

SELEZIONE

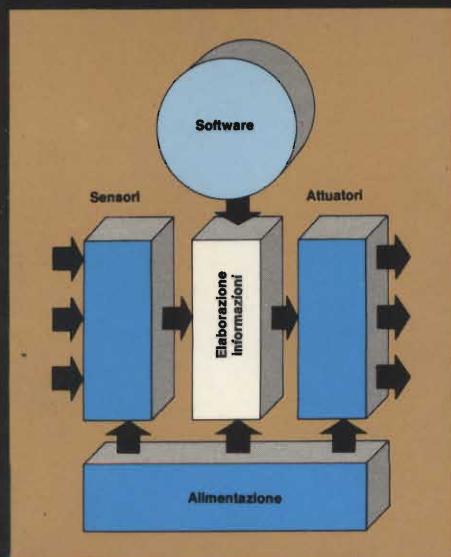
Copia riservata agli Abbonati

9

DI TECNICHE ELETTRONICHE

SETTEMBRE 1983

L. 2.500



PROGETTI

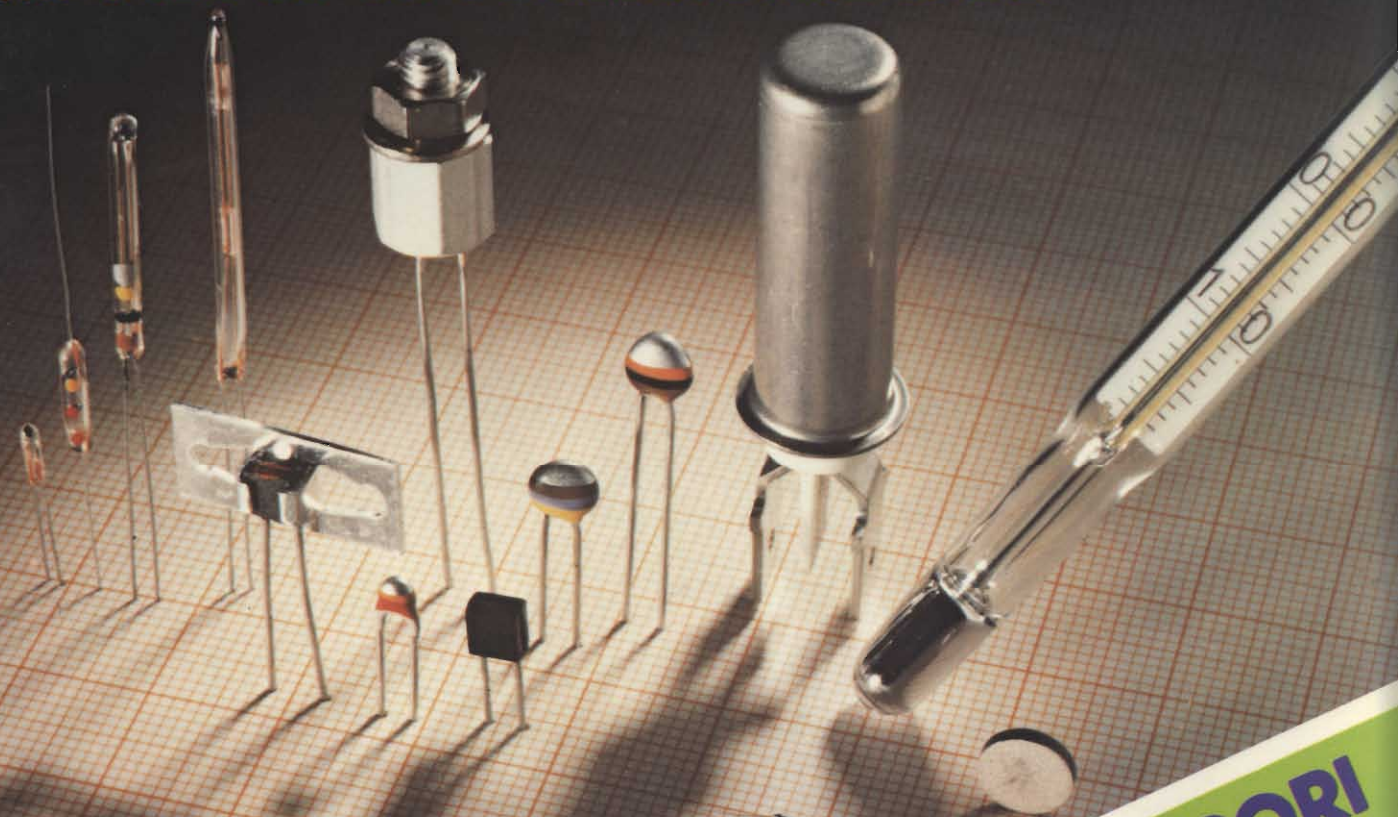
Visualizzare sull'oscilloscopio le curve caratteristiche dei componenti elettronici

Generatore di reticolo per la messa a punto dei TV

Fotografare animali in piena oscurità mediante infrarossi

Interfono a onde convogliate a due canali

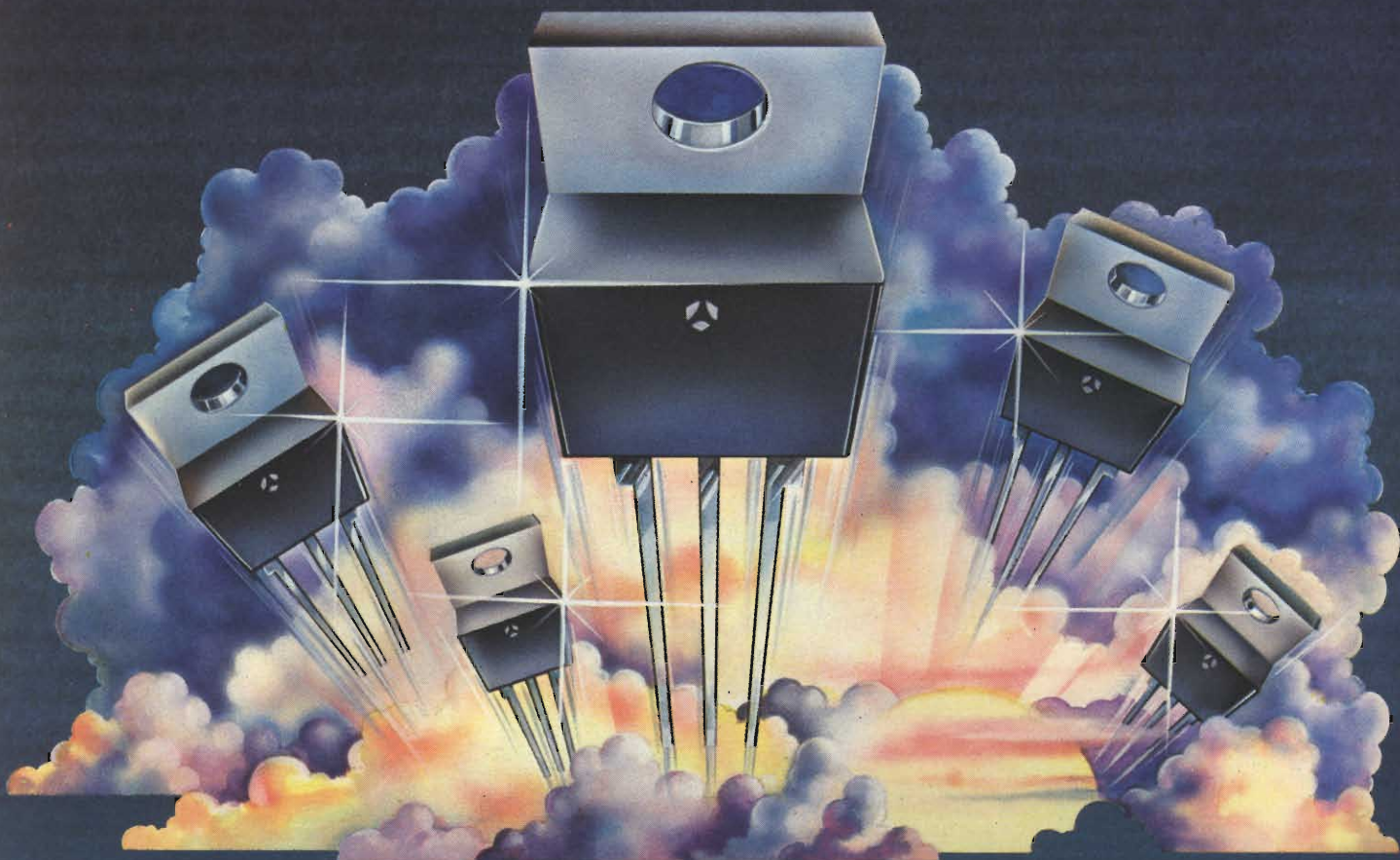
COMPUTER 80 SU SCHEDA EUROCARD



SPECIALE SENSORI

TO 220 TRIACS

ON THEIR WAY UP!



Five MUSTS for using the new BTA series:

- Higher $dv/dt_{(c)}$: 10 V/ μ s
- Better insulation: 2,5 kV (rms)
- Broader range: 6, 8, 10, 12 A ; 200 V \rightarrow 700 V
- Greater sensitivity: < 10 mA
- ...and available NOW!

YOU MAY DEPEND ON US, WE'RE NEVER FAR-AWAY...

 **THOMSON-CSF**
COMPOSANTS

THOMSON-CSF COMPONENTI

VIA M. GIOIA 72 - 20125 MILANO - TEL. : (02) 68 84 141 - TELEX : 330301
LUNGOTEVERE DEI MELLINI 45 - 00193 ROMA - TEL. : (06) 31.92.42 - TÉLEX : 614065

DISTRIBUTORI:

ADVECO s.r.l. - Viale Lazio 27 - 20135 MILANO - Tel.: 02-5456465/6/7
CAMEL ELETTRONICA s.r.l. - Via Tiziano 18 - 20145 MILANO - Tel.: 02-4981841 4984762
MECOM s.r.l. - Via Ognissanti 83 - 35100 PADOVA - Tel.: 049-655811
RG2 ELETTRONICA s.r.l. - Via Cassini 81 - 10129 TORINO - Tel.: 011-584626 585219
GARDELLA ELETTRONICA s.n.c.* - Corso Sardegna 318 R - 16142 GENOVA - Tel.: 010-873487
RECOM s.r.l. - Via E. Collamarini 22 - 40100 BOLOGNA - Tel.: 051-534883
CAMEL ELETTRONICA s.r.l. - Via Mario Fani, 127 - 00135 ROMA - Tel.: 06-3451250

Elettricità statica: una bella scossa al tuo buon nome.

L'elettricità statica è un nemico che colpisce quando meno te l'aspetti, danneggiando o distruggendo elementi sensibili come componenti elettronici, dispositivi microelettronici, circuiti integrati. Per non parlare della tua reputazione basata sull'alta qualità dei prodotti.

Una carica elettrostatica può provocare danni irreparabili non solo durante il processo produttivo ma anche nelle fasi di trasporto e immagazzinamento. I C MOS ad esempio hanno un range di suscettibilità all'elettricità statica che va dai 250 ai 2.000 volt ed entro questi valori possono essere danneggiati. Poiché sappiamo che in qualsiasi ambiente di lavoro si generano continuamente cariche elettrostatiche con valori variabili tra i 500 e i 12.000 volt i danni prodotti ai componenti elettronici possono essere molto gravi.

Evitare la formazione di cariche elettrostatiche è impossibile: sono le stesse persone che manipolano i circuiti a portarle su di sé e a danneggiare i componenti.

È possibile però difendersi con una adeguata protezione. Velostat 3M, una plastica speciale conduttiva in tutto il suo volume, è la soluzione più completa per eliminare gli effetti dell'elettricità statica nell'industria elettronica.

Le maggiori possibilità di contaminazione elettrostatica si verificano durante

le fasi di assemblaggio, imballaggio e spedizione. Per questo la 3M ha messo a punto una serie di contenitori di protezione (buste o sacchetti di varie dimensioni).

La busta Velostat in materiale elettroconduttivo trasparente agisce come una gabbia di Faraday proteggendo i componenti elettronici dalle cariche elettrostatiche.

È costituita da 3 strati distinti: uno più interno in polietilene antistatico, un secondo in poliestere, protettivo e antipuntura, e uno esterno in nickel con una resistività di 10^4 ohm/sq.

La busta Velostat fa parte di un sistema completo di protezione che copre le varie fasi produttive fino al field con una vasta gamma di prodotti che va dai contenitori di protezione, ai tappeti ai bracciali per la messa a terra.

Velostat 3M significa controllo totale dell'elettricità statica, un problema non sufficientemente conosciuto e valutato,

nonostante gli effetti disastrosi che produce. Difendi la buona qualità dei tuoi prodotti e il tuo buon nome di produttore con Velostat 3M.



Per saperne di più sull'elettricità statica e su Velostat basta spedire questo tagliando a 3M Italia S.p.A. - Linea diretta - Via S. Bovio, 1/3 - 20090 Milano S. Felice - Segrate (MI) - Tel. (02) 75451

Nome _____

Indirizzo _____

SE-9/83

Velostat elimina l'elettricità statica e difende la tua qualità.

3M

Vede e vigila di giorno, al crepuscolo, di notte



**La nuova unità
a tubo intensificatore d'immagine
trasforma facilmente e rapidamente
una telecamera standard
in una per visione notturna.**



La Philips/Elcoma è da sempre il fornitore ideale di tubi da ripresa TV e di intensificatori di immagini. I suoi Vidicon consentono infatti di realizzare telecamere a basso costo, capaci di lavorare ai normali livelli di illuminazione diurna. I Newvicon®, diventati ormai componenti standard, sono in grado di lavorare ai più disparati valori di illuminazione, dalla luce in pieno giorno a quella del crepuscolo.

A questi, si aggiungono ora gli intensificatori di immagini che "vedono al buio", e ciononostante non subiscono danneggiamenti da flash di luce intensa. Soltanto Philips permette ad una

qualsiasi telecamera munita di Newvicon® di "vedere a giorno" in una notte illuminata dalle sole stelle!

L'adattamento richiede pochi minuti: l'intensificatore di immagini può essere infatti inserito senza alcuna difficoltà tra l'obiettivo e la telecamera interfacciando direttamente un Newvicon® standard tramite un accoppiamento ottico. La tecnologia che sta alla base della costruzione dei tubi intensificatori d'immagini Philips, prevede da sempre il collaudo ed il controllo di questi tubi nelle condizioni in cui essi dovranno lavorare.

Contattateci quindi, per il ricambio di routine dei tubi da ripresa (Vidicon o Newvicon®) delle Vostre telecamere

- per potenziare facilmente ed economicamente i Vostri sistemi di sorveglianza e di allarme così da consentire ad essi di "vedere nel buio" con la sola luce delle stelle
- per sfruttare le particolari caratteristiche dei tubi da ripresa Philips
- per realizzare nuovi tipi di telecamere.

Philips S.p.A. - Sez. Elcoma
P.za 4 Novembre, 3 - 20124 Milano
Tel. 6752.1

® Marchio registrato



Electronic
Components
and Materials

PHILIPS



EDITORE

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

DIRETTORE TECNICO
Lodovico Cascianini

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

REDAZIONE
Sergio Cirimbelli
Daniele Fumagalli
Tullio Lacchini
Mauro Balocchi

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone

CONTABILITA'
Claudia Montù
-M. Grazia Sebastiani
Antonio Taormino

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni
Giovanna Quarti

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Edoardo Botti
Giuseppe Contardi
Ennio De Lorenzo
Fabio Gherse
Giuseppe Martinetti
Maurizio Morini
Oscar Prellz
Sergio Saporiti

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
Reina & C. S.r.l.
Via Washington, 50 - 20149 Milano
Tel. (02) 4988066/7/8/9/060 (5 linee R.A.)
Telex 316213 REINA I

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

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

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

STAMPA
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. 2.500
Numero arretrato L. 3.500

Abbonamento annuo L. 24.000
Per l'estero L. 43.500

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

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

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



Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica italiana

In copertina:
*Famiglia di sensori per la misura della
temperatura*

Sommario

SETTEMBRE 1983

NEWSLETTER	6
BLOCK NOTES "Computer drums"	10
COMPONENTI SENSORI: gli organi dei sensi dei μ C	16
La fisica dei sensori	26
Sensori magnetoresistivi	37
IDEE DI PROGETTO I grometri elettronici realizzati con un sensore di umidità capacitivo - Misura di temperatura tra -28°C e $+99^{\circ}\text{C}$ e modificazione del valore mediante display LCD - Misura di temperature tra 0°C e 100°C con i sensori al silicio KTY 81/83/84	43
PROGETTI Metronomo elettronico - Fotografare animali in piena oscurità mediante infra- rossi - Interfono od onde convogliate a 2 canali - Sonorizzazione automatica dei film - Il parte - Visualizzare sull'oscilloscopio le curve caratteristiche dei compo- nenti elettronici - Generatore di monoscopio a reticolo per la messa a punto dei televisioni.	48
AUDIO Casse acustiche Hi-Fi di potenza	78
STRUMENTAZIONE Misure sugli impianti di antenna	84
ALTA FEDELTA' Riduzione del rumore nei registratori - Il parte	90
MICROCOMPUTER Computer 80	97
MICROCOMPUTER: LE BASI Circuiti di supporto per I/O-I parte	102
NUOVI PRODOTTI	109

9.500 occupati !

Nel settore nazionale dell'elettronica civile gli occupati sono attualmente 16.600 ma solamente 7.300 di questi sono effettivamente al lavoro (gli altri sono in Cassa integrazione, con poche possibilità di un loro reinserimento in fabbrica). Di questo avviso sono anche gli estensori del programma di ristrutturazione dell'elettronica civile nazionale i quali ipotizzano in circa 9.500 gli addetti indispensabili al proseguimento dell'attività produttiva.

Lo sforzo innovativo della Sony

In periodi di crisi la forza di un gruppo industriale si misura sulla sua capacità di modificare molto rapidamente la sua strategia, di riorientare i suoi profitti e i suoi investimenti": è uno stralcio di intervista rilasciata al quotidiano francese *Le Monde* dal presidente e fondatore della Sony, Akio Morita. La crisi economica mondiale e la accresciuta concorrenza hanno messo la Sony nella condizione di esplorare nuove alternative tecnologiche e produttive in aggiunta a quelle che hanno contribuito a renderla famosa in tutto il mondo e Morita, pur senza entrare in particolari, oggi prematuri e tali comunque da spiazzare la società da posizioni di mercato che essa mira a conquistare, ha detto che si sta lavorando in questa direzione. Qualche proposta di tipo nuova e non solo migliorativa di prodotti sul mercato esiste già: ne è un esempio il combinato composto da videodisco a lettura ottica e personal computer. I programmi della Sony operano anche in settori completamente nuovi: la società, ad esempio, partecipa ad uno dei cinque gruppi di lavoro, quello dei componenti, per lo studio dei calcolatori della quinta generazione. "Il nostro interesse, ha spiegato Morita, nasce soprattutto dal fatto che le ricerche riguardanti l'informatica del futuro avranno ripercussioni significative anche sui prodotti di largo consumo. Nell'ultimo anno i nostri profitti sono diminuiti, ha aggiunto il presidente, e uno dei motivi va individuato proprio nel maggiore sforzo che il gruppo sta sostenendo a livello di ricerca e di innovazione: da una media del 5-6% si è infatti passati al 7%". La Sony è presente sul mercato della videoregistrazione con i sistemi Betamax da cui sono derivati il Betamovie e il Betahifi, che hanno riscosso un grande successo.

Per quanto riguarda i videoregistratori da 8 mm la Sony prevede di iniziare la produzione nel 1984.

Compact disc: le principali caratteristiche tecniche

Compact Disc è un disco con un diametro di appena 12 centimetri. Realizzato in polimetil-metacrilato (una sostanza trasparente purissima), il disco incorpora nel suo interno uno strato di alluminio riflettente. L'informazione audio viene impressa sotto forma di minuscole cavità e per mezzo di un raggio laser incisore.

In fase di riproduzione è ancora un raggio laser che, funzionando come una vera e propria puntina immateriale, espone il disco, "leggendo" l'informazione incisa all'interno e riflessa dallo strato di alluminio.

Nonostante le dimensioni ridotte, Compact Disc suona per circa un'ora. Inoltre non esiste alcun tipo di contatto fra il sistema di lettura laser e il disco. Questo fa sì che vengano completamente eliminati i rumori di fondo e i fruscii, con una purezza e fedeltà di riproduzione mai raggiunte fino ad ora.

La particolare tecnologia di incisione e lettura del suono per mezzo di raggio laser ha eliminato qualunque tipo di contatto con il disco.

Si eliminano così, automaticamente, tutti gli effetti negativi derivanti da rigature, graffiature, impronte, polvere o dovuti a una manipolazione poco accurata.

A questi vantaggi, Compact Disc ne aggiunge due, fondamentali sotto il profilo tecnologico: l'elevatissima dinamica e la netta separazione dei canali, dei "plus" che danno al suono una dimensione fino ad ora sconosciuta.

Spesi 558 miliardi per l'alta fedeltà nel 1982

Il mercato italiano delle apparecchiature HI-FI, sia per uso professionale che amatoriale, ha registrato nel 1982 un fatturato di 558 miliardi di lire, con un decremento di valore del 9% rispetto al 1981, che corrisponde sostanzialmente ad un'analoga diminuzione delle quantità vendute. È il primo anno che da quando l'alta fedeltà ha richiamato l'interesse anche del pubblico italiano la domanda interna ha subito una così accentuata inversione di tendenza: rispetto al 1980, ad esempio, nell'81 si era avuto un incremento del 21% ad valorem. Una inversione negativa tanto più preoccupante, se si considera che lo scorso anno i prezzi reali hanno subito mediante una diminuzione di circa il 15%. Siccome pare prematuro parlare di una saturazione HI-FI in Italia (tenendo soprattutto presente i consumi settoriali degli altri principali paesi occidentali europei), ne consegue che il motivo determinante della flessione sia essenzialmente da ricercarsi nelle difficoltà economiche del consumatore finale, che tende a rinviare il primo acquisto o la sostituzione di apparecchiature e accessori con prodotti nuovi o migliori e allora sceglie apparecchiature non perfettamente rispondenti alle proprie "necessità", ma più accessibili ai propri mezzi finanziari. Le contrazioni più sensibili rispetto al 1981 si sono verificate per i diffusori acustici (-16%), gli amplificatori integrati (-13%), i giradischi (-9%); seguono, sempre in fase decrescente, i registratori a cassetta e i sintonizzatori.

64 nuovi servizi per il 2000

Come oggi è normale possedere il telefono o la televisione, tra non molti anni in quasi tutte le case ci saranno terminali videotex, televisioni via cavo, videotelefono, computers, ecc. Esperti delle PTT in una pubblicazione dal titolo "Télécommunication objectif 2.000" hanno immaginato ben 64 nuovi servizi per l'anno 2.000.

Videoregistratori: le prospettive

Attualmente circolano in Europa apparecchi costruiti secondo tre diversi sistemi: "VHS" (giapponese, quota di mercato europeo intorno al 55%), "Betamax" (pure giapponese, quota di mercato intorno al 25%), V-2000 (europeo, facente capo a Philips-Grundig, quota di mercato intorno al 20%). Questi tre sistemi sono tra loro incompatibili, in quanto il software preregistrato deve essere fornito separatamente per ciascun sistema di video-registrazione. Allo stadio attuale dell'evoluzione, ciascun sistema è orientato a migliorare le prestazioni, aggiungendone di accessorie a ridurre i pesi e gli ingombri e a migliorare l'affidabilità e la durata. Entrano inoltre sul mercato soluzioni con cassette di dimensioni ridotte ma adattabili (con artifici meccanici) a quelle di base. E si stanno già presentando sul mercato le prime proposte di telecamere con cassette e apparato di registrazione incorporati. Il fatto nuovo è tuttavia costituito dall'evoluzione che, a partire dal 1984, si verificherà con l'adozione del nuovo standard unificato internazionale, su 8 millimetri. I vantaggi che ne conseguiranno saranno notevoli, e sicuramente tali da sbloccare definitivamente un mercato già oggi promettente, ma non ancora in boom: unificazione del software pre-registrato, riduzione drastica dei pesi e degli ingombri, possibilità di realizzare facilmente telecamere con registratore incorporato, ma soprattutto unità combinate.

VTR: la Mitsubishi li produrrà in Scozia

La Mitsubishi si appresta ad assemblare, presso il proprio stabilimento di Haddington, in Scozia (dove sono costruiti i televisori a colori), anche videoregistratori stand-alone nel formato VHS. La produzione iniziale mensile sarà di circa 5.000 unità, destinate a raddoppiare entro i due anni successivi. Aumenteranno anche gli organici, da una cinquantina a 200 persone circa, in seguito alla crescita di valore aggiunto degli apparecchi che la Mitsubishi mira a fissare intorno al 50%.

Ricevitore per satelliti OTS

Da qualche mese è in funzione presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris di Torino un sistema di ricezione del satellite televisivo sperimentale OTS 2.

Va rilevato il fatto che il sistema è interamente "made in Italy": alla realizzazione dell'impianto hanno collaborato l'Irte di Gallarate (VA) per l'antenna (una parabola da 3 m) e la PMM Costruzioni Elettroniche di Campochiesa per l'elettronica.

La nuova "mappa" dell'industria nazionale dell'elettronica civile

A livello governativo è stata recentemente definita una nuova mappa degli assetti industriali nel settore dell'elettronica civile. Si è deciso che la produzione dei principali beni (televisori a colori, autoradio, videoregistratori e sistemi compact-disk) venga concentrata in pochi centri, ciascuno specializzato su un particolare prodotto. Viceversa le realizzazioni di piccola e media serie per prodotti con particolari caratteristiche tecniche o commerciali continueranno a essere svolte da altre aziende, a condizione però che diano un valido appoggio e costituiscano un valido completamento della produzione maggiore. Queste aziende, precisa una lunga nota approvata dal Cipi (Comitato interministeriale per la programmazione industriale), dovranno mantenere stretti collegamenti con i centri delle grandi serie, dove potranno rifornirsi di sottoinsiemi da assemblare o anche di prodotti finiti da commercializzare con propri marchi.

Il televisore Digivision

Il trattamento rapido, sotto forma di impulsi numerici (o digitali), di segnali input e output è stato all'origine della cosiddetta rivoluzione elettronica da cui sono derivati i sistemi computerizzati. Solo recentemente si è arrivati ad ottenere i mezzi pratici per trasformare le informazioni analogiche in informazioni numeriche, quali le immagini ad alta frequenza di suono e colore TV.

La TV a colori è in realtà uno dei più complessi esempi di trasferimenti elettronico dell'informazione poichè, anche se considerata sotto l'aspetto analogico tradizionale, rappresenta un sistema comprendente diverse centinaia di variabili che consentono di ottenere la corretta scansione dell'immagine, la giusta tonalità, i contrasti di colore, la posizione della immagine, ecc. Gli esperti si erano resi conto da anni dei vantaggi offerti dagli apparecchi TV a comando numerico, e la messa a punto teorica di un corretto sistema di collegamenti elettronici era già pronta molto prima che diventassero disponibili i componenti VLSI (integrati a larghissima scala). Alla ITT Semiconductors di Friburgo, in Germania, la ricerca in questo campo venne avviata più di cinque anni fa, e gradualmente l'azienda ha aumentato il ritmo dell'investimento fino ad arrivare, verso la metà del 1982, a produrre i primi componenti funzionali VLSI, e ad incorporarli nei televisori sperimentali (progetto Digivision). Sei chip bastano a svolgere il lavoro di 350 componenti. Anche sulle più moderne linee di produzione di televisori si verifica sempre una strozzatura allo stadio del controllo e della regolazione degli apparecchi. Con l'elettronica digitale, invece, si può fare virtualmente a meno sia delle operazioni manuali di aggiustamento, sia della maggior parte dei controlli effettuati sugli apparecchi normali. I circuiti VLSI della Digivision sono infatti quasi tutti autocorretti perchè i chip sono stati concepiti a questo fine, onde realizzare la migliore riproduzione possibile di stereofonia e di colore; e anche quando gli aggiustamenti sono necessari (per esempio per adattare i circuiti solidi alle leggere variazioni dei tubi catodici e dei giochi) avvengono in modo totalmente automatico.

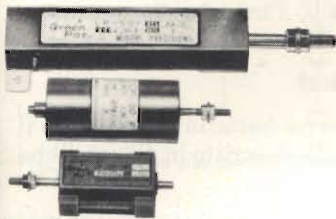
I trasduttori sono,



FOXBORO/ICT

La piú vasta gamma di trasduttori di pressione allo stato solido a lunga affidabilità.

Range di pressione da 250 mm. di H₂O a 700 bar.
 Alimentazione in cc. e V cc. non regolata.
 Uscite 0-100 mV 0-5 Volt 4-20 mA.
 Compatibilità con H₂O aria olio e gas o liquidi corrosivi.
 Consegna pronta.



MIDORI PRECISIONS

Potenzimetri di precisione lineari

Elemento resistivo in plastica conduttiva.
 Linearità 1% 0,5% 0,1%.
 Corse da 1 mm. a 750 mm.

Potenzimetri rotativi

Elemento resistivo in plastica conduttiva.
 Linearità 1% 0,5% 0,1%
 Angolo elettrico da 270° a 350°
 Angolo meccanico 360°
 rotazione continua.
 Possibilità di avere modelli motorizzati o con riduttori da 1:10 a 1:100.
 Consegna pronta.



Temposonics

Trasduttori di posizione senza attrito ad ultrasuoni con corsa da 100 a 9000 millimetri.

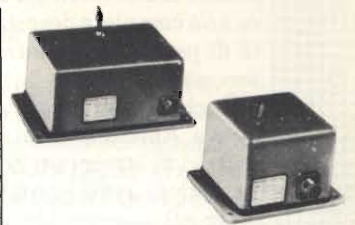
Sonda rigida e flessibile.
 Linearità 0,05%.
 Ripetibilità 0,002%.
 Uscita - Analogica: 0-10 Volt.
 Digitale: 16 bit binario naturale.
 Uscita supplementare per misura della velocità.
 Alimentazione ± 15 Volt cc.
 Consegna 4 settimane.



Kistler-Morse

Celle di carico ad alta sensibilità per strumentazione a controlli accurati.

Applicazione universale particolarmente indicata per misure di flusso, pressione, accelerazione e coppia.
 Alimentazione: 10 Volt cc.
 Uscita: 100 MilliVolt.
 Linearità: 0,05%.
 Ripetibilità + isteresi 0,05%.
 Consegna 6 settimane.



HSI-Houston scientific INTERNATIONAL, INC.

Trasduttori di posizione/velocità - serie 1150/1850/1855

sono costituiti da un elemento resistivo multigiri di elevata affidabilità sul cui albero è ancorata la sonda flessibile. L'elemento da controllare si fissa all'estremità del filo-sonda flessibile il quale è mantenuto sotto tensione da una molla circolare calibrata.

Linearità +0,1% e 0,05%.
 Corsa da 50 a 12.700 mm.
 Alimentazione 10:20 Volt cc.
 Uscita: analogica e digitale.
 Consegna 6 settimane.



La forza di dare subito
 le migliori soluzioni tecniche
COMPONENTI PROFESSIONALI PER L'ELETTRONICA

20156 MILANO - VIA SAPRI 37
 Tel. 02/3087389-3087295-3087032 - Telex 315628-CPE I

“COMPUTER DRUMS”

a cura dell'ing. Paolo Bozzola

Dopo aver discusso di sistemi digitali per la produzione di note vere e proprie, vorrei introdurre un altro argomento che ha compiuto grandi passi avanti grazie all'uso delle tecniche digitali. Si tratta della “ritmica” di base, ovvero la simulazione di una batteria, ove tutti i parametri (percussioni, pause, ritornelli e rullate) sono sotto il controllo di un microprocessore. Come al solito, vi verranno forniti degli spunti da sviluppare ulteriormente, partendo dagli schemi applicativi che qui vedremo, e da alcuni esempi di controllore e di relativo programma.

Ebbene, siete pronti per una periferica del vostro computer che sia divertente, istruttiva, utile (per voi musicisti), assai poco costosa e molto facile da usare? Ecco allora una completa descrizione di una unità di percussioni controllata da microprocessore.

È chiaro che non scopriremo una nuova America: importanti case produttrici di strumenti destinati ai musicisti più esigenti hanno da tempo introdotto sul mercato batterie elettroniche più o meno evolute (e più o meno costose); del resto, se avete una discreta passione per la Musica Elettronica, prima o poi avrete senza alcun dubbio sentito l'esigenza di possedere una “base” ritmica dotata di flessibilità notevole ed applicabile con facilità al vostro sintetizzatore. Suonare da soli, in tal modo, può diventare molto divertente ed assai prolifico per chi deve preparare pezzi, forgiare idee, e così via: non avrà, tutte le volte, da scomodare il batterista

Vediamo, dunque, quali sono i requisiti necessari per il nostro progetto. Innanzitutto, il musicista non dovrà essere legato al classico “tum-cha-cha” dei ritmi prefissati (vedere organi con incorporata la “batteria elettronica”, e simili strumenti); dovrà potere programmare il pezzo, interamente, nelle sue percussioni il più possibile vicino alla situazione reale, introducendo i contrattempi, pause, rallentamenti nella rullata, e ritornelli, questi ultimi, magari, richiamabili se e solo se il soli-

sta sta eseguendo certi passaggi, e così via.

Niente di questo è impossibile se un apposito hardware, destinato alla vera e propria produzione dei suoni dei tamburi, viene pilotato da un microcomputer sufficientemente evoluto, e - soprattutto - se il programma scritto per fare funzionare la nostra “batteria computerizzata” è potente e flessibile: un vero

e proprio linguaggio delle percussioni dunque, vediamo ora di distinguere bene le tre parti che compongono il nostro progetto: i generatori di suono (“drum oscillators”), l'interfacciamento col computer, il programma.

Gli oscillatori

Per la nostra batteria sfrutteremo il tipico circuito, descritto in *figura 1*, che

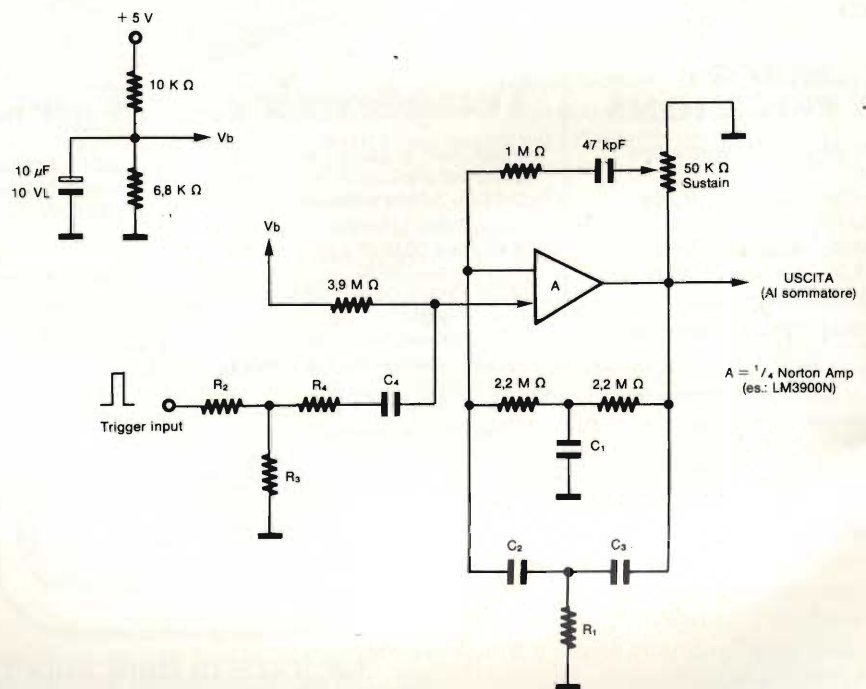


Fig. 1 - Tipico circuito di oscillatore smorzato per generare suoni percussivi.

Tab. 1 - Valori da usare nel circuito di fig. 1 per generare diversi suoni percussivi.

TAMBURO	KpF			OHM			
	C1	C2,C3	C4	R1	R2	R3	R4
Wood Block	0,01	0,001	0,005	10 k	68 k	10 k	1 M
Clave	500 pF	500 pF	0,005	33 k	68 k	10 k	330 k
Tom	0,01	0,001	0,005	39 k	68 k	10 k	330 k
Conga	0,01	0,001	0,005	68 k	68 k	10 k	330 k
Cassa (piano)	0,01	0,005	0,05	15 k	47 k	10 k	220 k
Cassa (forte)	0,01	0,005	0,05	15 k	22 k	10 k	220 k

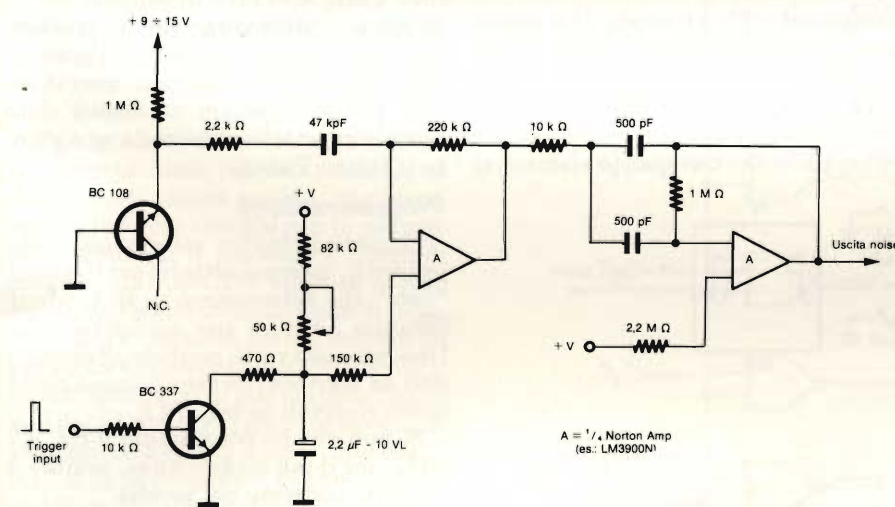


Fig. 2 - Circuito per simulare percussioni con rumore (rullante).

prende il nome di "oscillatore smorzato". Un tale circuito è in pratica una sezione di filtro attivo, la cui rete è tale per cui il filtro è lì lì per auto-oscillare, ma non lo può ancora fare perchè lo smorzamento (da tarare con il trimmer di sustain) è ancora troppo elevato. Quando il circuito viene disturbato da un impulso che gli viene applicato dall'esterno, la rete di reazione subisce uno scompensamento e l'oscillatore "risponde" con una sinusoide smorzata, la cui frequenza caratteristica dipende solo dai valori della rete a doppio "T" che funge da reazione attorno all'operazionale. La sinusoide si smorza perchè, come si è detto, il circuito è in pratica un filtro con "Q" elevatissimo, ma non ancora sufficiente per portare il tutto alla auto-oscillazione. Si noti che si è usato un amplificatore operazionale "in corrente" del tipo "Quad Norton", qual è uno dei quattro contenuti in un package "LM3900N", di costo assai contenuto e che non necessita di alimentazione duale. La tabella 1 mostra la serie di valori da inserire nel circuito di figura 1 per ottenere i vari suoni (so-

no sei, i più tipici delle percussioni; la cassa - "bass" - ha due possibili intensità). Come vedremo, gli impulsi di eccitazione sono da applicare alla rete di ingresso, formata da R2, R3, R4 e C4. Un partitore a parte, formato da un resistore da 10 k e da uno del valore di 6K8, genera la tensione "Vb" per la polarizzazione degli ingressi "+" dei vari operazionali usati. Ogni circuito, infine, ha il suo trimmer di taratura (Sustain): la messa a punto va effettuata applicando l'impulso di eccitazione e regolando il trimmer per il suono migliore. L'alimentazione necessaria agli LM3900 è di +5 V, che quindi si può prelevare comodamente da quella del computer.

La sezione che simula il rullante, però è decisamente diversa da questi circuiti. Infatti noi abbiamo bisogno di un generatore di rumore "triggerabile" quando lo vogliamo attivare. Il rumore, poi, deve essere filtrato. Ecco allora la figura 2. Il transistor che serve a generare il rumore dovrà essere accuratamente selezionato onde avere i risultati migliori. In genere, basta effettua-

re la prova con più transistori, fino a trovare quello che genera il migliore rumore (con l'oscilloscopio, si dovrà vedere un'"erba" uniforme e senza eccessivi picchi). La tensione di alimentazione per il transistor suddetto deve però essere piuttosto alta: da +9 a +15 V almeno: si userà allora una semplice pila da 9 V, che durerà in pratica un anno, dato che il consumo è bassissimo. Chiaramente la massa dovrà essere in comune con il ritorno dei +5 V.

Con questo, abbiamo l'hardware per generare i suoni delle percussioni. Ricordo che detti suoni sono delle sinusoidi smorzate e che quindi eventuali circuiti aggiuntivi non riusciranno a colorarli in maniera sensibile. Consiglio allora, per ottenere i migliori risultati, di usare due o più circuiti identici (o magari coi valori leggermente diversi) per simulare lo stesso tamburo: il risultato sarà un suono assai più ricco ed eventualmente colorabile grazie all'uso di filtri aggiuntivi (es.: integrati E-mu o equivalenti). L'uso ultimo di un coro o un flanger potrà introdurre effetti entusiasmanti.

L'interfaccia col computer

Tutti i computer ormai hanno in dotazione delle apposite periferiche che gestiscono completamente la comunicazione col mondo esterno. Di queste interfacce, noi useremo solo quelle parallele (si vedano, a tale proposito, gli articoli della rubrica "LE BASI", sempre su questa rivista). Una tipica interfaccia parallela ha almeno due Port ciascuna da 8 Bit. A noi (per ora) ne basterà uno solo, ma l'importante è che questo DEVE potere gestire un classico colloquio in Hand-Shake.

Ricordo che tale procedura in pratica avviene così:

- la CPU ha il dato da scrivere nel Port contenuto nell'Accumulatore
- la CPU scrive tale dato nel Port ed automaticamente viene generato un impulso di controllo, chiamato "Data-Ready"
- la periferica collegata alla interfaccia sente tale impulso e sa che allora può "accettare" il dato già presente sul port; la CPU intanto attende la conferma di "dato ricevuto"
- preso il dato, la periferica ne dà conferma al computer, attivando a sua volta un impulso di "data-taken": questo dice alla CPU che un nuovo dato potrà adesso essere scritto nel port, sicchè il processo può ricominciare.

BLOCK NOTES

ciare daccapo.

Se ora guardiamo la figura 3, vediamo la circuiteria, peraltro molto semplice, necessaria per interfacciare ad un Port la nostra batteria. È necessario un doppio monostabile (per esempio un 74LS123) che agisce nel modo seguente: quando la CPU scrive nel Port, parte il Data-Ready, che va basso e aziona il primo monostabile. Questo ha una costante di tempo T_1 che l'utente dovrà ottimizzare per ottenere i migliori risultati dagli oscillatori: in genere si parte dal millisecondo in su. Durante tale periodo, l'uscita del primo monostabile fa sì che, ad ogni NOR ove sia applicato uno "0", si ottenga in uscita un impulso positivo della stessa durata di T_1 in questo modo il generatore collegato suona.

TABELLA 2

tamburo	dato binario	dato esadecimale
Cassa (basso)	11111110	FE
Cassa (alto)	11111101	FD
rullante	11111011	FB
tom-tom	11110111	F7
conga	11101111	EF
clave	11011111	DF
wood-block	10111111	BF

Terminato T_1 , si eccita il secondo monostabile, che genera così il segnale di "Data - Taken". La costante di tempo T_2 potrà in tale caso essere di pochi microsecondi.

Come si vede, con questo sistema si

ha un completo controllo del trasferimento del dato, e la CPU non perderà mai tempo in loop di attesa, poiché saprà quando passare un nuovo dato semplicemente controllando se è giunto il Data - Taken.

Programmazione

Siccome abbiamo sette suoni indipendenti, useremo sette bit per il nostro "dato" che determinerà quali tamburi saranno azionati per quella battuta. Uno zero attiva il tamburo, per cui i dati da scrivere dovranno essere come quelli riportati in *tabella 2*:

Si noti che ho considerato il bit. n.7 (D7), cioè il più significativo, sempre a 1 logico: vedremo poi perchè.

Siccome in pratica tutte le CPU hanno l'istruzione di EX-OR, il programmatore che si trova meglio con gli uni anziché con gli zeri potrà rappresentare i dati visti prima complementati, salvo poi eseguire un EX-OR immediato con \$FF prima di scrivere il dato nel Port.

È ovvio che - per ogni battuta - è possibile fornire alla batteria un dato complesso, affinché suonino più tamburi assieme: in tale caso il dato risultante sarà l'AND logico dei dati relativi ai tamburi scelti: se si desidera che suonino cassa, rullante e tom, per esempio, basterà scrivere: 11110010, cioè F2, che risulta da: FE AND FB AND F7, come è facile controllare.

Se i "nomi" dei tamburi saranno invece scritti al contrario, con uni al posto degli zeri, occorrerà eseguire degli OR.

Un rudimentale programma, giusto per provare la batteria, potrebbe essere il seguente:

- 1) chiedi all'utente quali tamburi vuol sentire;
- 2) finita la lista, crea il dato da scrivere nel Port;
- 3) scrivi il dato nel Port (si sentirà il suono);

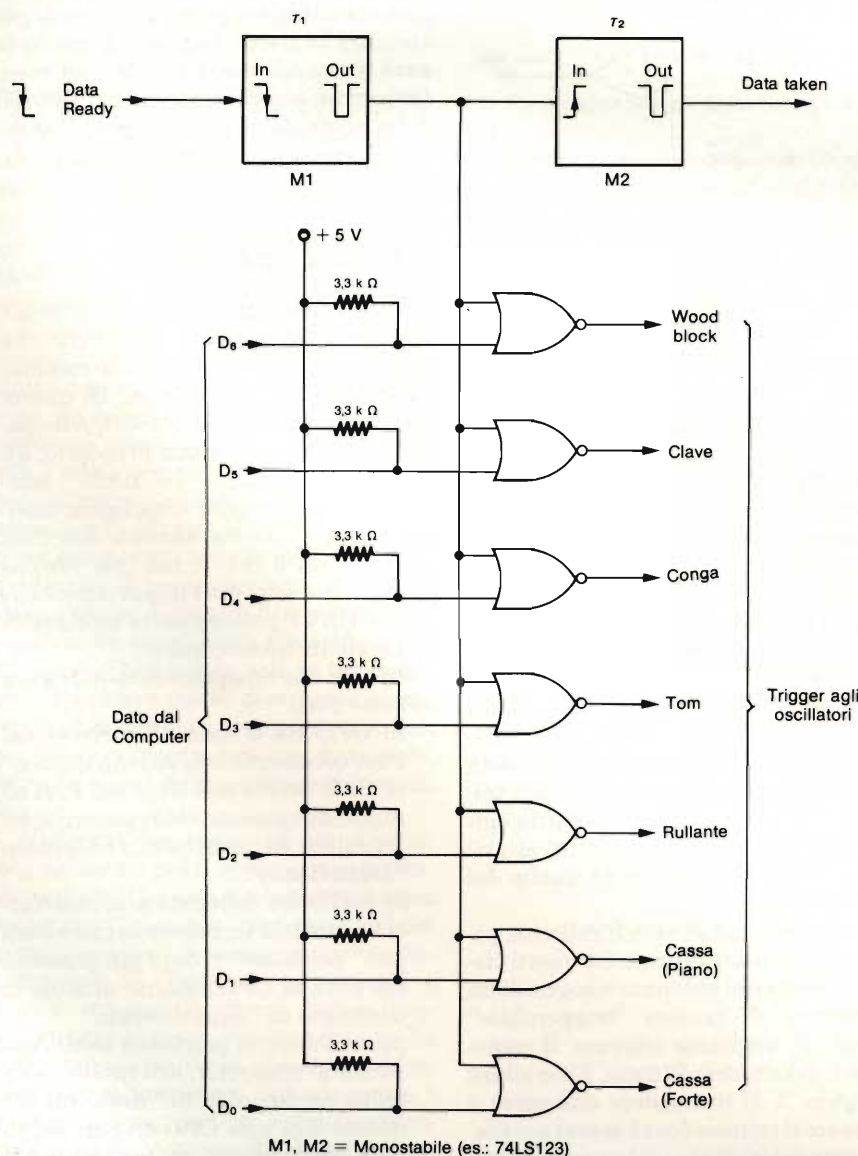


Fig. 3 - Esempio di interfaccia handshake col computer.

4) torna al punto 1.

In BASIC, ad esempio, un tale programma si scrive in meno di cinque minuti e già permette di provare l'hardware.

Ma - nella maggior parte dei casi - "sprecare" un computer per la sola batteria è proprio inutile, e basta un "controllore" definito come segue (tipicamente):

- CPU
- almeno 4 K di RAM
- 2 o 4 K di ROM
- un circuito di I/O che abbia Port sufficienti a: pilotare un semplice display, leggere da un tastierino esterno (tipo esadecimale), pilotare la batteria.

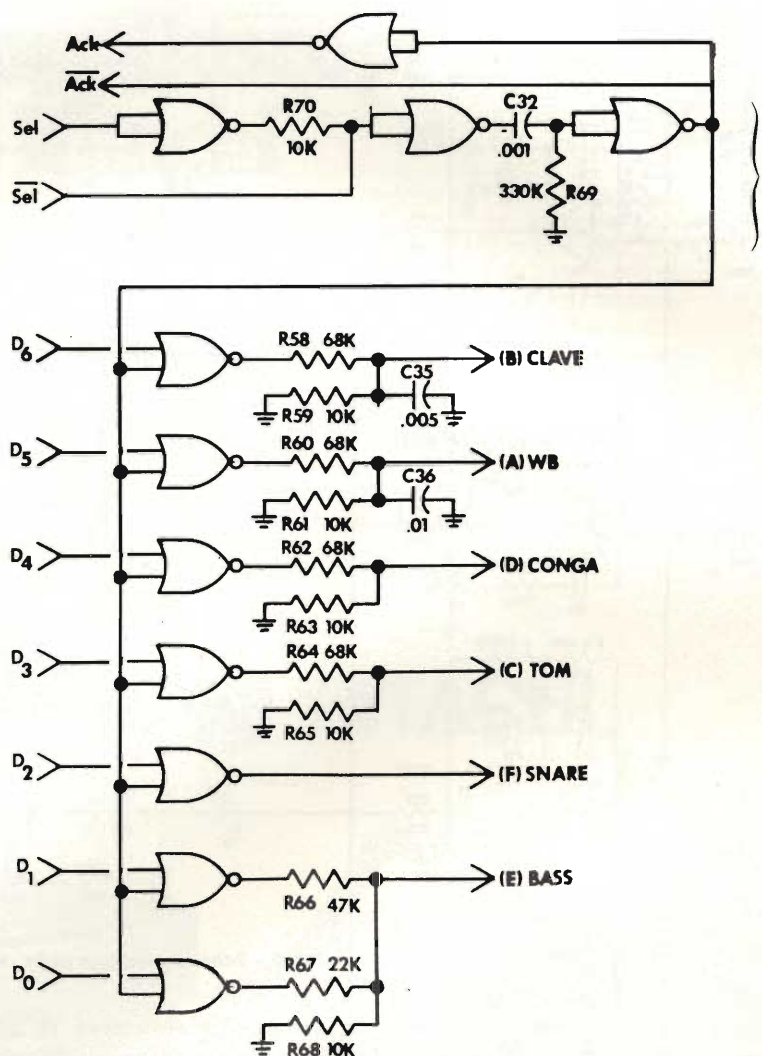
Il programma di controllo, in tale caso, diventa assai più complesso se si desidera, in ultima analisi, una apparecchiatura che ripaghi con la più ampia flessibilità il precedente sforzo di programmazione. Per chiarire le idee su una possibile impostazione di base, ecco allora che salta fuori il famoso bit più significativo del dato. Tutte le CPU hanno istruzioni di test del tipo: "salta se il dato è minore di zero" oppure "... se è maggiore o eguale a zero". Ebbene: il bit 7 ci dà la possibilità di implementare allora ISTRUZIONI OPERATIVE "nascoste" fra gli stessi dati che stiamo inviando al Port: basterà infatti che ogni volta, appena letto dalla memoria il dato, si esegua un test sul bit 7: per esempio, se questo è "1", potrà significare che il dato è effettivamente un valore che descrive quali tamburi devono suonare; se il bit è a "0", invece, allora il dato è un codice operativo di una nostra particolare operazione, naturalmente definita in precedenza.

Ma andiamo con ordine, perché il primo passo è senza dubbio la creazione di un "interprete" che capisca un linguaggio che a sua volta deve essere il più possibile vicino alla mentalità del musicista. Ammettiamo allora di avere acceso la "macchina" adesso: questa dovrà attendere i nostri comandi prima di agire. Si dice che "è in stato di attesa-comandi".

Noi allora, dalla tastiera, incominciamo a battere:

```
FILE ROCK E ROLL 1
TEMPO 48
```

```
* 1 : WOOD-BLOCK/CASSA/TOM
      WOOD-BLOCK:PAUSA:
WOODBLOCK/RULLANTE:PAUSA
* 2 : TOM-TOM/RULLANTE/CASSA
REPEAT 20,1,2:STOP
```



* Soluzione più "spartana", ma egualmente funzionale, al posto dei monostabili

Fig. 4 - Schema elettrico: interfaccia completa.

Piaciuto? Questo linguaggio è un banale esempio di che cosa permette un microprocessore con un buon programma alle spalle. Non è un esempio impossibile da realizzare; vedete subito che la stesura riflette regole ben precise, anche se inventate sul momento.

Ad esempio: la programmazione inizia definendo il nome del file, in questo caso "ROCK E ROLL1". Poi viene definita la velocità di battuta (TEMPO 48) e quindi inizia la definizione vera e propria di ogni battuta. Alla prima battuta viene affibbiata una etichetta "1": il segno "*" è l'istruzione che dice appunto che il numero che segue è un riferimento. Dopo i due punti (:) che separano fra di loro le operazioni di una stessa riga, un poco come in BASIC, viene definito il contenuto "musicale" della battuta. La sbarra (/) dice che gli stru-

menti citati sono da suonare insieme.

La successiva riga porta quattro battute, fra cui una di pausa, e poi vi è ancora una battuta, definita anch'essa con un riferimento: "2". L'ultima riga è una istruzione di ripetizione, per 20 volte, di tutte le battute fra quelle segnate 1 e 2 (con 1 e 2 compresi).

Ammettiamo di volere vedere come tali informazioni sono andate in memoria. Se il "programma" parte da \$1000, si avrà ad esempio:

```
$1000 00 31 B6
$1003 BF FF BB FF
$1007 00 32 F2
$100A 01 14 02 10 09 19 03
```

Noterete che ho arbitrariamente usato il codice 00 per definire l'istruzione "*"; il codice 01 per il REPEAT e la 03 per STOP.

BLOCK NOTES

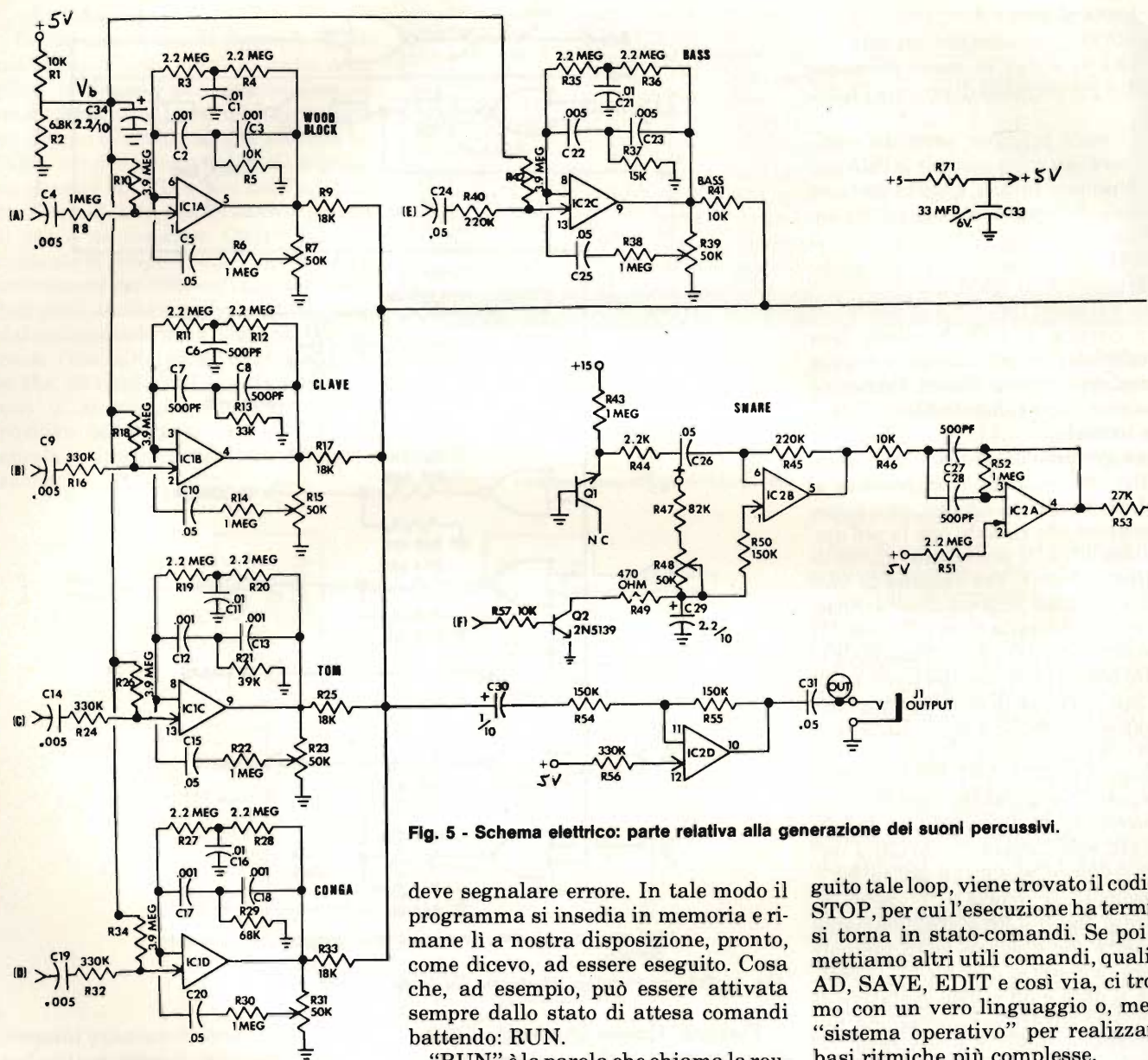


Fig. 5 - Schema elettrico: parte relativa alla generazione dei suoni percussivi.

Ma chi ha messo in memoria tali codici? È il cosiddetto "interprete" che è una routine inserita nel contesto dello stesso nostro programma. Ogni volta che noi introduciamo una riga, dallo "stato di attesa comandi", questa riga (NB.: è il return che introduce la riga) viene analizzata dalla routine di interpretazione. Questa non è altro che un "decodificatore" che va a vedere su un suo vocabolario interno se i nomi e/o lettere e/o numeri che abbiamo scritto sono traducibili con i rispettivi codici, i quali poi, a loro volta, potranno essere eseguiti dall'"Esecutore". Se vi sono inesattezze (es.: STIP anziché STOP) oppure vi sono errori di sintassi (mancano / o:) la routine di interpretazione

deve segnalare errore. In tale modo il programma si insedia in memoria e rimane lì a nostra disposizione, pronto, come dicevo, ad essere eseguito. Cosa che, ad esempio, può essere attivata sempre dallo stato di attesa comandi battendo: RUN.

"RUN" è la parola che chiama la routine "Esecutore". Che cosa farà questa? Partirà da \$1000 ed analizzerà quanto vi è stato scritto, byte per byte. Troverà subito 00, ed allora capirà che non è un dato ma un codice che dice: il dato successivo è una etichetta allora avanzerà di due byte e prenderà il primo vero dato. Lo scriverà quindi nel Port (e la batteria suonerà). L'esecuzione poi continuerà, fino ad arrivare al codice di REPEAT: dopo aver incontrato tale codice, l'esecutore deve sapere che il byte successivo indicherà il NUMERO di ripetizioni: quindi prenderà tale valore (che fungerà da contatore) e lo metterà da parte. Poi metterà da parte pure i due indirizzi di inizio e infine delle battute da eseguire (4 byte), ed inizierà la ciclica di 20 x n battute. Ese-

guito tale loop, viene trovato il codice di STOP, per cui l'esecuzione ha termine e si torna in stato-comandi. Se poi ammettiamo altri utili comandi, quali LO-AD, SAVE, EDIT e così via, ci troviamo con un vero linguaggio o, meglio, "sistema operativo" per realizzare le basi ritmiche più complesse.

Conclusioni

Purtroppo lo spazio esiguo mi impedisce una discussione più approfondita dell'argomento, che lascio dunque al lettore più interessato. Per ora, vi invito ad esaminare le figure 4 e 5, che illustrano lo schema elettrico completo della parte oscillatori e della parte interfaccia. Sarei molto contento di sapere che uno di Voi Lettori, sulla base di queste semplici idee e suggerimenti, ha realizzato qualcosa di complesso e funzionante: in tale caso, rinnovo l'invito a comunicarmelo scrivendo presso la Redazione. Ricordo infine che, per eventuali quesiti o suggerimenti sull'argomento trattato, resto a disposizione dei Lettori.

MINI o PORTATILI

gli oscilloscopi

Il vostro lavoro vi impone strumenti con doti di portatilità notevoli?

Scegliete allora con sicurezza nella gamma dei portatili Hitachi. Sono sei modelli con banda passante da 15, 20, 30, 35, 50 e 100 Mhz, a doppia traccia (il 100 Mhz ha quattro tracce), sensibilità verticale di 1 mV/div. e con moltissime altre caratteristiche di avanguardia: trigger automatico e manuale, TV line e field, somma e sottrazione dei canali, linea di ritardo verticale a partire dal 30 Mhz e velocità di sweep di 20 ns (5 ns per il 50 Mhz con doppia base tempi e trigger view e 2 ns per il 100 Mhz, anch'esso con doppia base tempi). Tutti offrono un MTBF di 20.000 ore.

Vi occorre un oscilloscopio veramente compatto e leggero, da usare senza problemi nel lavoro di field più impegnativo?

Uno strumento in grado di darvi prestazioni ottime e con magnifiche caratteristiche di affidabilità?

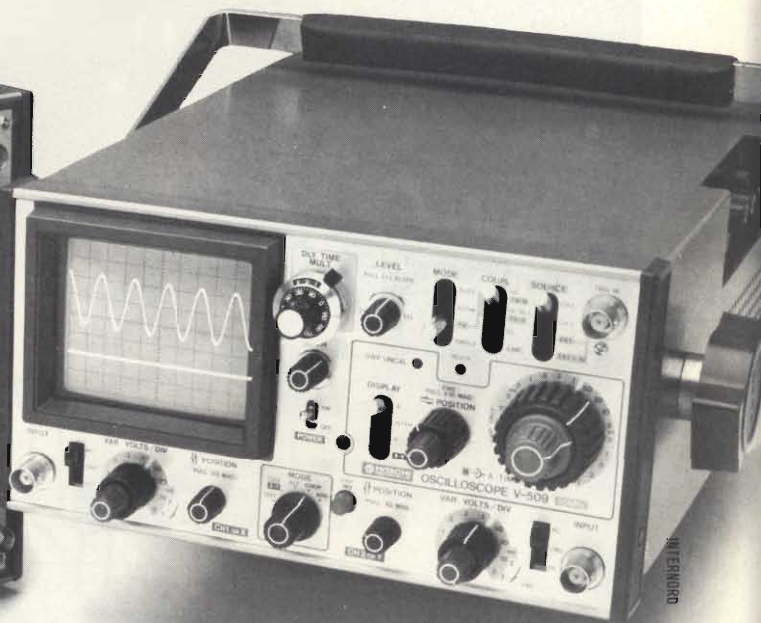
Per questo Hitachi vi propone la sua nuovissima linea mini. I due stru-

Hitachi
significano
sicurezza

menti che la compongono, il V-209 e il V-509 sono caratterizzati da 20 e, rispettivamente, 50 Mhz di banda passante, sensibilità di 1 mV/div., velocità della base tempi di 10 ns/div., base tempi ritardata con trigger separato dalla principale, circuito separatore di sincronismi TV, focalizzatore automatico della traccia, single sweep e hold off. Tutte queste caratteristiche e dispositivi sono raccolti in un contenitore di appena 25 centimetri di larghezza, 35 di profondità e solo 11 di altezza, con un peso totale di meno di 5 chili e un'autonomia di 2 ore di funzionamento continuo con il power pack opzionale AD-509. E con un MTBF di ben 20.000 ore.



HITACHI



**Pesa solo
5 Kg!**

MELCHIONI ELETTRONICA

20135 Milano - Via Colletta 37 - tel. 57941 Filiali, agenzie e punti vendita in tutta Italia

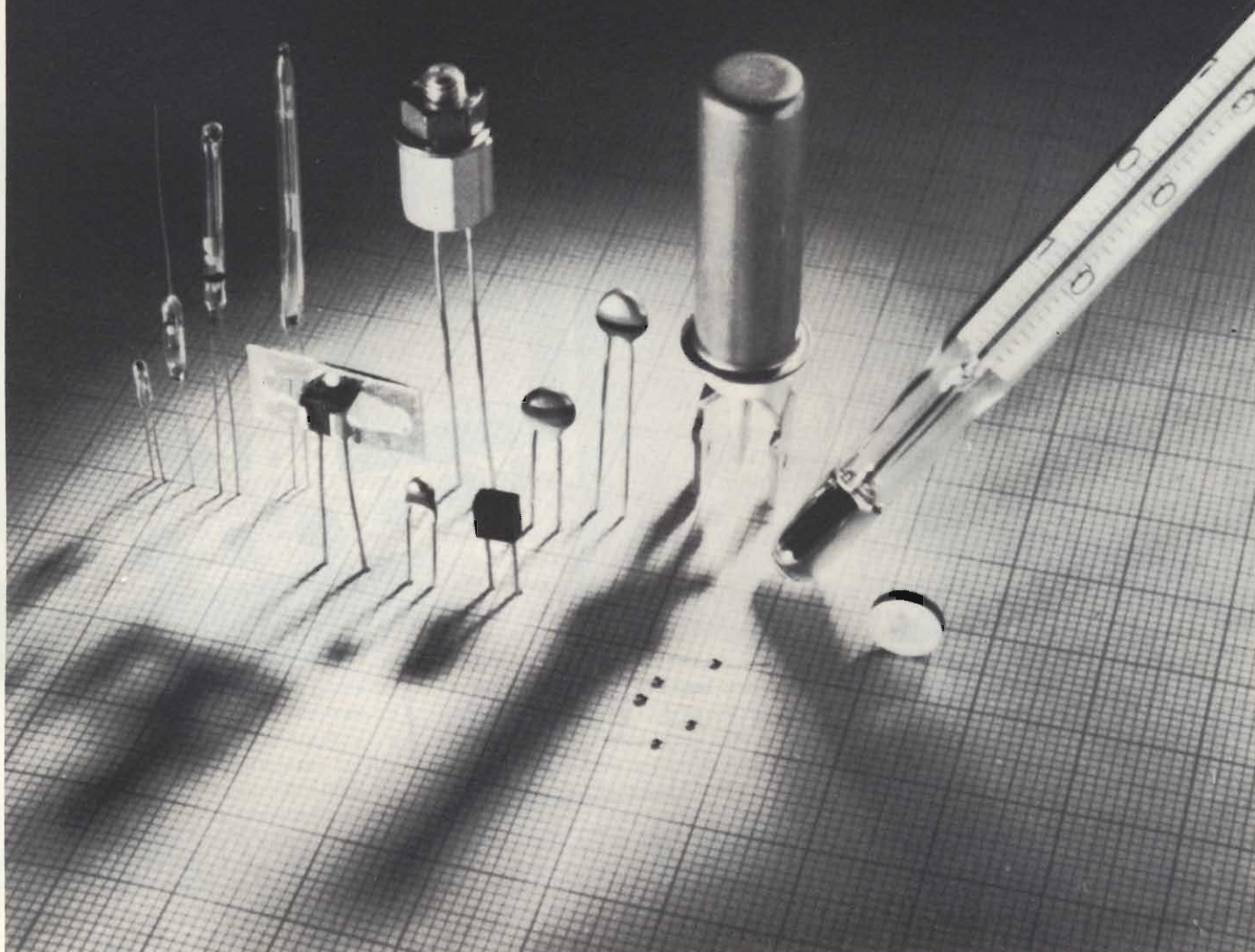
SENSORI

Gli organi dei sensi del μ c

di L. Cascianini, Philips S.p.A.

Da quando per la costruzione dei sensori sono stati utilizzati i materiali semiconduttori e le relative tecnologie, questi componenti hanno visto aprirsi settori e possibilità d'impiego insperate.

Attualmente esistono microsensori (ottici, di posizione, di pressione, termici, ecc.) incorporati nel chip assieme alla relativa elettronica. Il "boom" dei sensori avverrà in campo automobilistico quando essi saranno chiamati a tradurre tutte le variabili interessate al corretto funzionamento del motore e assieme al μ c consentiranno di portare al massimo il rendimento e le prestazioni dell'auto degli anni '80.



In termini generali, i sensori servono a stabilire una certa comunicazione o interscambio tra sistemi o ambienti di differente natura. I sensori infatti "percepiscono" i fenomeni con i quali vengono a contatto, ne captano le variazioni e riescono a trasformarle in corrispondenti variazioni di tensione (o di corrente); queste variazioni applicate all'ingresso di "macchine" elettroniche (per esempio, computer) possono essere successivamente elaborate ed utilizzate per raggiungere determinati scopi.

I sensori di natura *biologica* si distinguono per la loro grande potenza e flessibilità. L'occhio umano, per esempio, possiede adattabilità e flessibilità tali da riuscire a distinguere senza alcuna difficoltà i differenti valori di brillantezza delle stelle della via lattea, e pertanto oggetti luminosi distanti anni luce; allo stesso tempo però può percepire, con la stessa facilità, le varie gradazioni di luminosità di oggetti esposti al pieno sole di mezzogiorno e distanti solo pochi metri. Esistono sensori biologici altamente specializzati e sensibili. Alcuni insetti, per esempio, sono muniti di antenne così sensibili da percepire a grandi distanze "l'odore" del loro partner. In questo caso il livello di sensibilità del sensore è tale da captare particelle rarefatte o disperse a livello molecolare.

I sensori fatti dall'uomo, quelli di cui ci occuperemo, sono molto vicini a questa seconda categoria di sensori anche se, ovviamente, non possono avere quel grado di sensibilità e flessibilità a cui più sopra abbiamo accennato. Questi sensori percepiscono le variazioni di grandezze fisiche del mondo che li circonda quali, per esempio, la temperatura, la pressione, l'umidità, le correnti di liquidi o di gas, particolari radiazioni ecc.; a causa della limitatezza intrinseca del sensore, questa percezione avviene entro un campo ben determinato della variazione medesima. Le varia-

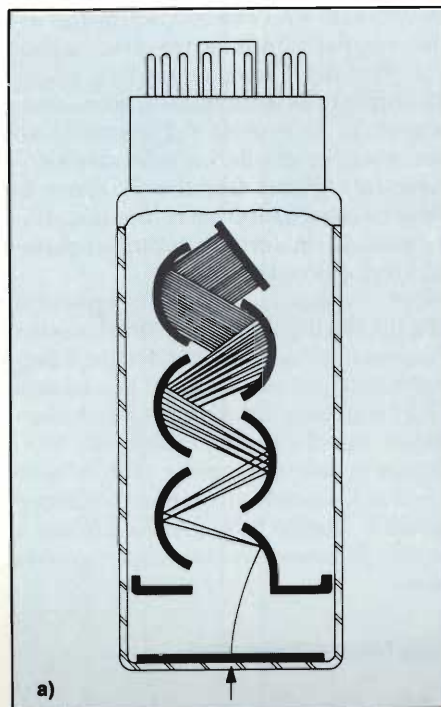


Fig. 2 (a) - Principio di funzionamento di un tubo fotomoltiplicatore. È la presenza di anodi ausiliari (detti dinodi) tra fotocatodo e anodo principale che, grazie al fenomeno della emissione secondaria, permette di "moltiplicare" l'intensità luminosa della radiazione d'ingresso. (b) - Alcuni tipi di fotomoltiplicatori maggiormente impiegati. Al centro si può vedere anche uno scintillatore. Serve a trasformare in un impulso di luce alcune radiazioni invisibili. Viene posto davanti al fotocatodo del fotomoltiplicatore.

zioni dei parametri suddetti (e anche di parametri di altra natura) vengono trasformate in corrispondenti variazioni di grandezze elettriche come resistenza, capacità, induttanza ecc., e di conseguenza, in corrispondenti segnali elettrici suscettibili di essere ulteriormente amplificati ed elaborati.

Le grandezze fisiche variabili del mondo che ci circonda sono moltissime; anche i relativi sensori sono molti, certamente però non in numero tale da trasdurre in corrispondenti segnali elettrici, le variazioni di tutte le grandezze fisiche.

Da quanto però esiste e si sta facendo in questo settore, possiamo dire che ai sensori, in futuro, sarà aperta una

grande possibilità di sviluppo a causa dei seguenti motivi:

- introduzione di nuove tecnologie tendenti a migliorare le prestazioni dei sensori già esistenti o a svilupparne dei nuovi;
- integrazione del sensore e dei relativi circuiti di uscita, nel chip stesso del circuito integrato che provvede all'elaborazione del segnale fornito dal sensore. La presenza nel chip di un convertitore analogico/digitale consentirà di trasformare l'informazione di natura analogica fornita dal sensore in una corrispondente informazione di natura digitale, suscettibile di essere elaborata e memorizzata sfruttando il grande po-

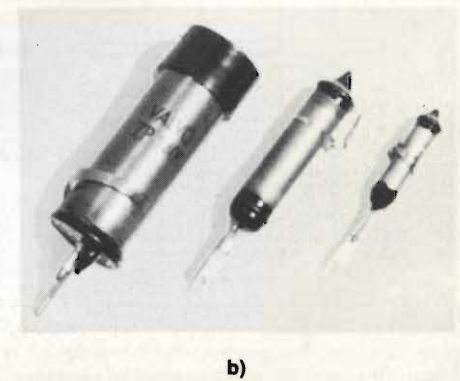
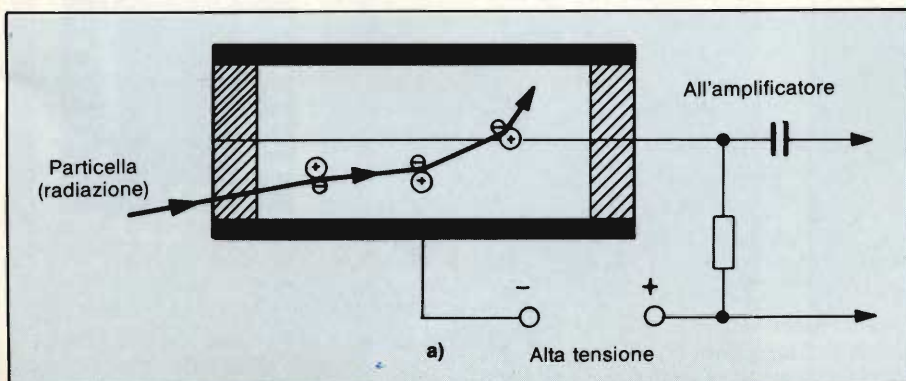


Fig. 1 (a) - Struttura di principio di un tubo Geiger Müller. È la ionizzazione (e la conseguente corrente elettrica) prodotta dall'impatto della radiazione con gli atomi del gas che permette di evidenziare la presenza della radiazione. (b) - Tipi commerciali di tubi Geiger Müller.

tenziale delle tecniche digitali; — il recente sviluppo dei robot, i cui futuri e decisivi progressi saranno strettamente dipendenti dall'affinamento e dallo sviluppo di nuovi sensori sempre più sensibili e diversificati. L'attuale tendenza è infatti quella di far fare al robot compiti svolti fino ad oggi dall'uomo, anche se il primo non potrà mai avere per il mondo esterno, le reazioni caratteristiche della razza umana. Possiamo però dire fin d'ora che l'abbinamento delle funzioni sensore-microcomputer consentirà al robot di elaborare i segnali ricevuti, di fare calcoli e di prendere decisioni in tempi estremamente brevi, mai raggiungibili dal sistema nervoso dell'uomo.

Partendo dalle semplici considerazioni suddette è facile prevedere il grande sviluppo che avrà la sensorica nei prossimi anni in tutti i settori dell'attività umana, dalla ricerca spaziale all'automazione industriale, alla cibernetica, ecc.

Qui di seguito daremo una breve panoramica dei sensori attualmente disponibili sul mercato. Alcuni sensori sono stati già descritti ampiamente su questa rivista per cui per una loro maggiore informazione, rimandiamo il lettore al relativo riferimento nella bibliografia.

Tubi Geiger Müller

Sono dispositivi capaci di "sentire" e di rivelare le radiazioni provenienti dal cosmo o da elementi terrestri capaci di irradiarle (centrali nucleari, ecc.). Sono costituiti essenzialmente da un cilindretto metallico ermeticamente chiuso contenente del gas. Una radiazione

proveniente dall'esterno, entrando all'interno del cilindro attraverso l'apposita "finestra", ionizzerà il gas, e questa corrente di ionizzazione potrà essere portata all'esterno dell'elettrodo sistemato al centro del cilindro stesso (figura 1a). Questi impulsi di corrente possono essere successivamente contattati e studiati da normali contatori e analizzatori di spettro.

Per esempio, il tubo contatore ZP1401 (Philips) possiede una finestra d'ingresso estremamente sottile, e pertanto sarà più sensibile del precedente ZP 1400 (figura 1b). Il tubo è particolarmente sensibile alle radiazioni alfa. Questa sensibilità, anche se in minore misura, si estende alle radiazioni beta e gamma. Questo tubo è molto diffuso a causa del suo prezzo relativamente basso.

Tubi fotomoltiplicatori

Sono dispositivi capaci di trasformare radiazioni luminose di piccola intensità in corrispondenti segnali elettrici, utilizzabili e capaci di essere ulteriormente elaborati e studiati. Appartengono alla grande famiglia dei fotosensori, di cui però costituiscono la categoria più raffinata e nobile. Sono formati essenzialmente da un fotocatodo, da una serie di dinodi e da un elettrodo di uscita o anodo (figura 2a). Un fotone che colpisce il fotocatodo estrarrà dalla sua superficie, per il noto effetto fotoemissivo, un certo numero di elettroni i quali verranno attratti dal primo dinodo a causa della tensione ad esso applicata. La superficie del dinodo è ricoperta da materiali capaci, se colpiti da elettroni, di emettere un gran numero di altri elettroni (principio dell'emissione secondaria di elettroni). Così, multipli-

cato di dinodo in dinodo, il primitivo fascetto di elettroni emesso dal fotocatodo, perverrà ingigantito sull'elettrodo di uscita del fotomoltiplicatore.

Attualmente trova molte applicazioni il fotomoltiplicatore XP2203B, direttamente intercambiabile con il noto XP1002. Questo tubo è molto sensibile alle radiazioni visibili. Possiede un fotocatodo pianeggiante, semitrasparente a base di trialkali; il diametro del fotocatodo è 44 mm. Il fotocatodo è sistemato all'interno del tubo, parallelamente alla finestra d'ingresso. Questo fotomoltiplicatore possiede dieci dinodi fatti di rame-berillio, ed è particolarmente adatto per l'impiego in campo industriale (rivelazione di punti luminosi e tecnologie laser).

Sensori di immagini TV

Questi particolari fotosensori, destinati a sostituire in un prossimo futuro tutti i convenzionali tubi da ripresa nelle telecamere TV, sono dispositivi a semiconduttore, e di conseguenza sono realizzati con le stesse tecnologie con cui vengono prodotti gli attuali circuiti integrati analogici e digitali ad alta integrazione. La definizione degli attuali dispositivi è però limitata, e non è paragonabile a quella caratteristica dei normali tubi da ripresa (Vidicon, Plumbicon). Posseggono però i vantaggi di tutti i dispositivi a semiconduttore, e cioè insensibilità ai campi magnetici, dimensioni e peso ridotto, insensibilità alle sollecitazioni meccaniche di qualsiasi tipo, bassa tensione di alimentazione, e pertanto basso consumo, assenza di errori di geometria nell'immagine riprodotta, ecc. Queste caratteristiche sono già tali da fare di questi sensori TV un'alternativa notevolmen-

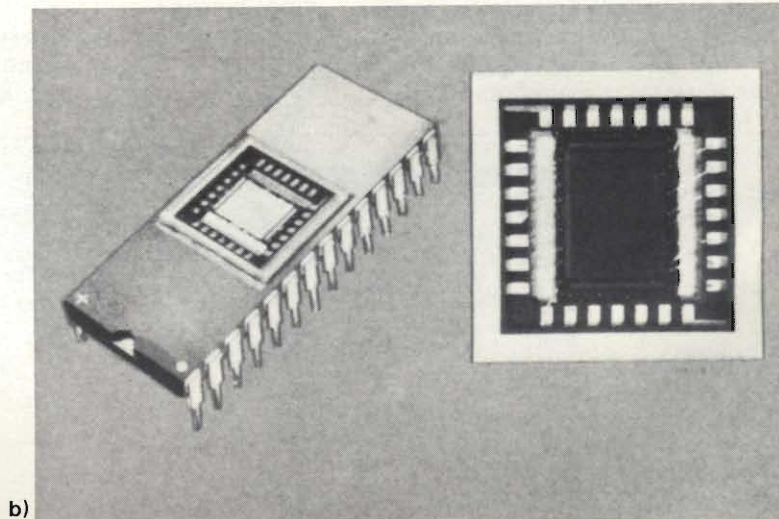
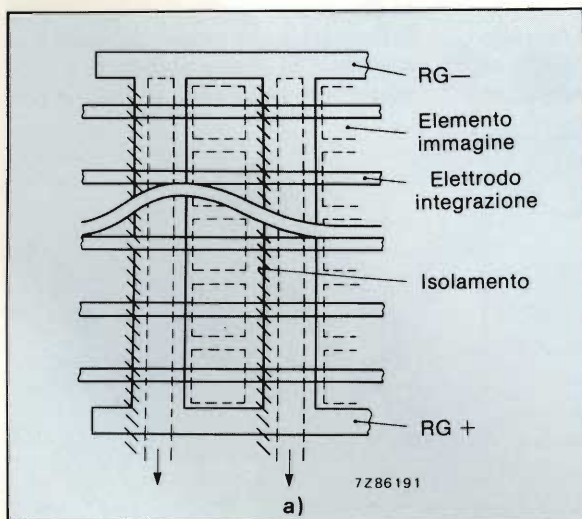


Fig. 3 (a) - Struttura-base del sensore d'immagini TV RGS-4. (b) - Come si presenta il sensore RGS-4.

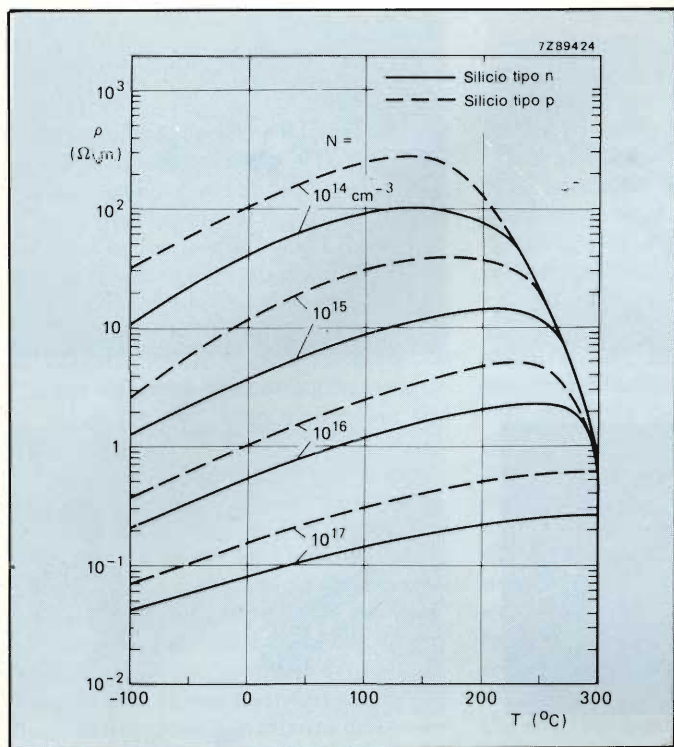


Fig. 4 - Andamento della resistività del silicio drogato p o n al variare della temperatura. Fino a circa 100 °C, la resistività aumenta con la temperatura (PTC); oltre i 150 ÷ 200 °C, il silicio si comporta come un semiconduttore intrinseco, nel senso che la sua resistività diminuisce all'aumentare della temperatura (NTC).

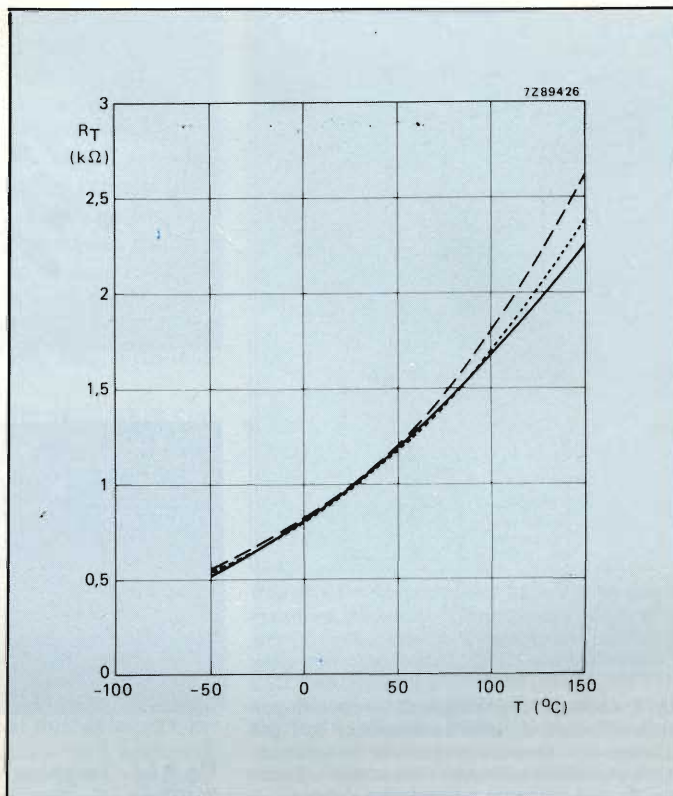


Fig. 6 - Andamento della resistenza (R_T) di un sensore al silicio in funzione della variazione della temperatura (T) nel KTY81. La curva a tratto continuo è quella che viene utilizzata in pratica.

te economica in molte applicazioni nelle quali fino ad oggi venivano impiegati tubi da ripresa convenzionali.

Attualmente è disponibile il tipo RGS-4 (figura 3b) il quale, rispetto ad altri sensori TV a semiconduttore, possiede i seguenti vantaggi:

- non necessita di una memoria intermedia,
- possiede un ridotto numero di conduttori per ogni fotoelemento, per cui, per l'utilizzazione del sensore (trasformazione dell'immagine ottica in immagine elettrica) può essere sfruttata e utilizzata una maggiore superficie del chip.

Questo sensore con i suoi 60.000 punti immagine (300 disposti verticalmente e 200 orizzontalmente, può considerarsi un dispositivo a risoluzione intermedia. L'RGS-4 consente di realizzare telecamere ad ingombro molto ridotto, capaci di funzionare con l'ottica formato Super-8, facilmente reperibile in commercio.

Sensori di temperatura al silicio

Si sa che i portatori di cariche presenti nel silicio (elettroni o lacune) possono muoversi più o meno velocemente a seconda della maggiore o minore temperatura alla quale viene portato il silicio. In particolare, quando il silicio mo-

nocristallino risulta poco drogato, (quando cioè esso contiene un numero ridotto di elettroni o di lacune in libertà), queste cariche tenderanno a ridurre la loro velocità di movimento via via che la temperatura aumenta. In altri termini: se la temperatura della piastrina di silicio aumenta, tenderà ad aumentare anche la sua resistività.

Dalla figura 4 ci si può fare un'idea di come varia la resistenza specifica in funzione della temperatura, in piastrine di silicio rispettivamente di tipo n e di tipo p aventi differenti valori di drogaggio.

Dal grafico appare evidente che il coefficiente di temperatura della resistenza inizialmente è positivo (aumen-

tano cioè la temperatura e la resistività); diventa invece negativo (aumenta la temperatura ma la resistività diminuisce) quando la temperatura supera i 150° circa, e cioè via via che le caratteristiche del semiconduttore intrinseco tendono a prevalere.

I sensori al silicio sono stati sviluppati come alternativa ai sensori convenzionali, costituiti come è noto dai resistori al platino, dalle termocoppie, dai termistori a coefficiente di temperatura positivo e negativo (termistori NTC e PTC) realizzati con ossidi di cromo, manganese, ferro, cobalto o nichel.

In figura 5 è riportato, in sezione, un sensore di temperatura al silicio. Le sue dimensioni approssimative sono 500

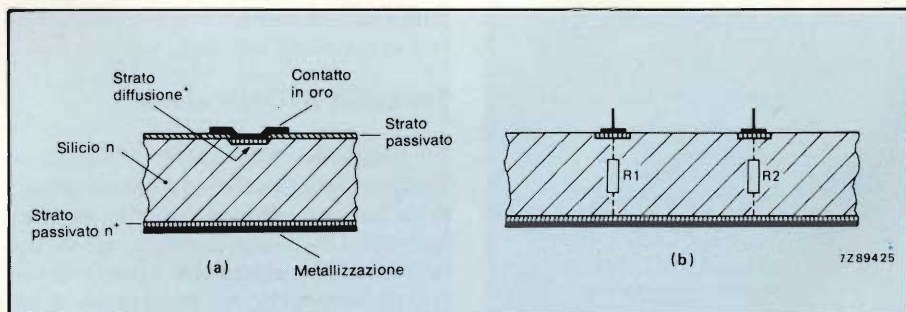


Fig. 5 (a) - Struttura e tecnologia di costruzione di un sensore di temperatura al silicio. La struttura definitiva è quella di (b). Vediamo che in realtà il sensore è formato da due unità collegate in serie, ma aventi polarità opposte. Questa struttura conferisce al sensore una resistività che non può dipendere dalla direzione della corrente.

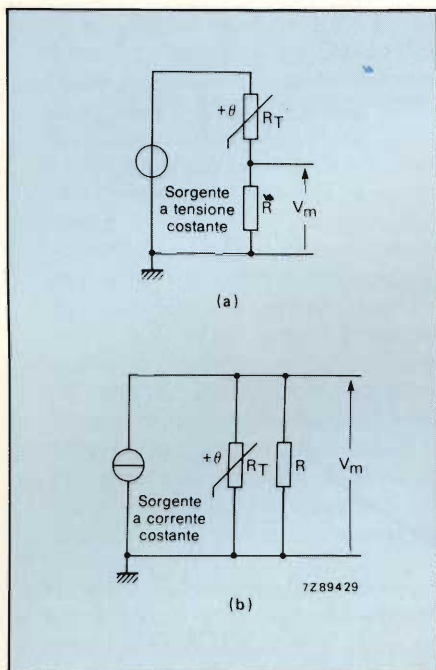


Fig. 7 - Schema di principio di un circuito per rendere lineare la curva caratteristica R/T del sensore. a = sensore alimentato da una sorgente a tensione costante. b = sensore alimentato da una sorgente a corrente costante.

$\mu\text{m} \times 500 \mu\text{m} \times 240 \mu\text{m}$.

Su questo comportamento del silicio leggermente drogato sono basati i sensori di temperatura al silicio attualmente presenti sul mercato con le sigle *KTY81*, *83* e *84*. Questi sensori di temperatura presentano, come abbiamo visto, un coefficiente di temperatura positivo. I campi entro cui possono lavorare vanno da -55 a $+150$ °C (*KTY81*) da -55 a $+175$ °C (*KTY83*) ed infine da 0° fino a $+300$ °C (*KTY84*).

Questi termosensibili al silicio hanno la caratteristica di possedere bassi valori di tolleranza ($\pm 1\%$) del valore della loro resistenza, un tempo di risposta

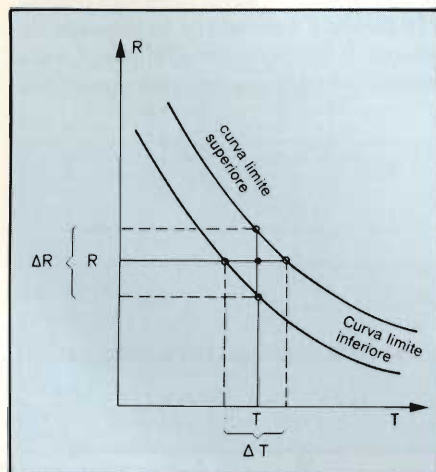
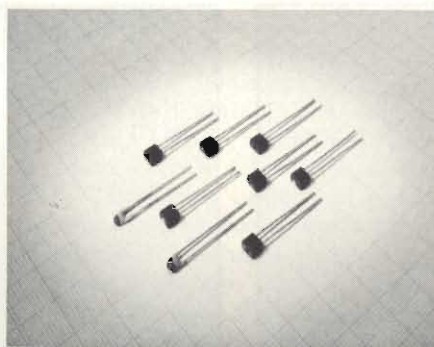
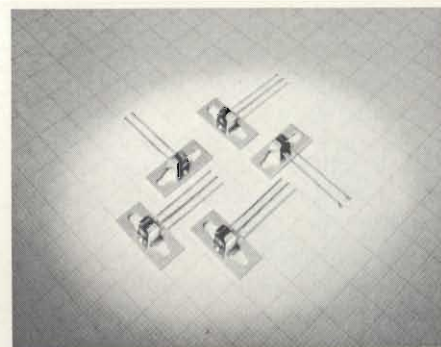


Fig. 8 - Curve-limite della caratteristica resistenza/temperatura nei sensori di temperatura NTC.



a)



b)



c)



d)

Fig. 9 (a) - Termistori NTC con contenitore di plastica; (b) - con contenitore in plastica e aletta di fissaggio; (c) - in contenitore di vetro; (d) - in contenitore di metallo.

estremamente breve e una stabilità di funzionamento nel tempo molto elevata.

Bisogna a questo punto far anche presente che questi sensori non presentano una linearità perfetta tra variazione di temperatura e variazione di resistenza (figura 6). Occorre pertanto munire questi sensori di opportuni circuiti linearizzatori di cui in figura 7 è riportato uno schema di principio. La tecnologia planare con cui vengono realizzati permette però di semplificare notevolmente i circuiti linearizzatori richiesti.

Solitamente questi sensori vengono impiegati nei casi in cui il campo di temperature da regolare è molto esteso, (ferri da stiro, saldatori elettrici, cucine ecc.). Vengono anche impiegati in apparecchiature normalmente destinate a funzionare entro ampie variazioni di temperatura dell'ambiente come autoradio, dittafoni portatili, ecc..

Termistori NTC miniatura

I termistori NTC (NTC = Negative Temperature Coefficient) sono i sensori di temperatura classici, da sempre impiegati in questa funzione. Il loro coefficiente di temperatura è però negativo nel senso che all'aumentare della temperatura la loro resistività tende a diminuire. L'inconveniente di questi sensori è di possedere tolleranze che differiscono notevolmente da pezzo a

pezzo (figura 8). Anche questi, come i sensori al silicio, richiedono adatti circuiti per la linearizzazione della curva caratteristica temperatura/resistenza.

L'affinamento delle attuali tecniche di fabbricazione di questi componenti ha permesso però di ridurre notevolmente il valore delle tolleranze. Molto sovente infatti nelle misure di temperatura, e più in generale, nei sistemi di controllo, ci si trova a dover lavorare con valori di tolleranza della temperatura estremamente ridotti. Molto spesso infatti non si accetta, per esempio, che nella misura della temperatura, possano verificarsi errori superiori a 1 K o 2 K. Occorre d'altra parte che chi deve usare questi sensori li debba impiegare così come vengono forniti dal costruttore senza bisogno di dover ricorrere a circuiti di bilanciamento o di messa a punto aggiuntivi. Occorre infine che il sensore possa essere, in caso di bisogno, facilmente sostituibile o intercambiabile.

Per soddisfare a queste esigenze, i costruttori solitamente associano nei data sheet a ciascun sensore NTC impiegato, i valori di due o più parametri caratteristici relativi ad una data temperatura; in genere, questi parametri riguardano il valore della resistenza che il termistore presenta in corrispondenza di un valore ben determinato di temperatura, nonché le tolleranze della resistenza relative al valore di temperatura specificato. Per esempio, viene

indicato per un dato termistore $R = 12 \text{ k}\Omega \pm 7\%$ alla temperatura di 25°C , oppure $R = 950 \Omega \pm 5\%$ alla temperatura di 100°C .

Attualmente esistono sul mercato tre famiglie di termosensibili NTC: i tipi miniatura, quelli con contenitore in vetro e quelli in contenitore in acciaio inossidabile. I primi possono avere il contenitore in plastica e un'aletta di fissaggio in metallo oppure possono avere il contenitore in vetro (figura 9a b c). Quelli in contenitore in acciaio inossidabile (figura 9d) sono meccanicamente molto robusti e non sono attaccabili dai detergenti.

I valori di resistenza dei tipi miniatura vanno da $1 \text{ k}\Omega$ a $1 \text{ M}\Omega$. Le tolleranze standard corrispondenti al valore di resistenza a 25°C (R_{25}) sono del 10% e del 5%. Il tempo di risposta è inferiore a 1 s.; il campo di temperature "sentite" può andare da -55 fino a 200°C .

Gli impieghi possibili sia di quelli miniatura che di quelli rinforzati riguardano tutti i sistemi di misura della temperatura sia in campo industriale che in quello della ricerca dove sono preferiti in quanto consentono di realizzare

sonde termiche d'impiego generale. I termistori con rivestimento in vetro sono particolarmente impiegati in campo industriale per la misura della temperatura di ambienti o di gas nocivi.

Parallelamente ai termosensibili NTC sono stati sviluppati circuiti integrati strutturati in maniera da fornire, in seguito al segnale prodotto dal termosensibile, impulsi di comando per il triac inserito nel circuito di potenza dove si trova il carico costituito, nella maggioranza dei casi, dal termoelemento del radiatore.

È possibile pertanto realizzare con pochi componenti, efficienti sistemi di mantenimento della temperatura di ambienti (o di liquidi) su un valore di temperatura prefissato. Questi sistemi di regolazione della temperatura sono noti come interruttori statici, e possono essere realizzati con il TDA 1024 (figura 10a) nel caso si vogliano ottenere regolazioni di temperatura molto semplici (on/off), oppure con il TDA1023 (figura 10b) quando si desiderano avere sistemi di regolazione più accurati (sistemi di regolazione proporzionale nel tempo).



Una moderna applicazione dei sensori è il pirometro ad infrarossi "Omegascope", uno strumento rivoluzionario, trasportabile, equipaggiato con ottica avanzata e microprocessore a 8 bit. Può misurare a distanza (da 30 cm a 15 m circa) valori di temperatura compresi tra -30°C e 1100°C (-20°F e 2000°F). Di questo strumento e altri simili possiamo fornire a richiesta una documentazione più particolareggiata.

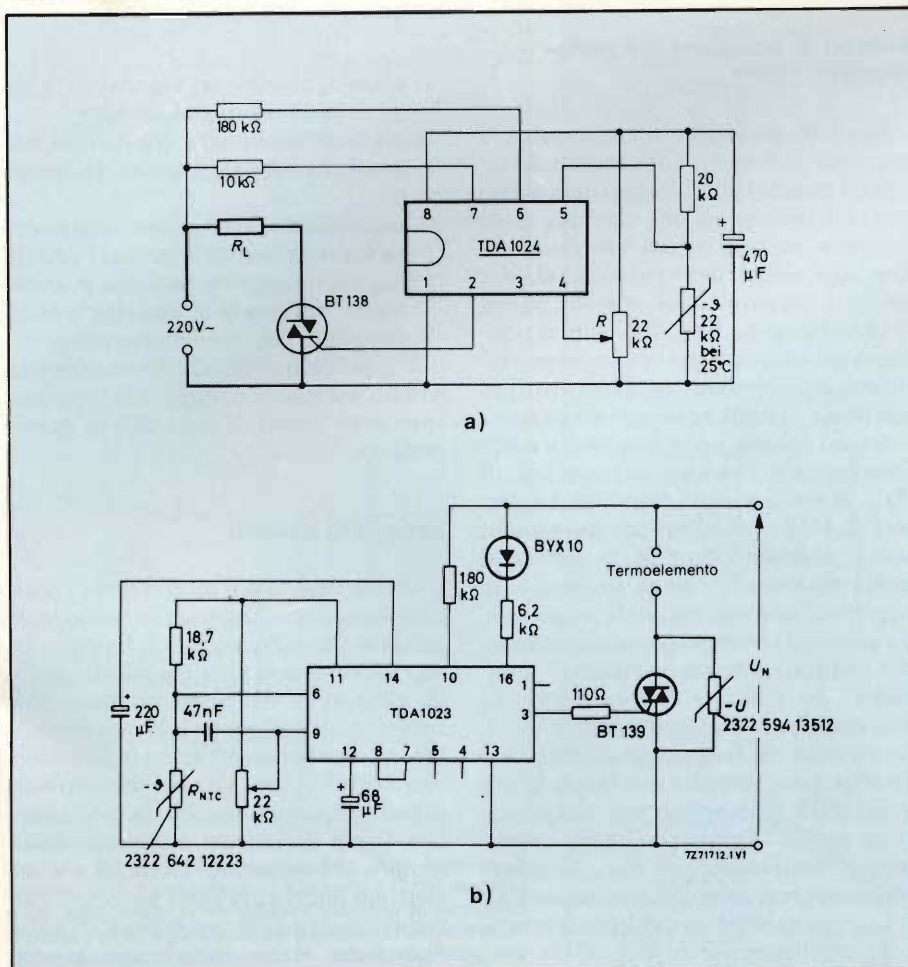


Fig. 10 (a) - Il circuito integrato TDA 1024 consente di realizzare sistemi di regolazione della temperatura con sensori NTC molto semplificati (on/off); (b) - con il circuito integrato TDA 1023 è possibile realizzare analoghi sistemi di controllo della temperatura ma molto più accurati.

Impiego del quarzo come sensore di temperatura

Una cosa è certa: le variazioni della temperatura modificano i parametri di tutti i componenti elettronici. A questa regola non fa quindi eccezione neanche il quarzo che, nonostante venga impiegato quando si desidera "congelare" il valore della frequenza di un dato oscillatore, ciò non toglie che, se la temperatura del quarzo aumenta, vari corrispondentemente anche la frequenza dell'oscillatore che il quarzo avrebbe dovuto mantenere fissa. Questo che, nella maggior parte dei casi, sarebbe

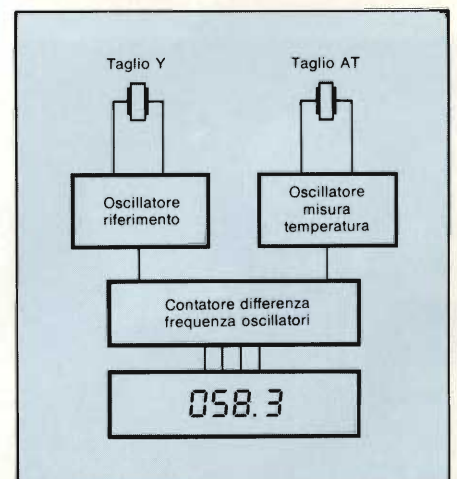
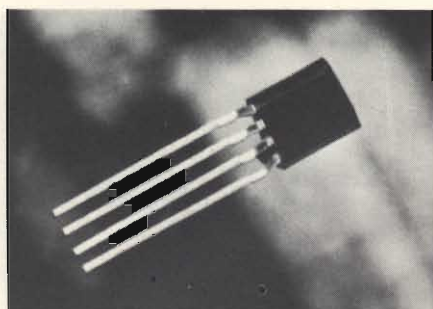
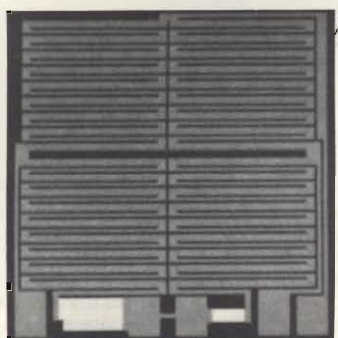


Fig. 11 - Principio di funzionamento di un sistema di regolazione della temperatura dove il sensore è costituito da un cristallo di quarzo.



a)



b)

Fig. 12 (a) - Sensore magneto-resistivo MRS.
(b) - Struttura del chip del sensore MRS.

un inconveniente (a cui però si può facilmente rimediare), viene sfruttato per evidenziare piccole variazioni di temperatura. Anche il quarzo può quindi essere impiegato come termosensore. Così (vedi figura 11) assumendo il valore della frequenza nominale di oscillazione del quarzo come valore nominale della temperatura desiderata (o di riferimento), le deviazioni in più o in meno rispetto a questo valore di frequenza, potranno essere "monitorizzate" con un frequenzimetro, e di conseguenza (una volta effettuata la taratura), potranno essere prese come indicazione delle variazioni in più o in meno della

temperatura del mezzo in cui il quarzo viene a trovarsi.

Per avere un'idea della precisione con cui il quarzo lavora in veste di termoelemento basti dire che alla frequenza di 4,204112 MHz, il coefficiente di temperatura (e cioè la variazione di frequenza prodotta da una variazione di temperatura) ha il valore approssimativo di $65 \cdot 10^{-6} \text{K}$, corrispondente ad una variazione di frequenza di 273 Hz/K (K = gradi Kelvin). Adottando particolari accorgimenti sia sul circuito oscillatore che sul quarzo stesso, è possibile raggiungere risoluzioni dell'ordine di 0,1 k ... 0,01 K!!

Un quarzo di questo tipo (impiegabile cioè come termosensore) attualmente disponibile sul mercato, è il tipo SQ4830, progettato per essere impiegato in campo automobilistico e nell'industria degli orologi. Può lavorare entro il campo di temperatura compreso tra $-100 \text{ }^\circ\text{C}$ e $+150 \text{ }^\circ\text{C}$.

Questo termosensore è particolarmente adatto ad essere impiegato anche come periferica d'ingresso in sistemi di regolazione della temperatura a microprocessore.

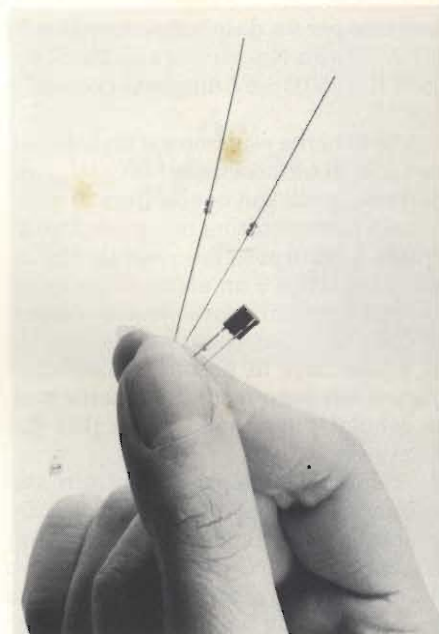
Sensori di posizione magneto-resistivi

Esistono materiali la cui resistenza specifica può essere influenzata da un campo magnetico. Il campo magnetico può cioè influire su una corrente fatta circolare su uno strato costituito da una lega nichel/ferro (80% nichel, 20% ferro), i materiali cioè con cui questi sensori vengono fatti. I sensori di posizione magnetoresistivi incorporano resistori di permalloy, realizzati in film sottile e sensibili ai campi magnetici.

Questi sensori sono destinati a sostituire i sensori ottici e quelli ad effetto di Hall. Sono molto più sensibili dei sensori di Hall e, a differenza dei sensori ottici, possono lavorare in ambienti molto sporchi. Vengono impiegati in combinazione con magneti permanenti e possono rivelare spostamenti lineari o angolari che vanno da pochi millimetri fino a decine di centimetri con una risoluzione dell'ordine del micron. La risposta in frequenza va dalla frequenza zero (corrente continua) fino a molti MHz. Richiedono una compensazione contro le variazioni della temperatura, compensazione che può essere realizzata con semplici circuiti esterni.

Le applicazioni riguardano il campo automobilistico ed in particolare il sistema di accensione, le pompe del carburante e dell'olio, e i carburatori.

I pregi di questi sensori sono:



Termosensori al silicio KTY81, KTY83 e KTY84. Per gli impieghi normali la caratteristica resistenza/temperatura è tale da non richiedere un circuito di compensazione della linearità. Quest'ultimo, invero molto semplice, può essere usato solo per misure di alta precisione. Il campo di misura delle temperature è $-55/+150 \text{ }^\circ\text{C}$ per il KTY81, $-55/175 \text{ }^\circ\text{C}$ per il KTY83 e $0 \text{ }^\circ/+300 \text{ }^\circ\text{C}$ per il KTY84.

- sensibilità elevata, regolabile in sede di produzione del sensore,
- andamento lineare tra campo magnetico e segnale d'uscita del sensore,
- possibilità di produzione del sensore su scala industriale (grandi quantità), per il semplice fatto che possono essere impiegate le tecnologie di costruzione dei semiconduttori.

Un articolo di questa rivista illustra più in dettaglio il principio di funzionamento e i possibili impieghi di questo sensore.

Sensori di umidità

Quello descritto è un sensore di umidità capacitivo, basato cioè sull'effetto condensatore (figura 13). È formato da un contenitore di plastica munito di fori, all'interno del quale si trova una sottile lamina di materiale non conduttore ricoperta da entrambe le facce con uno strato di oro. Questa struttura in definitiva non è altro che un condensatore il cui dielettrico è formato dalla lamina del materiale isolante, e i cui elettrodi piatti e paralleli, sono costituiti dai due strati di oro depositati sulle due facce della membrana stessa. Eventuali variazioni di umidità produrranno una corrispondente variazione della costante dielettrica del mate-

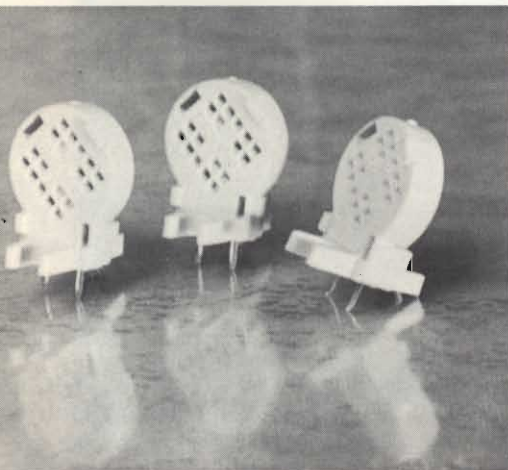


Fig. 13 - Sensore di umidità.



Componenti caratteristici di un attuale fotomoltiplicatore. Le parti "vitali" sono il fotocatodo e il materiale di cui sono ricoperti i dinodi.

riale isolante (dielettrico), e di conseguenza la variazione della capacità (Cs) di questo condensatore.

La variazione di capacità potrà essere trasformata mediante opportuni circuiti in una corrispondente variazione di tensione continua, la quale, a sua volta, potrà essere usata come indicazione diretta del grado di umidità relativa presente in un dato ambiente (figura 14). Il campo di misura di umidità di cui è capace questo sensore va dal 10% al 90% di umidità relativa per temperature comprese tra 0 ° e 80 °C.

Questo sensore di umidità non è adatto per impieghi professionali e scientifici in quanto non dà una misura estremamente precisa e ripetibile. È però molto impiegato per misurare valori di umidità relativa di serre, piscine, celle frigorifere, magazzini-silos, ecc.

Sensori di pressione

Ne esistono molti tipi. Recentemente

è stato introdotto il cosiddetto sensore a membrana di silicio formato da una membrana di silicio monolitico (e cioè allo stato cristallino) contenente resistori formati mediante un processo di diffusione.

Questi sensori contengono anche un circuito per la compensazione della temperatura; sono incapsulati in un contenitore DIL a 6 terminali, e possono pertanto essere montati direttamente su piastre di circuito stampato.

Un lato della membrana è lasciato aperto, e pertanto si troverà a contatto con l'atmosfera (figura 5a). La pressione atmosferica esercitata sulla membrana produrrà una corrispondente variazione della resistenza dei resistori formati per diffusione. I resistori sono montati in un circuito a ponte. Sono disposti in maniera che una incurvatura della membrana prodotta dalla pressione produce l'aumento di resistenza di due resistori del ponte, e nello stesso tempo una corrispondente diminuzione della resistenza degli altri due resi-

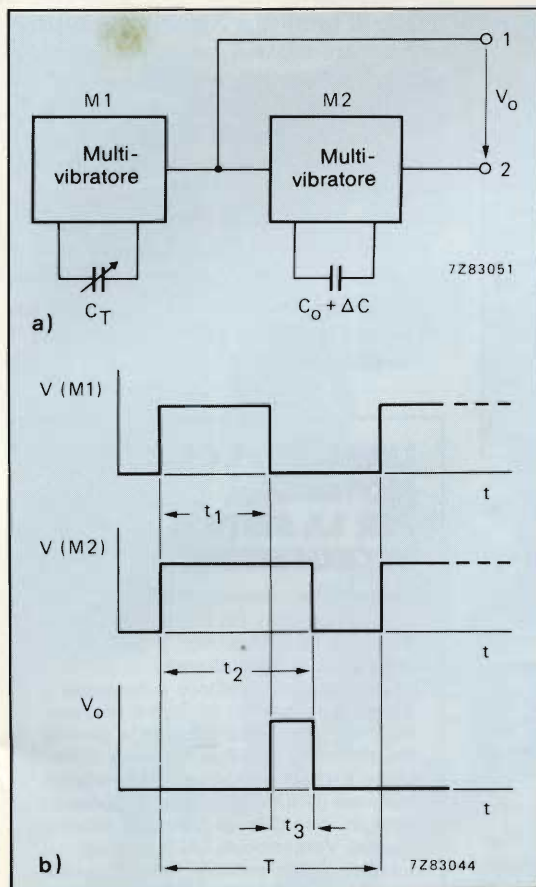


Fig. 14 - Principio di funzionamento di un sensore di umidità. (a) La variazione di capacità ΔC del sensore viene trasformata in un impulso variabile in ampiezza indicato con t_3 nella figura (b), e ottenuto dalla differenza tra gli impulsi $t_2 - t_1$. $C_0 + \Delta C$ corrisponde alla capacità complessiva del sensore C_1 . Rendendo $C_T = C_0$, la differenza tra la larghezza degli impulsi t_1/t_2 sarà proporzionale a ΔC , e cioè alla capacità variata dall'umidità.

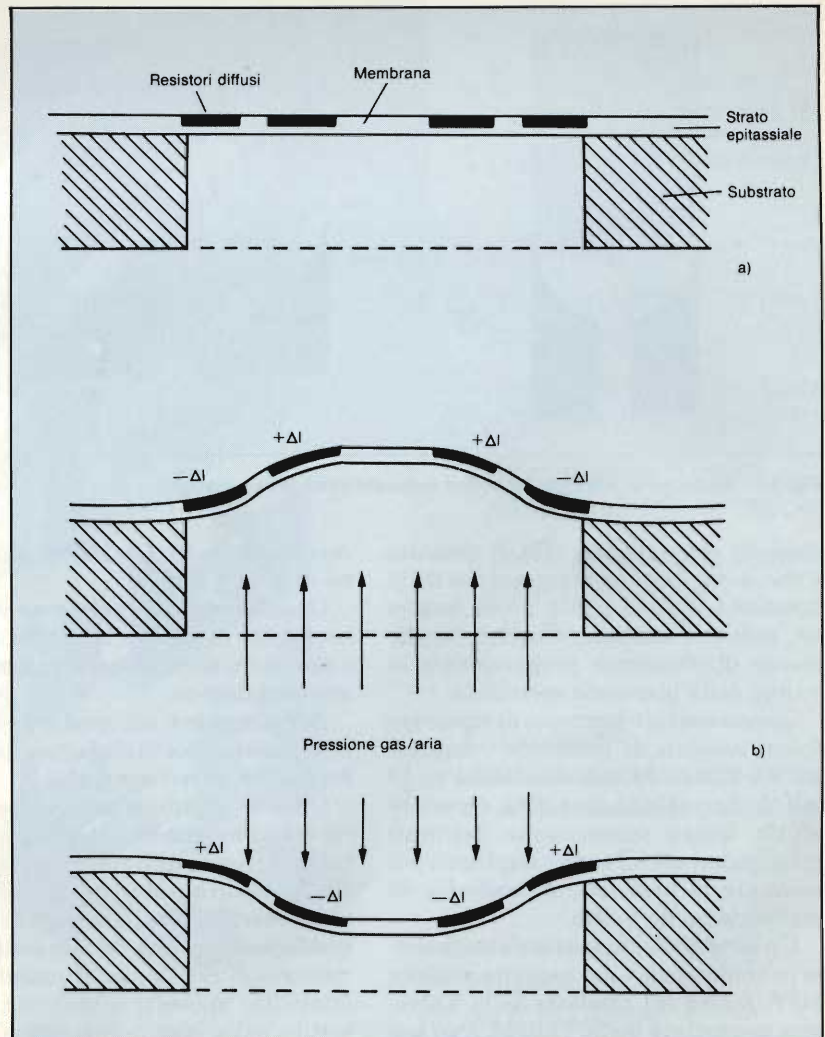


Fig. 15 - Principio di funzionamento di un sensore di pressione a membrana di silicio. Nella membrana sono incorporati i cosiddetti piezoresistori.

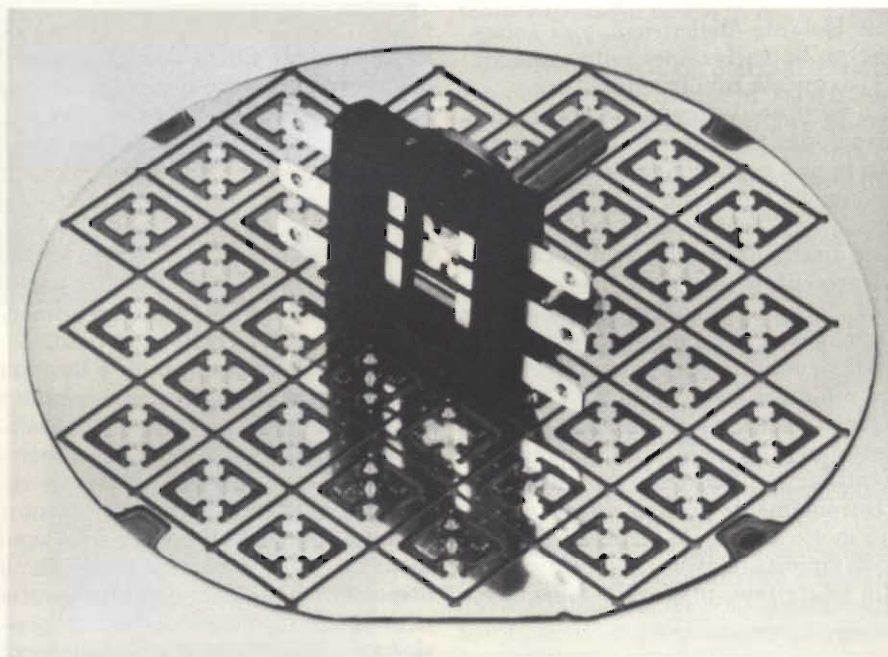


Fig. 16 - Sensore di pressione a membrana di silicio MPS. Il sensore è stato fotografato appoggiato su un foglio di metallo ($\varnothing \approx 75$ mm) contenente 37 singoli "chip" di sensori MPS.

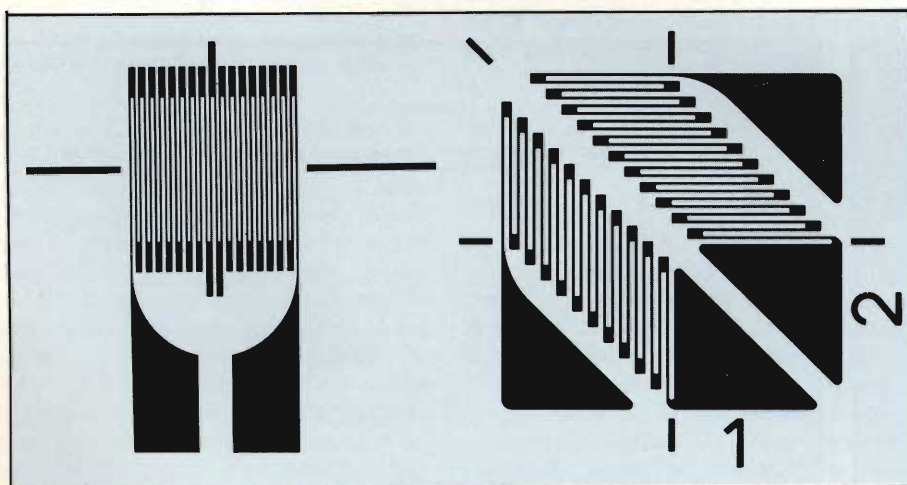


Fig. 17 - Strutture di principio di calibri estensimetrici (strain gauge).

stori del ponte (figura 15b). Il risultato è che, sotto l'azione deformatrice della pressione, questo ponte potrà fornire un notevole segnale d'uscita, ovviamente direttamente proporzionale al valore della pressione esercitata.

Questo sensore permette di misurare valori assoluti di pressione compresi tra 0 e 2 bar con una sensibilità di 13 mV/V bar ed una linearità superiore all'1%. Questi sensori sono destinati principalmente ad essere impiegati per misurare la pressione atmosferica in ambiente molto pulito.

Un sensore di questo tipo attualmente in commercio è il cosiddetto sensore MPS (figura 16), prodotto dalla Valvo, una consociata della Philips. Può misurare valori di pressione compresi tra 0 e 2 bar, entro il campo di temperatura

compreso tra 40 °C e 105 °C. La tensione di lavoro è 16 V.

Questi sensori di pressione vengono impiegati in campo industriale, negli apparecchi elettrodomestici e in campo automobilistico.

Attualmente è allo studio un circuito integrato capace di elaborare il segnale fornito da questi sensori.

Oltre ai sensori a membrana di silicio esistono sensori a membrana di metallo; lavorano allo stesso modo dei primi. Anche in questo caso infatti la pressione esercitata sulla membrana viene trasformata in una corrispondente variazione di resistenza di resistori policristallini presenti sottoforma di film sottile, sulla membrana stessa.

Questi sensori permettono di misurare valori di pressione compresi tra -1 e

+2 bar oppure -1 e 10 bar a seconda del dispositivo scelto. La sensibilità è 9,5 mV/V bar; la linearità è migliore dell'1%. La membrana metallica può sopportare valori di pressione anche superiori, e può inoltre venire in contatto diretto con il mezzo sotto misura. Questi sensori possono quindi essere impiegati in campo automobilistico per misurare la pressione dell'olio, la pressione dell'aria dei freni, e così via.

Calibri estensimetrici

I sensori per la misura delle elongazioni (calibri estensimetrici) sono simili per costruzione ai sensori di pressione a membrana di metallo.

Questi sensori sono in grado di misurare forze fino a 30 Newton oppure elongazioni fino a 50 μ m. Vengono impiegati nel campo della pesatura e in campo idraulico.

A Basilea si è tenuta dal 17 al 19 maggio scorso una mostra dove sono stati presentati tutti i tipi di sensori descritti. Molti di questi sono ancora a livello di prototipi. Abbiamo potuto osservare tre modelli operativi dei nuovi sensori presentati, e precisamente:

- una stazione meteorologica per la dimostrazione dell'impiego pratico dei sensori di temperatura e di pressione;
- una stazione di pesa impiegante sensori a calibri estensimetrici;
- un interessante impiego dei sensori magnetoresistivi usati in questo caso per rivelare i piccoli spostamenti di un pendolo. ■

LINEA DI PRODOTTI MOTOROLA PER LA SISTREL MICROSISTEMI

La Sistrel Microsistemi informa di avere aggiunto la linea dei microsistemi della Motorola Semiconduttori ai prodotti da essa già commercializzati.

In qualità di Rivenditore Autorizzato e Systems Integrator, la Sistrel Microsistemi commercializzerà tutta la gamma dei sistemi di sviluppo Motorola (Exorciser, Exorset e Exormacs) con relativo software (UNIX e VERSADOS) nonché i prodotti board-level Motorola (Micro-moduli, Versamoduli, VME Moduli).

La Sistrel Microsistemi, che si avvale come System House di tecnici con pluriennale esperienza di lavoro con sistemi Motorola, è in grado di assicurare una completa assistenza tecnica (hardware e software), inoltre può fornire apparati completi, basati su hardware Motorola, per applicazioni nel campo dei sistemi di misura, dell'automazione e delle telecomunicazioni.

PHILIPS



Electronic
Components
and Materials

TUTTI I COMPONENTI PER ALIMENTATORI A COMMUTAZIONE DA 2 W A 2 kW



- Raddrizzatori d'ingresso
- Condensatori d'ingresso per alte tensioni
- Trasformatori di pilotaggio per transistori
- Circuiti integrati di controllo
- Transistori bipolari di commutazione per alte tensioni
- Transistori MOS di potenza per alte tensioni
- GTO (Gate Turn Off Thyristor)
- Nuclei in ferroxcube per trasformatori e choke d'uscita
- Raddrizzatori "fast", Epitassiali e Schottky per circuito d'uscita
- Condensatori d'uscita ad alta corrente di "ripple"
- Componenti per la soppressione delle interferenze

**È disponibile
una documentazione dettagliata
di tutti i suddetti componenti**

Indirizzare la richiesta a :

PHILIPS S.p.A.
SEZ. ELCOMA
Ufficio Documentazioni Tecniche
P.za IV Novembre 3 - Tel. 02/67521
20124 MILANO

LA FISICA DEI SENSORI

a cura della Redazione

Il microcomputer è diventato il consigliere fedele dell'uomo in tutte le sue attività, da quelle domestiche alle più sofisticate in campo industriale e scientifico. Esso risolve velocemente e con precisione tutti i problemi che sorgono in queste attività. La grande capacità e velocità con cui elabora i dati sarebbe però inutilizzabile se esso non disponesse di elementi capaci di metterlo in contatto con il mondo fisico che lo circonda. Questi elementi sono i sensori, che possono considerarsi a buon diritto, gli "organi dei sensi" del microcomputer.

Gli anni 70 sono stati gli anni in cui nel campo dell'elettronica si è assistito al "boom" dell'integrazione su larga scala e all'ingresso trionfale del microprocessore. Raramente nella storia della componentistica si è assistito ad un'affermazione prorompente e sicura come quella che ha avuto il microprocessore. Alla fine degli anni 70 gli specialisti profetizzavano che la decade successiva sarebbe stata quella della programmazione (software) e dei sensori. A tre anni dall'inizio di questa decade sembra che questi profeti abbiano azzeccato le loro previsioni. Il software è infatti attualmente il "componente" più richiesto e venduto (grazie anche alla grande diffusione dei personal), e la famiglia dei sensori sta sempre più aumentando, grazie anche alle tecnologie dei semiconduttori alle quali essa attinge per realizzare sensori sempre più affidabili e sensibili.

Il microprocessore da solo è un componente inutilizzabile come lo sarebbe un radiorecettore privo di mezzi necessari per captare le onde elettromagnetiche che ovunque si "assiepano" intorno a lui. In un ricevitore sia audio che TV, il contatto con il mondo esterno deve infatti essere attuato da un lato

(ingresso), per mezzo dell'antenna, e dall'altro (uscita), per mezzo di un altoparlante o dello schermo del cinescopio.

Anche i microprocessori (e i microcomputer single-chip) hanno bisogno, per dare un'uscita, di avere dei mezzi per captare le informazioni esterne. Così, quando l'intermediario è l'uomo, l'informazione d'ingresso perverrà tramite una tastiera alfanumerica (in-

gresso), e il risultato della elaborazione da parte del microcomputer verrà presentato sullo schermo di un monitor o sul tabulato di una stampante (uscita). Quando invece il microcomputer fa parte di un sistema di elaborazione autonomo avrà bisogno, per comunicare con il mondo che lo circonda (o meglio con le grandezze fisiche su cui dovrà lavorare), di adatti trasduttori o sensori che potranno fornirgli sotto

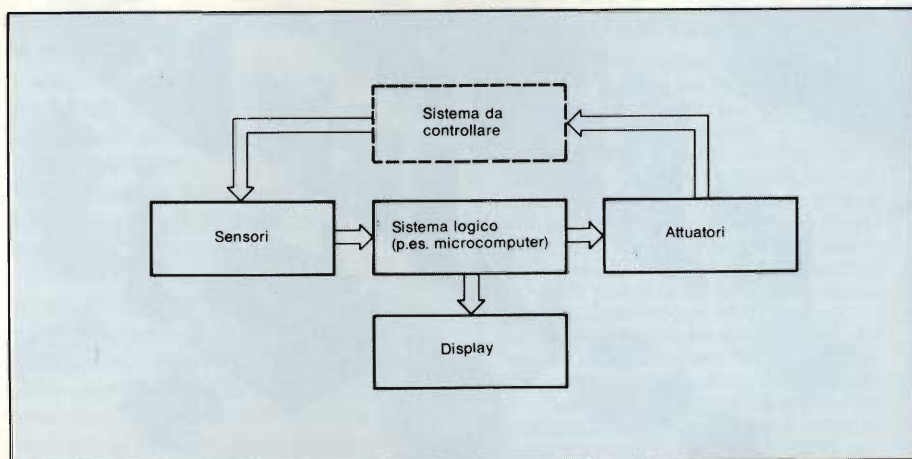


Fig. 1 - Schema di principio di un sistema di elaborazione di dati. Le funzioni del sistema che devono essere controllate e comandate pervengono al microcomputer tramite i sensori. I comandi elaborati dal microcomputer possono essere visualizzati sullo schermo di un monitor (display) e comunicati al sistema da controllare tramite appositi attuatori.



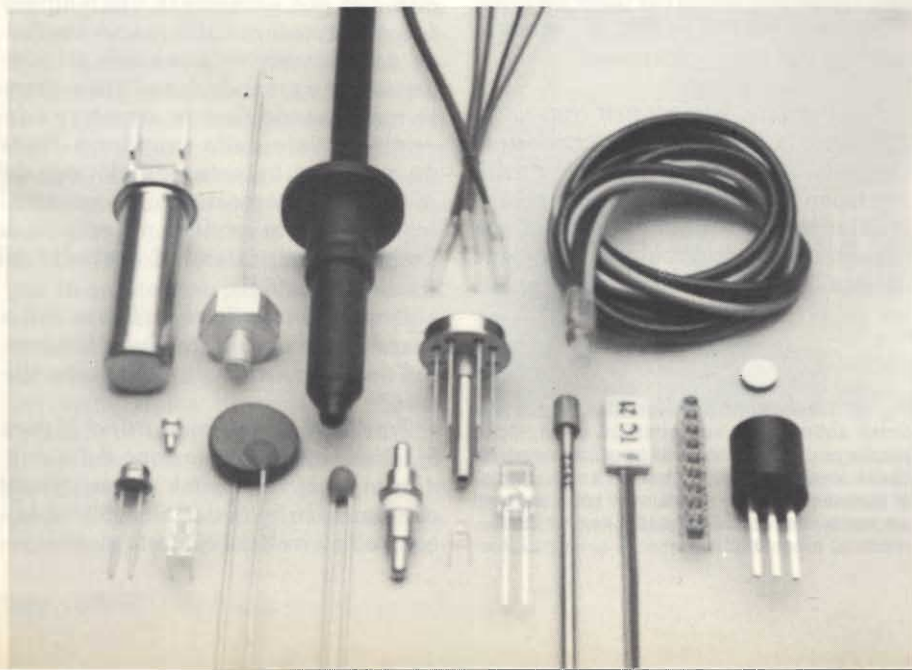
forma di grandezze elettriche (le uniche che esso è in grado di elaborare), tutte le grandezze fisiche con cui esso deve venire in contatto. Il risultato della elaborazione di queste grandezze verrà infine comunicato all'esterno mediante adatti attuatori (figura 1).

Sensori attivi e passivi

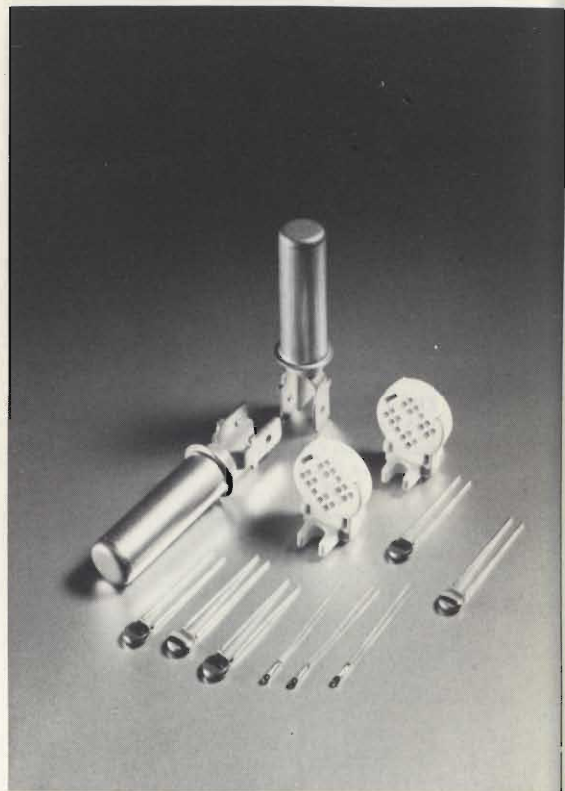
Un'importante distinzione che occorre fare è quella tra *sensori attivi* e *sensori passivi* (figura 2). I sensori attivi sono quelli che per loro natura trasformano direttamente una data grandezza fisica (per esempio, una pressio-



Famiglia di sensori Siemens: in alto notiamo la numerosa famiglia dei termosensori: in basso i sensori di pressione al silicio KPY10, i sensori di posizione FP210, 212, i fotosensori SFH240 (miniatura a quattro quadranti), il fotodiodo pin SFH206 a raggi infrarossi, il fototransistore miniatura SFH305, il fotoaccoppiatore SFH601 (Trios[®]) ecc. Il 70% della produzione dei sensori nel 1985 sarà assorbito dal settore automobilistico e dalle apparecchiature elettrodomestiche. La strumentazione e i sistemi di controllo ne assorbiranno il 12%, e le telecomunicazioni il 5%.

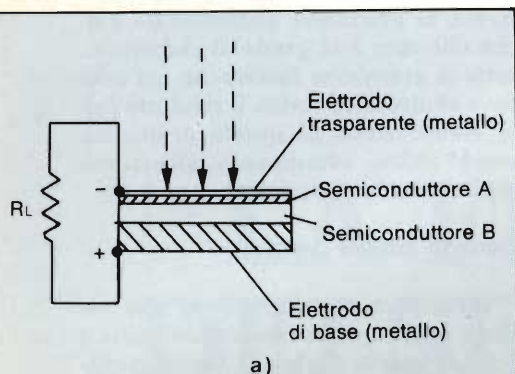


a)

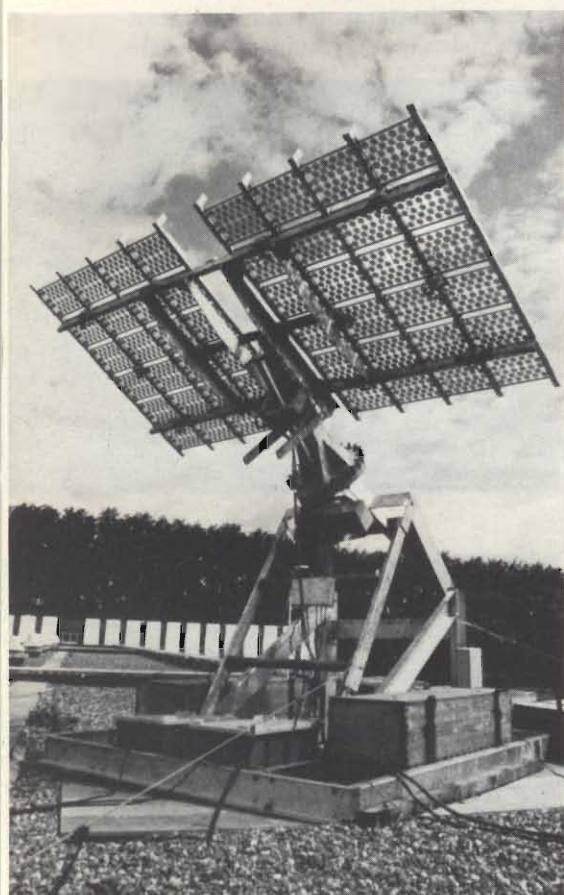


b)

Fig. 2 - Esempio di trasduttori attivi sono le ceramiche piezoelettriche (a). Un rivelatore di umidità (al centro della foto) è invece un esempio di sensore passivo (b).



a)



b)

Fig. 3 - (a) Trasduzione fotovoltaica. Una intensità luminosa produce una corrispondente (variazione di) tensione. (b) Pannello di celle fotovoltaiche.

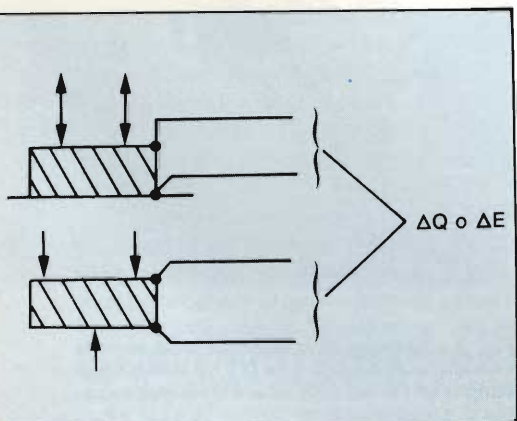


Fig. 4 - Trasduzione piezoelettrica. Alcuni materiali sottoposti a sollecitazioni meccaniche producono corrispondenti tensioni elettriche questi stessi materiali sottoposti a sollecitazioni elettriche - e cioè a tensioni - sono soggetti ad avere corrispondenti sollecitazioni (deformazioni) meccaniche.

ne) in una corrispondente grandezza elettrica. A questo tipo di sensori appartengono, per esempio, tutti i materiali piezoelettrici i quali sottoposti a pressione meccanica, forniscono immediatamente una tensione direttamente proporzionale alla pressione meccanica alla quale sono sottoposti.

I sensori *passivi* sono quelli nei quali la grandezza fisica da misurare fa variare, per esempio la loro resistenza, la loro capacità, la loro induttanza; la corrispondente variazione di tensione può però essere ottenuta solo se a questi sensori viene applicata dall'esterno una "tensione di alimentazione". Appartengono a questa categoria di sensori, tutti i tipi di termosensibili (al silicio, NTC, PTC), i rivelatori di umidità e di gas ecc.

Una esigenza fondamentale richiesta ai sensori (sia attivi che passivi) è che la loro presenza non deve disturbare in nessun modo l'andamento della grandezza fisica che si vuole trasdurre o misurare.

Principi fisici sui quali sono basati i principali sensori

Ogni sensore (o meglio trasduttore) lavora su un principio fisico ben determinato. È importante in questo caso conoscere chiaramente in che modo, o meglio sfruttando quale principio, il sensore riesce a trasformare le varie grandezze fisiche in corrispondenti valori di tensione ΔE (o di corrente). Qui di seguito verranno illustrati mediante semplici schemi i *principi di trasduzione* attualmente sfruttati dai sensori. Si tenga presente che i sensori, il cui funzionamento è basato sulla trasduzione fotovoltaica, piezoelettrica ed elettromagnetica sono *attivi*; tutti gli altri sono passivi, in quanto per poter lavorare richiedono una sorgente di energia esterna, come già accennato.

Trasduzione fotovoltaica (figura 3). Riguarda la trasduzione (o trasformazione) di una intensità luminosa in una corrispondente tensione, (o corrente). Si attua tutte le volte che una giunzione di materiali di differente natura viene illuminata (fotosensibili, celle solari ecc.).

Trasduzione piezoelettrica (figura 4). Sfrutta la caratteristica di alcuni materiali i quali, sottoposti a forze meccaniche di trazione, di compressione o di torsione sono in grado di fornire corrispondenti variazioni di tensione (ΔE) o di cariche elettriche (Q). Solitamente questi materiali sono cristalli, e possono essere sia naturali che sintetici (fatti per lo più mediante miscugli di materiali ceramici).

Trasduzione elettromagnetica (figura

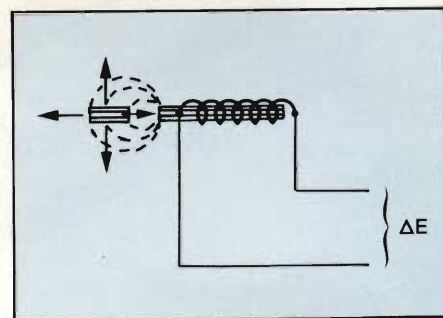


Fig. 5 - Trasduzione elettromagnetica. Sfrutta essenzialmente il principio dell'induzione magnetica. Le linee di forza di un piccolo magnete in movimento si concatenano con le spire di una bobina generando in fase di movimento una tensione indotta.

ra 5). La grandezza fisica da trasdurre (che in pratica è uno spostamento) varia in questo caso un campo magnetico, e questa variazione produce, per induzione in un conduttore, una tensione (o forza elettromotrice). Solitamente la variazione del campo magnetico si effettua spostando un materiale magnetico (per esempio, magnete) nelle vicinanze di una bobina avente un nucleo di materiale ferroso.

Trasduzione capacitiva (figura 6). La grandezza fisica da misurare viene trasformata in una variazione di capacità. Ciò può avvenire in due maniere: facendo spostare dalla grandezza fisica da misurare un'armatura del condensatore e tenendo fissa l'altra, oppure mantenendo fisse le armature e facendo variare dalla grandezza fisica da trasdurre, la costante dielettrica del dielettrico interposto tra le armature (come appunto avviene nei sensori di umidità e nei sistemi di controllo del livello dei liquidi).

Trasduzione induttiva (figura 7). La grandezza fisica da trasdurre fa variare l'autoinduttanza di una bobina singola.

Trasduzione fotoconduttiva (figura 8). Riguarda la variazione della conduttività (o variazione di resistività) che si nota in un materiale semiconduttore tutte le volte che questo viene espo-

sto ad una variazione della luce incidente. Avviene con le stesse modalità della trasduzione fotovoltaica.

Trasduzione della riluttanza (figura 9). La grandezza fisica da trasdurre (solitamente, un movimento lineare) viene trasformata in una variazione di tensione alternata, in quanto va a variare il "cammino" della riluttanza esistente tra due o più bobine, ad una delle quali è applicata una tensione alternata.

Questo sistema di trasduzione trova molte applicazioni (per esempio, ponte d'induttanza), la più significativa delle quali è il trasformatore differenziale lineare (LVDT) che illustreremo più avanti in dettaglio.

Trasduzione potenziometrica (figura 10). In questo caso, la grandezza fisica da misurare va a muovere un contatto mobile sistemato sopra un resistore. Lo spostamento di questo contatto fa variare il rapporto tra il valore di resistenza misurato ai terminali del resistore e il valore di resistenza compreso tra il punto del resistore dove si trova il contatto mobile e un estremo del resistore stesso. In pratica, più che il rapporto tra i due valori di resistenza si utilizza il rapporto tra le tensioni presenti ai capi dei "due" resistori, supponendo ovviamente che agli estremi del resistore sia stata applicata una tensione (continua o alternata).

Trasduzione resistiva (figura 11). La grandezza fisica da misurare viene trasdotta in una corrispondente variazione di resistenza. La variazione di resistenza può essere attuata raffreddando, scaldando o applicando forze di trazione a materiali conduttori o semiconduttori oppure essiccando o bagnando sali elettrolitici.

Trasduzione estensimetrica (strain gauge) (figura 12). Anche in questo caso, la grandezza elettrica da misurare viene trasformata in una corrispondente variazione di resistenza. La variazione di resistenza è prodotta dalle elongazioni meccaniche (strain) dei due o dei quattro resistori (figura 12a) di un ponte Wheatstone. Questo principio di trasduzione non è altro che una variazione particolare del principio della trasduzione resistiva trattata prima. In questo caso però la tensione d'uscita (tensione trasdotta) è sempre data da una variazione di tensione ricavata da un circuito a ponte. Nella configurazione tipica illustrata in figura 12b, le frecce dirette verso l'alto indicano un aumento della resistenza dei rispettivi rami del ponte, quelle dirette verso il basso una diminuzione della medesima; le suddette variazioni po-

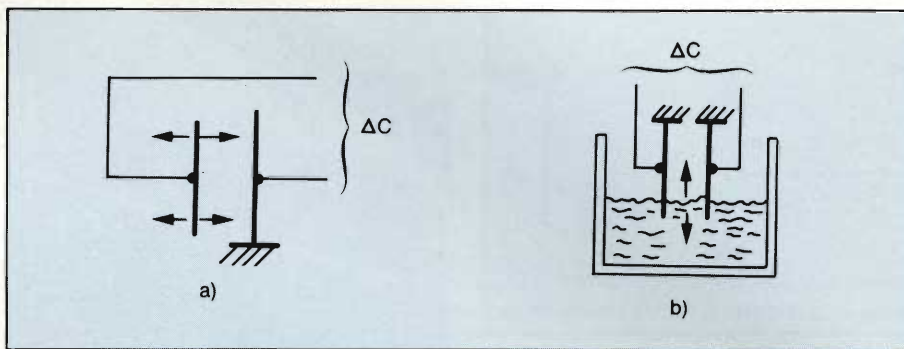


Fig. 6 - Trasduzione capacitiva. La capacità di un condensatore può variare sia alterando la costante dielettrica del dielettrico (b), sia variando la distanza tra le armature (a). La grandezza fisica da trasdurre può far variare una delle suddette variabili.

trebbero essere prodotte da uno spostamento verso sinistra del punto di collegamento (nodi) delle resistenze del ponte.

Una particolare attenzione occorre porre a due tipi di sensori di cui si è molto parlato in questi ultimi tempi: i sensori basati sull'effetto Hall, quelli

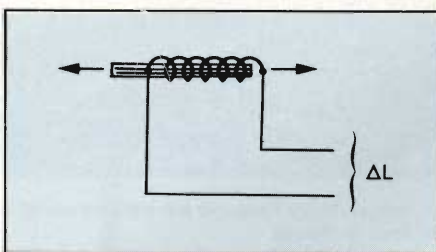


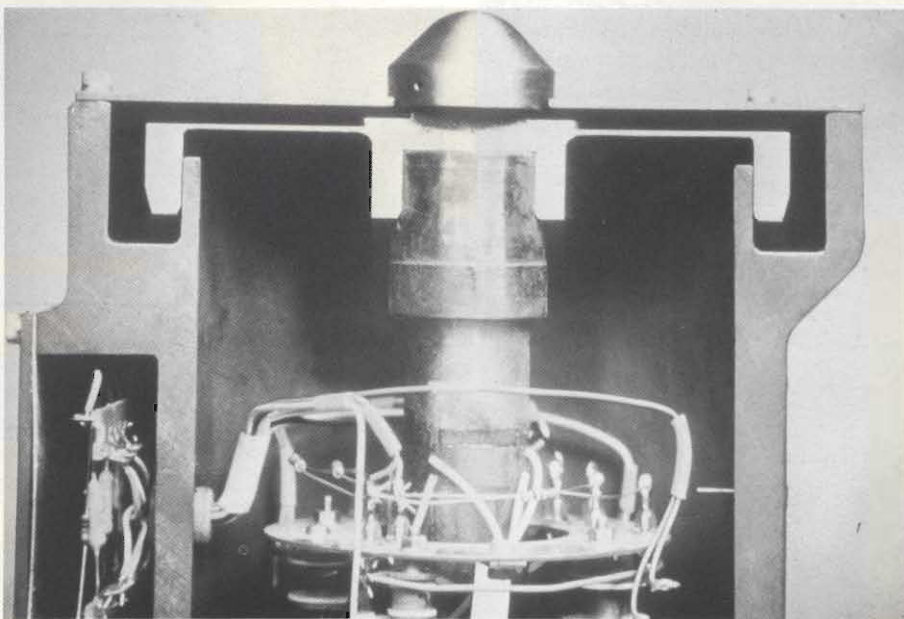
Fig. 7 - Trasduzione induttiva. La grandezza fisica (movimento lineare) fa variare la tensione indotta da un magnete che si muove all'interno di una bobina.

basati sul trasformatore LVDT (per il quale è stato studiato un apposito circuito integrato di comando e di controllo) e le cosiddette celle di carico.

Trasduttori basati sull'effetto Hall

Quando un conduttore a forma di striscia, percorso da una corrente elettrica, viene posto in un campo magnetico le cui linee di forza attraversano perpendicolarmente la superficie della striscia, succede che in base alla legge di Lorentz, gli elettroni che formano la corrente nella striscia vengano spinti su un bordo della medesima. Questo accumulo di elettroni su un lato della striscia metallica dà luogo ad un campo elettrico tra un bordo e l'altro, ed in definitiva, ad una tensione elettrica tra i bordi della striscia (figura 13).

Pensandoci bene l'effetto Hall non è



Interno di una cella di carico Philips. I calibri estensimetri che formano i rami del ponte, sono cementati su un supporto che può deformarsi microscopicamente sotto l'azione del peso. Il ponte è alimentato in continua. La variazione di resistenza dei calibri prodotta dal peso, produce lo sbilanciamento del ponte e in definitiva, una tensione d'uscita direttamente proporzionale alla sollecitazione meccanica (peso).

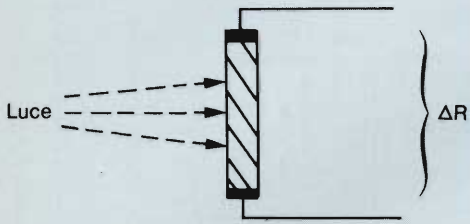


Fig. 8 - Trasduzione fotoconduttiva. Riguarda la trasduzione di una variazione di intensità luminosa in una corrispondente variazione della resistività (ΔR) di un materiale semiconduttore.

una condizione che può verificarsi raramente: un conduttore percorso da corrente e attraversato da un campo magnetico è una situazione che s'incontra molto spesso in elettrotecnica. Siccome i normali conduttori sono filiformi e non a piattina, l'effetto Hall difficilmente si riesce a rivelarlo in essi. L'effetto Hall dipende inoltre anche dalla mobilità delle cariche della corrente nella striscetta. In alcuni materiali semiconduttori, la velocità delle cariche mobili è maggiore che nei semplici conduttori. L'entità dell'effetto Hall dipende ovviamente anche da questo parametro ed è per questo motivo che esso si riscontra più facilmente nei materiali semiconduttori.

Il materiale semiconduttore, sede dell'effetto Hall, può essere:

- una piastrina ricavata da una barra di materiale semiconduttore e incollata su un supporto isolante. Lo spessore va in questo caso da 5 a 100 μm
- uno strato realizzato mediante evaporizzazione di materiali semiconduttori sul supporto isolante. Spessore = 2 ÷ 3 μm .
- uno strato ottenuto mediante un processo di epitassi (e cioè deposizione di materiale, semiconduttore su



Le celle di carico vengono attualmente usate in tutti i tipi di pesatura elettronica; queste fotografie sono la riprova.

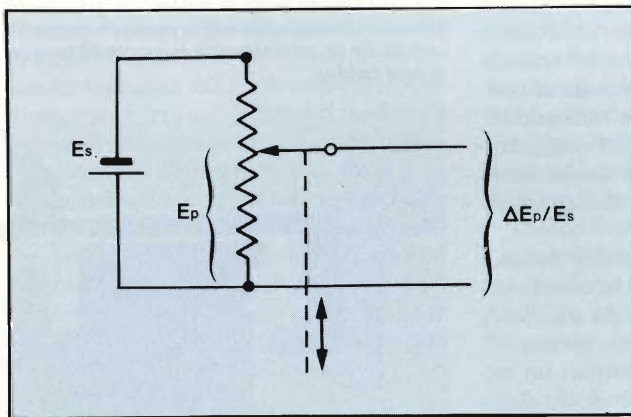


Fig. 10 - Trasduzione potenziometrica. Riguarda la trasformazione di un movimento lineare in una corrispondente variazione di tensione, ricavata ai capi di un cursore potenziometrico.

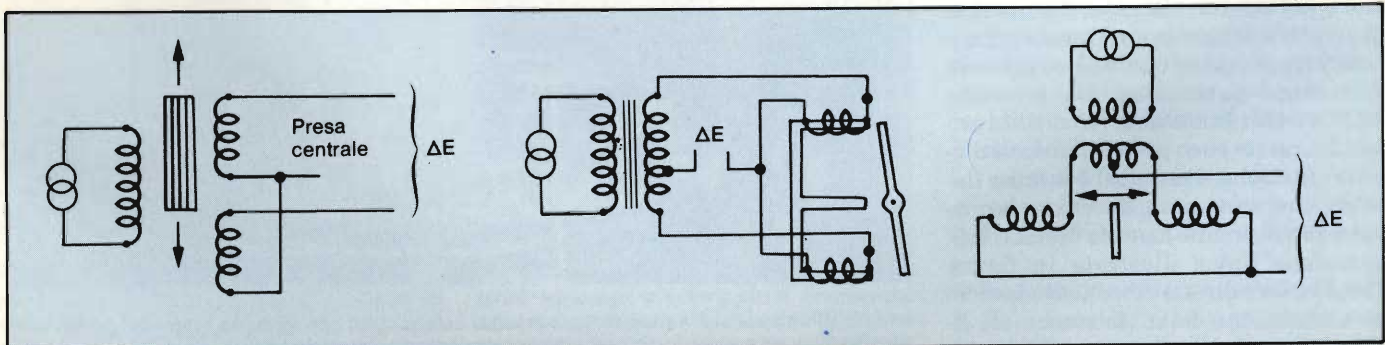


Fig. 9 - Trasduzione della riluttanza. La grandezza fisica da trasdurre, variando la riluttanza tra due o più bobine, produce in esse una tensione indotta direttamente proporzionale al movimento reciproco. Una bobina di solito è collegata con una sorgente di tensione alternata. Lo schema ultimo a destra, illustra il principio di funzionamento del trasformatore differenziale lineare LVDT (LVDT = Linear Variable Differential Transformer).

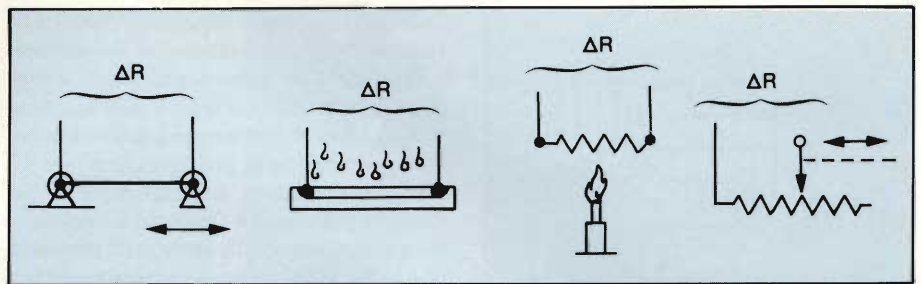


Fig. 11 - Trasduzione resistiva. La grandezza fisica da misurare fa variare la resistenza. Quest'ultima può essere variata per via termica, meccanica, potenziometrica o elettrolitica.

un substrato). Spessore $\sim 10 \mu\text{m}$.

- uno strato ottenuto inserendo ioni di particolari elementi all'interno del reticolo del materiale semiconduttore allo stato di monocristallo (tecnologia di impianto di ioni). Spessore $= 0,4 \mu\text{m}$.

Il campo di applicazione dei generatori di Hall è molto vasto. Ciò per il fatto che l'entità della tensione di Hall dipende sia dall'intensità del campo magnetico trasversale (B) sia dall'intensità della corrente che attraversa la piastrina (I). Evidentemente, è possibi-

le, mantenendo fisso uno di questi parametri, vedere come varia la tensione di Hall, al variare dell'altro parametro. Così, oltre che per valutare campi magnetici estremamente deboli, i generatori di Hall vengono utilizzati anche per effettuare controlli estremamente precisi in sede di fabbricazione dei dispositivi a semiconduttore. Essi infatti consentono di controllare in modo estremamente preciso la concentrazione di elettroni e di lacune (drogaggio) nei materiali rispettivamente di tipo n e di tipo p .



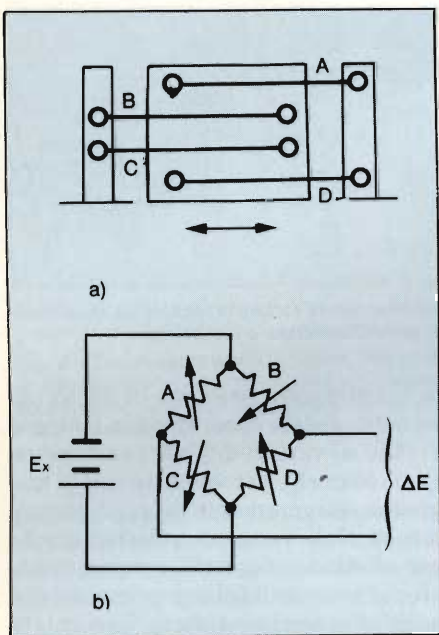


Fig. 12 - Trasduzione estensimetrica. Su questo principio sono basati i cosiddetti calibri estensimetrici (a). La grandezza da trasdurre (di natura meccanica) varia la resistenza dei rami di un ponte di Wheatstone, fornendo una corrispondente variazione di tensione all'uscita del ponte (b).

l'andamento della tensione d'uscita in funzione dello spostamento del nucleo.

Quando alla bobina primaria, situata al centro dell'LVDT, viene applicata una tensione alternata, nelle due bobine secondarie si produrranno, per induzione, tensioni corrispondenti. Le due bobine di cui è formato il secondario sono collegate in serie, e in maniera che le tensioni in esse indotte risultino sfasate tra loro di 180°. Ne consegue che la tensione esistente ai terminali d'uscita di questo particolare trasduttore, non sarà altro che la differenza tra le tensioni indotte nelle due bobine del secondario, e inoltre, questa differenza sarà zero quando il nucleo si troverà al centro degli avvolgimenti.

Quando il nucleo si sposterà dalla posizione centrale verso l'uno o l'altra bobina del secondario, la tensione indotta nella bobina verso la quale esso è diretto tenderà ad aumentare, mentre

la tensione indotta della bobina opposta tenderà a diminuire. Questo comportamento produrrà ai capi del secondario una tensione di uscita detta differenziale che varierà in maniera lineare al variare della posizione del nucleo. Avremo inoltre un'improvvisa variazione di fase di 180° di questa tensione differenziale, tutte le volte che il nucleo, oltrepassata la posizione di zero, si dirigerà verso una parte o verso l'altra rispettivamente.

La linearità della tensione differenziale d'uscita rispetto ai due movimenti opposti del nucleo è dell'ordine di $\pm 0,25\%$, ed in alcuni casi, si può scendere fino a $\pm 0,05\%$ di tutta la scala.

Da quanto sopra, risulta che il trasformatore LVDT avrà bisogno di una tensione oscillante da applicare al primario. Oltre alla sorgente in alternata per l'eccitazione del primario, occorre prevedere un sistema adatto di de-

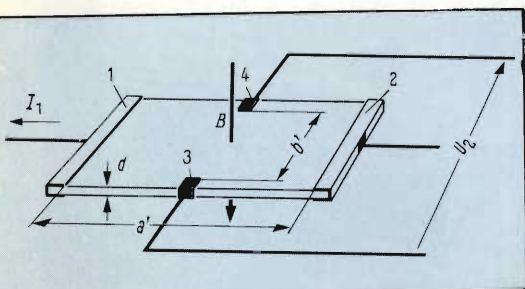


Fig. 13 - Effetto Hall. La corrente di elettroni (I_1) scorrendo nella striscia metallica viene attraversata dalle linee di forza di un campo magnetico esterno (B). Per la legge di Lorentz, ai bordi della striscia ciò produrrà una differenza di potenziale V_2 . $a' \times b'$ = dimensioni della striscia del materiale semiconduttore; 1-2 = reofori per l'immissione della corrente (I_1); 3-4 = reofori per l'estrazione della tensione di Hall (V_2). La piastrina viene anche chiamata generatore di Hall.

Trasformatori differenziali lineari

Sono trasduttori (o sensori) elettromeccanici capaci di valutare spostamenti lineari estremamente piccoli ($0,5 \mu m$). Vengono di solito chiamati trasformatori LVDT (LVDT = Linear Variable Differential Transformer).

Un LVDT è essenzialmente un trasformatore la cui bobina primaria e le due bobine secondarie vengono disposte in maniera simmetrica su un supporto di forma cilindrica entro cui un nucleo di ferro può muoversi liberamente. Nella figura 16 è riportato, in basso, un LVDT in sezione, e in alto,

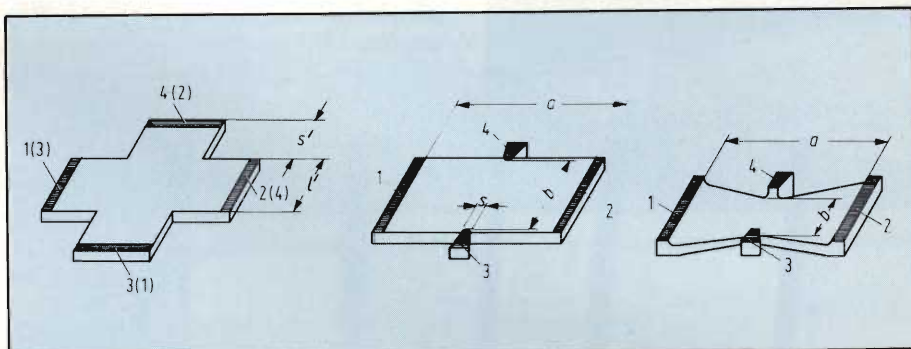


Fig. 14 - Forme assunte in pratica dalla piastrina di materiale semiconduttore di un generatore di tensione di Hall. 1-2 = elettrodo di immissione della corrente (I_1 o di comando) 3-4 = elettrodi per l'estrazione della tensione di Hall.

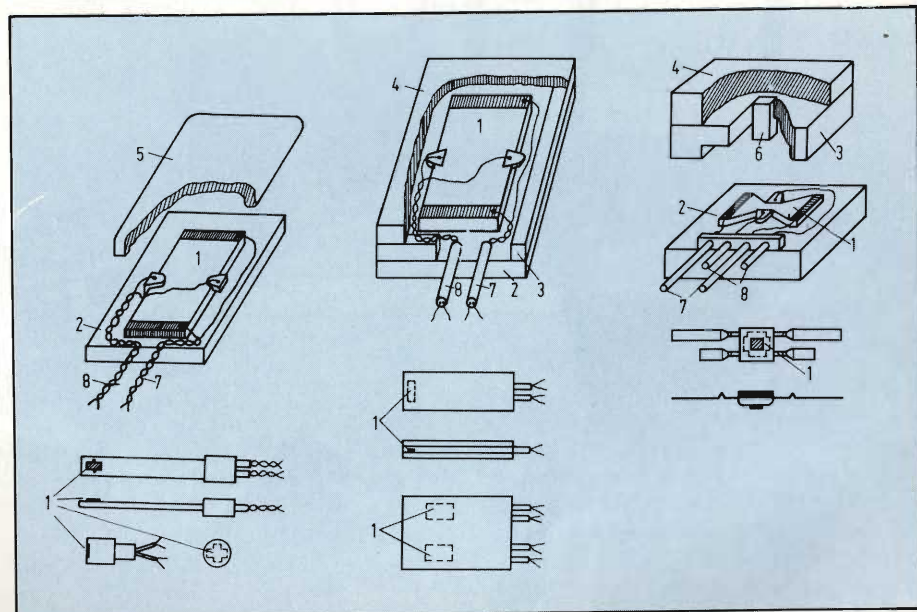


Fig. 15 - Varie configurazioni assunte da un generatore di Hall completo, adatto per misurare l'intensità del campo magnetico all'interno di traferri molto piccoli. (appena superiori a 2 mm) 1 = piastrina di Hall; 2 = piastra di supporto; 3 = cornice distanziatrice di materiale non metallico; 4-5 = coperchio; 6 = ferrite; 7 = reofori per immissione corrente; 8 = reofori per tensione Hall d'uscita.

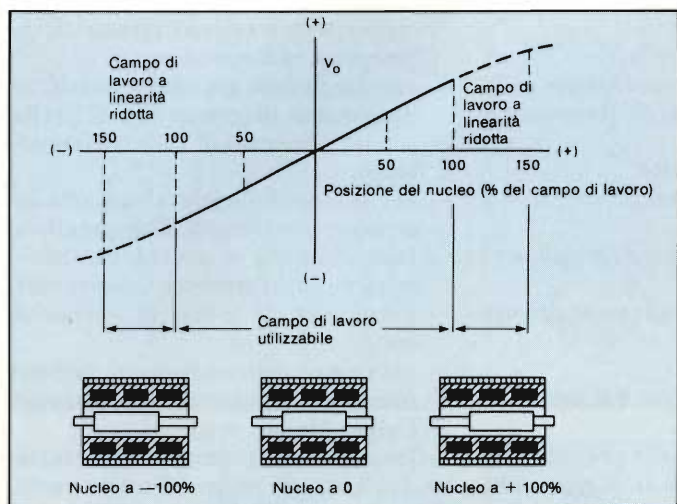


Fig. 16 - Principio di funzionamento di un trasformatore differenziale, lineare, LVDT. In alto, tensione d'uscita in funzione delle varie posizioni assunte dal nucleo. In basso, trasformatore LVDT in sezione; sono indicati, il primario e i due secondari nonché le posizioni rispettivamente centrale e estreme assunte dal nucleo.

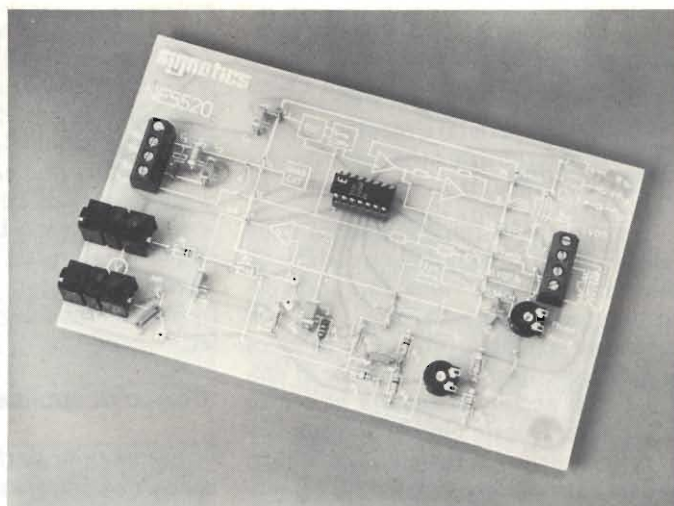


Fig. 18 - Circuito dimostrativo dell'impiego del circuito integrato NE 5520 per il pilotaggio e la demodulazione del segnale d'uscita del trasformatore LVDT.

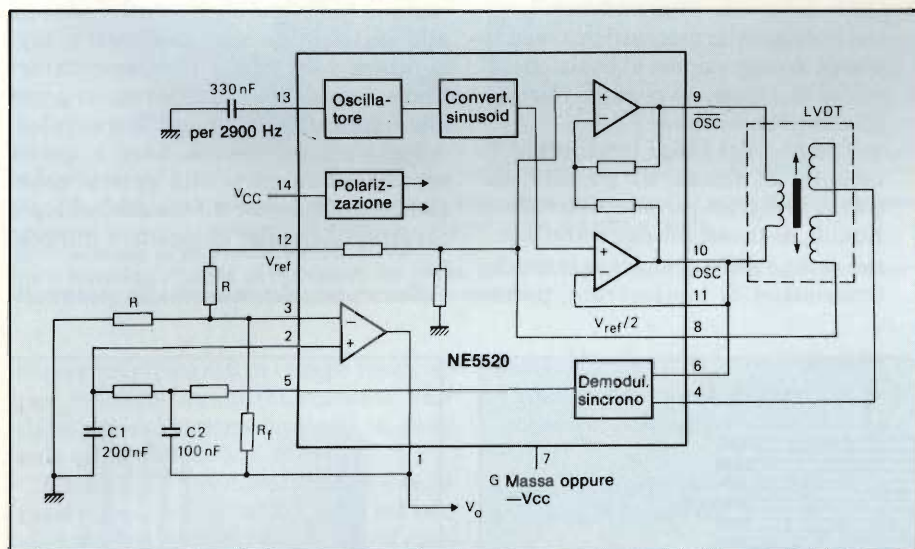


Fig. 17 - Le funzioni di oscillatore e di demodulazione sincrona sono attualmente incorporate nel circuito integrato NE 5520.

modulazione sincrona che permetta di ricavare le informazioni riguardanti gli spostamenti da misurare e la loro direzione. Così, un raddrizzatore ad onda piena (munito di relativo filtro) potrà fornire l'informazione riguardante l'ampiezza della tensione (entità di spostamento) mentre un demodulatore sincrono consentirà di estrarre dal segnale, l'informazione utile riguardante la fase, direttamente legata alla direzione dello spostamento. Questo secondo segnale richiederà, a sua volta, un filtraggio aggiuntivo che servirà ad eliminare la seconda armonica della "portante" ed altre componenti di ordine più elevato. A questo scopo potrebbe servire egregiamente un filtro passa-

basso-attivo.

La tensione continua che alla fine otterremo indicherà infine la posizione esatta del nucleo del trasformatore rispetto alla posizione di zero o posizione nulla. Più elevata sarà questa tensione e più lontano si troverà il nucleo dalla sua posizione di zero; una variazione di polarità di questa tensione di uscita indicherà invece un movimento verso l'una o l'altra parte rispetto allo zero.

Attualmente, l'oscillatore e il demodulatore richiesti per far funzionare un trasformatore LVDT sono stati incorporati in un circuito integrato (NE 5520). In figura 17 si può vedere il collegamento pratico di questo integrato al trasformatore LVDT.

L'integrato fornisce un'uscita lineare in continua il cui valore può arrivare fino a 2/3 del valore della tensione di alimentazione. La corrente di lavoro tipica è dell'ordine di 10 mA nel caso di alimentazione singola a 10 V. L'uscita dell'integrato è in grado di indicare la posizione del nucleo mobile dell'LVDT entro un campo di valori ampio (e cioè 25 cm), oppure piccolo (e cioè $\pm 0,125$ mm) con valori di non linearità inferiori allo 0,2% del fondo scala. La combinazione dell'LVDT con questo circuito integrato è in grado di rilevare variazioni lineari di posizione molto piccole, dell'ordine di $0,5 \mu\text{m}$.

In figura 18 è riportato un circuito di prova di questo sistema di posizionamento meccanico.

Siccome il nucleo risulta separato dal corpo cilindrico del trasformatore, e siccome gli avvolgimenti primario e secondario sono completamente separati gli uni dagli altri, il trasduttore LVDT verrà ad avere caratteristiche superiori a quelle di analoghi trasduttori impiegati per la misura di spostamenti meccanici.

Innanzitutto, notiamo l'assenza di qualsiasi contatto fisico tra nucleo in movimento e struttura degli avvolgimenti, per cui questo trasduttore è, per sua natura, esente da qualsiasi forma d'attrito. Ciò significa lunga durata dal punto di vista meccanico, e notevoli vantaggi in particolari misure riguardanti, per esempio, la misura di flessioni in condizioni dinamiche oppure il controllo delle vibrazioni su materiali fragili. Oltre ad essere estremamente robusto, il trasformatore-trasduttore LVDT può essere anche inglobato in

resine epossidiche e può pertanto effettuare misure in condizione di immersione nei fluidi oppure lavorare a temperatura molto elevate.

Celle di carico

Il principio di funzionamento delle celle di carico è quello della trasduzione estensimetrica già visto. In questo caso, una forza meccanica applicata alla cella (per esempio, un peso) produce una microscopica deformazione di una billetta di acciaio sistemata al centro della cella. Queste piccole deformazioni fanno variare la resistenza di adatti calibri estensimetrici (figura 19) cementati sulla billetta di misura, e collegati in un circuito a ponte (figura 20). Applicando alla cella una tensione e sottoponendo la medesima ad una pressione meccanica, otterremo una tensione d'uscita (V_M) proporzionale alla pressione meccanica esercitata. In particolare, la tensione d'uscita della cella è regolata dalla seguente formula:

$$V_M = F \cdot \frac{V_s \cdot K \cdot 2(1 + \mu)}{E \cdot \pi \bar{E} D^2}$$

nella quale

$$K = \frac{\Delta R/R}{\epsilon} \text{ e}$$

F = forza meccanica

D = diametro della cella
 L = lunghezza della cella
 V_s = tensione di alimentazione della cella (o meglio del ponte formato dai calibri estensimetrici)
 E = modulo di elasticità
 μ = costante di Poisson
 ϵ = elongazione $\Delta L/L$
 V_M = tensione di misura (tensione di uscita del ponte)
 R = resistenza dei calibri estensimetrici.

Campo di applicazione dei sensori

La maggior parte delle grandezze fisiche che interessano il campo industriale e scientifico ha trovato nei sensori gli elementi che hanno consentito di studiarle accuratamente sia qualitativamente che quantitativamente, e di conseguenza, di poterle sfruttare in un gran numero di applicazioni.

Attualmente abbiamo infatti sensori per la trasduzione di grandezze,

- nel campo della meccanica (trasduttori di accelerazione, di posizione, di forza, di coppia, di peso, di velocità, di elongazione ecc.).
- nel campo dei fluidi (trasduttori di densità, di flusso, di umidità, del punto di condensazione, di livello di liquidi, di pressione del vuoto, ecc.).
- nel campo delle grandezze termiche (trasduttori di temperatura, termo-

coppie, termoresistori, pirometri, calorimetri, radiometri ecc.).

- nel campo delle grandezze acustiche (trasduttori di pressione e di livello sonori, rilevatori di suoni in immersione)
- nel campo delle grandezze ottiche (sensori fotovoltaici, fotoconduttivi, fotoconduttivi a giunzione, fotomissivi, spettrometri, colorimetri, misuratori di torbidità e opacità ecc.)
- nel campo delle radiazioni nucleari (camere di ionizzazione; contatori Geiger Muller, ecc.)

Come si vede, il campo di utilizzazione degli attuali sensori è molto vasto. Esso sta attualmente ingrandendosi notevolmente a causa della tendenza a realizzare quasi tutti i sensori mediante materiali semiconduttori, e di produrre un gran numero di sensori allo stato solido. Infatti, grazie alle tecnologie già provate nel settore della fabbricazione dei circuiti integrati, i sensori allo stato solido sono destinati a soppiantare tutti quelli elettromeccanici finora impiegati. Ciò è dovuto in parte alle ridotte dimensioni che le nuove tecnologie consentono di dare a questi sensori, ed in parte alla grande robustezza e sicurezza di funzionamento, caratteristiche dei dispositivi integrati.

Gran parte dei sensori allo stato soli-

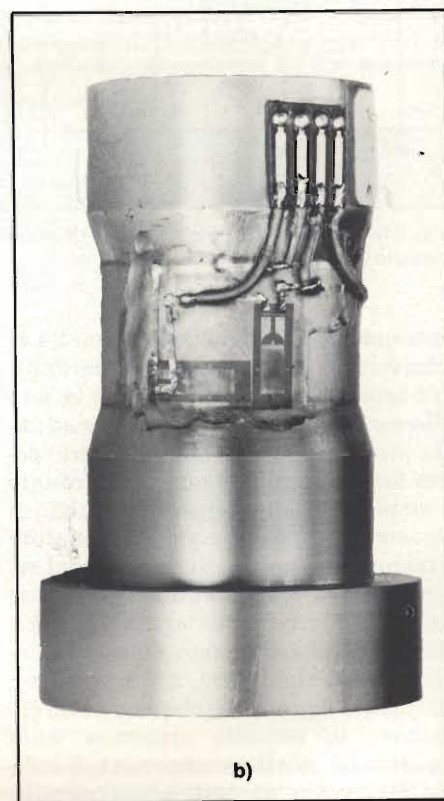
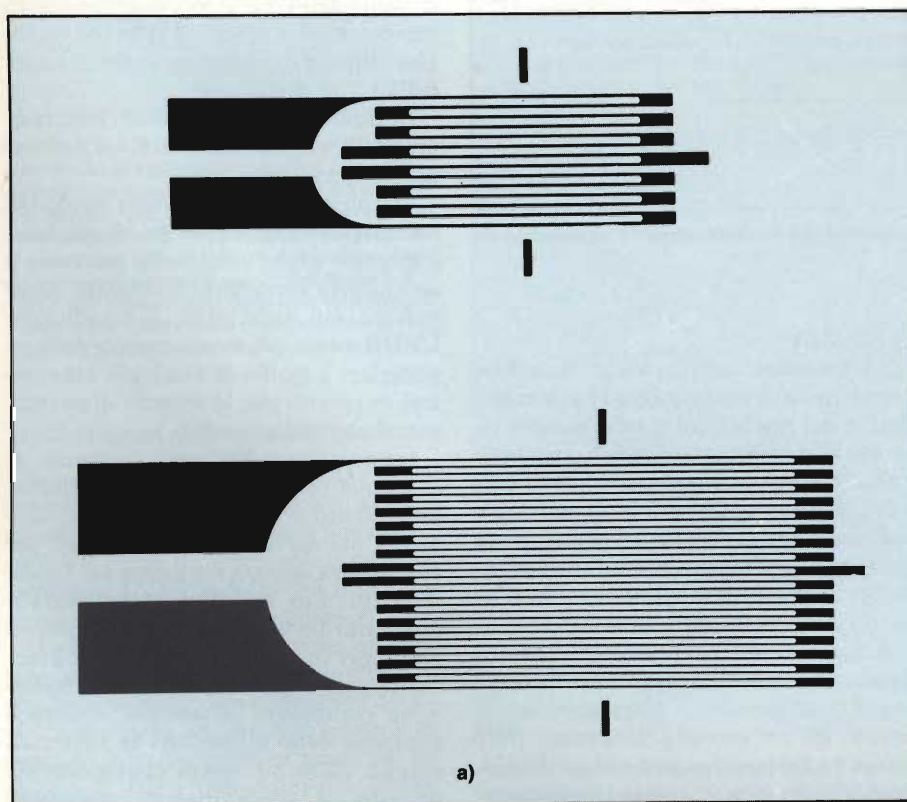


Fig. 19 - (a) Alcuni tipi di calibri estensimetrici. (b) calibri estensimetrici cementati al centro di una cella di carico.

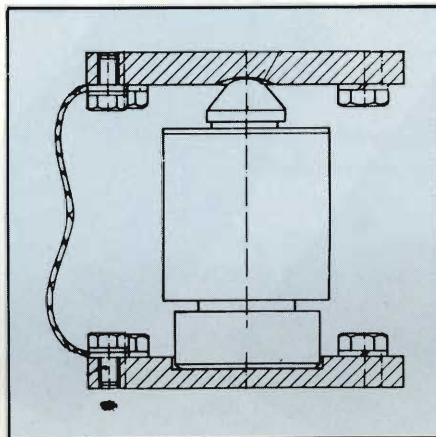
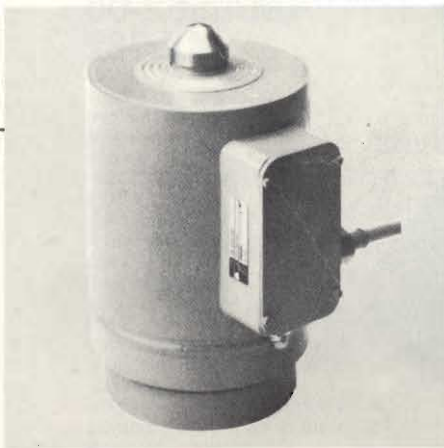
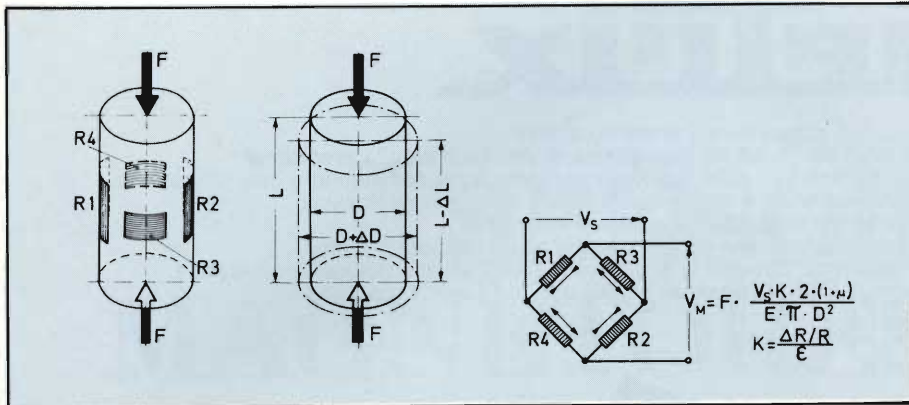


Fig. 20 - Principio di misura di un peso mediante celle di carico. I calibri estensimetrici vengono applicati al centro della cella di carico e collegati in un circuito a ponte.
 V_s = tensione di alimentazione del ponte
 V_M = tensione d'uscita (o di misura) del ponte. R1 ...R4 resistenze dei calibri estensimetrici.
 Per l'interpretazione dei simboli della formula vedi testo.

do viene impiegata in campo medicale per valutare quantitativamente l'andamento dei sistemi biologici in generale e in applicazioni cliniche.

Un altro settore dove i sensori a semiconduttore hanno fatto il loro massiccio ingresso è il settore automobilistico. Nei prossimi anni è previsto infatti un impiego sempre più massiccio dei sensori associati a sistemi di controllo e regolazione a circuiti integrati (microprocessori, memorie, display a cristalli liquidi o a LED), e ciò per il semplice fatto che, per motivi d'inquinamento dell'ambiente e di risparmio energetico, occorrerà tenere sempre più sotto controllo tutte le variabili e le funzioni caratteristiche di un motore a scoppio (ciclo di Otto).

Da tempo sono stati introdotti sensori destinati a rimpiazzare i normali tubi da ripresa, specialmente nelle telecamere portatili. In particolare sono stati introdotti chip contenenti un gran numero di sensori fotoemissivi a matrice e costituiti essenzialmente da fotodiodi particolari CCD (CCD = Charge Coupled Device). Questi chip raggiungono risoluzioni dell'ordine di 100.000

elementi-immagine. Una descrizione completa di questi dispositivi e già comparsa su questa rivista (1).

Sensori incorporati nel chip dei circuiti integrati

Uno sviluppo molto recente nel settore dei sensori al silicio riguarda il loro accorpamento sullo stesso chip nel

quale si trova il microprocessore (microsensori). Molte applicazioni dei microprocessori in campo consumer (automobile, macchine fotografiche, lavatrici, forni a microonde, frigoriferi, piccoli forni ecc.) sfruttano le peculiari caratteristiche di trasduzione del silicio e dei materiali affini per determinare valori di luce, di temperatura, di pressione, di umidità, di accelerazione e di flusso di gas.

Il segnale di uscita di un sensore (sia corrente che tensione) è, com'è noto, di natura analogica, e di conseguenza, per poter essere elaborato dal microprocessore dovrà essere trasformato in forma digitale da un convertitore analogico/digitale incorporato nel chip del microprocessore stesso. I microsensori realizzati in questa maniera posseggono un funzionamento molto più sicuro dei loro corrispondenti realizzati in forma discreta (tecnologia del transistor). Tra l'altro, in questo caso, il microprocessore può verificare periodicamente se essi funzionano correttamente o meno.

Lo svantaggio principale che ha il silicio quando viene impiegato come trasduttore di grandezze fisiche, è costituito dal relativamente ristretto campo di temperatura entro il quale esso può lavorare, praticamente da -100°C a +200°C. Quando questi sensori vengono impiegati in campo automobilistico possono anche sorgere problemi di bonding (bonding = sistema di collegamento dei terminali esterni al chip). Nonostante ciò, attualmente nelle vetture tecnologicamente più avanzate, le misure del flusso del carburante, del contenuto di ossigeno nel gas di scarico, i posizionamenti meccanici, i valori di temperatura ecc. vengono effettuati e realizzati senza problemi mediante sistemi di controllo a base di sensori allo stato solido. ■

Bibliografia

- (1) *Sensori d'immagini TV allo stato solido*
 Selezione di tecniche elettroniche n. 5 pag. 28-1983
- (2) *Sensorem* - Documentazione Siemens. Parte 1 1982/83 (in tedesco)
- (3) *Sensori a semiconduttore*. F. Goodenough.
 Electronic Desing - Aprile 1982 (in inglese, disponibile)
- (4) *Comando di un trasformatore LVDT mediante c.i. NE 5520*
 Nota Applicazione Signetics (in inglese disponibile)
- (5) *Sistemi di pesatura elettronica*. Documentazione Philips 1981,1982 (in inglese, disponibile)
- (6) *Sensori a Semiconduttore*. Selezione di tecniche elettroniche n. 2 pag. 25-1983.

MULTIMETRI DIGITALI

metrix

L'esecuzione compatta e il moderno design favoriscono una efficace maneggevolezza di questa nuova serie di strumenti ad alta precisione. L'uso è facilitato dalla particolare disposizione dei selettori delle funzioni a pulsante e del commutatore centrale rotativo. Grazie agli LCD e ad un nuovo convertitore analogico/digitale e consumo ridottissimo, gli strumenti hanno una lunga autonomia d'esercizio. Polarità automatica. Segnalazione luminosa BAT se l'autonomia è inferiore a 5 ore. Alimentazione: 1 pila da 9 V tipo 6LF22 (alcalina). Boccole di sicurezza e fusibili ad alto potere d'interruzione. Temperatura di funzionamento: $0 \div 50$ °C. Dimensioni: 188 x 86 x 50 mm. Peso: 0,4 kg

TM/0522-10 MX 522 B

2.000 punti di misura
3½ digits - LCD 12,7 mm
Precisione di base 0,3%
6 funzioni - 25 portate
Campi di misura:
(Vc.c.) 0,1 mV ÷ 1.000 V
(Vc.a.) 0,1 mV ÷ 750 V
(Ac. c./c.a.) 1 µA ÷ 10 A
(Ω) 0,1 Ω ÷ 20 MΩ
Impedenza d'ingresso:
10 MΩ in c.a. e c.c.
Prova diodi
Protezione: 1.100 Vc.c. e 750 Vc.a. su V
380 V sulle portate Ω,
fusibili sulle portate in corrente
Autonomia 2.000 ore

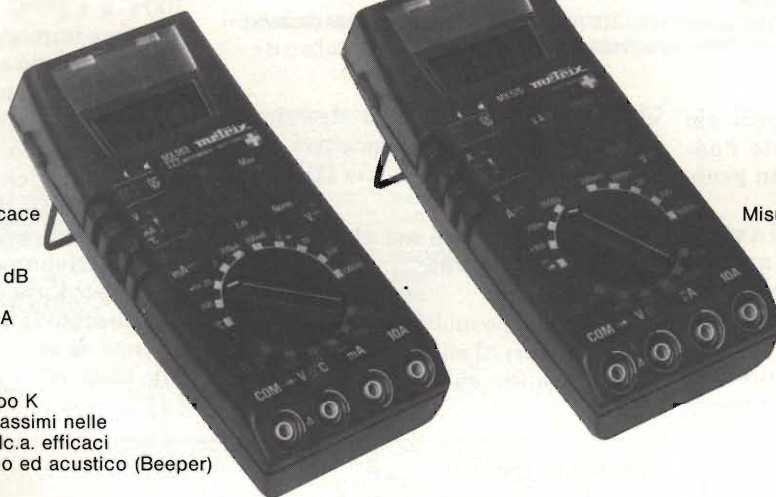


TM/0562-00 MX 562

2.000 punti di misura
3½ digits - LCD 12,7 mm
Precisione di base 0,1%
6 funzioni - 25 portate
Campi di misura:
(Vc.c.) 0,1 mV ÷ 1.000 V
(Vc.a.) 0,1 mV ÷ 750 V
(Ac. c./c.a.) 1 µA ÷ 10 A
(Ω) 0,1 Ω ÷ 20 MΩ
Impedenza d'ingresso:
10 MΩ in c.a. e c.c.
Prova diodi
Protezione:
1.100 Vc.c. e 750 Vc.a. su V
380 V sulle portate Ω,
fusibili sulle portate in corrente
Indicatore di continuità ottico ed
acustico (Beeper)
Autonomia: 2.000 ore

TM/0563-00 MX 563

2.000 punti di misura
3½ digits - LCD 12,7 mm
Precisione di base 0,1%
9 funzioni - 32 portate
Misure in c.a. del valore efficace
Risposta in frequenza:
20 Hz ÷ 25 kHz
Misure in dB: da -40 a +50 dB
(risoluzione 0,1 dB)
Portate in corrente da 200 µA
(risoluzione 0,1 µA) a 10 A
Misure di temperatura da
-20 °C a +1.200 °C
con sonda a termocoppia tipo K
Memorizzazione dei valori massimi nelle
portate Vc.c. - Ic.c.; Vc.a. e Ic.a. efficaci
Indicatore di continuità ottico ed acustico (Beeper)
Prova diodi
Autonomia: 1.000 ore



TM/0575-00 MX 575

20.000 punti di misura
4½ digits - LCD 10 mm
Precisione di base 0,05%
7 funzioni - 24 portate
Misure in c.a. del valore efficace
Risposta in frequenza:
20 Hz ÷ 20 kHz
Risoluzione:
10 µV - 0,1 µA - 0,01 Ω
Frequenzimetro in 2 gamme
fino a 50 kHz
Prova diodi
Autonomia: 150 ore

ACCESSORI

TM/1030-02 HA 794 Sonda HT 30 kVc.c.
Sonde di temperatura
TM/1200-00 HA 1159 -50 °C ÷ + 150 °C
TM/1210-00 HK200 -25 °C ÷ + 350 °C
TM/1220-00 HK202 -20 °C ÷ +1100 °C
(Per MX563)
TM/1300-00 HA 902 Sonda (Filtro TV)

Pinze amperometriche
TM/1100-00 AM10 200 A (apertura 15x11 mm)
TM/1110-00 AM15 1000A (apertura Ø 50 mm)
TM/1120-00 HA 768 1000 A (apertura Ø 100 mm)
TM/1150-00 HA 303 SHUNT c.c. 30 mV - 30 A
TM/1160-00 HA 300 SHUNT c.c. 30 mV - 30 A
TM/1400-00 AE 182 Borsa di trasporto

SENSORI MAGNETORESISTIVI

Dispositivi per la rivelazione di campi magnetici

L. Cascianini Philips S.p.A.

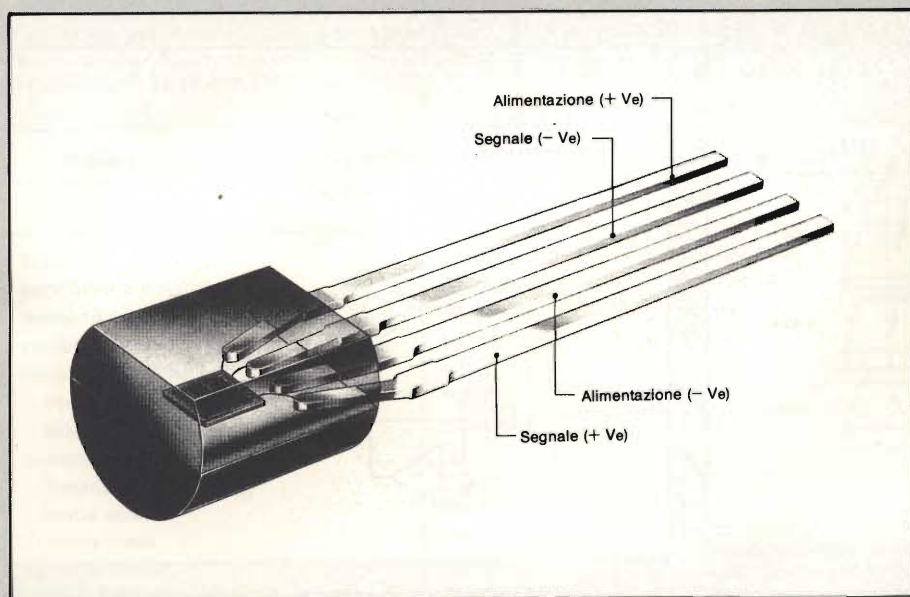
Il settore automobilistico è quello che negli anni '80 vedrà una grande affermazione dei sensori: temperatura dell'olio e dell'acqua, pressione dell'olio, angolo di accensione, flusso del carburante, conteggio dei giri del motore e velocità, ossido di carbonio presente nei gas di scarico ecc. sono soltanto alcuni parametri che i sensori saranno chiamati a controllare. La regolazione del punto di accensione del motore potrebbe essere un'interessante applicazione del sensore descritto.

Quando si desidera misurare uno spostamento meccanico sia lineare che angolare, i sensori di campo magnetico sono i dispositivi ideali. Questo perché si può far sempre in modo che movimenti anche estremamente piccoli delle parti di una macchina (per esempio, leve metalliche, denti di ingranaggi, camme ecc..) possano produrre variazioni di un campo magnetico; quest'ultime a loro volta

è sempre possibile tradurle mediante adatti sensori, in corrispondenti segnali elettrici (correnti o tensioni). Esempi dove questa trasduzione meccanica/magnetica può essere utilizzata in pratica si possono trovare nel settore della meccanica, ed in particolare nei sistemi di misura e di posizionamento. Qui infatti occorrono sensori capaci di rilevare spostamenti lineari dell'ordine del decimo di millimetro. Un altro

settore dove questa trasduzione può essere utilizzata è quello automobilistico, e precisamente nei sistemi di accensione elettronica nei quali occorre poter determinare con estrema precisione posizioni angolari dell'ordine del grado.

Sensori di posizione ne esistono di molti tipi; quelli magnetoresistivi MRS (MRS = magnetoresistive sensor) rappresentano l'ultima generazione. Essi sono capaci di rivelare variazioni di



Il sensore magnetoresistivo è uno degli ultimi dispositivi sviluppati per la rivelazione dei campi magnetici. Possiede una sensibilità superiore ai generatori di Hall.

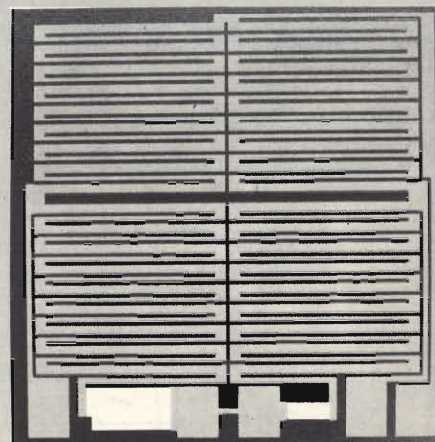


Fig. 1 - Il chip del sensore magnetoresistivo MRS è fatto di quattro striscette di permalloy disposte in una struttura a meandro e collegate tra loro in maniera da realizzare i quattro rami di un ponte di Wheatstone. Il chip incorpora speciali resistori che vengono regolati in sede di costruzione in maniera da dare un segnale zero alla temperatura di 25°C.

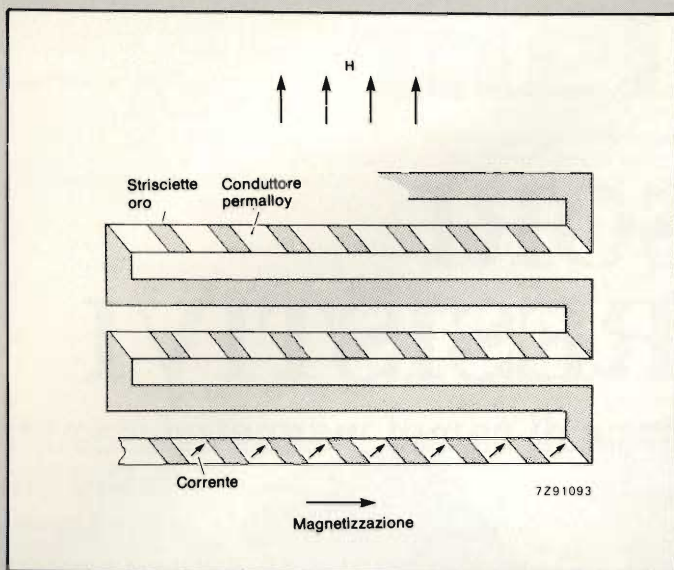


Fig. 2 - Striscette di oro sistemate sulla superficie del permalloy provvedono a ruotare di 45° la direzione della corrente. Questa rotazione serve a linearizzare la caratteristica resistività - campo magnetico del sensore.

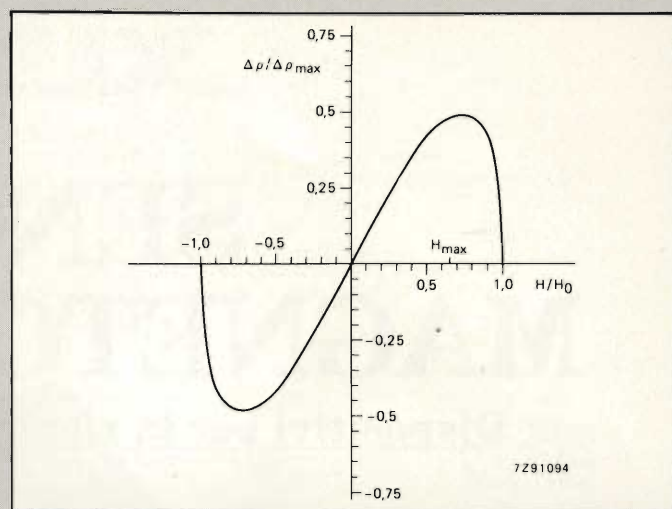


Fig. 3 - In un sensore magneto-resistivo nel quale è attuato il sistema di linearizzazione illustrato in figura 2, la resistività (almeno per piccoli valori di variazione di campo magnetico), tende a variare linearmente al variare del campo magnetico stesso H. Ciò vale fino a che H è molto inferiore a H₀. (H₀ comprende i campi rispettivamente smagnetizzante e anisotropico).

campo magnetico molto piccole, e pertanto, in molte applicazioni, essi rappresentano un'interessante alternativa ai convenzionali sensori di posizione ad effetto di Hall. I sensori MRS sono infatti molto più sensibili dei sensori ad effetto di Hall, e possono inoltre lavorare entro un campo di temperature più esteso. Anche il campo di frequenze operative è molto più ampio in quanto va dalla componente continua a molti megahertz.

Il principio di funzionamento di questi dispositivi è basato sul fatto che alcuni materiali magnetici possono variare la loro resistività in presenza di un campo magnetico esterno. Più precisamente, questa variazione di resistività si verifica tutte le volte che il mate-

riale magnetico viene sottoposto ad una *rotazione di magnetizzazione* rispetto alla direzione della corrente, che in esso circola. Per esempio, nel caso del permalloy (una lega ferromagnetica contenente il 20% di ferro e l'80% di nichel), una rotazione di 90° della magnetizzazione si tradurrà in una variazione del 2...3% della resistività di questo materiale. La rotazione della magnetizzazione può essere prodotta mediante applicazione di un campo magnetico perpendicolare alla direzione della corrente che circola nella lega.

In pratica, il sensore magneto-resistivo MRS è formato da quattro striscette di permalloy disposte secondo una struttura a meandro, su un substrato di silicio (figura 1). Le striscette sono col-

legate tra loro in maniera da realizzare i quattro rami di un classico ponte di misura Wheatstone: in questo caso, il maggiore o minore sbilanciamento del ponte verrà utilizzato per indicare l'intensità del campo magnetico che si vuole misurare, e più precisamente, per indicare l'avvenuta variazione del campo magnetico disposto perpendicolarmente rispetto alle striscette di permalloy.

Linearizzazione del segnale d'uscita del sensore

La caratteristica resistività/campo magnetico di un sensore magneto-resistivo, o meglio, la variazione della sua resistività (Δ) in funzione della varia-

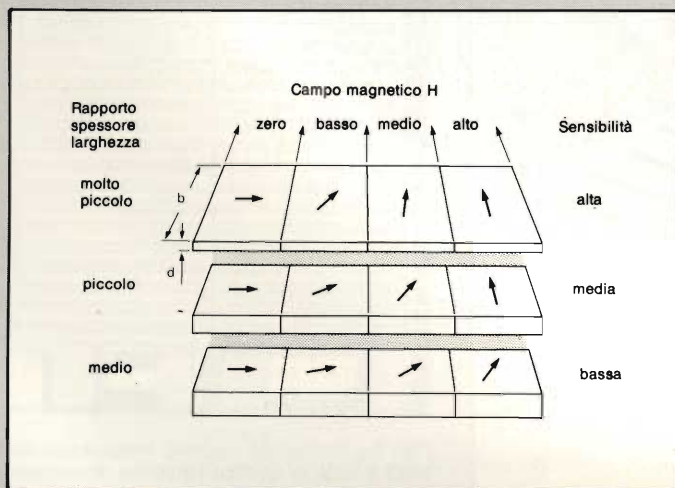


Fig. 4 - Fattori che influiscono sulla sensibilità del sensore magneto-resistivo MRS. Maggiore è il rapporto spessore - lunghezza (d/b) delle striscette d'oro, e tanto meno verrà ruotata la magnetizzazione ad opera di un dato campo magnetico, e di conseguenza, tanto più bassa risulterà la sensibilità del dispositivo.

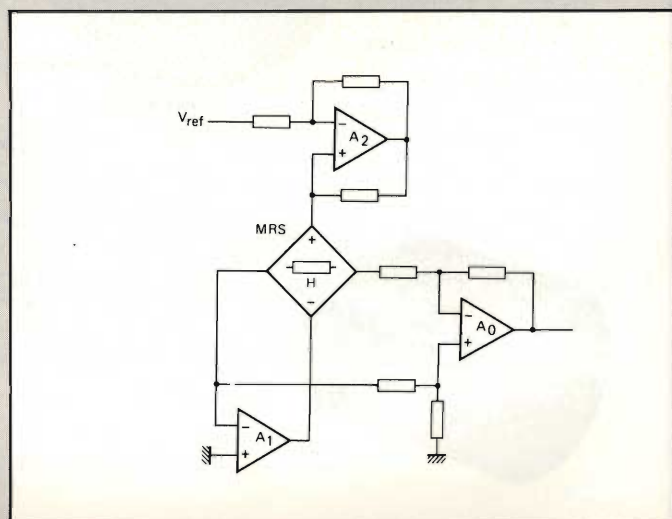


Fig. 5 - Circuito semplificato di comando di un sensore MRS. Il circuito comprende un sistema di soppressione common-mode e un sistema di compensazione nei confronti delle variazioni della temperatura.

zione del campo magnetico che lo attraversa (H) non è di per se lineare; esistono però vari sistemi per linearizzarla. Un sistema consiste nell'applicare al dispositivo un campo magnetico fisso di polarizzazione ($H_{polarizz.}$) in direzione del campo magnetico (H). In questo caso, se H (campo magnetico principale) è inferiore rispetto al campo magnetico polarizzatore ($H_{polarizz.}$), la resistività della lega (ρ) sarà direttamente proporzionale a H. Per linearizzare la caratteristica resistività/campo magnetico, il sensore magnetoresistivo MRS ricorre però ad un altro sistema. Questo consi-

ste nell'applicare al disopra di ciascuna striscetta di permalloy, una striscetta di oro inclinata di 45° rispetto al proprio asse (figura 2). Questa particolare struttura è stata chiamata "a polo di barbiere" in quanto assomiglia molto a quelle strutture che molto spesso si vedono fuori dei negozi dei barbieri. Siccome l'oro possiede una conduttività molto più elevata della lega di permalloy, l'effetto di queste striscette sarà quello di ruotare di 45° la direzione della corrente (figura 2). In figura 3 si vede come, per piccoli valori di H, la resistività (ρ) tende ad aumentare entro certi

limiti in maniera lineare all'aumentare del campo magnetico (H).

In pratica, il sensore magnetoresistivo MRS sarà formato da due elementi, diagonalmente opposti, nei quali la resistività (ρ) tenderà ad aumentare all'aumentare del campo magnetico H, e da altri due elementi nei quali questa resistività tenderà a diminuire. Questo opposto comportamento verrà utilizzato per cancellare, in gran parte, l'effetto delle variazioni delle condizioni ambientali (per esempio, la temperatura ecc.) su ciascun elemento, ed inoltre servirà ad "esaltare" lo sbilanciamento del ponte, aumentando in questo modo la sensibilità del dispositivo.

I sensori magnetoresistivi MRS vengono realizzati in tecnologia film sottile impiegando i noti processi fotolitografici.

Sensibilità

Uno dei vantaggi più interessanti che il sensore MRS presenta nei confronti di dispositivi analoghi come i sensori ad effetto di Hall, è rappresentato dalla facilità con cui è possibile influire sulla sua sensibilità in sede di costruzione del dispositivo. Per variazioni di campo molto piccole, la sensibilità del sensore MRS è determinata principalmente dalle caratteristiche del materiale e dalla particolare geometria con cui vengono formate le striscette. La figura 4 dimostra con molta evidenza come variando la geometria delle striscette, sia possibile variare anche la sensibilità del dispositivo. Così, per esempio, per una data intensità del campo magnetico, più spessa sarà la striscetta di permalloy, meno verrà ruotata la magnetizzazione. Ne consegue che variando le dimensioni delle striscette sarà possibile produrre dis-

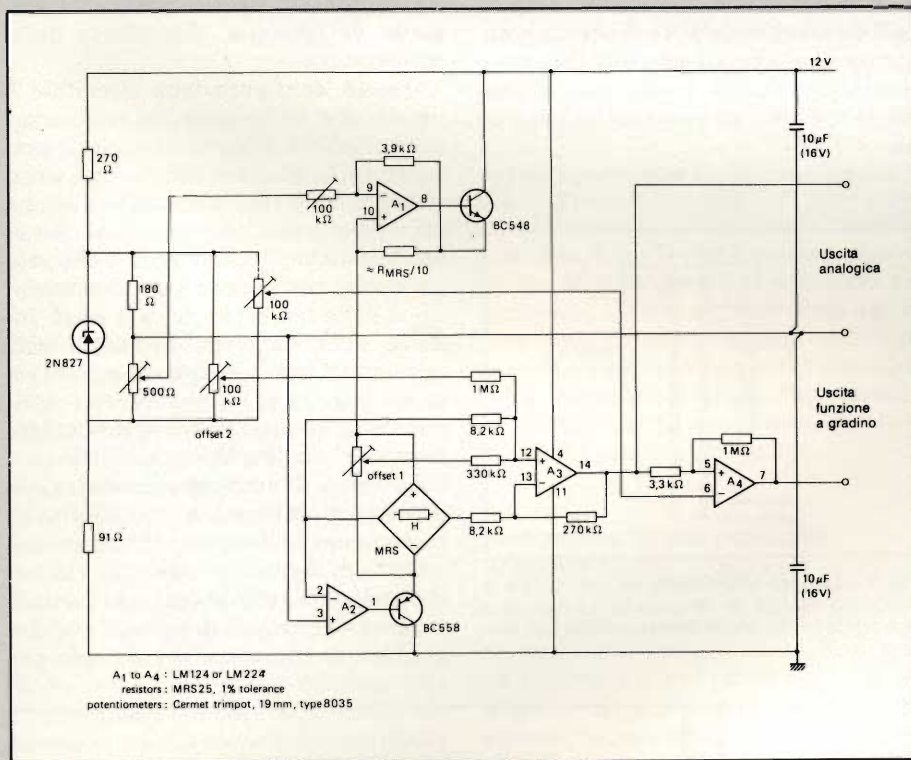


Fig. 6 - Circuito di comando di un sensore MRS dimensionato per poter lavorare con una tensione di alimentazione in continua singola con valore di 12 V. Gli operazionali (A1.....A4) sono i tipi LM124 oppure LM224. La tolleranza dei resistori deve essere l'1%; i potenziometri sono il tipo cermet trimpot da 19 mm, tipo 8035.

Tabella 1 - Dati caratteristici di quattro tipi di sensori magnetoresistivi ($T_{amb} = 25^\circ C$)

	MRS/A	MRS/B	MRS/C	MRS/D
H_{max}	± 1000 A/m	± 3000 A/m	± 7000 A/m	± 20000 A/m
sensibilità a circuito aperto	$2,5 \mu Vm/A$	$2,7 \mu Vm/A$	$0,43 \mu Vm/A$	$0,06 \mu Vm/A$
tensione a circuito aperto H_{max}	40 mV	80 mV	50 mV	24 mV
corrente ponte	16 mA	10 mA	16 mA	20 mA
resistenza ponte	250 Ω	800 Ω	300 Ω	120 Ω
coefficiente temperatura	-0,4 %/K	-0,4 %/K	-0,4 %/K	-0,4 %/K
tensione costante	-0,12%/K	-0,12%/K	-0,12%/K	-0,12%/K
corrente costante	3%	3%	3%	3%
linearità	1%	1%	1%	1%
fondo scala	$\pm 0,05$ mV	$\pm 0,16$ mV	$\pm 0,06$ mV	$\pm 0,024$ mV
fondo scala	0,015%/K	0,015%/K	0,015%/K	0,015%/K
tensione off-set	0,1%/K	0,1%/K	0,1%/K	0,1%/K
variazione offset tra - 40 e + 120°C				
variazione sensibilità tra - 40 e + 120°C				

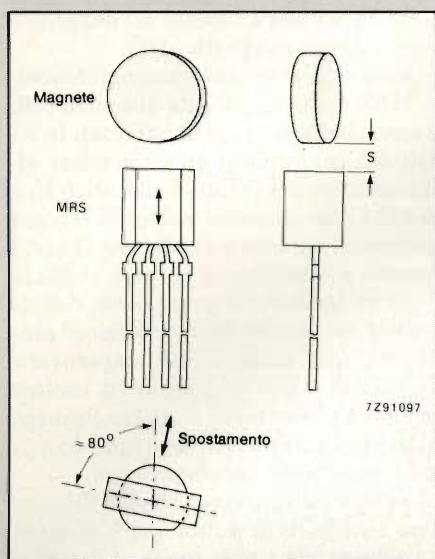


Fig. 7 - Sensore di posizione ultrasensibile realizzato con il dispositivo MRS. Un dischetto magnetico di ferroxdure sistemato con il suo asse pressochè normale rispetto al piano del sensore, se viene mosso assialmente, produrrà forti variazioni del campo magnetico che attraversa il sensore. L'asse del magnete viene leggermente inclinato rispetto alla normale allo scopo di dare al sensore il campo stabilizzatore richiesto.

positivi aventi differenti valori di sensibilità e di campo di misura. Attualmente vengono prodotti, come indica la tabella 1, quattro tipi di sensori MRS aventi quattro differenti valori di sensibilità.

Nei sensori MRS, la sensibilità tende a diminuire all'aumentare della temperatura di lavoro del dispositivo. Questo

però non rappresenta un problema in quanto è relativamente facile incorporare nel circuito efficaci reti di compensazione. Infatti, come dimostreremo tra poco, per compensare le variazioni di sensibilità prodotte dalle variazioni di temperatura, si può utilizzare la stessa variazione lineare della resistenza del ponte, prodotta dalla variazione di temperatura. Occorre però dire che molte applicazioni non richiedono la compensazione della variazione della resistenza del ponte prodotta da una variazione di temperatura. In questi casi infatti, basta far lavorare il sensore MRS alimentandolo con una sorgente di tensione costante. È possibile alimentarlo anche con una sorgente a corrente costante; in questo caso si registrerebbe però una sensibilità più bassa.

Ciononostante, la maggior parte del-

le applicazioni richiedono circuiti capaci di compensare le variazioni della temperatura.

La figura 5 indica un sistema molto semplice con cui questa compensazione può essere attuata. In questo caso, l'uscita del ponte, che indica appunto il grado di sbilanciamento del medesimo, viene amplificata dall'operazionale A_0 ; la reiezione common-mode è attuata da una rete di reazione che incorpora l'operazionale A_1 .

Un convertitore ad impedenza negativa NIC (NIC = Negative-Impedance Converter), formato dall'operazionale A_2 , rappresenta per il ponte una sorgente di tensione, dipendente dalla temperatura.

Questa configurazione circuitale è un sistema molto semplice per correggere gli effetti della variazione di temperatura, in quanto utilizza come parametro di controllo, la stessa resistenza del ponte: qualsiasi variazione che si verificherà nella resistenza del ponte (prodotta, per esempio, da una variazione della temperatura di lavoro), influirà sulla tensione applicata agli estremi del ponte; in questo caso, il segnale d'uscita di A_2 provvederà a ripristinare questa tensione al suo valore originale, e cioè a V_{ref} .

La figura 6 indica un circuito leggermente più elaborato il quale oltre ad incorporare le funzioni illustrate nel circuito di figura 5, include in più anche uno stadio comparatore di uscita il cui scopo è quello di fornire un'uscita a gradino, da utilizzare, per esempio, per

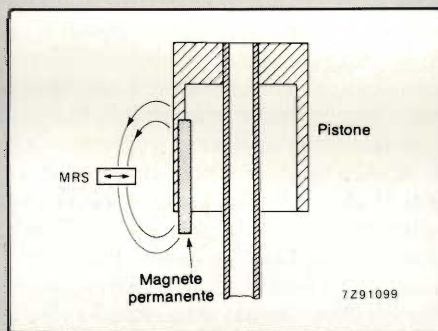


Fig. 9 - Sensore MRS impiegato per rivelare la posizione assiale di un pistone. La freccia a due punte indica la direzione sensibile del sensore.

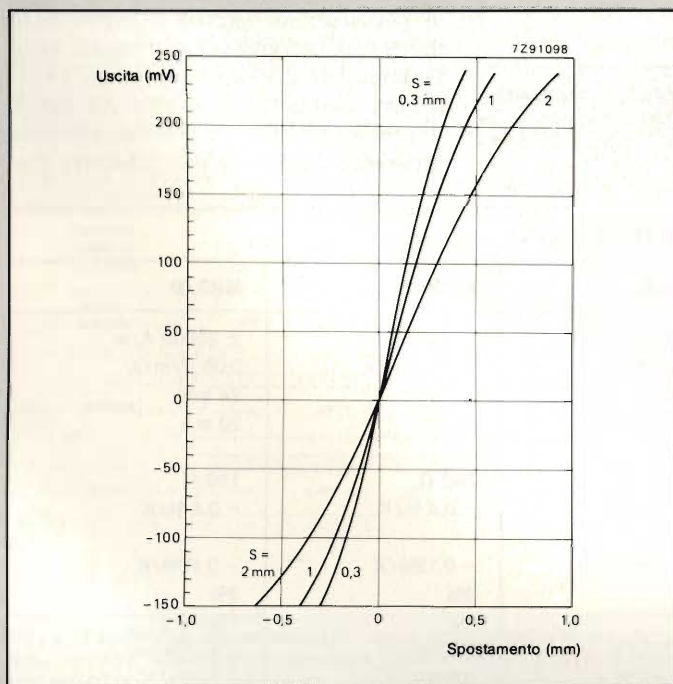


Fig. 8 - Segnale di uscita del sensore in funzione dello spostamento del magnete, valevole per la disposizione riportata in figura 7.

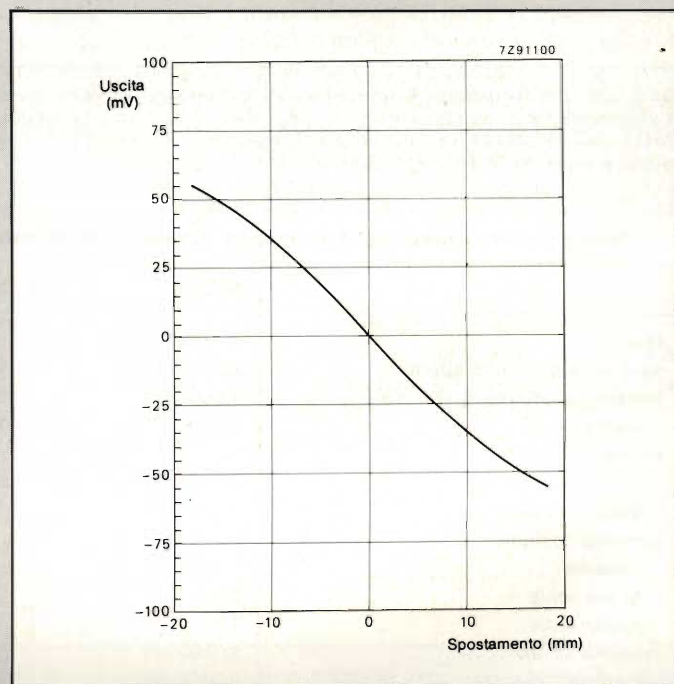


Fig. 10 - Segnale di uscita del sensore in funzione dello spostamento del pistone.

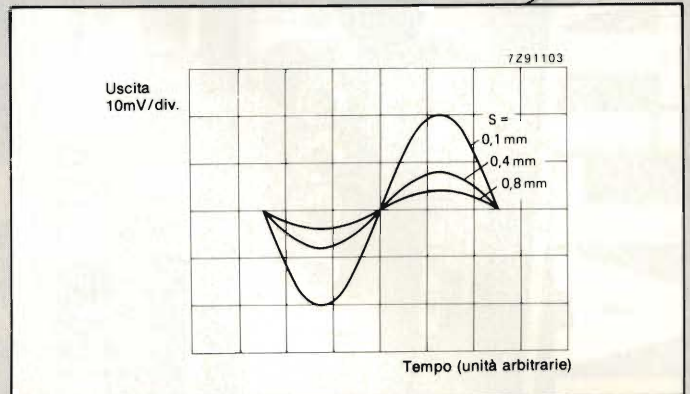
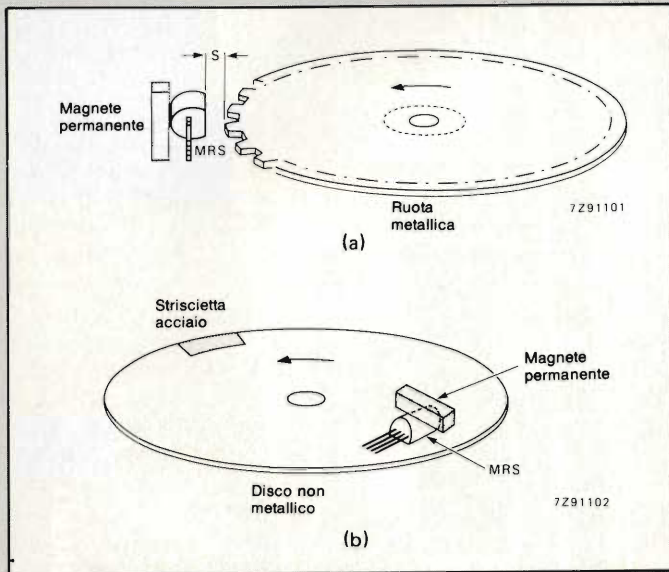


Fig. 12 - Segnale di uscita in funzione del campo fornito dal sensore MRS nella configurazione indicata in figura 11 (a), per differenti valori di distanza S sensore — ruota.

Fig. 11 - Sensore magneto-resistivo MRS usato per rivelare la posizione angolare, in (a), di una ruota a ingranaggi e in (b) di una ruota fatta di materiale non metallico sulla quale è stato fissato un'asticella di acciaio.

un eventuale conteggio. Questo circuito è stato dimensionato per poter lavorare con una tensione di alimentazione continua singola a 12 V.

Il sensore MRS usato come rivelatore lineare di posizione

Come rivelatore lineare di posizione, l'MRS è il dispositivo ideale. La figura 7 indica come deve essere posizionato questo sensore nel caso si desideri misurare uno spostamento lineare.

In questo caso, un magnete di ferroxdure a disco (magnetizzato assialmente) viene sistemato con il suo asse pressapoco perpendicolare (normale) al piano del sensore. L'asse del magnete è inclinato leggermente rispetto alla sua normale; ciò allo scopo di fornire al sensore anche il necessario campo stabilizzatore (o di polarizzazione). La figura 8 indica che questa disposizione è molto sensibile ad un eventuale spostamento assiale del magnete. La figura 9 riporta un'applicazione nella quale il sensore MRS viene utilizzato per rivelare la posizione assiale di un pistone. In questo caso il magnete permanente viene inserito nel corpo del pistone, mentre il sensore viene sistemato tra i poli del magnete. La direzione della sensibilità del dispositivo MRS (la direzione cioè nella quale esso è sensibile alle variazioni del campo magnetico) viene indicata in figura 9 mediante frecce. In questa configurazione, come del resto anche in quella indicata in figura 7, sia il campo stabilizzatore (o campo di polarizzazione) che il campo variabile sono prodotti da un unico magnete. Il campo magnetico verticale che attraversa il sensore MRS varia di poco durante lo spostamento assiale

del magnete, e può quindi essere considerato come un campo stabilizzatore costante. Via via che il pistone e il magnete ad esso fissato si muovono assialmente, il sensore provvederà a rivelare le variazioni nel campo orizzontale sotto forma di un segnale in continua la cui ampiezza risulterà direttamente proporzionale allo spostamento effettuato dal pistone (figura 10).

Rivelazione di una posizione angolare

La figura 11 (a) indica una configurazione nella quale il sensore MRS viene utilizzato per rivelare la posizione angolare di una ruota a ingranaggi. Questa disposizione può, per esempio, trovare applicazione nel sistema di accensione di un motore a scoppio in campo automobilistico. In questo caso, il sensore viene sistemato tra la ruota girevole di ferro e un magnete permanente avente il proprio asse magnetico parallelo all'asse della ruota. Per avere il campo polarizzante richiesto, si provvede a spostare leggermente il centro del magnete rispetto al sensore MRS.

In figura 12 è riportato, in funzione del tempo, il segnale d'uscita fornito dal sensore; in questa figura i segnali di uscita sono tre e si riferiscono a distanze (S) sensore - ruota rispettivamente di 0,1 mm, 0,4 e 0,8 mm. Il segnale d'uscita ha un andamento pressoché sinusoidale, e la sua ampiezza è fortemente influenzata dal valore della distanza (S) sensore - ruota.

La cosa più interessante che risulta osservando la figura 12 è che il punto di incrocio delle sinusoidi non dipende dalla distanza S , e di conseguenza, es-

so potrebbe essere usato in un sistema di accensione elettronica come istante di comando (trigger).

La figura 11 (b) indica una leggera variante della disposizione riportata in figura 11 (a). In questo caso, una ruota non metallica sulla quale si trova una striscia di acciaio, ruota al disotto del sensore MRS. Questa disposizione produce un segnale di uscita identico a quello che si ha con la disposizione di figura 11(a). Anche in questo caso infatti, il punto di intersezione delle sinusoidi non dipende dalla distanza sensore - ruota (S).

La cosa più interessante che risalta immediatamente agli occhi osservando le due suddette disposizioni è che, agli effetti di una perfetta temporizzazione, supponiamo del punto di accensione in campo auto (corrispondente al punto d'incrocio delle sinusoidi), non è affatto richiesto che il sensore sia accuratamente posizionato rispetto al magnete, per cui, in pratica, la messa a punto dell'insieme sensore - magnete risulterà enormemente semplificata.

Gli esempi di applicazione del sensore magnete/resistivo MRS sopra illustrati sono ovviamente soltanto alcuni tra i tanti che la fantasia del progettista potrebbe in pratica realizzare, e ciò sarà possibile quando questo dispositivo sarà disponibile in grandi quantità sul mercato. Non è inoltre esclusa la possibilità che vengano prodotti dispositivi di questo tipo abbastanza sensibili da rivelare le variazioni del campo magnetico terrestre. In questo caso, essi potrebbero, per esempio, trovare un'applicazione su larga scala nel settore del controllo del traffico. ■

ALTA PROFESSIONALITÀ



MOD. BRI 8300

GENERATORE DI BARRE A COLORI PER TV

MOD. BRI 8250

FREQUENZIMETRO DIGITALE

MOD. BRI 8600

FREQUENZIMETRO DIGITALE

MOD. BRI 8500

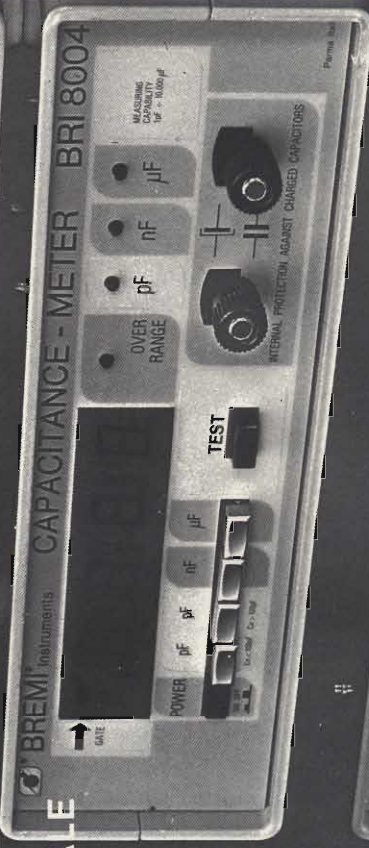
GENERATORE DI FUNZIONI

MOD. BRI 9030

MULTIMETRO DIGITALE

MOD. BRI 8004

CAPACIMETRO DIGITALE



BREMI®

Costruzione apparecchiature elettroniche
43100 Parma, Italy - Via Benedetta, 155/A

Telefoni: 0521/72209-75680-771264-771533 - Telex 531304 BREMI I

IGROMETRI ELETTRONICI REALIZZATI CON UN SENSORE DI UMIDITA' CAPACITIVO

Questo sensore di umidità (codice Philips 2322 691 90001) è essenzialmente costituito da un piccolo condensatore la cui capacità può essere variata dall'umidità atmosferica. In particolare, l'umidità influenzando sul dielettrico (materiale isolante), varierà la sua costante dielettrica e di conseguenza, anche la capacità di questo particolare condensatore.

In figura 1 è riportato il principio di funzionamento di

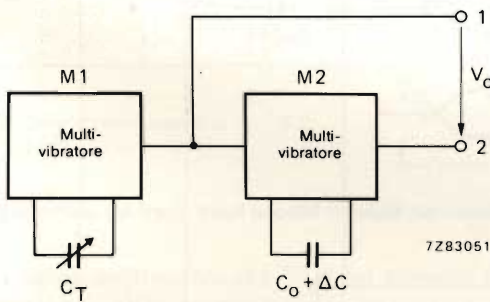


Fig. 1 - Principio di funzionamento di un igrometro impiegante il sensore di umidità 232269190001 (Philips).

questo sistema di misura dell'umidità. Il circuito produce impulsi di durata proporzionale alla capacità C_T del trimmer e alla capacità del rivelatore di umidità $C_s = C_0 + \Delta C$. Facendo $C_T = C_0$, la differenza tra gli impulsi risulterà proporzionale a ΔC , vale a dire, alla porzione di capacità dipendente dall'umidità. In figura 2 sono riportati gli impulsi prodotti dai multivibratori M1 e M2. L'impulso-differenza t_3

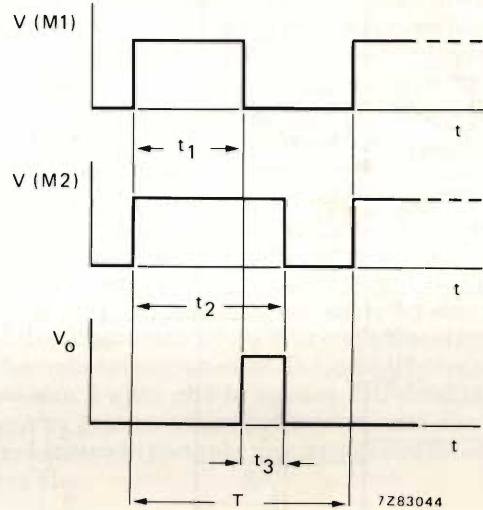


Fig. 2 - Impulsi presenti nel circuito di fig. 1: la maggior o minore larghezza dell'impulso-differenza t_3 dipende dalla variazione di capacità prodotta dall'umidità.

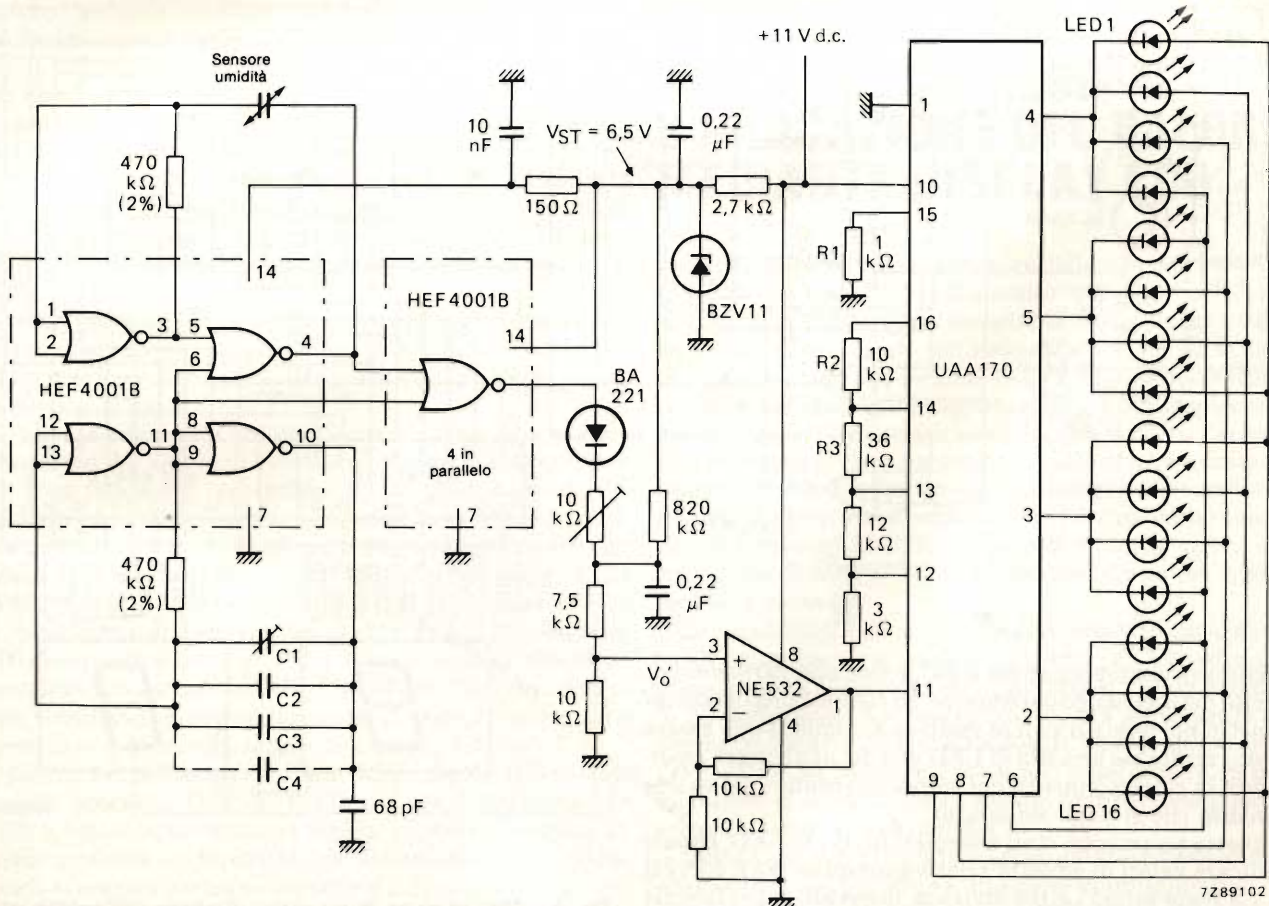
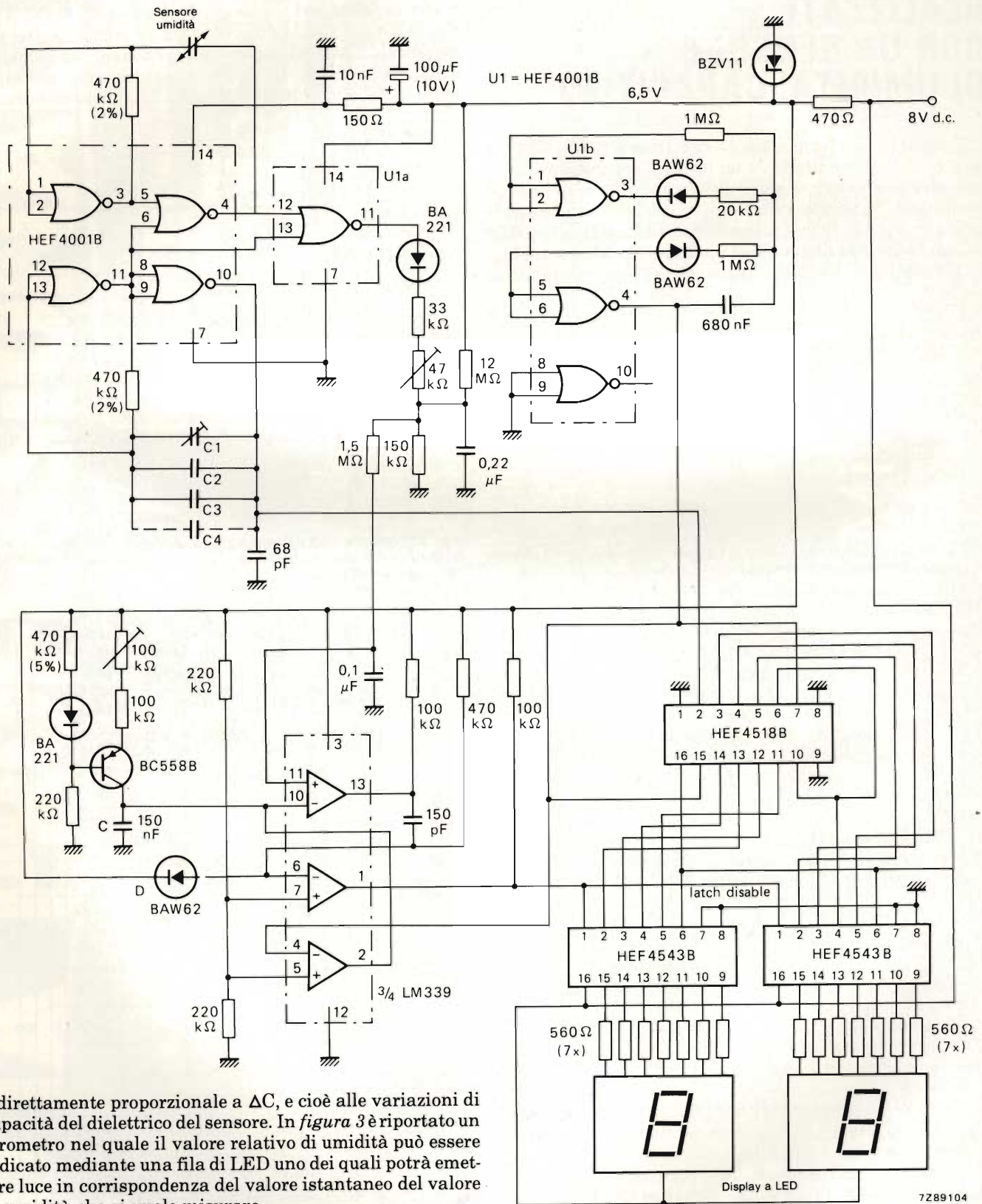


Fig. 3 - Igrometro che indica l'umidità relativa mediante accensione di un LED. $C_1 = 3 \dots 40 pF$; $C_3 = C_2 = 47 pF$; $C_4 = 22 pF$; H = sensore di umidità.

A richiesta possiamo fornire il progetto completo di un igrometro analogo ma impiegante display a cristalli liquidi (LCD).



è direttamente proporzionale a ΔC , e cioè alle variazioni di capacità del dielettrico del sensore. In figura 3 è riportato un igrometro nel quale il valore relativo di umidità può essere indicato mediante una fila di LED uno dei quali potrà emettere luce in corrispondenza del valore istantaneo del valore di umidità che si vuole misurare.

A questo scopo sono stati sistemati in fila 16 LED, capaci di indicare valori di umidità relativa compresi tra il 20% e il 90%. La scala sotto i LED è divisa in intervalli del valore del 5% dell'umidità.

Per il pilotaggio dei LED viene impiegato l'integrato UAA

Fig. 4 - Altra versione di igrometro. Il valore dell'umidità relativa è indicato mediante cifre LED. C1 = 3 ... 40 pF; C3 = C2 = 47 pF; C4 = 22 pF; H = sensore di umidità.

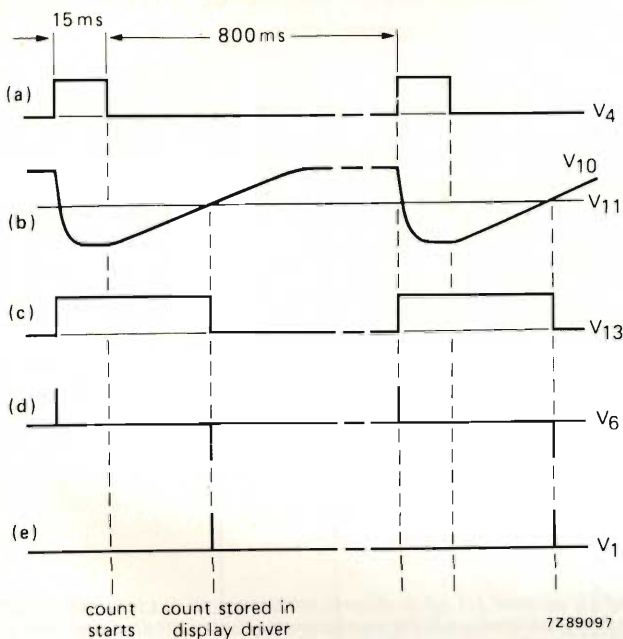


Fig. 5 - Sequenza del treno degli impulsi prodotti nel circuito di fig. 4.

170. La tensione linearizzata VO' del circuito di misura viene applicata all'integrato tramite un amplificatore operazionale che funziona da "voltage follower" con guadagno 2. L'amplificatore operazionale impedisce che il circuito di misura venga caricato dall'impedenza d'ingresso dell'integrato che "accende" i LED, e nello stesso tempo provvede ad amplificare opportunamente la tensione linearizzata d'uscita V_o'. I valori dei resistori R1, R2 e R3 sono stati scelti in modo che:

- il passaggio dell'accensione tra un LED e l'altro sia ben definito (1,2 V tra due terminali adiacenti);
- il LED 1 si accenda in corrispondenza del 20% di umidità relativa (200 mV sul terminale 3 dell'integrato NE 532);
- il LED 16 si accenda in corrispondenza del 95% dell'umidità relativa (950 mV sul terminale 3 dell'integrato NE 532).

Si tenga presente che l'eventuale variazione (spread) della tensione di riferimento interna (e cioè la tensione sul terminale 14) potrà rendere necessario sostituire R3 con un potenziometro da 47 kΩ.

In figura 4 è riportata un'altra versione di igrometro dove l'indicazione del valore di umidità è indicato mediante cifre LED. È un sistema di indicazione un po' più complicato del precedente in quanto il valore dell'umidità relativa H_{rel} compresa tra il 10% e il 90% è implementato mediante un display digitale. Viene impiegato un doppio contatore BCD HEF4518B che riceve impulsi di clock da un oscillatore a 10 kHz, costituito, per esempio, dal multivibratore M1. Impulsi diretti in senso positivo e prodotti da un terzo multivibratore (presente nell'integrato LOC MOS HEF 4001B) vengono applicati simultaneamente ai terminali di reset dei contatori e al terminale 4 del comparatore di tensione LM 339.

In figura 5 si può vedere il treno degli impulsi interessati in questo processo. Quando sul terminale 4 dell'integrato LM339 è presente un impulso diretto in senso positivo, la tensione presente sui terminali 2 e 10 diminuisce, il condensatore C si scarica per una durata pari a quella dell'impulso, e cioè 15 ms, e successivamente si ricarica in maniera da produrre una forma d'onda di tensione come indicato appun-

to in figura 3b. Inoltre, la fine di ciascun impulso resetta il contatore consentendo in questa maniera l'inizio del conteggio degli impulsi di clock.

La tensione presente sul terminale 11 dell'LM 339 (VO') è proporzionale, come abbiamo già detto, al valore di umidità relativa H_{rel}. Via via che il condensatore C tende a ricaricarsi, anche la tensione presente sul terminale 10, tenderà ad aumentare fino ad eguagliare ed eventualmente a superare quella presente sul terminale 11, producendo in questa maniera sul terminale 13 un impulso di forma rettangolare la cui durata dipenderà dal valore dell'umidità relativa H_{rel} (figura 5c). Questo impulso viene differenziato in modo da produrre sul terminale 6 due impulsi istantanei: e precisamente un impulso diretto in senso positivo applicato alla linea dell'alimentatore tramite il diodo D, ed un impulso diretto in senso negativo che produrrà un corrispondente impulso positivo sul terminale 1 (figura 5d e 5e). Questo impulso finale che indica l'istante durante il quale le tensioni presenti sui terminali 10 e 11 risultano uguali, disattiva il meccanismo di disabilitazione del latch dei due integrati HEF 4543B consentendo a loro di ricevere il conteggio istantaneo effettuato dal contatore BCD. Questo conteggio, che in definitiva non è altro che la misura dell'umidità relativa H_{rel}, viene in pratica visualizzato mediante due cifre del display consentendo pertanto una lettura diretta dell'umidità relativa H_{rel}.

MISURA DI TEMPERATURA TRA - 28 °C E + 99 °C E INDICAZIONE DEL VALORE MEDIANTE DISPLAY LCD

Anche in questo caso, il sensore della temperatura è il tipo al silicio (KTY 81/83/84). Il circuito è riportato in figura 1. Il campo delle temperature misurabili con questo circuito va da - 28 °C a + 99 °C con incrementi di 0,1 K. Il circuito impiega tre contatori decadici BCD HEF4029B; ciascun contatore è collegato all'integrato HEF4543B impiegato per pilotare un indicatore a cristalli liquidi (LCD) a 7 segmenti. La frequenza di clock per i contatori (50 kHz), è fornita da tre invertitori contenuti in un circuito integrato invertitore HEF4069UB. Il circuito di misura incorpora anche un comparatore di tensione LM339 il cui compito è fornire un impulso la cui durata dovrà dipendere dal particolare valore della temperatura misurata.

La tensione di alimentazione del circuito di misura è fornita da una sorgente a tensione costante (4,5 V) costituita dal transistor di commutazione TR1. Quest'ultimo è controllato da un impulso con frequenza di 1 Hz proveniente da un contatore binario (64 Hz) HEF4040B. Questo stesso impulso provvederà ad attivare i contatori assicurando in questo modo che al circuito venga fornita (ogni secondo) tensione soltanto per un breve periodo.

Questa struttura circuitale serve a fissare l'assorbimento complessivo di corrente su un valore approssimativo di 200 μA, e consente quindi all'apparecchio di misura di lavorare impiegando solo 4 batterie a stilo da 1,5 V.

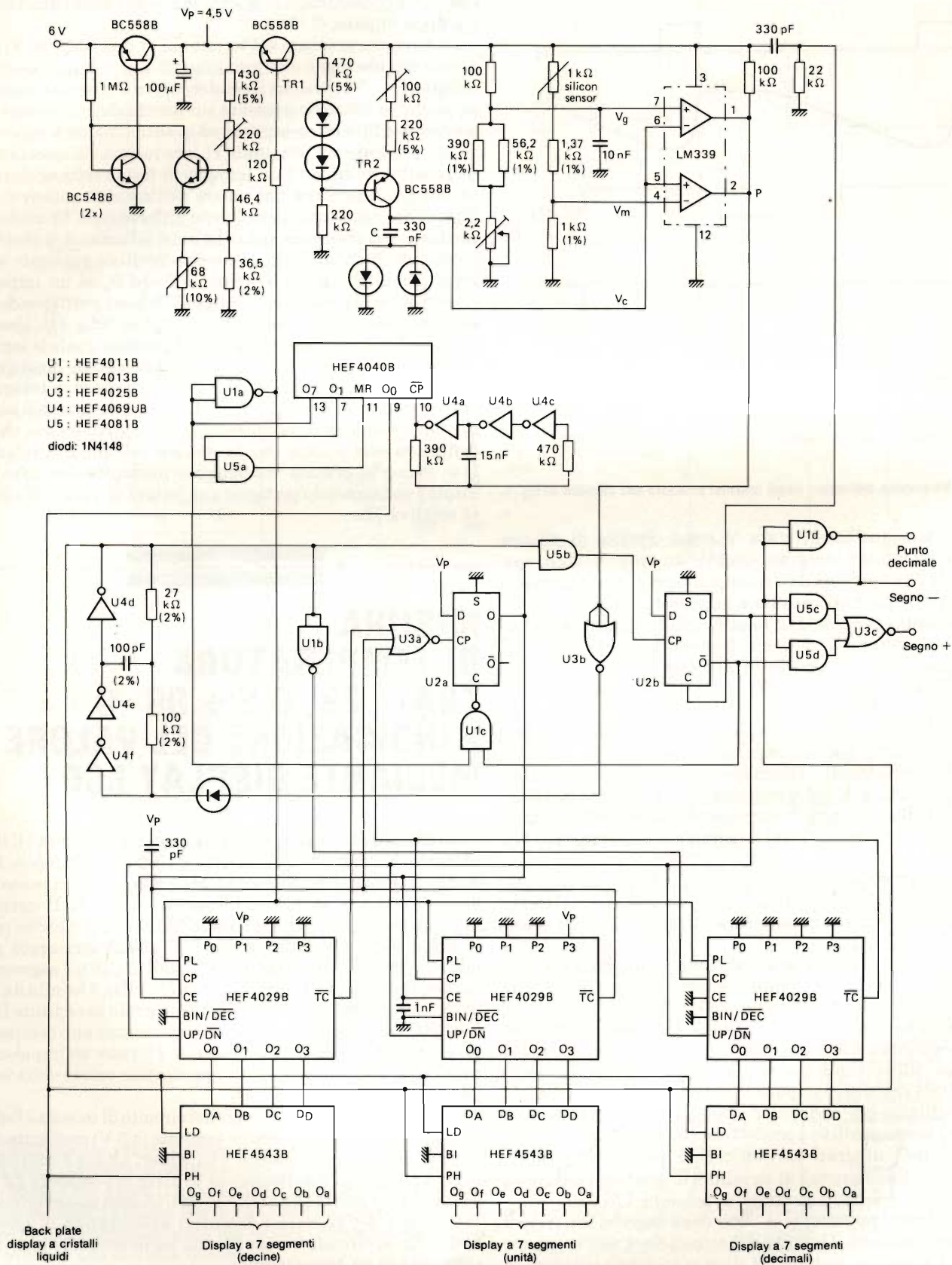


Fig. 1 - Circuito per la misura di temperature da -28°C a $+99^{\circ}\text{C}$. Il valore della temperatura è indicato mediante display a cristalli liquidi (LCD).

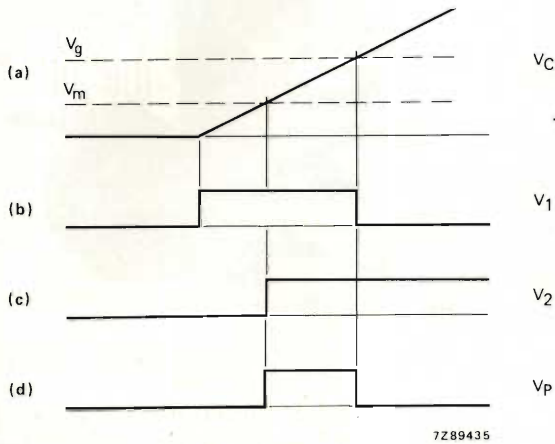


Fig. 2 - Sequenza degli impulsi nel circuito di fig. 1. L'impulso finale (V_p) ha una durata direttamente proporzionale al valore della temperatura da misurare. I contatori decadici HEF4029B vengono attivati solo per il tempo della durata di questo impulso, per cui il numero presentato dai display LCD dovrà essere ritenuto il valore di temperatura desiderato.

MISURA DI TEMPERATURE TRA 0° E 100 °C CON I SENSORI AL SILICIO KTY81/83/84

I sensori di temperatura planari al silicio KTY81/83/84 sono stati sviluppati come alternativa ai sensori più convenzionali, costituiti dai termistori a coefficiente di temperatura negativo e positivo (termistori NTC e PTC). Questi nuovi dispositivi basano il loro funzionamento sul fatto che la temperatura influisce sulla resistività del silicio.

In figura 1 è riportato un circuito capace di misurare temperature comprese tra 0 ° e 100 °C. In questo circuito, il sensore al silicio è inserito in un ramo di un circuito a ponte. La tensione di alimentazione del ponte di misura è ricavata da un diodo Zener, e risulta quindi stabilizzata. Un partitore di tensione formato dai resistori R2, R3 e R4 consente di fissare la tensione stabilizzata data dallo zener al valore approssimato di 2,5 V. Il circuito impiega un amplificatore operazionale NE 532, una metà del quale (A_1) viene usata come trasformatore di impedenza; l'altra metà (A_2), viene usata come amplificatore. Il campo di tensioni disponibili fornite all'uscita del ponte va da 0 a 5 V; il ponte presenta cioè una sensibilità di 50 mV/K. La calibratura del circuito si effettua in corrispondenza delle temperature estreme da misurare.

Il conteggio comincia in corrispondenza dell'inizio di ciascun impulso ad 1 Hz, e il condensatore C viene caricato tramite il transistor TR2. La tensione V_m ricavata ovviamente dal sensore di temperatura al silicio e il cui valore dipende dal valore della temperatura, viene applicata al terminale 4 dell'integrato LM339, mentre una tensione di riferimento fissa V_g (superiore a V_m) viene applicata al terminale 7. Man mano che il condensatore C si carica, aumenta anche il valore della tensione applicata ai terminali 5 e 6, come appunto indicato nella figura 2a.

Questa stessa tensione produce sui terminali 1 e 2, gli impulsi indicati nei diagrammi 2 (b) e 2 (c), e di conseguenza, produrrà anche sul punto P l'impulso riportato in (d). La valutazione della durata di questo impulso finale il quale, come abbiamo detto, è direttamente proporzionale alla temperatura, è effettuata da parte dei contatori e successivamente presentata dagli indicatori numerici.

All'inizio di ciascun periodo di misura (vale a dire all'inizio di ciascun impulso ad 1 Hz), i contatori vengono prestatati in corrispondenza di -28 °C, e contano indietro fino a 0 °C; durante questo tempo sul display viene presentato il segno -ve. Dopo questa fase, i contatori iniziano a contare in avanti e sul display sarà presentato il segno +ve. Anche il display a cristalli liquidi è pilotato da un segnale a 32 Hz derivato dal contatore binario HEF4040B.

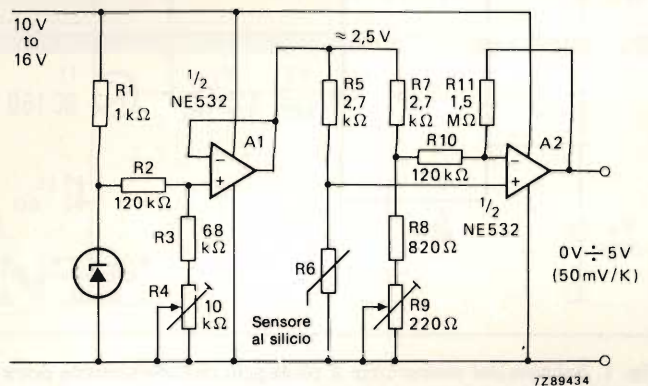


Fig. 1 - Ponte per la misura della temperatura. Fornisce tensioni di uscita comprese tra 0 V e 5 V, corrispondenti a valori di temperatura compresi tra 0 °C e 100 °C. Se ben calibrato, questo circuito può dare misure di temperatura con un errore inferiore a $\pm 0,2$ °C.

Per prima si stabilisce l'uscita corrispondente al valore di temperatura di 0°. Questa uscita è 0 °C e si ottiene regolando il resistore R9. Successivamente si calibra l'uscita corrispondente alla temperatura di 100 °C regolando il resistore R4. La tensione d'uscita del ponte sarà in questo caso 5 V.

Se la calibratura è fatta a dovere, l'errore di misura che questo semplice ponte può dare (e che comprende anche gli effetti della tensione di saturazione dello stadio finale A_2), si aggira su $\pm 0,2$ °C.

METRONOMO ELETTRONICO

di Reiner Paetzold

Con questo circuito è possibile sostituire il metronomo meccanico in tutte le sue applicazioni. Il circuito consiste di un temporizzatore variabile basato sul circuito integrato 555, che è collegato come multivibratore astabile; un altoparlante fornisce il segnale acustico in corrispondenza ad ogni oscillazione del metronomo.

Il circuito di questo metronomo (figura 1) è molto semplice: oltre al multivibratore astabile (555), la cui frequenza viene determinata da R (R1 più P1) e da C1, esso comprende un trasduttore acustico (altoparlante) preceduto dal transistore amplificato-

re finale T1.

Il condensatore C1 viene caricato tramite R, ed il punto di giunzione tra questi due componenti è collegato ai piedini 2, 6 e 7 di IC1. Ad entrambi gli ingressi 6 (valore di soglia) e 2 (trigger) è collegato, all'interno del c.i., un com-

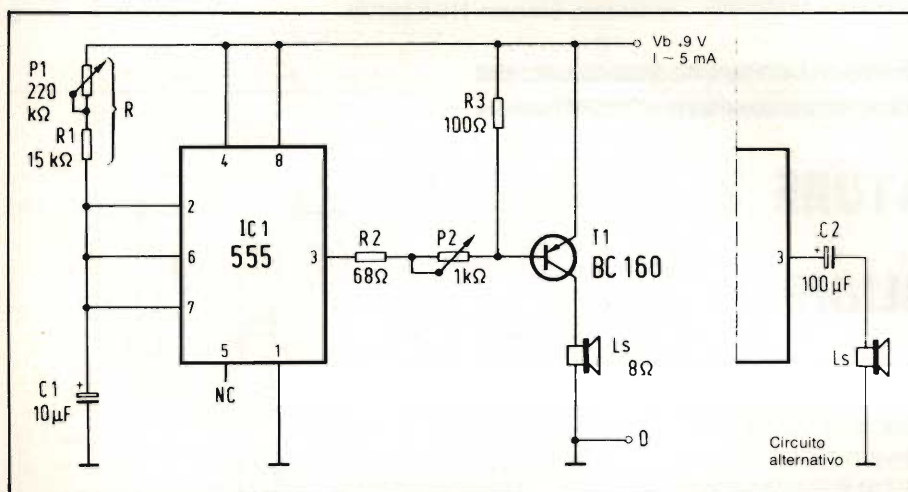
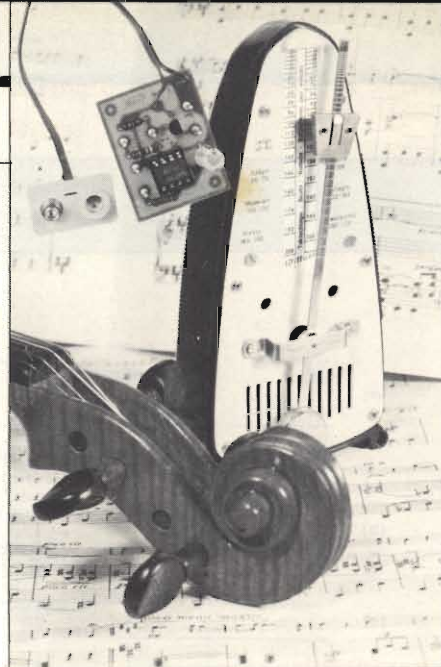


Fig. 1. Schema del metronomo: il pilotaggio dell'altoparlante potrà essere diretto (schema a destra) oppure potrà avvenire tramite un transistore di uscita (T1), che permette di aumentare il volume acustico.

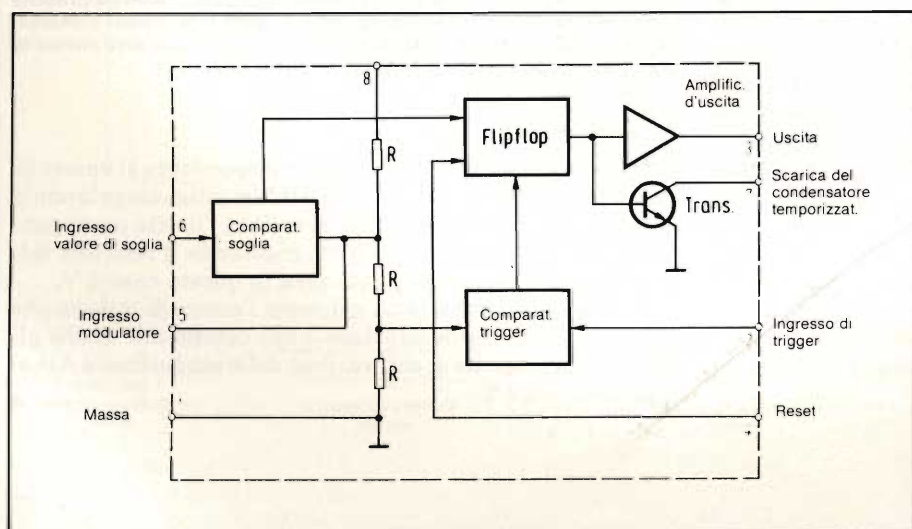


Fig. 2. I circuiti interni dell'integrato 555.

paratore: questi due comparatori agiscono su un flip flop (figura 2). Quando il livello di tensione al piedino 6 corrisponderà a 2/3 della tensione di alimentazione il flip flop commuterà, per poi ritornare allo stato iniziale quando il livello al piedino 2 sarà 1/3 della tensione di alimentazione. Il segnale di uscita del flip flop pilota alternativamente il transistore finale ed il transistore interno di scarica del condensatore, il cui collettore è collegato al piedino 7 del circuito integrato. Lo stato del flip flop corrispondente al livello 2/3 Vb al piedino 6, pilota in conduzione il transistore di scarica: il condensatore C1 (figura 1) viene rapidamente scaricato, in quanto l'emettitore è direttamente collegato a massa. Quando la tensione ai capi del condensatore sarà scesa ad un livello pari ad 1/3 Vb, il comparatore collegato al piedino 2 darà al flip flop un impulso di reset, il transistore di scarica verrà interdetto ed il condensatore potrà nuovamente iniziare a caricarsi, tramite R. Quando verrà nuovamente raggiunta la tensione 2/3 Vb, il ciclo ricomincerà dall'inizio. All'uscita (piedino 3) appare una tensione ad onda rettangolare utilizzabile per azionare l'altoparlante. La potenza disponibile è sufficiente a pilotare direttamente, tramite un condensatore elettrolitico, un piccolo altoparlante di impedenza $\geq 8 \Omega$.

Il pilotaggio diretto dell'altoparlante tramite un condensatore elettrolitico non dà risultati soddisfacenti dal punto di vista del volume acustico. Per questo motivo, è anche possibile inserire tra l'uscita del 555 e l'altoparlante un semplice stadio amplificatore di potenza ad un solo transistore: il collegamento è visibile nello schema di figura 1. Il potenziometro P2 serve a regolare il volume del segnale acustico: questa regolazione produce purtroppo anche una variazione della frequenza, che aumenta con la diminuzione del volume.

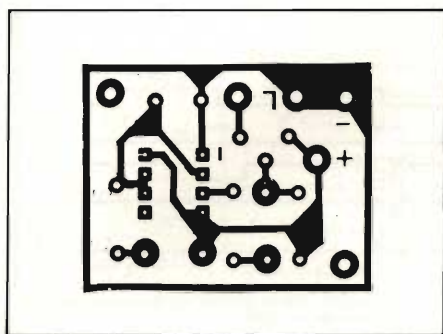


Fig. 3. Piste di rame del circuito stampato

ELENCO DEI COMPONENTI

- 1 C.i. 555
- 1 BC 160 o simili
- 1 Condens. elettrol. da 10 μ F/10 V
- 1 Condens. elettrol. da 100 μ F/10 V
- 1 Resist. da 68 Ω
- 1 Resist. da 100 Ω
- 1 Resist. da 15 k Ω
- 1 Potenz. da 1 k Ω
- 1 Potenz. da 220 k Ω
- 1 Piccolo altoparlante $\geq 8 \Omega$
- 1 Circuito stampato
- 1 Clip per batteria
- 1 Deviatore a levetta
- 1 Batteria da 9 V

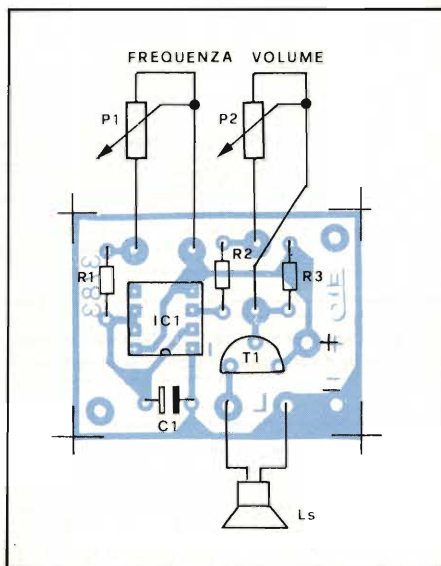


Fig. 4. Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

Utilizzazione pratica del circuito

Il montaggio potrà essere eseguito molto facilmente utilizzando il circuito stampato di figura 3 (in figura 4 è possibile osservare la disposizione dei com-

ponenti); il circuito stampato ha spazio disponibile anche per il montaggio dell'amplificatore finale a transistor. L'altoparlante è montato esternamente al circuito stampato. L'alimentazione potrà avvenire mediante una batteria da 9 V, oppure con un alimentatore di rete. La cadenza del metronomo potrà variare tra 40 e 210 battute al minuto (0,7...3,5 Hz).

I diversi tempi musicali corrispondono alle seguenti frequenze:

Largo	40-60 battute /min.
Larghetto	60-66 battute /min.
Adagio	66-76 battute /min.
Andante	76-108 battute /min.
Moderato	108-120 battute /min.
Allegro	120-168 battute /min.
Presto	168-208 battute /min.

I tempi potranno essere predisposti mediante P1, sia ad orecchio che contando le battute.

FOTOGRAFARE ANIMALI IN PIENA OSCURITA' MEDIANTE INFRAROSSI

Klaus Hantke

Questo apparecchio permette di scattare inconsuete fotografie di animali selvatici o notturni in libertà, mediante un'ingegnosa "trappola" fotoelettrica. Le informazioni rilevate dalla barriera fotoelettrica vengono elaborate allo scopo di azionare sia la macchina fotografica che la lampada flash.

Gli "hobby" fuori dall'ordinario necessitano spesso di notevole impegno. Quando si vogliono fotografare animali selvatici durante la notte, il compito è spesso reso difficile dalle condizioni atmosferiche e dalle lunghe attese necessarie. Per ovviare a questi inconvenienti è stato ideato un circuito che, tenendo conto della situazione tecnica attuale, sarà in grado di soddisfare alle seguenti condizioni:

- La barriera fotoelettrica a raggi infrarossi dovrà essere attivata mediante impulsi ad una frequenza di circa 10 kHz, in modo da ottenere caratteristiche di lunga portata e basso assorbimento di corrente.
- La parte costante del segnale, causata dall'illuminazione diffusa ambientale, non dovrà in alcun modo attivare il dispositivo.
- Durante la ripresa fotografica, il cir-

cuito non dovrà tenere conto di eventuali nuove informazioni che lo possano attivare.

- Per facilitare l'allineamento della barriera fotoelettrica, dovrà essere previsto un cosiddetto "beam-finder", cioè un dispositivo atto a tragaruardare il perfetto allineamento del trasmettitore con il ricevitore.
- Dovranno essere attivati in sequenza tre lampeggiatori elettronici.

- Dovrà essere possibile collegare un lampeggiatore ad alta velocità
- Dovrà essere disponibile un segnale per l'azionamento dell'otturatore della macchina fotografica.

Funzionamento del dispositivo

L'apparecchio funziona automaticamente ed interviene con grande rapidità.

Lo schema illustrato in *figura 1* mostra i cinque gruppi funzionali del dispositivo: trasmettente IR, ricevitore

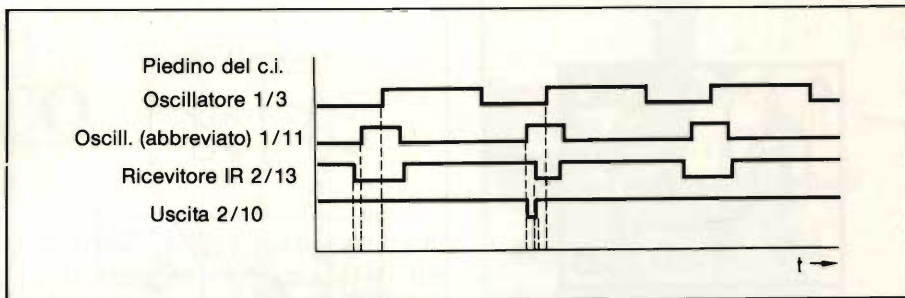


Fig. 2. Diagramma degli impulsi nello stadio a coincidenza. I segnali vengono accuratamente elaborati in modo che all'uscita (curva inferiore) non avvengano impulsi di scatto fuori tempo.

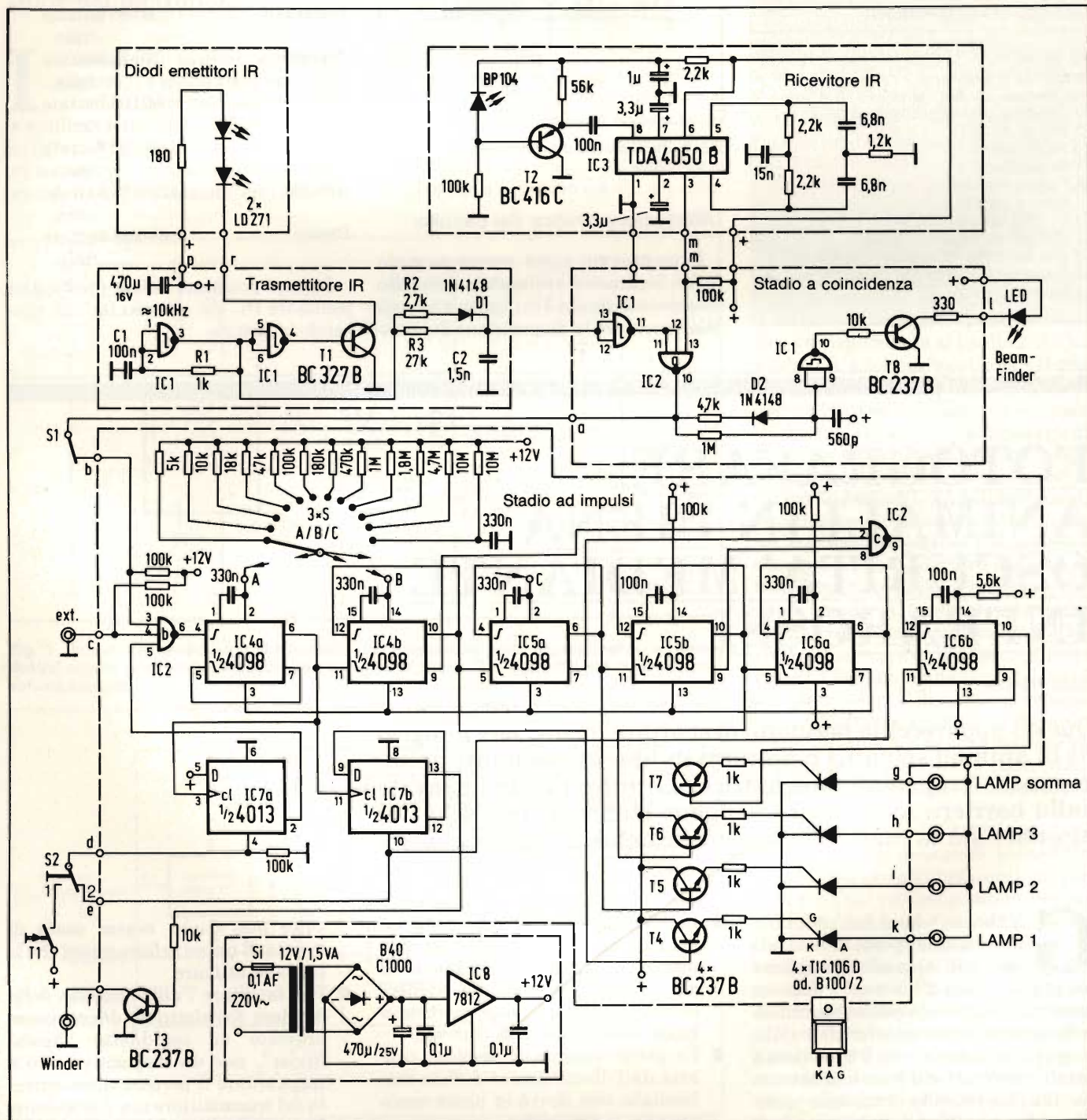


Fig. 1. Schema completo della "trappola fotografica". Il circuito entrerà in azione quando verrà interrotta la barriera fotoelettrica.

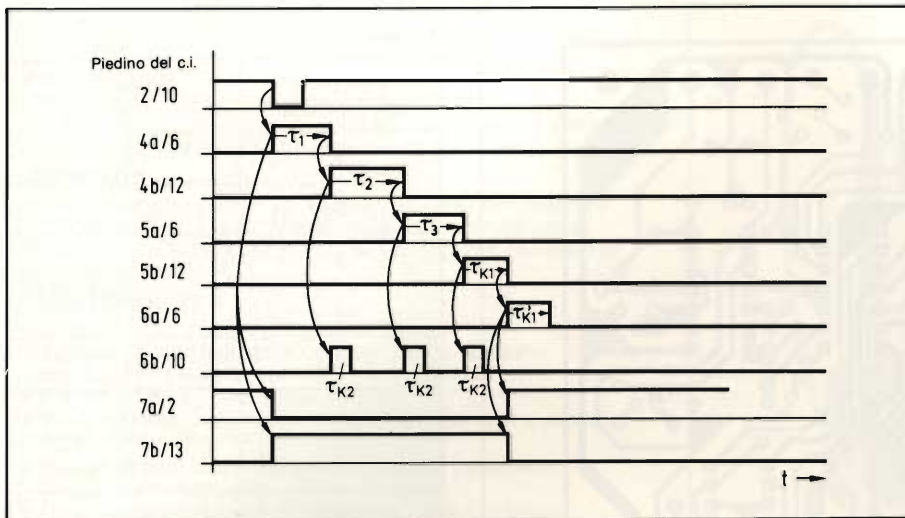


Fig. 3. Sequenza degli impulsi nei diversi segnali: la sequenza temporale degli eventi è segnata dalle frecce.

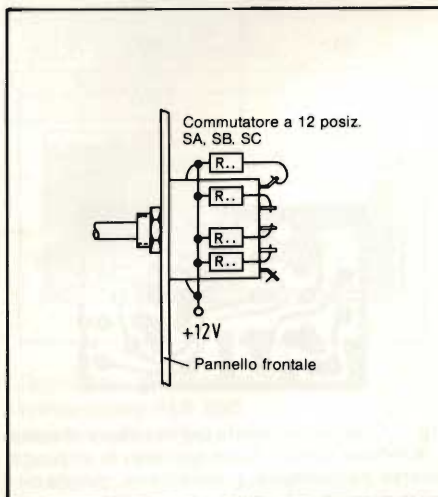


Fig. 4. Commutatore rotativo con i resistori montati: in questo modo sarà possibile premontare i commutatori a 12 vie completi dei rispettivi resistori.

tronico che emette un segnale solo quando siano contemporaneamente in atto due diversi eventi), stadio generatore di impulsi ed alimentatore. Verranno dapprima presi in considerazione i singoli elementi del circuito, allo scopo di poter meglio comprendere in seguito come essi funzionino collegati tra loro.

Il trasmettitore a raggi infrarossi è molto semplice: due porte NAND collegate ad un circuito RC producono la frequenza degli impulsi (circa 10 kHz). Questo oscillatore comanda direttamente un transistor di commutazione che eroga la corrente impulsiva necessaria per alimentare i diodi all'infrarosso LD 271.

La corrente inversa del diodo ricevente (BP 104) varia a seconda della luce incidente; questa variazione viene amplificata dal transistor T2. Il con-

IR, stadio a coincidenza (circuito elettensatore di accoppiamento da 100 nF sopprime il segnale dovuto all'illuminazione ambientale costante, in modo che soltanto la frequenza dell'oscillatore che pilota il trasmettitore possa essere successivamente elaborata. Con il TBA 4050B, il livello del segnale viene elevato a circa 12 V, per la successiva elaborazione, che avverrà nello stadio a coincidenza.

Lo stadio a coincidenza provvede ad associare opportunamente il segnale dell'oscillatore trasmittente a quello proveniente dall'uscita dello stadio ricevente. Il diagramma di figura 2 mostra l'interdipendenza tra i diversi segnali. Se il trasmettitore ed il ricevitore sono allineati tra loro, sarà possibile rilevare il segnale ricevuto al piedino 13 di IC2a. I due altri ingressi (piedini 11 e 12), collegati in parallelo, rilevano la condizione di livello logico "alto" del segnale dell'oscillatore. La durata della permanenza a questo livello viene però abbreviata da R2, R3, D1 e C2, che provocheranno anche uno sfasamento dell'impulso, in modo che, nel momento in cui arriva un segnale proveniente dall'oscillatore, il piedino 13 di IC2a rimanga sempre al livello logico "basso". Lo stato dell'uscita (piedino 10) rimarrà perciò invariato.

Se un oggetto in movimento interromperà il raggio infrarosso, verrà interrotto il flusso di segnali provenienti dal ricevitore e l'uscita del TBA 4050 rimarrà perciò costantemente a livello "alto". I segnali dell'oscillatore trasmittente, provenienti dal piedino 11 di IC1 (uscita di una porta logica che funziona da squadratore di impulsi), possono ora essere trasferiti all'uscita (piedino 10) di IC2a. Nel periodo di pausa tra due impulsi (livello "basso") si forma una specie di "finestra", che permette di rilevare la presenza di un oggetto che attraversa il raggio. La larghezza della finestra è di circa 40 µs: per questo motivo, alla frequenza di clock di 10 kHz, il tempo morto restante sarà di 60 µs. Come dimostra il seguente calcolo, questo tempo morto può essere generalmente trascurato.

Esempio: perchè un oggetto possa essere rilevato con sicurezza, quest'ultimo dovrà interrompere il raggio della barriera fotoelettrica per un tempo maggiore di 60 µs. Per poter essere localizzato con sicurezza, un oggetto lungo 2 cm dovrà perciò avere una velocità massima corrispondente a quella calcolata con la seguente formula:

$$V = \frac{2 \text{ cm}}{60 \mu\text{s}} \rightarrow V = \frac{2 \cdot 10^{-2} \text{ m}}{60 \cdot 10^{-6} \text{ S}}$$

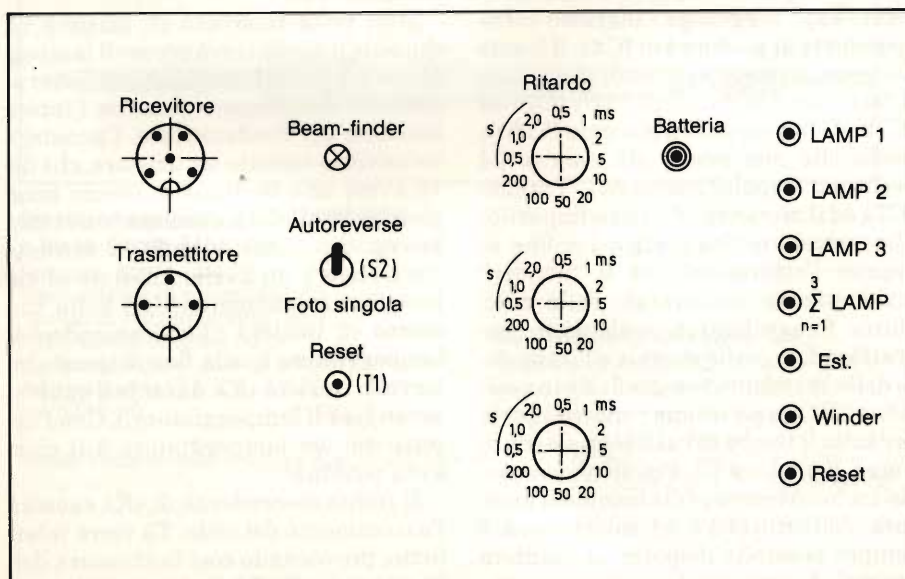


Fig. 5. Disposizione dei componenti sul pannello frontale.

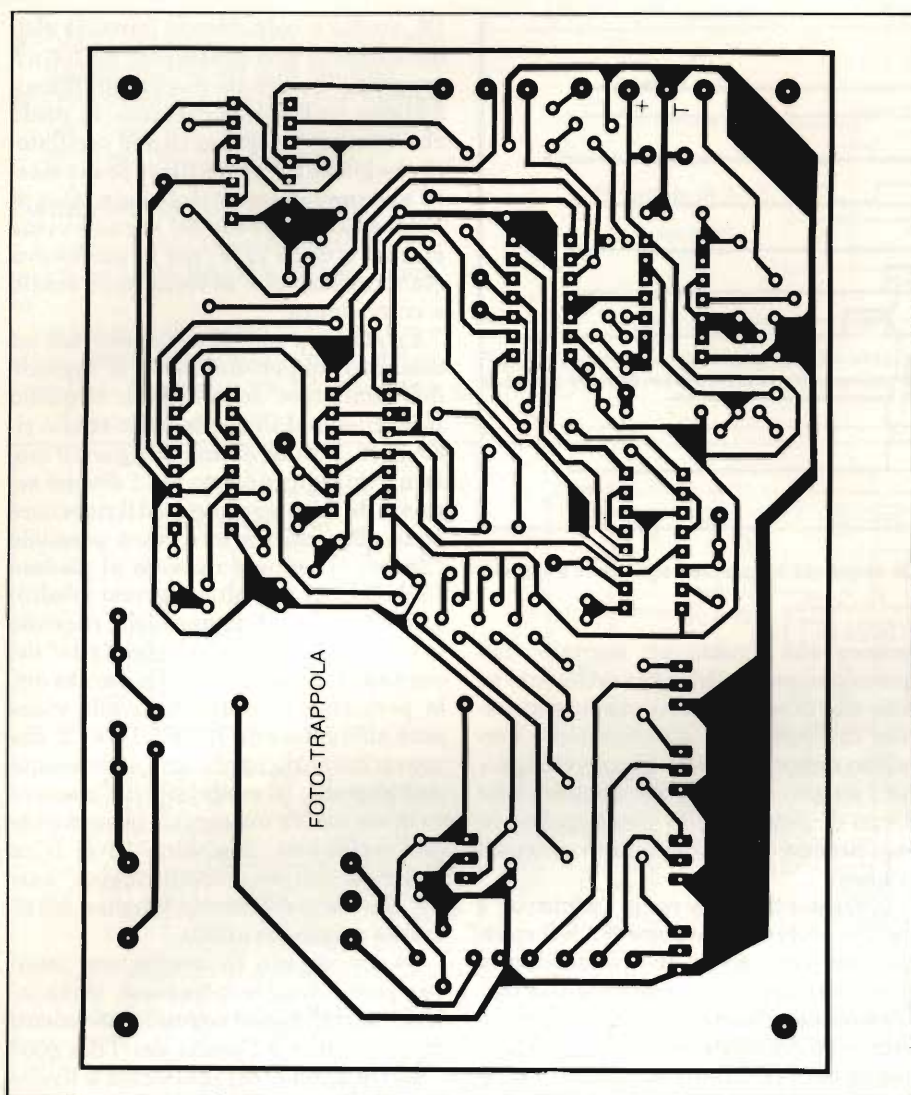


Fig. 6. Piste di rame del circuito stampato principale, che alloggia tutti i componenti escluso il ricevitore ed i comandi.

L'impulso aziona il "winder" della macchina fotografica ed il lampo

Dopo la ricezione di un segnale di scatto, lo stadio generatore di impulsi produrrà i segnali necessari all'azionamento del "winder" (dispositivo motorizzato di avanzamento e scatto della macchina fotografica) e di uno o più lampeggiatori elettronici. I lampeggiatori elettronici dovranno essere collegati ai morsetti g...k ed il "winder" al morsetto f. Tramite l'ingresso ausiliario "ext" (c) potrà essere inserito un segnale di scatto supplementare che, in corrispondenza ad una delle due posizioni di S1, potrà essere associato logicamente all'informazione proveniente dalla barriera fotoelettrica.

Lo stadio generatore di impulsi consiste principalmente di un dispositivo ciclico formato da multivibratori monostabili. Il diagramma di figura 3 mostra la successione dei diversi impulsi.

Quando un segnale di scatto proveniente dal piedino 10 di IC2 o dal morsetto "ext" raggiunge l'ingresso corrispondente al piedino 4 di IC4a, il fronte di commutazione positivo di τ_1 provoca il "set" dei flip flop (tipo "D") IC7a ed IC7b. IC7a provvede a bloccare IC2b in modo che non possa più reagire ad eventuali impulsi successivi. Tramite IC7a ed il morsetto "f", viene impartito alla macchina fotografica l'ordine di "aprire l'otturatore". Se il "winder" (azionamento motorizzato della macchina fotografica) è predisposto per scattare fotografie singole e l'otturatore della macchina fotografica è in posizione "B", quest'ultimo rimarrà aperto per tutto il tempo in cui il segnale continuerà a pilotare T3. Poichè è necessario un certo tempo per la completa apertura dell'otturatore ed inoltre non è sempre possibile disporre in maniera ottimale la barriera fotoelettrica, è stato necessario prevedere un certo "tem-

Tabella 1

Posizione del commutat.	Tempo (t) ms
1	0,5
2	1,0
3	2,0
4	5,0
5	10,0
6	20,0
7	50,0
8	100,0
9	200,0
10	500,0
11	1000
12	2000

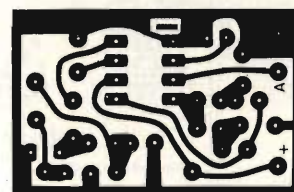


Fig. 7. Circuito stampato del ricevitore. Poichè il ricevitore dovrà essere piazzato in un luogo diverso da quello del trasmettitore, questo circuito stampato dovrà essere montato separatamente.

po di attesa", che potrà essere variato mediante SA.

Una volta trascorso τ_1 , inizierà τ_2 , durante il quale verrà acceso il lampeggiatore 1 (LAMP 1). Poichè di solito al contatto del lampo è presente l'intera tensione del condensatore, l'accensione avviene tramite un tiristore, che deve avere una tensione di blocco maggiore di 500 V. Lo spegnimento avverrà automaticamente quando la corrente raggiungerà un livello inferiore al valore di mantenimento. Una volta trascorso τ_2 , inizierà τ_3 e si accenderà il lampeggiatore 2; alla fine di questo intervallo inizierà $\tau K1$, durante il quale si accenderà il lampeggiatore 3. Con l'accensione del lampeggiatore 3 il ciclo avrà termine.

Il fronte discendente di $\tau K1$ causerà l'azzeramento del ciclo. T3 verrà interdetto, provocando così la chiusura dell'otturatore. Se S2 si trova nella posizione indicata sullo schema, dopo il re-

STAZIONE DI SALDATURA

STAZIONE ELETTRONICA DI SALDATURA MS 8000

È un nuovissimo complesso modulare di saldatura, frutto di una laboriosa ricerca d'avanguardia nel settore dell'ergonomia.

I singoli moduli che lo compongono sono assai maneggevoli, di costruzione robusta e compatta e possono essere acquistati anche singolarmente.

VERSATILITÀ

Si può collegare l'unità di regolazione della temperatura TCS 800 o TCS-D 800 direttamente al trasformatore a norme di sicurezza a 24 V SNT 80, adatto per saldatori di potenza sino a 80 W.

CARATTERISTICHE

- Eccezionale potenza (80 W/360 °C)
- Apparecchiature singole componenti la stazione, maneggevoli e compatte
- Imbuto porta saldatore in ceramica
- Visualizzazione digitale della temperatura con il modulo TCS-D 800
- Veloce tempo di riscaldamento tramite l'elemento riscaldante controllato a PTC
- Cavo di alimentazione al saldatore particolarmente resistente al calore
- Straordinaria durata delle punte e degli elementi riscaldanti

Stazione elettronica completa di modulo di regolazione di temperatura

TCS 800 (LU/3720-10)

TCS-D 800 (LU/3730-10)

LU/3720-00

LU/3730-00



Regolatore elettronico della temperatura TCS 800

Alimentazione: 24 V

Campo di regolazione della

temperatura alla punta: 150 ÷ 400 °C

Segnalazione visiva del riscaldamento

a LED rosso

LU/3720-10



Regolatore elettronico della temperatura con visualizzatore digitale TCS-D 800

Dati tecnici: come TCS 800

Indicazione della temperatura: in °C a

mezzo diodi a cristalli liquidi a 3 cifre

LU/3730-10



Trasformatore di rete ad isolamento di sicurezza SNT 80

Potenza nominale: 80 VA

Primario: 220 V 50/60 Hz

Secondario: 24 V

Classe d'isolamento: E

Lunghezza cavo d'alimentazione in

PVC: 2 m

LU/6410-00



Saldatore completo di punta tipo CD a lunga durata TE50/600

Potenza: 80 W

Temperatura di punta: 360 °C

Tempo di riscaldamento: 35 s

Peso senza cavetto: 35 g

Lunghezza cavo gomma silconica: 1,5 m

Alimentazione: 24 V

LU/3740-20

Supporto porta saldatore A09

Può essere fissato sia a destra che a

sinistra del trasformatore SNT 80.

LU/4150-30



Punte intercambiabili lunga durata ERSADUR:

602ED
LU/5002-00

602CD
LU/5004-00

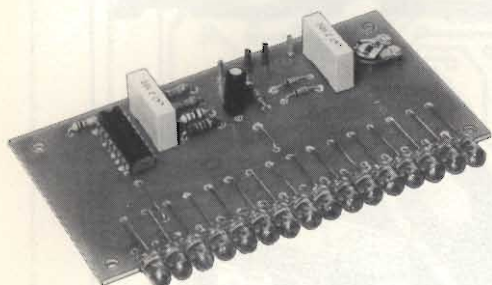
602BD
LU/5006-00

602SD
LU/5008-00

DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

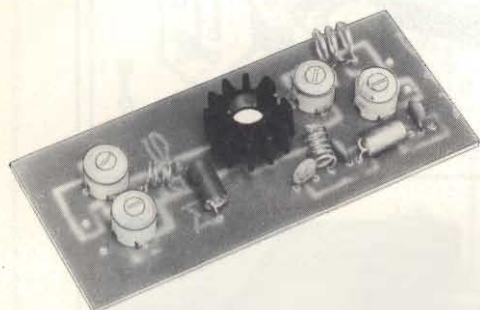
una nuova gamma di KIT al servizio dell' Hobbista.



INDICATORE DI LIVELLO A 16 LED KK625 "KAPPAKIT"

Sostituisce l'ormai sorpassato indicatore di livello ad indice dando una sensazione visiva immediata dell'intensità sonora fornita da qualsiasi impianto di amplificazione.
Alimentazione: $10 \div 14$ Vc.c.
Assorbimento: 15 mA
Sensibilità: 700 mV
SM/7105-00

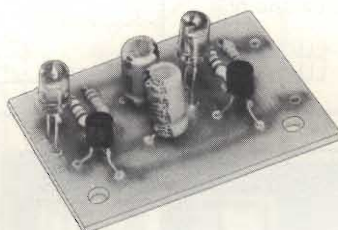
£. 22.900



AMPLIFICATORE LINEARE FM/1W KK645 "KAPPAKIT"

Amplificatore lineare per la gamma FM. Ideale per essere usato in coppia con il trasmettitore KK600.
Gamma di frequenza: $88 \div 108$ MHz
Alimentazione: $9 \div 12$ Vc.c.
Impedenza d'uscita: 50 Ω
Potenza 1 W R.F.
SM/7109-00

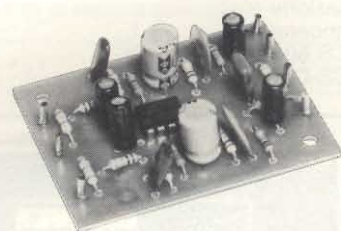
£. 10.000



LAMPEGGIATORE A LED KK680 "KAPPAKIT"

Dispositivo di estrema semplicità costruttiva con infinite possibilità di impiego. La sua caratteristica di accensione alternata tra un led e l'altro costituisce un efficace dispositivo avvisatore ed un simpatico gadget.
Alimentazione: $3 \div 6$ Vc.c.
Assorbimento: 10 mA circa
SM/7116-00

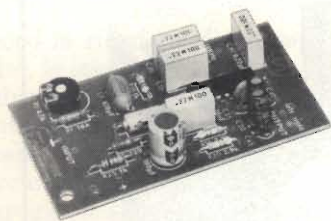
£. 3.500



PREAMPLIFICATORE STEREO EQUALIZZATO R.I.A.A. KK685 "KAPPAKIT"

Circuito che, inserito in un amplificatore sprovvisto di ingresso magnetico, permette, grazie all'amplificazione e alla dovuta equalizzazione del segnale, l'uso di un giradischi con testina magnetica.
Alimentazione: $20 \div 30$ Vc.c.
Impedenza d'ingresso: 47 k Ω
Segnale max ingresso: 15 mV
Guadagno: 40 dB circa
SM/7117-00

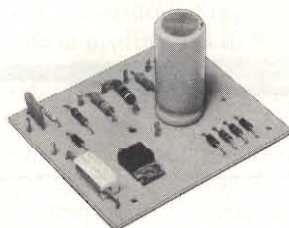
£. 10.000



DECODIFICATORE STEREO KK690 "KAPPAKIT"

Trasforma qualsiasi ricevitore FM mono in un ottimo ricevitore stereofonico. La sintonizzazione di un'emittente stereofonica è visualizzata con diodo LED.
Alimentazione: $9 \div 14$ Vc.c.
Impedenza d'ingresso: 50 k Ω
Distorsione: 0,3%
Impedenza d'uscita: 4 k Ω
Sensibilità: 50 mV MPX
SM/7118-00

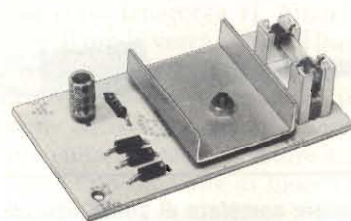
£. 13.500



CARICA BATTERIE AL Ni/Cd KK640 "KAPPAKIT"

Dispositivo utile nel campo hobbistico dove è comune l'uso di batterie di tipo ricaricabile. La ricarica avviene con corrente costante.
Alimentazione: 15 Vc.c.
Correnti di carica: 10-25-45-100-150 mA
Tensione max di carica: 15 Vc.c.
Trasformatore (non fornito): $220 \div 15$ V/5 VA
SM/7108-00

£. 19.900



RIDUTTORE DI TENSIONE DA 12 a 6-7, 5-9 Vc.c. KK675 "KAPPAKIT"

Dispositivo indispensabile per alimentare tutte quelle apparecchiature funzionanti a 6-7, 5 o 9 V tramite i 12 Vc.c. di una batteria di autovettura.
Tensione d'ingresso: 12 Vc.c.
Tensione d'uscita: 6-7, 5-9 Vc.c.
Corrente massima: 800 mA
SM/7115-00

£. 6.500

set di IC7a il circuito rimarrà pronto ad iniziare in qualunque istante un nuovo ciclo. Nella posizione "1" di S2, sarà invece necessario premere il pulsante T1 per riattivare il circuito. Questo vale anche se S2 viene portato dalla posizione 1 alla posizione 2.

Sono possibili esposizioni multiple e serie di fotogrammi

Gli impulsi τ_2 , τ_3 , τ_{K1} vengono confrontati logicamente in IC2c, ed elaborati in modo da poter azionare un lampeggiatore ad alta velocità tramite il morsetto "g". Evidentemente potrà essere collegato a questo morsetto anche un normale lampeggiatore, provvisto di regolatore dell'intensità luminosa. Poichè di solito non è possibile scattare più di 5 lampi al secondo con lo stesso lampeggiatore, dovrà essere previsto un intervallo sufficiente tra due lampi successivi.

In *tabella 1* sono elencati i tempi che si possono predisporre mediante SA, SB, SC (tre commutatori a 12 posizioni). Il cablaggio potrà essere semplificato facendo riferimento alla *figura 4*. Per collegare la macchina fotografica ed il lampeggiatore (od i lampeggiatori) alle corrispondenti prese, sarà opportuno usare gli appositi cavetti di prolunga disponibili in commercio; uno dei connettori di estremità di ciascuno di questi cavetti dovrà essere sostituito con una spina cinch. Anche il collegamento al "winder" dovrà essere fatto con un analogo cavetto. La *figura 5* mostra un possibile montaggio dei componenti sul pannello anteriore.

Esempi di utilizzazione di questo apparecchio:

1. Illuminazione multipla di un oggetto; saranno necessari i seguenti collegamenti:

- i lampeggiatori 1...3 dovranno essere collegati alle prese LAMP 1...LAMP 3;
- il contatto per il lampo della macchina fotografica dovrà essere collegato alla presa "ext";
- S1 dovrà essere aperto.

Dovrà poi essere predisposto, mediante SA, SB, SC, il ritardo di attivazione; sulla macchina fotografica dovrà essere regolato il tempo di otturazione necessario ($\tau_1 + \tau_2 + \tau_3$). Poichè l'illuminazione sarà tripla, il diaframma dovrà essere chiuso di circa uno scatto e mezzo rispetto all'apertura necessaria per il lampo singolo. Ora non rimane che mettere a fuoco la zona del probabile soggetto e premere il pulsante di "scatto": avverrà immediatamente la ripresa fotografica.

2. Riprese multiple mediante barriera fotoelettrica; dovranno essere predi-

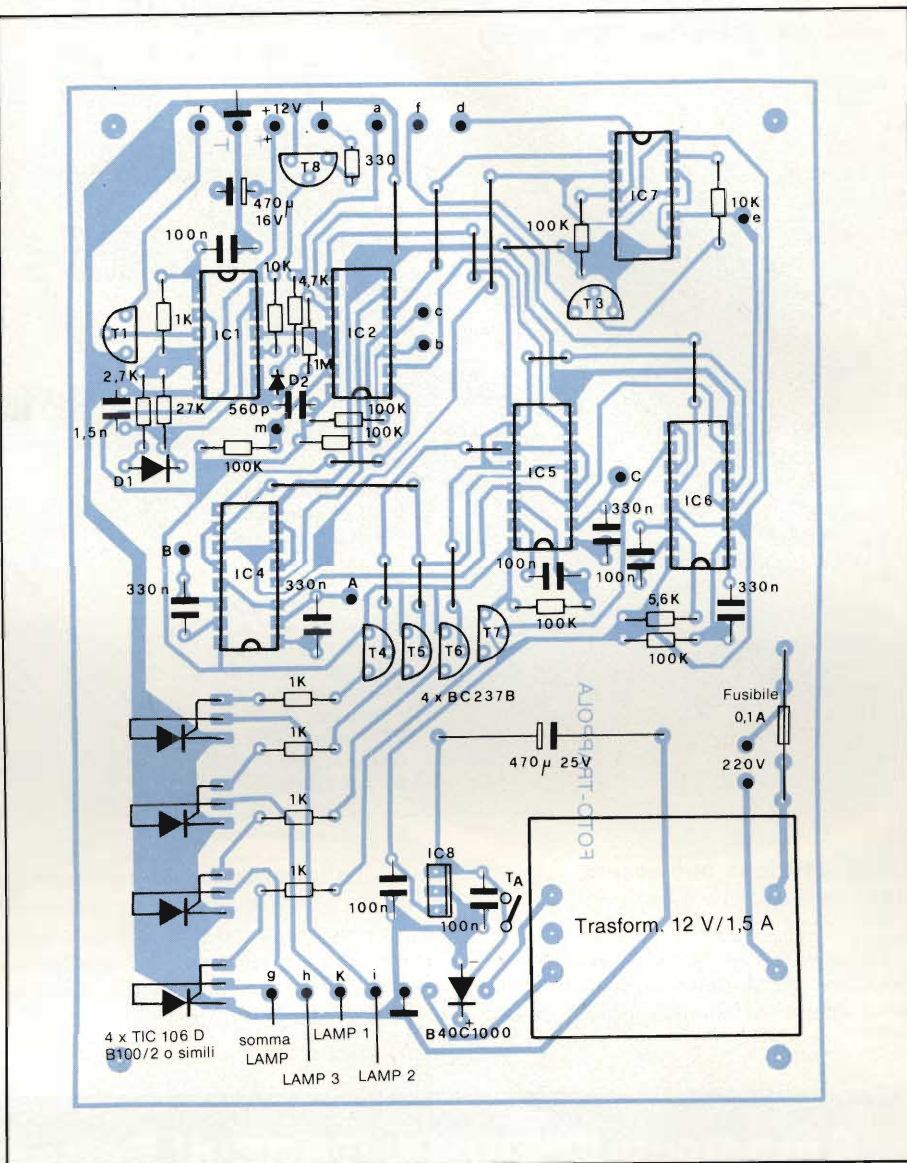


Fig. 8. Disposizione dei componenti sul circuito stampato principale. I resistori con valori non normalizzati, per esempio 5k Ω , dovranno essere realizzati mediante collegamento in parallelo di più elementi.

sposti i seguenti collegamenti:

- montare nella posizione prevista la barriera fotoelettrica, collimando il trasmettitore ed il ricevitore mediante il "beam-finder" (l'operazione sarà ultimata quando il LED si spegnerà);
- disporre i commutatori S1 ed S2 nelle posizioni indicate in *figura 1*;
- collegare alla presa fil "winder" della macchina fotografica.

Ora dovrà essere regolata la durata della ripresa, mediante SA, SB, SC, mentre il "winder" dovrà essere predisposto per il numero di foto al secondo che si vogliono scattare. Dopo che saranno state preparate per lo scatto sia la macchina fotografica che la "trappola" fotoelettrica, non resterà che attendere, per esempio, che una volpe lasci la sua tana. Con un pizzico di fortu-

na, se l'animale selvatico percorrerà il sentiero attrezzato con la barriera fotoelettrica, sarà possibile scattare un'intera serie di fotografie, che finirà soltanto con la fine del rullino, oppure con l'allontanamento dell'animale.

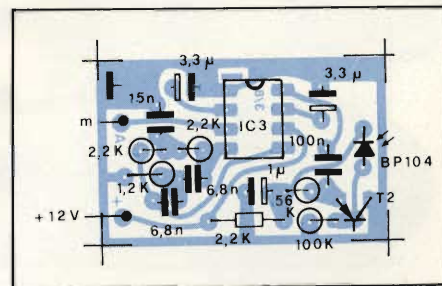


Fig. 9. Disposizione dei componenti sul c.s. del ricevitore. Alcuni resistori sono montati in posizione verticale, per motivi di risparmio di spazio

TABELLA 2 - ELENCO DEI COMPONENTI

Resistori:

1 180 Ω
 1 330 Ω
 5 1 kΩ
 1 1,2 kΩ
 3 2,2 kΩ
 1 2,7 kΩ
 1 4,7 kΩ
 3 5 kΩ
 1 5,6 kΩ
 5 10 kΩ
 3 18 kΩ
 1 27 kΩ
 3 47 kΩ
 1 56 kΩ
 10 100 kΩ
 3 180 kΩ
 3 470 kΩ
 4 1 MΩ
 3 1,8 MΩ
 3 4,7 MΩ
 6 10 MΩ
 * 2 x 10 kΩ in parallelo

Circuiti integrati:

1 7812 (IC8)
 1 4013 (IC7)
 1 4023 (IC2)
 1 4093 (IC1)
 3 4098 (IC4, 5, 6)
 1 TDA 4050B (IC3)

Semiconduttori:

6 BC 237B (T3...T8)
 1 BC 327B (T1)
 1 BC 416C oppure BC 307 (T2)
 4 TIC 106 D oppure B100/2 (triac)
 2 LD 271 (diodi IR)
 1 BP 104 (fotodiode)
 2 1N 4148
 1 LED
 1 B40 C1000

Condensatori:

1 560 pF
 1 1,5 nF
 2 6,8 nF
 1 15 nF
 6 100 nF
 7 330 nF
 1 1 μF (elettrolitico)
 2 3,3 μF (elettrolitici)
 2 470 μF (elettrolitici)

Varie:

1 Trasformatore per montaggio su c.s., 220 V/12 V, 1,5 VA
 1 Fusibile da 0,1 A
 6 Prese cinch
 1 Pulsante
 2 Deviatori unipolari
 3 Commutatori rotativi a 12 posizioni

L'alimentazione può essere dalla rete oppure a batteria

Poiché sia il circuito integrato comparatore che gli stadi monostabili hanno un punto di lavoro costante, la ten-

sione di alimentazione deve essere stabilizzata a 12 V mediante il regolatore 7812. Volendo potrà essere invece adoperata una batteria per l'alimentazione, in modo da rendere l'apparecchio indipendente dall'alimentazione di re-

te. La corrente assorbita con il circuito pronto a scattare è circa 40 mA.

Per facilitare la costruzione è stato progettato un circuito stampato (figura 6), sul quale potranno essere montati tutti i componenti, compreso l'alimentatore di rete. Soltanto il ricevitore, che dovrà essere piazzato in una posizione diversa da quella del trasmettitore, verrà montato su un circuito stampato separato (figura 7). I diodi emettitori di raggi infrarossi ed i relativi resistori di caduta non saranno montati su un circuito stampato. In figura 8 è illustrata la disposizione dei componenti sul circuito stampato principale, ed in figura 9 quella sulla parte ricevente. Se l'apparecchio sarà alimentato a batteria, non sarà necessario montare i componenti relativi all'alimentatore di rete. Prevedendo l'impiego di entrambi i tipi di alimentazione, sarà opportuno montare una presa jack provvista dell'interruttore TA, che avrà il compito di escludere l'alimentatore di rete: per il collegamento di questo interruttore dovrà essere interrotta una delle piste di rame dell'alimentazione. In Tabella 2 sono elencati i componenti necessari per la costruzione di questo circuito.

È in edicola SPERIMENTARE di Settembre

... un numero favoloso su cui troverete ...



- IMPIEGO PRATICO DELL'EX 209
- SINTESI VOCALE "MADE IN ITALY"
- GREAT GT-413
- COLLEGATE TRA DI LORO DUE ZX81
- FADER AUTOMATICO
- MINISINTONIZZATORE FM

e inoltre ... "Speciale SINCLUB n. 6"

ALTOPARLANTI

RCF

qualità, robustezza,
perfezione



studio successo PA19



1949-1979



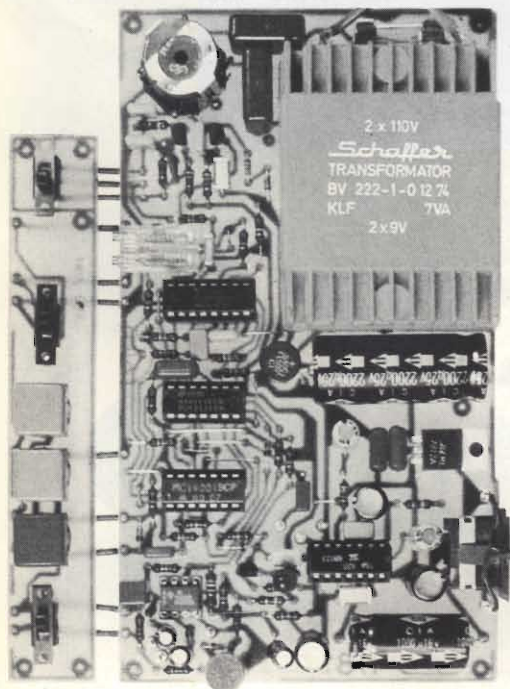
42029 S. Maurizio (Reggio Emilia) via G. Notari, 1/A - tel. (0522) 40141
commissionario generale per l'estero: Jori s.p.a. - 42100 Reggio Emilia piazza Vittoria, 1 - tel. (0522) 485245 - telex 530337 Jorire I

INTERFONO AD ONDE CONVOGLIATE A DUE CANALI

di Winfried Knobloch, Hans Wollner

Questo circuito permette di realizzare un sistema interfonico ad onde radio di bassa frequenza (onde lunghe) convogliate lungo i conduttori della tensione di rete e modulate in frequenza con il sistema PLL (Phase Locked Loop). La portata del collegamento è limitata all'ambito di uno stesso appartamento o di uno stesso edificio, purchè le due stazioni siano collegate allo stesso trasformatore di cabina. Il vantaggio di questo apparecchio consiste nel fatto che sono disponibili due canali di frequenza commutabili a volontà.

Il circuito di questo apparecchio interfonico è abbastanza complesso e permette la conversazione bilaterale, la sorveglianza di un locale (per esempio la stanza dove dorme un bambino) oppure la trasmissione di musica. Quando l'apparecchio viene acceso, è automaticamente predisposto in ricezione; le brevi interruzioni della tensione di rete vengono ignorate. Sono previsti anche un dispositivo di chiamata, uno stadio finale da 2 W con regolatore del volume, un microfono a condensatore di elettret e una presa per segnali di modulazione esterni che potrà essere adoperata per trasmettere segnali audio provenienti da un giradischi, da un registratore, eccetera.



DATI TECNICI

Tipo di trasmissione: Mezzo di trasmissione:	Modulazione di frequenza Rete elettrica a 220 V (è possibile l'uso dell'interfono senza collegamento al filo di fase, vedi testo)
Tensione di alimentazione: Corrente assorbita: In ricezione: In trasmissione:	+12 V stabilizzati In standby: 20 mA 50 mA (volume medio) mass. 80 mA
Risposta in audiofrequenza (-3 dB), dall'ingresso trasmettitore all'altoparlante del ricevitore: Livello alla presa registrat.: Nota di chiamata: Amplificatore audio: Rapporto S/R:	Pres. registrat.: 20 Hz...12 kHz; con microfono collegato: 20 Hz...10 kHz 100 mVeff Circa 900 Hz Mass. 2 W 40 dB
Campo di variaz. della frequenza portante: Canali: Canale 1 (P1): Canale 2 (P2): Deviazione di frequenza: Sensibilità RF:	160 kHz...260 kHz Due (a scelta entro la banda ammessa) Circa 160...220 kHz Circa 200...260 kHz Mass. 12 kHz A scelta, 100 mVeff (tipica) o 10 mVeff (con preamplificatore)
Frequenza di ricezione:	Con la regolazione di un trimmer soltanto sulla seconda stazione, la prima stazione si accorda automaticamente con il ricevitore ed il trasmettitore della seconda stazione
Taratura:	Con potenziometro trimmer (la taratura può essere controllata otticamente ed acusticamente)
Controlli funzionali: Potenza di trasmissione:	Costanti, mediante LED (vedi testo) 5 mW su 20 Ω

Descrizione dello schema

Lo schema a blocchi di figura 1 permette di comprendere facilmente il funzionamento dell'apparecchio. Per trasmettere saranno necessari: un microfono, un preamplificatore (combinato con il generatore del segnale di chiamata), l'oscillatore ed il modulatore FM ed infine il circuito di accoppiamento del segnale alla rete elettrica; quest'ultimo è in comune con il circuito di ricezione. Per il circuito ricevente sa-

ranno necessari (oltre all'accoppiatore con la rete): un preamplificatore di alta frequenza munito di commutatore di sensibilità, un demodulatore FM, un circuito antidisturbo, un amplificatore audio ed un altoparlante. Buona parte di questo complesso circuito è contenuta in un chip integrato (il circuito PLL 4046), che contiene l'oscillatore di trasmissione e ricezione nonché il modulatore ed il demodulatore FM. Un solo resistore esterno permetterà di regolare il circuito per la frequenza desidera-

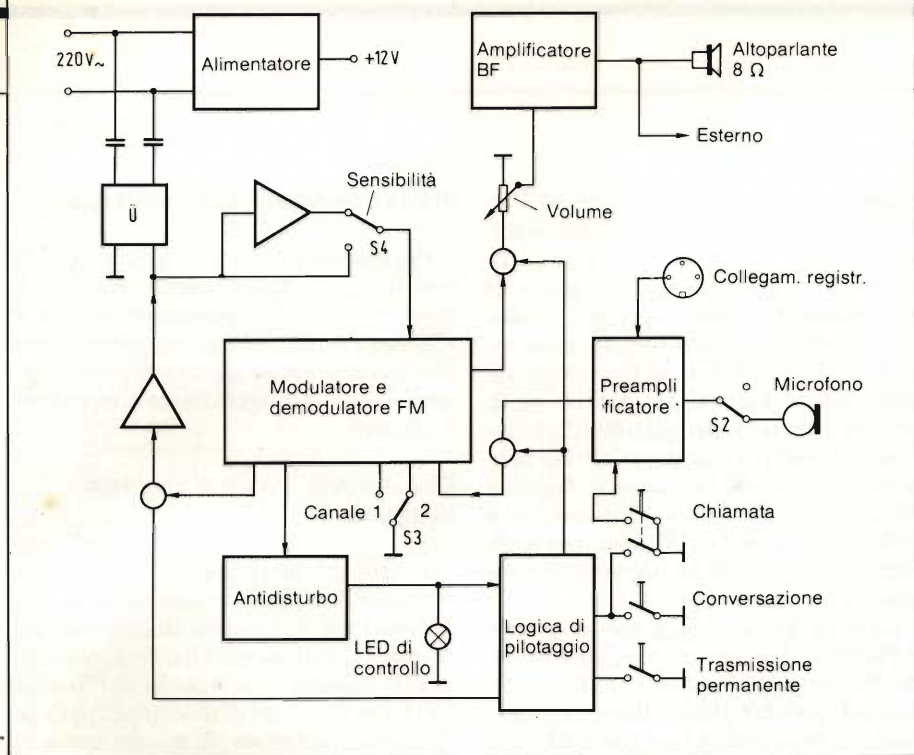


Fig. 1. Schema a blocchi che chiarisce il funzionamento dell'interfono.

ta. I simboli a forma di cerchio disegnati in figura 1 sono "interruttori" elettronici che incanalano i segnali sul giusto percorso. Questi "interruttori" non sono altro che resistori a valore ohmico pilotato: quando l'ingresso di pilotaggio è a livello logico "0", la resistenza è di alcuni megaohm mentre, quando il livello d'ingresso è "1", essi hanno una resistenza di poche centinaia di ohm.

Dato il sistema di trasmissione dei segnali, il circuito dovrà essere necessariamente alimentato dalla tensione di rete.

Possibilità della tecnica PLL

PLL significa "Phase Locked Loop", ossia "anello ad aggancio di fase". Il

funzionamento di questo circuito può essere spiegato (in termini molto semplici) nel seguente modo: Un VCO (Voltage Controlled Oscillator = Oscillatore pilotato in tensione) viene pilotato, tramite un comparatore di fase, in modo che possa agganciarsi esattamente alla frequenza del segnale d'ingresso. Questo processo segue tutte le variazioni della frequenza del segnale, e sarà perciò possibile ottenere all'uscita il segnale di bassa frequenza demodulato; sarà inoltre facile modulare in frequenza il trasmettitore. La figura 2 mostra i due circuiti fondamentali dai quali è composto l'interfono.

Per la descrizione del funzionamento è opportuno seguire il percorso del se-

gnale, iniziando dalla sezione trasmettente. Nel momento in cui viene collegata la tensione di alimentazione all'apparecchio, il flip flop RS disegnato in basso a destra sullo schema di figura 3 viene predisposto in ricezione, tramite R14 e C16 che mantengono, per un certo tempo, il piedino 2 a livello "0". Premendo il tasto "conversazione", il flip flop cambierà stato ed il piedino 3 assumerà il livello "1", aprendo la via al segnale di modulazione proveniente dal microfono, tramite il preamplificatore - miscelatore IC3 e l'"interruttore" elettronico facente capo ai piedini 7 ed 8 di IC5 (livello "1" al piedino 6).

Il piedino 9 di IC6 è l'ingresso dell'oscillatore pilotato in tensione, attraverso il quale entrerà il segnale di modulazione. Il commutatore S2 serve ad interrompere il collegamento al microfono: R13 sopprime il "clic" di commutazione. Vicino a questo commutatore è disegnato il tasto bipolare di chiamata che, analogamente al tasto di conversazione, provoca la commutazione del flip flop e collega contemporaneamente a massa C13. In questo modo, IC13 diventa un generatore di nota che produce il segnale acustico di chiamata.

Il resistore R4 è stato previsto allo scopo di evitare il sovrapiantaggio del modulatore.

E' ora opportuno prendere in considerazione il percorso del segnale di alta frequenza. T2 viene pilotato dal segnale di uscita del piedino 4 di IC6, in quanto l'"interruttore" elettronico facente capo ai piedini 1 e 2 presenta ora una resistenza elevata (grazie al livello logico "0" presente al piedino 13), eliminando in tal modo il cortocircuito con il

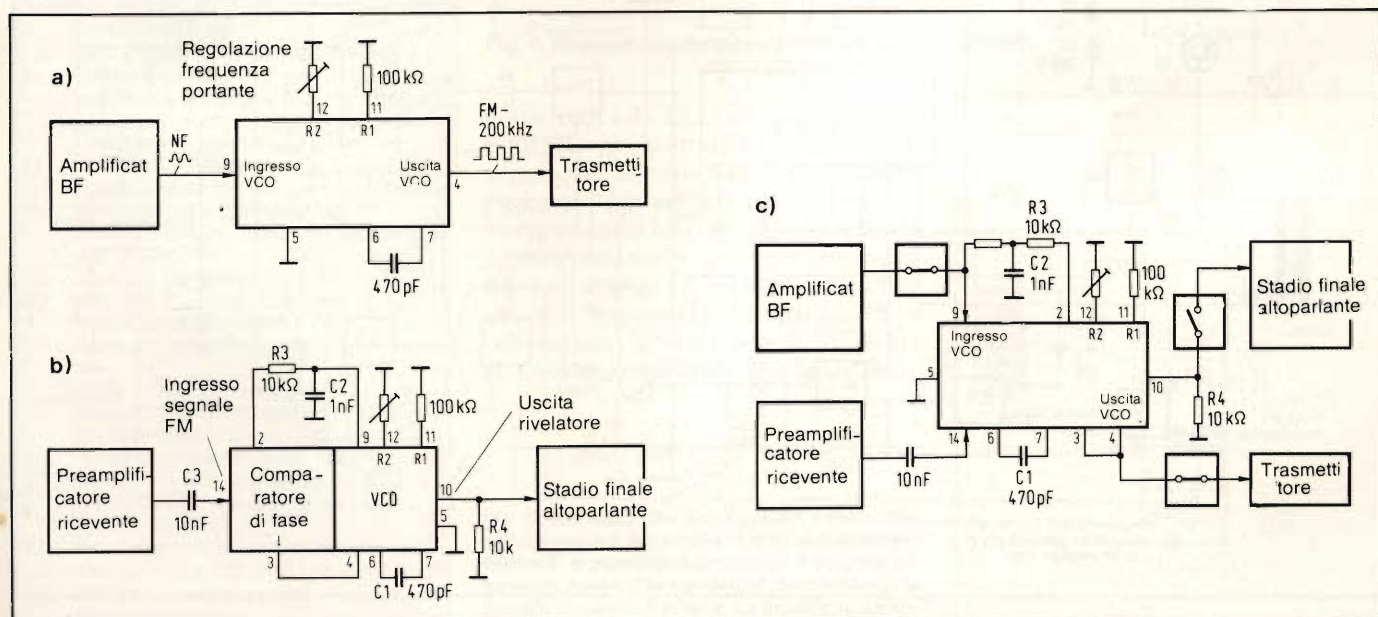


Fig. 2. Dal circuito base del trasmettitore (a) e del ricevitore (b), deriva il "ricetrasmittitore" completo (c).

conduttore di alimentazione positivo (T2 è un transistor PNP). Una tensione ad alta frequenza (tensione piccola ≤ 1) raggiungerà in questo modo i conduttori di rete, tramite il trasformatore accordato di accoppiamento ed i due condensatori di isolamento di elevata capacità C28 e C29. Il circuito di accoppiamento, necessario per il funzionamento del circuito integrato PLL, è collegato al piedino 9 di IC6, tramite R22, C18 ed R23. Quando, durante il funzionamento, tutto è a punto, si accenderà il LED di controllo dell'altra stazione.

D8 e D9 sopprimono i picchi di tensione che hanno origine nella rete elettrica.

Il trasformatore di accoppiamento alla rete e C25 formano un circuito oscillante a larga banda. Nella maggior parte dei casi, la sua tensione di uscita sarà sufficiente a pilotare IC6, tramite R28 e C22. IC6 demodula il segnale FM e mette a disposizione il se-

gnale audio rivelato al piedino 10. Poiché ora il flip flop è nuovamente resettato (livello "1" al piedino 4), risulta aperta al segnale la via che porta al regolatore di volume, perché è chiuso l'"interruttore" elettronico facente capo ai piedini 3 e 4. La quota del segnale prelevata al cursore del regolatore di volume perverrà poi all'amplificatore audio di potenza IC2; quest'ultimo pilota l'altoparlante. Nel caso si desideri ricevere un programma musicale, sarà opportuno collegare la presa per altoparlante esterno ad un impianto amplificatore di buona qualità.

La sensibilità di IC6 non è sempre sufficiente: per questo motivo è previsto T3, collegato a base comune, allo scopo di preamplificare il segnale ricevuto. Il preamplificatore viene attivato mediante il commutatore S4.

Durante la ricezione, il percorso del segnale di trasmissione è cortocircuitato dall'"interruttore" elettronico collegato tra i piedini 1 e 2.

Predisposizione della frequenza

Per questo scopo è necessario un solo resistore, che nel presente schema è suddiviso nei due potenziometri P1 e P2, che permettono di regolare le due diverse frequenze di trasmissione. E' anche possibile aggiungere altri canali a piacere.

Circuito antirumore e controllo di aggancio

Il circuito integrato PLL oscilla in continuità e perciò viene emessa una successione di impulsi dall'uscita del piedino 1, dall'uscita 2 del comparatore di fase (piedino 13), nonché dall'uscita 1 del comparatore di fase (piedino 2): la relazione reciproca di queste serie di impulsi segnala se il circuito PLL è o meno agganciato. Questo fenomeno può essere utilizzato anche allo scopo di permettere la riduzione del rumore, mediante un circuito formato da due

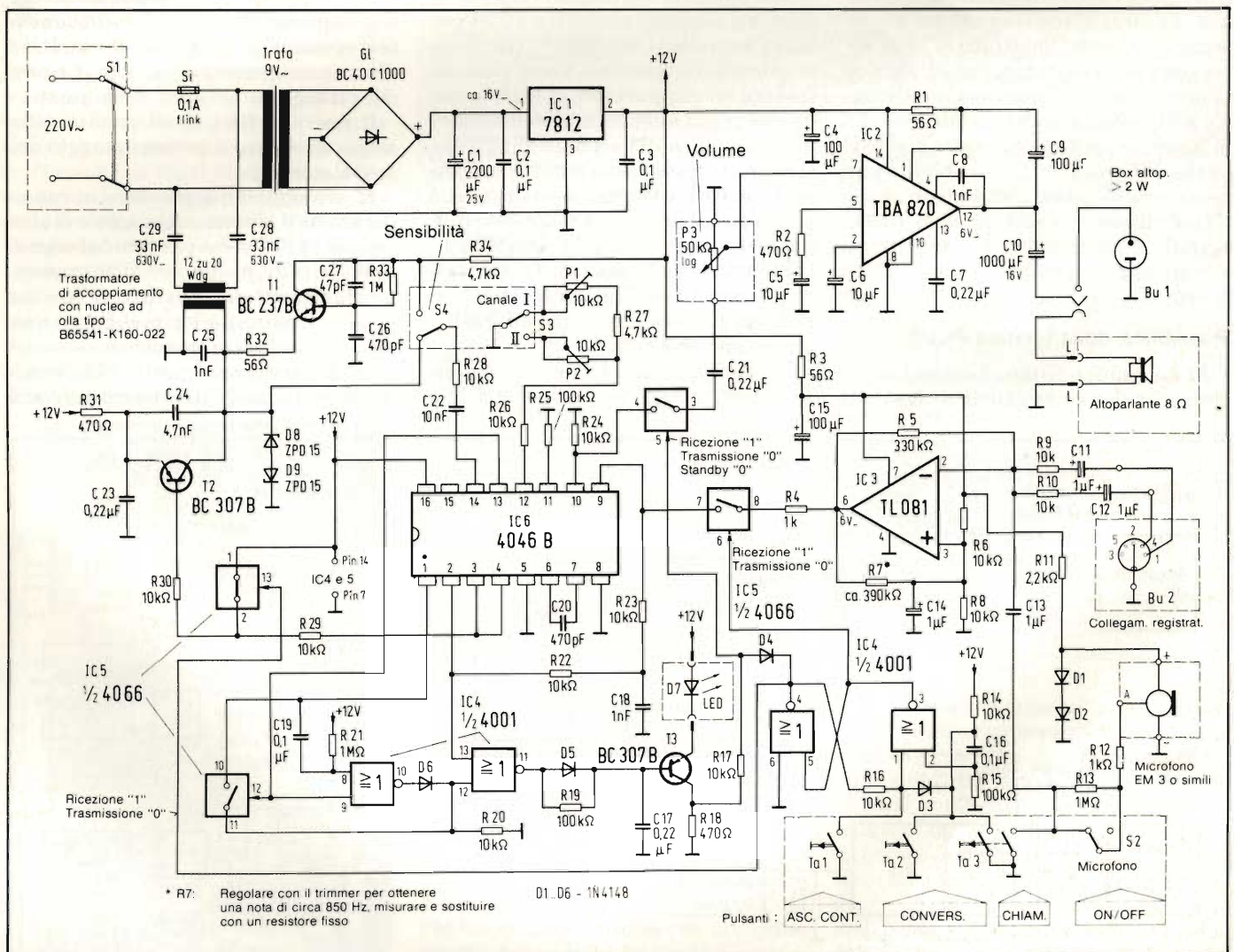


Fig. 3. Schema elettrico dell'interfono ad onde convogliate: è possibile, tra l'altro, collegare all'uscita un box di altoparlanti; all'ingresso è possibile collegare una sorgente esterna di segnale.

ELENCO DEI COMPONENTI

Semiconduttori

- IC1 7812 - Regolatore di tensione (1 A, contenitore TO-220)
- IC2 TBA 820 - Amplificatore bassa frequenza, 2 W
- IC3 TL 081 - Amplificatore operazionale
- IC4 4001 (CMOS)
- IC5 4066 (CMOS)
- IC6 4046 (CMOS)
- 6 Diodi 1N 4148 (D1...D6)
- 1 LED (rosso) (D7)
- 2 Diodi zener ZPD 15 (D8 e D9)
- 1 Raddrizzatore B40 C1000
- 1 Transistore BC 237B (T1)
- 2 Transistori BC 307B (T2 e T3)

Resistori, 0,25 W

- 3 56 Ω
- 3 470 Ω
- 2 1 kΩ
- 1 2,2 kΩ
- 2 4,7 kΩ
- 15 10 kΩ
- 3 100 kΩ
- 1 330 kΩ
- 1 390 kΩ*
- 3 1 MΩ

Trimmer multigiri, 10 kΩ

- 1 Potenziometro rotativo, 50 kΩ, log. * R7, vedi Fig. 3

Condensatori, minimo 16 V

- 1 47 pF
- 2 470 pF
- 3 1 nF
- 1 4,7 nF
- 1 10 nF
- 2 33 nF/630 V
- 4 0,1 μF
- 4 0,22 μF
- 1 1 μF

Condensatori elettrolitici, min. 16 V

- 3 1 μF (montaggio verticale)
- 2 10 μF (montaggio verticale)
- 3 100 μF (montaggio verticale)
- 1 1000 μF (montaggio orizz.)
- 1 2200 μF (montaggio orizz.)

Varie

- 5 Zoccoli per c.i. (vedi disposizione dei componenti)
- 1 Cordone di rete (con o senza contatto di terra - vedi testo)
- 1 Portafusibile per c.s.
- 1 Fusibile 0,1 A/rapido
- 1 Trasformatore di rete 2 x 9 V/7 VA
- 1 Nucleo ad olla, Siemens N0: B65541 - K160 - A022, con rocchetto a due sezioni
- 12 spire filo Cu smalt. Ø 0,5 mm
- 20 spire filo Cu smalt. Ø 0,5 mm
- 1 Altoparlante, almeno 0,2 W, 8 Ω
- 1 Presa per altoparl. suppl., con interruttore
- 1 Capsula microfonica elettretre
- 1 Presa DIN a 5 poli, 180 gradi (ingresso registratore)
- 3 Pulsanti a contatto (vedi testo)
- 3 Deviatori a slitta miniatura
- 1 Interruttore di rete bipolare (non indispensabile)
- 1 Astuccio in plastica, dimensioni almeno 160 x 100 x 35 mm (vedi testo)
- 10 Piedini a saldare per c.s.
- 1 Circuito stampato

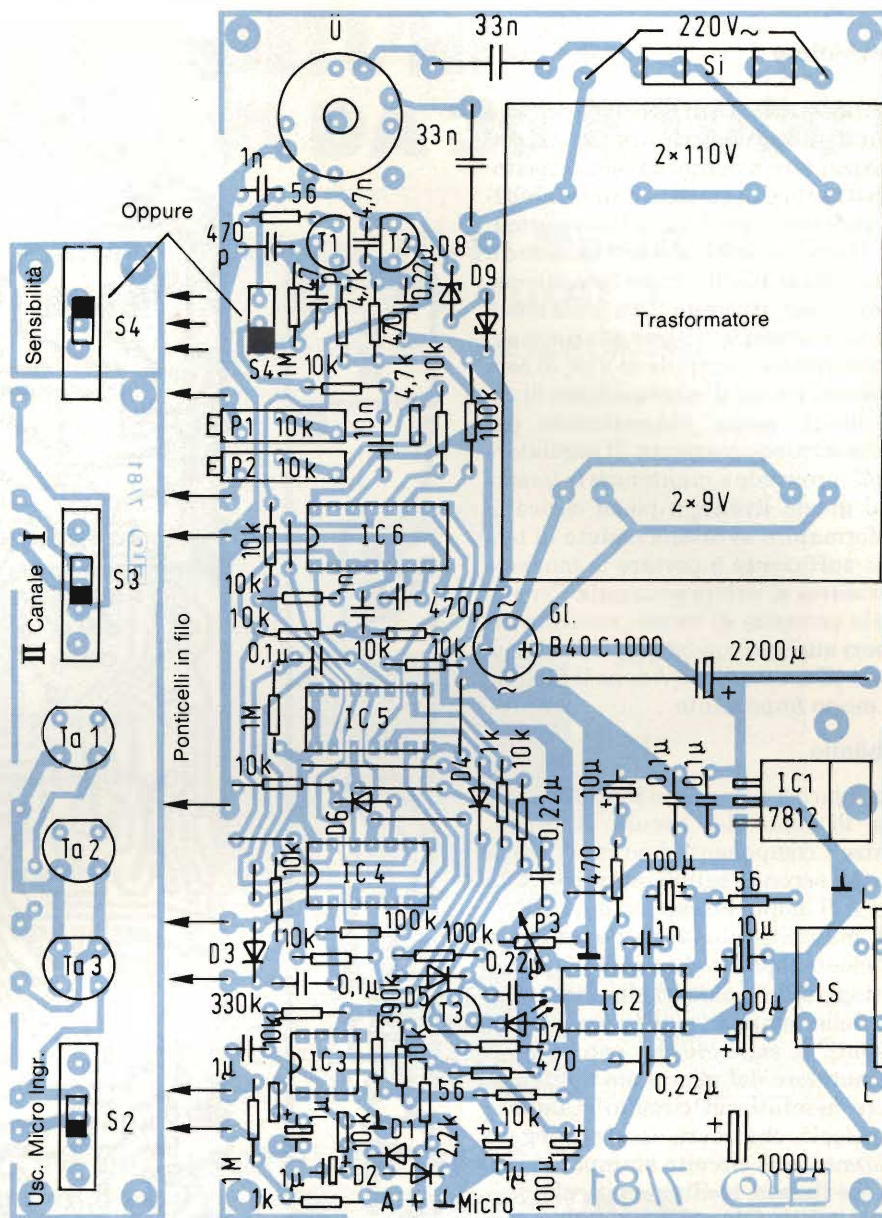


Fig. 4. Disposizione dei componenti sui circuiti stampati.

porte NOR e da T3, che è un transistore PNP il quale, tramite R17, apre il passaggio del segnale audio verso l'altoparlante. Contemporaneamente si accende anche il LED D7. Poiché il PLL è agganciato anche in trasmissione, il flip flop manda all'ingresso di pilotaggio dell'"interruttore" elettronico 3 - 4 un segnale "0" in modo da impedire che avvenga una reazione acustica.

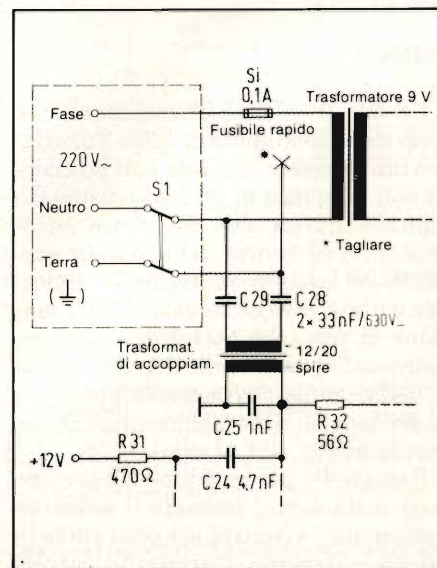


Fig. 5. Nel caso che il conduttore neutro non sia collegato a terra nella rete di distribuzione elettrica, è possibile trasmettere il segnale attraverso questi due conduttori, aumentando la portata di comunicazione. Le modifiche da apportare al circuito sono chiaramente illustrate nella figura.

Alimentatore

L'alimentatore è di tipo normale ed è formato dal trasformatore di rete, dal raddrizzatore a ponte, dal condensatore elettrolitico di carico e dallo stabilizzatore di tensione. Poiché il trasformatore di rete ha una caduta di tensione a pieno carico piuttosto elevata, in assenza di segnale audio è possibile misurare una tensione al secondario maggiore di quella nominale (9 V) e, di conseguenza, anche il condensatore di carico dovrà essere dimensionato per questa tensione massima. Il regolatore "7812" provvede a mantenere la tensione al giusto livello; a pieno carico, il trasformatore avrà una caduta di tensione sufficiente a portare la tensione secondaria al valore nominale. Per evitare la presenza di ronzio, saranno necessari ulteriori condensatori di livellamento (C4, C9 e C15). Anche il fusibile F è molto importante.

Mobiletto

In figura 5 è riportato il profilo delle piste di rame dei circuiti stampati, mentre i componenti dovranno essere montati secondo le indicazioni della figura 4. Il mobiletto esterno dovrà essere di materiale plastico e dovrà avere sufficiente spazio disponibile per il montaggio dei pulsanti, dei commutatori, delle lampade e delle prese. I tre pulsanti, il selettore dei canali ed il commutatore del microfono dovranno essere montati sul circuito stampato più piccolo, che dovrà essere collegato stabilmente al circuito stampato principale e fissato, mediante viti, alla faccia superiore del mobiletto. Sull'astuccio dovranno essere praticati due fori che permettano la regolazione dall'esterno dei trimmer di taratura dei canali P1 e P2.

Taratura

Le due frequenze di emissione che sono rispettivamente di 190 e 220 kHz, dovranno essere regolate con precisione con l'impiego di un frequenzimetro digitale: queste due frequenze corrispondono al centro della banda passante del circuito oscillante di uscita. Per evitare pericoli dovuti all'alta tensione di rete (che potrebbero danneggiare sia l'operatore che il frequenzimetro), il segnale dovrà essere prelevato al secondario del trasformatore di accoppiamento, cioè ai capi di C25.

Ruotare P1 per un terzo e P2 per due terzi della corsa, premere il pulsante "chiamata" e controllare cosa succede all'altra stazione. Durante la regola-

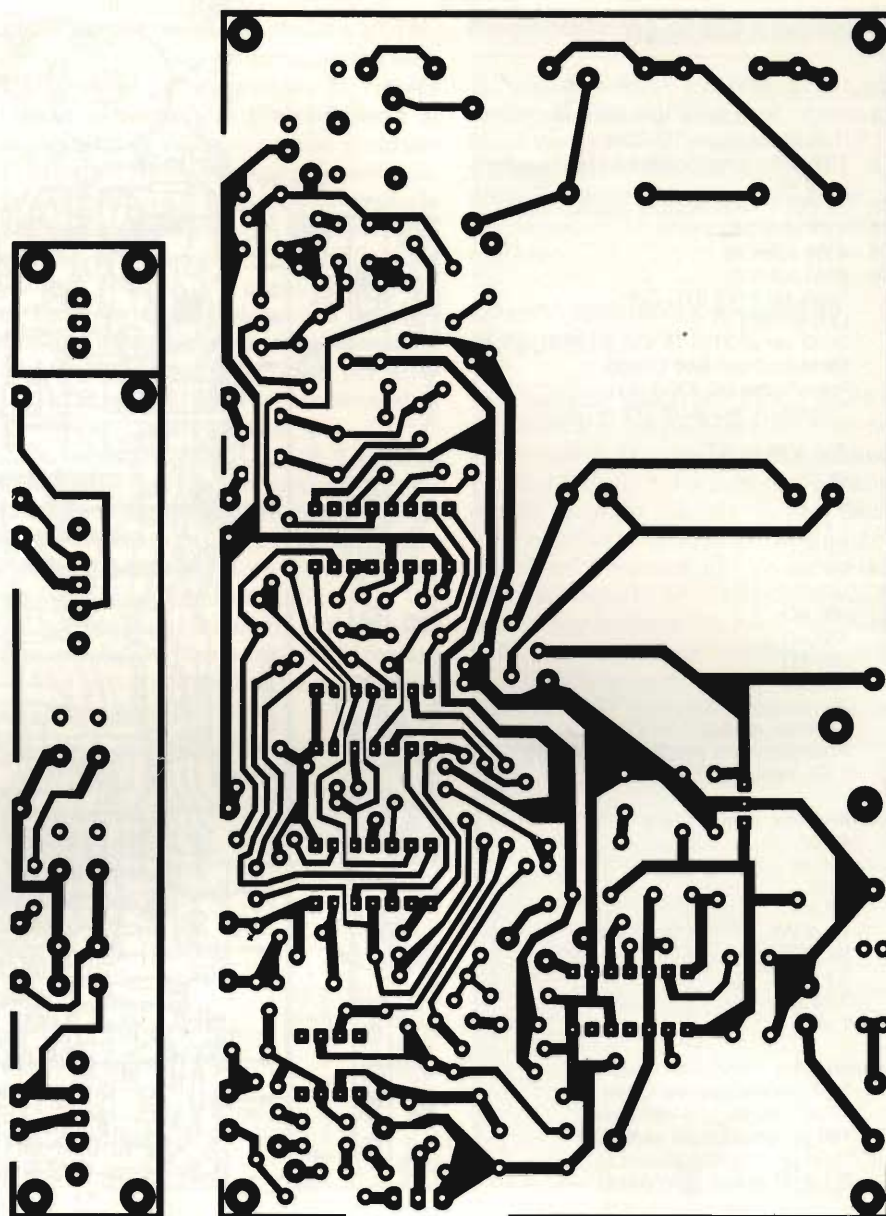


Fig. 6. Piste di rame dei circuiti stampati.

zione di P1 e P2 sulla seconda stazione, fare in modo che il LED rimanga acceso in maniera costante e le distorsioni vengano ridotte al minimo: le due stazioni saranno così perfettamente sintonizzate a vicenda. La presenza di altre stazioni di questo genere nel medesimo circuito di rete potrebbe disturbare le comunicazioni: in questo caso sarà opportuno variare, entro certi limiti, le frequenze. Comunque, con questo siste-

ma non è affatto garantito il segreto della comunicazione.

Desiderando aumentare la portata, ciò sarà talvolta possibile con il sistema di figura 5.

Azionamento dell'interfono

I comandi "chiamata" e "conversazione" indicano chiaramente la loro funzione, ed altrettanto vale per i diversi commutatori e LED. Il pulsante "collegamento fisso" serve all'ascolto permanente del segnale dell'altra stazione: questo pulsante viene sbloccato elettronicamente dalla pressione del tasto di conversazione o di chiamata.



NOVITA' 1983

PER GLI AMANTI DELL'HI-FI SISTEMI MODULARI DA 30 A 1000 W

Questo libro si rivolge in modo particolare a coloro che vogliono costruire dei sistemi Hi-Fi di eccellenti prestazioni, utilizzando i moduli ibridi della famosa casa inglese ILP.

Sono moduli costruiti secondo le più avanzate tecnologie del momento con caratteristiche eccezionali come: bassa distorsione, elevato rapporto segnale-disturbo, ampia larghezza di banda. Oltre a ciò, sono praticamente indistruttibili.

Gli esaurienti esempi e gli schemi applicativi descritti nel libro offrono tutte le realizzazioni pratiche possibili, partendo dal piccolo 30 W fino al "mostro" di quasi 1000 W.

Per chi possiede un impianto Hi-Fi ILP, troverà di sicuro interesse la parte riguardante i moduli: mixer mono e stereo, a 4-5 e 8 canali, VU meter mono e stereo, e il preamplificatore quadrifonico, tutti perfettamente compatibili con gli amplificatori di potenza.

I circuiti presentati in questo libro sono corredati da numerose applicazioni pratiche per realizzare, in breve tempo e con poche saldature, svariati sistemi audio, apprezzabili anche dagli audiofili più esigenti.

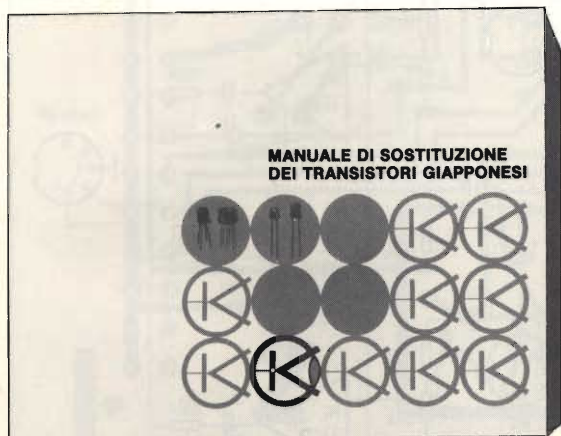
Sistemi HI-FI Modulari da 30 a 1000 W

REALIZZAZIONI PRATICHE CON I MODULI ILP



L. 6.000
(abb. L. 5.400)
Cod. 6016

**A CHI ACQUISTA IL LIBRO VIENE OFFERTO IN OMAGGIO
IL MANUALE DI SOSTITUZIONE DEI TRANSISTORI GIAPPONESI.
DEL VALORE DI L. 5.000.**



Tagliando ordine libri da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (Mi)

SE-9/83

Nome Cognome _____

Indirizzo _____

Cap. _____ Città _____

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende) _____

Inviatemi i seguenti libri:

Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione

Allego assegno n° di L.
(in questo caso la spedizione è gratuita)

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

Non abbonato Abbonato

N.B. È possibile effettuare versamenti anche sul ccp n° 315275 intestato a JCE via dei Lavoratori, 124 20092 Cinisello B. In questo caso specificare nell'apposito spazio sul modulo di ccp la causale del versamento e non inviare questo tagliando.

SONORIZZAZIONE AUTOMATICA DEI FILM

Ulrich Huellenhagen - Seconda parte

Nella prima parte di questo articolo sono stati descritti 4 importanti circuiti: l'alimentatore, il contatore, il display con i preselettori e la sezione logica. Mancano ancora due gruppi funzionali. Essi verranno descritti in questa seconda parte ed infine verranno dati alcuni consigli per la costruzione. Con l'apparecchio completo potranno essere facilmente sonorizzati film e videonastri.

Disposizione dei tasti

La tastiera potrà essere montata secondo i propri gusti e le proprie necessità: allo scopo è stato previsto un circuito stampato per i diversi collegamenti; anche in questo caso sarà necessario eseguire con attenzione i collegamenti al connettore (vedi tabella delle connessioni), per evitare la possibilità di eseguire un cablaggio errato.

Miscelazione dei due segnali di bassa frequenza

Nel gruppo di bassa frequenza vengono miscelati i due segnali stereo provenienti dai registratori a cassetta, utilizzando il circuito di figura 5: l'uscita è comune per i due segnali (uscita BF). L'uscita di ciascun canale stereo viene pilotata da due circuiti integrati MC 3340 (uno per ciascuna sorgente di segnale), che hanno un ingresso a pilotaggio analogico (piedino 2) per il segnale di bassa frequenza (piedino 1). La tensione analogica di pilotaggio ha la possibilità di aumentare o diminuire con maggiore o minore velocità: il volume audio seguirà fedelmente queste variazioni. Gli stadi a transistori che precedono i quattro circuiti integrati di miscelazione fanno aumentare e rispettivamente diminuire la tensione di pilotaggio; la velocità di variazione di questa tensione viene determinata mediante condensatori inseribili a volontà con un commutatore. I condensatori di basso valore causeranno una dissolvenza veloce e quelli di valore maggiore una dissolvenza più lenta.

Nel caso normale saranno necessari solo due commutatori a 4 vie (Tempi 1...4), in modo da avere a disposizione quattro tempi diversi. E' anche possibile la combinazione binaria di 4 interruttori, con la possibilità di ottenere 16

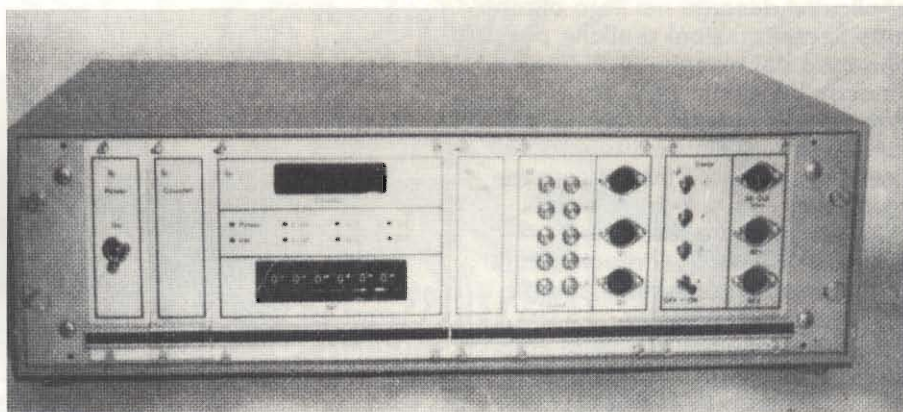


Foto 1. Apparecchio completamente montato nel mobile da 19 pollici. Grazie al montaggio di tutti i moduli su schede tipo Europa, viene ottenuta una suddivisione funzionale dei componenti dell'apparecchio.

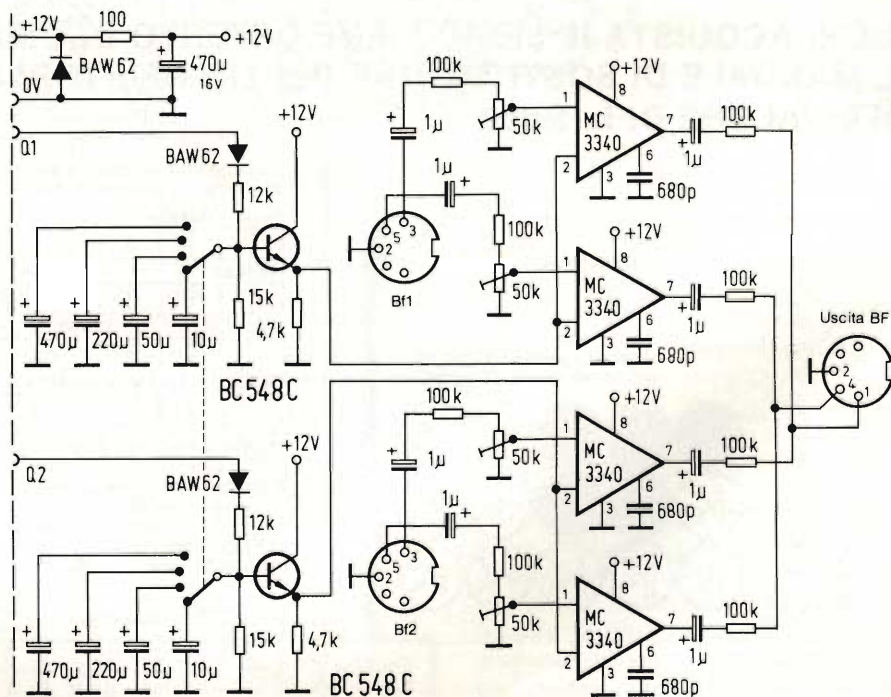


Fig. 5 - Unità di dissolvenza. I segnali provenienti dai registratori a cassetta verranno trasferiti all'uscita a seconda del livello di pilotaggio agli ingressi Q e della posizione dei commutatori.

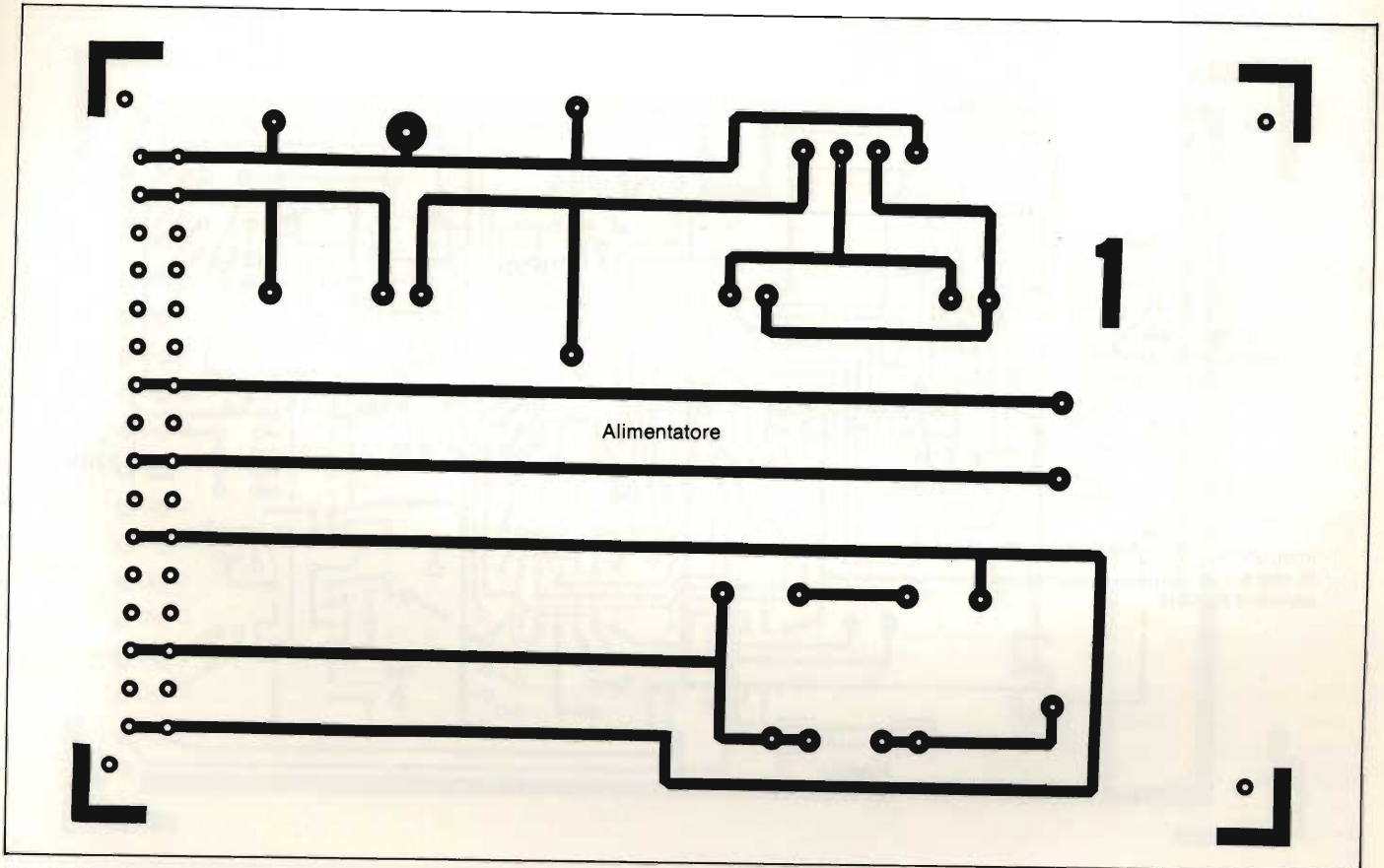


Fig. 6. Circuito stampato dell'alimentatore. Tutte le schede hanno il formato Europa

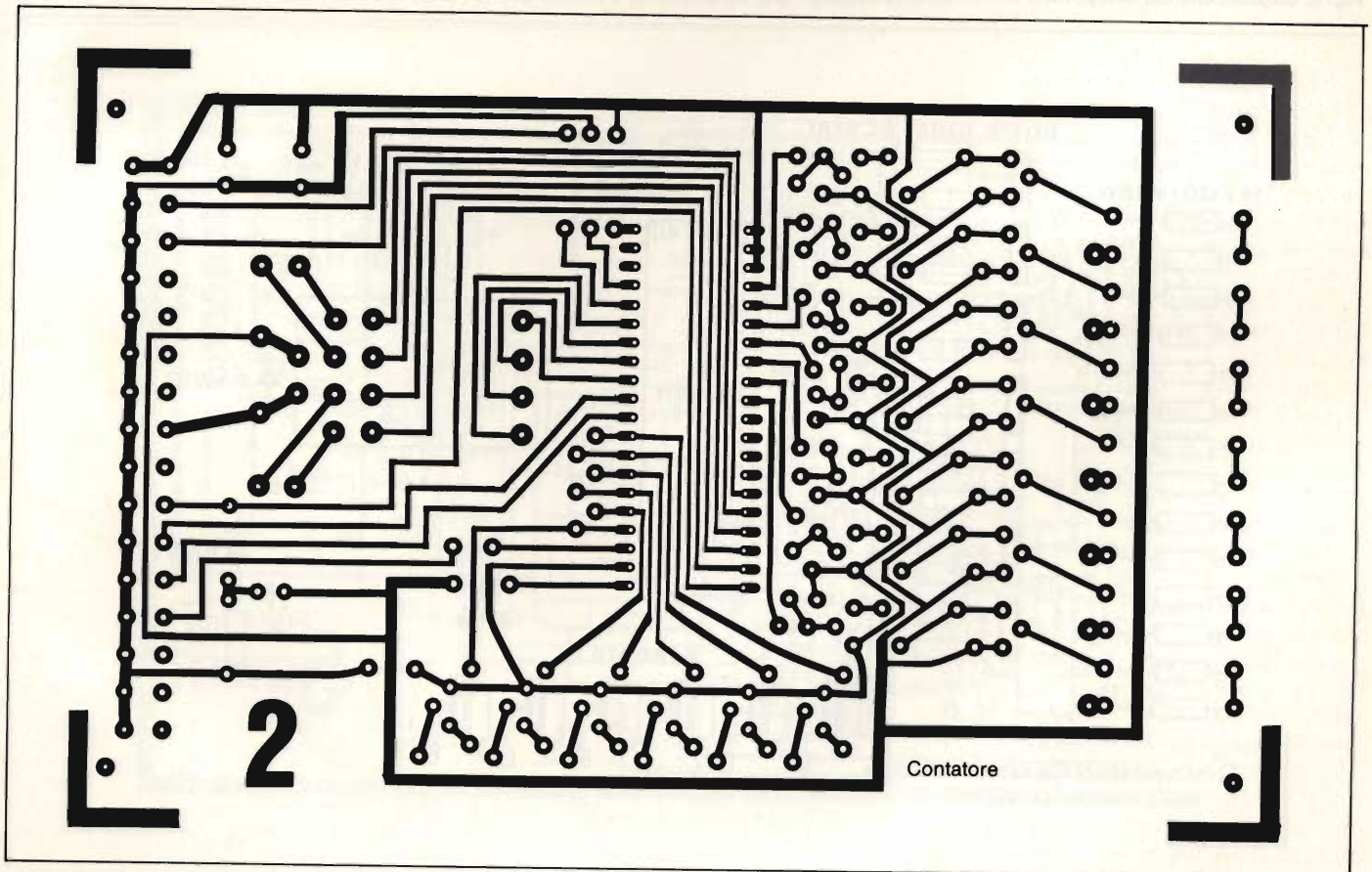


Fig. 7. Circuito stampato del contatore. Per evitare di dover impiegare un c.s. a doppia faccia incisa, questa scheda è corredata di una "scheda navetta" secondo la Figura 12 (vedi testo)

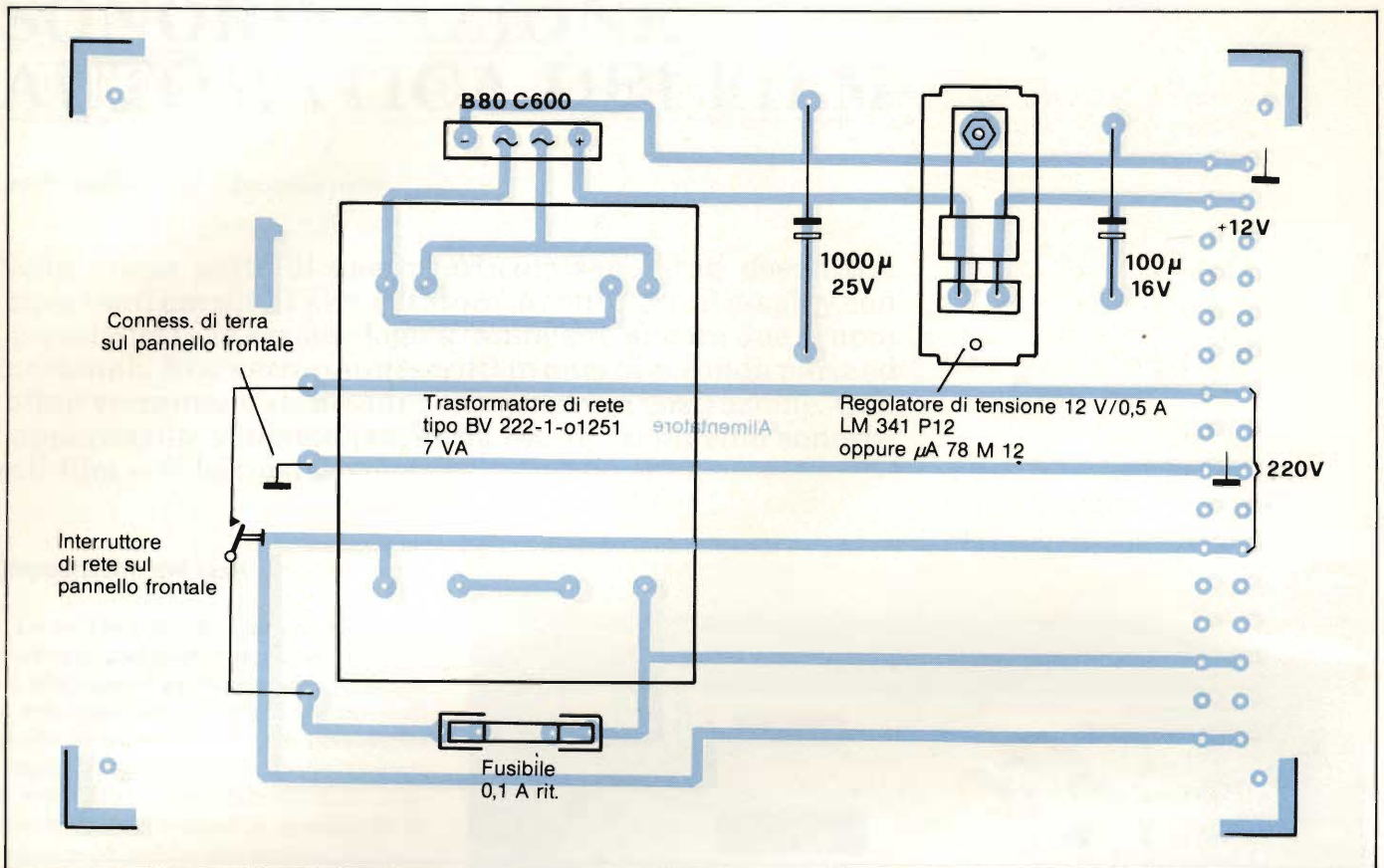


Fig. 8. Disposizione dei componenti sul circuito stampato dell'alimentatore. Per il collegamento dei connettori, fare riferimento alla tabella.

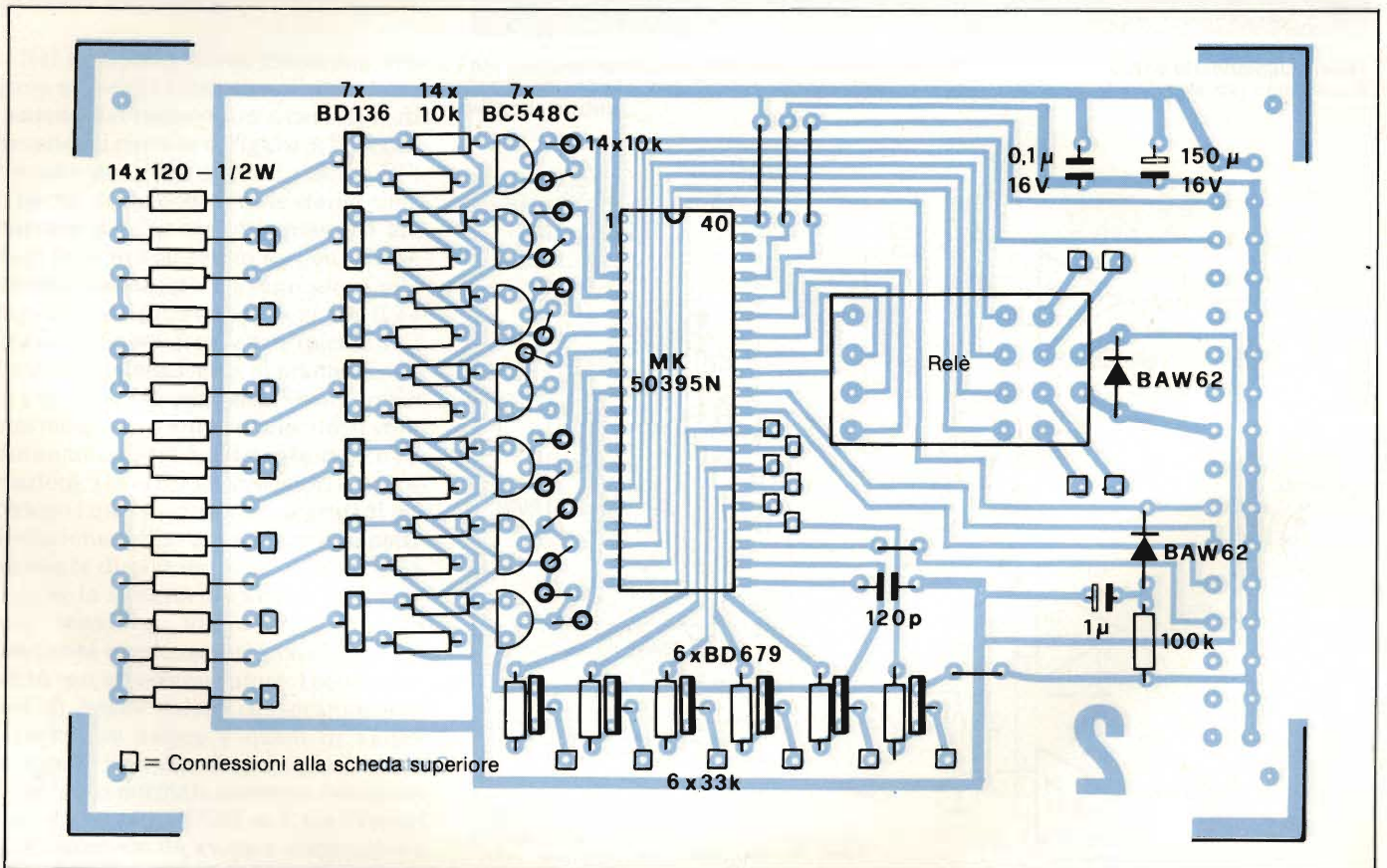


Fig. 9. Disposizione dei componenti sul circuito stampato del contatore. Nelle posizioni contrassegnate da un quadratino verranno saldati i collegamenti alla "scheda navetta".

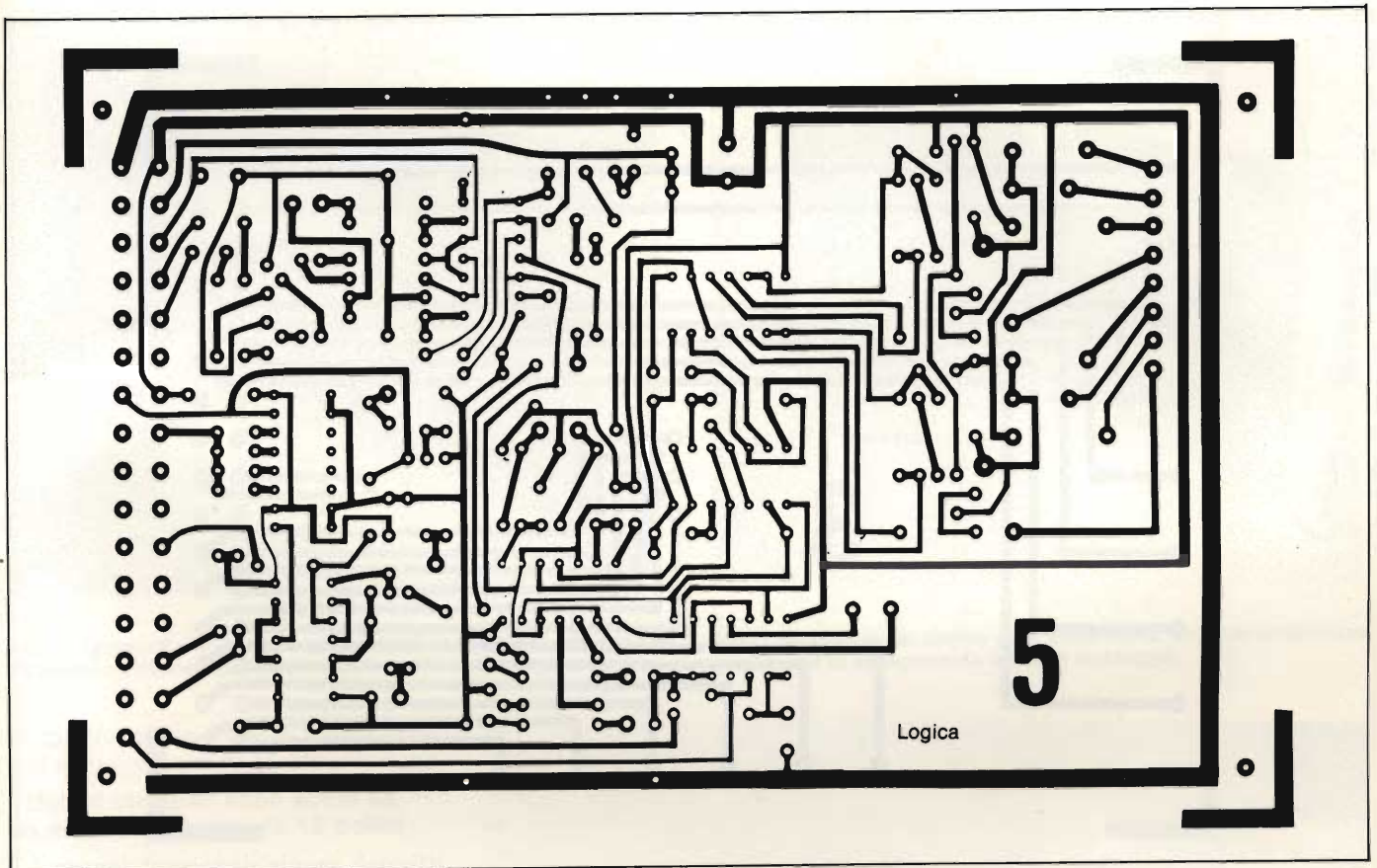


Fig. 10. Circuito stampato della sezione logica; anche questa è corredata da una "scheda navetta".

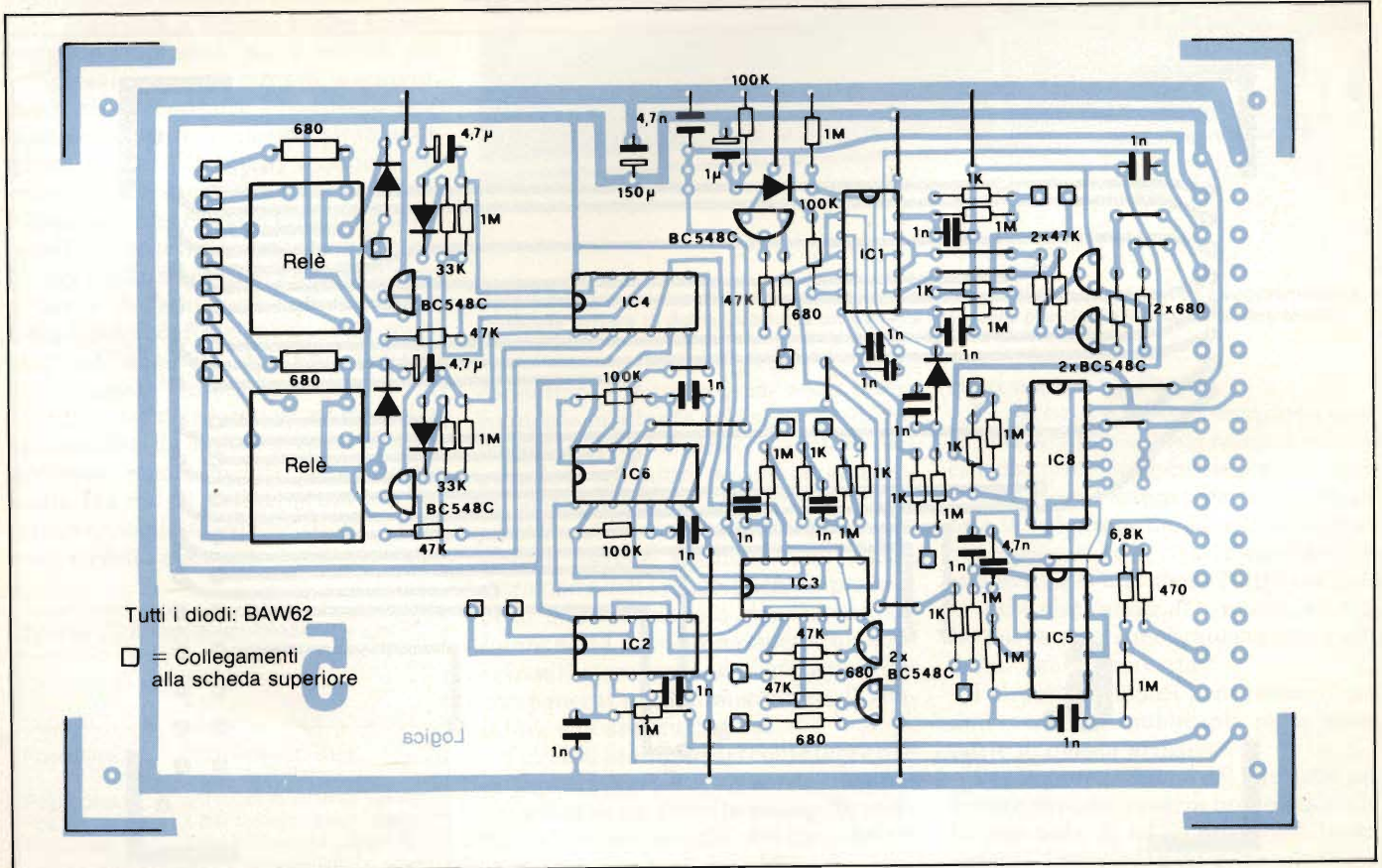


Fig. 11. Disposizione dei componenti sul circuito stampato della sezione logica. I quadratini indicano i punti di connessione alla "scheda navetta"

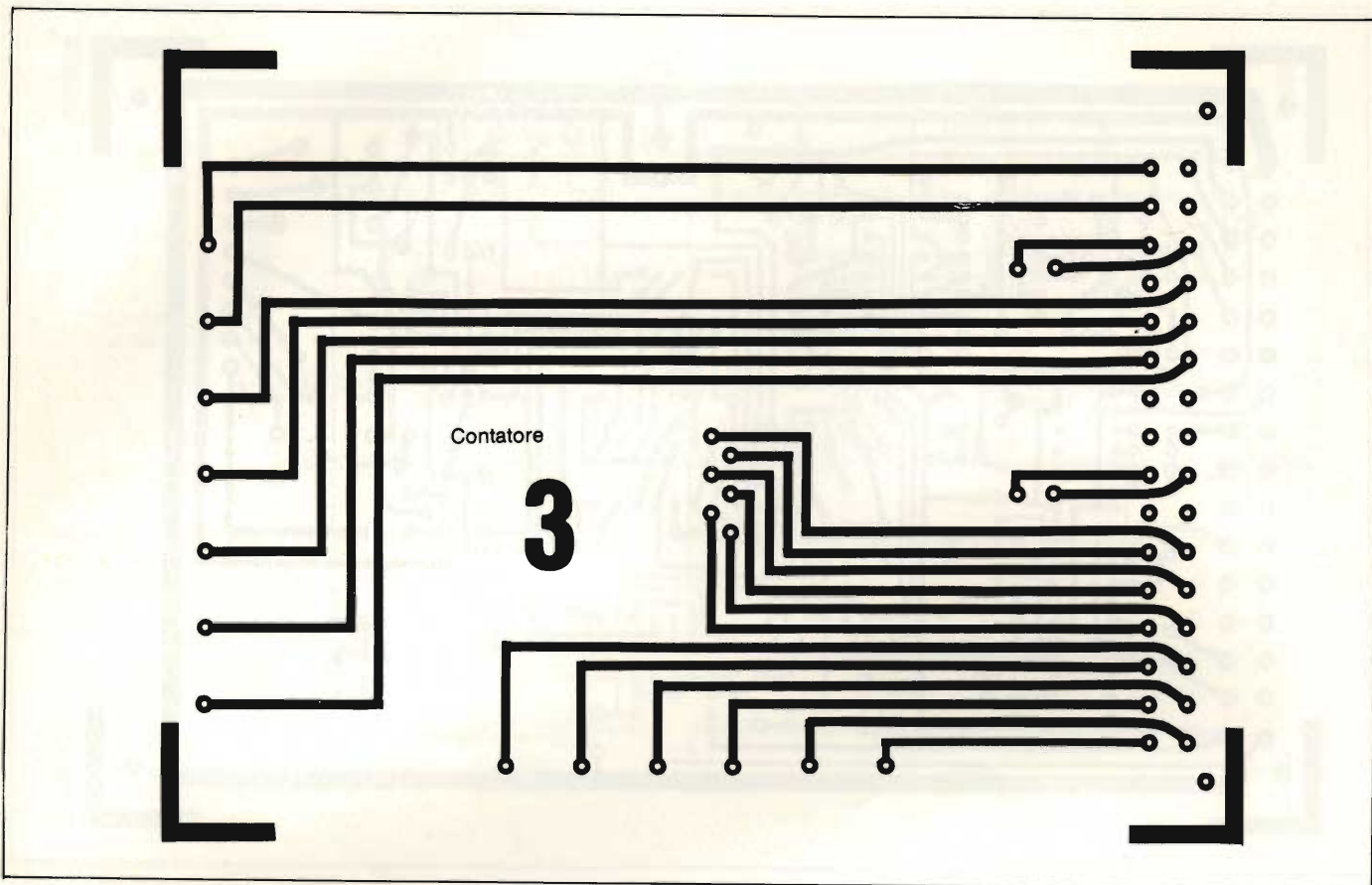


Fig. 12. Scheda navetta" per il contatore. Per il montaggio, seguire le istruzioni date nel testo.

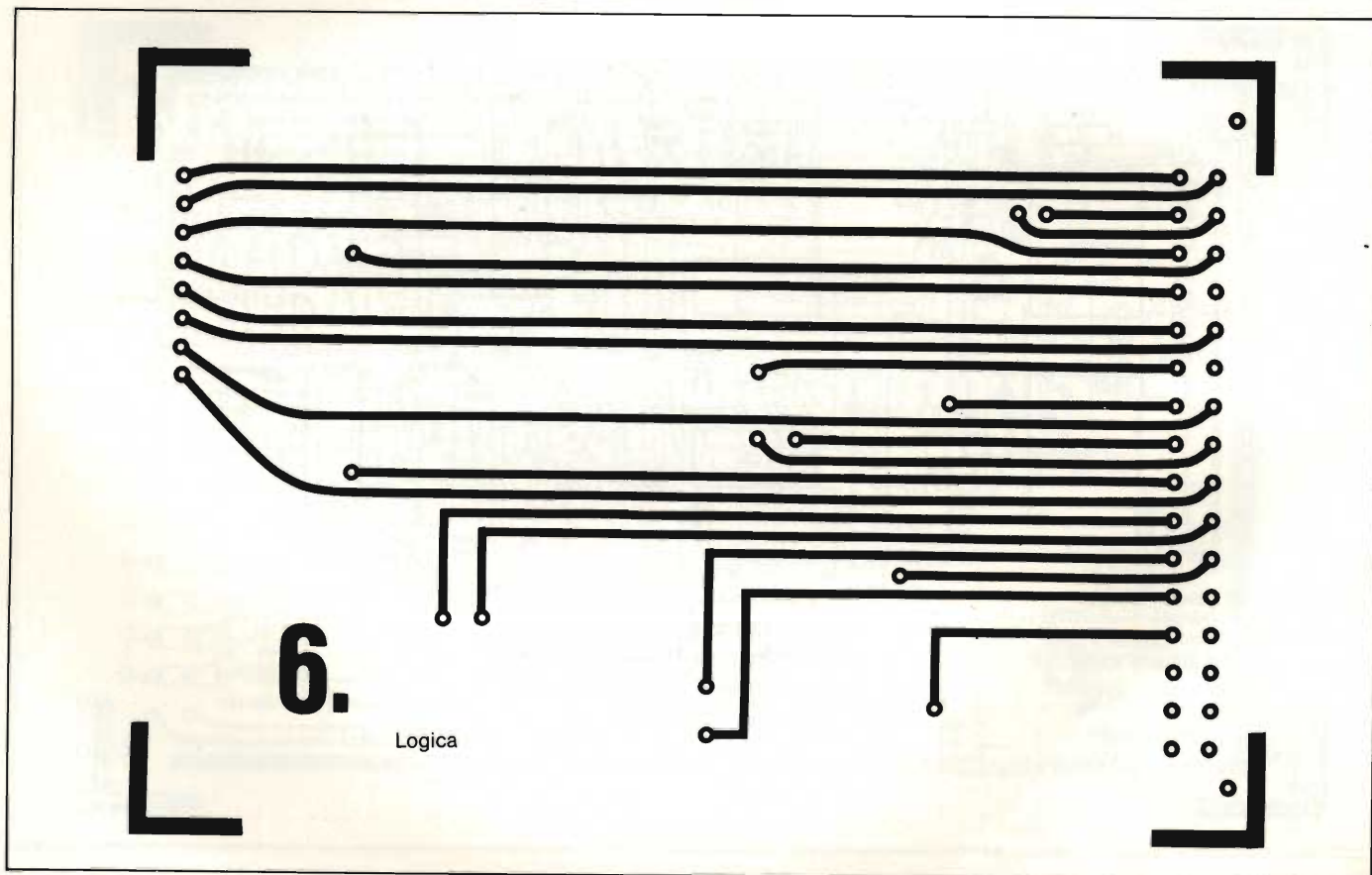


Fig. 13. Scheda navetta per la sezione logica. Il lato rame dovrà essere rivolto verso l'esterno, per facilitare le saldature.

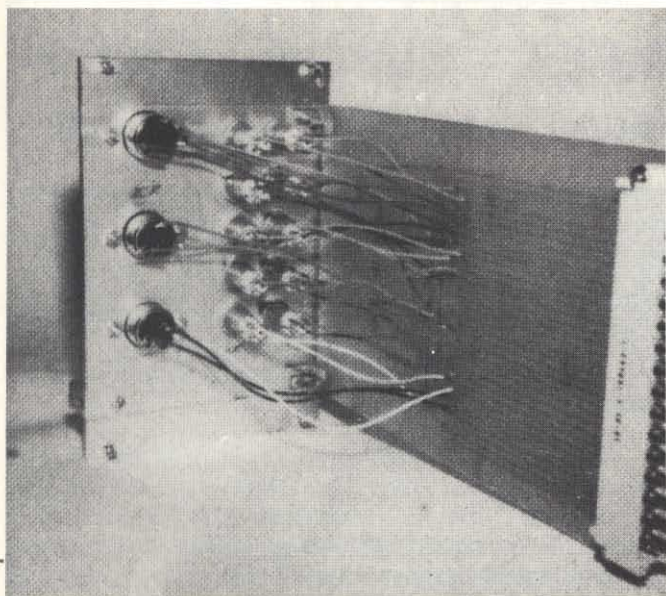


Foto 2. I pulsanti e le prese vengono inseriti agevolmente nel sistema a 19 pollici mediante una scheda supplementare di collegamento.

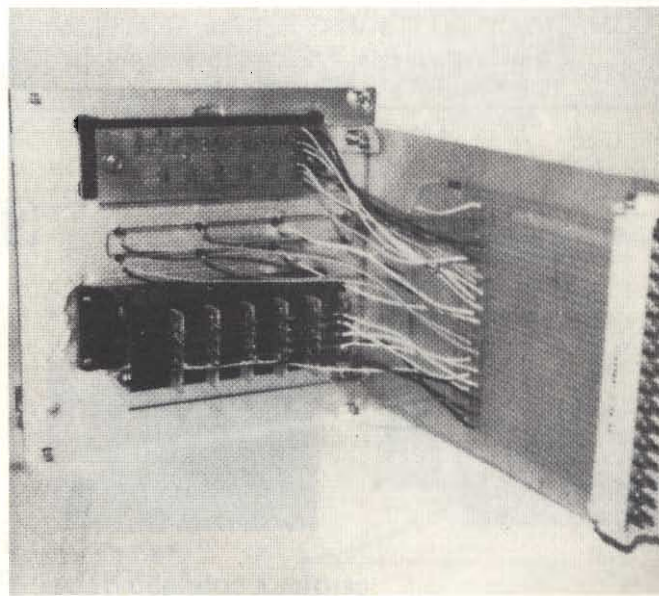


Foto 3. Montaggio del display e del preselettore. Anche in questo caso, una scheda di collegamento facilita il montaggio.

tempi diversi. In Tabella 1 sono riportati alcuni esempi di questa soluzione.

I circuiti stampati sono adatti ad un mobile modulare da 12 pollici

I gruppi funzionali sinora descritti dovranno essere montati su 6 circuiti stampati; per evitare la necessità di circuiti stampati a doppia faccia incisa, vengono impiegati, per i moduli più complessi, appositi circuiti stampati, destinati a sostituire i ponticelli normalmente usati in queste situazioni: questi circuiti stampati ausiliari dovranno essere montati sopra il lato componenti del circuito stampato principale e collegati a questo mediante cablaggi rigidi; ne risulterà una struttura a forma di "sandwich" (Foto 4). Per semplicità di definizione questi circuiti stampati ausiliari verranno d'ora in poi chiamati "schede navetta".

Tutti i circuiti stampati, numerati in successione da sinistra verso destra, potranno essere inseriti in un telaio modulare da 19 pollici, provvisto del relativo mobiletto esterno (Foto 1). Ciascun circuito stampato è inserito in un

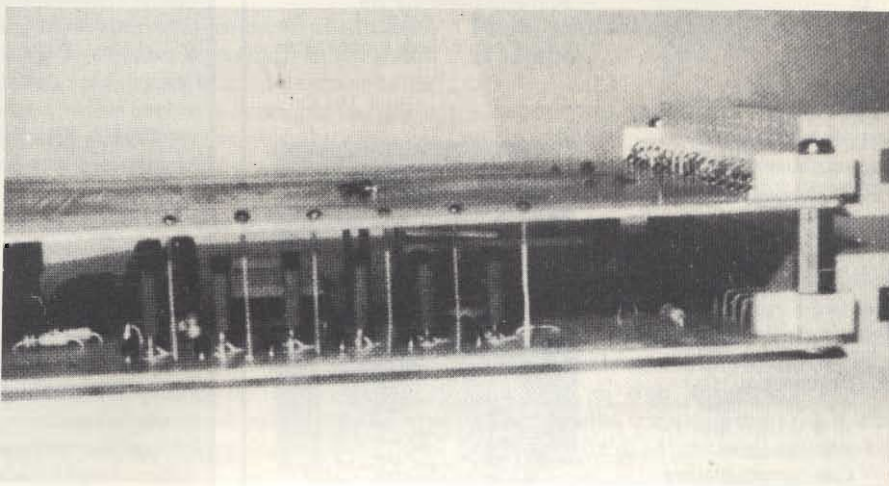


Foto 4. Scheda del contatore con la "scheda navetta". Mediante questa scheda supplementare, è possibile evitare di dover produrre un circuito stampato principale inciso sulle due facce.

connettore e tutte le prese sono interconnesse mediante cablaggi. E' anche possibile non montare i connettori, eseguendo le saldature dei cablaggi direttamente sui contatti dei circuiti stampati. Il sistema a connettori è però più pratico perchè permette una facile estrazione delle singole schede per scopi di manutenzione o riparazione. Le figure 6...13 mostrano rispettivamente i circuiti stampati e la disposizione dei componenti per l'alimentatore, il contatore e la sezione logica.

I circuiti stampati del contatore e della logica (figure 7 e 10) sono entrambi provvisti di un circuito stampato ausiliario (scheda navetta) del tipo descritto in precedenza (figure 12 e 13), a causa della complessità dei percorsi delle piste di rame. Per il montaggio fare

riferimento alla Foto 4.

Le "schede navetta" dovranno essere montate sopra il lato componenti del circuito principale, con le piste di rame rivolte verso l'esterno: verrà così facilitata la saldatura dei fili rigidi di interconnessione. I due circuiti stampati saranno fissati uno sopra l'altro mediante viti e distanziali. Il connettore esterno dovrà essere montato sul lato rame della "scheda navetta".

I circuiti stampati per i restanti moduli verranno pubblicati nella terza parte di questo articolo.

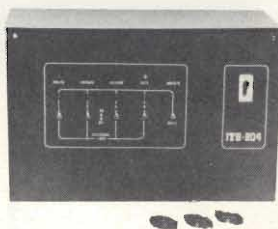
Per la preparazione del pannello anteriore sarà necessaria una certa abilità manuale. Il telaio ed il mobile dovranno essere adeguatamente collegati a terra.

(Continua)

Tabella 1 - Alcuni tempi di dissolvenza	
	Tempo 1 2 3 4
Posizione 1	0 0 0 0 dissolvenza istantanea
Posizione 2	1 0 0 0 dissolvenza veloce
Posizione 9	1 0 0 1 dissolvenza media
Posizione 16	1 1 1 1 Dissolvenza lenta (consigliabile solo per le dissolvenze incrociate)

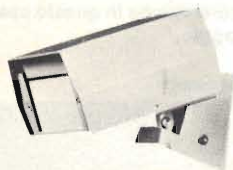


SUPERFONE CT505
 Portata km 7
 Interfono

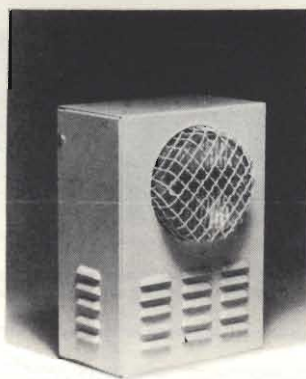


CENTRALE COMANDO ITS204k
 — 4 linee bilanciate
 — Linee istantanee
 — Linea ritardata
 — Regolazione tempi
 — Entrata "uscita" "allarme"
 — Alimentazione 2,2 Ah

* ITS204 con chiave meccanica



MW20-MW30
 Microonda
 in due versioni
 antiaccecamento
 garanzia 3 anni



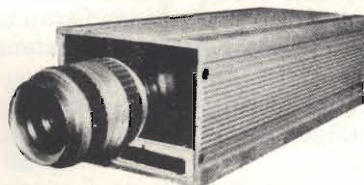
SIRENA HS120
 — Autoprotetta
 — Autoalimentata
 12 V - 1,8/6 Ah
 — Temporizzata
 — Con lampeggiatore
 — 10 dB.



RADIOCOMANDI
 Da 1 a 4 canali
 codificabili
 portata 20÷700 mt.



MONITOR
 Disponibili modelli
 da 6", 9", 12", 20" e 24"



**TELECAMERA
 A CIRCUITO
 CHIUSO**
 Vidicon 2/3"

H. Schreiber

BIFET - BIMOS - CMOS

I nuovi amplificatori operazionali

Volume di pagg. 160
 con 185 illustrazioni

Traduzione a cura
 dell'ing. GALEAZZO COSTANZINI
 Prezzo di vendita L. 25.000

CONTENUTO:

UNA PRESTAZIONE ALFINE TROVATA - TRE TECNOLOGIE CON UNO STESSO SCOPO: L'amplificatore operazionale classico e i suoi difetti - Tre vie verso la perfezione - BIFET: Prestazioni ed economia - Tipi correnti di amplificatori operazionali BIFET - Curve caratteristiche degli operazionali BIFET - BIMOS: caratteristiche particolari - Esempi di operazionali BIMOS - CMOS: Consumo minimo - Caratteristiche della serie ICL 7611 - DIECI CIRCUITI FONDAMENTALI: Amplificatore non invertente a grande impedenza d'ingresso - Amplificatore invertente - Compensazione dell'offset - Alimentazione unica - Sommatore - Amplificatore differenziale - Integratore - Derivatore - Generatore di tensione - Generatore di corrente - DIECI APPLICAZIONI IMPULSIVE: Il multivibratore astabile - Astabile a frequenza regolabile - Astabile con alimentazione unica - Generatore d'impulsi (multivibratore a ciclo di lavoro regolabile) - Multivibratore con comando elettrico della frequenza - Limitatore d'ampiezza - Comparatore set-reset - Monostabile - Trigger non invertente - Trigger invertente - DIECI APPLICAZIONI ANALOGICHE: Amplificatore a larga banda - Oscillatore LC - Amplificatore logaritmico - Raddrizzatore a semionda - Raddrizzatori ad onda intera - Filtro attivo passa-basso semplice, a grande guadagno - Filtro elimina-banda - Filtro passa-banda a forte selettività - Regolatore opto-elettronico per tensioni alternate - DIECI APPLICAZIONI AUDIO E ALTA FEDELTA': Amplificatore fono - Controllo di tono - Controllo di tono ad alta impedenza - Miscelatore con comando a distanza - Controllo automatico di volume - Interruttore automatico di priorità parola-musica - Distributore audio - Amplificatore ad alto rendimento - Amplificatore di media potenza - DIECI APPLICAZIONI PER LE MISURE E IL LABORATORIO: Semplice voltmetro in continua - Voltmetro con commutazione e indicazione delle polarità automatiche - Amperometro per deboli correnti continue - Ohmmetro a scala lineare - Millivoltmetro di BF - Misuratore di transistori da bassa frequenza - Misuratore di transistori di potenza - Generatore di funzioni - Generatore di BF a bassa distorsione - Alimentatore semplice e doppio, 30 V, 1,5 A.

Cedola di commissione libraria da spedire alla Casa Editrice C.E.L.I. - Via Gandino, 1 - 40137 Bologna, compilata in ogni sua parte, in busta debitamente affrancata:

Vogliate inviarmi il volume "BIFET - BIMOS - CMOS" - L. 25.000, a mezzo pacco postale, contrassegno: SEL 9/83

Sig.

Via

Città

Provincia CAP

VISUALIZZARE SULL'OSCILLOSCOPIO LE CURVE CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI ELETTRONICI

Dr. Horst Croon, Dr Ing. Koehler

I componenti elettronici possono essere caratterizzati in modo univoco mediante le curve caratteristiche tensione/corrente. In questo articolo viene descritto un apparecchio che, collegato ad un semplice oscilloscopio, permette di visualizzare queste curve caratteristiche.

Con questo apparecchio potranno essere rappresentate sullo schermo di un oscilloscopio le curve caratteristiche di componenti elettronici per tensioni fino a 60 V e per potenze fino a 3,6 W. Questo campo comprende quasi tutti i moderni componenti (transistori, tiristori, triac, diac, FET, resistori, diodi, zener, VDR, NTC e PTC, fotodiodi e fotoresistori, eccetera). Questo apparecchio non è adatto per i tubi a vuoto che però sono attualmente applicati soltanto in casi molto particolari.

La curva caratteristica di un componente è una rappresentazione grafica dalla quale può essere ricavata la corrente che corrisponde a ciascun valore della tensione applicata ai capi del componente.

In questo modo, il comportamento di un componente elettronico risulta definito senza possibilità di errori. La figura 1 mostra il "normale" circuito impiegato per il rilievo delle curve caratteristiche. Esso è formato da un generatore di tensione continua regolabile (alimentatore o batteria), da un amperometro e da un voltmetro. Il componente da esaminare dovrà essere collegato ai morsetti A e B.

La curva caratteristica è l'"impronta digitale" di un componente

La misura viene effettuata aumentando a gradini la tensione e misurando la corrente che passa in corrispondenza a ciascun valore della tensione. Alla fine dovranno essere collegati tra loro mediante una linea i punti riporta-

ti sul diagramma come risultato delle singole misure, ottenendo in tal modo la curva caratteristica del componente elettronico in esame (esempio in figura 2), che potrà così essere valutato e caratterizzato in maniera univoca.

Questo procedimento richiede molto tempo, specialmente quando il componente elettronico possiede anche un elettrodo di pilotaggio: in questo caso sarà necessario rilevare non una sola curva, ma un'intera famiglia di curve, cioè una curva caratteristica diversa per ciascun valore della corrente che percorre l'elettrodo di pilotaggio o della tensione ad esso applicata.

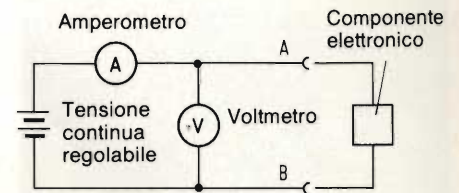


Fig. 1. Disposizione schematica di un circuito per il rilievo delle curve caratteristiche dei componenti elettronici.

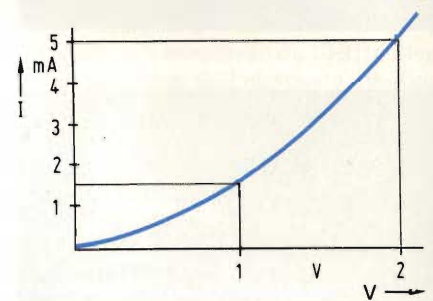
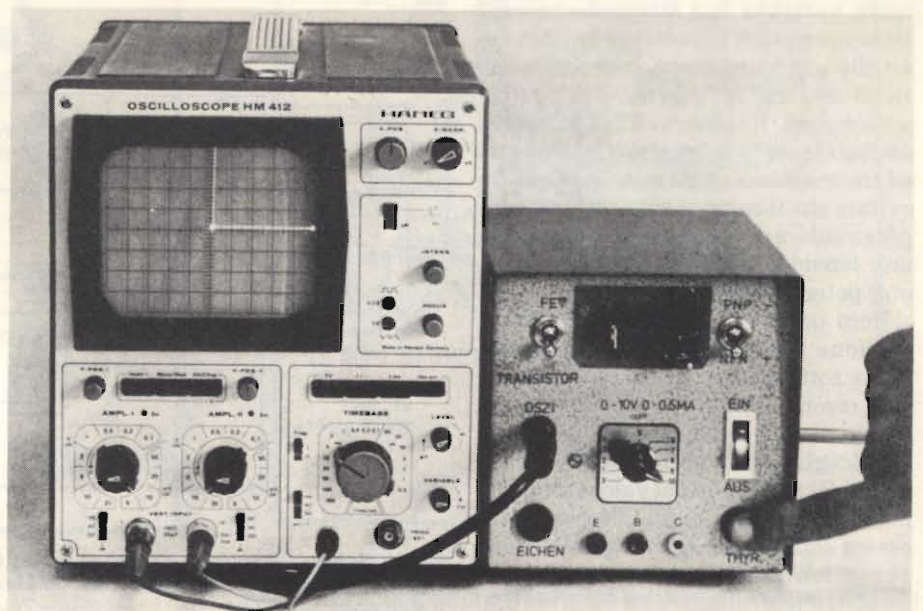
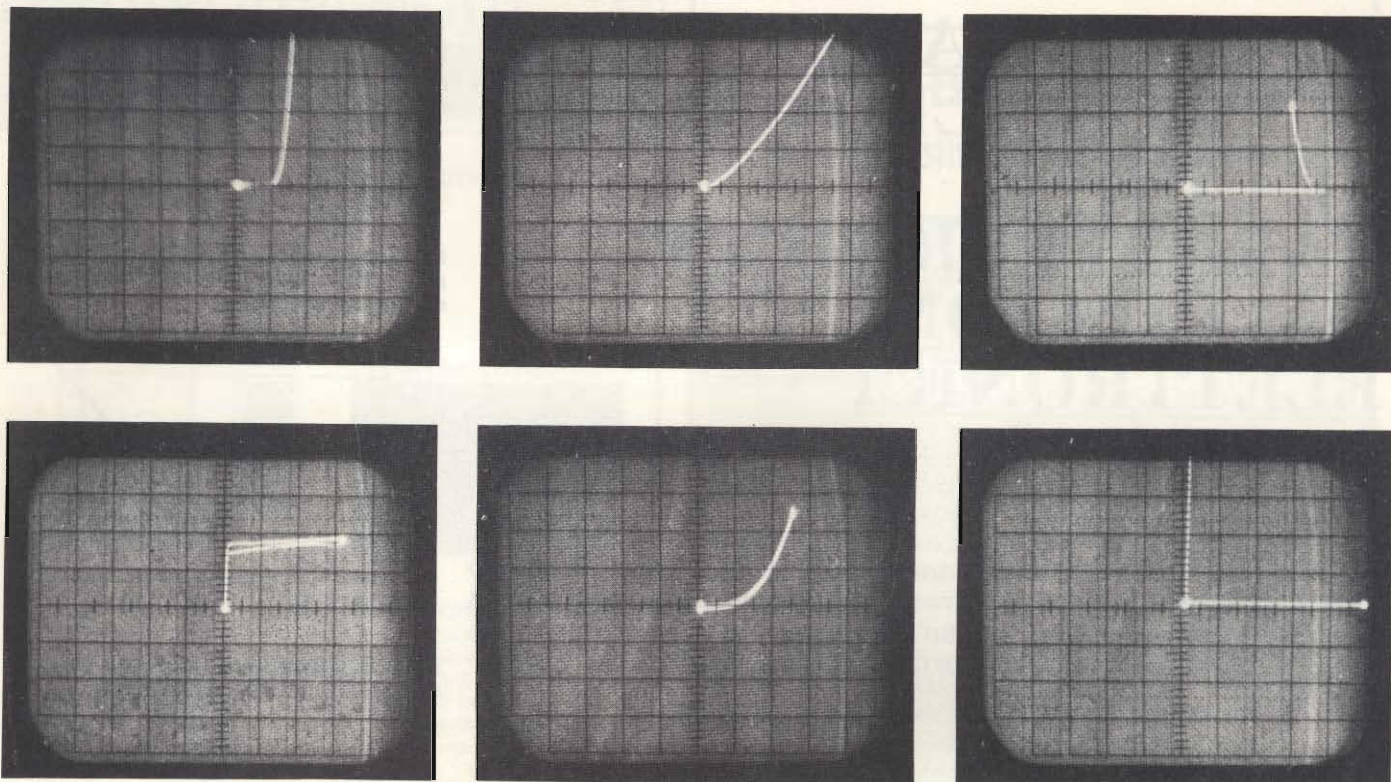


Fig. 2. Caratteristica di un diodo al germanio rilevata con il circuito di figura 1.

Pochi strumenti e grande risparmio di tempo

Il notevole impegno di tempo necessario induce spesso il tecnico elettronico a fare a meno della curva caratteristica; è spesso più conveniente avere un'idea del comportamento del componente facendo riferimento ad altre indicazioni, per quanto la curva caratteristica resti sempre il migliore e più certo fondamento di qualsiasi elaborazione o progetto. I tracciatori di curve caratteristiche di tipo industriale sono in maggioranza troppo costosi per il laboratorio di un dilettante o di un riparato-





Curve caratteristiche di componenti elettronici, rilevate con il circuito di figura 4 e visualizzate sullo schermo di un oscilloscopio. In alto, da sinistra: diodo al silicio, diodo al germanio, diac. In basso, da sinistra: Transistore, VDR, tiristore.

re. In questo articolo viene presentato un apparecchio che, in collegamento con un normale oscilloscopio, permette di semplificare il rilievo delle curve caratteristiche, pur avendo un prezzo abbastanza ridotto.

Invece del generatore di tensione regolabile, in questo circuito viene impiegata una tensione unidirezionale pulsante. Mediante questa tensione viene anche pilotata la deflessione "X" dell'oscilloscopio (figura 3). L'amperometro è sostituito dal resistore R1. La corrente variabile che attraversa questo resistore genera ai suoi capi una tensione che verrà applicata, come grandezza di misura, all'ingresso "Y" dell'oscilloscopio. Il resistore R2 (1 kΩ) serve esclusivamente a limitare la corrente ad un massimo di 60 mA, in modo da evitare che il componente sotto misura possa subire danni (questa corrente, ad una tensione di 60 V, corrisponde ad una potenza massima di 3,6 W).

Ecco ora un utile avvertimento: la tensione misurata ai capi del componente sotto misura è affetta da un piccolo errore, in quanto comprende anche la caduta di tensione sul resistore R1. Scegliendo opportunamente il valore di R1 a seconda del valore resistivo del componente in esame, l'errore potrà essere contenuto nei limiti della tolleranza indicata dal produttore. Allo scopo sarà opportuno fare un esempio pra-

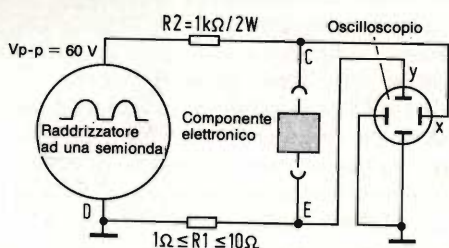


Fig. 3. Schema a blocchi del sistema per rilevare le curve caratteristiche mediante oscilloscopio.

tico: Se $R1 = 1 \Omega$ ed $R_{comp} = 10 \Omega$, l'errore sarà del 10%. Questo errore sarà facilmente eliminabile collegando a massa il punto E e collegando alla deflessione "Y" dell'oscilloscopio il punto D. In questo caso, le curve caratteristiche avranno però un andamento da destra verso sinistra, ossia si svilupperanno nella direzione opposta a quella abituale.

Diversamente dallo schema abbozzato in figura 3, il circuito completo (figura 4) dispone anche di una tensio-

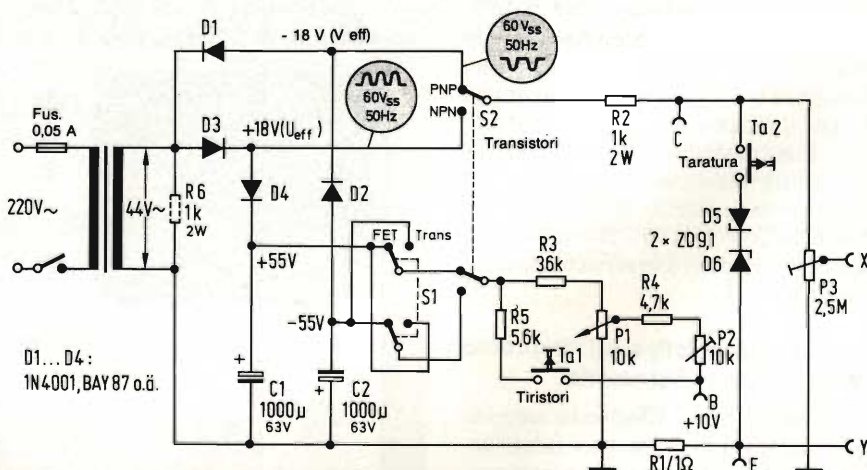


Fig. 4. Schema completo del tracciacurve. Con l'aiuto di questo circuito, potranno essere visualizzate sullo schermo dell'oscilloscopio le caratteristiche della maggior parte dei componenti elettronici.

ne variabile che serve ad alimentare un eventuale elettrodo di pilotaggio del componente in prova (base di un transistor, gate di un FET o di un tiristore). Poichè dovrà essere possibile controllare transistori PNP ed NPN, la polarità della tensione di alimentazione (rettificatore ad una semionda) può essere invertita. Anche la polarità della tensione ausiliaria può essere invertita, per esempio per effettuare misure su certi tipi di FET.

Per garantire la massima utilità della curva caratteristica visualizzata è molto importante la riproducibilità della misura. Ciò è possibile mediante la

calibrazione. Un apposito tasto di taratura permette di collegare ai morsetti di misura un diodo zener interno. Poichè alla tensione di 10 V la curva caratteristica passa quasi di colpo da un andamento orizzontale ad un andamento pressochè verticale, sarà possibile in questo modo tarare l'ampiezza della deflessione orizzontale dell'oscilloscopio (che corrisponde al valore della tensione applicata ai capi del componente). In serie al diodo zener sarà collegato, anche in questo caso, il resistore R2 da 1 k Ω . Durante la taratura, la caduta di tensione ai capi di R2 sarà di 50 V.

Con l'aiuto del valore della corrente,

che corrisponde all'estremità superiore della caratteristica del diodo zener, potrà essere regolata anche la deflessione verticale ("Y"): il punto terminale corrisponde infatti a 50 mA. La tensione ausiliaria viene prelevata da una sorgente costante (i grossi condensatori elettrolitici C1 e rispettivamente C2). La tensione potrà essere regolata da 0 a 10 V, mediante il potenziometro lineare P1. La regolazione del valore medio della tensione avviene mediante il potenziometro semifisso da 10 k Ω collegato al morsetto dell'elettrodo ausiliario B. Collegando un amperometro tra il morsetto B e massa, viene regolata la

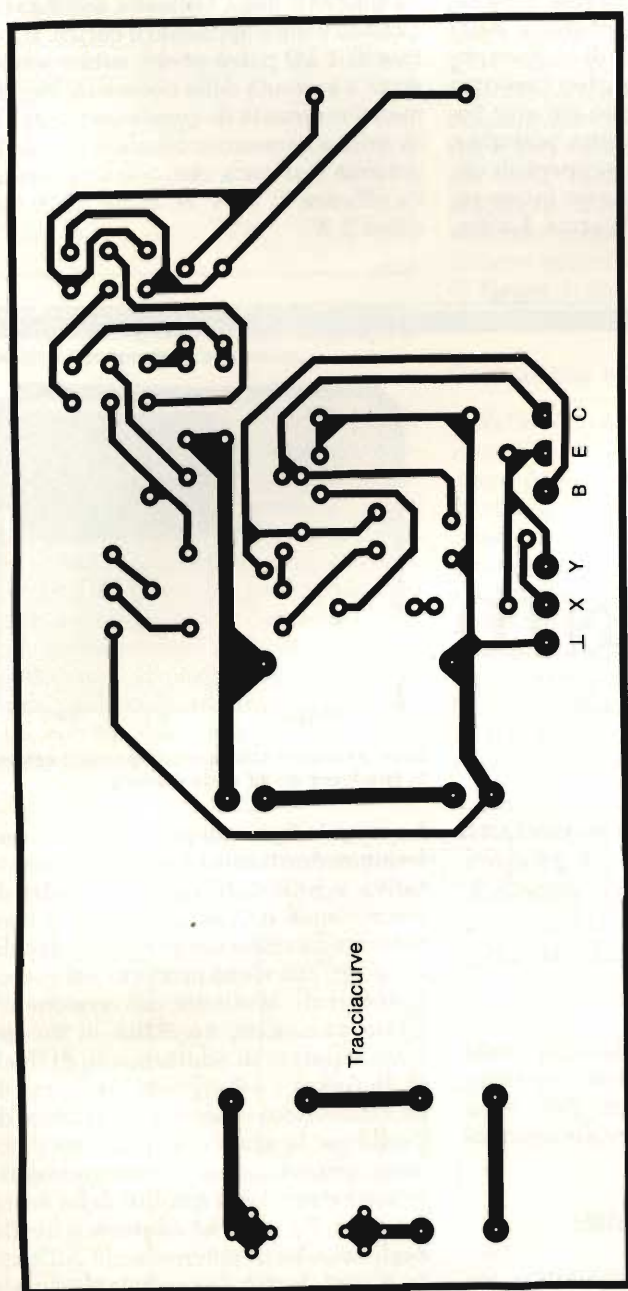


Fig. 5. Piste di rame del circuito stampato per il tracciacurve.

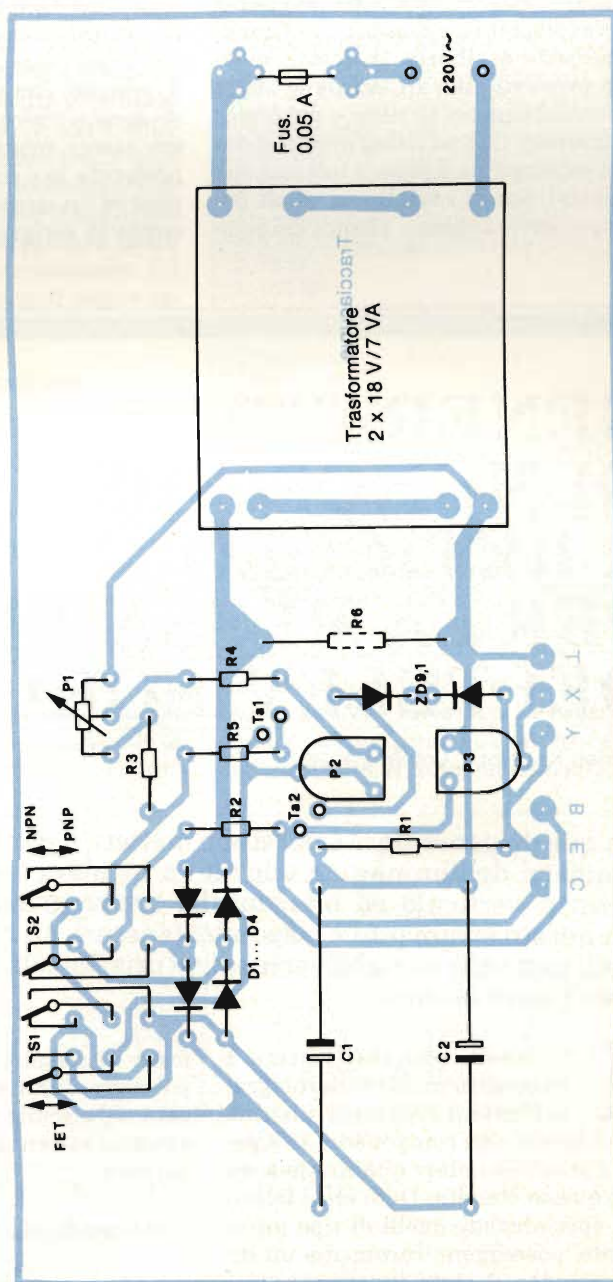


Fig. 6. Disposizione dei componenti sul circuito stampato di figura 5. Anche il trasformatore di alimentazione potrà essere montato su questo circuito stampato.

corrente in modo che essa abbia un valore di 0,5 mA con una tensione di 10 V. Se non viene assorbita corrente (per esempio nel caso dei FET), la tensione all'elettrodo ausiliario sarà uguale a quella presente al cursore del potenziometro (0...10 V). Se viene assorbita corrente dal morsetto ausiliario (per esempio nel caso dei transistori), sarà possibile ottenere una corrente pressochè costante di 0...0,5 mA, a seconda della regolazione di P1.

Il morsetto ausiliario è in grado di erogare una corrente massima di soli 0,5 mA, che non è sufficiente a provocare l'"accensione" di tiristori o triac. Perciò è incorporato nello strumento un partitore supplementare che potrà essere collegato, mediante un pulsante, al morsetto ausiliario. In questo modo sarà possibile rilevare anche le curve caratteristiche dei tiristori e dei triac.

I morsetti C, B ed E dell'apparecchio sono collegati sia a prese a banana che a diversi tipi di zoccoli, nei quali potranno essere infilati i piedini dei com-

ponenti da provare. Le curve caratteristiche della maggior parte dei componenti potranno anche essere misurate senza doverli dissaldare dal circuito in cui sono montati. In questo caso sarà necessario ricordarsi di sommare alle grandezze della curva caratteristica quelle dovute ai resistori collegati in serie ai terminali del componente (per esempio nel circuito di emettitore). In questo caso, la parte piatta della caratteristica avrà una maggiore pendenza. Variando la corrente di base, sarà tuttavia possibile spostare parallelamente a sè stessa la curva caratteristica e stabilire pertanto la funzionalità del transistor.

Le foto degli oscillogrammi mostrano alcune curve caratteristiche delle più importanti categorie di componenti, rilevate con l'apparecchio descritto in questo articolo. Questo circuito potrà essere montato su una piastrina preforata per circuiti sperimentali oppure su un circuito stampato inciso secondo la serigrafia di *figura 5*. La dis-

posizione dei componenti è mostrata in *figura 6*. Lo strumento potrà essere inserito in un piccolo contenitore sul cui pannello anteriore saranno montati i commutatori, il potenziometro, gli zoccoli per i componenti da provare e le prese per il collegamento all'oscilloscopio. Il trasformatore di rete dovrà essere del tipo per montaggio su circuito stampato, con tensione secondaria di 2 x 18 V nominali e potenza di 7 VA. Dato lo scarso assorbimento del circuito, la tensione di uscita sarà di 44 V, come prescritto sullo schema di *figura 4*. Il resistore R7, disegnato tratteggiato, forma un carico fisso per il trasformatore, in modo da evitare eccessive oscillazioni della tensione secondaria quando venga applicato il carico. Il valore di 1 kΩ potrà anche subire variazioni a seconda delle necessità. Nel dimensionamento di questo resistore sarà anche necessario tenere conto della potenza dissipata che, con una tensione efficace di 44 V ed $R7 = 1 \text{ k}\Omega$, è di quasi 2 W.

GENERATORE DI MONOSCOPIO A RETICOLO PER LA MESSA A PUNTO DEI TELEVISORI

Winfried Knobloch, Lothar Paczek

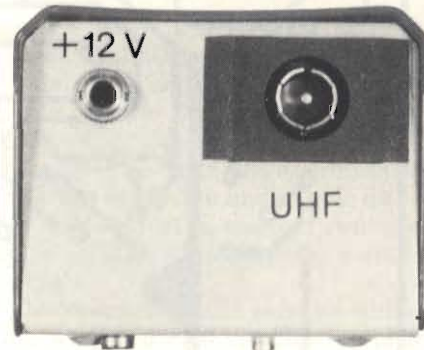
Con questo generatore è possibile mettere a punto i più importanti parametri dell'immagine televisiva in bianco e nero od a colori: linearità verticale ed orizzontale, convergenza colori, eccetera. Con questo strumento è possibile generare un reticolo di linee o di punti, una serie di righe verticali od orizzontali, una scala dei grigi ed un raster bianco.

In questo semplice schema è impiegato un circuito integrato Ferranti ZNA 234E, insieme a pochissimi altri componenti. In *figura 1* è possibile notare quanto sia semplice questo circuito. Dato che i televisori, specialmente quelli di tipo meno recente, posseggono raramente un ingresso video, è stato incorporato nel generatore anche un modulatore UHF che fornisce un segnale molto intenso alla frequenza del canale 30. Se non

fosse necessario il modulatore, sarà possibile eliminare la parte non utilizzata del circuito stampato. Per i collegamenti esterni sono previste apposite piazzole.

Funzionamento del circuito

La frequenza di clock (2,5 MHz), viene generata nel circuito integrato, collegando semplicemente un piccolo condensatore variabile tra i piedini 8 e 9.



Sono necessari solo due collegamenti esterni: al televisore ed all'alimentazione.

Le singole figure di prova vengono selezionate mediante un commutatore rotativo e miscelate con gli impulsi di sincronismo e di soppressione di riga nello stadio miscelatore video. La scala dei grigi, che viene prodotta nel circuito integrato mediante conversione digitale/analogica, necessita di un circuito separato di adattamento di livello. In *figura 1* è disegnato lo schema di un miscelatore video con adattatore di livello per la scala dei grigi. Con il potenziometro trimmer P1 potranno essere anche regolati i gradini della scala dei grigi; P2 serve ad adattare il livello degli impulsi di sincronismo. All'uscita A sarà perciò disponibile il segnale video composito (contenuto del quadro più impulsi di soppressione e sincronismo). La *figura 2* illustra lo schema com-

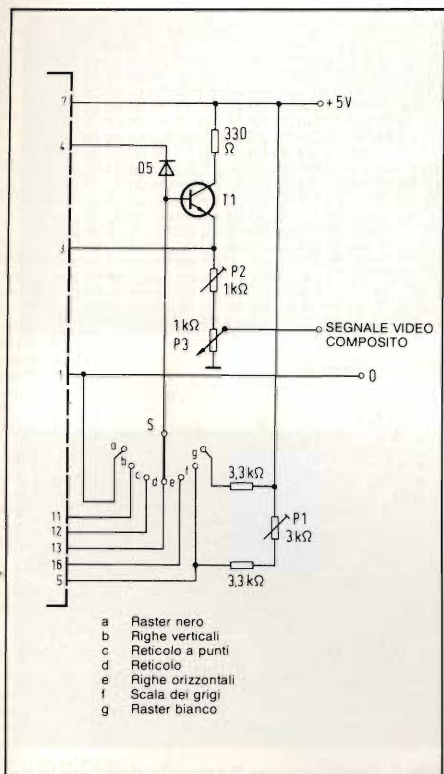


Fig. 1. Miscelatore dei segnali video (contenuto immagine, sincronismi e soppressione). Per maggiori informazioni, vedi testo.

pleto del generatore di monoscopio. Con il resistore RV sarà possibile regolare la larghezza delle linee verticali. Con $R_V = 10\text{ k}\Omega$, la larghezza delle linee corrisponderà a circa 100 ns. Con $R_V = 100\text{ k}\Omega$, questa larghezza corrisponderà a circa $3\text{ }\mu\text{s}$. Se il piedino 10 viene lasciato libero, la larghezza delle linee corrisponderà a circa 300 ns. In questo caso, il piedino 10 non dovrà essere saldato al circuito stampato.

La corrispondenza del segnale alle norme televisive viene regolata trami-

te il piedino 2 del circuito integrato. Per conformarsi alle norme CCIR (625 righe), la tensione applicata a questo piedino dovrà essere +5 V, mentre dovrà essere 0 V per conformarsi alle norme EIA (525 righe). La corrente assorbita dal generatore è di circa 150 mA. Per mantenere costante la tensione di 5 V è previsto un regolatore a circuito integrato.

Oscillatore e modulatore

Questi due elementi potranno essere anche riuniti utilizzando un apposito circuito integrato, per esempio l'UM 1111 E oppure l'UM 1232 della Astec. Desiderando autocostruire l'oscillatore, sarà possibile usare lo schema di figura 3, che rappresenta un oscillatore UHF con reazione capacitiva ed uscita induttiva. In serie all'uscita è montato un normale diodo 1N 4148 che è polarizzato in conduzione tramite P5: questo diodo funziona da modulatore di ampiezza. Il segnale video è applicato al diodo tramite P4: in questo modo diviene superfluo il potenziometro P3 di figura 1, che potrà perciò essere escluso.

Costruzione ed utilizzazione

Nelle figure 10 ed 11 sono illustrate rispettivamente le piste di rame e la disposizione dei componenti sul circuito stampato. Le bobine devono essere provviste di nuclei in ferrite per UHF: questi nuclei potranno essere di qualsiasi tipo perchè, anche se dovessero provocare una diminuzione dell'ampiezza del segnale d'uscita, l'amplificatore d'ingresso del televisore sarà sufficiente a compensare la perdita. Per gli avvolgimenti dovrà essere usato filo di rame smaltato, diametro 1 mm. E' con-

ELENCO DEI COMPONENTI

Semiconduttori

- 1: ZNA 234 E
- 1: BC 237 (T1)
- 1: BF 199 (T2)
- 1: 7805
- 2: 1 N 4148

Resistori da 0,125 W

- 1: 100 Ω
- 1: 220 Ω
- 1: 330 Ω
- 1: 470 Ω
- 2: 1 k Ω
- 1: 1,8 k Ω
- 1: 2,2 k Ω
- 2: 3,3 k Ω
- 1: 6,8 k Ω
- 1: 10 k Ω
- 1: 12 k Ω

Potenzimetri trimmer da 0,1 W

- 3: 1 k Ω
- 2: 5 k Ω

Condensatori

- 1: 4,7 pF
- 1: 6,8 pF
- 2: 22 pF
- 1: 100 pF
- 1: 1 nF
- 2: 10 nF
- 1: 100 nF
- 1: Compensatore 10...40 pF

Condensatori elettrolitici a 10 V

- 1: 1 μF
- 2: 10 μF
- 1: 220 μF
- 1: 1000 μF

- 1: Circuito stampato
- 1: Supporto per bobina \varnothing 4 mm con nucleo UHF
- 1: Cavo coassiale di collegamento con connettore normalizzato
- 1: Commutatore rotativo 1 via, 7 posiz.

sigliabile inserire il circuito finito in una scatola metallica in modo da non irradiare segnali ad alta frequenza nell'ambiente. Il collegamento alla pre-

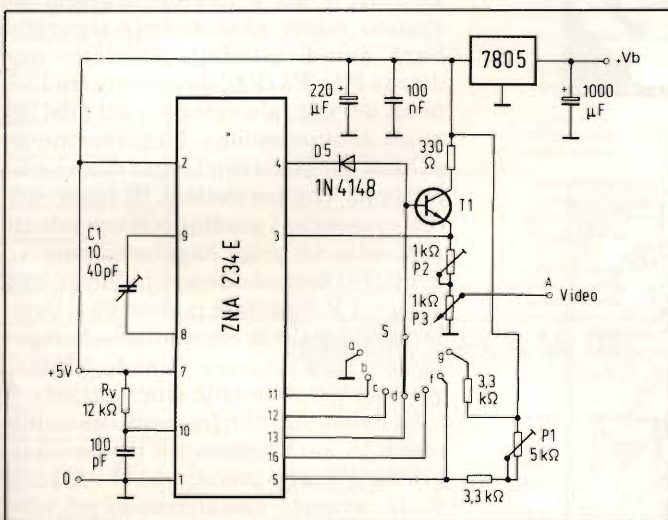


Fig. 2. Schema completo del generatore di reticolo.

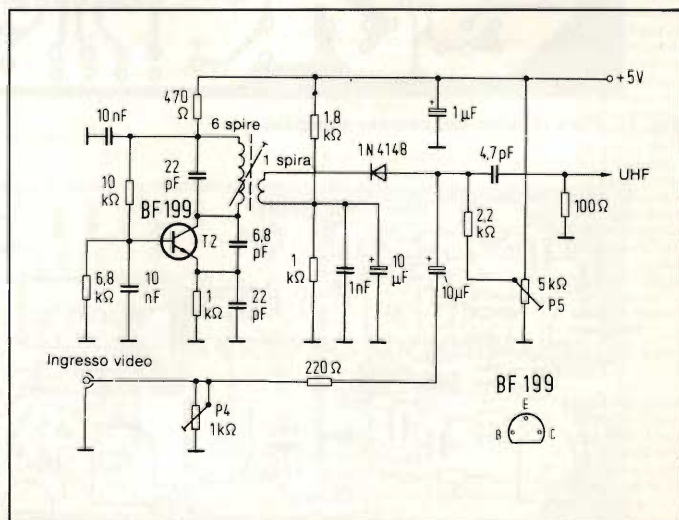


Fig. 3. Schema dell'oscillatore e del modulatore.

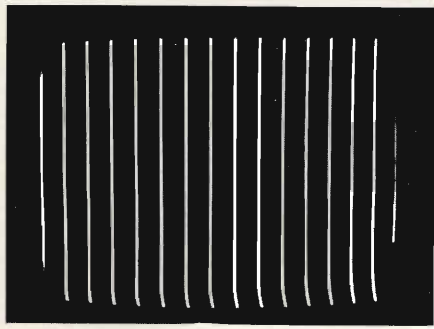


Fig. 4. Righe verticali.

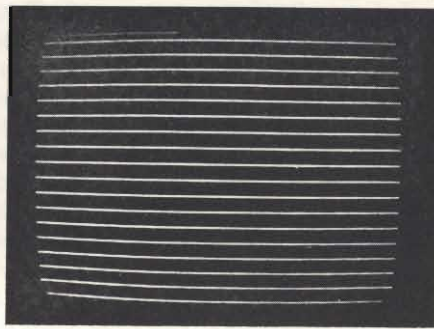


Fig. 5. Righe orizzontali.

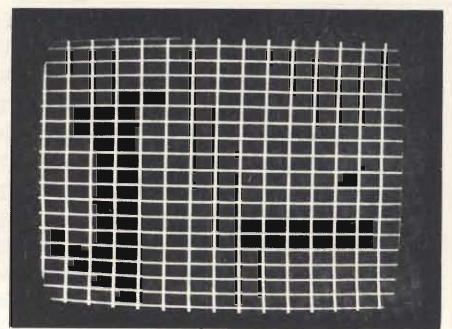


Fig. 6. Reticolo.

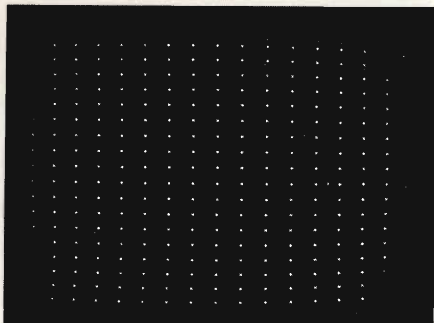


Fig. 7. Reticolo a punti.

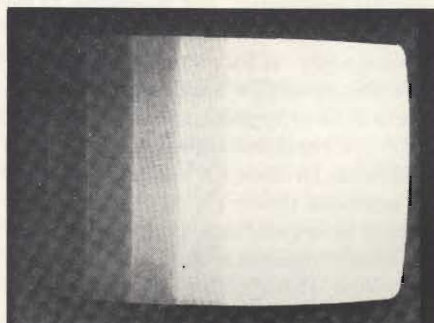


Fig. 8. Scala dei grigi sul teleschermo.

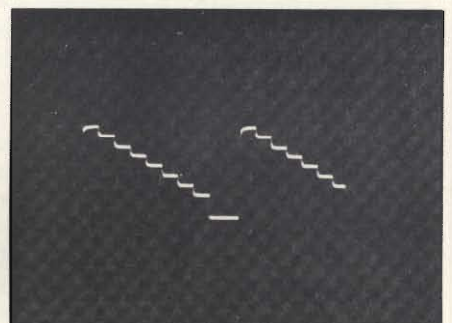


Fig. 9. Come appare il segnale della scala dei grigi sullo schermo dell'oscilloscopio.

sa d'antenna del televisore dovrà essere effettuato mediante un cavo coassiale lungo un metro, munito di appositi connettori. Un alimentatore da 8 V (che potrà anche essere del tipo a spina) sarà sufficiente a fornire tensione al circuito. Una tensione più elevata

non farebbe altro che riscaldare inutilmente il circuito integrato regolatore. Quest'ultimo dovrà essere munito di un piccolo dissipatore termico isolato.

La taratura di questo circuito è un'operazione abbastanza complessa. Sarà opportuno avere a disposizione un

oscilloscopio. La prima operazione sarà quella di regolare la frequenza d'uscita. Collegare il televisore, accenderlo e predisporlo per la ricezione del canale 30. Sintonizzare poi l'oscillatore ruotando i nuclei delle bobine con un cacciavite isolante antiinduttivo. Quando la portante sarà sintonizzata con il televisore, lo schermo apparirà nero ed il fruscio di fondo scomparirà.

Regolare ora con attenzione C1 di figura 2 fino a quando l'immagine che appare sul teleschermo sarà sincronizzata. Disporre poi il commutatore S in posizione "f" (scala dei grigi) e regolare con P1 la larghezza della scala dei grigi. Tutte le otto sfumature di grigio dovranno essere chiaramente separate. Sarà quindi possibile regolare, mediante P2 e P3 (P4), il rapporto tra l'altezza del segnale video e quella dei segnali di sincronismo. L'operazione risulterà più facile con l'aiuto di un oscilloscopio, che permetterà di osservare con chiarezza i gradini corrispondenti alla scala dei grigi. Regolare il cursore di P3 (P4) fino ad ottenere un'ampiezza $V_{p-p} = 1$ V. Regolare poi con P5 il livello degli impulsi di sincronismo; la regolazione sarà ultimata quando l'immagine sarà stabilmente sincronizzata.

Se il risultato non fosse ancora soddisfacente, sarà necessario ripetere dall'inizio l'intera procedura. Il collaudo finale avverrà visualizzando sul teleschermo tutte le immagini che è possibile ottenere con lo strumento.

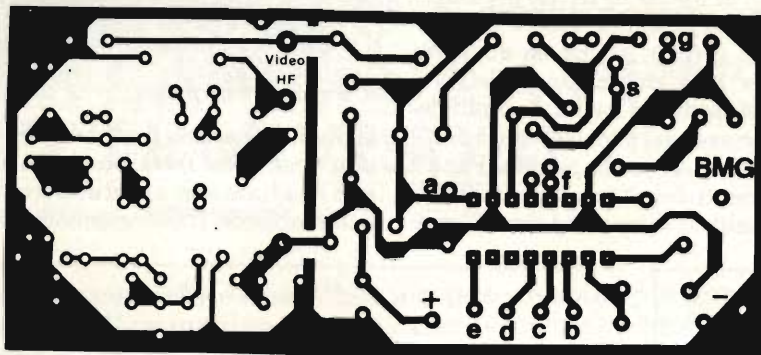


Fig. 10. Piste di rame del circuito stampato.

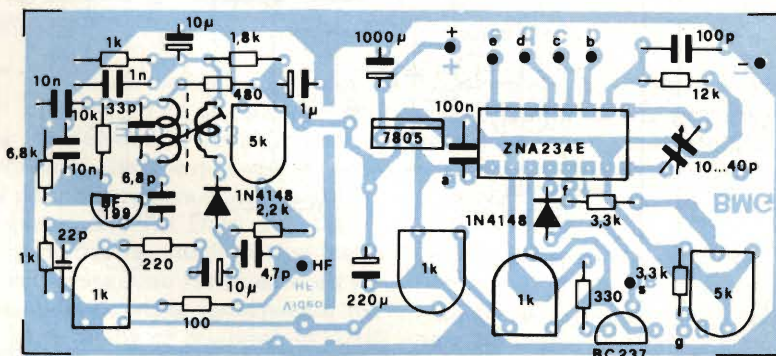


Fig. 11. Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

CASSE ACUSTICHE HI-FI DI POTENZA

a cura della Redazione

La cassa acustica è il terminale più importante di un impianto Hi-Fi. Costruire amplificatori a larga banda, di potenza, non è più un problema. Realizzare casse acustiche capaci di riprodurre fedelmente le forme d'onda fornite dall'amplificatore e con la potenza richiesta è stato ed è tuttora un problema.

In un impianto Hi-Fi, il componente più critico e pertanto il più importante è la cassa acustica, la quale deve ritrasformare in vibrazioni sonore più naturali possibili le corrispondenti variazioni di corrente fornite dall'amplificatore di potenza. Attualmente, entrare in possesso di un amplificatore capace di amplificare linearmente tutta la banda audio non è più un problema neanche dal punto di vista economico. È invece il terminale dell'impianto Hi-Fi, e cioè, la cassa acustica la quale se non ben dimensionata ed equipaggiata con appropriati altoparlanti, rischia di non riprodurre tutte le frequenze audio fornite dall'amplificatore.

Sulla parte anteriore della flangia di fissaggio degli altoparlanti occorre applicare lungo tutto il bordo, una striscia di gomma piuma autoadesiva.

In questo articolo presentiamo i dati completi per la realizzazione di 4 casse acustiche ermeticamente chiuse capaci di fornire potenze audio rispettivamente di 25, 30, 60 e 100 W. Sei altoparlanti sono Philips.

Criteri di progetto

Il notevole successo incontrato dalle casse acustiche ermeticamente chiuse è dovuto al fatto che esse consentono di dare una notevole potenza di uscita sonora ed un'ottima risposta alle frequenze audio in gioco pur mantenendo dimensioni relativamente ridotte. La maggior parte dei costruttori di casse e degli amanti dell'alta fedeltà sono concordi nell'affermare che la realizzazione di questo tipo di cassa non presenta difficoltà, e di conseguenza può essere facilmente autocostruita.

La cosa più importante che deve tener presente chi intende realizzare da se le casse descritte è la necessità di mantenere invariato, per ciascun tipo di cassa, il *valore di litri* indicato; mantenuto fisso questo parametro, il costruttore potrà variare le dimensioni della sua cassa rispetto a quelle proposte a seconda delle sue esigenze o alle caratteristiche del luogo dove le casse dovranno essere installate, senza correre il pericolo che vengano minimamente alterate le prestazioni specificate.

Gli altoparlanti consigliati sono stati oggetto di una particolare selezione che ha tenuto conto della struttura del-

le casse descritte. Se verranno adottati tutti gli accorgimenti costruttivi che l'amatore Hi-Fi abituato a questo tipo di costruzioni ben conosce, sarà possibile realizzare casse acustiche capaci di dare le stesse prestazioni di quelle offerte dai rivenditori di prodotti Hi-Fi, e che, come tutti sanno, hanno prezzi molto elevati.

Materiali da impiegare

I pannelli delle casse devono essere di legno truciolato compatto da 16 mm, 20 mm, oppure da 36 mm a seconda del tipo di cassa che si vuole realizzare. Le cornici di supporto interne devono essere fatte di listelli a sezione quadrata 20 mm x 20 mm di abete o di pino. All'interno della cassa va applicata lana di vetro. Per le griglie di protezione degli altoparlanti va usato tessuto a maglie larghe. Sono richiesti altri accessori come: viti, colla, strisce di gomma piuma, ecc. Di ciascuna delle casse presentate vengono fornite tutte le dimensioni; queste però, come già detto, possono anche essere cambiate purché venga mantenuta invariata la capacità in litri indicata per ciascuna cassa.

Suggerimenti per la costruzione delle casse

Innanzitutto occorre realizzare una costruzione solida; questa è la premessa indispensabile per poter ricavare dalla cassa le prestazioni indicate; di conseguenza, tutti i punti di giunzione dei pannelli e dei listelli delle cornici

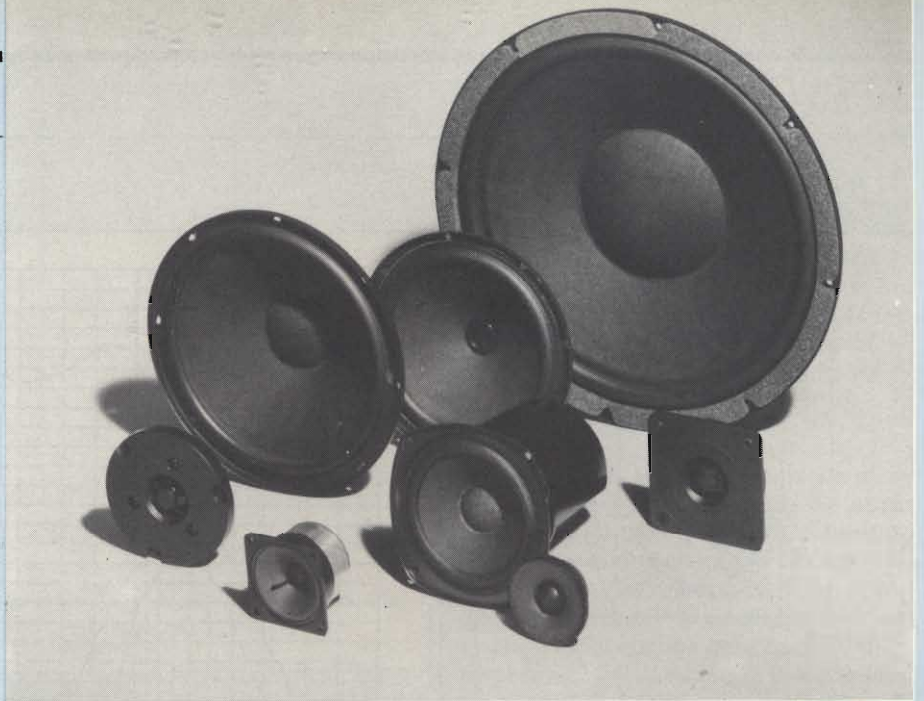


interne dovranno essere rigidi e compatti. Oltre a ciò, si tenga presente che:

- 1) nulla deve esistere sia all'interno che all'esterno della cassa capace di entrare in vibrazione con i coni degli altoparlanti.
- 2) non deve esserci nessun passaggio di aria tra la parte anteriore e quella posteriore dei coni degli altoparlanti; ciò potrebbe influire sulla vibrazione degli altoparlanti stessi: in altre parole, non devono verificarsi "corti circuiti acustici" di nessuna natura.

Ogni cassa acustica dovrà pertanto essere strutturalmente rigida e compatta e a tenuta d'aria.

Fatte queste premesse di carattere



Fotografia di alcuni altoparlanti utilizzati per realizzare le casse descritte.

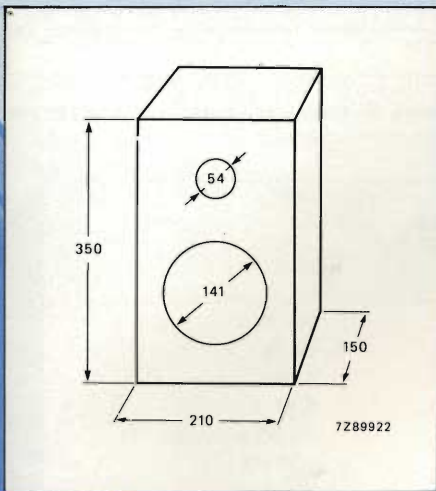


Fig. 1 - Dimensioni (in mm) della cassa da 11 litri (25 W). Queste dimensioni si riferiscono all'interno della cassa e sono puramente indicative. La cassa deve essere realizzata con truciolato compatto da 16 mm; l'intelaiatura interna che sopporta i pannelli esterni deve essere fatta con listelli di abete a sezione quadrata (20 x 20 mm). Per aver un buon smorzamento acustico occorre ricoprire il pannello posteriore con 60 g di lana di vetro.

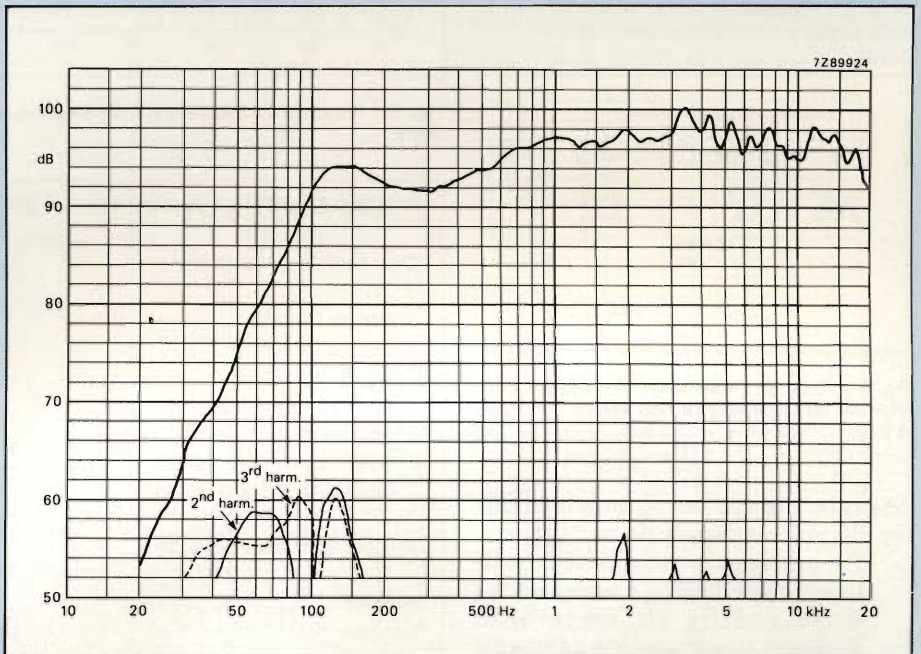


Fig. 3 - Risposta in frequenza e distorsione armonica in aria libera di ciascun altoparlante impiegato nella cassa misurata. Potenza operativa = 4 W; tensione di lavoro 5,6 V; il microfono impiegato per la misura (Bruel e Kjaer 1/2" tipo 4133), dista 1 m dalla cassa e deve guardare il punto intermedio esistente tra l'altoparlante tweeter e il woofer ($0 \text{ dB} = 2 \times 10^{-5} \text{ N/m}^2$).

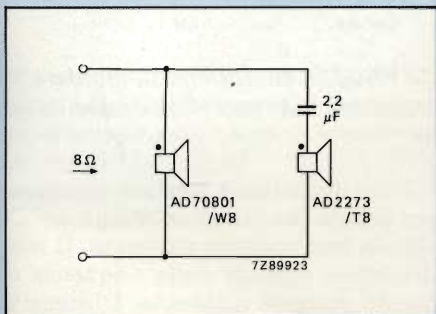


Fig. 2 - Rete di cross-over; consente di ottenere una impedenza con valore nominale di 8 Ω . In questa e nelle altre casse, il roll-off (pendenza) eccezionalmente dolce del woofer (altoparlante per i bassi) consente di fare a meno dell'induttore, solitamente collegato in serie. I puntini di colore rosso riportati negli altoparlanti indicano che lì va collegato il terminale positivo di uscita dall'amplificatore.

CASSA ACUSTICA A DUE VIE DA 25 W (11 LITRI)

Dati tecnici principali

Potenza trattata	25 W _{eff}
Massima potenza	50 W
Potenza operativa	4 W
Impedenza nominale	8 Ω
Risposta in frequenza	da 70 a 20.000 Hz
Frequenza di risonanza	109 Hz
Frequenza di cross-over	7800 Hz

Altoparlanti consigliati

woofer	AD70801/W8, 8 Ω
tweeter	AD2273/T8, 8 Ω

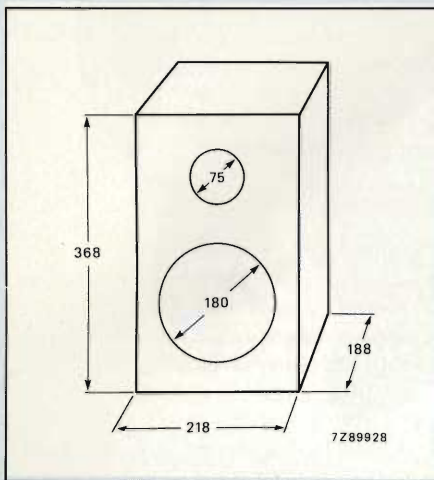


Fig. 4 - Dimensioni in mm della cassa da 15 litri 30 W. Le dimensioni si riferiscono all'interno della cassa e sono puramente indicative.

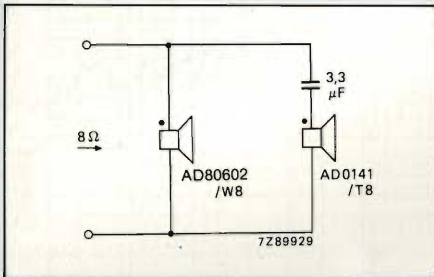


Fig. 5 - Rete di cross-over, che consente di ottenere una impedenza con valore nominale di 8 Ω .

generale, diamo alcuni suggerimenti per chi volesse farsele da se.

1. Per prima cosa, costruire il pannello anteriore (baffle), quello cioè che dovrà ospitare gli altoparlanti. Produrre una svasatura adatta ad accogliere gli altoparlanti in modo che quest'ultimi risultino incassati a filo con il baffle e trovarsi nella posizione corretta quando si dovrà fissarli mediante viti.
2. Applicare sulla parte posteriore della flangia degli altoparlanti, lungo tutto il bordo, una striscetta di gomma piuma autoadesiva. Indi, fissare gli altoparlanti sul pannello mediante viti e nella posizione corretta.
3. I pannelli della cassa devono essere tenuti assieme da una incastellatura interna (riquadro) fatta di listelli di abete o di pino a sezione quadrata. Incollare abbondantemente le parti terminali dei listelli dell'incastellatura prima di fissarli definitivamente mediante viti. Ciò darà alla cassa la robustezza e la rigidità richiesta.
4. Foderare l'interno della cassa con la quantità di lana di vetro indica-

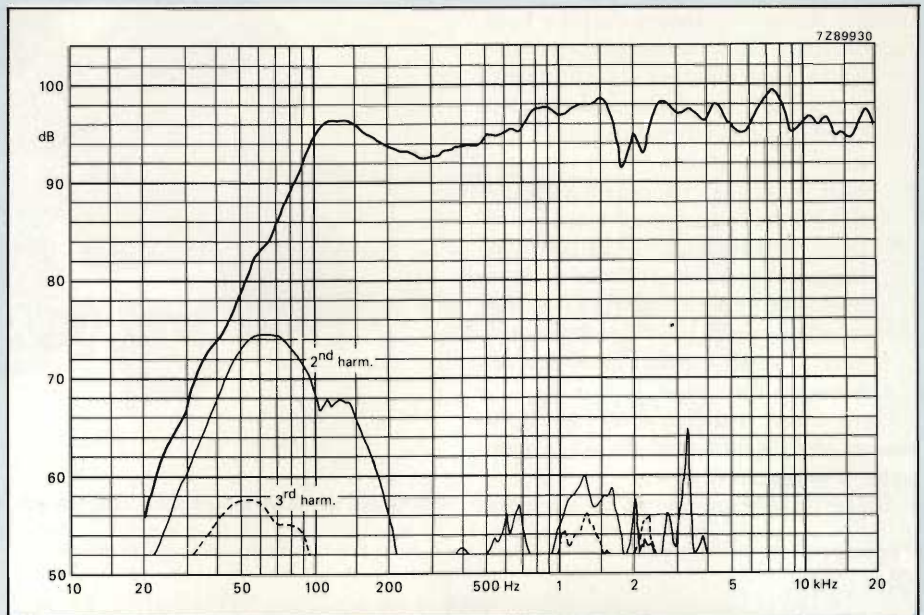


Fig. 6 - Risposta in frequenza e distorsione armonica di ciascun altoparlante misurata in aria libera.

CASSA ACUSTICA A DUE VIE DA 30 W (15 LITRI)

Dati tecnici principali

Potenza trattata	30 W _{eff}
Massima potenza	60 W
Potenza operativa	4 W
Impedenza nominale	8 Ω
Risposta in frequenza	da 55 a 20.000 Hz
Frequenza di risonanza	100 Hz
Frequenza di cross-over	6000 Hz

Altoparlanti raccomandati

woofer	AD80602/W8, 8 Ω
tweeter	AD0141/T8, 8 Ω

ta fissandola mediante punti metallici. (Attenzione! Maneggiare la lana di vetro con guanti per non avere problemi d'irritazione della pelle). Al posto della lana di vetro potrà essere impiegata anche ovatta di lana o materiale simile.

5. Ricoprire i lati dei listelli rispettivamente anteriore e posteriore dell'incastellatura con striscette di gomma piuma autoadesiva. Fatto ciò, fissare sui listelli così gommati il pannello rispettivamente anteriore e posteriore della cassa. Assicurarsi che i punti di unione dei pannelli siano a tenuta di aria.
6. Costruire e fissare la griglia da sistemare davanti agli altoparlanti.
7. Collocare la cassa in un punto dove la sua risposta in frequenza non

possa essere disturbata. Per esempio, tenerla lontana da mobili o tende.

APPENDICE: Differenti maniere di esprimere la potenza fornita da un altoparlante

Un altoparlante produce un suono per il fatto che nella sua bobina mobile circola una corrente alternata. Il tono del suono dipende dalla frequenza di questa corrente alternata. L'intensità del suono prodotto dipende, a sua volta, dall'intensità della corrente circolante nella bobina mobile. In termini elettrici, la potenza ($V \times I$) che un altoparlante può fornire può essere definita in tre modi. Nei dati tecnici forniti dai costruttori di altoparlanti si parla infatti di:

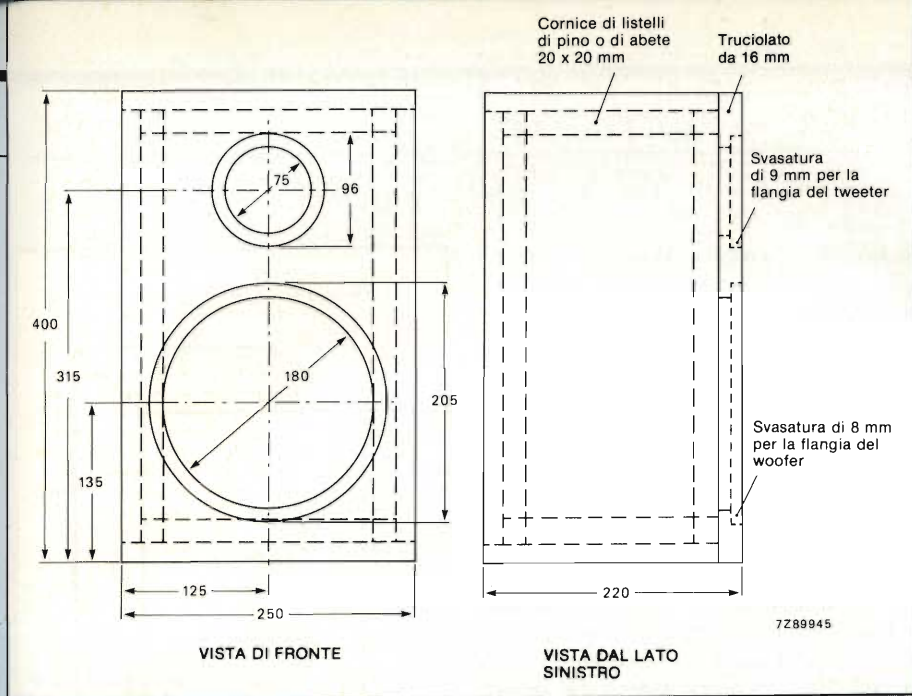


Fig. 7 - Particolare costruttivo della cassa da 15 litri (30 W). La cassa deve essere fatta con truciolato da 16 mm. Le cornici interne che supportano i pannelli esterni devono essere fatte con listelli di abete quadrati da 20 mm. Tutti i punti di giunzione devono essere incollati e uniti mediante viti. Per ottenere lo smorzamento acustico, ricoprire il pannello posteriore con 60 g di lana di vetro.

- potenza operativa (operating power)
 - livello di potenza trattata (power handling capacity)
 - potenza musicale (music power)
- Ciascuna di queste tre "angolazioni" con cui è osservata la potenza di un

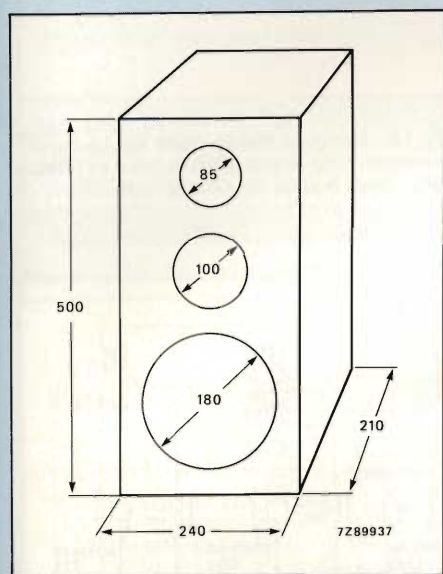


Fig. 8 - Cassa da 25 litri (60 W). Dimensioni in mm. Queste dimensioni si riferiscono all'interno della cassa e sono puramente indicative.

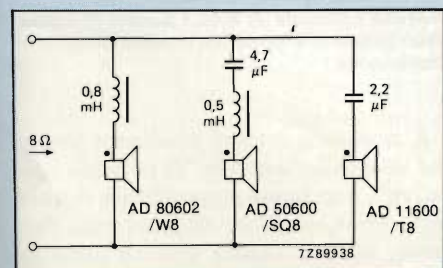


Fig. 9 - Rete di cross-over capace di dare una impedenza nominale di 8 Ω.

altoparlante serve a definire una condizione operativa che non ha alcuna relazione con le altre due. (Ciò non toglie che un esperto progettista di casse non possa quantificare due dei suddetti parametri partendo da quello noto).

1) Potenza operativa

Viene definita come la potenza d'ingresso capace di produrre alla distanza di 1 metro, lungo l'asse dell'altoparlante, una pressione sonora di 12 μbar (oppure 4 μbar alla distanza di 3 m). Prendendo come livello di riferimento (e cioè 0 dB) una pressione sonora di 2×10^{-4} μbar (e cioè 2/10.000 μbar), una pressione sonora di 2 μbar corrisponderà a 96 dB (e 4 μbar = 86 dB).

Questa definizione di potenza dell'altoparlante (e cioè la sua potenza opera-

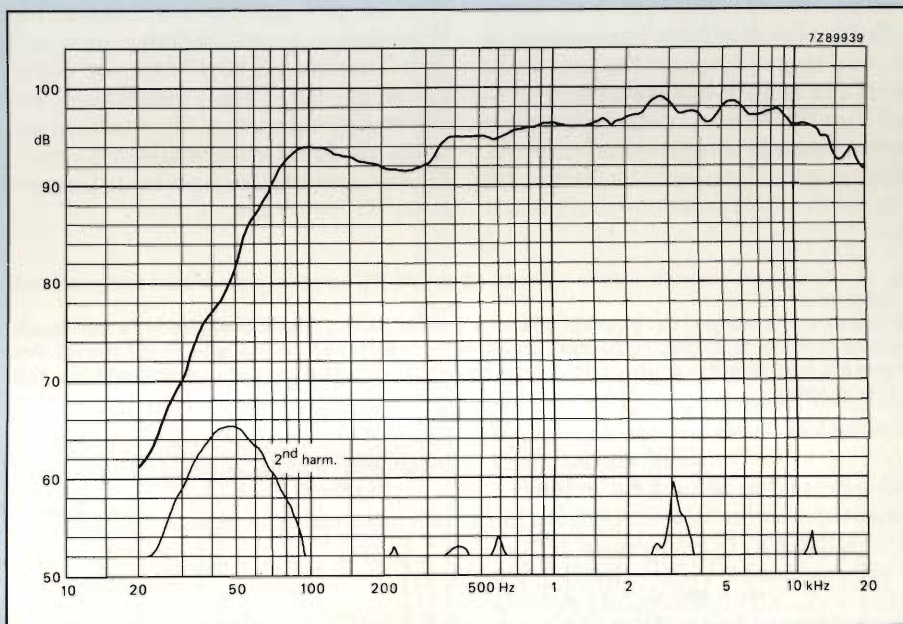


Fig. 10 - Risposta in frequenza e distorsione armonica di ciascun altoparlante misurata in aria libera.

CASSA ACUSTICA A TRE VIE DA 60 W (25 LITRI)

Dati tecnici principali

Potenza trattata	60 W _{eff}
Massima potenza	120 W
Potenza operativa	3 W
Impedenza nominale	8 Ω
Risposta in frequenza	da 55 a 20.000 Hz
Frequenza di risonanza	77 Hz
Frequenza di cross-over	2400 Hz e 6500 Hz

Altoparlanti raccomandati

woofer	AD80602/W8, 8 Ω
squawker	AD50600/SQ8, 8 Ω
tweeter	AD11600/T8, 8 Ω

tiva), nonostante la sua semplicità, costituisce un buon punto di partenza per tutti i calcoli inerenti al progetto di una cassa. Ovviamente è espressa in watt, e viene calcolata molto semplicemente aumentando la potenza d'ingresso dell'altoparlante sotto misura fino a quando non si sia raggiunta, alla distanza sopra specificata, la pressione sonora di 12 μ bar.

Si deve tener presente che la pressione sonora di 96 dB corrisponde a un suono molto intenso: poche persone desidererebbero un suono così intenso nelle loro abitazioni. Esistono però dei "patiti" i quali più che "ascoltare" vogliono "sentire" la musica, e per i quali i 96 dB rappresentano un livello d'intensità medio. In entrambi i casi, la potenza operativa come l'abbiamo descritta, è in grado di dare un'idea molto precisa circa le possibilità di cui un altoparlante sarà capace. Per esempio, se nei dati tecnici è scritto che la potenza operativa di un dato altoparlante è 1 W, ciò significa che applicando a questo altoparlante la potenza elettrica di 1 W, esso è capace di fornire alla distanza di 1 m, un livello di pressione pari a 96 dB.

2) Livello di potenza trattata

Il parametro "potenza operativa" non è in grado di dirci quanta potenza elettrica un dato altoparlante può "sopportare" prima di guastarsi o di danneggiarsi. Questo dato molto importante ci viene fornito, a sua volta, sotto due punti di vista.

- come livello di potenza trattata
- come livello di potenza musicale.

Consideriamo il primo aspetto. Riprendiamo il nostro altoparlante con potenza operativa di 1 W, e supponiamo di ottenere da esso un livello sonoro di 100 dB. Vogliamo cioè 4 dB in più rispetto ai 96 dB di prima, il che significa che la primitiva potenza d'ingresso (e cioè 1 W) dovrà essere moltiplicata per 2,5; dovremo cioè applicare all'ingresso dell'altoparlante non 1 W ma 2,5 W. Cosa però potrebbe succedere se noi volessimo in corrispondenza dei bassi, un'esaltazione di 10 dB? Questo significherebbe che ora, per questi bassi, occorrerebbe aumentare di 10 volte la potenza applicata all'altoparlante, occorrerebbe cioè che l'altoparlante trattasse 25 W!

Fig. 11 - Particolare costruttivo della cassa da 25 litri (60 W). La cassa deve essere realizzata con truciolato da 16 mm.

Le strutture di sostegno dei pannelli esterni e cioè le cornici, devono essere fatte con listelli quadrati di abete da 20 mm. Tutti i punti di giunzione devono essere incollati e fissati con viti. Per ottenere lo smorzamento acustico richiesto, il pannello posteriore deve essere ricoperto con 90 g di lana di vetro.

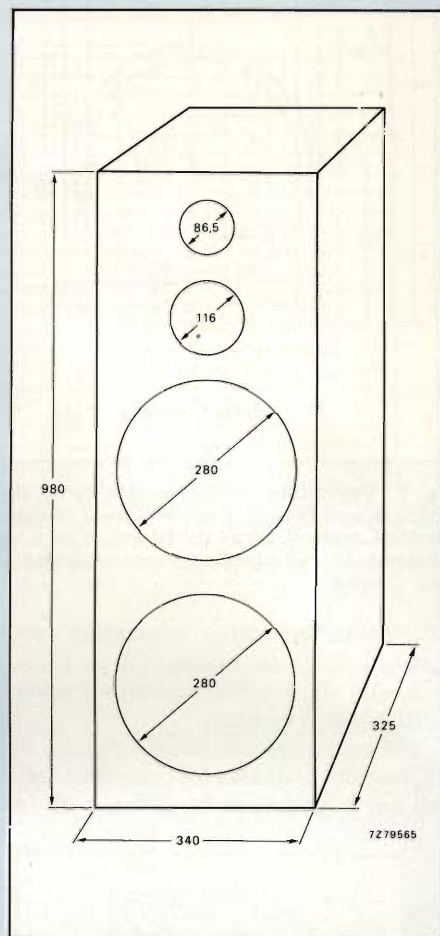
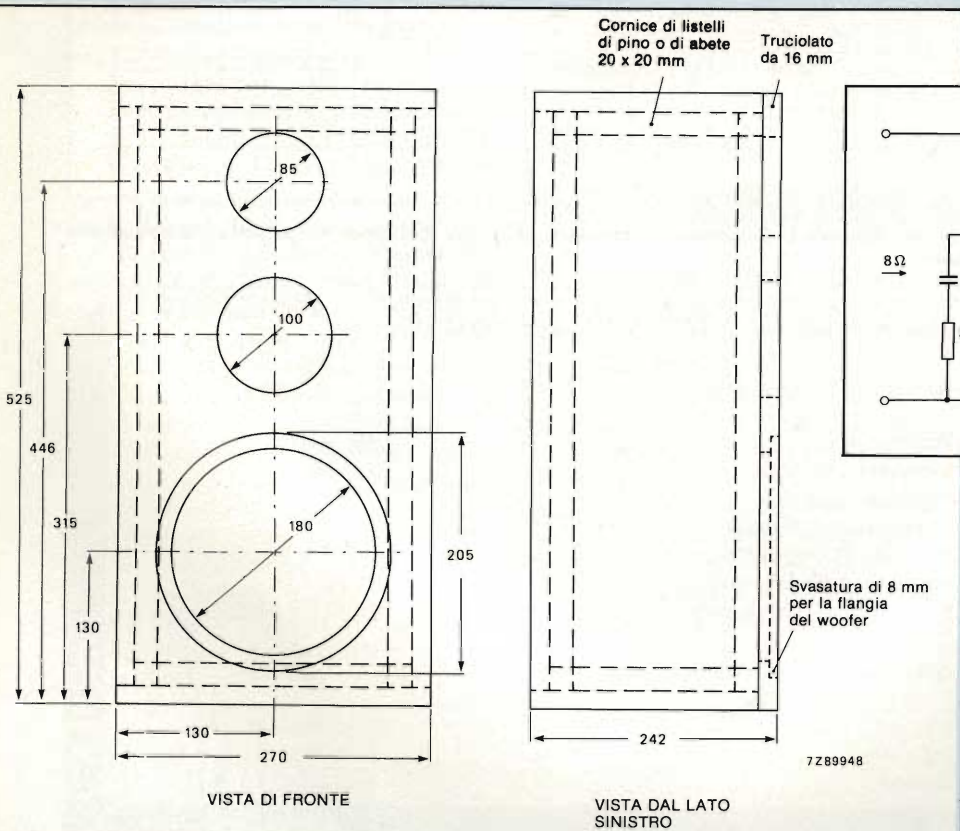


Fig. 12 - Cassa da 100 litri (100 W). Le dimensioni sono date in mm, si riferiscono all'interno della cassa e sono puramente indicative.

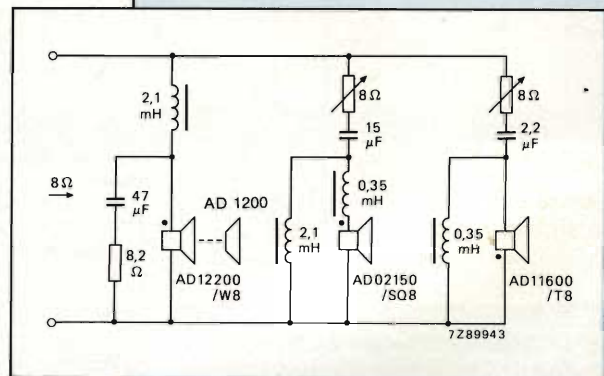


Fig. 13 - Rete di cross-over che fornisce un'impedenza nominale di 8 Ω . I puntini di colore rosso indicano il terminale positivo di ciascun altoparlante.

A questo punto ci rendiamo conto che la sola definizione "di potenza operativa", non basta a specificare tutte le caratteristiche di un altoparlante. Pertanto, oltre a sapere quanta potenza richiede un altoparlante per dare, ad una certa distanza, una data pressione sonora, occorrerà anche conoscere

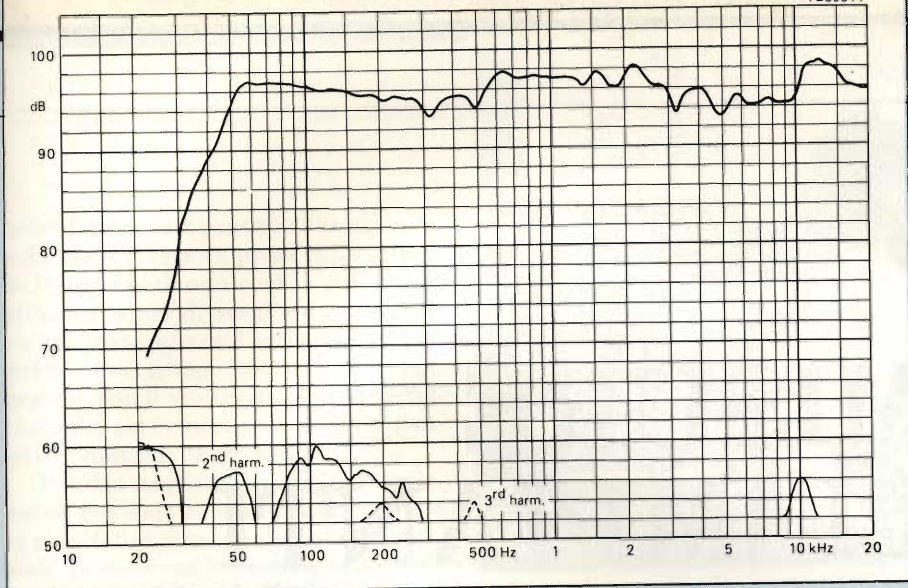


Fig. 14 - Risposta in frequenza e distorsione armonica di ciascun altoparlante misurata in aria libera.

CASSA ACUSTICA A TRE VIE DA 100 W (100 LITRI) CON RADIATORE PASSIVO

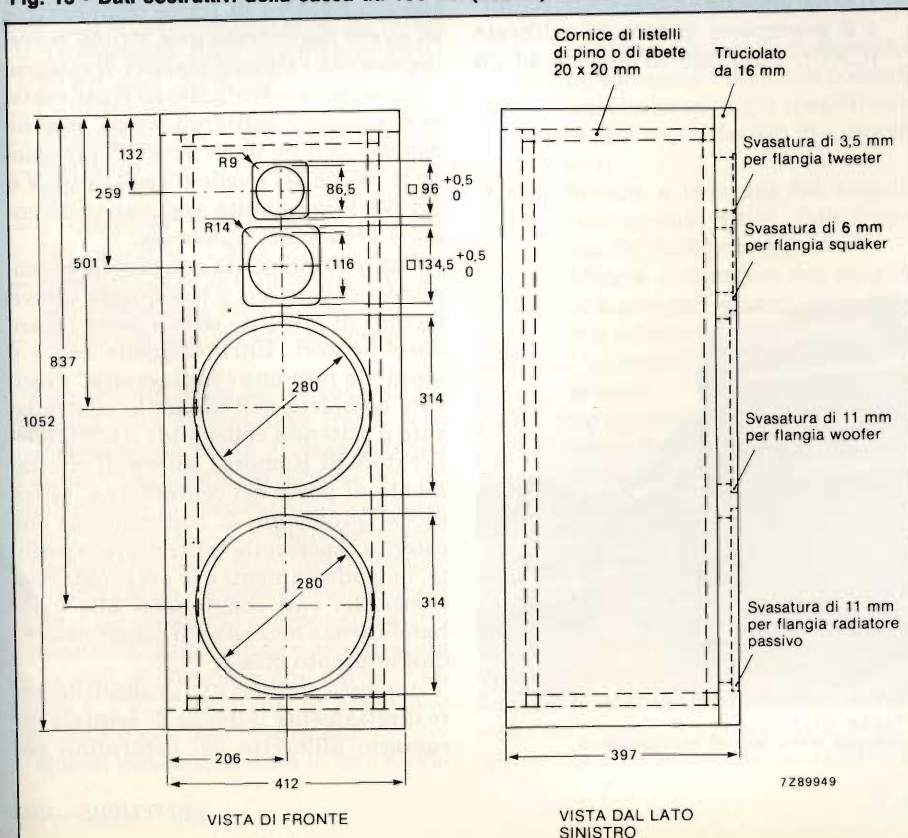
Dati caratteristici principali

Potenza trattata	100 W _{eff}
Massima potenza	200 W
Potenza operativa	7 W
Impedenza nominale	8 Ω
Risposta in frequenza	da 20 a 20.000 Hz
Frequenza di risonanza	da 14 a 48 Hz
Frequenza di incrocio	1000 Hz e 6000 Hz

Altoparlanti raccomandati

woofer	AD12200/W8, 8 Ω
radiatore passivo da 12"	AD1201 oppure AD1200,
squawker	AD02150/SQ8, 8 Ω
tweeter	AD11600/T8, 8 Ω

Fig. 15 - Dati costruttivi della cassa da 100 litri (100 W).



quanta potenza complessivamente l'altoparlante può trattare o tollerare senza guastarsi. Quest'ultimo dato è appunto fornito dal parametro "livello di potenza trattata" (power handling capacity). Esso indica la massima potenza che un dato altoparlante può trattare in maniera *continuativa*.

3) Potenza musicale

È un'altra maniera di determinare la massima potenza che un altoparlante può sopportare. Solitamente viene misurata in termini di picchi di carico (di musica o di parlato) che si hanno in corrispondenza delle basse frequenze della curva di risposta: a queste frequenze non è facilmente apprezzabile la distorsione. La potenza musicale rappresenta pertanto la massima potenza che può essere applicata al disotto di 250 Hz, prima di percepire fenomeni di distorsione.

Dato il gran numero di variabili di cui occorre tener conto per poter definire le prestazioni finali di un sistema di riproduzione Hi-Fi, converrà almeno per ciò che riguarda l'altoparlante, usare il concetto di *potenza continuativa* (e cioè potenza sinusoidale) per l'amplificatore, e la *massima potenza trattabile* per l'altoparlante. Attenendosi a questa regola, non si potrà sbagliare, almeno per ciò che riguarda le potenze in gioco, sia nella scelta dell'amplificatore sia nella scelta del relativo altoparlante.

Sempre rimanendo in tema di potenza, vediamo cosa potrebbe succedere se non si scegliesse l'altoparlante (o gli altoparlanti) adatti a lavorare con un dato amplificatore.

Quando la potenza trattata dall'altoparlante è superiore alla massima potenza continuativa (onde sinusoidali) che l'amplificatore è capace di dare, l'altoparlante non potrà subire alcun danno, quando gli verrà applicata la massima potenza fornita dall'amplificatore; al massimo si noterà una leggera distorsione.

Quando invece la potenza trattata dall'altoparlante è inferiore alla massima potenza continuativa, sinusoidale fornita dall'amplificatore, se il regolatore del volume di quest'ultimo viene portato al massimo, certamente l'altoparlante verrà danneggiato. Fortunatamente, prima di raggiungere questo livello di rottura, l'ascoltatore percepirebbe un livello di distorsione tale da costringerlo a ridurre il volume, e di conseguenza, a fare in tempo a salvare ancora l'altoparlante.

MISURE SUGLI IMPIANTI DI ANTENNA

Con il generatore di rumore CNG 90

di V. Parenti, E. Romano

Questo semplice strumento, sviluppato dalla divisione strumenti della RO.VE.R., sarà estremamente utile agli installatori TV in quanto potenzia il misuratore di campo in loro possesso e crea un nuovo sistema di misura che rivoluzionerà il controllo degli impianti centralizzati e i relativi componenti.

Com'è noto per visualizzare le curve di risposta di dispositivi a Radio Frequenza, come ad esempio i componenti per impianti centralizzati d'antenna ecc., esistono tre principali tipi di strumenti:

— il primo, ed il più conosciuto è il volubolatore, chiamato anche sweep,

che viene utilizzato in unione ad un oscilloscopio od a un monitor x-y.

— Il secondo è il tracking generator utilizzato in unione ad un analizzatore di spettro.

— Il terzo sistema - quasi sconosciuto - è il generatore di rumore calibrato (CNG), utilizzato in unione ad un

misuratore di campo (MdC) o ad un analizzatore di spettro (AdS).

La RO.VE.R. propone questo nuovo interessante sistema di misura denominato CNG 90 dopo aver effettuato un elevato numero di prove comparative ed avere riscontrato una ottima correlazione con i sistemi classici di misura.

È inoltre evidente che se il generatore di rumore è calibrato, e cioè, se se ne conosce con un buon grado di precisione il valore del livello d'uscita (in μV o $dB\mu V$), le possibilità applicative divengono veramente numerose.

Per la prima volta con piccoli ed economici generatori e con questa nuova tecnica di misura - oltre a poter tarare amplificatori, filtri, trappole ecc. - è possibile fare una "radiografia" precisa e completa dell'impianto centralizzato d'antenna collegando il CNG (Generatore di Rumore Calibrato) direttamente al posto del centralino e, senza alcun problema di sincronizzazione esterna, è possibile controllare le perdite, i disadattamenti e le eventuali risonanze dei vari componenti alle varie bande senza necessità di disconnetterli dall'impianto stesso.

A questo punto si è in grado di dedurre direttamente il livello di segnale necessario all'uscita del centralino per



Fig. 1 - CNG 90 utilizzato in questo caso per il controllo della rete di distribuzione.

poter fornire la quantità di segnale desiderato a ciascuna presa dell'impianto in esame; dando così la possibilità all'installatore di scegliere il centralino adeguato, senza il pericolo di impiegarne uno troppo piccolo, o troppo grande, con il vantaggio di poter effettuare dei preventivi precisi senza paura di eventuali "sorprese".

Un'altra applicazione molto interessante, che vale la pena di anticipare, è la possibilità di misurare in cavo coassiale, la distanza in metri alla quale si trova un corto circuito od una interruzione accidentale, oppure più semplicemente misurare la lunghezza di un cavo coassiale interrato, incassato o avvolto, senza rimuoverlo.

Modelli di generatori di rumore prodotti e relativi accessori

Attualmente sono disponibili i seguenti modelli:

- **MOD CNG 90** - livello d'uscita 90 dB μ V su 75 Ω (vedi nota 1); attenuatori incorporati inseribili da 6 a 36 dB totali con posizioni 6.10.16.20.26.30 e 36 dB; linearità nella banda 20-900 MHz \pm 1,5 dB.
- **MOD CNG 70** - livello d'uscita 70 dB μ V su 75 Ω (vedi nota 1); linearità nella banda 20-900 MHz \pm 1,5 dB.
- **MOD CNG 50** - livello d'uscita 50 dB μ V (vedi nota 1); linearità nella banda 20-900 MHz \pm 2,5 dB. Versione miniaturizzata funzionante solo a batterie.

Gli accessori richiesti sono:

- Ponte riflettometrico mod. RFB 002
- Attenuatore fisso connettori BNC 20 dB mod. AFB 020
- Connettore a "T"
- Adattatore BNC IEC mod. BNF 9
- Spezzoni cavo 75 Ω intestati 2 x BNC
- 2 spezzoni cavi 75 Ω intestati IEC(m)/BNC 1 m; 0,5
- Spezzoni cavo 75 Ω intestati BNC ed altro terminale ravnivato.
- Borsa con cinghia e porta-accessori.

Con uno qualsiasi dei tre suddetti generatori (che differiscono fra di loro principalmente per la diversa potenza d'uscita) impiegato in unione ad un analizzatore di spettro (AdS) o misuratore di campo (MdC) di qualsiasi marca o tipo (anche senza monitor) è possibile effettuare un numero elevatissimo di misure sia su singoli componenti attivi e passivi (a larga banda o selettivi) sia sulle reti di distribuzione dei segnali radio e TV, *il tutto con la precisione dell'AdS o dell'MdC utilizzato.*

Questi generatori, data la loro eleva-



Fig. 2 - Generatore di rumore calibrato CNG 90 nella fase di collaudo di produzione.

ta precisione (nel livello) e linearità (nella banda 20-900 MHz) trovano impiego anche in laboratori misure o di produzione e sono molto indicati anche per scuole professionali; essi possono sostituire vantaggiosamente in determinate misure il Volutatore o il Tracking Generator, dato ad esempio che con il CNG è possibile effettuare misure su sistemi non isofrequenziali come i convertitori od i sintonizzatori.

Principali applicazioni del generatore di rumore calibrato CNG 90

Dopo questa presentazione generale, per il momento prenderemo in esame solo il generatore mod. CNG 90 essendo il più completo; e senza entrare in dettagli tecnici elencheremo di seguito le principali applicazioni, dividendo le misure effettuabili in cinque gruppi:

- A — Misure sulla rete di distribuzione compresi tutti i componenti attivi e passivi già inseriti nella rete stessa (senza disconnetterli).
- B — Misure e taratura sui singoli componenti attivi, (sia larga banda (L.B.) che selettivi).
- C — Misure e tarature sui singoli componenti passivi, (sia L.B. che selettivi).
- D — Calibrazione di strumenti di misura.
- E — (in preparazione) Misure di rumore, livello d'uscita, impedenza caratteristica dei cavi coassiali ecc....

Prima però di entrare nel dettaglio delle suddette misure vogliamo far presente quanto segue.

Avendo il rumore una distribuzione spettrale da zero a infinito, quando si esprime il livello d'uscita di un C.N.G. occorre precisare la larghezza di banda dello strumento di misura (AdS, MdC o altri). Nel nostro caso questo valore è di

0,25 MHz, essendo questa la larghezza del filtro I.F. di misura normalmente più utilizzata nei M.d.C. (con ricevitore panoramico).

Se la larghezza di banda dello strumento utilizzato avesse un valore differente, il livello d'uscita acquisterebbe un valore anch'esso differente. Per esempio, collegando il CNG 90 ad un misuratore di campo avente un filtro I.F. più stretto (0,125 MHz), misureremo 3 dB di meno (cioè 87 dB μ V); viceversa collegando ad un misuratore di campo un filtro I.F. più largo (0,5 MHz), misureremo 3 dB di più (cioè 93 dB μ V). Ne risulta una semplice regola che ad ogni raddoppio di banda il livello misurato aumenta di 3 dB, e viceversa diminuisce di 3 dB per ogni dimezzamento.

La formula che lega il livello ad una larghezza di banda differente da 0,25 MHz è la seguente:

$$\text{LIVELLO in dB } \mu\text{V} = 90 \text{ dB } \mu\text{V} + 10 \log \frac{\text{nuova banda (in MHz)}}{0,25}$$

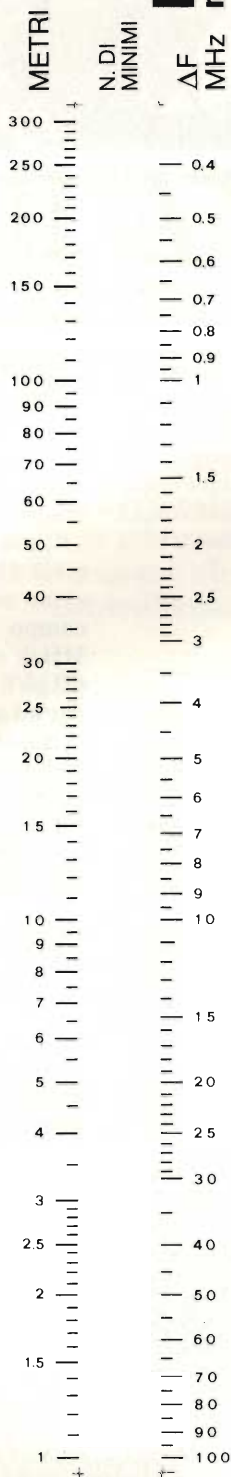
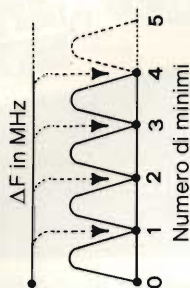
Ad es. per un filtro avente una larghezza di banda di 8 MHz - (larghezza di banda normale impiegata da MdC senza ricevitore panoramico) - avremo una lettura superiore di 15 dB. Infatti:

$$10 \log \frac{8}{0,25} = 10 \log 32 = 15 \text{ dB}$$

Il CNG 90 è stato progettato presupponendo un utilizzo prevalentemente in unione a misuratori di campo (preferibilmente del tipo con ricevitore panoramico); ricordiamo che questi strumenti hanno dei rivelatori d'involuppo che forniscono un livello superiore a quello efficace. In realtà volendo misurare esattamente in valore efficace il livello di rumore fornito dal CNG 90 si deve utilizzare un bolometro a larga banda: esso indicherà - dopo opportune

CALCOLATORE DELLA DISTANZA DI CORTO CIRCUITO O DI INTERRUZIONE NEI CAVI COASSIALI PER GENERATORE RO.VE.R. CNG 90

Portare la freccia rossa di riferimento sul ΔF misurato e leggere la distanza in metri in corrispondenza delle frecce blu in funzione del numero di minimi scelti per la misura.



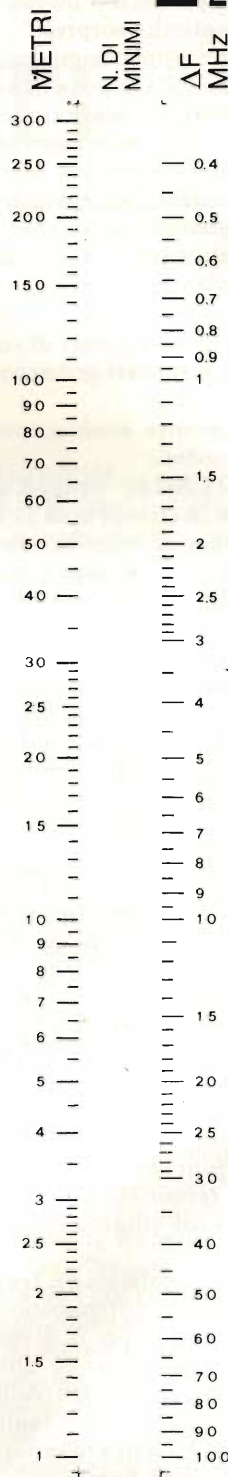
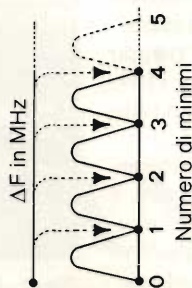
LATO CAVO COMPATTO

RO.VE.R.
made in Italy

a)

CALCOLATORE DELLA DISTANZA DI CORTO CIRCUITO O DI INTERRUZIONE NEI CAVI COASSIALI PER GENERATORE RO.VE.R. CNG 90

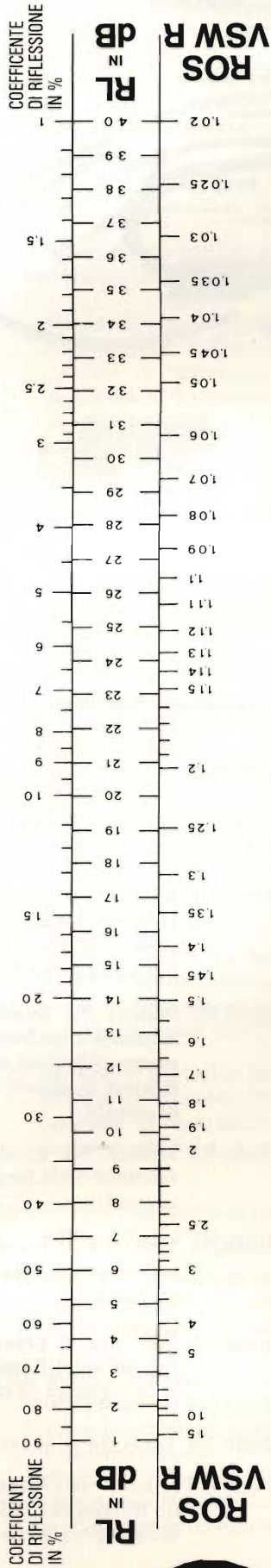
Non essendo la differenza di frequenza tra i minimi (ΔF) legata alla frequenza di lavoro, ma solo alla lunghezza del cavo, si consiglia di scegliere la banda di lavoro nella quale risulta più precisa la lettura; come orientamento per misura di cavi inferiori a 10 m si consiglia di lavorare in banda UHF leggendo più di un minimo viceversa per lunghezze superiori lavorare in BI o BIII leggendo uno o più minimi.



LATO CAVO ESPANSO

RO.VE.R.
made in Italy

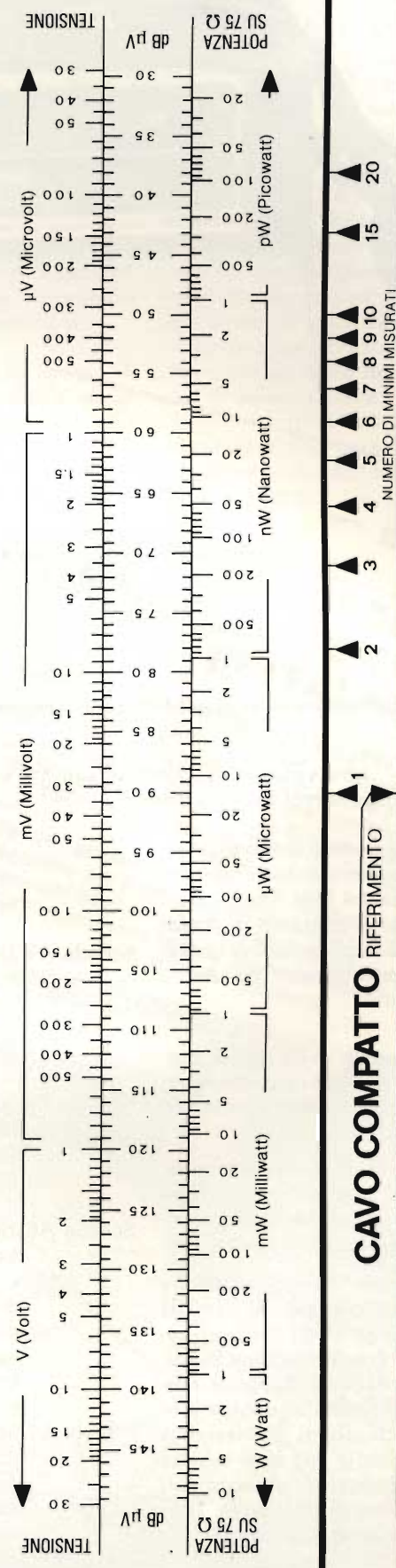
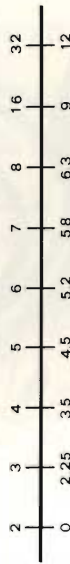
b)



CAVO ESPANSO (PEE) RIFERIMENTO

NUMERO DI MINIMI MISURATI

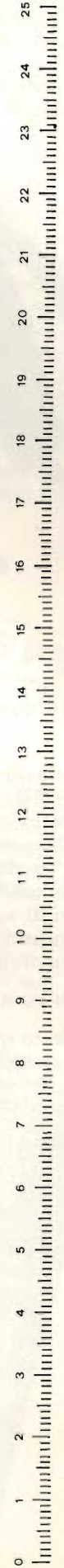
2 3 4 5 6 7 8 9 10 15 20



CAVO COMPATTO RIFERIMENTO

NUMERO DI MINIMI MISURATI

2 3 4 5 6 7 8 9 10 15 20



Calcolatore tipo regolo fornito insieme all'apparecchiatura e di cui daremo una descrizione dettagliata nella seconda parte. a) Lato cavo polietilene compatto (PE). b) Lato cavo polietilene espanso (PEE). c) Particolare del cursore con scala di equivalenze tra ROS, RL e coefficiente di riflessione. d) Particolare del cursore con scala di equivalenze tra potenza, dB μ V e tensioni (in V, mV, μ V).

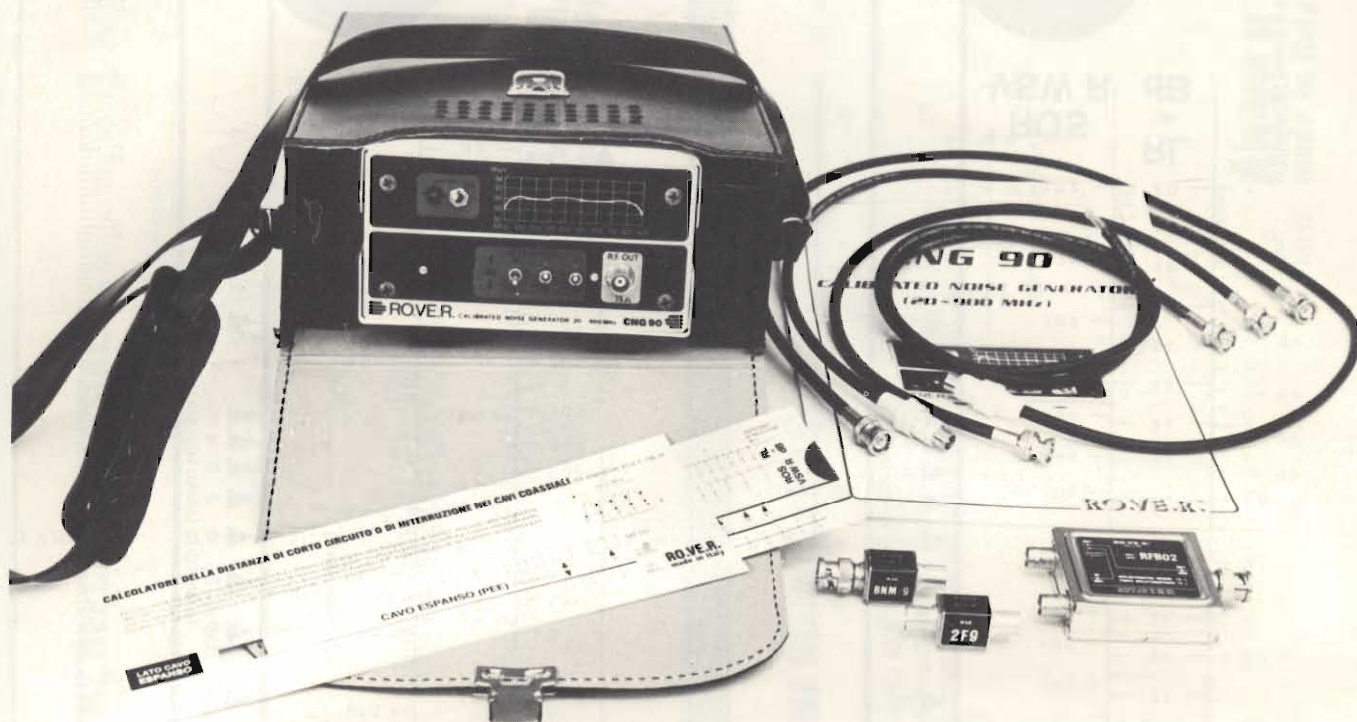


Fig. 3 - CNG 90 con comoda borsa completa di porta-accessori. Alla base alcuni accessori, tra cui un calcolatore tipo regolo.

correlazioni - un valore di 22 dBm/MHz corrispondenti a 87,75 dB $\mu\text{V}/\text{MHz}$.

È bene tener presente che in una misura assoluta occorre considerare anche la tolleranza del MdC impiegato.

Qui di seguito illustriamo in dettaglio le principali applicazioni del generatore di rumore calibrato CNG 90.

GRUPPO A

Misure effettuabili sulla rete di distribuzione con inseriti tutti i componenti attivi e passivi (senza necessità di disconnetterli).

Scheda A1 Misura delle perdite totali in un impianto (rete di distribuzione) dall'uscita del centralino alle varie prese.

Scheda A2 Misura dell'attenuazione di Riflessione (RL) in dB nei vari punti dell'impianto e trasformazione in valore di ROS (Rapporto Onde Stazionarie) oppure (Coefficiente di riflessione) mediante apposita tabella e nomogramma allegati alla descrizione della fase operativa di questa specifica misura.

Scheda A3 Valutazione della differenza di schermatura di cavi coassiali, parametro sempre più importante data la crescente saturazione dello spettro elettromagnetico.

Scheda A4 Determinazione del livello e del guadagno per una corretta scelta del centralino necessario dell'impianto in esame.

Scheda A5 Misura dell'attenuazione di cavi già installati (vedi impianti) alle varie bande od ai vari canali.

Scheda A6 Determinazione della distanza di cortocircuito od interruzione accidentale o di punti di elevatissimo disadattamento, di un cavo inserito nella rete di distribuzione.

Scheda A7 Misura totale del guadagno, o delle eventuali perdite, in un impianto completo, dalle varie entrate del centralino ad una presa qualsiasi dell'impianto.

GRUPPO B

Misure e taratura effettuabili su singoli componenti attivi.

Scheda B1 Misura del guadagno in funzione della frequenza di preamplificatori od amplificatori a larga banda.

Scheda B2 Misura del guadagno in funzione della frequenza di preamplificatori od amplificatori di canale o gruppi di canale.

Scheda B3 Misura del guadagno in funzione della frequenza di convertitori.

Scheda B4 Taratura di preamplificatori od amplificatori a larga banda.

Scheda B5 Taratura di preamplificatori od amplificatori di canale o gruppi di canale.

Scheda B6 Taratura di convertitori.

Scheda B7 Misura dell'Attenuazione di Riflessione (RL) in dB sia all'entrata che all'uscita.

ta di tutti i componenti precedenti.

Trasformazione immediata da RL in ROS (Rapporto Onde Stazionarie) oppure, (coefficiente di riflessione) mediante la tabella ed il nomogramma allegati a questa specifica fase operativa.

GRUPPO C

Misure e taratura effettuabili sui singoli componenti passivi.

- Scheda C1 Misure di perdita in funzione della frequenza (perdita di inserzione e larghezza di banda) nonché selettiva in filtri passa-canale e passa-banda.
- Scheda C2 Taratura e controllo di filtri passa-canale e passa-banda.
- Scheda C3 Taratura e controllo di filtri elimina-canale (trapole e reiettori).
- Scheda C4 Taratura e controllo di filtri passa-canale multipli o di miscelatori selettivi.
- Scheda C5 Misura e controllo dell'andamento guadagno-frequenza o perdita-frequenza di miscelatori di banda e larga banda attivi e passivi.
- Scheda C6 Misura e controllo delle perdite di transito d'inserzione, di separazione e di direttività di prese RD-TV.
- Scheda C7 Misura e controllo delle perdite di transito, d'inserzione, di separazione e di direttività nei derivatori e divisori.
- Scheda C8 Misura e controllo di attenuatori fissi e variabili.
- Scheda C9 Misure e controllo di cavi coassiali: perdita e SRL (Structural Return Loss).
- Scheda C10 Misura dell'attenuazione di riflessione (RL) nei vari componenti passivi in dB e trasformazione immediata in valore di ROS (Rapporto di Onde Stazionarie) oppure (coefficienten-

te di riflessione) mediante apposita tabella e nomogramma allegati a questa scheda.

GRUPPO D

Calibrazione Strumenti di misura.

Scheda D1 Calibrazione Misuratori di Campo.

GRUPPO E

(in preparazione) Misure di rumore, livello massimo d'uscita, impedenza caratteristica di cavi coassiali ecc...

Per semplicità, i 5 citati gruppi di misure possono essere sempre ricondotti, dal punto di vista operativo, a tre grandi famiglie-base:

FAMIGLIA I — Misure di guadagno (o perdita).

FAMIGLIA II — Misure di riflessione (onde stazionarie)

FAMIGLIA III — Misure della distanza di cortocircuito o di interruzione nei cavi coassiali.

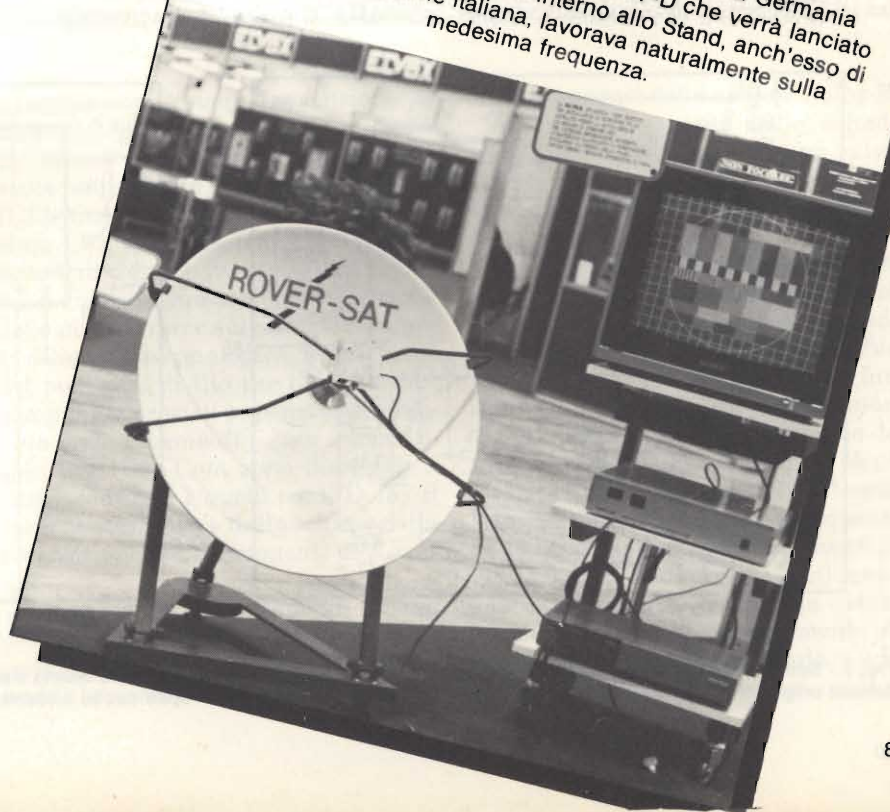
Informiamo i nostri lettori che i tecnici della RO.VE.R in stretta collaborazione con la Redazione di Selezione stanno preparando una seconda parte applicativa su questo argomento di estremo interesse per tutti coloro che si occupano di installazione e controllo degli impianti centralizzati di antenna, e che apparirà nel numero di ottobre di questa rivista.

Ulteriori informazioni sul generatore di rumore CNG9 possono essere ottenute telefonando a RO.VE.R 030/9196151 oppure 9196257.

PRIMO RICEVITORE PER TV VIA SATELLITE COSTRUITO IN ITALIA

Presentazione del ROVER-SAT 40, all'INTEL '83. Il ROVER-SAT 40 è il primo ricevitore per satellite DDS/DBS, interamente costruito in Italia e provvisto di ricevitore interno già equipaggiato per la ricezione, con telecomando, di 40 canali. Esso è regolarmente in funzione sul canale 14 SHF della canalizzazione DDS/DBS corrispondente a 11976,82 MHz.

Questo canale era uno di quelli assegnati alla Germania Occidentale per il loro satellite TV-SAT-D che verrà lanciato alla fine dell'84. Il simulatore interno allo Stand, anch'esso di totale costruzione italiana, lavorava naturalmente sulla medesima frequenza.



RIDUZIONE DEL RUMORE NEI REGISTRATORI

di Guenter Simons - Seconda parte

Nella prima parte di questa serie di articoli sono state spiegate le modalità d'uso dei circuiti di riduzione del rumore. In questa seconda parte viene trattata la realizzazione pratica del concetto.

Forse in un prossimo futuro gli enti radiofonici decideranno di utilizzare il compander non solo per usi interni ma anche per la trasmissione dei programmi, che già avviene negli USA.

Questi segnali codificati dovrebbero naturalmente essere irradiati ad un livello definito con precisione e perciò, prima del programma vero e proprio, dovrebbe essere trasmessa una "nota di taratura". Dopo aver messo a punto i livelli dell'elaboratore mediante i regolatori FM-Com, il livello di modulazio-

ne non dovrà più subire variazioni, perché, in caso diverso, la taratura non sarebbe più esatta. Per questo motivo, i segnali codificati provenienti dal trasmettitore radiofonico vengono applicati al selettore delle sorgenti di segnale (figura 2, parte prima), tramite una metà del TDA 1028 ed il regolatore "livello FM-Com" (P2L e P2R), scavalcando il regolatore del livello di modulazione.

Tra l'uscita del TDA 1028 ed i regolatori "Livello FM-Com" è inserito un circuito R-C che abbassa la preenfasi nor-

male delle trasmissioni FM ($50 \mu s$) al valore consigliato per il Dolby-B, cioè a $25 \mu s$.

Compander con uscita a bassa impedenza

L'oscillatore di taratura (IC10) fornisce, tramite i regolatori di livello della nota P3L e P3R ("Test"), il segnale di taratura a 400 Hz. Le uscite corrispondenti al piedino 9 ed al piedino 15 di IC2 pilotano la scheda inseribile dal compander con filtro multiplex, impiegata come codificatore.

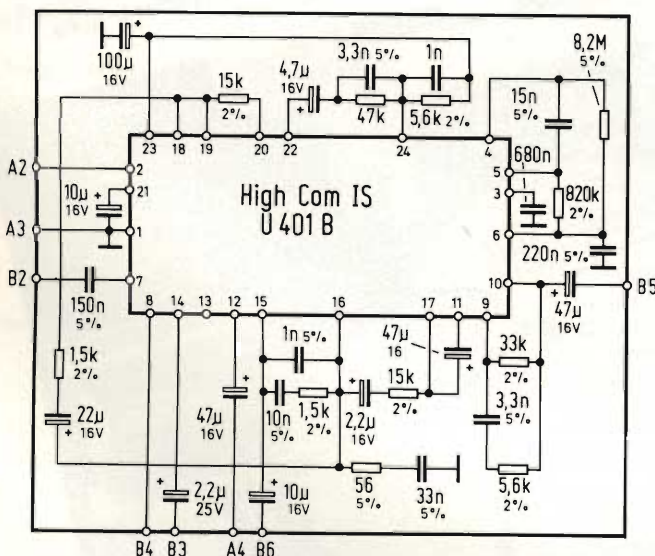


Fig. 3 - Schema della scheda inseribile High-Com. Viene impiegata la scheda originale della Telefunken.

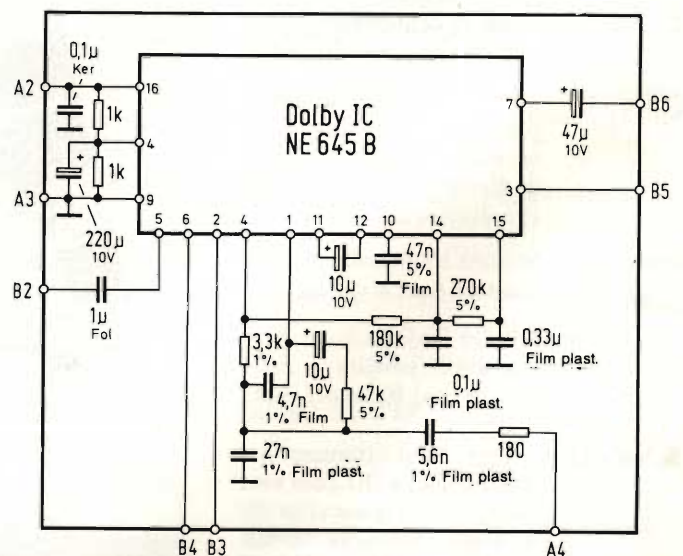


Fig. 4 - Schema della scheda Dolby. La disposizione degli ingressi e delle uscite è identica a quella della scheda High-Com.

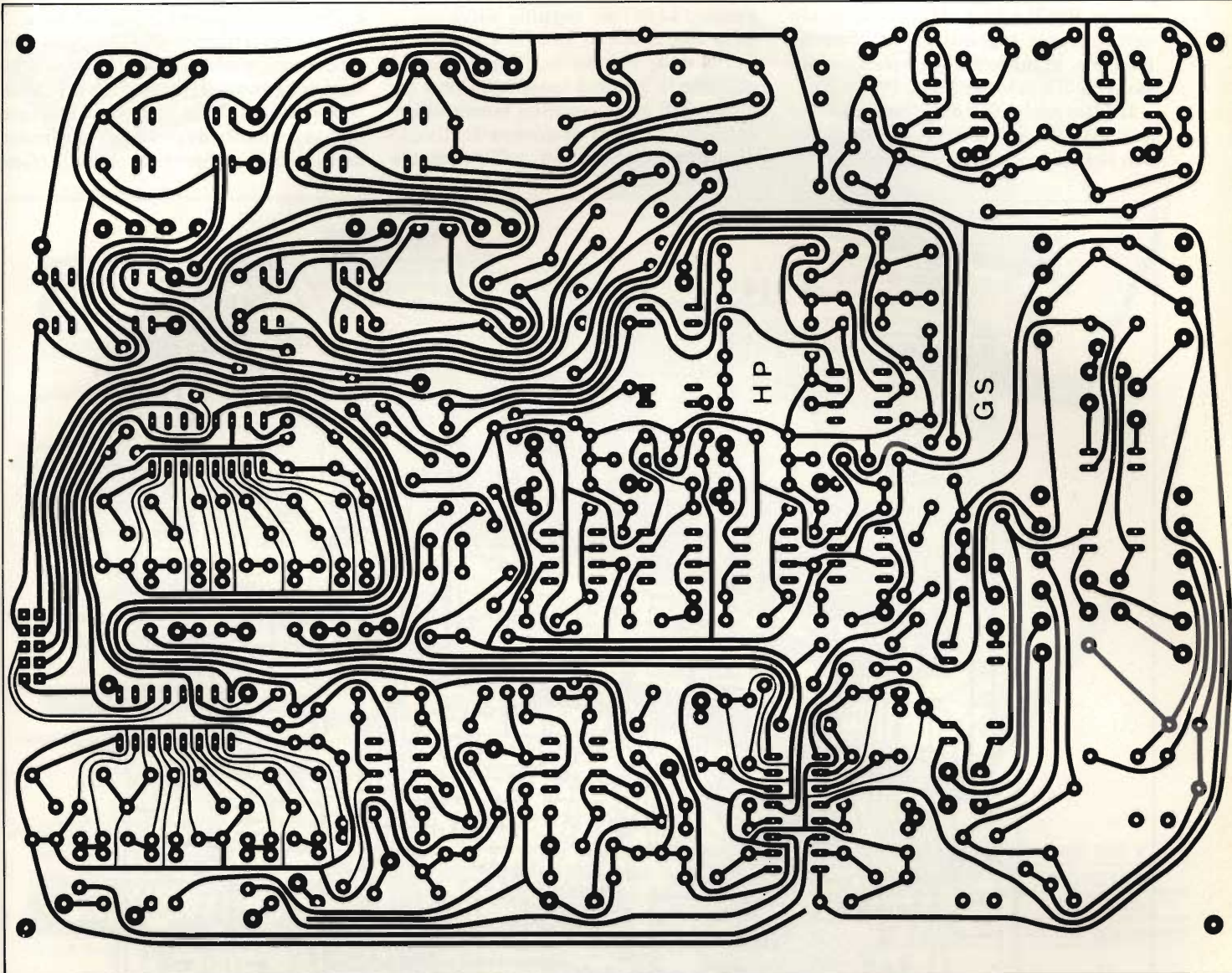


Fig. 5 - Circuito stampato della sezione analogica. Su questa scheda principale verranno anche inserite le schede Dolby o High-Com.

I segnali codificati disponibili alle uscite del compander vengono trasmessi al registratore, tramite i convertitori d'impedenza (IC6 ed IC8) e riportati all'elaboratore come segnale di controllo del nastro prima dell'elaborazione; i segnali sono anche applicati al commutatore del monitor, tramite i convertitori d'impedenza (IC7 ed IC9) ed i regolatori del livello di riproduzione (P7L e P7R).

Per il controllo del nastro prima dell'elaborazione, i segnali di uscita del compander sono applicati al commutatore del monitor tramite gli attenuatori P6L e P6R. Il segnale codificato raggiunge la scheda compander (che ora funziona da decodificatore) tramite le uscite corrispondenti al piedino 12 ed al piedino 15 di IC5. Per la soppressione delle frequenze di premagnetizzazione, è stato previsto un filtro fisso di

polarizzazione (bias). La tensione di uscita del compander, che ha un livello di 580 mV con modulazione di 0 dB, viene amplificata mediante IC11 ed IC12, fino a raggiungere il livello di circa 1,85 V; la resistenza lineare d'uscita è di 620 Ω .

La figura 5 mostra la disposizione delle piste di rame sul circuito stampato della sezione analogica. Le posizioni dei ponticelli di filo per i due sistemi compander previsti possono essere rilevate dallo schema di figura 2 (i ponticelli per High-Com sono disegnati a tratto continuo e quelli per il Dolby-B sono tratteggiati) e dallo schizzo della disposizione dei componenti di figura 6.

Le figure 3 e 4 mostrano gli schemi delle schede High-Com e Dolby-B, mentre le figure 7 e 8 mostrano rispettivamente le piste di rame e la disposizione

dei componenti della scheda Dolby-B.

Alcuni componenti delle schede High-Com di nuovo tipo hanno valori diversi ed inoltre la Telefunken ha operato una modifica della disposizione delle piste di rame (3).

Per la taratura del circuito stampato della sezione analogica, i comandi dell'elaboratore dovranno essere predisposti nel seguente modo: Selettore degli ingressi su "Line", tasto della funzione "Com" premuto e commutatore "Mon" posizionato per il controllo del nastro prima dell'elaborazione. Regolare ora, mediante trimmer R4, l'oscillatore di taratura all'esatta frequenza di 400 Hz (usare un frequenzimetro digitale oppure le figure di Lissajous visualizzate sullo schermo di un oscilloscopio). Regolare successivamente i potenziometri P3R e P3L in modo da ottenere una tensione di 580 mV ai punti di

misura P5RE e P5LE. Allo stesso modo verranno poi regolati gli attenuatori P6R e P6L, in modo da ottenere una tensione di 580 mV nei punti P8RE e P8LE.

Il filtro multiplex deve essere tarato a 19 kHz. Procedere nel seguente modo: con il filtro collegato, applicare all'in-

gresso "Line" un segnale sinusoidale della frequenza di 19 kHz e regolare i nuclei delle bobine da 23 mH fino ad ottenere la minima tensione. Come indicatori di zero potranno essere utilizzati gli strumenti di misura del livello di segnale oppure un millivoltmetro

collegato all'uscita dell'elaboratore.

I relè per il filtro multiplex, l'inserzione del compander e l'oscillatore di taratura vengono attivati mediante i circuiti elettronici della tastiera, analogamente a quanto avviene per la commutazione delle sorgenti di segnale (fig-

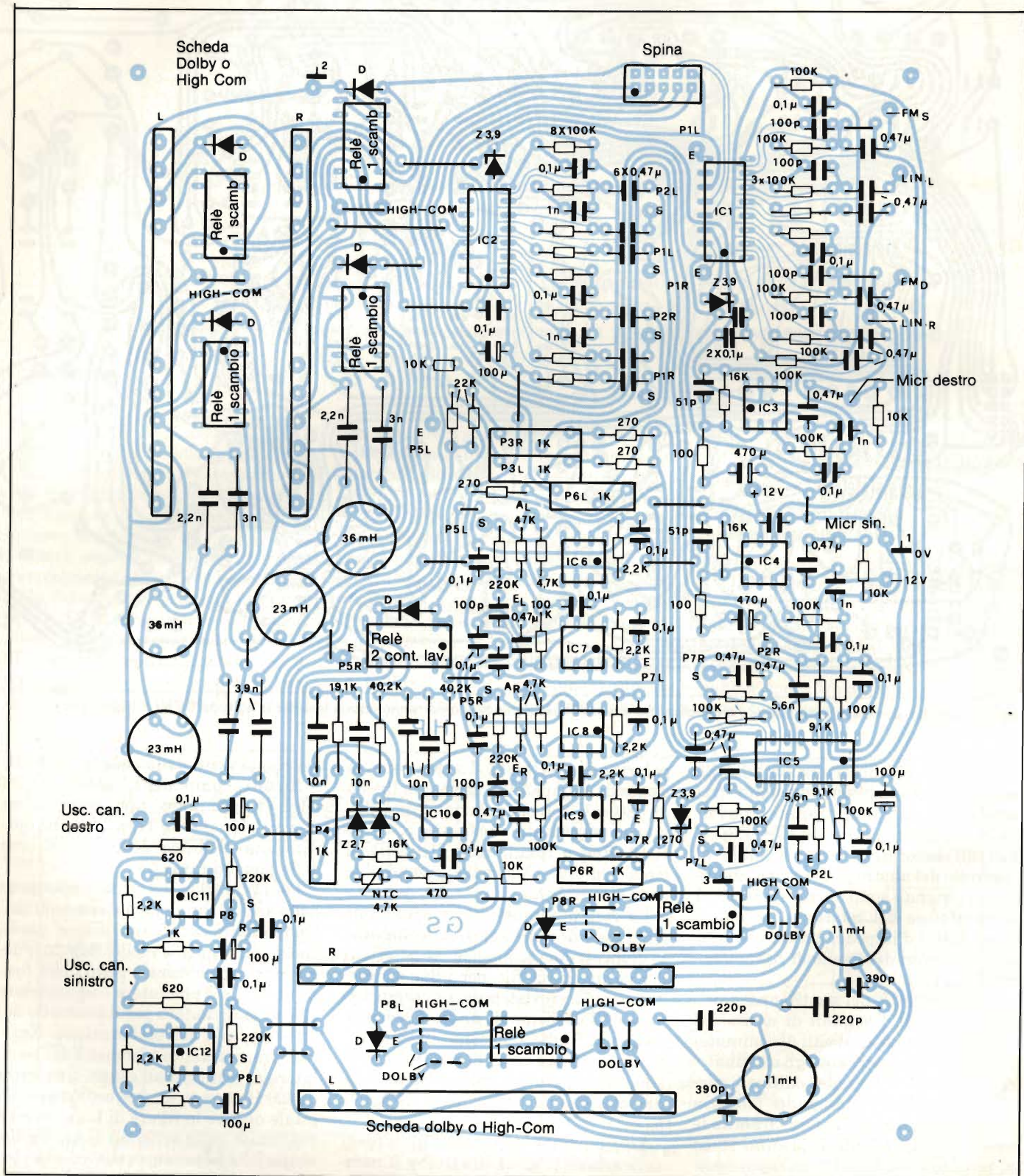
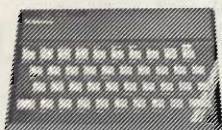


Fig. 6 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato della sezione analogica. I dati per l'avvolgimento delle bobine saranno contenuti nella tabella che verrà pubblicata nell'ultima parte di questo articolo.

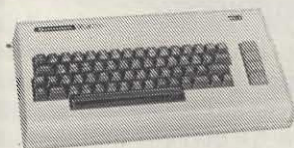
SEIKOSHA



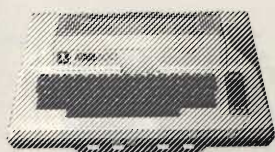
Sinclair ZX81



Sinclair ZX Spectrum



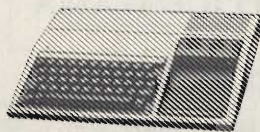
Commodore VIC20
Commodore CBM64



Atari 400-800



Tandy Color



Texas TI99/4A

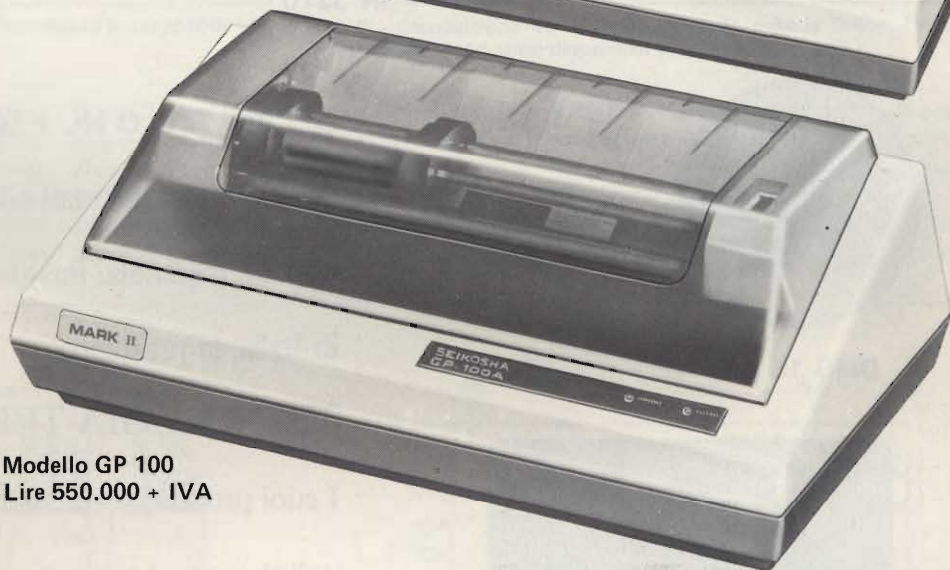


AVT comp 2

Modello GP 250
Lire 635.000 + IVA



Modello GP 100
Lire 550.000 + IVA



MODELLO	GP 100 VC	GP 100 A/MARK II	GP 250 X
cod. REBIT	TC/2026-00	TC/6200-00	TC/6210-00
Tipo di stampa	Ad impatto	Ad impatto	Ad impatto
Matrice di stampa	6 x 7	6 x 7	6x8 con discendenti
Stampa di caratteri a doppia larghezza	Si	Si	Si
Self Test incorporato	Si	Si	Si
Stampa di caratteri in campo inverso	Si	Si	Si
Velocità di stampa	30 cps	50 cps	50 cps
Larghezza trattori	10"	10"	10"
Colonne di stampa	40 e 80	40 e 80	40 e 80
Interfaccia	Per VIC 20 e CBM 64	Parallela - Standard Centronics	Parallela - Standard Centronics Seriale RS 232C
Cavo di collegamento	Compreso	Escluso	Escluso
Manuale	In Inglese e Italiano	In Inglese	In Inglese
Stampa caratteri a doppia altezza	No	No	Si
Caratteri definiti dall'utente	1	No	64
Stampa grafica	Set caratteri COMMODORE	7x480	8x480

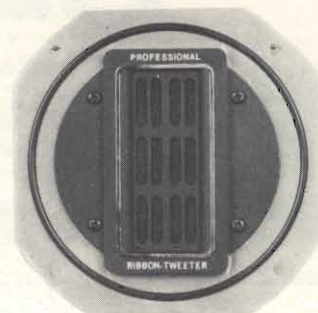
Alcuni modelli collegabili
con le stampanti SEIKOSHA

LE STAMPANTI PER TUTTI I COMPUTER... ANCHE PER IL TUO!!!

REBIT COMPUTER - Divisione della GBC Italiana S.p.A. - Via Induno, 18 -
20092 CINISELLO BALSAMO - Tlx 330028 GBCMIL - Casella Postale 10488 MI

REBIT
COMPUTER

A DIVISION OF G.B.C.



RHT 13 AW



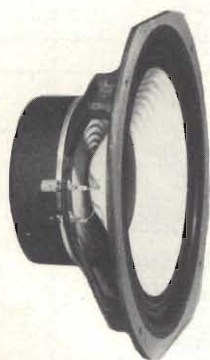
IN 3310



DMS 15 AW



LC 57 H/M



WS 32 AW

La **MIRCOM** è lieta di annunciare a tutti gli appassionati ed alla sua Gentile Clientela, finalmente anche in Italia, la prestigiosa

TECNOLOGIA TEDESCCA

I suoi prodotti sono stati utilizzati per il progetto apparso a pg. 53 della rivista Selezione di Tecnica n° 12 - Dicembre 1982



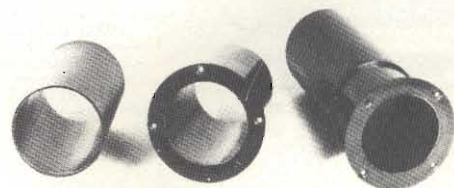
AGENTE ESCLUSIVO **VISATON**® PER L'ITALIA

MIRCOM s.r.l. - Via Laurentina, 50

00142 Roma - ☎ 06/5424033

P. Vendita al Pubblico SAFIN s.r.l.

Via dell' Aeroporto, 161 - 163 ☎ 7663661 - Roma



BR 13.25

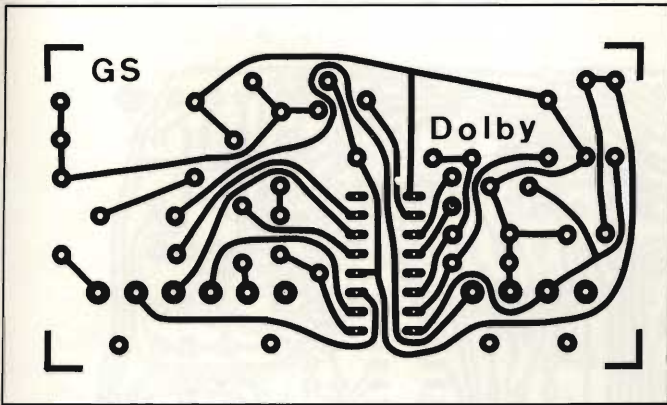


Fig. 7 - Piste di rame della scheda Dolby. Il connettore è compatibile con la versione High-Com.

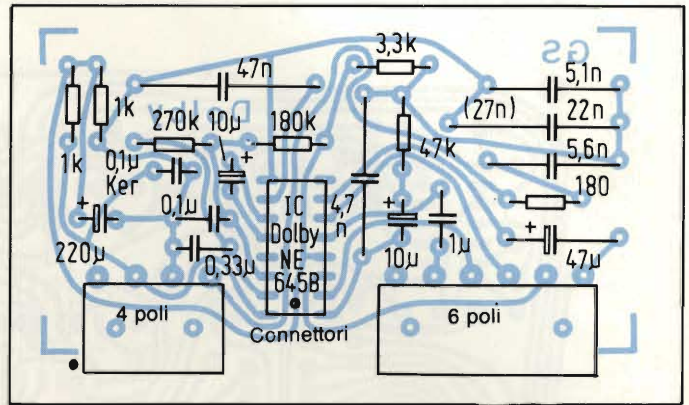


Fig. 8 - Disposizione dei componenti sulla scheda Dolby. I circuiti integrati necessari sono disponibili in commercio.

ra 9). Il gruppo di commutazione è costituito da componenti CMOS. I tasti di selezione degli ingressi sono realizzati mediante il flip-flop quadruplo CD 4042; la posizione "Line copy" dispone inoltre di un flip-flop JK master-slave

(1/2 CD 4027). Questi flip-flop master-slave sono anche impiegati per la selezione delle funzioni. Per l'alimentazione dei rimbalzi dei contatti sono impiegate le porte NAND CD 4011, collegate come flip-flop RS. Le restanti porte

NAND e NOR vengono utilizzate per la produzione degli impulsi necessari ai circuiti di priorità e per l'attivazione delle diverse funzioni.

I componenti CMOS impiegati non sono in grado di sopportare la corrente

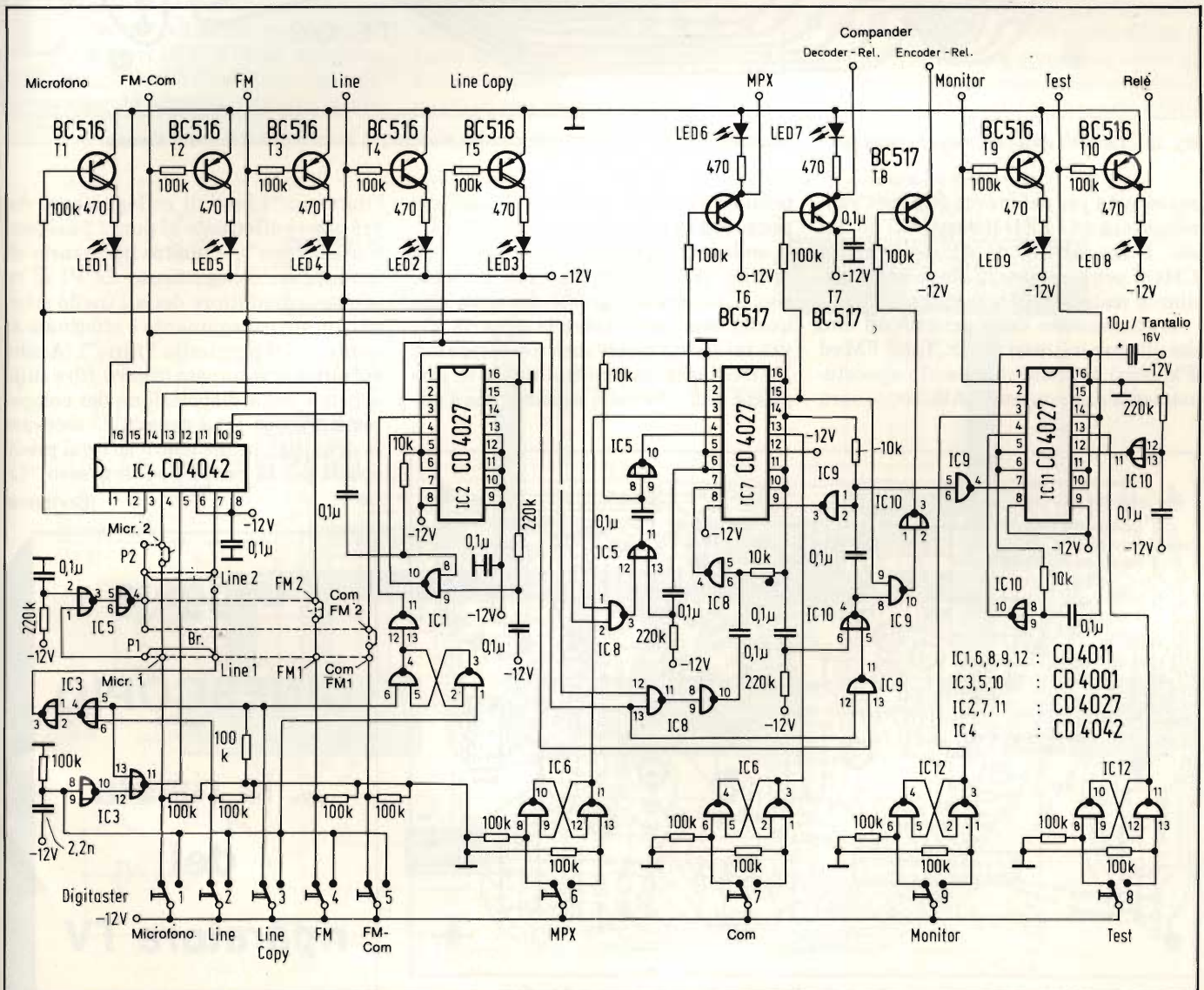


Fig. 9 - Schema del circuito della tastiera, con il gruppo dati (Digitast).

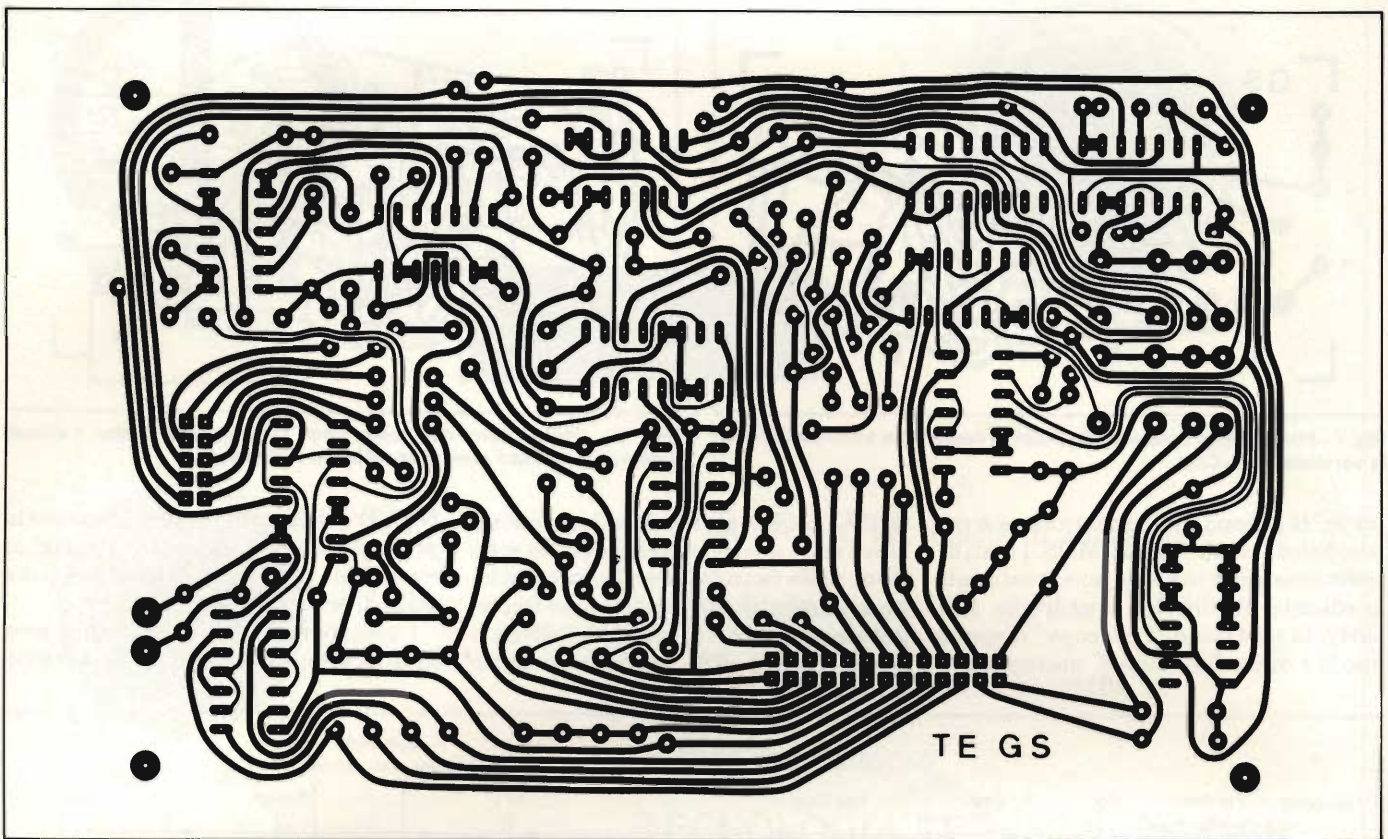


Fig. 10 - Circuito stampato della scheda per il servizio della tastiera. Per questo circuito stampato è stato scelto il formato Europa.

necessaria per azionare i relè reed subminiatura ed i LED incorporati nei tasti. I segnali di uscita dei circuiti CMOS vengono perciò amplificati mediante transistori Darlington.

L'attribuzione delle priorità ad uno dei quattro ingressi (Micr., Line, FM ed FM-com) avviene collegando opportunamente due ponticelli. Allo scopo sarà

prima necessario scollegare uno dei ponticelli inseriti sui conduttori dei dati, collegati ai piedini 4, 7, 13 e 14 di IC4 (quello relativo all'ingresso prioritario). Uno degli ingressi dei dati, cioè quello che dovrà avere la priorità, dovrà essere successivamente collegato a P2 mediante un ponticello (per la proprietà indicata sullo schema, che è del-

l'ingresso "Line", il collegamento dovrà essere effettuato al punto 2 del ponticello "Line"); è inoltre necessario effettuare un collegamento da P1 al rispettivo conduttore dei dati (nello schema questo collegamento è effettuato al punto 1 del ponticello "Line"). Anche sul circuito stampato (figura 10) e sullo schema della disposizione dei componenti (figura 11) è possibile osservare la disposizione dei ponticelli, qui predisposti per la priorità all'ingresso "Line".

(Continua)

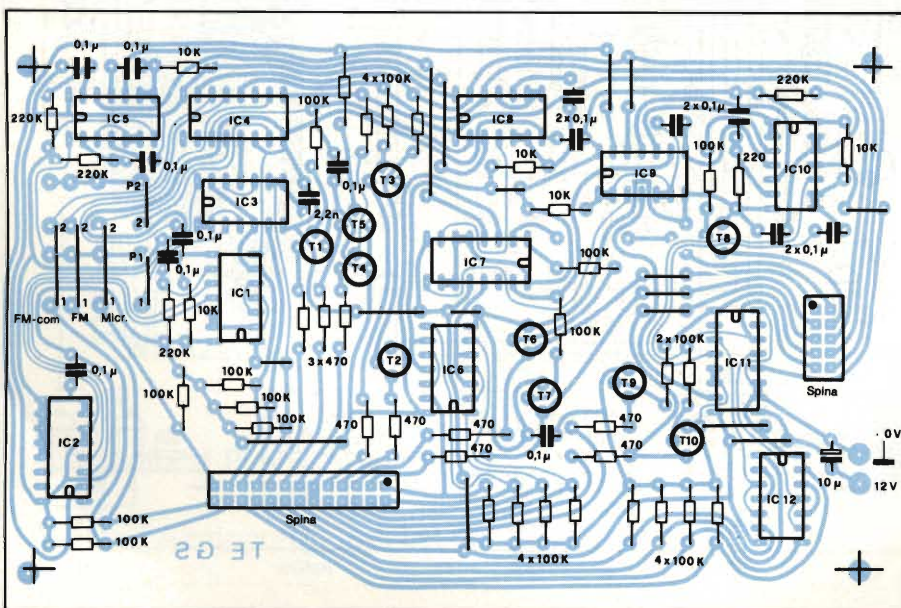


Fig. 11 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato della tastiera. I tasti dovranno essere montati su un circuito stampato separato.

Leggete
CINESCOPIO
 ... la rivista
 del
riparatore TV

COMPUTER 80

Su singola scheda formato eurocard

ing. Ennio De Lorenzo e Wi Kanis

Il computer su singola scheda presentato in questo articolo ha due apprezzabili qualità: il basso costo e la possibilità di sviluppare il suo software applicativo su una larga scala di personal - computer presenti sul mercato. L'ECC - 80 ha per CPU il microprocessore Z-80 e può lavorare con una frequenza di clock a 2 o 4 MHz. La scheda può ospitare 2 KByte di RAM , 8 KByte di EPROM e 2 porte di ingresso/uscita (PI/O) con 32 linee.

L' Euro-Card-Computer (che per brevità chiameremo d'ora in avanti ECC-80 è un computer SBC (Single Board Computer = computer su singola scheda) montato su una

scheda formato "Eurocard" (100 x 160 mm). Questo formato è ormai un de-facto-standard nelle applicazioni con microcomputer e viene largamente usato in campo industriale nei control-

li di processo: per esempio SIEMENS (SMP-80) o KONTRON (serie ECB).

L'ECC-80 non è concepito come un apparecchio sul quale verranno sviluppati dei programmi (anche se ciò è fatti-

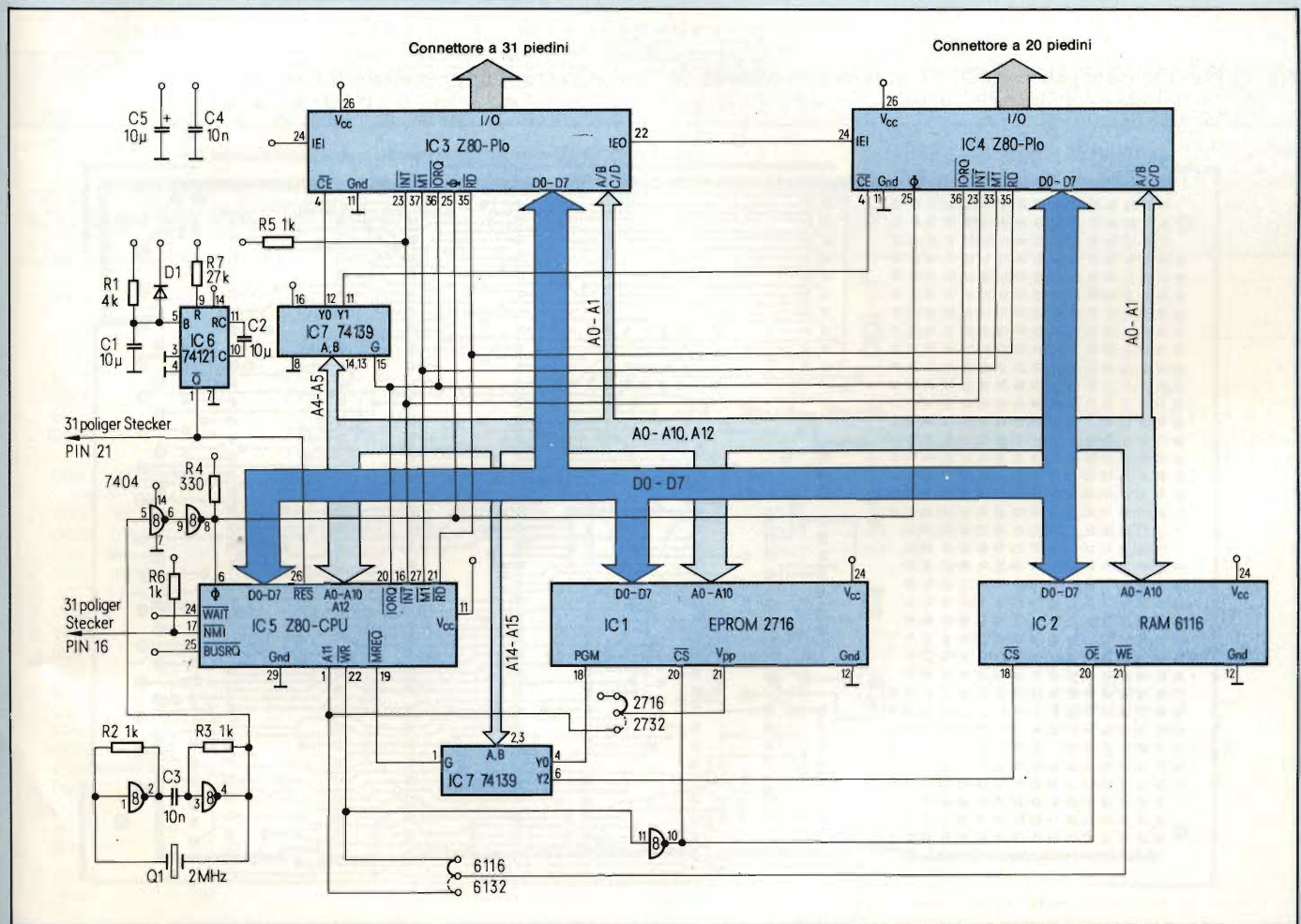


Fig. 1 - Circuito completo dell'ECC-80. Può venir munito a piacere di uno o due PI/O e di RAM e ROM di diversa capacità.

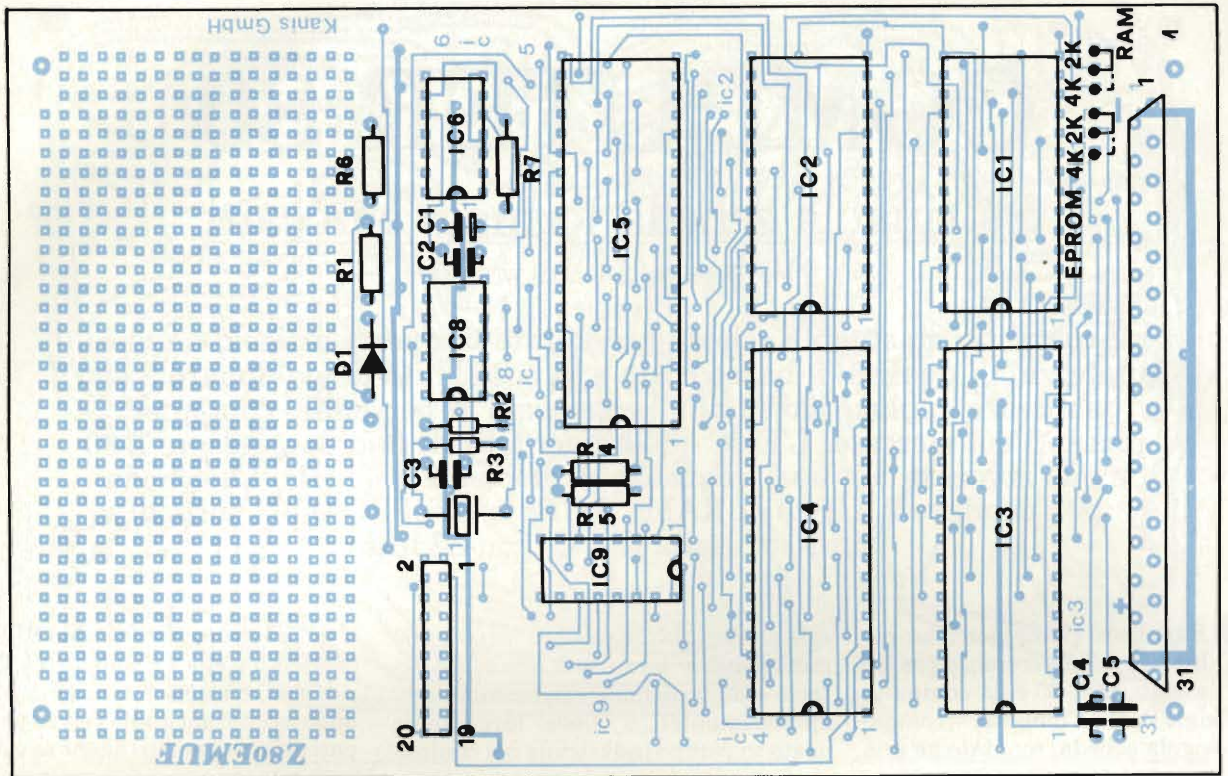


Fig. 2 - Planta di montaggio dell'ECC-80. Sono visibili i ponticelli per l'uso di RAM e ROM di diversa capacità.

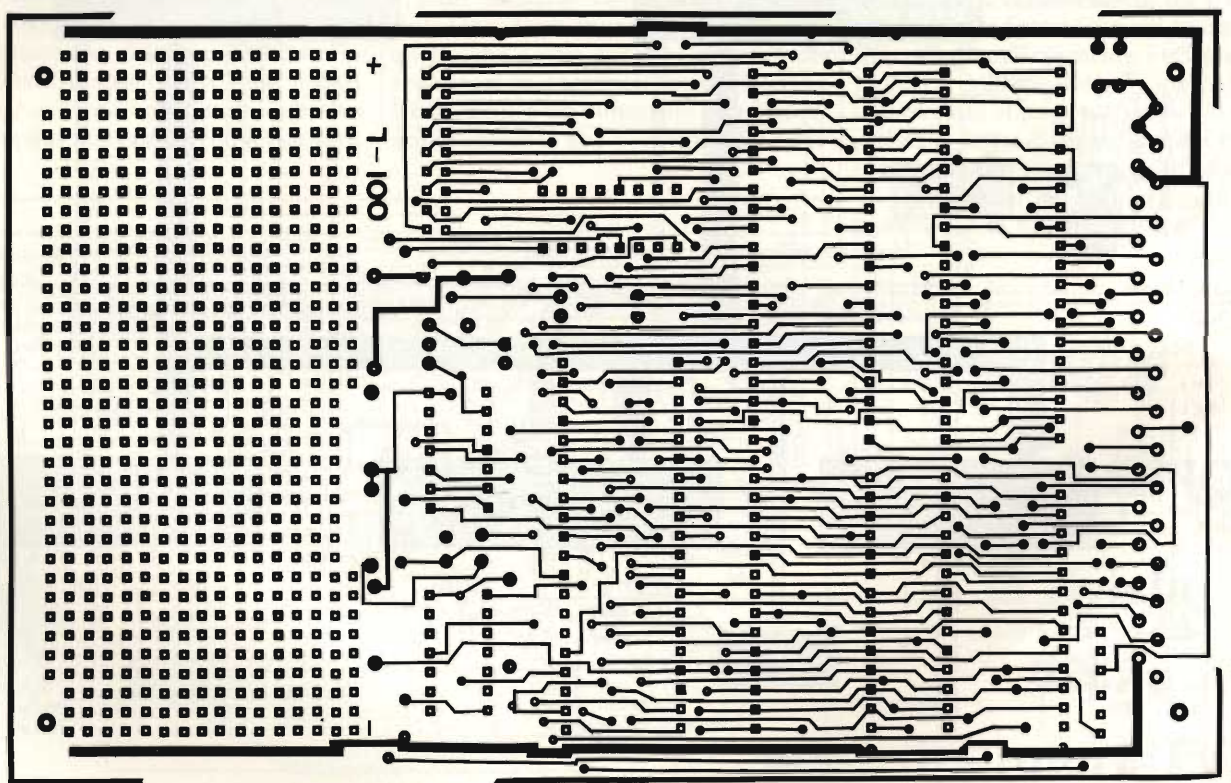
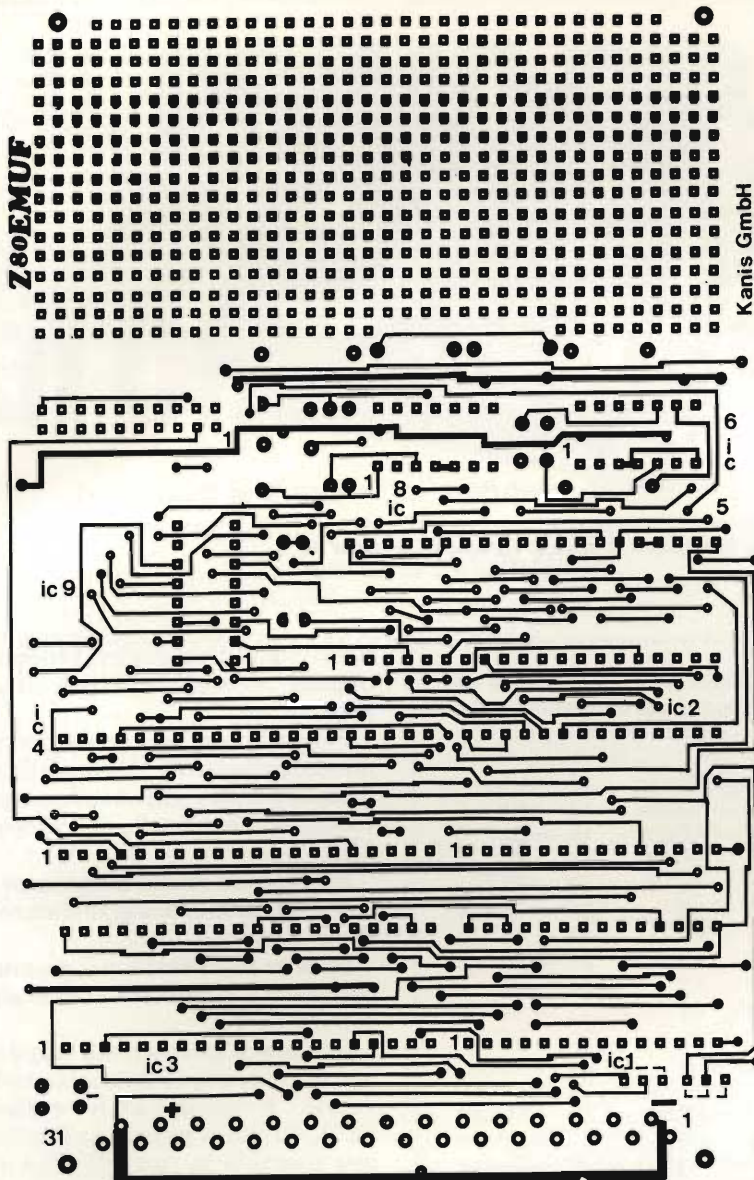


Fig. 3 - Layout della scheda: lato saldature.



ELENCO COMPONENTI

IC1	: EPROM 2716 (o analoga da 4/8 Kbyte)
IC2	: RAM 6116 (o analoga da 4/8 Kbyte)
IC3	: PIO Z80
IC4	: PIO Z80
IC5	: CPU Z80
IC6	: TTL 74121
IC7	: TTL 74LS139
IC8	: TTL 74LS04
R1	: 47 kΩ
R2	: 1 kΩ
R3	: 1 kΩ
R4	: 330 Ω
R5	: 1 kΩ
R6	: 1 kΩ
R7	: 27 kΩ
C1	: elettrolitico 1 μF
C2	: elettrolitico 10 μF
C3	: ceramico 10 nF
C4	: ceramico 10 nF
C5	: elettrolitico 10 μF
Q1	: Quarzo 2 MHz (Standard)

bile, in linea di massima, con un programma Monitor adatto): il software applicativo per l'ECC-80 potrà venir sviluppato su tutti i personal-computer che abbiano lo Z-80 per CPU (per esempio TRS-80, Nascom, ecc.). L'ECC-80 è un dispositivo che permette di risolvere i più diversificati problemi applicativi con la tecnica dei microprocessori: nella sua funzione risulta una specie di circuito logico pilotato da software.

Descrizione

L'ECC-80 è composto di: CPU (Z-80), RAM, ROM (EPROM), PI/O, oscillato-

Fig. 4 - Layout della scheda: lato componenti.

0000	ORG 0000H				
	* Programma per il test dell'ECC-80				
	* Le uscite dei PIO vengono contate consecutivamente				
8000	RAM EQU 8000H				
0000	PIO0 EQU 0				
0010	PIO1 EQU 10H				
0000 3E CF	EMUT1 LD A,11001111B * Inizializzazione				
	* dei ports				
0002 D3 02	OUT (PIO0+2),A * Predisposizione per uscita 1-				
	* in singolo bit				
0004 3E 00	LD A,0 *Mask alle Bits Ausgaenge				
0006 D3 02	OUT (PIO0+2),A				
0008 3E CF	LD A,11001111B				
000A D3 03	OUT (PIO0+3),A				
000C 3E 00	LD A,0				
000E D3 03	OUT (PIO0+3),A				
0010 3E CF	LD A,11001111B				
0012 D3 12	OUT (PIO1+2),A				
0014 3E 00	LD A,0				
0016 D3 12	OUT (PIO1+2),A				
0018 3E CF	LD A,11001111B				
001A D3 13	OUT (PIO1+3),A				
001C 3E 00	LD A,0				
001E D3 13	OUT (PIO1+3),A				
0020 06 00	LOOP LD B,0				
0022 78	L1 LD A,B				
0023 32 00 80	LD (RAM),A * Test della RAM				
0026 3A 00 80	LD A,(RAM)				
0029 D3 00	OUT (PIO0+0),A				
002B 05	DEC B				
002C C2 22 00	JP NZ,L1				
002F 06 00	LD B,0				
0031 78	L2 LD A,B				
0032 32 00 80	LD (RAM),A				
0035 3A 00 80	LD A,(RAM)				
0038 D3 01	OUT (PIO0+1),A				
003A 05	DEC B				
003B C2 31 00	JP NZ,L2				
003E 06 00	LD B,0				
0040 78	L3 LD A,B				
0041 32 00 80	LD (RAM),A				
0044 3A 00 80	LD A,(RAM)				
0047 D3 10	OUT (PIO1+0),A				
0049 05	DEC B				
004A C2 40 00	JP NZ,L3				
004D 06 00	LD B,0				
004F 78	L4 LD A,B				
0050 32 00 80	LD (RAM),A				
0053 3A 00 80	LD A,(RAM)				
0056 D3 11	OUT (PIO1+1),A				
0058 05	DEC B				
0059 C2 4F 00	JP NZ,L4				
005C F2 20 00	JP LOOP				
005F 105F	DS 1000H				
	END 2280H				

Fig. 5 - Un piccolo programma per il test dell'ECC-80.

re, Reset e decoder degli indirizzi.

La figura 1 mostra lo schema elettrico, le figure 3 e 4 visualizzano il layout della scheda a doppia faccia con fori metallizzati. Il circuito di figura 1 è disegnato per l'uso di componenti di memoria da 2 KByte (EPROM tipo 2716 e RAM tipo 6116), ma con l'inserimento degli appositi ponticelli evidenziati in figura 2, prevede il montaggio di componenti a 4 o 8 KByte.

È perciò consigliato l'uso di zoccoli da 28 pin per rendere possibile l'ampliamento della memoria facendo attenzione al giusto montaggio dei componenti da 2 KByte che ne hanno solamente 24.

Il sistema è in grado di accettare interrupts sulle linee INT (collegata ai PI/O) e NMI (collegata al connettore a 31 pin).

Le porte di ingresso e uscita sono costituite dai componenti PI/O (Parallel Input/Output) della famiglia Z80 della Zilog (Prodotta in Italia dalla SGS-ATES).

Questi componenti grazie alla loro architettura ed alla felice "filosofia" dello Z80, supportano in maniera elegante la tecnica degli interrupts; inoltre presentano per ognuno dei due "ports" (a 8 bit) due linee per il "handshake" con i dispositivi periferici.

PI/O 0 (IC 3) ha, rispetto alla logica "daisy-chain", la priorità più alta. Qualora venga applicato un solo PI/O, questo deve venir montato sullo zoccolo di IC 3.

Frequenze superiori a 2 MHz vengono realizzate con componenti adatti (Quarzo da 4 MHz, CPU: Z-80 A, ecc.).

Mappa degli indirizzi

Il decoder degli indirizzi (IC 7) determina le seguenti posizioni:

EPROM (IC 1) parte da	0000H
RAM (IC 2) parte da	8000H
PI/O 0 (IC 3) port A (DATA)	00H
(Control)	02H
port B (DATA)	01H
(Control)	03H
PI/O 1 (IC 4) port A (DATA)	10H
(Control)	12H
port B (DATA)	11H
(Control)	13H

Montaggio e collaudo

La disposizione dei componenti sulla scheda è visibile in figura 6.

Il campo forato libero è previsto per il montaggio di componenti e circuiti individuali per l'adattamento dell'ECC-80 al processo applicativo, come per esempio convertitori analogico/digita-

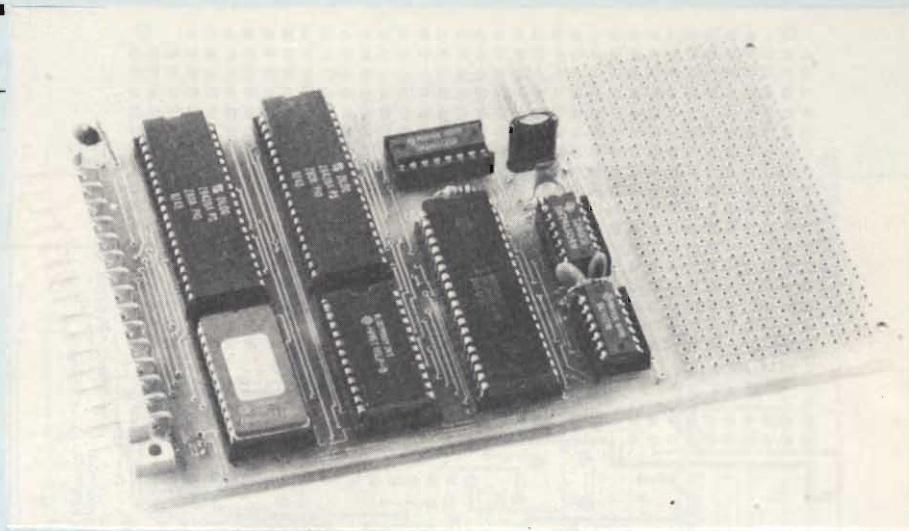


Fig. 6 - La foto illustra la scheda Eurocard Computer 80

Tabella 1 — Disposizione dei segnali sul connettore a 31 piedini (P1/O — IC3)

1 — Massa	16 — NMI
2 — Massa	17 — B1
3 — ARDY	18 — B2
4 — BRDY	19 — B3
5 — ASTB	20 — BSTB
6 — A0	21 — RES
7 — A1	22 — B7
8 — A2	23 — B6
9 — A7	24 — B5
10 — A6	25 — B4
11 — A5	26 — NC
12 — A4	27 — +5 V
13 — A3	28 — +5 V
14 — Massa	29 — Massa
15 — B0	30 — Massa
	31 — Massa

Tabella 2 — Disposizione dei segnali sul connettore a 20 piedini (P 1/O-IC4)

1 — ARDY	11 — A3
2 — BRDY	12 — B3
3 — ASTB	13 — A4
4 — BSTB	14 — B4
5 — A0	15 — A5
6 — B0	16 — B5
7 — A1	17 — A6
8 — B1	18 — B6
9 — A2	19 — A7
10 — B2	20 — B7

li e/o digitali/analogici, generatori di impulsi, accoppiatori ottici, circuiti di potenza ecc.

Per facilitare la ricerca di eventuali malfunzionamenti, è consigliabile il montaggio dei componenti su appositi zoccoli (almeno quello dei componenti LSI).

Prima della messa in funzione, verificare con attenzione le saldature (ponticelli di stagno).

Inserire l'EPROM con il programma applicativo, applicare i +5 V di alimentazione e... via.

Qualora il programma applicativo non dia di primo acchito i risultati desiderati, è consigliabile collaudare l'ECC-80 con il piccolo programma di test riportato in figura 5. Con questo programma vengono attivati: la memoria (RAM ed EPROM) e tutte le porte di ingresso/uscita. Con un oscilloscopio si possono verificare tutti i segnali alla RAM, alla EPROM, ai PI/O, al decoder degli indirizzi, ecc.. La mancanza di un segnale denota un'interruzione di un collegamento (pista, zoccolo, piedino di circuito integrato,), mentre un segnale distorto è probabilmente il risultato di un cortocircuito.

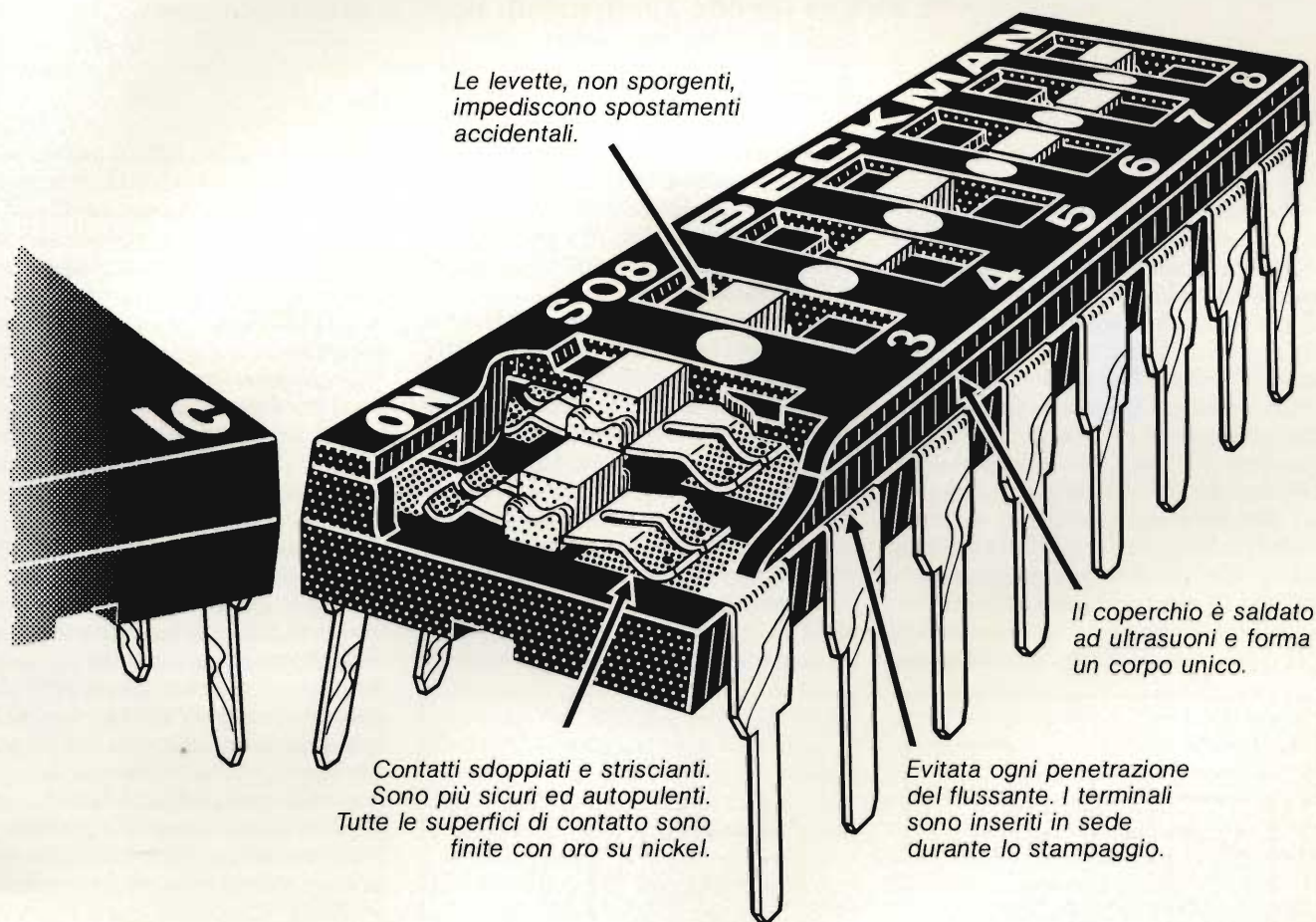
In seguito verranno pubblicate alcune interessanti applicazioni realizzate con questa scheda. La ditta A.S.P. Elettronica S.p.A. - Via Borgazzi 2 Milano, può fornire, dietro richiesta, sia il circuito stampato che il kit completo dell'ECC-80 descritto.

Bibliografia

- (1) Feichtinger H.: Mädchen für alles (6504-EMUF). mc 1981, N° 2, e EMUF-Sonderheft, Franzis-Verlag.
- (2) Zilog: Z80-CPU Technical Manual.
- (3) Zilog: Z80-PIO Technical Manual.
- (4) Klein M.: Z80-Applikationsbuch, Franzis-Verlag.
- (5) Klein, R.D.: Mikrocomputer-Hard-und Software-Praxis. Franzis-Verlag.

IL PRIMO DIP SWITCH "A MISURA" DI CIRCUITO INTEGRATO

- Avendo le dimensioni standard dei circuiti integrati D.I.L. può essere montato con inseritrici automatiche.
- Il basso profilo migliora la ventilazione degli altri componenti.
- Disponibile anche in versione stagna per il lavaggio delle piastre.
- L'impiego di un ridotto numero di parti migliora l'affidabilità e riduce i costi.
- L'illustrazione evidenzia altri vantaggi specifici di questo Dip switch.
- Per ora disponibile nella versione a 8 vie. Seguiranno a breve le versioni 4 e 6 vie.



BECKMAN

CIRCUITI DI SUPPORTO PER I/O

a cura dell'ing. P. Bozzola - parte prima

In alcuni articoli, ad iniziare da questo, presentiamo una discussione approfondita sui vari circuiti di supporto a una CPU, tramite i quali il computer si interfaccia con il mondo esterno. Due sono le famiglie di tali chip: le interfacce parallele e quelle seriali. In due parti descriveremo a fondo la prima famiglia, presentando prima i concetti fondamentali di interfacciamento parallelo, e poi discutendo sui chip esistenti e su alcune tipiche applicazioni degli stessi, in campo industriale.

Inanzitutto, definiamo che cosa si intende per interfaccia parallela ed interfaccia seriale. Per la prima, si ricordi come è impostata la stessa architettura di una CPU: ed è una architettura PARALLELA, ove, cioè, i dati (o gli indirizzi) di qualsiasi lunghezza si muovono "contemporaneamente" bit a bit. Quando un dato viene immesso sul Bus, quindi, "tutti i bit con cui è composto viaggiano parallelamente sul bus". Come definizione, penso non richieda invero grande sforzo proprio vogliamo fare un esempio, immaginiamo che la CPU sia un "centro di distribuzione della informazione" che sposta i dati per mezzo di celeri "postini" ciascuno dei quali si occupa di un bit, e ciascuno dei quali viaggia,

su apposite strade a corsie (i "bus"), gomito a gomito con i colleghi. In tale caso, è ovvio che quando uno arriva a destinazione, ciò significa che ANCHE tutti gli altri sono giunti a destinazione nello stesso istante.

Se invece la stessa quantità di informazione va trasmessa in modo seriale, ciò vuol dire che "un bit alla volta, del dato da trasmettere, va inviato a destinazione". Adesso, cioè, i postini sono sempre tanti quanti sono i bit del dato, però la strada da percorrere è ad una sola corsia, per cui solo un postino alla volta può impegnarla. In termini circuitali, se prima avevamo otto (o più) fili paralleli, a formare il bus, adesso vi è un solo filo (naturalmente, sempre oltre al comune di massa). A trasmette-

re il dato, bit per bit, di solito vi è un dispositivo che si chiama "registro di scorrimento ad accesso parallelo" (parallel access shift register), mentre a ricevere il dato vi è un analogo dispositivo che verrà letto, questa volta, in parallelo dopo che il dato sarà stato assemblato.

Quali sono i parametri di confronto fra il trasmettere dati in modo parallelo e il trasmettere gli stessi in modo seriale? Innanzitutto prendiamo in esame la velocità: in parallelo, in ogni caso, la velocità di trasmissione potrà essere sempre tante volte maggiore rispetto al caso seriale quanti sono i bit del dato. Questo perchè, è chiaro, in parallelo tutti i bit vengono trasmessi contemporaneamente, un bit per filo del cavo. A mano a mano, però che la distanza fra trasmettitore e ricevitore aumenta, trasmettere un dato in parallelo diventa piuttosto rischioso, per vari motivi: maggior facilità nel captare disturbi per cavi multipli; possibilità di interferenze fra filo e filo nello stesso cavo, e, ultima cosa ma non meno importante, il notevole costo di un buon cavo piatto schermato, necessario per codesti collegamenti in parallelo. Ecco dunque che il discorso della trasmissione seriale incomincia a farsi interessante a mano a mano che la distanza di trasmissione cresce. Allora, usare un cavo solo (cioè il coassiale, la cui calza funge da schermo e da massa comune) è assai economico, ed usando addirittura le fibre ottiche, ora disponibili dalla

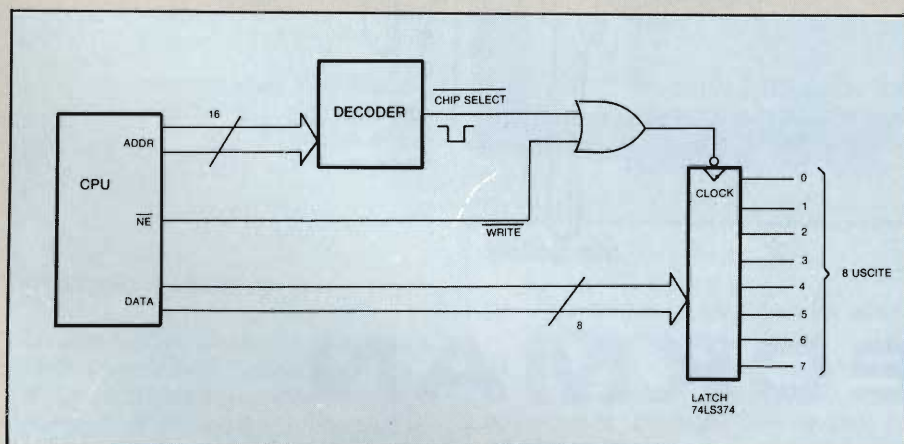


Fig. 1 - Schema di principio di una porta parallela di uscita. Si noti che il latch riceve l'impulso di acquisizione dal decoder (che poi - si vedrà - è già nel chip stesso), e che tale impulso gli giunge solo se effettivamente c'è una scrittura in atto.

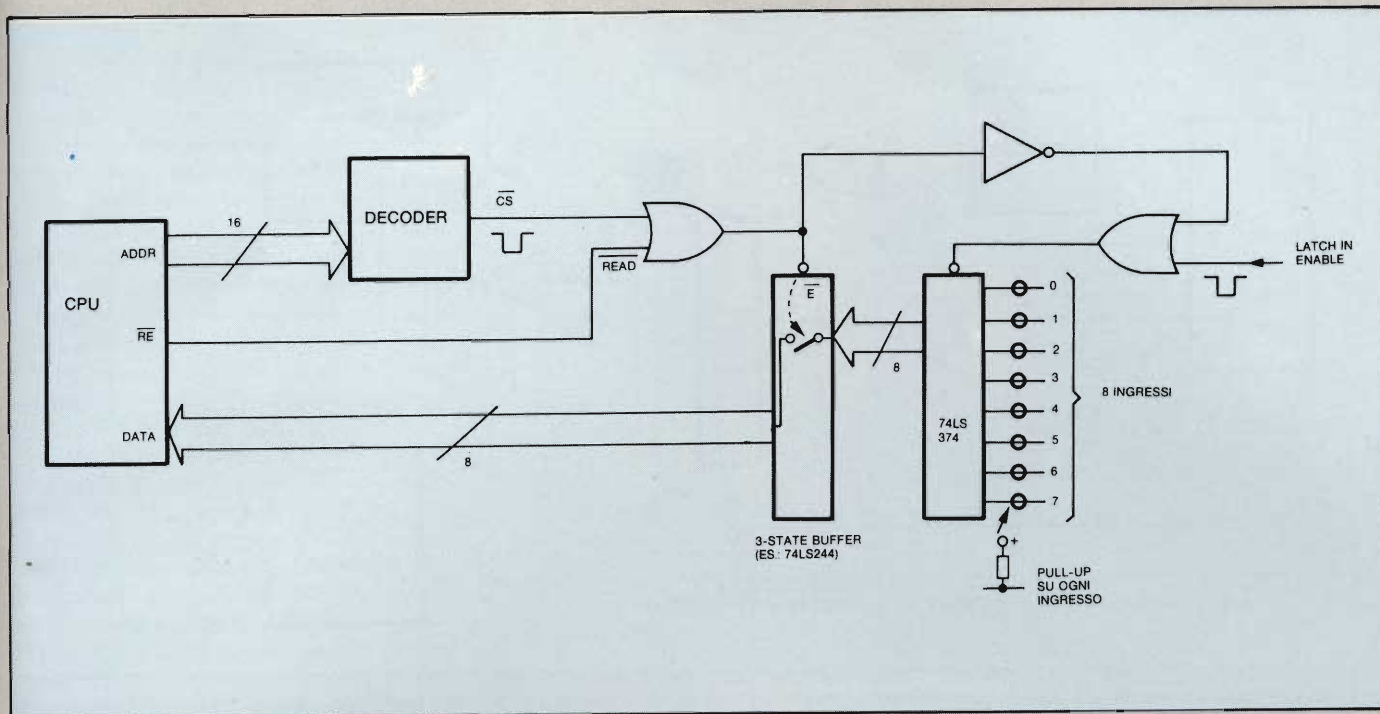


Fig. 2 - Schema di principio di una porta di ingresso. Vale lo stesso discorso fatto a proposito della porta di uscita.

HP in formati pronti all'uso ed economicissimi, aumenta il fattore sicurezza nella assoluta insensibilità della linea nei confronti dei disturbi elettrici.

Occorre dire, però, che potere usare interfacce parallele permette di semplificare molto l'acquisizione di dati provenienti da un insieme, per esempio, di sensori che devono contemporaneamente trasmettere il loro stato: ed in tale caso (es.: con otto sensori rappresentati da otto finecorsa) leggendo in parallelo il dato di otto bit si ha una immagine immediata di come è la situazione. Morale: in usi industriali l'interfaccia parallela, nel suo uso principale di collegare alla CPU sensori o altri dispositivi, è la più usata; nel campo delle comunicazioni, invece, le linee seriali hanno un ruolo predominante. Dunque, non si può né dare un "voto" né tantomeno attribuire una priorità di importanza ad un tipo di interfaccia piuttosto che all'altro: occorre semplicemente saperle usare nell'ambiente giusto, per potere così ottimizzare le prestazioni della macchina.

Come è fatta una interfaccia parallela

La più semplice interfaccia di tipo parallelo che si può inventare è il cosiddetto "latch", come si vede dalla figura 1. Un latch è formato da un certo numero di Flip Flop (4, 6 o 8, di solito), ciascuno dei quali ha il suo ingresso e la sua uscita.

Per come sono tali latch, ogni flip

flop ha un terminale "di controllo" che è comune per tutti i flip flop dell'integrato. Se si collega l'ingresso di un flip flop ad una linea che può assumere valore zero oppure uno logico (0 o +5 V), e, mantenendo tale situazione all'ingresso, si applica un impulso al terminale di controllo, al momento della "risalita" dell'impulso di "trigger" l'uscita del flip flop assumerà lo stato (0 o 1) che era all'ingresso. E questo vale per tutti i flip flop dell'integrato. Si noti che, in seguito, il dato applicato agli ingressi può essere rimosso senza che le uscite ne risentano in alcun modo: il latch, cioè, "ha memorizzato il dato applicato al suo ingresso". Ora nella figura 1, si è collegato un latch (es.: 74LS374) direttamente sul bus dei dati. Una decodifica è invece collegata al bus degli indirizzi e ricava l'impulso appropriato di selezione che serve a "pilotare" il latch. Ebbene: se si desidera scrivere nel latch, basta eseguire ad esempio una operazione di scrittura (Store Accumulator to Memory) a quell'indirizzo tale da fare rispondere la decodifica con il chip select. Conseguentemente, il latch "ingoierà" il dato in quel momento presente sul data bus, e così, al termine della esecuzione della istruzione, noi ci troveremo con le uscite del latch impostate così come noi volevamo. E tutto questo, lo ripeto ancora, avviene DA PROGRAMMA, cioè completamente gestibile via software.

Si suole dire che "l'I/O è mappato direttamente sul bus dei dati della

CPU" per cui la CPU può accedere liberamente e usare l'I/O (per ora solo in scrittura) durante la esecuzione del programma.

Ma se vogliamo introdurre dei dati nel computer, facendogli leggere alla CPU? La soluzione, anche stavolta, è semplice.

Basta osservare la figura 2. Vi è ancora un latch, come quello di prima: però ora è "girato" ed i suoi ingressi sono rivolti all'esterno. Le sue uscite, in tale caso, NON possono essere direttamente collegate al bus dei dati, perché altrimenti causerebbero corti ed interferenze. Occorre, allora, "isolarle", ed il metodo classico è usare un "buffer" o "isolatore", che è un integrato che si comporta come un set di otto interruttori a pulsante, normalmente aperti. Questi interruttori si chiudono tutti insieme solo quando al terminale di abilitazione \bar{E} si applica un impulso che va momentaneamente a zero (vedi figura). In quel momento, il data bus è fisicamente collegato alle uscite del latch. Ma quest'ultimo, però deve acquisire il dato correttamente, per cui sarà il dispositivo esterno che avrà il compito di "pilotare" il latch fornendo l'impulso di clock. Ora, si noti che: il buffer è "chiuso" solo se selezionato (c'è infatti la solita decodifica che genera il chip select); inoltre, mentre il buffer è selezionato (cioè mentre si legge il latch) viene inibita la abilitazione del latch, per evitare che il dato cambi durante la lettura stessa. Infatti il dispositivo che

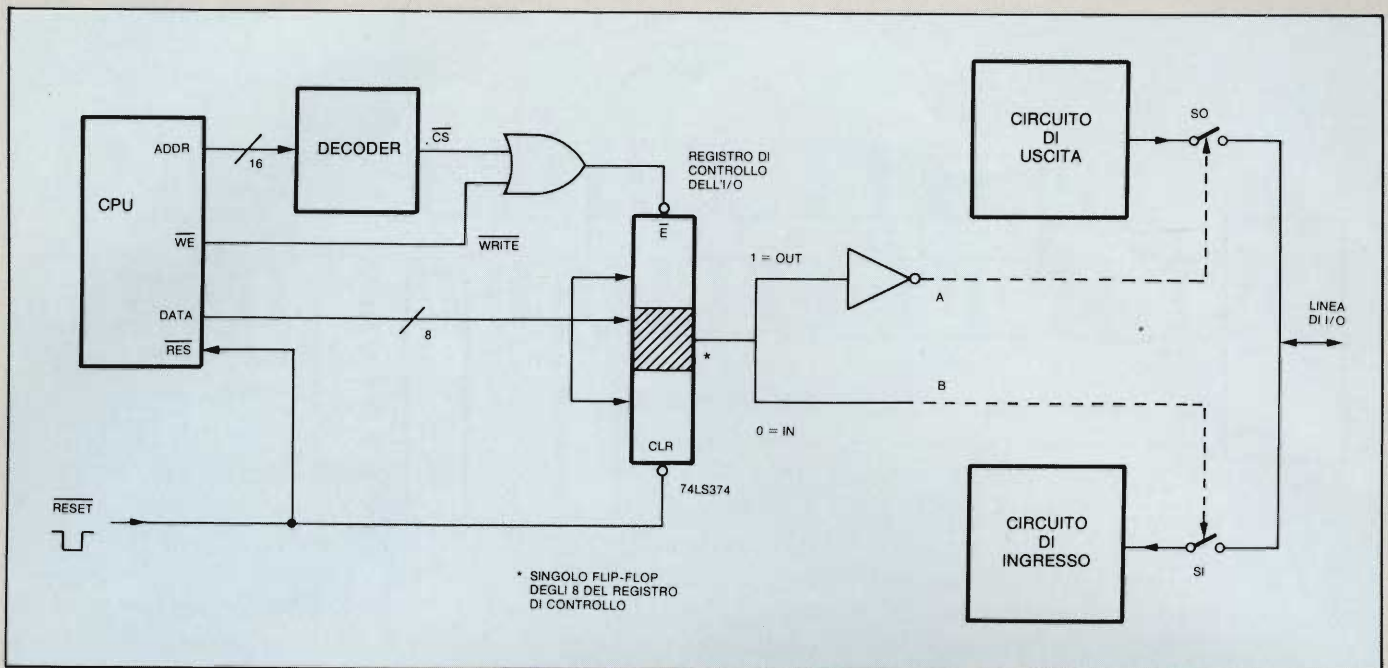


Fig. 3 - Implementazione del registro di controllo della direzione (In oppure Out) della porta. Dopo un RESET, la porta viene predisposta come ingresso.

è collegato al latch e deve pilotare gli ingressi di questo si deve presumere completamente "asincrono" nei confronti della operazione di lettura della CPU. Si noti infine che l'acquisizione del dato si può fare con una istruzione tipica di "load Accumulator from Memory".

Già dall'esame delle due figure viste prima si deduce che non è per niente difficile progettare dei circuiti di ingresso e uscita collegabili alla CPU del sistema, ma, naturalmente, per ogni blocco I/O, una soluzione come quella analizzata richiede l'uso di ben tre integrati da 20 pin (il latch come il 244, per esempio), più almeno un TTL normale. Il che significa sprecare molto spazio ed aumentare i costi dell'hardware, dato che è ben difficile che in un sistema solo 16 linee di I/O generiche siano sufficienti.

È per questo che, già dal 1976, appena uscirono i primi chip microprocessori, le stesse Case produttrici delle CPU ben pensarono di sviluppare "periferiche" di I/O che implementassero, magari in un solo chip a 40 piedini, una grande varietà di funzioni.

Nacquero così la famosissima "PIA", cioè la "Peripheral Interface Adapter", prodotta dalla Motorola (MC6820), seguita dal "PIO" per lo Z80, e così via, fino alla super famosa 6522, la "VIA", progettata da Chuck Peddle (il papà e della 6502 e del PET), e usata in una infinità di sistemi, compreso il nuovo LISA della Apple. Che cosa comprendono questi chip? Senza

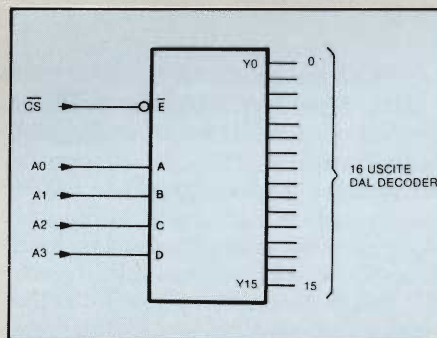


Fig. 4 - Decoder interno al chip, per 16 registri interni.

indagare su un tipo in particolare (per cui si rimanda agli specifici data sheet) facciamo dunque una analisi in generale delle funzioni integrate.

Innanzitutto vi sono almeno due porte di Input o, indifferentemente, di Output, ciascuna da 8 bit. Come sia possibile questo è assai facile, sempre tenendo sotto controllo le figure 1 e 2.

Si ha così la figura 3: si vede che, per ogni coppia di circuiti di Ingresso ed

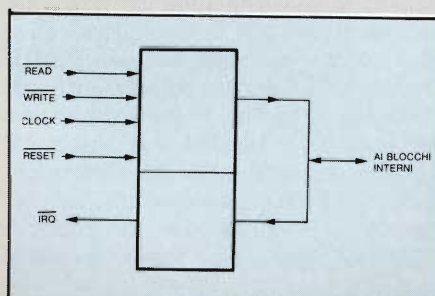


Fig. 5 - Blocco di gestione dei segnali di controllo.

Uscita (I/O) si ha un registro (cioè, in pratica, altri 8 Flip Flop) detto "di controllo della direzione di I/O".

La figura 3 mostra un singolo Flip Flop di tale registro (che è ovviamente incluso nello stesso chip LSI insieme ai circuiti di I/O): se vi è scritto un "1" logico, il punto "A" va a zero, e il punto "B" assume il valore "1", e viceversa. Se "A" e "B" sono collegati a due interruttori (ovviamente realizzati con transistori, ed integrati assieme al resto cioè SO ed SI, uno solo di questi sarà chiuso allo stesso tempo, facendo sì che la linea di I/O che esce fisicamente dal chip (il piedino, in pratica) sia o collegata alla circuiteria di Output di quel bit oppure alla circuiteria di Input sempre di quel bit. Questo sistema prende il nome di "Configurazione di I/O singolarmente programmabile via software, bit a bit, per la porta selezionata". "Via Software" perchè la scelta se una linea sia In oppure Out avviene semplicemente programmando, cioè scrivendo, nel registro di controllo di I/O associato a quella porta.

Riassumendo: per ogni porta di 8 bit servono: una circuiteria di pilotaggio delle uscite (registro di Uscita); una circuiteria di lettura degli ingressi (registro di Ingresso); un registro di Controllo della Porta, per programmare individualmente ciascuna linea della Porta o come ingresso o come uscita.

L'hardware interno, però, non si ferma a quanto è espresso in figura 1 o 2 o 3: infatti ciò che noi abbiamo fino ad ora genericamente indicato come "decoder" in realtà fa parte di un più com-

plesso circuito di controllo che elabora i segnali (di controllo, appunto) provenienti dalla CPU prima di collegare fisicamente al bus i registri. Innanzitutto la decodifica di per sé appare come in figura 4: un demultiplexer da "n" ingressi che ha 2 elevato alla "n" uscite. Se gli ingressi di selezione sono 4, le combinazioni possibili sono 16, cioè 16 chip select dei quali solo uno ed uno solo alla volta può essere selezionato. Non solo, ma un "Chip Select Generale" impedisce al decoder interno di funzionare fino a che questo stesso ingresso non sia attivo a zero.

I lettori ricorderanno certamente il momento in cui un analogo discorso fu ampiamente presentato su Selezione, in questa stessa serie: e cioè all'inizio, parlando delle Memorie. Ebbene: le evidenti analogie non mettano in imbarazzo, perchè a tutti gli effetti i nostri "registri" interni ad un chip di I/O si accedono nè più nè meno come una cella di memoria, sia in lettura che in scrittura.

Qui, dunque, è il segreto: con una semplice impostazione hardware, infatti, si riesce a "portare dentro al bus" un dato esterno, facendo credere alla CPU di leggerlo da una normale cella di memoria. La cosa è assai conveniente, come si può immaginare, poichè in tale

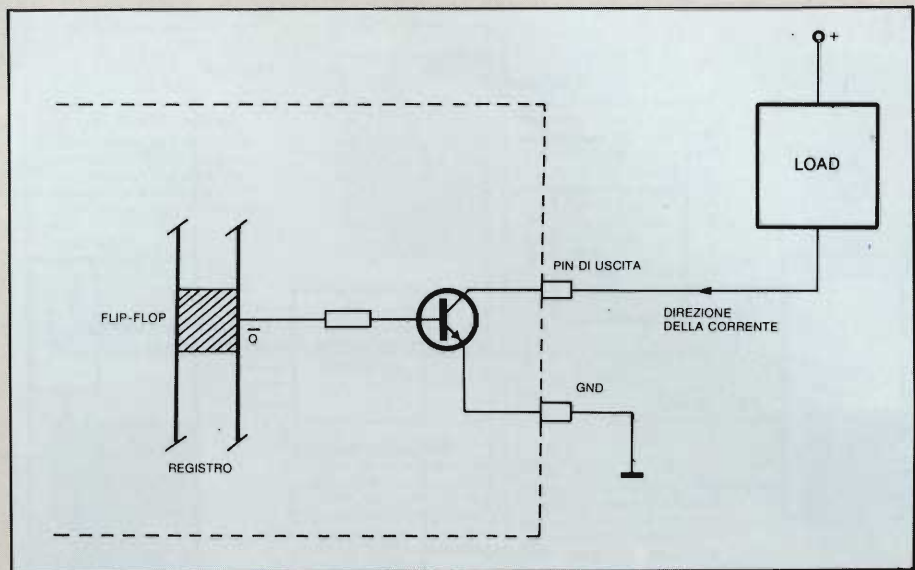


Fig. 6 - Tipica struttura di una linea di uscita (open collector, in questo caso).

modo le stesse istruzioni con gli stessi modi di indirizzamento che valgono per una cella di RAM valgono anche per la gestione di un I/O. Specialmente, per emettere un dato all'esterno, noi facciamo credere alla CPU di scrivere in una normale cella di RAM, mentre invece il registro comunica all'esterno (fisicamente, abbiamo visto, tramite i piedini dell'integrato) il dato che ha ri-

cevuto. Anche qui, per la somiglianza con la gestione in scrittura di una cella di RAM, l'operazione potrà sfruttare tutta la potenza delle stesse istruzioni e modi di indirizzamento. La figura 5, poi, mostra un altro blocco fondamentale nell'insieme del chip: il blocco che, come accennato prima, gestisce i segnali di controllo della CPU. In genere, le linee fondamentali sono: l'abilitazio-

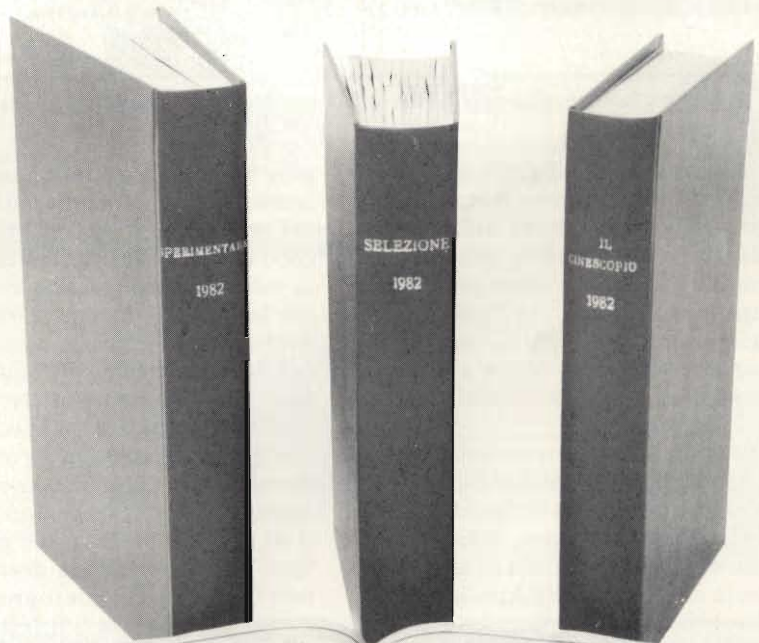
ANNATE RILEGATE

Sappiamo che vi sono molti lettori che vorrebbero avere la collezione completa delle nostre riviste ma sono stati finora dissuasi dalla spesa relativamente alta delle copie arretrate.

La nostra Casa Editrice si sforza sempre di interpretare le necessità dei nostri lettori. Per questo motivo ha fatto rilegare un certo quantitativo di annate **1982** che ora è possibile richiedere inviando l'importo di L. 37.000 cad. al seguente indirizzo:

JCE (Jacopo Castelfranchi Editore) Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI).
N.B. Specificare chiaramente la richiesta dell'annata desiderata.

1982



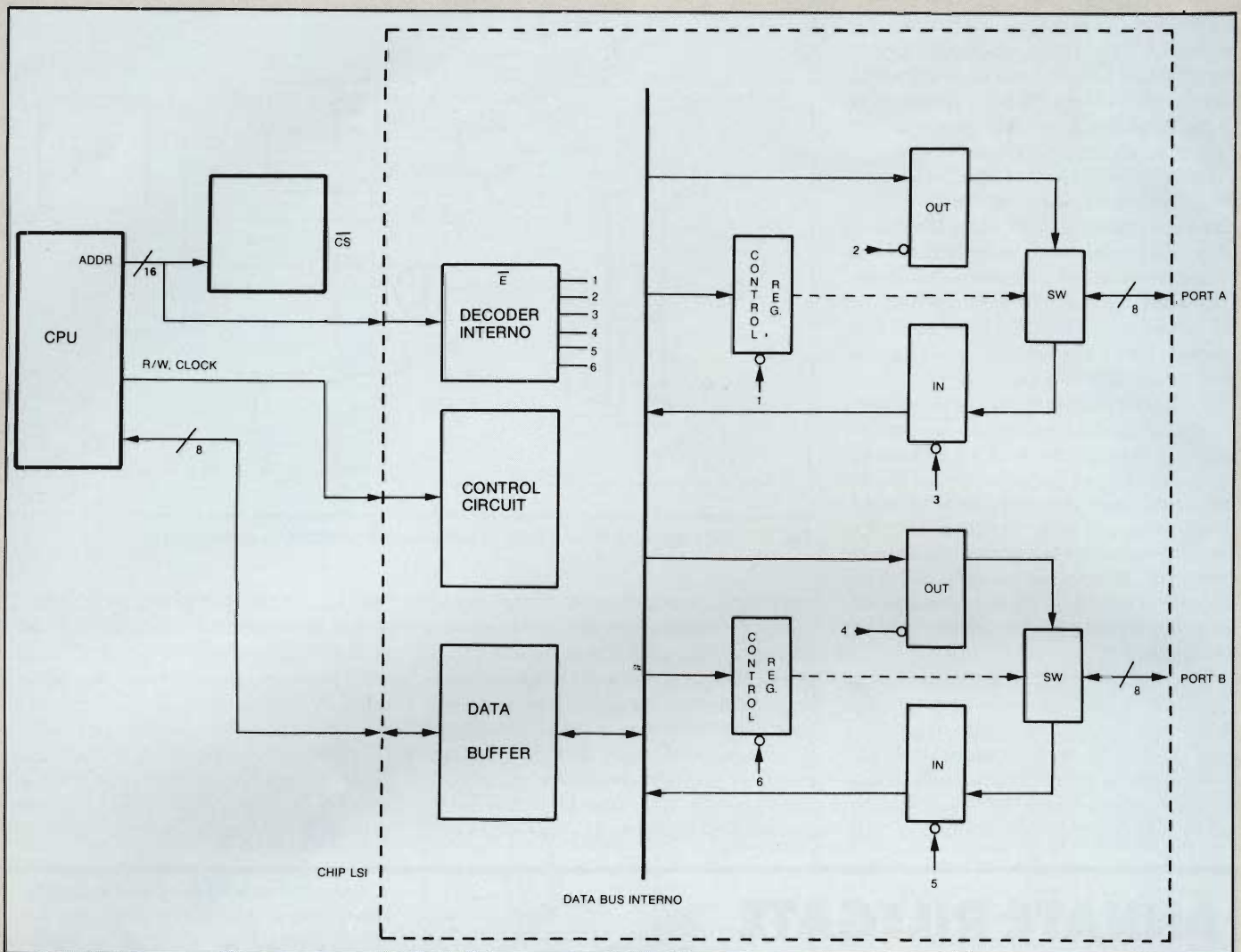


Fig. 7 - Vista d'insieme, a formare il chip di I/O, dei blocchi esaminati in precedenza.

ne alla lettura, quella della scrittura, e il clock di sistema che sincronizza le varie operazioni interne dei Flip Flop del chip, oltre a fornire una base dei tempi per eventuali timer presenti nel chip stesso. Si noti che "non si potrà ragionevolmente leggere un registro programmato come uscita nè si potrà scrivere in un registro programmato come ingresso".

Tale divieto è osservato grazie al fatto che i suddetti segnali di Read e Write entrano nel chip di I/O. Sapendo che la CPU, prima di scrivere, attiva la sola linea di WRITE e, prima di leggere, attiva la sola linea di READ (linee attive basse), basta osservare dove tali segnali intervengono nelle figure 1, 2, 3: si noterà che una scrittura nel registro di ingresso non attiva il buffer e quindi sarà una scrittura a vuoto, che non danneggia nulla; analogamente, una lettura da un registro di uscita sarà una lettura a vuoto, che non danneggia quanto è contenuto in quel momento nei latch di uscita. La linea di RESET è

pure fondamentale: sappiamo che, solitamente, all'accensione del sistema tale linea viene attivata per dare modo a CPU e chip accessori di reinizializzarsi in maniera corretta. Ebbene, si guardi ora la figura 3: si nota che il RESET è applicato agli appositi ingressi di CLEAR del registro di Controllo della Direzione di I/O. Normalmente, un clear ad un Flip Flop ne azzerà l'uscita, per cui il registro di controllo forza il Port ad essere "tutti ingressi", che fra l'altro vanno ad uno logico per via dei resistori di Pull-up integrati nel chip stesso. Qual'è la convenienza di avere tutti i port inizializzati come ingressi dopo un reset? Ovviamente è il NON AVERE PIEDINI POSTI COME USCITA E CON LIVELLI INDEFINITI. In tale modo se il computer controlla una macchina industriale, si evita che all'accensione o dopo un restart le varie periferiche collegate si azionino insieme e confusamente, il che causerebbe senza dubbio danni evidenti alla macchina.

Il fatto che il livello "non attivo" di

un piedino, se è una uscita, è considerato il livello basso, e non quello alto, deriva da pratica comune d'uso, per cui è più comodo attivare un dispositivo "risucchiando" corrente anzichè fornendogliela.

Si veda, a tale proposito, la figura 6, ove il carico può ad esempio, essere un LED e relativo resistore.

In definitiva, tutti i singoli blocchi descritti fino ad ora si mettono insieme in modo da formare il chip completo, come appare dalla figura 7. È chiaro che manca ancora qualcosa, sia fra gli "accessori puri" che fra quelli "necessari": fra questi ultimi, la circuiteria di gestione di una efficiente comunicazione (cioè scambio veloce di dati) fra computer e periferica (che nulla vieta sia poi un altro computer). Ma questo argomento richiede parecchio spazio per la sua approfondita discussione, per cui l'analisi sarà riservata alla seconda parte di questo articolo. ■

LIBRERIA JCE

Junior Computer Vol 1-Vol 2

Junior Computer è il microelaboratore da autoconstruire su un unico circuito stampato. Il sistema base e questi libri sono l'occorrenza per l'apprendimento. Prossimamente verranno pubblicati altri volumi relativi all'espandibilità del sistema.



Cod. 3001
L. 11.000 (Abb. L. 9.900)



Cod. 3002
L. 14.500 (Abb. L. 11.650)

Manuale di Sostituzione dei Transistori Giapponesi

Il libro raccoglie circa 3000 equivalenze fra transistori giapponesi.
Cod. 6005
L. 5.000 (Abb. L. 4.500)



Manuale di sostituzione fra transistori europei, americani e giapponesi

Eccovi il manuale che vi serve per risolvere, nella massima parte dei casi, i problemi della sostituzione: vi si trovano, per ogni tipo di transistor, le equivalenze fra le produzioni europee, americane e giapponesi.
Cod. 6015
L. 10.000 (Abb. L. 9.000)



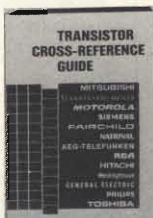
TTL IC Cross - Reference Manual

Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressochè tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case mondiali, comprese quelle giapponesi.
Cod. 6010
L. 20.000 (Abb. L. 18.000)



Transistor Cross-Reference Guide

Circa 5.000 equivalenze fra transistori europei, americani e giapponesi, con i relativi parametri elettrici e meccanici.
Cod. 6007
L. 8.000 (Abb. L. 7.200)



Le Luci Psichedeliche

Il libro descrive apparecchi psichedelici provati e collaudati, realizzazione di generatori psichedelici sino a 6 kW, flash elettronici, luci rotanti ecc...
Cod. 8002
L. 4.500 (Abb. L. 4.050)



Le Radiocomunicazioni

Ciò che si deve sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri ecc.
Cod. 7001
L. 7.500 (Abb. L. 6.750)

TV Service 100 riparazioni TV illustrate e commentate

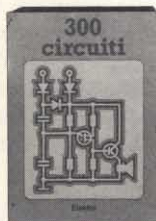
Dalle migliaia di riparazioni che si effettuano in un moderno laboratorio TV, sono assai poche quelle che si discostano dalla normale "routine" e sono davvero gratificanti per il tecnico appassionato. Cento di queste "perle" sono state raccolte in questo libro e proposte all'attenzione di chiunque svolga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



Cod. 7000
L. 10.000 (Abb. L. 9.000)

273 Circuiti

"273 circuiti" è una raccolta di schemi per il tecnico di laboratorio e l'hobbista di elettronica. I circuiti sono tutti molto semplici e facili da realizzare. Ve n'è per tutti i gusti: per uso domestico, per auto-veicoli, per i fissati dell'audio, per giocatori inveterati, per gli ossessionati dalle misure e dagli alimentatori, per gli appassionati di fotografia o di modellismo ecc.
Cod. 6014
L. 12.500 (Abb. L. 11.250)



300 Circuiti

Il libro propone una moltitudine di progetti dal più semplice al più sofisticato con particolare riferimento a circuiti per applicazioni domestiche, audio, di misura, giochi elettronici, radio, modellismo, auto e hobby.
Cod. 6009
L. 12.500 (Abb. L. 11.250)

Digit 1

Il libro mira a insegnare i concetti fondamentali di elettronica con spiegazioni semplici. Esperimenti pratici utilizzando una piastra sperimentale a circuito stampato consentono un'introduzione graduale all'elettronica digitale.
Cod. 2000
L. 7.000 (Abb. L. 6.300)



Digit 2

Proseguo naturale del Digit 1, il libro presenta oltre 500 circuiti: dal frequenzimetro al generatore di onde sinusoidali - triangolari - rettangolari; dall'impianto semaforico alla pistola luminosa.
Cod. 6011
L. 6.000 (Abb. L. 5.400)



Guida alla Sostituzione dei Semiconduttori nei TVC

Equivalenze di semiconduttori impiegati su 1200 modelli di televisori di 47 fabbricanti diversi.
Cod. 6112
L. 2.000 (Abb. L. 1.800)



Costruiamo un Microelaboratore Elettronico

Per comprendere con naturalezza la filosofia dei moderni microelaboratori e imparare a programmare quasi senza accorgersene.
Cod. 3000
L. 4.000 (Abb. L. 3.600)



30 Programmi Basic per lo ZX 80

Programmi pronti all'uso che si rivolgono soprattutto ai non programmatori, quale valido ausilio didattico, nonché prima implementazione del BASIC studiato, ma che possono essere, da parte dei più esperti, anche base di partenza per ulteriori elaborazioni.
Cod. 5000
L. 3.000 (Abb. L. 2.700)



JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE

SCONTO 10% agli abbonati

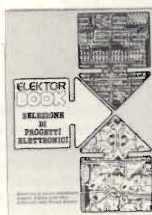
Il Moderno Laboratorio Elettronico

Autocostruzione di tutti gli strumenti fondamentali; alimentatori stabilizzati, multi-metri digitali, generatori sinusoidali ed a onda quadra, iniettore di segnali, provavoltmetri, wattmetri e millivoltmetri.
Cod. 8004
 L. 6.000 (Abb. 5.400)



Selezione di Progetti Elettronici

Una selezione di interessanti progetti pubblicati sulla rivista "Elektor". Ciò che costituisce il "trait d'union" tra le varie realizzazioni proposte e la varietà d'applicazione, l'affidabilità di funzionamento, la facilità di realizzazione, nonché l'elevato contenuto didattico.
Cod. 6008
 L. 9.000 (Abb. L. 8.100)



Manuale pratico del Riparatore Radio TV

Il libro frutto dell'esperienza dell'autore maturata in oltre due decenni di attività come teleriparatore, è stato redatto in forma chiara e sintetica per una facile consultazione.
Cod. 701P
 L. 18.500 (Abb. L. 16.650)



Esercitazioni digitali

L'intento di questi esercizi digitali è principalmente quello di fornire un mezzo di insegnamento delle tecniche digitali, mediante esercitazioni dettagliatamente descritte in tavole didattiche.
Cod. 8000
 L. 4.000 (Abb. L. 3.600)

La pratica delle misure elettroniche

Questo libro getta uno sguardo nella moderna tecnica metrica. Non è la teoria che viene messa nel massimo rilievo, ma l'informazione orientata al lato pratico.
Cod. 8006
 L. 11.500 (Abb. L. 10.350)



Accessori Elettronici per Autoveicoli



Accessori per Autoveicoli

Dall'amplificatore per autoradio, all'antifurto, dall'accensione elettronica, al plurilampeggiatore di sosta, dal temporizzatore per tergicristallo ad altri ancora.
Cod. 8003
 L. 6.000 (Abb. L. 5.400)

Tabelle Equivalenze Semiconduttori e Tubi Elettronici Professionali

Equivalenti Siemens di transistori, diodi, led, tubi elettronici professionali e vidicons.
Cod. 6006
 L. 5.000 (Abb. 4.500)



Pratica TV

Il volume consiste in una raccolta di consulenze tecniche richieste da riparatori e antenisti al Ceniart, il Centro Informazioni per l'Assistenza radio-TV.
Cod. 7002
 L. 10.500 (Abb. L. 9.450)

Alla Ricerca dei Tesori

Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica. Il libro, in oltre 110 pagine ampiamente illustrate spiega tutti i misteri di questo hobby affascinante. Dai criteri di scelta dei rivelatori, agli approcci necessari per effettuare le ricerche.
Cod. 8001
 L. 6.000 (Abb. L. 5.400)



Cod. 2300
 L. 8.000 (Abb. L. 7.200)



Cod. 2301
 L. 8.000 (Abb. L. 7.200)

Appunti di Elettronica Vol. 1 - Vol. 2 - Vol. 3 - Vol. 4

Un'opera per comprendere facilmente l'elettronica e i principi ad essa relativi. I libri sono costituiti da una raccolta di fogli asportabili e consultabili separatamente, ognuno dei quali tratta un singolo argomento. Grazie a questa soluzione l'opera risulta continuamente aggiornabile con l'inserimento di nuovi fogli e la sostituzione di quelli che diverranno obsoleti.



Cod. 2302
 L. 8.000 (Abb. L. 7.200)



Cod. 2303
 L. 8.000 (Abb. L. 7.200)

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

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

SE-9/83

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

Inviatemi i seguenti libri:

- Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + 2000 per contributo fisso spese di spedizione
 Allego Assegno n° _____ di L. _____
 Banca _____

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

- Non Abbonato Abbonato sconto 10% Selezione RTV Multicanali Sperimentare Inesopio

Data _____ Firma _____



Corso di progettazione dei circuiti a semiconduttori

Questo corso costituisce per il dilettante interessato una guida attraverso i meandri della moderna tecnica circuitale dei semiconduttori. Per mezzo di chiare notizie pratiche il lettore sarà in grado di progettare e calcolare da sé dei semplici stadi amplificatori.
Cod. 2002
 L. 8.400 (Abb. L. 7.560)

99 riparazioni TV illustrate e commentate

Questa seconda serie di interventi "dal vivo", (la prima serie era contenuta in un libro pubblicato due anni fa e chiamato 100 Riparazioni TV illustrate e Commentate). Contiene interventi effettuati nel laboratorio del Ceniart durante questi ultimi anni. Naturalmente si tratta soltanto di quelli tecnicamente più significativi. Due indici posti all'inizio del libro concorrono a facilitare le ricerche delle schede interessate.



Cod. 7003
 L. 16.000 (Abb. L. 14.400)

COMPONENTI

Laser in esecuzione compatta

È poco più lungo di una penna a sfera il nuovo laser miniaturizzato che la Siemens presenta con la sigla LGR 7647. Questo componente di forma insolitamente compatta è lungo 146 mm ed ha un diametro di 25 mm e queste dimensioni ne fanno il più piccolo laser all'elio-neon finora esistente, operante nel modo base TEM00 prodotto in serie.

Per ottenere una potenza di uscita di almeno 0,5 mW, al nuovo tubo all'elio-neon sono sufficienti una corrente di soli 3,5 mA ed una tensione di 1000 V. Un'altra particolarità di questo tubo è la tolleranza di 0,12 millimetri che il raggio laser presenta rispetto al diametro esterno del portaspechio (circonferenza di montaggio).

A questo valore, che facilita considerevolmente il montaggio dei tubi laser, si aggiunge il vantaggio del peso, di appena 70 grammi, particolarmente apprezzato nelle apparecchiature mobili. Il nuovo laser miniaturizzato è soprattutto idoneo per scanner portatili (lettura di un codice a barre), quale ausilio di puntamento per armi da fuoco, quale laser portatile per l'industria edile o per scopi di studio e di riferimento.



SIEMENS ELETTRA S.P.A.
Via F. Filzi 25/A
20100 Milano
Tel. 02/6248

Tubo laser adatto per Scanner portatili.

Modulo LCD a selezione automatica delle portate

Realizzato per la strumentazione portatile e da pannello, il mod. DMU 1404 della Pantec è un volt-amperometro a cristalli liquidi con display a 3 1/2 cifre, altezza 10 mm, con l'indicazione automatica dei simboli mV-V-mA-A, selezione del punto decimale, polarità automatica ed indicazione di fuori campo.



Modulo LCD a selezione automatica delle portate.

Le 5 portate voltmetriche in c.c. (200 mV - 2 V - 20 V - 200 V - 500 V) sono selezionabili automaticamente dal sistema autoranging, mentre la portata amperometrica da 200 mA con l'ausilio di shunt esterni e la selezione del punto decimale consentono la realizzazione delle portate supplementari da 2 mA, 20 mA, 200 mA, 2 A, 20 A, 200 A, 2000 A. L'utilizzo di un unico circuito integrato a tecnologia CMOS-LST ha reso possibile l'alimentazione a soli 3 V ed un consumo inferiore a 5 mW. La precisione è dello 0,5% della lettura ± 2 digit.

Le dimensioni ultracompatte (80 x 40 x 23 mm) permettono qualsiasi realizzazione, dal portatile allo strumento in contenitore DIN 48 x 96 mm.

CARLO GAVAZZI PANTEC
Via G. Ciardi, 9
Milano

RAM CMOS statica veloce da 16K

La HM-65161, RAM CMOS asincrona con organizzazione 2k x 8, è stata sviluppata in collaborazione dalla Harris e dalla Matra-Harris.

La memoria, che utilizza il processo CMOS SAJI IV, ha un tempo di accesso di soli 70 ns.

L'HM-65161 è completamente TTL compatibile e funziona con singola alimentazione a 5 V.

Le eccellenti caratteristiche di ritenzione dati (tensione minima necessaria di 2 V con corrente di 30 nA massima) e di immunità al rumore la rendono ideale sia per sistemi a microprocessore che con back-up a batteria e per applicazioni di cache memory ad alta velocità.

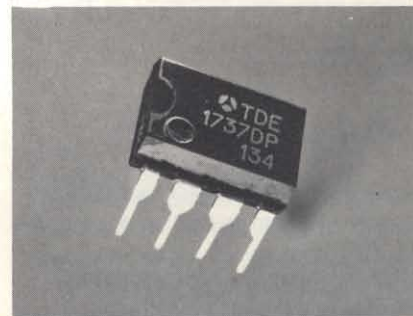
La memoria è disponibile nel classico DIP 24 pin JEDEC standard, plastico o ceramico, e sarà disponibile in chip carrier.

Le versioni disponibili sono quella commerciale, industriale e militare con possibilità di selezionare secondo specifica MIL-STD 883 classe B.

HARRIS ITALIANA
Via F.lli Gracchi, 48
Cinisello B. (MI)

Driver per lampade e relè

Il TDE 1737 della Thomson-EFCIS è un amplificatore monolitico destinato ad applicazioni con tensioni e correnti elevate, e in particolare adatto per l'alimentazione di lampade, relè, motori passo passo.



Driver per lampade adatto per l'alimentazione di lampade, relè, motori passo passo.

Il circuito è particolarmente protetto contro le scariche distruttive.

Tra l'altro è possibile limitare la corrente di picco ad un valore di sicurezza, semplicemente usando un resistore esterno. Inoltre è dotato di una protezione termica che annulla la tensione di uscita se la dissipazione diventa eccessiva. Naturalmente l'uscita è anche protetta contro i corto circuiti con alimentazione positiva.

Il range della tensione di alimentazione può variare da 8 a 45 V.

THOMSON-CSF COMPONENTI
Via M. Gioia, 72
Milano

Alimentatore switching Eurocard da 50 W

La Boschert ha introdotto nella sua gamma di alimentatori switching una unità da 50 W, 3 uscite.

Meccanicamente progettato per essere usato su rack 3U (100 x 160 mm), l'ET50-3601 è montato su una scheda a circuito stampato con un connettore

DIN 41612H a 15 pin. Le tensioni in uscita sono di 5 A sul +5 V, 2 A sul +12 V e 0,7 A sul -12 V.

L'alimentatore è dotato di protezione contro i corto circuiti e le sovratensioni e di limitazione della corrente iniziale di ingresso.

Per la protezione dei dati l'ET50-3601 include anche un circuito di power fail detect che assicura un segnale di allarme almeno 5 ms prima della caduta della tensione di uscita.

Compatibile con le norme VDE 0806, IEC 380, UL 478 e CSA C22.2, possiede un filtro RFI che lo rende conforme anche alle FCC e alle VDE 0871 livello E. L'ET50-3601 è particolarmente indicato nell'alimentazione di microprocessori e CRT, ma può essere utilizzato anche per alimentare dischi da 5", piccole stampanti e registratori a cassette.

MURATE ERIE ELETTRONICA
Via M. Giola, 66
Milano

DRAM da 64 K

È disponibile dalla INMOS la IMS 2620P, una RAM dinamica da 64 K organizzata in 16 K x 4.

Con un tempo di accesso di 100 ns (160 ns di tempo di ciclo), questa memoria è adatta per applicazioni che richiedono una grande larghezza di banda di memoria (per esempio i grafici ad alta risoluzione) o dove si hanno problemi di spazio sulla scheda.

Il processo double poly NMOS ha consentito di ottenere un consumo di 496 mW nel funzionamento attivo e di 28 mW in standby.

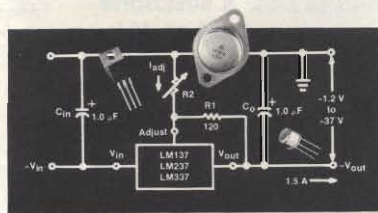
La IMS 2620 è fornita in package plastico DIP con pin out standard JEDEC a 18 pin.

INMOS
Whitfriars, Lewins Mead
Bristol BS1 2NP (Gran Bretagna)

Regolatori lineari per tensione negativa

La serie di regolatori LM137 della Motorola richiede soltanto due resistori esterni per stabilire la tensione voluta in uscita.

L'impiego di un limitatore di corrente interna, di shutdown termico e la compensazione dell'area di sicurezza fanno di questi dispositivi dei regolatori a totale prova anticollasso. Tutti i circuiti di protezione da sovraccarico rimangono pienamente funzionali anche se il terminale della regolazione è disinserito.



Nuova serie di regolatori lineari per tensione negativa.

Questa serie è impiegata per applicazioni quali regolazione di uno specifico circuito o di una scheda, operazioni floating ad alte tensioni e regolazione di corrente con taratura a mezzo di una resistenza esterna.

I regolatori a 3 terminali per tensione negativa LM137 sono l'ideale complemento della serie di regolatori per tensione positiva LM 117, anche questi regolabili esternamente.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, A1C
Assago (MI)

Driver per display a LED

Gli M5450 ed M5451 sono circuiti integrati monolitici MOS prodotti dalla SGS con la tecnologia N-channel silicon gate.

Un singolo pin controlla la luminosità dei LED regolando una corrente di riferimento mediante un resistore variabile. Le 34 uscite dell'M5450 possono fornire una corrente di 15 mA, così come le 35 uscite dell'M5451.

I dispositivi sono TTL compatibili e funzionano con una alimentazione singola che può variare da -0,3 a 20 V.

I due driver vengono forniti in package dual-in-line plastici a 40 pin.

SGS ATES
Via C. Olivetti, 2
Agrate Br. (MI)

Buzzer elettronici a basso assorbimento

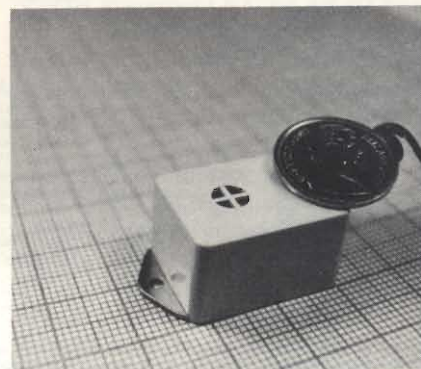
Presentati dalla Eurotronics International, sono disponibili in 3 versioni (serie EMB-06, -12 e -24 rispettivamente per tensioni di alimentazione di 6, 12 e 24 V). Le gamme di tensione di funzionamento sono 4-8 V, 9-16 V e 16-30 Vcc.

I ronzatori sono caratterizzati da un assorbimento di 1 mA a 12 Vcc e di 2 mA a 24 Vcc (all'istante dell'avvio), dall'elevata potenza acustica e dalla lunga durata.

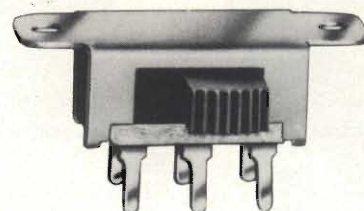
Sono indicati per apparecchiature portatili e a batteria, quali apparecchi telefonici e periferiche, che richiedono assorbimento di corrente molto basso ed avvio immediato.

A differenza dei buzzer meccanici non producono archi elettrici né rumore RF. Il segnale ottenuto ha una frequenza di 700 Hz; la potenza acustica è di 80-85 dB a 300 mm; a seconda della tensione. La gamma della temperatura di impiego va da -40 a +80 °C; le dimensioni sono 16 x 13 x 23 mm e il peso è di 7 gr.

ELECTRONICS INTERNATIONAL
61 Albert Road West Drayton
Middlesex. UB7 8ES (Inghilterra)



Buzzer elettronici per apparecchi telefonici e periferiche.



Switch a basso profilo.

Switch a basso profilo

La Switchcraft produce una serie di commutatori con la leva montata sul fianco, anziché nella parte superiore, come nei comuni switch. Ciò consente di avere un profilo complessivo più basso e quindi di impiegare lo switch nelle schede a circuito stampato, dove spesso ci sono problemi critici di spazio.

Gli Slide Switch serie 62000 sono caratterizzati da 2 posizioni, 2-C DPDT.

I commutatori sono dati per correnti nominali di 0,5 A con tensioni di 125 Vca o cc.

SWITCHCRAFT
5555 North Elston Avenue
Chicago, IL 60630 (USA)

Amplificatore operazionale a larga banda

La Harris Semiconductor ha introdotto l'HA-2540, un operazionale a larga banda caratterizzato da un settling time di 250 ns, un slew rate di 400 V/ μ s, un prodotto guadagno/larghezza di banda di 400 MHz, un guadagno per grandi segnali di 90 dB e una dinamica di uscita di ± 10 V.

Il campo di uscita comprende amplificatori video e per impulsi, amplificatori a larga banda, amplificatori sample and hold e per acquisizione dati e oscillatori RF.

L'HA-2540 è disponibile in contenitore plastico o ceramico DIP a 14 pin, con un prezzo per la versione commerciale e quantitativi di 100 di US \$ 4,25 FOB Melbourne, Florida.

HARRIS ITALIANA
Via F.lli Gracchi, 48
Cinisello B. (MI)

ROM da 128 K

La VTI (VLSI Technology) annuncia la disponibilità di ROM da 128 k ad organizzazione 16 k x 8.

Il tipo VT 23128 ha una piedinatura compatibile con la EPROM 2764, mentre la compatibilità con la EPROM 2564 è assicurata dal tipo VT 23129. Il tempo di accesso è di 250 ns.

Funzionante con una singola alimentazione di +5 V, la VT 23128/29 oltre ad essere completamente statica, compatibile TTL, presenta un assorbimento massimo di 100 mA durante il funzionamento e di 20 mA in stato di riposo.

I due chip select programmabili consentono di collegare fino ad 8 ROM da 128 k in connessione wired OR senza decodifica esterna.

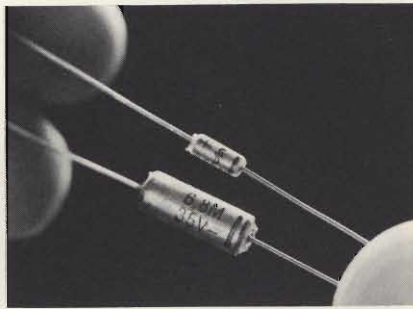
Il dispositivo permette l'espansione di memoria attraverso uscite 3-state provviste di buffer.

La memoria VT 23128/29 è disponibile in contenitore a 28 pin di tipo sia plastico che ceramico.

NEWTEK ITALIA
Via Alcuino, 7
Milano

Condensatori elettrolitici al tantalio

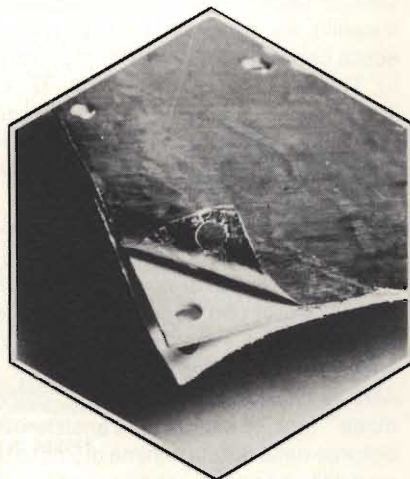
I nuovi condensatori elettrolitici al tantalio realizzati dalla Siemens sono molto più ridotti dei precedenti, grazie all'impiego di materiale microsinterizzato e di custodie più compatte.



Condensatori elettrolitici al tantalio

Il volume della nuova serie B 45179, al confronto di quello della vecchia serie B 45178, risulta ridotto di oltre un quarto. Sono già disponibili 4 versioni con capacità da 0,1 a 10 μ F/40 V.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano



Nuova gamma di materiali per limitare l'effetto delle interferenze a radiofrequenza.

Schermature per circuiti elettronici

La RFI Shielding produce un'ampia gamma di materiali studiati per limitare l'effetto delle interferenze a radiofrequenza negli apparati elettronici. Conosciuto come Alumashield, il materiale viene avvolto intorno alle parti di circuito da schermare come un foglio di carta.

La schermatura comprende, intervallati da fogli di PVC, strati di alluminio dello spessore di 0,04 mm.

Il materiale può essere fornito in fogli di varie dimensioni o già tagliato secondo le esigenze del cliente.

RFI SHIELDING
Warner Drive, Springwood Industrial Estate
Rayne Road, Braintree, Essex CM7 7YW
(Gran Bretagna)

Transistori per amplificatori VHF, UHF e CATV

I transistori NPN epitassiali al silicio della serie NE856 sono stati studiati dalla NEC per l'impiego in amplificatori a basso rumore per le bande VHF, UHF e CATV.

La cifra di rumore è 1,1 dB e il guadagno è di 9 dB ad 1 GHz.

L'altra capacità di corrente consente di avere un ampio range dinamico e una eccellente linearità.

I transistori della serie NE856 vengono forniti in 4 tipi di package plastici a basso costo (TO92, SOT23, SOT37).

NEC ELECTRONICS ITALIANA
Via Cardano, 3
Milano

Driver di potenza con gate NAND

Combinando gate logici NAND con uscite bipolari ad alta corrente, i 4 driver di potenza UDN-2541B/W e UDN-2542b/W consentono di interfacciare circuiti per l'elaborazione dei segnali a basso livello con carichi di media potenza in ambienti particolarmente difficili. Ciascuna delle 4 uscite indipendenti di questi dispositivi può fornire 1,5 A nella condizione ON.

I circuiti integrati UDN-2541B/W e UDN-2542B/W differiscono soltanto per i valori nominali delle tensioni di uscita e per i limiti di corrente di saturazione. I tipi UDN-2541B e W presentano 60 V e 1,25 A, mentre i tipi UDN-2542B e W sono dati per 1 A con una tensione di breakdown di 80 V.

Gli ingressi sono compatibili con logiche TTL, DTL, LSTTL, e CMOS e PMOS da 5 a 15 V.

SPRAGUE ITALIANA
Via G. De Castro, 4
Milano

Resistori a strato metallico da 1/4 W

La Dale ha allargato a 15 M Ω la gamma di resistenza dei resistori a strato metallico da 1/4 W, ora estesa da 1 Ω a 15 M Ω .

I nuovi modelli disponibili sono i Dale CMF-55 e CMF-07. I due tipi da 1/4 W sono le controparti commerciali rispettivamente dei tipi a MIL-R-1059 (RN) e MIL-R-22864 (RL).

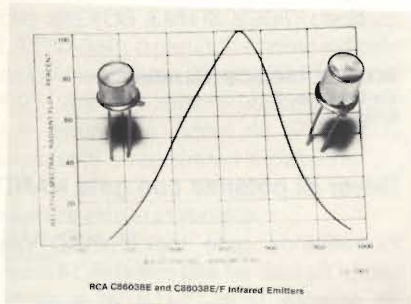
Le tolleranze disponibili comprendono 1% (CMF-55), 2% e 5% (CMF-07).

Entrambi i modelli hanno un coefficiente di temperatura di ± 100 PPM/ $^{\circ}$ C nella

gamma di resistenze da 5 Ω a 15 M Ω . Valori inferiori fino ad 1 Ω sono disponibili con un coefficiente di temperatura di ± 150 PPM/ $^{\circ}$ C.

Per occorrenze piú ristrette, si può avere il CMF-55 con un coefficiente di temperatura di ± 50 PPM/ $^{\circ}$ C da 1 Ω a 10 M Ω . Inoltre si possono ottenere tolleranze inferiori fino a 0,1% e coefficiente di temperatura di ± 50 PPM/ $^{\circ}$ C nella gamma di resistenza da 24,9 Ω e 2,5 M Ω .

SISRAM
P.le Lavater, 5
Milano



Emettitore C86038E/F studiato per aumentare l'efficienza di accoppiamento dei fotodiodi al silicio.

Emettitori agli infrarossi da 10 mW continui

La RCA Electro-Optics and Devices ha annunciato due LED GaAlAs, che emettono un fascio di flusso radiante alla lunghezza d'onda di 880 nm quando sono polarizzati direttamente.

I C86038E e C86038E/F sono stati studiati per aumentare l'efficienza di accoppiamento dei fotodiodi al silicio e sono particolarmente adatti per il funzionamento nel modo impulsivo.

La potenza di uscita tipica dei due dispositivi è di 100 mW nel funzionamento ad impulsi e di 10 mW nel funzionamento continuo.

RCA
P.za S. Marco, 1
Milano

Oscillatore al quarzo compensato in temperatura

La Dale Electronics ha presentato il TCX0-32, il primo di una nuova gamma di oscillatori al quarzo compensati in temperatura con contenitore metallico a tenuta ermetica.

Il TCX0-32 è regolabile con un trimmer multigiro fino ad una precisione di $\pm 0,1$ PPM (a 25 $^{\circ}$ C). La sua stabilità in funzione della temperatura è ± 1 PPM in tutto il

range di temperatura da -40 a +85 $^{\circ}$ C. Il TCX0-32 è disponibile nella gamma di frequenza da 3 a 15 MHz con frequenze di 4, 5 e 10 MHz.

L'oscillatore è progettato per pilotare 10 carichi TTL.

Il contenitore a chiusura ermetica misura 2" x 2" x 0,53".

SISRAM
C.so Matteotti, 55
Torino

STRUMENTAZIONE

Logic analyzer con trace control

Con 28 pagine di menu ed indicazioni d'aiusilio su schermo (richiamabili a scelta con la pressione di pochi pulsanti), l'utilizzatore del logic analyzer K-105-D della Gould Biomation è in grado di definire l'esatto formato di setup/acquisizione/presentazione su CRT delle informazioni in memoria.

L'apparecchio ha fra le dotazioni salienti il "trace control" (combinazione di triggering e memorizzazioni selettive su 8 livelli di stato) che consente una facile registrazione di eventi, serie di eventi, o flusso-dati circondanti un evento.

Altre prestazioni offerte sono il "glitch mode" (per la cattura di transistori di disturbo della durata minima di 5 ns) e la modalità operativa che permette di comparare e visualizzare due differenti registrazioni asincrone, nonché quella di analisi margine-rumore (per l'esame degli impulsi dei dati che vengono sovente a trovarsi al di sotto delle soglie di tensione previste), che unitamente alle interfacce RS-232C e GPIB, permettono efficienti esecuzioni di testing/carat-



"K-105-D" Gould Biomation, costo contenuto e alta facilità d'impiego.

terizzazioni parametri in allestimento di progetto.

È possibile avere una memoria opzionale doppio floppy-disk.

Fra le opzioni anche moduli per analisi nel dominio dei dati e dei tempi: fino a 2 moduli, a 32 canali ciascuno, a 20 MHz, e 2 moduli aggiuntivi, da 8 canali ognuno, a 100 MHz.

ELETRONUCLEONICA
P.za De Angeli, 7
Milano

Radiomobile sintetizzata

Denominata MX 290, la nuova generazione di radiomobili della Pye Telecommunications offre una flessibilità completa e fino a 250 canali, grazie all'impiego di un microprocessore incorporato e ai circuiti CMOS adattati per avere il massimo delle prestazioni e dell'affidabilità.

Il cuore di questi ricetrasmittitori è il sintetizzatore di frequenza, che elimina la necessità di disporre dei quarzi di canale. Infatti i soli quarzi necessari sono quello di riferimento ad alta stabilità e quello del secondo oscillatore del ricevitore.



Radio mobile in grado di offrire una flessibilità completa e fino a 250 canali.

La programmazione delle frequenze desiderate dall'operatore viene effettuata mediante un componente plug-in basato su una PROM.

PYE TELECOMMUNICATIONS
St. Andrews Road
Cambridge CB4 1DW (Inghilterra)

Generatore logico a 32 canali

L'IGA della Rohde & Schwarz è un generatore di parole per la verifica dei moduli a microprocessore e dei circuiti digitali convenzionali.

L'IGA può avere 16 o 32 canali di dati con una profondità di memoria per entrambi di 1024 parole.

Lo strumento viene impiegato nei sistemi con bus potendo trattare contempo-

raneamente il bus degli indirizzi, il bus bidirezionale dei dati e il bus di controllo. La generazione dei pattern o la loro eventuale modifica è notevolmente semplificata grazie al suo editor e il trattamento dei dati con moduli orientati che possono essere combinati tra loro, richiamati singolarmente e collegati in sequenza.

Tutti i programmi possono essere memorizzati su minicassette magnetiche. Tra le caratteristiche del generatore IGA si hanno: clock interno ed esterno fino a 1,8 MHz, multiclock per impiego con microprocessori, diversi formati per i dati (binario, ottale, decimale, esadecimale, in forma mista), memorizzazione per 6 mesi dei dati in caso di mancanza di alimentazione, driver standard con livelli TTL ad alta caricabilità o, per impieghi speciali, con livelli regolabili, modo tristate programmabile con gruppi di canali per sistemi a bus direzionale, IEC-BUS compatibile, handshake a 3 fili conforme alle IEC 625-1 e a 2 fili fino ad 1 MHz.

ROJE TELECOMUNICAZIONI
Via Sant'Anatone, 15
Milano

Scheda acquisizione dati per personal computer IBM

Fino ad oggi la possibilità di utilizzo di Personal Computer in laboratorio, per acquisizione dati e per applicazioni di controllo industriale, è stata limitata dall'assenza sul mercato di sofisticate piastre di input/output analogiche ed in alcuni casi dal limite di disponibilità di CPU locali. La situazione è ora mutata. Il binomio IBM Personal Computer e Data Translation DT 2801 (sistema di I/O Analogico Digitale su singola scheda) offre all'utilizzatore la possibilità di operare nel campo dei controlli e dell'acquisizione dati, con un sistema ad alte prestazioni e basso costo.

DT 2781 è un sistema di controllo e acquisizione dati su scheda singola: A/D, D/A, I/O digitale e clock programmabile.

La DT 2781 supporta il DMA ed il trasferimento di dati I/O programmati.

Un microcalcolatore montato sulla scheda e un microcode evitano al computer principale la gestione dell'Hardware di acquisizione e permettono all'utilizzatore di accedere a tutte le funzioni tramite i comandi dello IBM P.C. sotto linguaggio BASIC.

Gli ingressi e le uscite analogiche hanno 12 bit di risoluzione con una velocità di 13.000 campionamenti al secondo.



Scheda acquisizione dati per personal computer.

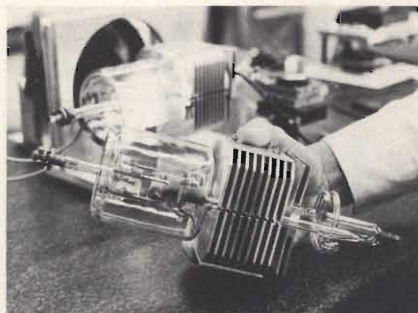
Le principali caratteristiche della scheda sono: 12 canali a 12 bit di risoluzione in ingresso con guadagno 1, 2, 4, 8, programmabile a software; 2 canali analogici a 12 bit in uscita, 16 linee di I/O digitali e clock programmabile; possibilità di utilizzo di clock esterno e di trigger esterno per inibizione di comandi.

Questo permette alla DT 2801 di operare in sincronismo con eventi esterni.

ELEDRA 3S S.p.A.
Viale Elvezia, 18
Milano
Tel. 349751

Nuovo tubo laser all'argo

Il nuovo tubo laser della Siemens, tipo LGR 7801, è particolarmente idoneo per fotocopiatrici ed apparecchi elettromedicali, stampanti a laser, memorie di dati, nonché per la spettroscopia e l'orografia. Questo laser all'argo, raffreddato ad aria e di struttura coassiale, funziona a specchi integrati. Esso emette onde



Tubo laser idoneo per fotocopiatrici e apparecchi elettromedicali e stampanti a laser.

della lunghezza di 488 nm corrispondenti al campo blu dello spettro.

Per il resto, il nuovo tubo è realizzato con tecnica di saldatura del vetro ad altissima temperatura, già affermatasi con i laser all'elio-neon della Siemens, salvo presentare una struttura sostanzialmente semplificata. Il risonatore, generalmente molto complesso, non necessita più di particolari aggiustamenti, per cui l'installazione e la manutenzione ne risultano ampiamente semplificate, in più il laser all'argo può essere prodotto a costi più vantaggiosi rispetto ai tubi laser tradizionali. Per questo, l'LGR 7801 a luce blu ha tutte le caratteristiche per imporsi quale "prodotto di massa" tra i tubi laser presenti sul mercato.

Il laser all'argo è unito ad un alimentatore "switched mode" di elevato rendimento a formare un unico modulo. Il laser all'argo, a 3,5 A fornisce una potenza in uscita di circa 2 mW. Ad un aumento della corrente corrisponde una maggior potenza di uscita.

SIEMENS ELETTRA S.P.A.
Via F. Filzi 25/A
20100 Milano
Tel. 02/6248



Apparecchio in grado di curare una serie di disturbi senza ricorrere all'agopuntura.

Agopuntura con l'elettronica

La Sanwell Electronic ha messo a punto un apparecchio per curare una serie di disturbi senza dover ricorrere agli aghi della agopuntura.

Grazie ad una batteria a 9 V, il Lomy produce una corrente elettrica che, diretta verso certi punti del corpo, stimola il sistema nervoso.

L'utente può così curarsi da solo e senza aghi. Lo strumento è particolarmente efficace nella cura della pelle.

Il Lomy è adatto anche per gli automobilisti, che vogliono evitare di assopirsi durante la guida.

HONG KONG TRADE DEVELOPMENT COUNCIL
P.ta Pattari, 2
Milano

Novità nelle misure di frequenza.

I contatori compatti a microcomputer Philips tipi PM 6673 fino a 120 MHz, PM 6674 a 550 MHz, PM 6675 A 600 MHz senza prescala e PM 6676 a 1500 MHz offrono nuove potenti prestazioni.

Con il metodo di conteggio reciproco si può ottenere la massima precisione, essendo eliminato il tradizionale errore di ± 1 ciclo, ed una risoluzione di molti decimali in brevi tempi di misura, per le basse frequenze. Oltre i 10 MHz il passaggio al metodo di misura convenzionale avviene automaticamente, per consentire elevata precisione in alta frequenza.

L'avanzata tecnologia degli stadi d'ingresso

garantisce un triggering impeccabile ed altamente immune da disturbi. Potete scegliere tra cinque clock a cristallo e, anche per il più stabile ($5 \times 10^{-10}/24$ ore), l'alimentazione può venire fornita dalla batteria interna. Tra le opzioni l'interfaccia per BUS IEEE 488/IEC 625 estende i vantaggi della programmabilità alle applicazioni in sistemi di controllo di qualità e produzione.

L'elevata sensibilità di 10 mV e oltre, le complete prestazioni, tra cui le misure di burst singoli e multipli mediati, vengono ampiamente illustrate nell'opuscolo illustrativo in italiano, che potrete richiedere alla più vicina Filiale Philips.



Gruppo Philips



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) 33.02.344/5/6/7
Torino (011) 21.64.121

PHILIPS



*arrivano
gli omologati*

CTE INTERNATIONAL®
PER COMUNICARE!