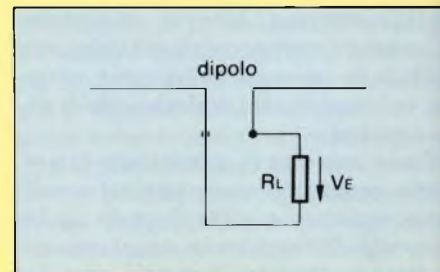


Fig. 5 - Schema elettrico di un dipolo collegato al carico (R_L).

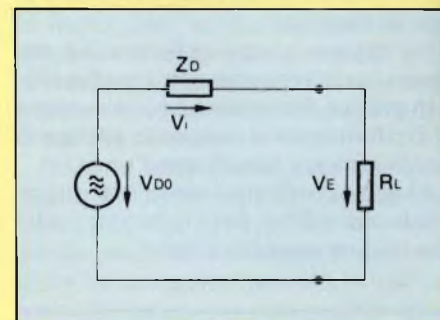


Fig. 6 - Circuito equivalente di un dipolo collegato all'ingresso di un televisore (R_L).

$$F = 20 \lg \frac{V_E}{V_{E0}} = n_E$$

$$20 \lg \frac{f \cdot \pi}{c} \cdot \frac{(R_L + Z_D)}{R_L} = a_U$$

In pratica, il fattore di conversione può essere ulteriormente semplificato.

Una regola semplice per calcolare qualunque impedenza caratteristica

La resistenza d'ingresso degli attuali misuratori di campo può essere 50 Ω , 60 Ω oppure 75 Ω . L'impedenza caratteristica del cavo dovrà pertanto essere scelta in accordo con questi valori. Anche le antenne si presentano con differenti valori di resistenza d'ingresso. In tutti i casi, è comunque necessario realizzare l'adattamento d'impedenza fra tutti questi componenti.

Per i tre suddetti valori d'impedenza caratteristica esistono delle semplici formule nelle quali l'unica variabile è la frequenza:

a) Impedenza caratteristica della combinazione di misura:
 $Z = R_L = 50 \Omega$
 $a_U = 20 \lg 2,576; f_{(100 \text{ MHz})}$ (6)



Misuratore dell'intensità di campo per impieghi professionali (da 20 a 1000 MHz). (Foto Rohde & Schwarz)

b) Impedenza caratteristica della combinazione di misura:

$$Z = R_L = 60 \Omega$$

$$a_u = 20 \lg 2,321 \cdot f_{(100 \text{ MHz})} \quad (7)$$

c) Impedenza caratteristica della combinazione di misura:

$$Z = R_L = 75 \Omega$$

$$a_u = 20 \lg 2,066 \cdot f_{(100 \text{ MHz})} \quad (8)$$

Pertanto, per il calcolo del fattore di conversione a_u , a seconda della combinazione di misura si potrà ricorrere alla (6), alla (7) oppure alla (8). Ricordarsi che l'unità di misura della frequenza è 100 MHz!

Esempio:

Impedenza caratteristica della combinazione di misura: $Z = 75 \Omega$.

Frequenza di lavoro:

$$f = 503 \text{ MHz (canale 25)}$$

$$a_u = 20 \lg 2,066 \cdot 5,03$$

$$a_u = 20,3 \text{ dB.}$$

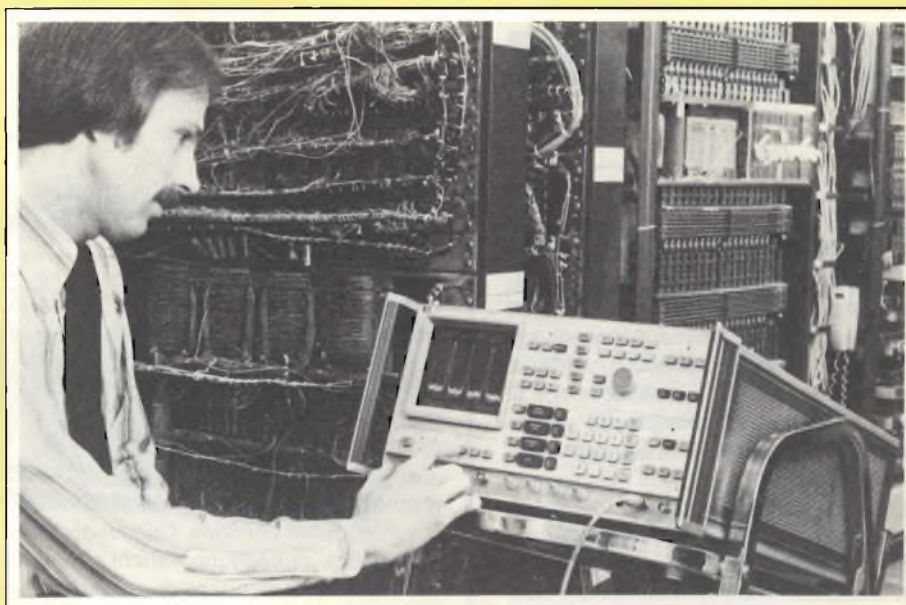
È evidente che in una data località sarà possibile ricevere correttamente una emittente TV solo nel caso in cui l'intensità di campo del segnale raggiungerà un determinato livello. Gruppi di esperti e capitolati ARD/DBP hanno fissato i valori minimi dell'intensità di campo del segnale TV che però consentono ancora di ricevere un'immagine TV con qualità accettabile. Questi valori sono ripartiti nella *tabella 1*, e si riferiscono al livello della portante video.

I valori più bassi ammessi alla presa di antenna

Il valore del livello della portante audio viene misurato rispetto a quello della portante video: la portante audio PA1 deve trovarsi 13 dB al di sotto della portante video; la portante audio PA2, 20 dB al di sotto della stessa portante. Le tolleranze ammesse sono +3 dB oppure -6 dB.

La portante del colore (burst) può, per esempio, essere misurata con la riga 17. L'ampiezza del burst (da picco a picco) deve corrispondere al 30% del segnale video completo oppure al 43% dell'impulso del bianco.

Sia i televisori che i radioricevitori danno le prestazioni stabilite solo se al loro ingresso di antenna il segnale possiede i livelli minimi (o massimi) stabiliti. Così, per esempio, in caso di superamento del massimo livello ammesso, si riscontreranno inammissibili distorsioni sia nell'immagine che nel sonoro; viceversa, quando il livello del segnale ricevuto si trova molto al di sotto del



Esame dello spettro di un segnale VHF/UHF. (Foto Hewlett-Packard).

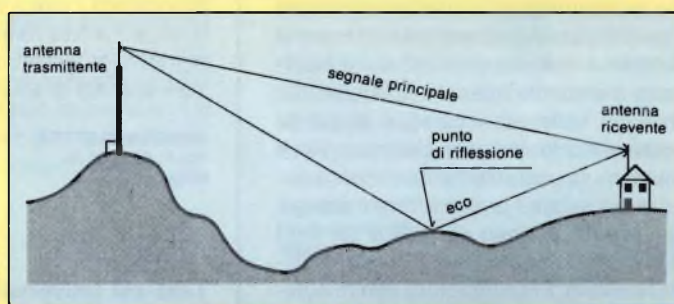


Fig. 7 - Schematizzazione della formazione dell'effetto eco.

livello minimo ammesso, il rapporto segnale/disturbo diventa tale da rendere inaccettabile sia l'immagine che il suono.

Questi livelli minimi e massimi sono riportati nella *tabella 1*. Per tutte le bande TV sono da considerarsi ottimi i seguenti valori: minimo 60 dB μ V, massimo 84 dB μ V.

Un vero apprezzamento della qualità dell'immagine è possibile solo con l'osservazione delle righe di prova

Ogni quadro TV è formato da 625 righe. Non tutte queste righe vengono utilizzate per la trasmissione dell'immagine TV. Un certo numero viene utilizzato per lo spegnimento verticale del fascio e per la trasmissione del sincronismo verticale.

Alcune righe dello spegnimento verticale vengono attualmente utilizzate per la trasmissione dei segnali Teletext (teletext), in altre sono contenuti dei particolari segnali di prova che servono ad indicare se il ricevitore funziona correttamente. È la maggiore o minore deformazione di questi segnali che con-

sente di dare una valutazione *oggettiva* circa la qualità dell'immagine ricevuta.

La valutazione *soggettiva* della qualità dell'immagine ha valore in presenza di appariscenti deformazioni dell'immagine prodotte per esempio da riflessioni, interferenze dovute ad altri canali, effetto eco ecc. Nella *tabella 2* sono riportate alcune definizioni e valutazioni di questi fenomeni.

Nella *figura 7* si può vedere come si origina l'effetto eco; sull'antenna in questo caso arrivano due segnali, uno proveniente dall'antenna del trasmettitore e l'altro proveniente dal punto di riflessione. Il disturbo prodotto sull'immagine dipenderà in questo caso dall'intensità e dal maggior cammino percorso dal segnale riflesso.

Nella seconda parte di questo articolo verranno illustrati in dettaglio i *segnali di prova* inseriti al trasmettitore in alcune righe del segnale di spegnimento verticale. La riproduzione più o meno corretta di queste forme d'onda permetterà di stabilire in maniera univoca se il ricevitore funziona correttamente, e di formulare quindi un giudizio *oggettivo* circa la qualità dell'immagine. (continua)

STRUMENTAZIONE

Gruppi di continuità statici

Queste apparecchiature prodotte dalla Siemens vengono impiegate principalmente per alimentare carichi privilegiati proteggendoli dalle mancanze di alimentazione e mantenendo al tempo stesso costanti i valori di tensione e di frequenza. Sono disponibili per utenze trifasi a partire da 60 kVA (forma costruttiva 32).

L'apparecchiatura base è composta da raddrizzatore, da un inverter e da una batteria di accumulatori. In normali condizioni di esercizio il raddrizzatore trasforma la tensione alternata della rete in tensione continua. L'inverter alimentato dal raddrizzatore ritrasforma la tensione continua in tensione alternata stabilizzata e alimenta i carichi privilegiati. La batteria, collegata in parallelo al circuito intermedio in corrente continua, viene mantenuta costantemente in carica così che è sempre pronta a fornire energia all'inverter in caso di mancanza della tensione di alimentazione. Al ritorno della tensione, il raddrizzatore rientra automaticamente in servizio alimentando l'inverter e ricaricando le batterie.

Il rendimento elevato, l'ottimo comportamento in regime dinamico, il sinottico di comando e controllo con strumentazione

di misura digitale e la struttura compatta sono le caratteristiche più rilevanti della nuova serie.

Per le utenze monofasi la Siemens offre una gamma di prodotti da 5 a 30 kVA (forma costruttiva 31). La regolazione e il controllo di questi gruppi statici avviene per mezzo di microprocessori.

I gruppi di continuità statici sono composti da un raddrizzatore, da un inverter e da una batteria di accumulatori rigidamente collegata ad un circuito intermedio in corrente continua. Queste apparecchiature proteggono carichi privilegiati da mancanze di tensione di alimentazione e mantengono allo stesso tempo costanti i valori di tensione e di frequenza. La foto mostra il montaggio dei componenti dell'inverter nella fabbrica Siemens AG di Erlangen.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Rif. 01

Test-set universale programmabile

Con il test-set per codici radio tipo SCUD, la Rohde & Schwarz ha ampliato la propria gamma di strumenti specializ-

zati nel settore del testing di ricetrasmittitori.

Usando il versatile sintetizzatore-codificatore BF con il decodificatore universale di processo integrato nello strumento, possono essere generati ed analizzati praticamente tutti i tipi di chiamate selettive e dati trasmessi via radio. Grazie al software interno ed al sistema per l'impostazione dei vari parametri tramite tasti soft, lo SCUD permette di impostare ed eseguire in modo semplice dei completi test automatici via IEC-BUS.

Rappresenta inoltre un ottimo complemento al banco per radiotelefonii, automatico o manuale, SMFP2 e SMFS2. Infatti, in congiunzione con tale banco, la Rohde & Schwarz propone un sistema automatico e/o manuale per il controllo di tutti i parametri caratteristici dei moderni ricetrasmittitori, sia in RX che in TX fino ad 1 GHz, compresa la generazione e l'analisi dei vari sistemi di chiamate selettive secondo le più comuni normative internazionali (ZVEI 1, ZVEI 2, CCIR, ÉEA, EIA, ecc.) nonché di speciali sequenze scelte liberamente. Tutti i vari parametri generati, quali la lunghezza dei toni, la frequenza, la lunghezza delle pause, sono programmabili.

Per la trasmissione dati lo SCUD, usando il proprio encoder e decoder, è in grado di simulare le più moderne tecniche di modulazione, come FSK, FFSK, PSK, DPSK.

Tutti i parametri indispensabili per la simulazione delle stazioni fisse, delle stazioni di trasferimento e delle stazioni radiomobili sono contenute nello SCUD. Naturalmente lo SCUD può essere impiegato anche come semplice generatore sintetizzato di BF programmabile.

ROJE TELECOMUNICAZIONI
Via Sant'Anatone, 15
Milano

Rif. 02

Generatori di segnale 10 kHz - 1040 MHz

A 2 anni dalla loro introduzione i generatori di segnale 2018/2019 della Marconi Instruments (banda 80 kHz ÷ 520 oppure 1040 MHz secondo la versione) sono ora disponibili con una serie di caratteristiche aggiuntive che ampliano il loro campo di impiego.



I gruppi di continuità statici sono composti da un raddrizzatore, da un inverter e da una batteria di accumulatori rigidamente collegata ad un circuito intermedio in corrente continua. Queste apparecchiature proteggono carichi privilegiati da mancanze di tensione di alimentazione e mantengono allo stesso tempo costanti i valori di tensione e di frequenza. La foto mostra il montaggio dei componenti dell'inverter nella fabbrica Siemens AG di Erlangen.

STRUMENTAZIONE



Generatore di segnali 10 kHz ÷ 1040 MHz della Marconi Instruments.

È stata estesa la banda FM, con la conseguenza di presentare una eccellente separazione stereo (56 dB tipici) e poter simulare segnalazioni con tecnica FSK (come nelle applicazioni su apparati cerca-persone)

È stata aggiunta l'opzione VOR/ILS per test su sistemi di atterraggio e navigazione aerea.

È stata estesa verso il basso (10 kHz) la banda RF per coprire le bande di comunicazione a bassa frequenza.

Infine è stata aggiunta ai tipi di modulazione esistenti la modulazione ad impulsi che permette il test di radar RF oppure stadi IF.

MARCONI ITALIANA
Via Palmanova, 185
Milano

Rif. 03

Calibro elettronico con memoria

La C.E. Johansson ha presentato il Jocal Memory, una nuova generazione del suo calibro elettronico.

Le sue caratteristiche comprendono una migliore precisione, che passa da 0,03 a 0,02 mm, la funzione memoria (il valore di lettura può essere congelato quando viene rimosso il calibro dal particolare misurato), inserti di metallo duro sulle superfici interne di misura.

Come la prima versione del Jocal, anche il Jocal Memory è dotato di un display a cristalli liquidi, di possibilità di azzeramento in tutto il campo di misura (0 ÷ 50 mm o 0 ÷ 6"), di indicazioni di allarme per un movimento troppo rapido del cursore o per bassa tensione delle batterie.

Il calibro funziona con pile standard della durata di un anno in condizioni di uso

normale, ha un'elettronica completamente protetta da interferenze derivanti da tavole magnetiche, saldatrici o altre apparecchiature, e può operare anche in officina, non essendo attaccabile da olio, polveri o altri contaminanti.

SERGIO RIMOLDI
Via Forlanini, 17
Bovisio Masciago (MI)

Rif. 04

Simulatore di transistori

La Takamisawa Cybernetics ha annunciato un apparecchio per le prove di affidabilità su strumenti e apparecchiature elettroniche: il simulatore di transistori di rete tipo PSA - 300.

Tale simulatore è in effetti un alimentatore a 50 Hz in grado di fornire in uscita, oltre all'onda sinusoidale, delle variazioni improvvise di tensione sia in aumento che in diminuzione, delle distorsioni della stessa nonché sovratensioni e qualsiasi tipo di transitoria.

Con tale apparecchio è quindi possibile simulare qualsiasi perturbazione della



Simulatori di transistori, in grado di simulare qualsiasi perturbazione della rete di alimentazione allo scopo di studiare il comportamento di apparecchi elettronici sensibili a tali perturbazioni.

rete di alimentazione allo scopo di studiare il comportamento di apparecchi elettronici sensibili a tali perturbazioni. Le principali caratteristiche di tale apparecchio sono: possibilità di simulare abbassamenti e sopraelevazione della tensione di uscita, possibilità di variare la forma d'onda e la pendenza della stessa, possibilità di predisporre il valore di abbassamento o sopraelevazione di tensione linearmente, possibilità di scegliere la fase del punto di inizio e di fine dell'abbassamento o sopraelevazione di tensione con gradini di 0,1 ms, insensibilità della forma d'onda di uscita con le variazioni del carico, possibilità di misurare tensione, corrente, potenza ed energia fornite, elevata potenza di uscita 0 ... 80 A con tensioni da 40 a 280 V (sovraccarico max 500 A / 10 mA), possibilità di interfacciamento GP/IP e di collegamento ad una stampante interna.

AMPERE
Via Scariatti, 26
Milano

Rif. 05

Misuratore di intensità di campo relativa

Il mod. 4030 è un plug-in della Bird da usare con i wattmetri bidirezionali mod. 43 ed analogici.

La banda di frequenza coperta va da 2 MHz a 1 GHz.

La piccola antenna è collegata ad un amplificatore R.F. a larga banda, alimentato da una batteria la cui autonomia, in funzionamento continuo, è di 100 ore.

La dinamica dello strumento, che dà un'indicazione logaritmica del campo irradiato, è di 30 dB. Ciò dovrebbe essere più che sufficiente per l'impiego nella taratura dello stadio finale o del circuito di accoppiamento d'antenna di un trasmettitore.

La sensibilità è tale che a 2,5 m circa da un trasmettitore da 1 W / 150 MHz l'indice si porta a fondo scala.

L'applicazione tipica è quella di verificare le potenze irradiate dall'antenna senza dover sezionare il collegamento al trasmettitore nell'installazione dei rice-trasmettitori veicolari.

VIANELLO
Via Tommaso da Cazzaniga, 9/6
Milano

Rif. 06

STRUMENTAZIONE

Computer Sinclair QL

La Sinclair ha realizzato un computer dal costo di un home computer, che grazie ad una tecnologia avanzata riassume le facilità e versatilità di un personal e la potenza e le prestazioni di uno small business.

Il computer QL viene venduto assieme ai programmi più utili per il suo impiego. Le caratteristiche principali del QL sono: microprocessore Motorola 68008 a 32/16 bit, memoria ROM di 32 Kbyte, memoria RAM 128 Kbyte espandibile a 640, memoria di massa formata da 2 unità microdrive con microcartridge da 100 Kbyte cadauna, sistema operativo QDOS con linguaggio superbasic e gestione multitasking, grafica ad alta risoluzione 512 x 256 pixel a 4 colori o 256 x 256 pixel a 8 colori, testo di 85 colonne x 25 righe, uscita RGB e UHF, tastiera professionale a 65 tasti, 2 porte per joystick, possibilità di inserire cartridge di ROM.

Il software di base comprende word processor, data base, spread sheet (foglio elettronico), business graphics (grafici commerciali). È inoltre utilizzabile la rete di collegamento locale QLAN, che permette la connessione di 64 computer contemporaneamente, sia QL che ZX Spectrum.

REBIT COMPUTER
V.le Matteotti, 66
Cinisiello B. (MI)

Rif. 07

Voltmetro per alta tensione

La Brandenburg ha aggiunto alla sua serie di voltmetri per alta tensione il modello 139D.

Esso offre una lettura digitale su 3 1/2 digit, 2 scale selezionabili (una da 0 a 20 kVcc e l'altra da 0 a 40 kVcc), una precisione dello 0,25%, l'indicazione automatica della polarità.

Lo strumento è portatile, con batteria incorporata.

Fanno parte di questa serie di voltmetri per alta tensione i modelli: 55M (scala da 0 a 5 kVcc), 77M (scala da 0 a 15 kVcc), 88M (scala da 0 a 30 kVcc) e 109M (scala da 0 a 40 kVcc), tutti con indicazione analogica.

FARNELL ITALIA
Via G. Mameli, 31
Milano

Rif. 08



Sinclair QL-Quantum Leap il nuovo personal computer in anteprima per l'Italia.

Multimetro palmare a 4 1/2 cifre

Si tratta del multimetro modello 474 della Simpson, che si affianca al modello 470 a 3 digit e 1/2, di cui mantiene le identiche ridotte dimensioni e la robustezza.

Per le sue caratteristiche tecniche, il 474 si identifica come un multimetro professionale: 4 digit e 1/2, precisione dello 0,03% per le tensioni in continua, praticità d'uso e maneggevolezza.

Le altre caratteristiche comprendono: risoluzione di 10 μV (c.a./c.c.), 0,01 Ω,

0,1 μA; le portate amperometriche vanno da 2 mA a 10 A (c.a./c.c.), quelle voltmetriche da 200 mV a 1000 Vcc (750 Vca), le resistenze da 200 Ω a 20 MΩ ed hanno (portata 2 kΩ) la possibilità di prova dei diodi e la prova di continuità visiva e sonora.

Lo strumento è protetto dai transienti fino a 6 kV ed è protetto dai sovraccarichi con un sistema a doppio fusibile.

VIANELLO
Via Tommaso da Cazzaniga, 9/6
Milano

Rif. 09



Multimetro modello 474 della Simpson rappresentata in Italia dalla Vianello.

Frequenzimetro da 1 GHz

La Global Specialties ha presentato un frequenzimetro da laboratorio, il mod. 6002, in grado di misurare frequenze da 5 Hz ad 1 GHz e periodi da 1 μs a 200 ns. Lo strumento è provvisto di due ingressi BNC: il primo accetta segnali da 5 Hz a 100 MHz con 10 Hz, 1 Hz e 0,1 Hz di risoluzione e ha un'impedenza di 1 MΩ/20 pF, mentre il secondo accetta segnali da 80 MHz a 1 GHz con 1 kHz, 100 Hz e 10 Hz di risoluzione e ha un'impedenza di 50 Ω/10 pF.

Il frontale è provvisto di LED che indicano gate open, oven ready, over flow, il fondo scala, la risoluzione, l'inserzione del filtro.

Il 6002 misura solo 76 x 254 x 178 mm e pesa 1,4 kg.

FARNELL ITALIA
Via Mameli, 31
Milano

Rif. 010

COMPONENTI

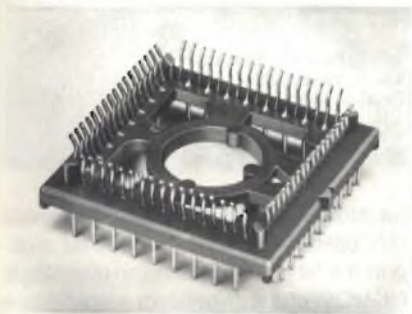
Zoccolo per chip-carrier

Per coloro che necessitano di uno zoccolo economico ed affidabile per LLCC leadless chip-carrier), montati su supporto ceramico, è disponibile il pin FRAME della ITT Cannon.

Già disponibile nella versione JEDEC-C a 68 contatti, il PIN FRAME sarà tra breve disponibile anche nelle versioni a 52, 84 e 100 vie.

CANNON ELECTRIC ITALIANA
Via Panzeri, 10
Milano

Rif. 011



Zoccolo economico ed affidabile montato su supporto ceramico.

Amplificatore operazionale di potenza

Progettato per il pilotaggio di carichi reattivi in tutta sicurezza e con elevata affidabilità a lungo termine, l'OPA501 della Burr-Brown è ideale per applicazioni come servo-amplificatori, pilotaggio motori e sincro, regolatori per alimentatori, amplificatori audio ad alta potenza.

L'OPA501 può funzionare con un range di alimentazione da ± 10 a ± 40 V. Lo stadio di potenza di uscita, stabile anche a guadagno unitario, può erogare sul carico fino a 260 W (10 A a 26 V). La potenza a riposo è meno di 0,2 W.

Caratteristica particolare dell'amplificatore è la sua estesa SOA (Safe Operating Area) garantita da un circuito di limitazione interno che protegge sia l'amplificatore che il carico.

L'OPA501, costituito da uno stadio di amplificazione e uno di potenza, è contenuto in un package ermetico TO-3, compatibile con il 3573.

L'eccellente conducibilità termica tra il die ed il substrato garantisce una migliore resistenza tra giunzione e conte-

nitore; quest'ultimo è isolato, eliminando quindi la necessità di separatori tra il contenitore e il dissipatore.

Le specifiche sono garantite tra -55 e 125 °C ed è fornibile in 5 versioni, compresa una con screening MIL-STD-883

BURR-BROWN INTERNATIONAL
Via Zante, 14
Milano

Rif. 012

IC per il controllo stereo

Il TEA 2012 prodotto dalla Thomson-EFCIS è un circuito integrato che fornisce le seguenti funzioni: controllo doppio del volume, controllo del bilanciamento, controllo bass/treble, controllo del livello sonoro.

Le caratteristiche principali del TEA 2012 sono: rapporto S/N di 100 dB, range della tensione di uscita di 2,5 Vrms, regolazione del livello sonoro con due soli resistori, autoriduzione del range dinamico al massimo volume, distorsione tipica dello 0,15%, tensione di ingresso di 1 Vrms massimo.

Le applicazioni tipiche di questo integrato comprendono TV stereo, autoradio e impianti stereo.

THOMSON-CSF COMPONENTI
Via M. Giola, 72
Milano

Rif. 013



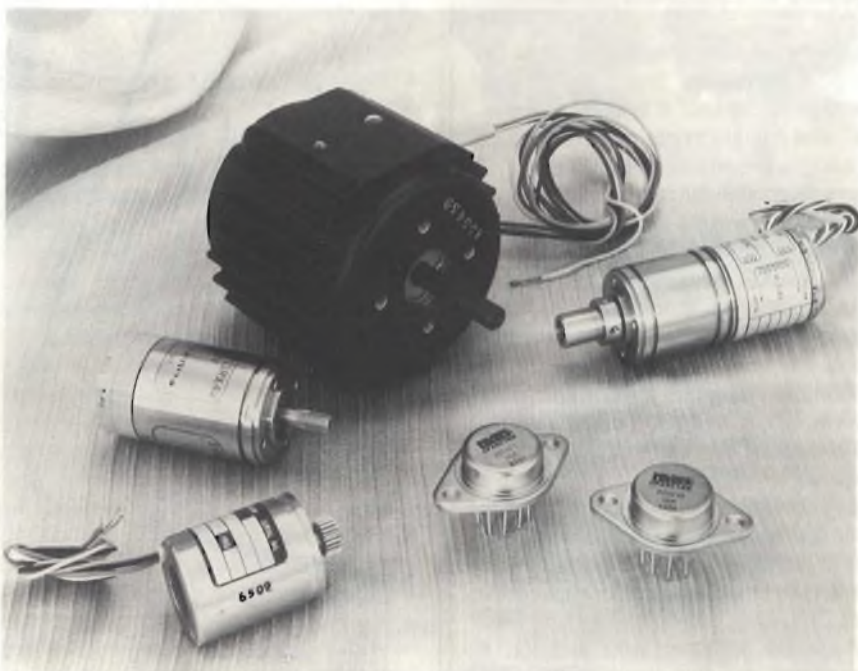
IC TEA 2012 le cui applicazioni comprendono TV stereo, autoradio e impianti stereo.

Temporizzatori elettronici

Appartengono ad una serie di temporizzatori prodotti dalla Müller. Il tipo MEL è un semplice temporizzatore con ritardo alla disinserzione fino a 1000 s con comando diretto dalla rete.

Il MEA è un'esecuzione programmabile per ritardo all'inserzione/disinserzione fino a 1000 s.

Il MEA è programmabile non solo per le funzioni di ritardo all'inserzione/disinserzione, ma anche su 4 temporizzazioni ed è disponibile nella gamma di tempi da 0,2 a 1000 s e da 1,5 s a 2 h.



Amplificatore operazionale di potenza denominato OPA 501, costituito da uno stadio di amplificazione e uno di potenza, contenuto in un package ermetico TO-3.

COMPONENTI



Temporizzatori elettronici prodotti dalla Müller.

La custodia, l'esecuzione estraibile e la piedinatura, comune a tutti e 3 i tipi, contribuiscono a semplificare ulteriormente la programmazione, l'approvvigionamento ed il servizio.

I temporizzatori sono disponibili nelle tensioni di alimentazione comunemente usate e l'esecuzione standard comprende 2 contatti di scambio 220 V/5 A, ed il LED di visualizzazione della funzione di ritardo.

ELESTA
V.le G. Cesare, 20
Como

Rif. 014

Sistema di connettori universali

La Divisione Berg Electronics della Du Pont ha presentato una serie di blocchetti portacontatti e contatti "universali", che è pienamente compatibile con gli altri più importanti sistemi di connessione disponibili sul mercato. Chiamato Power Mate, è stato studiato per fornire una connessione affidabile con cavi da 24 a 14 AWG, comunemente usati per data processing, automotive, comunicazioni, elettrodomestici e strumentazione.

I connettori possono sopportare fino a 24 A su 6,35 mm (0,250") di spaziatura e sono disponibili in vari modelli fino a 15 posizioni.

Sia il contatto maschio sia il contatto femmina si alloggiavano indifferentemente nei rispettivi blocchetti portacontatti per la massima flessibilità di applicazione.

Il materiale del blocchetto, in nylon, è disponibile in color rosso-mattone, in conformità alle norme UL94V-0, od in

color naturale a norma UL94V-2. Entrambi i tipi, approvati a norme VDE, sono polarizzati e con alette di ritenzione. I contatti sono prodotti in ottone o bronzo fosforoso e possono avere finitura pre-stagnata o doratura selettiva.

Du Pont de Nemours International
Casella Postale
CH-1211 Ginevra 24 (Svizzera) Rif. 015

Trimmer multigiri

In grado di dissipare una potenza di 1/4 W a 70 °C, i potenziometri multigiri della serie 98 della Allen-Bradley Electronics offrono un design compatto (6,7 x 4,7 x 1,15 mm) e una costruzione a tenuta stagna.

La gamma dei valori di resistenza disponibili va da 10 Ω a 2 MΩ, in multipli di 1, 2 e 5. Da 100 Ω a 500 kΩ la tolleranza dei valori di resistenza è di ± 10% e di ± 20% per i valori più alti.

Il coefficiente di temperatura per questi trimmer è contenuto in ± 100 ppm/°C. Le caratteristiche ambientali sono inoltre in completa uniformità con le specifiche CECC 41000.

SPECIAL IND
P.za Spolorno, 3
Milano

Rif. 016

Preamplificatore monolitico a basso rumore

Incapsulato in un package TO-72, il preamplificatore Si1000 della Siliconix combina un FET a basso rumore, con basse perdite, due diodi e un resistore opzionale in un singolo die.

Collegati back-to-back tra il gate e il terminale comune, i diodi proteggono il FET da picchi di tensione che possono essere presenti sul segnale di ingresso. Le caratteristiche tipiche comprendono una tensione di breakdown gate-source di 40 V, una corrente inversa di gate di 1 pA, una corrente di drain di saturazione di 0,2-4 mA e un fattore di rumore di 15 nV/√Hz.

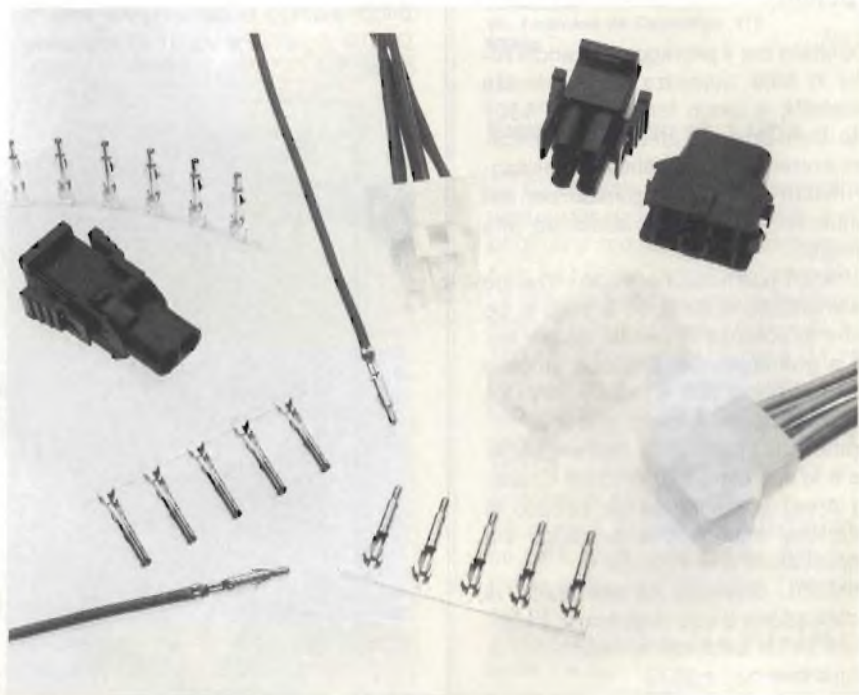
DOTT. ING. G. DE MICO
V.le V. Veneto, 8
Cassina de' Pecchi (MI)

Rif. 017

Memoria dual port

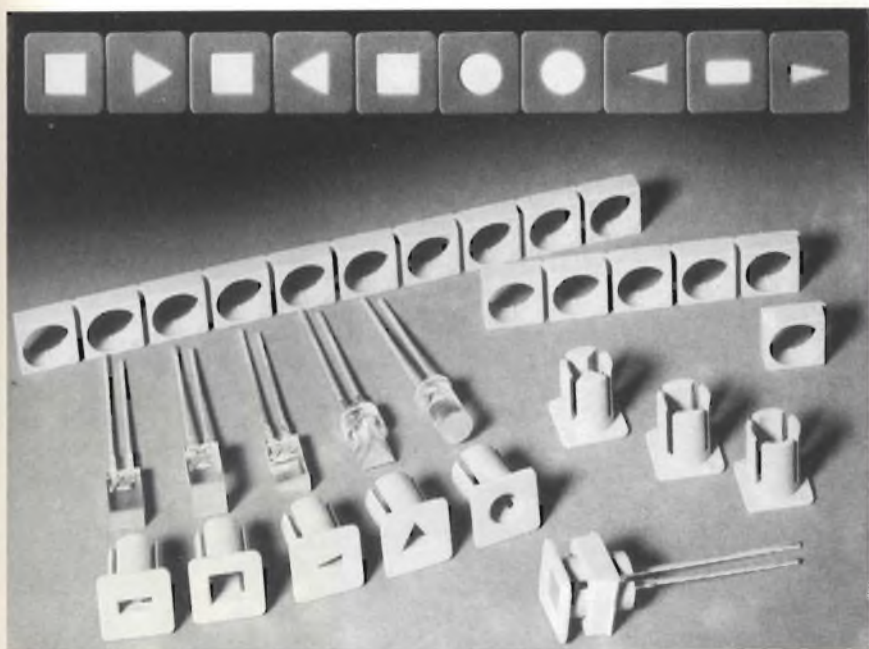
La Motorola Semiconduttori annuncia l'MC68HC34, una memoria RAM dual-port a 8 bit di parallelismo, in tecnologia HCMOS che permette di semplificare sia il progetto, sia la produzione dei sistemi dual-processor.

Questo dispositivo ad alto rapporto prestazioni-prezzo faciliterà lo scambio



Connettori in grado di sopportare fino a 24 A su 6,35 mm di spaziatura disponibili inoltre in vari modelli fino a 15 posizioni.

COMPONENTI



Clip di montaggio per Symbol-LED della Telefunken Electronic.

di informazioni tra microprocessori anche se operano a velocità e su bus diversi.

L'accesso alle risorse comuni da parte di più microprocessori è gestito da opportuni registri di interrupt.

Un'area di 256 byte di RAM è usata per lo scambio di dati tra i microprocessori, ognuno dei quali può accedere alle memoria dual-port.

Il controllo degli accessori alla memoria dual-port viene gestito tramite i bit dei 6 registri semaforo di lettura e scrittura dell'MC68HC34.

Attraverso di essi viene impedito l'accesso simultaneo, sia in lettura che scrittura, a più microprocessori sulla stessa area RAM, evitando così strutture di dati indefiniti.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, C2
Assago (MI)

Rif. 018

Clip di montaggio per Symbol-LED

La Telefunken ha risolto il problema del montaggio dei symbol-LED di 5 mm di forma triangolare, rettangolare, circolare o quadrata sui pannelli frontali.

Qualunque sia il tipo di LED usato, è sufficiente praticare un foro di 8 mm di

diametro e quindi usare i nuovi clip di montaggio.

I clip sono di colore grigio e sono conformati in modo da bloccare in modo sicuro il LED inserito.

AEG - Telefunken
V.le Brianza, 20
20092 Cinisello Balsamo (MI)

Rif. 019

Zero-Crossing Triac Driver

Uno Zero-Crossing Triac Driver, che applica gradualmente la corrente alle apparecchiature a c.a. quali motori, elettrovalvole e stampanti, è stato annunciato dalla Divisione Optoelettronica della General Instrument.

L'eccitatore è combinato in un unico DIP a 6 piedini con un optoisolatore che consente una protezione fino a 7500 Vca di picco.

L'eccitatore con contatto a zero collega comandi logici a dispositivi a 110 e 220 Vca, consentendo che la corrente venga applicata soltanto quando il voltaggio c.a. istantaneo è zero. Conseguentemente, l'apparecchiatura non è mai sottoposta a improvvise punte massime istantanee di c.a., che sollecitano i circuiti e riducono la loro durata.

I 4 modelli disponibili sono gli MCP3030, MCP3031, MCP3040 e MCP3041.

Sono tutti pin-to-pin compatibili con i dispositivi Motorola.

Il campo di temperatura di funzionamento va da -40 a 100 °C.

GENERAL INSTRUMENT
Via Quintilliano, 27
Milano

Rif. 020

Commutatore rotativo ermetico

La Feme presenta il commutatore Serie 5950 con grado di protezione IP 67 secondo IEC529, che consente l'impiego in condizioni critiche, quali linee di saldatura, lavaggio automatico e in ambienti polverosi, atmosfera industriale. I terminali di uscita sono del tipo in linea a passo 2,54 mm, adatti per il montaggio su circuito stampato. È disponibile anche in versione per fissaggio a pannello con sigillatura sul piano di appoggio al pannello.



Commutatore rotativo della FEME disponibile anche in versione per fissaggio a pannello con sigillatura sul piano di appoggio al pannello.

Le principali caratteristiche del 5950 sono: contatti in argento per commutazione anche a bassi livelli fino a 0,1 A / 125 V, resistenza di contatto iniziale inferiore a 30 mΩ, durata di 50.000 rotazioni alla potenza di 1 VA, massima potenza di commutazione di 10 VA, 6 settori con un totale di 36 poli con contatti cortocircuitanti e non, 12 posizioni con angoli di scatto a 30°.

FEME
V.le Certosa, 1
Milano

Rif. 021

COMPONENTI

Set di resistori adattati

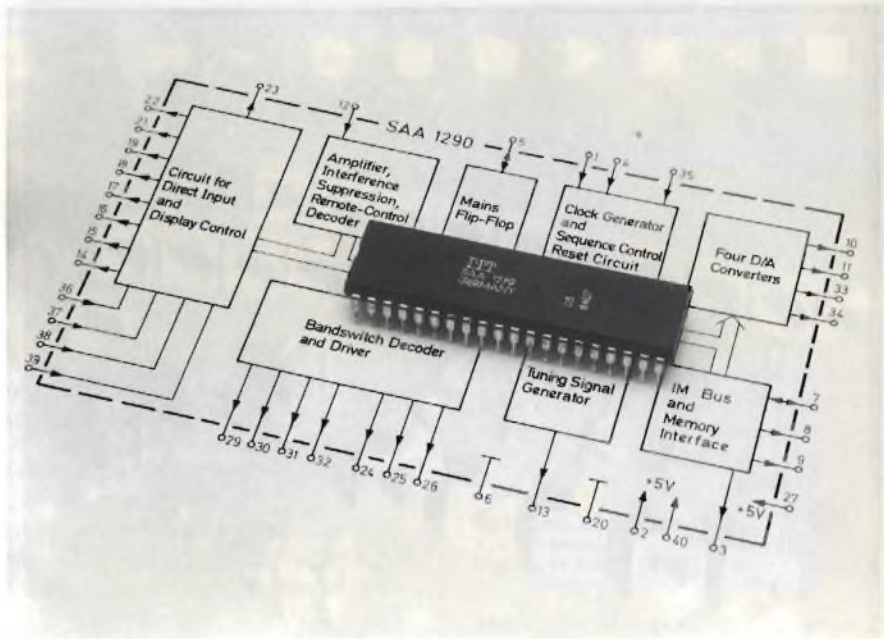
La Dale Electronics ha ampliato la sua capacità di fornire set adattati di resistori di precisione a film metallico. Usando la sua serie PTF, può fornire adattamenti ad alta precisione con qualsiasi valore di resistenza compreso tra 50 Ω e 1 MΩ. L'impiego di questi resistori permette di ottenere tolleranze anche dello 0,05% e coefficienti di temperatura di 2 ppm/°C. Le potenze previste nella serie PTF sono 1/20, 1/8 e 1/4 W.

SISRAM
P.le Lavater, 5
Milano

Rif. 022

Filtro e duplexer passa banda

La Celwave R.F. ha realizzato un filtro passa banda e un duplexer passabanda composto da due filtri. Progettato per funzionare nel range di frequenza da 806 a 960 MHz, il filtro PD5044-8 offre una potenza continua in ingresso di 60 W e una perdita di inserzione di 0,8 dB. Il massimo VSWR è 1,3:1. Si tratta di un filtro a 6 cavità che presenta caratteristiche adatte sia per sistemi americani che europei. Estremamente compatto (misura solo 133 mm), è disponibile con bande di 5-25 MHz da 806 a 960 MHz.



Circuito integrato SAA1290 prodotto dalla ITT, incapsulato in un package DIL plastico a 40 pin.

Il duplexer PD5043-8 è ottenuto combinando due filtri PD5044-8 e può essere montato in rack in due configurazioni, a scelta dell'utente.

CELWAVE R.F.
Route 79
Marlboro, NJ 07746 (USA)

Rif. 023

Circuito di telecomando e sintonia per CTV

Il CI a larga scala di integrazione SA1290 prodotto dalla ITT Semiconductors comprende in un unico chip al silicio, incapsulato in un package DIL plastico a 40 pin, le funzioni di telecomando agli infrarossi (il trasmettitore è l'SAA1250 della ITT), di sintonia mediante la sintesi di tensione, e la visualizzazione del numero del canale. L'SAA1290 è adatto per il design economico di televisori di classe media. Per la memorizzazione delle informazioni di sintonizzazione dei 16 canali e dei dati di 4 predisposizioni analogiche, viene raccomandata la EEPROM MDA2061 realizzata in tecnologia floating-gate. Sono necessari solo pochi componenti esterni.

ITT
V.le Milanofiori, E/5
Assago (MI)

Rif. 024

RAM statica resettabile

Advanced Micro Devices comunica la disponibilità di una RAM statica ad alta velocità, organizzata in 1024 parole di 4 bit. L'Am9150, con un tempo massimo di accesso di 25 ns, è dotata di reset che azzerava l'intero array di memoria nel tempo di due cicli. L'architettura 1K x 4 di questa RAM statica è ideale per applicazioni cache memory in mainframe, microcomputer ed engineering workstation. Quando implementata come cache memory, l'Am9150 può essere utilizzata per applicazioni ad alta velocità senza penalizzare apprezzabilmente l'impiego della CPU. I pin d'ingresso ed uscita separati del dispositivo consentono notevoli risparmi di tempo rispetto ai comuni dispositivi d'input/output, con conseguente miglioramento delle prestazioni del sistema e facilità d'impiego. L'Am9150 può anche essere utilizzata in applicazioni di trasformazione di indirizzo, memory mapping e come memoria buffer ad alta velocità. Inoltre la caratteristica reset/clear del dispositivo è ideale per l'impiego sia in sistemi di video imaging che in applicazioni quali stampanti laser.

ADVANCED MICRO DEVICES
Via Novara, 570
Milano

Rif. 025

Se desiderate ulteriori informazioni sui prodotti presentati nelle pagine della nostra rubrica "Nuovi prodotti" o nelle inserzioni pubblicitarie, inviate direttamente alla ditta in calce ad ogni annuncio uno di questi tagliandi in busta chiusa.

SE 5/84

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI
NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SELEZIONE

di elettronica • microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n° a pag.

Mi interessa ricevere:
CATALOGHI LISTINO PREZZI VISITA

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' _____ CAP _____

SETTORE DI ATTIVITA' _____ TEL _____

SE 5/84

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI
NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SELEZIONE

di elettronica • microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n° a pag.

Mi interessa ricevere:
CATALOGHI LISTINO PREZZI VISITA

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' _____ CAP _____

SETTORE DI ATTIVITA' _____ TEL _____

SE 5/84

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI
NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SELEZIONE

di elettronica • microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n° a pag.

Mi interessa ricevere:
CATALOGHI LISTINO PREZZI VISITA

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' _____ CAP _____

SETTORE DI ATTIVITA' _____ TEL _____

SE 5/84

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI
NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SELEZIONE

di elettronica • microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n° a pag.

Mi interessa ricevere:
CATALOGHI LISTINO PREZZI VISITA

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' _____ CAP _____

SETTORE DI ATTIVITA' _____ TEL _____

SE 5/84

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI
NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SELEZIONE

di elettronica • microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n° a pag.

Mi interessa ricevere:
CATALOGHI LISTINO PREZZI VISITA

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' _____ CAP _____

SETTORE DI ATTIVITA' _____ TEL _____

SE 5/84

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI
NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SELEZIONE

di elettronica • microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n° a pag.

Mi interessa ricevere:
CATALOGHI LISTINO PREZZI VISITA

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' _____ CAP _____

SETTORE DI ATTIVITA' _____ TEL _____

I CONTATORI "BRILLANTI"

**PM 6667
120 MHz**



**PM 6668
1 GHz**



- Controllo con microprocessore
- Conteggio reciproco di frequenza
- Auto-triggering su tutte le forme d'onda

Questi nuovi contatori conglobano tutte le caratteristiche suddette. Il progetto basato su microcalcolatore a chip singolo consente di ottenere elevata risoluzione ed accuratezza più un funzionamento semplice ed una costruzione compatta ... tutto ad un basso costo.

L'elevata risoluzione deriva dall'impiego del conteggio di frequenza di tipo reciproco, che fornisce una risoluzione intrinsecamente elevata senza l'errore di ± 1 ciclo. Per esempio, una risoluzione completa su sette cifre è ottenuta in solo un secondo. Questo procedimento evita la

- Display a cristalli liquidi ad elevato contrasto
- TCXO ad elevata stabilità: 10^{-7} / mese

necessità di lunghi tempi di gate o di dover effettuare la misura del periodo e non presenta le limitazioni proprie dei sistemi con moltiplicatore di frequenza ad aggancio di fase.

Altri grossi benefici che comporta il progetto basato su microprocessore sono la facilità di funzionamento e la minimizzazione dei controlli, in quanto l'intelligenza built-in fornisce triggering e commutazione di range automatiche.

Un ulteriore miglioramento di precisione si può ottenere per mezzo del TCXO ad elevata stabilità, disponibile su opzione, mentre accessori quali la batteria e la

- Sottoprogramma di autodiagnosi
- Dimensioni: 160 × 77 × 180 mm

custodia per il trasporto estendono le possibilità di impiego nel servizio esterno.

I prezzi sono molto più bassi di quelli dei modelli tradizionali da 250 e 500 MHz; il PM 6668 da 1 GHz fa le stesse cose e molto di più, e costa meno!. Ordinatene uno oggi stesso:



Philips S.p.A. - Divisione S&I
Strumentazione & Progetti Industriali
Viale Elvezia, 2 - 20052 Monza (Mi)
Tel. (039) 3635.240/8/9
Telex 333343

Filiali: **Bologna** (051) 493.046
Cagliari (070) 666.740
Padova (049) 632.766
Palermo (091) 527.477
Roma (06) 3302.344
Torino (011) 21.64.121

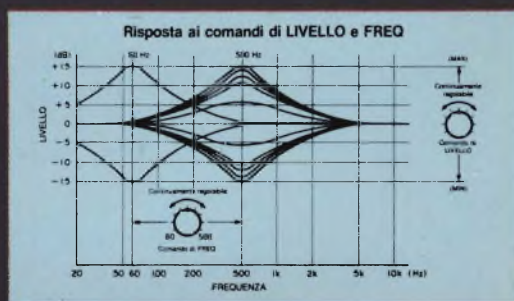
PHILIPS

V-2RX, V-4RX: GLI UNICI CON EQUALIZZATORE PARAMETRICO.



Ecco l'esclusiva novità che la TEAC presenta sui suoi nuovi registratori V-2RX e V-4RX:

- Un controllo totale e preciso sulle basse frequenze con punto di intervento tra 60 e 500 Hz con l'attenuazione o esaltazione di ± 15 dB.
- L'equalizzatore è attivabile durante la registrazione e la riproduzione o solo in riproduzione e permette di regolare la curva di risposta in funzione delle condizioni di riascolto, o delle caratteristiche del brano stesso.
- Riduttore di rumore DBX: il più efficace, affidabile e trasparente circuito di soppressione dei fruscii e di controllo della dinamica. Presente anche la posizione DISC per registrare i dischi codificati DBX.
- Alta tecnologia nelle testine: due in cobalto amorfo sul V-4RX, tre in permalloy sul V-2RX, rappresentano - a due livelli diversi - la medesima tecnologia avanzata.
- Due motori a controllo logico: dolce e accurato sistema di trasporto per la massima fedeltà della riproduzione e sicurezza del nastro.
- Contanastro digitale a microprocessore: consente la lettura istantanea del tempo di nastro fruito.
- Memoria operativa: funzioni di arresto, ripetizione e lettura memorizzabili per la più flessibile personalizzazione del programma d'ascolto.
- Sul V-2RX esiste anche la regolazione fine del Bias.



TEAC®