

Copie riservate agli Abbonati

LUGLIO/AGOSTO
1983
L. 4.000



ALIMENTATORI SWITCHING

PROGETTI

Luxmetro - Controllo percentuale CO nei gas di scarico - Misuratore di riflessi - Sonorizzazione dei film - Alimentatore dal laboratorio - Orologio analogico a LED

Il salva tempo

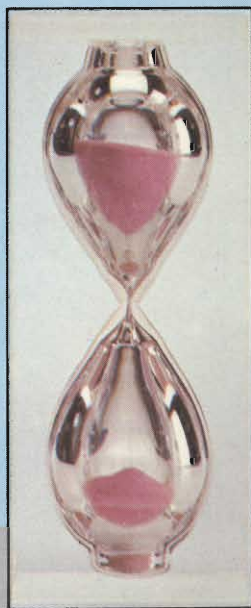
Se vi preoccupate per quanto vi costa il tempo impiegato per eseguire misure e misure, nel vostro lavoro di manutenzione e ricerca elettronica, riflettete su ciò che al riguardo vi può offrire il nuovo oscilloscopio Philips PM 3207: "il salva tempo".

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

Banda di 15 MHz sufficiente per esigenze presenti e future.

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

"Bello! Ma il prezzo?"
Meno di quanto vi aspettiate.

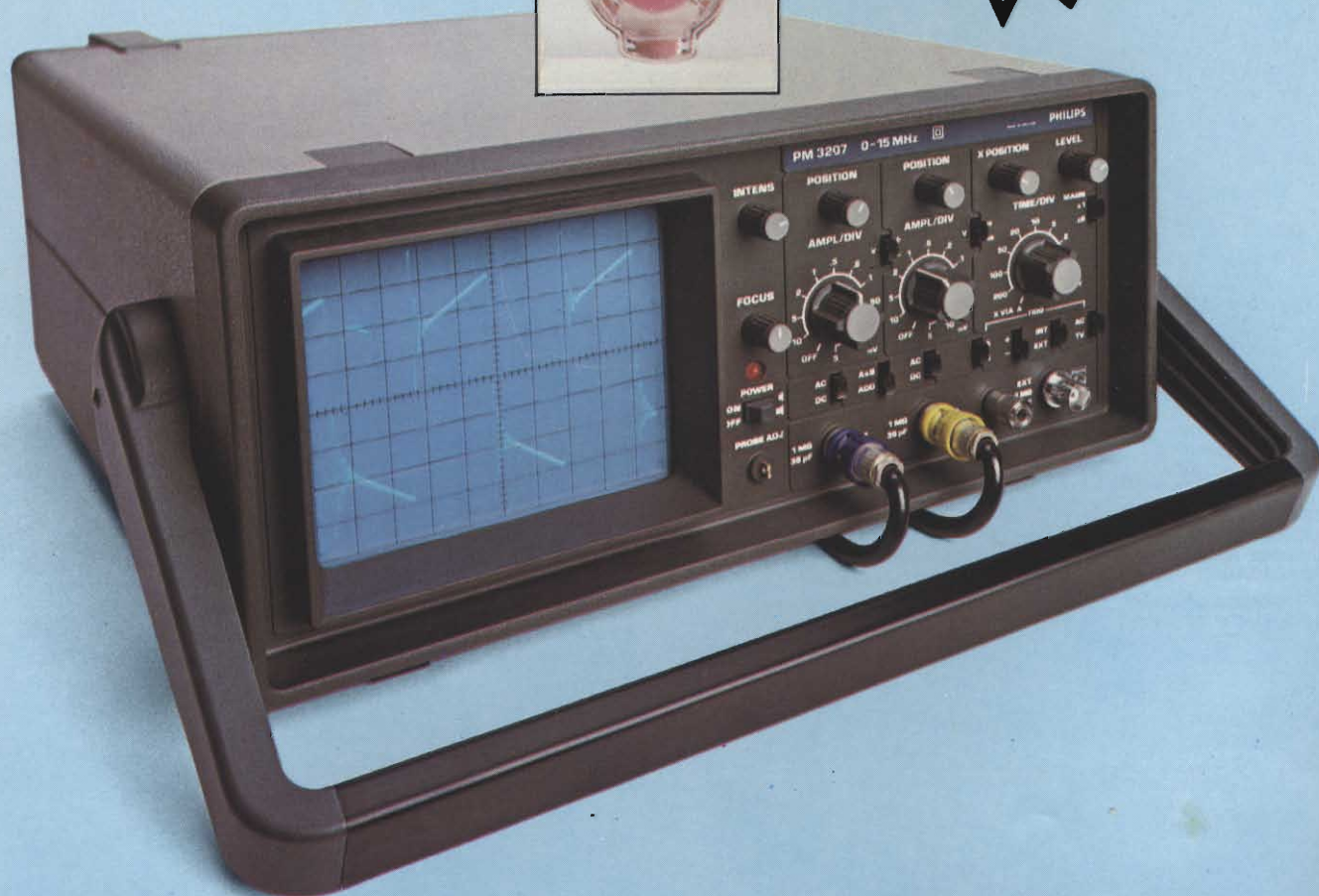


Una documentazione intitolata "Soltanto dieci minuti del vostro tempo" vi convincerà che il PM 3207 potrà farvi risparmiare tempo e denaro. Telefonateci e ve la invieremo subito.

Philips S.p.A. - Divisione 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

**Pronta
consegna!**



**Test & Measuring
Instruments**

PHILIPS

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

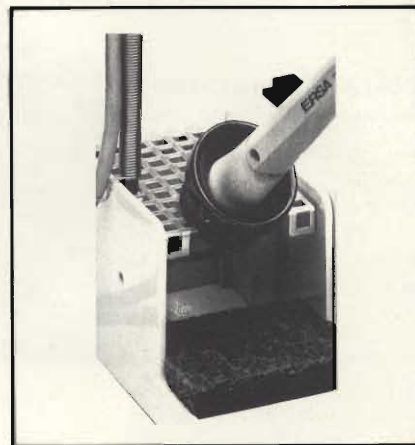
Alimentazione: 24 V

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

OLIVETTI TECNOST

i sistemi automatici di collaudo che rendono scorrevole la produzione elettronica

Produzione di circuiti stampati

CONTROLLO DI CIRCUITI STAMPATI

- Fino a 64000 canali di controllo su reticolo standard 0,1" x 0,1"
- Adattatori di passo per il collaudo di piastre fuori standard
- Programmi di collaudo ottenuti direttamente tramite CAD oppure per auto apprendimento da piastra campione
- Controllo in alta tensione
- Alimentatore automatico di piastre e selezionatore delle piastre difettose

WPV68

Montaggio delle piastre

T48C

Magazzino componenti

COLLAUDO IN-CIRCUIT

- Per piastre analogiche, digitali e ibride
- Fino a 2048 canali di test
- Isolamento automatico del componente in prova
 - Compatibilità software/hardware con il tester funzionale
- Dati di programmazione ottenuti direttamente da CAD

ICT48
ICT80
ICT84

CONTROLLO DI ACCETTAZIONE

- Verifica funzionale di LSI, VLSI e memorie
- Collaudo effettuato a frequenza reale
- Modalità di test a tensione e frequenza marginate

COLLAUDO FUNZIONALE

- Collaudo di piastre con LSI, VLSI e microprocessori eseguito nelle reali condizioni di funzionamento
- Programmi di test scritti in linguaggio ad alto livello
- Completa compatibilità software con gli altri sistemi della linea funzionale
- Compatibilità software/hardware con gli in-circuit testers

T80B
T16B
DTS60

Assemblaggio del sistema

WPV51

Assemblaggio dei circuiti di interconnessione pannelli e cavi

COLLAUDO DI SISTEMA

- Realizzato su specifiche del cliente

Collaudo di sistema

CONTROLLO DI CIRCUITI DI INTERCONNESSIONE, PANNELLI E CAVI

- Controllo di continuità e isolamento
- Programmi di collaudo ottenuti direttamente tramite CAD oppure per auto apprendimento o manualmente da tastiera

Installazione

COLLAUDO IN FIELD DI PIASTRE ELETTRONICHE

- Fino a 64 canali digitali e 4 canali analogici
- Programmi di test residenti su cassetta magnetica o su floppy disk
 - Procedure operative guidate interattivamente
- Programmi di test applicati direttamente ai componenti tramite probe multiplo
- Test di tutta la gamma di componenti digitali, analogici e ibridi (dal transistor ai dispositivi VLSI)

MIT3
MIT4

olivetti
tecnost

OLIVETTI TECNOST S.p.A.
Via Gabriel, 69 - 10015 Ivrea
Tel. (0125) 525 ext. 5391/8
Telex 210030/175 OLTEC

ROMA:
Via Badia di Cava, 62 - 00142 Roma
Tel. (06) 5410754

MILANO:
Edificio F3 - Centro direzionale
Milanofiori - 20094 Assago (Mi)
Tel. (02) 8242947/8242933

EDITORE
Jacopo Castelfranchi

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 Prelz
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
Gemini 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.

In copertina:
*Alimentatori lineari e switching per impieghi
professionali e industriali*

Sommario

LUGLIO/AGOSTO 1983

NEWSLETTER	6
TELECOMUNICAZIONI	
Bigfon: nuova rete per telecomunicazioni	11
COMPONENTI	
Alimentatori switching: guida alla scelta dei componenti	14
MICROCOMPUTER: LE BASI	
Programmazione: introduzione alle tecniche	24
AUDIO	
Audio stereo spaziale e semistereo in TV	30
REGOLAZIONE & CONTROLLI	
Indicatore di livello con 9 fotointerruttori CNY 36/37	36
NOVITA'	
Miniricevitori FM con il TDA 7000	39
ALIMENTATORI	
Alimentatore SMPS da 5 V/10 A - Convertitore c.c./c.c. 12 V/250 ... 300 V .	42
Alimentatori stabilizzati: principio di funzionamento e criteri di scelta	52
ALTA FEDELTA'	
Riduzione del rumore nei registratori - I° parte	59
ELETTRONICA INDUSTRIALE	
Tensioni spurie e loro compensazione nei sistemi di misura con sensori	63
PROGETTI	
Orologio analogico a led con "movimento digitale" - Preamplificatore per strumenti musicali - Luxmetro con scala fino a 100.000 lux - Controllo della percentuale di CO ₂ nei gas di scarico dei motori - Led bicolore per visualizzare cinque funzioni diverse - Sonorizzazione automatica dei film - Misuratore di riflessi ad indicazione analogica - Comando automatico per pompa di circola- zione dell'acqua di riscaldamento - Alimentatore stabilizzato per laboratorio (0 ÷ 24 V e 90 mA ÷ 1 A) - Suoneria bitonale per telefono - Gong "campanello" a tre note con integrato SAB 0600	66
IDEE DI PROGETTO	
Reattore elettronico per lampade fluorescenti - Alimentatore stabilizzato per TV da 90°/110° - Alimentazione di CMOS in caso di mancanza della tensione di rete	109
BLOCK NOTES	
Oscillatori digitali - II° parte	112
ALTA FREQUENZA	
Lettura diretta della sintonia con frequenzimetro programmabile	117
Minitrasmittitore sui 70 cm	134
Sintetizzatore di frequenza per ricevitori FM - II° parte	142
PERSONAL COMPUTER	
Scheda sperimentale, universale per il personal computer CBM	148
NUOVI PRODOTTI	157



Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana

La IBM fa slittare il Bildschirmtext

La Bundespost, l'ente Ptt tedesco, dovrà rinviare al prossimo anno l'introduzione del servizio informativo telematico Bild-schirmtext (Btx), dopo che la Ibm ha annunciato di non poter rispettare il termine del 1° settembre 1983 per la fornitura dei relativi prodotti hardware e software. La Bundespost presenterà comunque ufficialmente il Btx alla "Funkausstellung" di Berlino nel settembre prossimo, adattando alle caratteristiche tecniche internazionali i già esistenti centri Btx di Düsseldorf e Berlino; slitteranno verso aprile 1984 le installazioni dei centri di Ulma, Stoccarda, Francoforte e Amburgo. Al riguardo la unione dei fornitori di informazioni per il Bildschirmtext ha reagito all'annuncio del ritardo nell'introduzione del servizio telematico, criticando soprattutto la politica di informazione della Bundespost; questa viene accusata di avere dapprima favorito errate previsioni e, attualmente, di peccare di insufficiente chiarezza circa i futuri programmi dei fornitori di dati del nuovo servizio.

Il televisore del domani

Nei laboratori della Indesit è stato messo a punto un prototipo di televisore molto innovativo: tutti i comandi sono racchiusi in un microprocessore. Pigiando i soliti pulsanti di un normale telecomando, il TV è in grado di assolvere ad una lunga serie di servizi che vanno da sofisticate programmazioni a semplici richiami. Ad esempio non occorre ricordarsi su che canale è stata sintonizzata una certa emittente, è sufficiente comporre la sua sigla ed automaticamente l'apparecchio va a cercarsi il programma e lo irradia. La sintonia è a sintesi di frequenza con ricerca automatica e chiamata diretta del canale di trasmissione. Il cinescopio "30 AX Inline" è ad alta luminosità con fosfori pigmentati ad alta definizione, l'amplificatore per l'audio è a programma Hi-Fi con rendimento da 16 a 20 mila Hz e potenza di 16 Watt Musicali con diffusore acustico a due vie: caratteristiche queste che sono ormai abbastanza diffuse nei moderni televisori ad alto livello.

Assolutamente nuovo invece è il fatto che i programmi preselezionabili possono essere memorizzati anche coi rispettivi livelli di volume, luminosità e saturazione colore.

Il televisore consente di memorizzare le regolazioni ideali per ciascuna emittente, in modo che dopo ogni commutazione l'apparecchio si regola automaticamente ponendosi nelle condizioni richieste per il tipo di trasmissioni in corso. Il televisore possiede anche altre qualità: è in grado di mostrare giorno per giorno il calendario, dal 1600 al 2800 compreso il giorno di Pasqua che essendo mobile necessita di una particolare programmazione. Unico nel suo genere il televisore si comporta come un block notes: si possono scrivere diverse pagine di messaggi che vengono poi richiamate anche a distanza di tempo; ogni lettera e ogni parola può essere impressa nel colore che si vuole. Può far conti e tenere una piccola fatturazione domestica.

Ritarderà il videotex elvetico?

In Svizzera si è alla vigilia della data a suo tempo fissata nel primo di settembre per la introduzione del servizio pubblico di videotex ma tutto è ancora in discussione, al punto da far ritenere inevitabile un rinvio del programma. Nel frattempo un congresso riunito d'emergenza dalle PTT a Basilea cercherà di dare una risposta ai molteplici interrogativi che si pongono fornitori di informazioni, di apparecchiature e gli stessi utenti. All'origine dell'attuale marasma sta la volontà delle PTT di adottare uno standard diverso da quello con cui sono stati condotti gli esperimenti: il CEPT anziché il Prestel. Ne consegue che tutti gli investimenti fatti fino ad oggi rischiano di tradursi in una secca perdita per chi li ha posti in atto oppure in un supplemento di spesa per convertire la normativa iniziale alla nuova, più sofisticata.

Elettrodomestici che parlano

Una società svizzera, la Asulab di Neuchatel, sta completando lo sviluppo di un chip per il riconoscimento vocale che presenta due interessanti caratteristiche: dimensioni piccole e consumi bassi. Tali attributi, più il costo contenuto, rendono il chip particolarmente adatto a trovare impiego in prodotti come orologi, giocattoli, televisori e elettrodomestici.

La capacità del chip è di 15 parole: 10 digits e 5 comandi formati da una sola parola. Applicato in un orologio da polso, ad esempio, il chip può essere impiegato per funzioni di sveglia.

In questo caso se si pronuncia il comando "alarm" seguito da quattro digits (zero, sei, zero e zero) significa programmare l'apparecchio per suonare alle sei del mattino.

In rosso il primo trimestre per la Aeg

“Abbiamo ancora davanti a noi una via disseminata di pietre e di spine”, così ha descritto il direttore generale Heinz Dürr la situazione del gruppo Aeg, di cui quest'anno ricorre il centesimo della fondazione, in occasione della conferenza stampa di bilancio 1982 a Francoforte.

Dopo la dichiarazione di insolvenza nell'agosto dello scorso anno, che provocò nel mondo finanziario internazionale forti perplessità sull'efficienza dell'economia tedesca, la Aeg, benchè spogliatasi nel quadro di un radicale programma di risanamento dei molti rami secchi e infruttuosi (tra cui ultima la Telefunken ceduta per il 75% alla francese Thomson-Brant) non riuscirà nemmeno quest'anno a chiudere la drammatica serie dei passivi di bilancio che ha caratterizzato il suo sviluppo durante tutto lo scorso decennio.

Nonostante l'aumento del fatturato del 5%, tutti i settori di attività del gruppo Aeg risultano in passivo nel primo trimestre di quest'anno, a cominciare da quello dei beni d'investimento che pur ha beneficiato di un aumento delle ordinazioni del 3%. Dürr si è detto certo che grazie alla positiva tendenza della domanda dei beni d'investimento, la Aeg entrerà in zona attiva in questo settore entro la fine dell'anno.

I risultati della JVC

La Victor Company of Japan (JVC) ha reso noto che nell'anno fiscale terminato il 20 marzo 1983 il suo utile netto non consolidato è caduto dell'1,7% al livello di 19,2 miliardi di yen rispetto ai 19,5 dell'esercizio precedente (1 yen = 6 lire circa). Il fatturato, che ha invece registrato un leggero incremento dello 0,6%, è stato di 497,4 miliardi. Non migliori sono i risultati attesi per quest'anno: la JVC prevede infatti utili non consolidati intorno ai 15 miliardi di yen (con una caduta del 22%) su vendite per 520 miliardi.

La JVC ha attribuito la cattiva prestazione al contenzioso commerciale con l'Europa e all'aggressiva competitività dei concorrenti. In particolare le vendite di videoregistratori sarebbero state danneggiate dalle restrizioni all'importazione da parte della Francia e dagli sconti praticati sia sul mercato interno che su quelli di esportazione.

Due soli sono i settori di attività della JVC che hanno messo a segno qualche progresso: i prodotti video, in cui le vendite sono cresciute del 5,6% raggiungendo i 336 miliardi di yen, e gli strumenti musicali, le cui vendite sono aumentate dell'11,9%. Per tutti gli altri settori si sono avute contrazioni nelle vendite: -12,3% per i prodotti audio, -6/5% per i televisori, -8,7% per i nastri di registrazione e pre-registrazione.

Un chip a tre colori

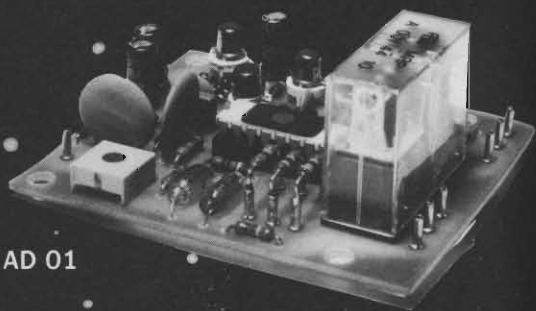
La SGS-Ates è riuscita a sviluppare un circuito nel quale sono integrate le tre fasi produttive necessarie per pilotare i catodi di un tubo di TVC. La società di Agrate ha sottoposto il chip a un migliaio di ore di operatività, a 150 gradi centigradi, e lo ha trovato particolarmente affidabile.

Stetel RF com

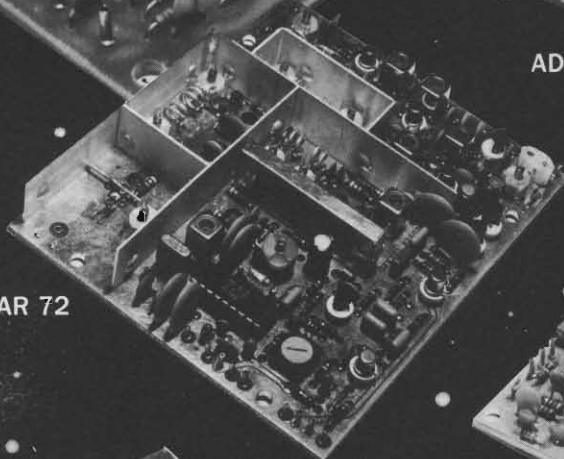
Radioavvisi, radiocomandi, radioallarmi, trasm



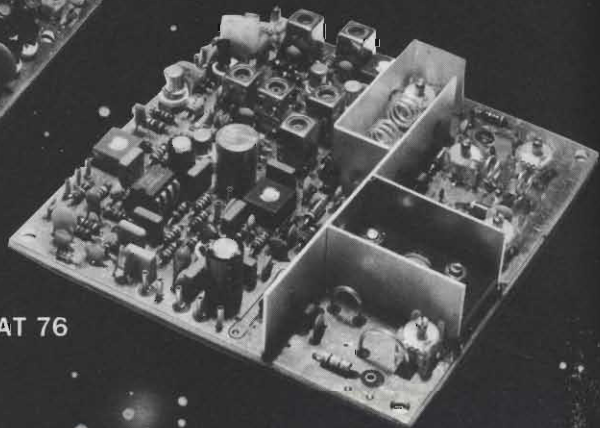
AC 08



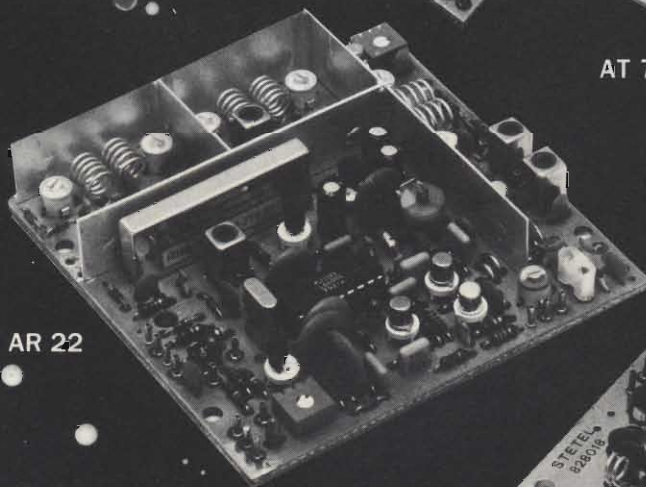
AD 01



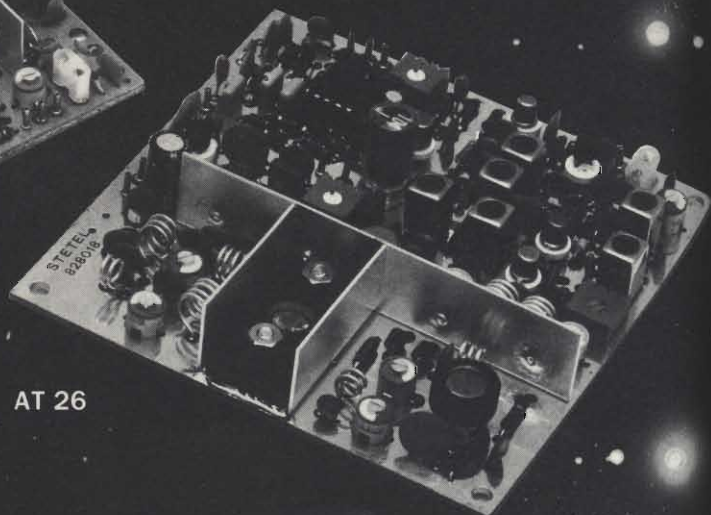
AR 72



AT 76



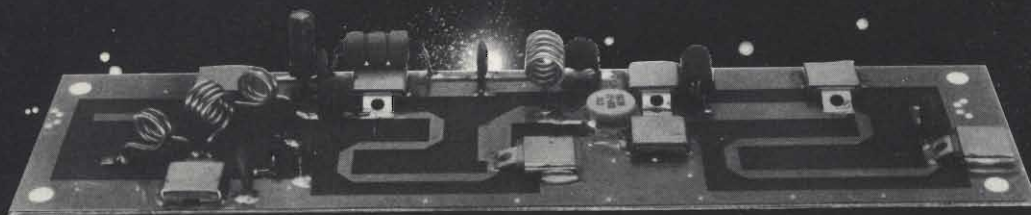
AR 22



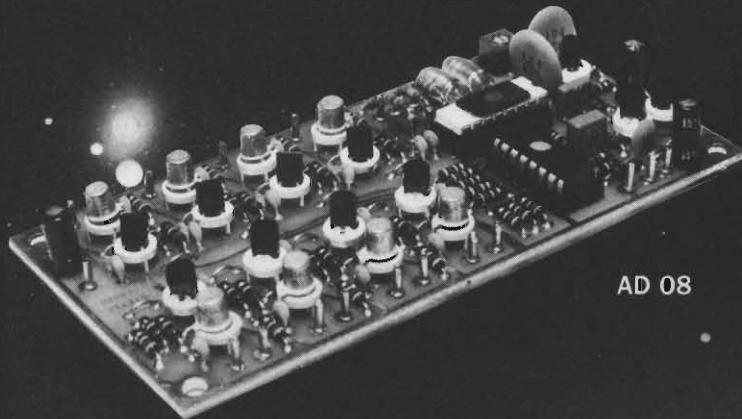
AT 26

munication link.

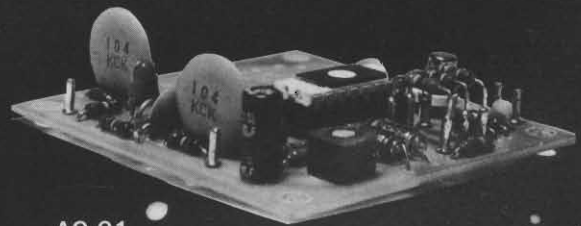
missione codici, radiotelefonìa, radiotelemetria.



AA 30



AD 08



AC 01

AT 26 Trasmettitore VHF-FM 156/175 MHz

Frequenza 156 - 175 MHz (144 - 156 MHz a richiesta)
Potenza di uscita normale 4 W
Potenza di uscita ridotta 0,5 W
Tipo di modulazione F 3 (modulazione di frequenza)
Impedenza di uscita 50 Ohm
Alimentazione 12,5 Vcc (min. 11 V, mass. 15,6 V)
Consumo 0,8 A (out 4 W), 0,5 A (out 1 W)
Dimensioni 102x102x20 mm

AR 22 Ricevitore FM-VHF 156/175 MHz.

Frequenza 156 - 175 MHz (144 - 156 MHz a richiesta)
Sensibilità 0,25 μ V (0,5 μ V EMF) per SND/N 20 dB
Selettività > 80 dB sul canale adiacente (\pm 25 KHz)
Tipo di modulazione F 3 (modulazione di frequenza)
Impedenza di ingresso 50 Ohm
Alimentazione 12,5 Vcc (min. 11 V, mass. 15,6 V)
Consumo 40 mA
Dimensioni 102x102x20 mm

AT 76 Trasmettitore FM-UHF 436/470 MHz.

Frequenza 436 - 470 MHz (420 - 436 a richiesta)
Potenza di uscita normale 2 W
Potenza di uscita ridotta 0,5 W
Tipo di modulazione F 3 (modulazione di frequenza)
Impedenza di uscita 50 Ohm
Alimentazione 12,5 Vcc (min. 11 V, mass. 15,6 V)

Consumo 0,6 A (out 2 W), 0,4 A (out 0,5 W)
Dimensioni 102x102x20 mm

AR 72 Ricevitore FM UHF 436/470 MHz.

Frequenza 436 - 470 MHz (420 - 436 MHz a richiesta)
Sensibilità 0,25 μ V (0,5 μ V EMF) per SND/N 20 dB
Selettività > 80 dB sul canale adiacente (\pm 25 KHz)
Tipo di modulazione F 3 (modulazione di frequenza)
Impedenza di ingresso 50 Ohm
Alimentazione 12,5 Vcc (min. 11 V, mass. 15,6 V)
Consumo 50 mA
Dimensioni 122x102x20 mm

AC 08 Trasmettitore di codici.

Genera tre toni di frequenze comprese tra 300 e 3200 Hz ed è in grado, su opportuno comando, di permutarli generando così otto comandi diversi. Può emettere un solo codice ad ogni comando oppure una sequenza continua di codici.
Precisione della frequenza dei toni \pm 1%, stabilità \pm 0,5% ($-10 + 55^{\circ}$ C).
Alimentazione 12,5 Vcc, 6 mA
Dimensioni 60x60x15 mm
Più di 40.000 combinazioni diverse di codici.

AD 08 Decodificatore di codici.

Dotato di otto uscite attivate dalla opportuna permutazione del corretto codice. È possibile il funzionamento con o senza memorizzazione del codice ricevuto. Le uscite sono adatte a eccitare un relé.
Precisione di frequenza \pm 1%, stabilità \pm 0,5% ($-10 + 55^{\circ}$ C).
Alimentazione 12,5 Vcc, 6 mA
Dimensioni 117x59x15 mm

AC 01 Trasmettitore di codici.

Genera tre toni di frequenza compresa tra 300 e 3200 Hz che formano un codice. Può emettere un solo codice ad ogni comando oppure una sequenza continua di codici.
Precisione della frequenza dei toni \pm 1%, stabilità \pm 0,5% ($-10 + 55^{\circ}$ C).
Alimentazione 12,5 Vcc, 6 mA
Dimensioni 60x60x15 mm
Più di 40.000 combinazioni diverse di codici.

AD 01 Decodificatore di codici.

Dotato di un relé che si attiva all'arrivo del corretto codice. È possibile il funzionamento con memorizzazione del codice ricevuto oppure con attivazione del relé solo durante l'arrivo del codice.
Precisione di frequenza \pm 1%, stabilità \pm 0,5% ($-10 + 55^{\circ}$ C).
Alimentazione 12,5 Vcc, 6-55 mA
Dimensioni 68x60x28 mm

AA 30 Amplificatore FM 150/175 MHz.

Frequenza 150 - 175 MHz a larga banda senza necessità di accordi o tarature
Potenza di uscita nominale 30 W
Guadagno (30 W - 12,5 VDC) 6 dB
Alimentazione 12,5 VDC (max 15 VDC)
3,0 - 4,5 A
Potenza di ingresso max 10 W
Dimensioni 170x45x30 mm

stetel s.r.l.

20134 MILANO - Via Maniago, 15
Tel.02/2157813-2153524/5-2157891

Brionvega, Philips e Rel insieme nella Autovox?

Per l'elettronica civile italiana, nonostante la crisi di qualche grande azienda, i tempi sembrano maturi per realizzare una ristrutturazione complessiva del comparto coinvolgendo anche i principali produttori europei. Dopo il recente accordo Zanussi-Philips, è in fase di avanzata messa a punto un intervento a Brionvega, Philips, Rel per quanto riguarda l'Autovox, l'azienda romana produttrice di autoradio.

Intanto, sempre la Philips, potrebbe essere interessata a intervenire anche nella Voxon per un'eventuale riconversione dell'azienda verso la produzione di videoregistratori.

Ma tutto lo scacchiere europeo dell'elettronica civile è in movimento. Le trattative tra il nostro Governo e la nazionalizzata francese Thomson per un coinvolgimento dell'azienda d'Oltralpe nella ristrutturazione delle imprese italiane proseguono e hanno al centro della contrattazione lo stabilimento Videocolor di Anagni.

A breve termine, intanto, la Rel dovrebbe erogare i primi 30 miliardi per la ricapitalizzazione di sette aziende del settore.

Ottimismo della Itt. Corp.

Nel primo trimestre, la International Telephone and Telegraph Corp., (Itt) ha registrato una contrazione degli utili netti del 17,4% a 134,3 milioni di dollari da 162,7 nello stesso periodo dell'82.

L'anno scorso però ci fu un guadagno straordinario di 28 milioni di dollari derivante dalla vendita di una partecipazione del 10% nella Standard Telephone and Cables (Stc). Se si detrae quel guadagno straordinario e gli effetti dei cambi valutari, si arriva in realtà a un incremento degli utili del 3,5%, il che giustifica le previsioni abbastanza ottimistiche dei dirigenti della Itt.

Nei tre mesi al 31 marzo sono calate anche le vendite della multinazionale americana, che per la prima volta nella storia ha tenuto a Londra la sua assemblea annuale degli azionisti.

Sono infatti scese a 3,47 miliardi di dollari, con una flessione del 12,1% rispetto ai 3,95 dell'82. Quanto agli utili operativi, sono diminuiti del 14,8% a 220,2 milioni di dollari da 258,5.

Programmi esteri nella TV via cavo tedesca

Secundo dichiarazioni del ministero delle Ptt federali, Schwarz Schilling, la rete nazionale per la TV via cavo sarà predisposta anche per la ricezione di programmi esteri e la Bundespost sta già vagliando la possibilità di ampliare ulteriormente le possibilità di scelta da parte dei telespettatori mediante ponti radio e satelliti.

Intesa Itt-Voxson

Il settore italiano dell'elettronica civile verrà risanato con il contributo fondamentale delle multinazionali estere. È questo un dato che emerge dalle linee del piano di risanamento del ministro dell'industria, Pandolfi. Oltre alla Philips che opererà insieme alla Zanussi (televisori a colori) e all'Autovox (per gli autoradio), Pandolfi ha annunciato le firme di lettere d'intenti tra Itt e Voxson per il settore dei videoregistratori, tra Arcotronix (multinazionale americana), Ducati Nord ed ex Mial, per i condensatori, tra l'Ibm e la Ducati Sud per i telecomandi. Tra le novità annunciate dal ministro quella che assume maggiore rilievo riguarda l'ingresso della Itt nella Voxson per la costruzione di videoregistratori. Si parla di 350.000 apparecchi l'anno a partire dal 1986, pari alla metà del mercato italiano stimato per quella data dall'Anie.

Nuova rete per telecomunicazioni

BIGFON

Ewald Braun

Una nuova rete di telecomunicazioni è in corso di sperimentazione in Germania. Su questo argomento si è molto discusso e scritto. Sono stati conati in proposito anche nuovi vocaboli. Qual'è, per esempio, il significato della sigla "Bigfon"?

Molte parole che definiscono apparecchiature elettriche od elettroniche derivano dall'inglese: così, anche "Bigfon" potrebbe far pensare a qualcosa come un "grande telefono". Questa interpretazione potrebbe anche essere non del tutto errata, come apparirà chiaro nel corso di questo articolo; in verità si tratta di un

acronimo che significa "Breitbandiges Integrierte Glasfaser-Fernmelde-Ortsnetz" (Rete locale di comunicazione integrata a larga banda tramite conduttori a fibre di vetro). Come è nata l'idea del Bigfon e quali sono i suoi retroscena?

Secondo i calcoli delle Poste Federali Tedesche (DBP), nel 1985 quasi tutte le

abitazioni saranno provviste di telefono. Nelle professioni, nel commercio e nei servizi pubblici va sempre più diffondendosi anche l'uso della telescrivente (Telex). Negli anni più recenti è sopraggiunto anche il servizio di telefacsimile (Telefax) ed attualmente sta affermandosi l'impiego delle telescriventi da ufficio (Teletex).

Servizi vecchi e nuovi

Nell'ambito delle future ISDN (Integrated Services Digital Networks = Reti digitali per servizi integrati), il passaggio dai sistemi analogici a quelli digitali per la trasmissione delle informazioni, permetterà di offrire nuovi servizi agli abbonati al telefono.

Nella mente della maggior parte degli abbonati ai servizi telefonici e di trasmissione dati è profondamente radicata questa convinzione: per ogni collegamento ed ogni servizio è necessaria una coppia di fili di rame; anche per l'ISDN sarà quindi necessario un doppio conduttore per i due canali da 64 kbit/s.

Per i nuovi servizi utilizzati in futuro anche nel settore privato e che richiederanno un secondo e persino un terzo allacciamento telefonico, saranno necessari, per il collegamento tra centrali ed abbonati, conduttori di prezioso rame sempre più numerosi.

Parola ed immagine via telefono?

L'attuale sistema telefonico non ha mai permesso il contatto visivo tra le due persone a colloquio: l'abitudine acquisita nel corso di varie generazioni fa sì che gli utenti diano poco peso a questa mancanza. Esistono però validi motivi perchè l'interlocutore sia visibile, in quanto l'occhio è in grado di rile-



Fig. 1. Con il Bigfon è ora possibile il videotelefono.

vare sfumature che spesso sfuggono all'orecchio: a questo motivo è dovuto il maggior successo che la televisione ha avuto nei confronti della radio.

In molte abitazioni esistono già oggi le apparecchiature richieste per l'installazione di un sistema di videotelefono, e cioè il televisore, il telefono e talvolta anche una telecamera. Mancano invece gli impianti di trasmissione e di distribuzione per segnali video a larga banda.

E' noto che i segnali video possono essere trasmessi anche tramite cavi coassiali. A causa però dell'attenuazione che il segnale subisce lungo il conduttore, dovranno essere inseriti ad intervalli regolari uno o più amplificatori. Poiché per ogni abbonato dovrebbero essere installati uno o forse anche due cavi coassiali, il videotelefono, anche se è tecnicamente possibile già da molto tempo, non ha ancora incontrato molto successo a causa dei costi proibitivi d'impianto.

Trasmissioni radio via cavo ?

In generale, i programmi radio-televisivi pervengono all'utente senza necessità di fili e sono captati dall'antenna, che a sua volta è collegata all'apparecchio ricevente mediante un apposito cavo o gruppo di cavi. Poiché le onde elettromagnetiche della banda FM (radiodiffusione) e della banda VHF/UHF (televisione) non seguono nella loro propagazione la curvatura della terra, è possibile ricevere tramite l'antenna solo i segnali provenienti da trasmettitori situati entro il raggio dell'orizzonte. Gli abbonati alla radio ed alla televisione possono perciò ricevere soltanto le emittenti FM e TV provenienti da trasmettitori locali.

Le frequenze a disposizione per la trasmissione via etere sono in numero limitato e vengono assegnate ai singoli enti di radiodiffusione in seguito ad accordi internazionali. Nelle bande prima accennate è molto difficile trovare frequenze libere da destinare a nuovi programmi.

Con la TV via satellite sarà possibile irradiare, entro un tempo relativamente breve, un limitato numero di programmi su scala nazionale; questo sistema non permette però trasmissioni a carattere locale o regionale.

La televisione via cavo apre nuove prospettive. I programmi entrano nelle abitazioni tramite un cavo e sono per lo più destinati ad impianti di ricezione fissi. Il numero dei programmi dipenderà soltanto dalla capacità dell'impianto.

Nei nuovi sistemi televisivi via cavo,

i programmi arrivano all'utente tramite una rete di cavi coassiali a struttura ramificata. Lungo il percorso del cavo, i segnali vengono amplificati ogni 200...400 metri. Una rete di distribuzione così concepita non permette però le comunicazioni bilaterali.

Fibre di vetro: un mezzo di trasmissione migliore

Da circa 12 anni è iniziata la produzione su scala industriale di sottili fibre di vetro molto puro. I segnali luminosi, provenienti da un diodo a semiconduttore che funziona da convertitore elettroottico, vengono immessi nella fibra e la percorrono raggiungendo l'estremo opposto, dove vengono nuovamente convertiti in segnali elettrici, per esempio mediante un fotodiodo. La luce impiegata per la trasmissione non è visibile perché ha una lunghezza d'onda di circa 1 micron e si trova quindi nella banda dell'infrarosso.

Lungo i cavi di fibre ottiche, compresi i terminali elettrici d'ingresso e di uscita, possono essere effettuate misure e valutazioni analoghe a quelle effettuate per le linee di trasmissione elettriche. Confrontando i comportamenti dei due sistemi, risulta chiaro quanto segue: mentre l'attenuazione dei segnali prodotta dai conduttori di rame

aumenta con la radice quadrata della frequenza, a causa dell'"effetto pelle", essa assume bassi valori nel caso di trasmissione ottica, rimanendo su valori costanti fino ad una frequenza di alcune centinaia di MHz (figura 2). Le fibre di vetro sono anche un eccellente mezzo di trasmissione per bande di frequenza larghe; inoltre, grazie alla scarsa attenuazione, potranno essere superate senza amplificazione intermedia tratti assai più lunghi.

La crescente richiesta di servizi telefonici e di trasmissione dati, il videotelefono, la televisione via cavo, la trasmissione ottica (vetro al posto del rame), la necessità di un solo cavo per tutti i servizi, sono solo i presupposti che, globalmente, hanno fatto sorgere l'idea del Bigfon: tutti i servizi a disposizione tramite un'unica presa d'abbonato ##!

Poiché in questo caso si tratta di una rete di comunicazione bilaterale, arriveranno alla presa dell'abbonato due fibre di vetro, una per ogni direzione. Introducendo anche in questo caso il sistema di moltiplicazione (multiplex) delle lunghezze d'onda (e cioè trasmissione di luce con due lunghezze d'onda differenti, una per ciascuna direzione di comunicazione) sarà possibile effettuare lo scambio di informazioni tramite una sola fibra di vetro. La rete di conduttori a fibre di vetro che si diramano a stella dal centralino locale non necessiterà di amplificatori intermedi lungo i tratti della linea di distribuzione.

Verso la metà del 1980, le Poste Federali Tedesche invitarono, nel quadro del progetto Bigfon, un certo numero di industrie competenti a presentare le loro proposte e le modalità di una loro eventuale realizzazione. Sei ditte o gruppi industriali inviarono le loro offerte e, nel 1981, ricevettero l'incarico di realizzare praticamente i programmi presentati. Entro il 1983 saranno pertanto realizzati, in otto città della Germania Federale, dieci impianti Bigfon non collegati tra loro. Gli impianti dovrebbero entrare in esercizio entro la fine del 1986.

Illustriamo brevemente la proposta presentata dalla Siemens.

Esempio di soluzione del problema

Per la telefonia e lo scambio dati può essere riservato a ciascun utente un massimo di 16 canali, ciascuno della capacità di 64 kbit/s. L'amministrazione postale metterà a disposizione degli utenti un nuovo tipo di telefono digitale e, successivamente, molte prestazioni

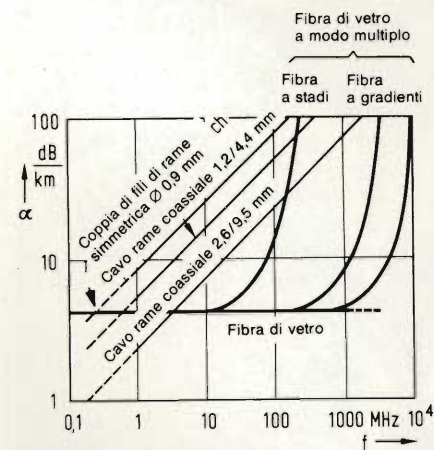


Fig. 2. Confronto tra fibre di vetro e cavi di rame; le fibre di vetro producono una minore attenuazione del segnale.

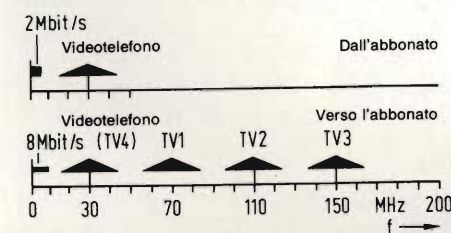


Fig. 3. Le fibre di vetro sono in grado di trasmettere molti servizi.

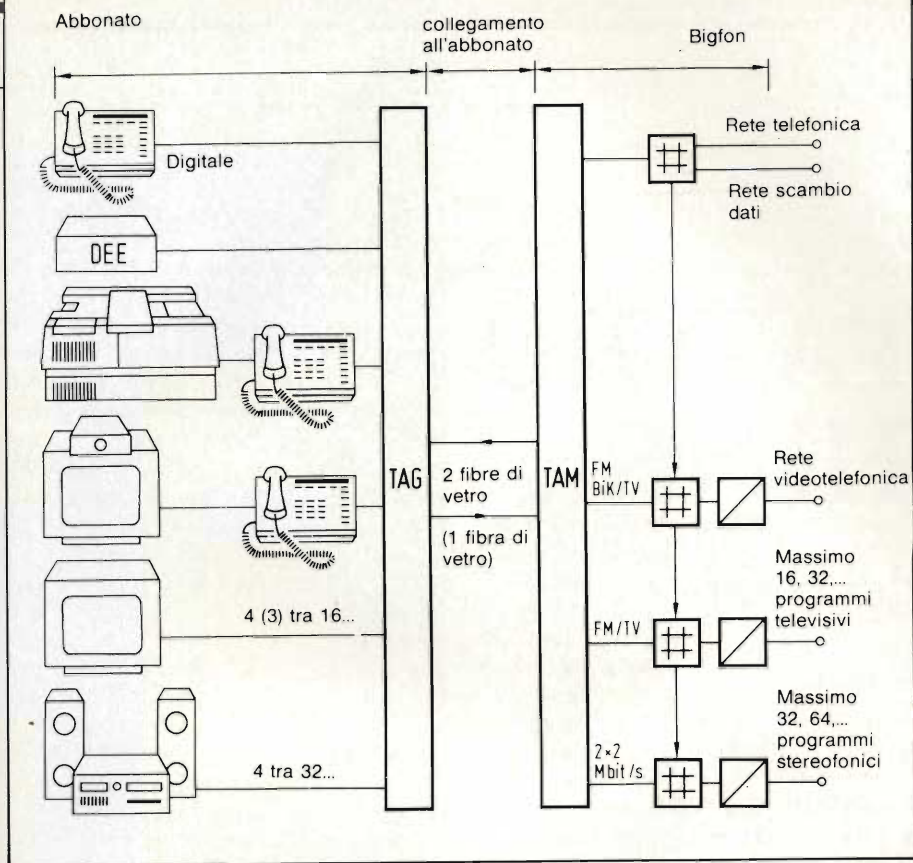


Fig. 4. Il sistema Bigfon organizzato secondo i concetti della Siemens: molti servizi vengono trasmessi mediante un numero ridottissimo di cavi (DEE = Impianto elaborazione dati; TAG = Dispositivo di collegamento di abbonato; TAM = Modulo di collegamento di abbonato).

che potrebbero diventare utilizzabili solo dopo l'installazione delle reti ISDN.

Saranno inoltre disponibili quattro canali digitali ad alta fedeltà, ciascuno da 1 Mbit/s, che andranno ad alimentare altrettanti impianti riceventi stereo. I segnali digitali per telefonia e scambio dati, i quattro segnali stereo ed un ulteriore canale di riserva da 2 Mbit/s per futuri servizi verranno raggruppati nella centrale locale in un segnale composto da 8 Mbit/s, che verrà successivamente trasmesso all'abbonato. Questi segnali "a banda stretta" impegnano solo il 4% della capacità della fibra, che potrà trasmettere una banda larga circa 200 MHz (figura 3).

Nella parte della banda che resta ancora disponibile, verrà effettuata la trasmissione contemporanea ed indipendente di quattro programmi TV. Poiché non esiste ancora una normalizzazione riguardante la trasmissione dei segnali video digitali, che permetterà la realizzazione di circuiti integrati VLSI, i segnali TV verranno ancora trasmessi modulando in frequenza una portante FM. I quattro canali avranno un intervallo tra i centri banda di 40 MHz (figura 3).

Per la trasmissione digitale, prevista in un tempo successivo, ciascun canale TV verrà codificato, per esempio, con 34 Mbit/s. Quattro programmi televisivi, codificati in segnali digitali di questo tipo, occuperanno nella banda della

fibra ottica, una larghezza di banda pressochè uguale a quella occupata dagli attuali segnali analogici.

Nella centrale locale ci sarà un collegamento digitale a banda stretta con accesso alla rete telefonica pubblica ed alla rete di trasmissione dati integrata (IDN). I segnali video del videotelefono verranno distribuiti tramite terminali di accoppiamento a larga banda. Per il collegamento alla rete videotelefonica sarà necessario un dispositivo di adattamento (figura 4).

Nella centrale locale esisterà un banco di distribuzione che smisterà i programmi televisivi provenienti da una sorgente qualsiasi verso i canali TV dei singoli abbonati. Questi ultimi, mediante il proprio selettore di canali, potranno pilotare il banco di distribuzione, con possibilità di scelta tra un numero teoricamente illimitato di programmi. I segnali televisivi FM verranno demodulati mediante un circuito elettronico ausiliario che dovrà essere aggiunto al televisore, in modo da ripristinare i segnali video e quelli di bassa frequenza. Gli apparecchi televisivi saranno inoltre adattati alla ricezione dei videotesti e dei teletesti secondo le nuove norme e per la ricezione dei segnali a doppia nota.

Presso l'abbonato videotelefonico verrà installato un ricevitore televisivo completo di telecamera sovrapposta (figura 1). La comunicazione videotelefonica inizierà sempre come una nor-

male telefonata. Soltanto quando i due interlocutori saranno in comunicazione audio potranno, di comune accordo, premere un pulsante ed inserire l'immagine. Per i videotelefonici per impiego commerciale sono già in produzione apparecchi televisivi con telecamera integrata (Vicaset 200 della Siemens).

Gli esperimenti verranno condotti a Monaco ed a Berlino Ovest su gruppi di 28 abbonati appositamente selezionati, inizieranno tra la fine del 1983 ed il principio del 1984 e dureranno tre anni.

Necessaria una normalizzazione

A parte il nuovo servizio videotelefonico, l'abbonato potrà utilizzare il suo telefono per conversazioni e scambio dati, come avveniva finora. All'inizio, la trasmissione dei segnali radiotelevisivi potrà avvenire sia mediante cavo coassiale che per mezzo di fibre di vetro. Soltanto quando, in un secondo tempo, verrà instaurato il servizio di abbonato, questi avrà la facoltà di decidere l'installazione del Bigfon, che non ha conduttori supplementari ed è privo di tutti i fenomeni collaterali negativi che contraddistinguono i sistemi attuali.

In questo caso non è valida l'obiezione che di solito viene fatta alla televisione via cavo, e cioè che non ci sono canali sufficienti per tutti i programmi. Programmi, informazioni, notiziari di ogni genere potranno essere distribuiti in tutte le reti locali del rione, della città, della regione e persino dello stato. Grazie alla distribuzione dei programmi tramite le centrali locali, gli abbonati potranno scegliere, mediante una telefonata, i programmi od i dati necessari, pagando una tariffa proporzionale al servizio. Anche il produttore sarà sempre in grado di conoscere l'indice di ascolto dei suoi programmi. Questa nuova tecnica offrirà un gran numero di possibilità finora ignote, sulla cui applicazione sarà la comunità a dover decidere.

Il nuovo mezzo di trasmissione, cioè la fibra di vetro, offrirà infine nuovi servizi oggi a malapena noti o del tutto ignoti.

Prima dell'introduzione su larga scala del Bigfon sarà ancora necessaria una normalizzazione su scala nazionale, o meglio su scala internazionale. Questa è una premessa irrinunciabile per la produzione su larga scala, e solo grazie a quest'ultima il Bigfon avrà qualche probabilità di essere introdotto, nonostante richieda investimenti finanziari notevoli.

ALIMENTATORI SWITCHING

Guida alla scelta dei componenti

a cura della Redazione

Tutti i costruttori di dispositivi a semiconduttori, hanno iniziato da qualche tempo a produrre componenti attivi e passivi, le cui caratteristiche sono in grado di soddisfare le esigenze degli alimentatori stabilizzati a commutazione. L'articolo offre una panoramica di quelli attualmente presenti sul mercato italiano.

Gli indiscussi vantaggi offerti dagli alimentatori stabilizzati a commutazione, chiamati comunemente "alimentatori SMPS" (SMPS = Switched Mode Power Supplies) hanno fatto sì che questo tipo di alimentatore si sia affermato in tutte le apparecchiature elettroniche sia professionali che consumer.

I costruttori dei componenti passivi e attivi richiesti da questo alimentatore sono stati pertanto costretti, per esigenze di mercato, a studiare e a produrre componenti "dedicati", fatti cioè per soddisfare le esigenze elettriche di questo tipo di alimentatore. In questo articolo, metteremo in evidenza le caratteristiche che deve possedere ciascun componente di un alimentatore SMPS e subito dopo signaleremo, per comodità del progettista, i tipi attualmente presenti sul mercato, capaci di soddisfare a queste caratteristiche.

Per comodità di esposizione riportiamo in figura 1 lo schema tipico di un alimentatore SMPS. Si tratta del tipo "forward", di quello cioè che fa circolare corrente nel carico e nel condensatore d'uscita durante il tempo in cui il transistor-interruttore conduce (fase "on").

Nello schema sono stati evidenziati i componenti che presiedono alle funzioni principali. Essi sono:

- 1) il transistor-interruttore;
- 2) il trasformatore d'uscita e quello di pilotaggio;
- 3) il modulo (circuito integrato) che regola il tempo di conduzione del transistor-interruttore allo scopo di mantenere fissa la tensione d'uscita, e che protegge il componente più critico dell'alimentatore (e cioè il transistor-interruttore) contro cor-

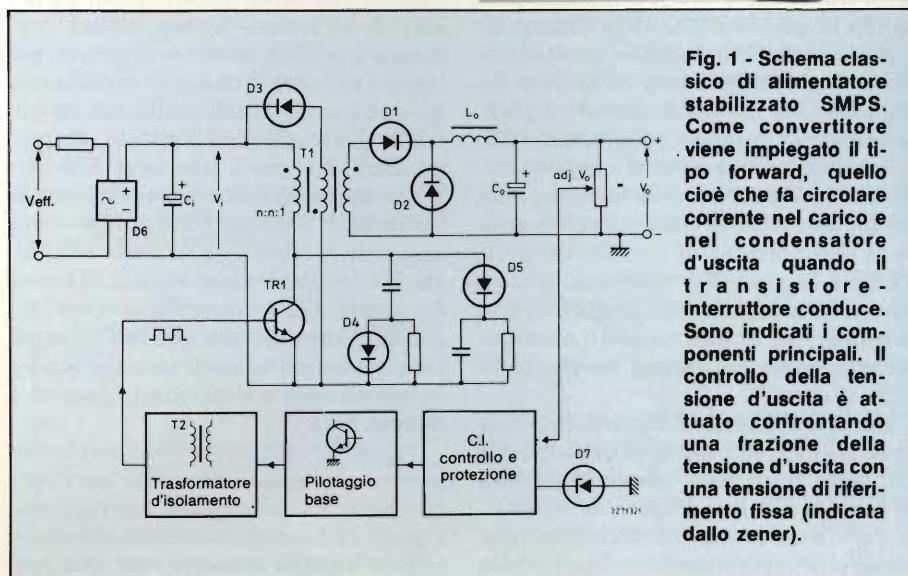
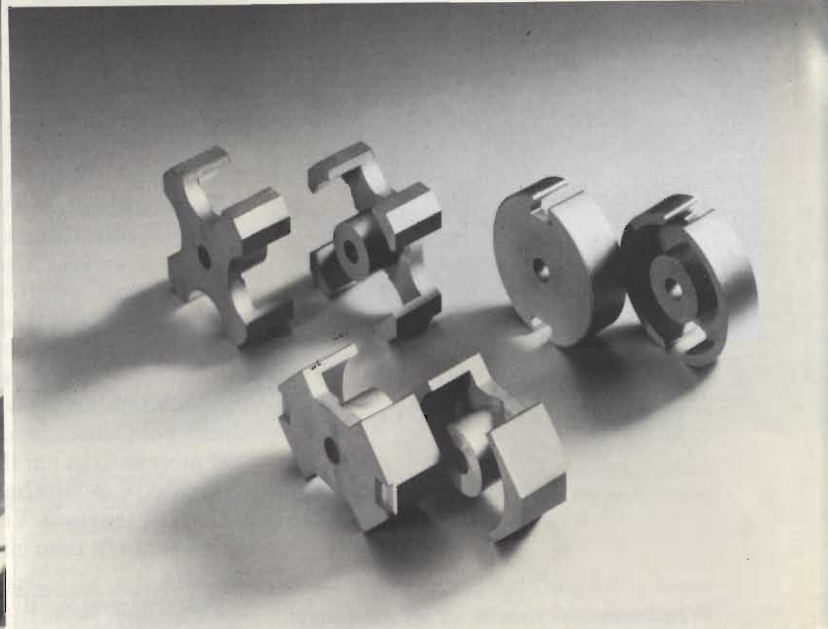
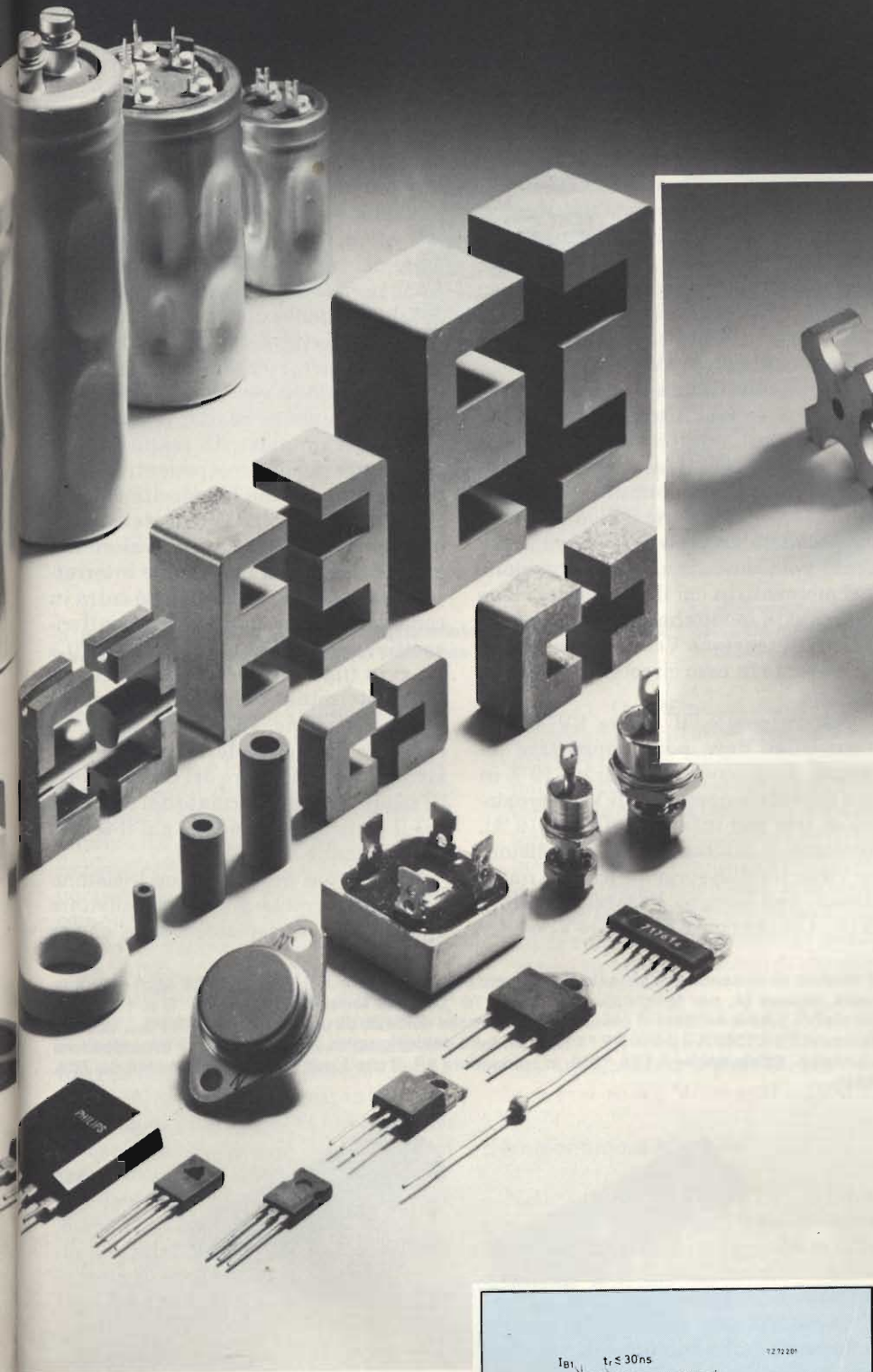


Fig. 1 - Schema classico di alimentatore stabilizzato SMPS. Come convertitore viene impiegato il tipo forward, quello cioè che fa circolare corrente nel carico e nel condensatore d'uscita quando il transistor-interruttore conduce. Sono indicati i componenti principali. Il controllo della tensione d'uscita è attuato confrontando una frazione della tensione d'uscita con una tensione di riferimento fissa (indicata dallo zener).



Per la realizzazione degli alimentatori stabilizzati a commutazione esiste sul mercato tutta una serie di componenti attivi e passivi "dedicati", capaci di soddisfare le particolari esigenze di questi alimentatori.



Anche i nuclei a croce (X), ed olla (P) e quelli rettangolari (RM), inizialmente progettati per sistemi di telecomunicazioni, vengono attualmente impiegati per realizzare trasformatori SMPS di piccola potenza.

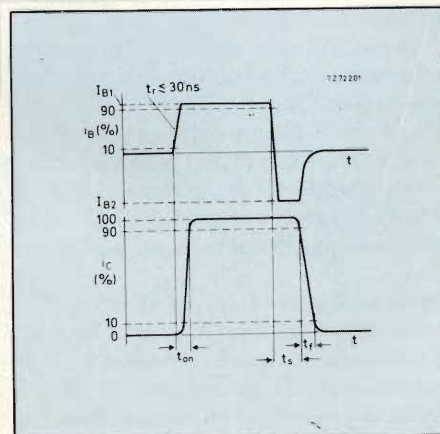
renti e tensioni che il transistore non potrebbe tollerare, e che, se si verificassero, lo porterebbero a sicura distruzione;

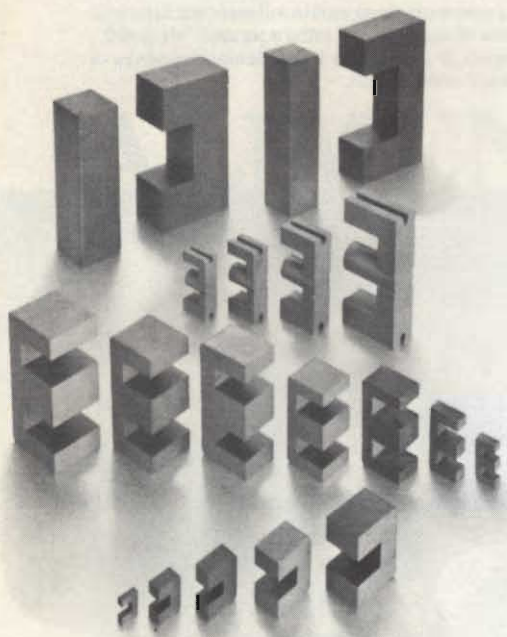
- 4) il raddrizzatore d'ingresso (e cioè della tensione della rete) e il relativo condensatore di spianamento;
- 5) il raddrizzatore d'uscita (e cioè il raddrizzatore della tensione "frazionata" dal transistore-interruttore) e il relativo condensatore di spianamento;
- 6) il choke d'uscita.

Il transistore-interruttore

Deve essere un tipo capace di lavorare a tensioni elevate, dato che il suo compito è trasformare in onda rettangolare la tensione continua raddrizzata della rete ($\approx 330 V_{cc}$). Deve inoltre essere capace di lavorare a velocità elevate, in quanto la frequenza di commutazione di un alimentatore SMPS è sempre superiore a 20 kHz. Questa caratteristica permette di ridurre le cosid-

Fig. 2 - Impulso della corrente di base (i_B) e corrispondente impulso della corrente di collettore (i_C) in funzione del tempo. Questo impulso corrisponde alla fase di conduzione del transistore/interruttore. La figura vuole mettere in evidenza il significato fisico dei tempi interessati dalla fase di commutazione di un transistore e cioè: 1) del tempo occorrente al transistore per entrare in conduzione (turn-on time, t_{on}); 2) del tempo richiesto per svuotare le cariche in base (storage time t_s) e 3) del tempo richiesto al transistore per bloccarsi di nuovo (fall time t_f).





Il trasformatore d'uscita di un alimentatore SMPS è l'elemento più critico del sistema. Esso infatti a differenza degli altri componenti, va realizzato ex novo dal progettista. La grande varietà di nuclei che l'industria mette a disposizione ha agevolato in questi ultimi tempi il progetto. Nella foto sono indicati dall'alto, nuclei ad U/I di potenza, nuclei EC con gamba centrale arrotondata, nuclei normali ad E ed infine nuclei ad U.

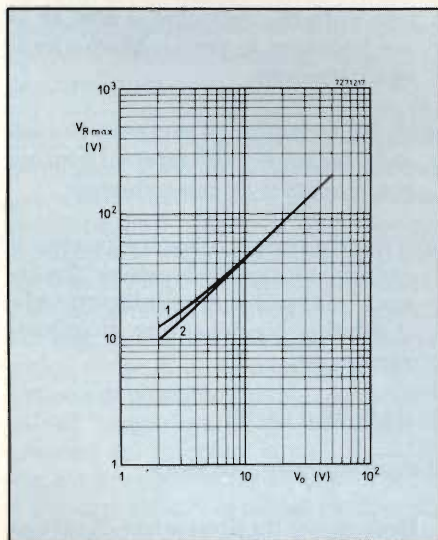


Fig. 3 - Massima tensione inversa ($V_{R\max}$) alla quale è sottoposto il diodo raddrizzatore d'uscita in funzione della tensione d'uscita (V_o). La curva 1 si riferisce ad un normale diodo al silicio, la 2 ad un diodo a barriera di Schottky. Queste curve tengono conto di un'oscillazione somorzata (ringing) del 10%, del massimo valore assumibile dalla tensione di rete, e di una caduta interna del convertitore pari al 10% della tensione d'uscita (V_o).

dette perdite di commutazione. Deve infine possedere una tensione di saturazione emettitore-collettore ($V_{CE\text{ sat}}$) di basso valore anche a valori elevati di corrente ($V_{CE\text{ sat}}$ è la caduta di tensione tra collettore e emettitore quando il transistor si trova in conduzione).

Oltre a queste caratteristiche, che di solito vengono assicurate dal costruttore del dispositivo, il progettista deve mettere in atto altre precauzioni; così, per esempio, nel circuito di figura 1, la rete D5 + RC, in parallelo al transistor TR1 serve a limitare la tensione sul collettore al valore $2V_i$ (V_i è la tensione continua raddrizzata d'ingresso). Questi picchi transitori sono in gran parte prodotti dall'induttanza dispersa del trasformatore T1. L'altra rete in parallelo al transistor, formata da un condensatore con in serie il diodo D4 (con in parallelo un resistore), serve a rallentare il fronte di salita della tensione nel momento in cui il transistor viene bloccato in modo che esso raggiunga il valore di tensione V_{CEO} non prima che la corrente in esso circolante si sia annullata.

Naturalmente, il valore $2V_i$ che il transistor deve poter sopportare indenne, deve tener conto di un 10% in più del valore nominale di V_i (la tensione di rete può infatti variare $\pm 10\%$). Siccome il pilotaggio del transistor avviene tramite sorgente a bassa impedenza, non bisogna basarsi sul valore V_{CEO} . Ciò che conta è il valore V_{CES} (V_{CE}

di picco) che deve soddisfare alla seguente formula:

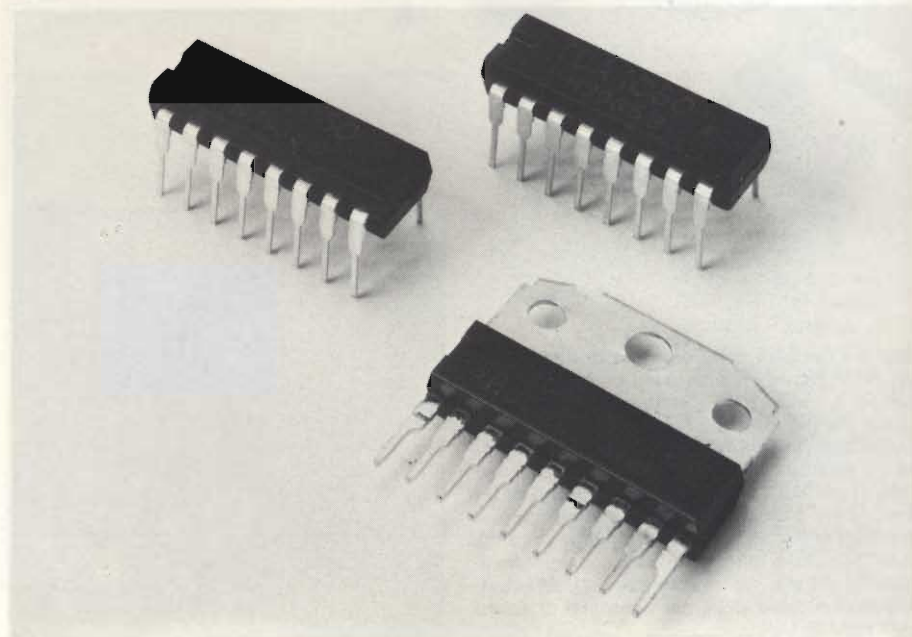
$$V_{CES} \geq 2,2 V_{\text{eff}} \sqrt{2} + 50 \text{ V} \quad 1)$$

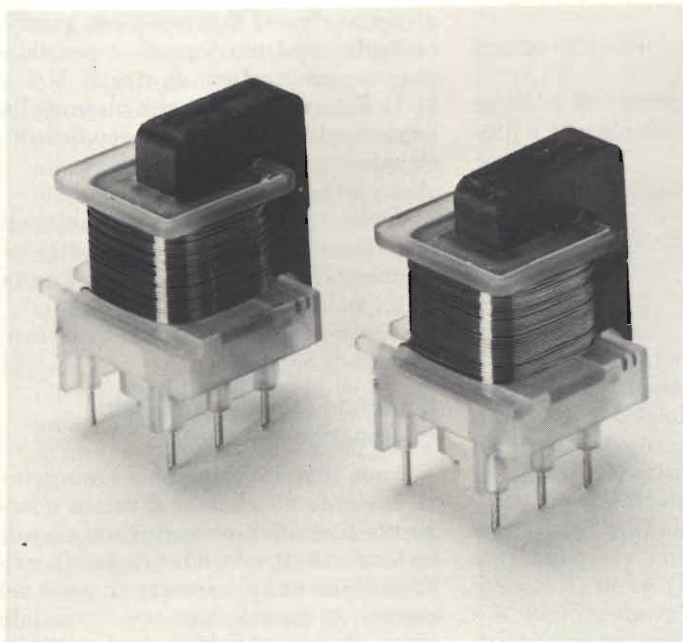
nella quale V_{eff} è il valore nominale della tensione della rete e i 50 V tengono conto di eventuali fenomeni di sovraoscillazione (ringing).

Il valore di picco della corrente circolante nel transistor dipende sia dalla potenza richiesta dall'alimentatore sia dal valore dell'induttanza del trasformatore d'uscita e del choke; il primo determina la corrente media di collettore, il secondo la velocità con cui detta corrente aumenta quando il transistor inizia a condurre. In realtà sono le induttanze dei due componenti suddetti che determinano la velocità con cui la corrente circolante nel transistor raggiunge il suo massimo valore nel momento in cui il transistor interruttore viene chiuso (quando cioè entra in conduzione). La durata dei fronti rispettivamente di salita e di discesa (t_{on} e t_{off}) in (figura 2) dell'impulso di corrente determinano le cosiddette perdite di commutazione. Tale durata non deve superare il 2% circa del tempo complessivo del ciclo di lavoro del convertitore. (Il tempo di ciclo è formato dal tempo in cui il transistor conduce più il tempo in cui rimane bloccato).

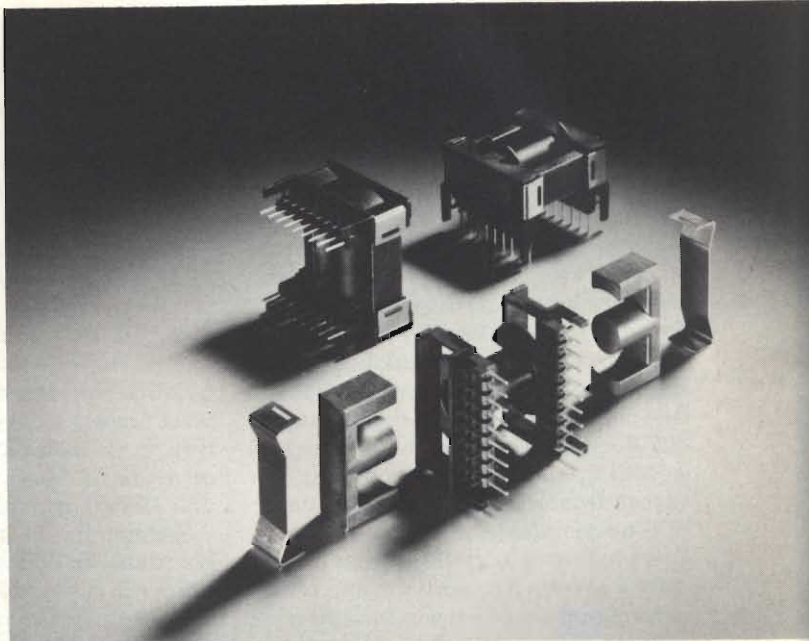
I costruttori dei transistori insistono perché la corrente di picco di collettore che si ha in corrispondenza del carico

Il modulo di comando attualmente è realizzato in forma integrata. Il TDA 1060/NE 5560 nelle sue varie versioni (A, per temperatura da 0 a +70 °C, B per temperature da -40 °C a +125 °C) incorpora tutte le funzioni di comando e di controllo richieste da un alimentatore SMPS. L'equivalente del TDA 1060 A è il tipo NE 5560 N prodotto dalla Signetics e il tipo NE 5560F in contenitore ceramico. Esiste anche il TEA 1039, in contenitore SIL-9 che è una versione economica del TDA 1060.





Il trasformatore di pilotaggio del transistor-interruttore esiste in molti casi già pronto e realizzato. I nuclei usati sono ad U.



Le ditte costruttrici forniscono non solo i nuclei ma anche altri accessori come supporti, clips ecc. Nella foto, in alto, un trasformatore completo, in basso i relativi componenti.

massimo non superi il valore per il quale vengono specificati i tempi di commutazione (t_{on} e t_{off}). Il tempo di immagazzinamento delle cariche (indicato in figura 2 con t_s) determina il valore minimo da assegnare al ciclo di utilizzazione δ (il ciclo di utilizzazione δ è la porzione di tempo, rispetto al periodo completo del ciclo di commutazione, durante il quale il transistor conduce).

Le condizioni di funzionamento sopra specificate vengono soddisfatte qualora si progetti con molta cura il circuito di pilotaggio del transistor-interruttore. Questo problema attualmente è risolto da circuiti integrati i quali sono in grado di fornire impulsi di comando capaci di far lavorare il transistor nelle condizioni suddette.

Come transistori-interruttori sono disponibili attualmente:

1) Transistori bipolari ad elevata velocità di commutazione.

Essi vanno dalla serie BUX 84....86 ($I_c = 0,5 \div 2$ A $V_{CEO} = 400 \div 450$ V), alla serie BUS 11/12 ($I_c = 3$ A, $V_{CEO} = 850 \div 1000$ V) alla serie BUS 13/14 ($I_c = 10 \div 20$ A, $V_{CEO} = 850 \div 1000$ V).

2) Transistori MOS di potenza, per commutazione di valori elevati di corrente. Non presentano problemi di pilotaggio, nè di seconda rottura (second-breakdown) all'atto della loro chiusura (turn-on) o apertura (turn-off). Per esempio BUS 40 ... 45 con $V_{ds} = 500$ V e $I_D = 2 \dots 8,6$ A).

3) Tiristori bloccati mediante gate

(G.T.O.). Questi nuovi componenti posseggono le caratteristiche sia dei tiristori che dei transistori: come i normali tiristori possono essere portati in conduzione mediante impulsi applicati in gate, e come i transistori possono essere bloccati mediante un breve impulso anch'esso applicato in gate. Sono quindi adatti per sistemi di commutazione veloci in quanto non richiedono sistemi di commutazione forzata.

Esempi: BT 157 con $I_T = 2,2$ A e $V_{DRM} = 1300 \div 1500$ V; BTW 58 con $I_T = 6,5$ A e $V_{DRM} = 1000 \div 1500$ V e BTV 58 con $I_T = 10$ A e $V_{DRM} = 60 \div 1000$ V.

Il trasformatore d'uscita

Nello schema di figura 1 è T1. È anche presente T2 che è un trasformatore d'isolamento, e serve ad applicare l'impulso di comando sulla base del transistor di potenza. Entrambi devono far passare impulsi in alta frequenza, e pertanto devono possedere particolari caratteristiche. Tra i due, il più importante è senz'altro quello d'uscita T1. Data l'elevata frequenza di lavoro, esso può assumere peso e dimensioni ridotte (il 60 % in meno rispetto a quelli usati negli alimentatori convenzionali).

Siccome la variazione del flusso delle linee di forza magnetiche è notevole, e la loro massima densità s'avvicina al livello di saturazione, il materiale con cui sarà fatto il nucleo dovrà possedere le seguenti caratteristiche:

- 1) elevata densità del flusso di saturazione (che permetterà al nucleo di avere un ridotto volume);
- 2) elevata permeabilità d'ampiezza (anche questa caratteristica permetterà di avere un ridotto volume del nucleo ed in più una riduzione del volume degli avvolgimenti);
- 3) resistenza specifica elevata (e ciò permetterà di mantenere basse le perdite causate dalle correnti di dispersione, nonostante l'elevata frequenza di lavoro);

Le proprietà suddette possono essere soddisfatte impiegando nuclei in ferrite Zinco/Manganese con gradazione 3C8.

Questo materiale ferritico può sopportare alla temperatura di 100° un piccolo di flusso di 0,32 tesla (tesla = 10^4 gauss corrispondenti a 1 weber/m²) senza entrare in saturazione; la sua minima permeabilità d'ampiezza (μ_a) è 1000. (La permeabilità si indica con la lettera greca μ e viene definita come rapporto tra l'induzione magnetica (B in gauss) e la forza magnetizzante (H in hoersted).

Le perdite introdotte da questo tipo di ferrite (Ferroxcube) tendono a diminuire entro l'arco di temperatura compreso tra 25 °C e 100 °C, e questo contribuisce a migliorare la stabilità di funzionamento del nucleo stesso. Il punto di Curie è a 200° e oltre. (La temperatura di Curie è la temperatura oltre la quale un materiale magnetico perde le

sue proprietà magnetiche).

La forma geometrica da assegnare al nucleo del trasformatore è frutto di un compromesso tra due esigenze contrastanti, e cioè quella di avere minimi campi magnetici dispersi, e quella di poter realizzare senza troppe difficoltà gli avvolgimenti. È evidente che un avvolgimento completamente rinchiuso dentro un nucleo ad elevata permeabilità darà un campo disperso minimo. I fori o le fessure che esso presenta, necessarie per portare fuori i terminali degli avvolgimenti, contribuiscono ben poco ad aumentare i campi magnetici dispersi. Un esempio di nucleo di questo tipo è il nucleo a olla che, per piccoli trasformatori, deve considerarsi il nucleo ideale.

Quando sono in ballo potenze più elevate e gli avvolgimenti devono essere più voluminosi e fatti con conduttori di dimensioni più grandi si ricorre nella maggior parte dei casi, a nuclei ad E.

In questo caso, gli avvolgimenti non sono "coperti" dal nucleo, e di conseguenza, i campi e le conduttanze disperse assumono valori da non trascurare. Il nucleo ad E è comunque sempre da preferire al nucleo ad U.

Qui di seguito, a titolo d'orientamento, diamo alcune caratteristiche dei nuclei in ferrite impiegabili per la realizzazione dei trasformatori d'uscita degli alimentatori SMPS.

Nuclei ad E. Ne esistono di due gra-

dazioni:

FXC, 3EI per trasformatori ad impulsi a larga banda;

FXC, 3C8 per impieghi di potenza (saturazione magnetica elevata e basse perdite).

Sono disponibili anche nuclei con traferro.

(Sigle commerciali E20/... E25/.../E42 .../E55 ... E65 ...).

Nuclei EC. Sono nuclei ad E con gamba centrale rotonda. Questa caratteristica permette di realizzare con una certa facilità avvolgimenti fatti in piatina (strip) senza incorrere nel pericolo di avere un basso fattore di rame ed una elevata induttanza dispersa.

Soddisfano lo standard IEC65 riguardante la distanza ("creepage") 2 x 4 mm e lo spazio tra i piedini e il nucleo. Sono tutti nuclei in gradazione 3C8 e pertanto si comportano egregiamente in alta frequenza.

Le sigle correnti sono: EC35/... EC41/... EC52/... EC70/...

Nuclei ad U. Vengono impiegati per realizzare trasformatori di piccola potenza. Consentono rendimenti elevati. Le sigle correnti sono: U10/... U15/... U20/... U25/... U30/....

Nuclei EI. Con essi è possibile realizzare alimentatori con potenze superiori al kilowatt. Per far ciò si mettono uno sopra l'altro, molti nuclei ad U dentro

ad un nucleo ad E grande, con gamba centrale quadrata; oppure è possibile usare combinazioni di nuclei U/I e U/U. Il trasformatore così ottenuto ha basse perdite e pertanto un rendimento elevato.

Nuclei quadrati. Sono omologati IEC. Possono essere montati direttamente su circuito stampato con griglia da 0,1 pollice.

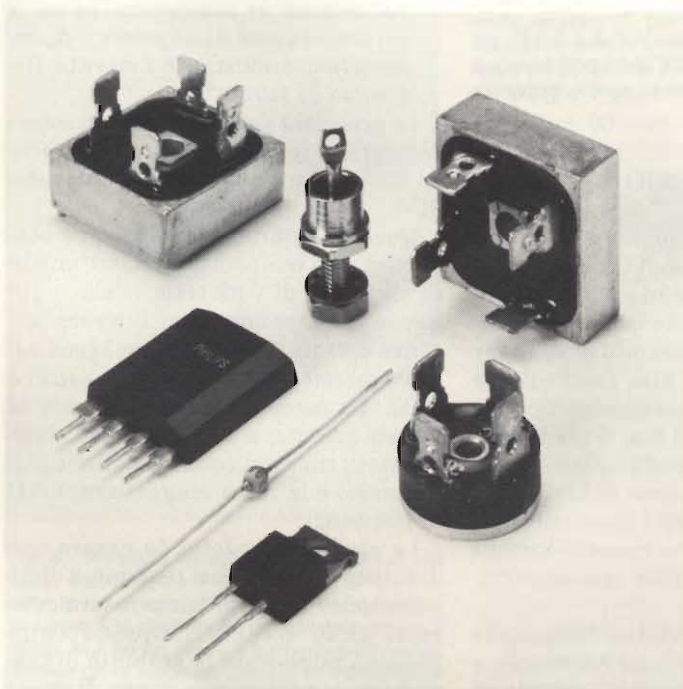
Possono essere forniti di clips e contenitori di bobina.

Il modulo (circuito integrato) di comando e controllo

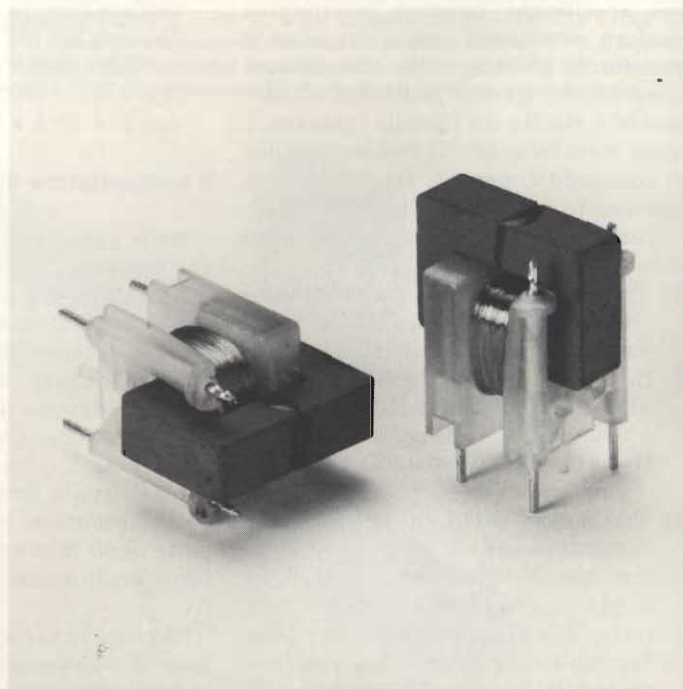
Il suo compito principale è mantenere costante la tensione d'uscita nonostante si verifichino variazioni sia nella tensione di rete d'ingresso sia nell'assorbimento di corrente da parte del carico. A questa funzione il modulo provvede variando il ciclo di utilizzazione dell'impulso applicato sull'elettrodo di controllo del transistor-interuttore. Variare il ciclo di utilizzazione significa semplicemente mantenere più o meno a lungo in conduzione il transistor-interuttore.

Oltre a questa funzione essenziale, il modulo incorpora circuiti che provvedono a proteggere l'alimentatore contro sovratensioni e sovracorrenti. Ma oltre a ciò, la maggior parte dei moduli, provvedono a fornire:

a) una partenza "dolce" dell'alimenta-



Il raddrizzatore d'ingresso è strutturato nella maggior parte dei casi a ponte. Può però essere usato anche un raddrizzatore singolo.



Anche per "sentire" la corrente circolante nel circuito esistono trasformatori già pronti. Quelli indicati in figura sono formati con due nuclei ad U senza traferro.

tore, in altre parole fanno sì che una volta messo in funzione l'alimentatore il ciclo di utilizzazione del transistor aumenti gradatamente, in modo che anche la tensione d'uscita aumenti lentamente, e questo impedisce un forte, iniziale assorbimento di corrente da parte del carico, assorbimento causato inizialmente dalla carica del condensatore elettrolitico di livellamento;

- b) una sincronizzazione, nel caso un alimentatore di piccola potenza serva anche a comandare il transistor di un secondo alimentatore di potenza;
- c) un bloccaggio e/o messa in funzione telecomandata di più alimentatori, come potrebbe capitare in un sistema di elaborazione dati dove devono essere messi in funzione contemporaneamente più computer ecc..
- Le funzioni espletate da questi moduli sono incorporate attualmente in circuiti integrati "dedicati". I più interessanti sono:

- 1) il TDA 1060/NE 5560 (in contenitore DIL 16) per il comando e il controllo di convertitori forward o flyback (1) per la realizzazione di alimentatori con potenze da 10 W a 5 kW.

Funzioni principali svolte:

- alimentazione stabilizzata per tutti i circuiti interni ed esterni;
- tensione di riferimento interna compensata contro le variazioni della temperatura;
- frequenza dell'impulso regolabile;
- sensibilità dell'anello di controllo regolabile;
- larghezza dell'impulso regolabile;
- massimo ciclo di utilizzazione regolabile;
- limite della sovracorrente regolabile;
- protezione con isteresi della sorgente di bassa tensione;
- protezione contro la rottura dell'anello di regolazione;
- partenza dolce;
- feed-forward;

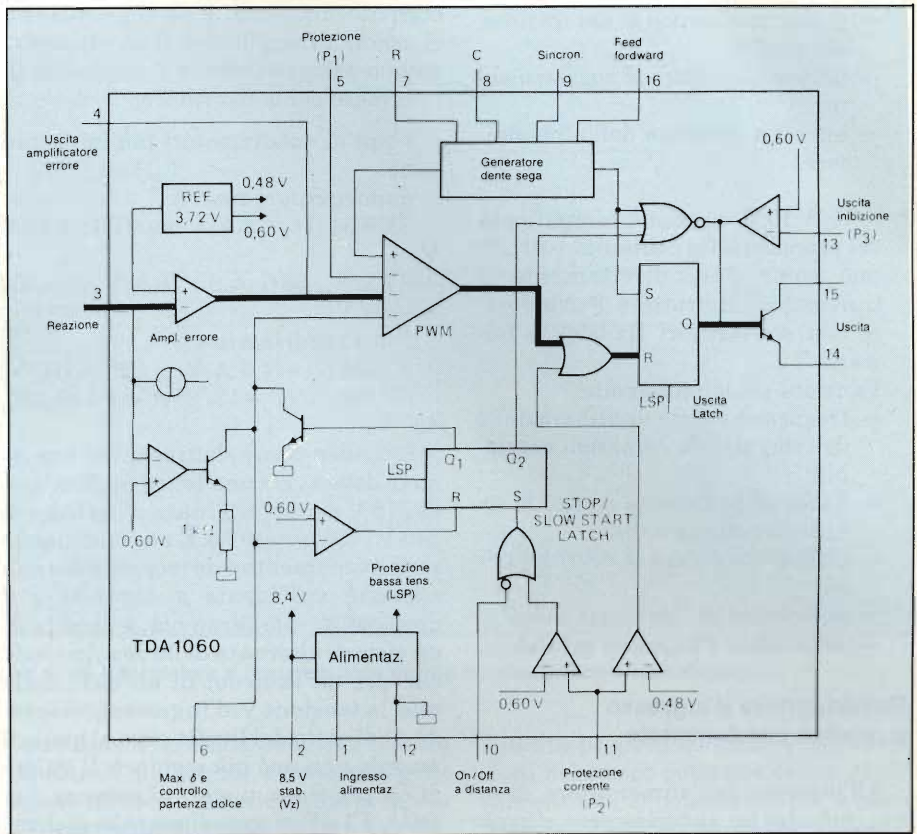
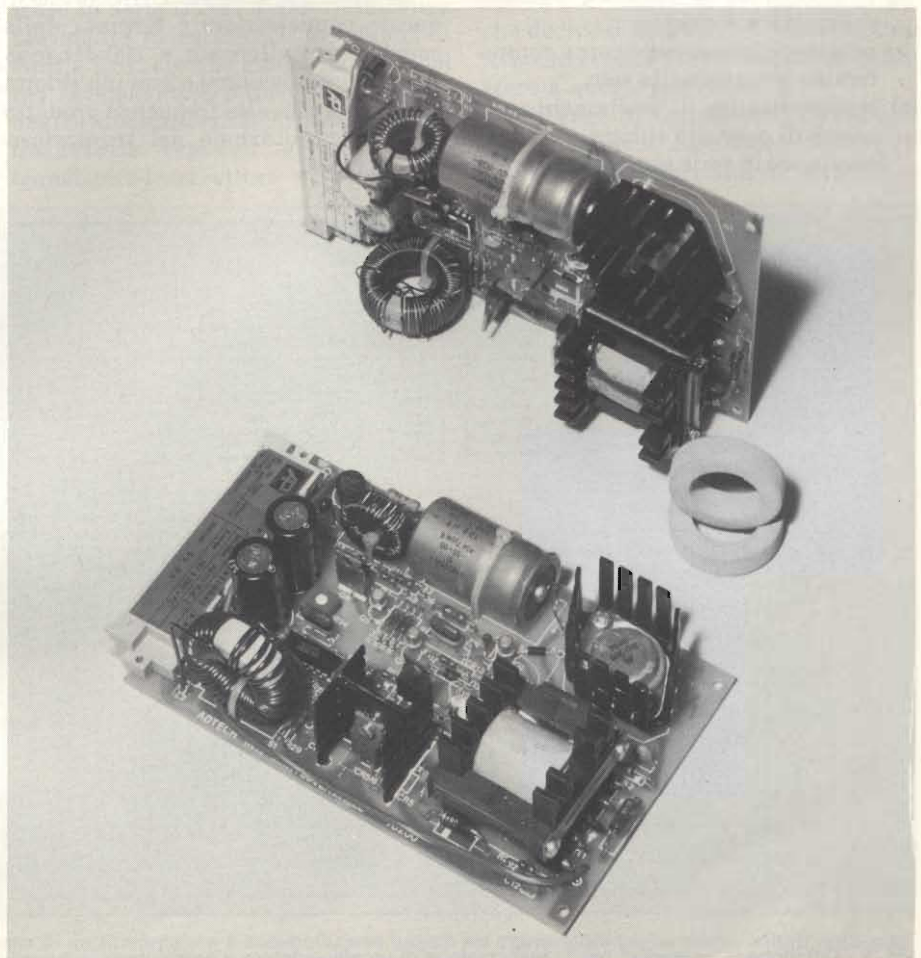


Fig. 4 - Funzioni interne contenute nel modulo di comando e di protezione (un circuito integrato) TDA 1060 oppure NE5560 (Signetics).



Allimentatore switching su scheda Eurocard, serie AES1, ADTECH/REDIST. Potenza d'uscita: 30 W. Rendimento: 62 ÷ 80 %. Frequenza di lavoro: 33 kHz. Tensione d'ingresso: 187/255 V. Tensioni d'uscita 5/12/15/24 V. Convertitore cc/cc su schede Eurocard, serie DES. Tensioni d'ingresso: 10 ÷ 140 V_{cc}. Tensioni d'uscita: 5-12-15-24 V_{cc}.

- protezione contro la saturazione del nucleo;
- protezione contro le sovratensioni;
- on/off a distanza dell'alimentatore.

2) il TEA 1039, versione semplificata del precedente (in contenitore SIL-9) può comandare direttamente il transistor-interruttore. Può lavorare con convertitori fly-back e forward.

Funzioni principali svolte:

- frequenza e ciclo di utilizzazione dell'impulso di comando regolabili;
- limite di protezione contro le sovracorrenti regolabile;
- protezione contro le sovratensioni;
- possibilità di "partenza dolce";
- sensibilità d'ingresso regolabile.

Raddrizzatore d'ingresso e relativo condensatore

All'ingresso dell'alimentatore, di solito, più che un raddrizzatore singolo viene usato un raddrizzatore a ponte, e questo per tre motivi:

- l'ondulazione di rete sulla continua raddrizzata è ridotta;
- non viene immessa nessuna componente continua nella rete;
- il condensatore di livellamento può essere di capacità ridotta.

Il resistore in serie serve a limitare la

corrente nei diodi, e di conseguenza, consente di migliorare il livellamento della tensione continua V_i applicata all'ingresso del convertitore.

I tipi di raddrizzatori più impiegati sono:

Raddrizzatori singoli

BYW54 ($I_F = 2 \text{ A}$; $V_{RRM} = 600 \div 1000 \text{ V}$)

BYX38 ... 39 ($I_F = 6 \div 15 \text{ A}$, $V_{RRM} = 300 \div 1200 \text{ V}$).

Ponti raddrizzatori

BY224 ($I_0 = 4,8 \text{ A}$ $V_i = 220 - 280 \text{ V}$)

BY 260/6/ ($I_0 = 12/25 \text{ A}$ $V_i = 140, 280, 420 \text{ V}$).

Il condensatore elettrolitico d'ingresso C_1 deve avere una tensione di lavoro di 375 V per un'alternata d'ingresso di 240 V ($220 \text{ V} + 10\%$). È un condensatore di livellamento e deve possedere una capacità sufficiente a sopportare il drop-out di rete (drop out = perdita di un ciclo di alternata della rete) in modo che per un drop-out di un ciclo della rete, la tensione V_i d'ingresso non scenda al di sotto del livello oltre al quale il modulo non può più regolare. Il valore di C_1 per ciascun watt di potenza d'uscita, è $1 \mu\text{F}$ in caso di assenza di drop-out, $2,2 \mu\text{F}$ per mezzo ciclo di drop-out, e $3,3 \mu\text{F}$ per un ciclo completo.

La corrente alternata circolante in questo condensatore è formata dalla componente alternata a 100 Hz (corrente di ondulazione) e una più ridotta componente in alta frequenza prodotta dalla commutazione del transistor-interruttore.

Il raddrizzatore d'uscita e il relativo condensatore di spianamento

Dato che la tensione presente sul secondario del trasformatore è a frequenza relativamente elevata (pari alla frequenza di commutazione del transistor-interruttore), i diodi raddrizzatori D1 e D2 (vedi figura 1) devono essere "veloci", con tempi di commutazione brevi in modo da avere piccole perdite. La caduta di tensione in senso diretto, deve essere di piccolo valore, se si desidera una elevata tensione ai morsetti d'uscita.

La figura 3 indica la massima tensione inversa imposta al diodo ($V_{R \text{ max}}$) in funzione della tensione d'uscita (V_o) dell'alimentatore. Il convertitore sul quale il grafico è stato rilevato è il tipo forward, esso però è valido anche per il tipo flyback e push-pull.

Il grafico evidenzia due cose:

- quando la tensione d'uscita V_o arriva fino a 6 V, conviene usare i diodi a barriera di Schottky, dato che, a parità di corrente, presentano una bassa caduta di tensione diretta. Sono pertanto ideali per alimentatori SMPS per computer;
- quando la tensione d'uscita V_o dell'alimentatore supera i 6 V, conviene usare diodi al silicio dato che sopportano molto bene elevati valori di tensione inversa. Attualmente sono disponibili diodi al silicio epitassiali e a doppia diffusione, capaci di sopportare valori elevati di tensione inversa.

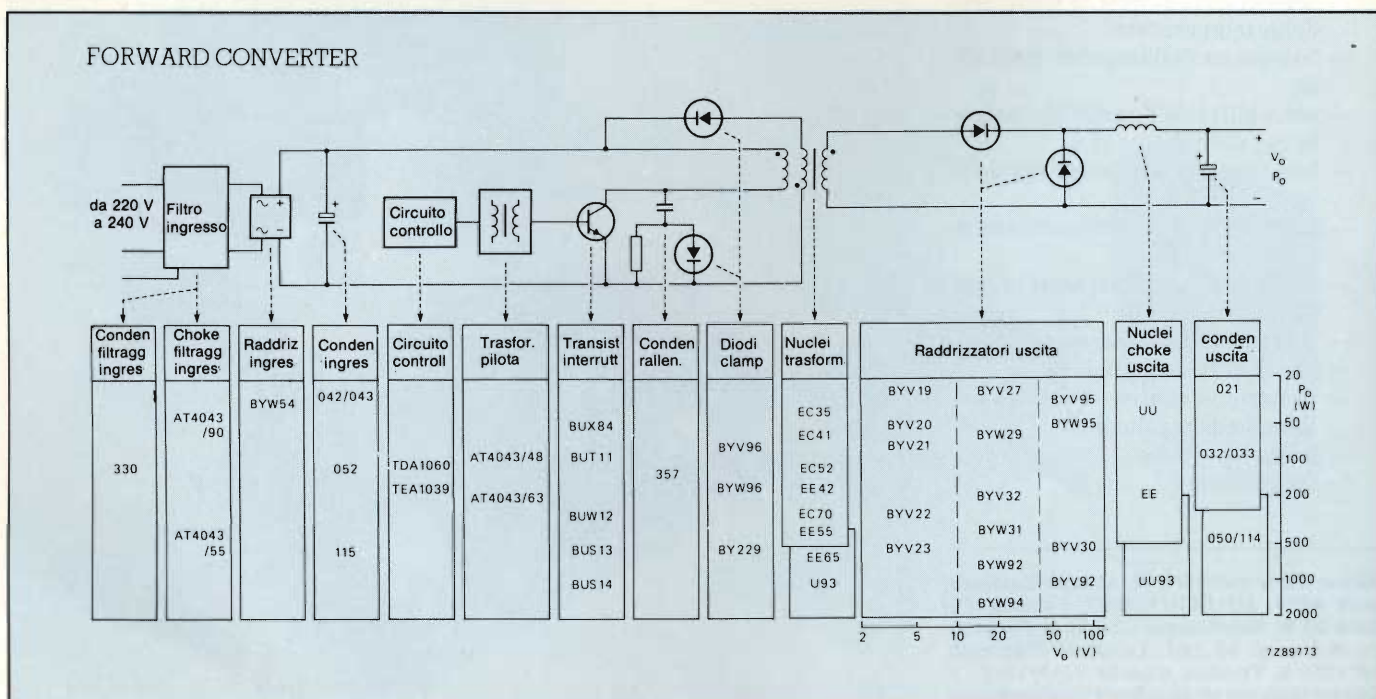


Fig. 5 - Componenti consigliati per la realizzazione di un alimentatore a commutazione basato sul convertitore cc/cc forward.

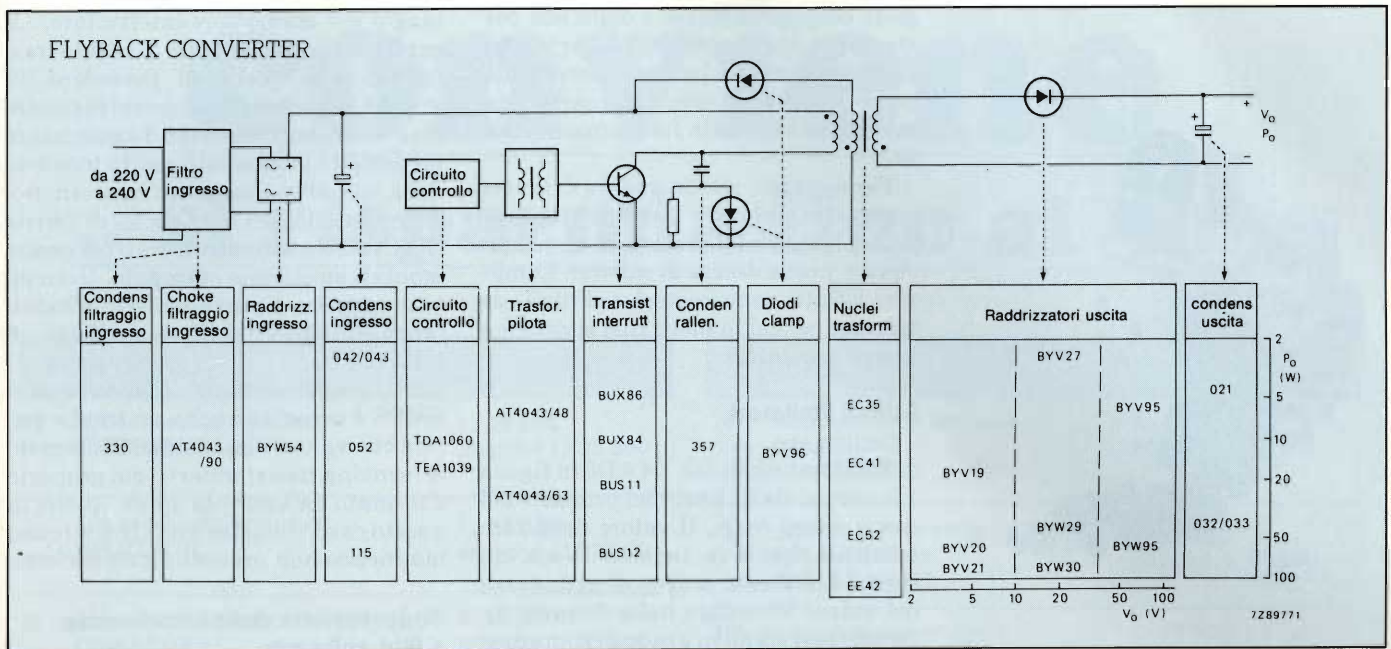


Fig. 6 - Componenti consigliati per la realizzazione di un alimentatore a commutazione basato sul convertitore cc/cc flyback.

Segnaliamo alcuni tipi:

- A barriera di Schottky : BY20 ... 23 ($I_F = 15 \text{ A} \dots 80 \text{ A}$ $V_{RRM} = 30 \dots 45 \text{ V}$).
- Epitassiali, ultraveloci: BYW29 ... 94 ($I_F = 7 \dots 80 \text{ A}$ $V_{RRM} = 50 \dots 20 \text{ V}$).
- Superveloci: BY30/92 ($I_F = 12/35 \text{ A}$; $V_{RRM} = 200/400 \text{ V}$).
- Molto veloci a doppia diffusione: IN 3879 ... 99 ($I_F = 6/30 \text{ A}$ $V_{RRM} = 50 \dots 400 \text{ V}$).
- Veloci: BYV95/24 (1,5/12 A; $V_{RRM} = 250/1000 \text{ V}$).

Il condensatore di spianamento d'u-

scita deve avere una capacità elevata (decine di millifarad), e pertanto dovrà essere elettrolitico con elevato prodotto CV per unità di volume.

I condensatori elettrolitici, come si sa, presentano una resistenza equivalente in serie (ESR) e una induttanza parimente in serie (ESL). I valori di ESR e ESL devono essere molto bassi nei condensatori impiegati all'uscita degli alimentatori SMPS; solo così l'onduazione residua prodotta dal transistore-interruttore e i transistori

d'uscita prodotti da improvvise variazioni nel carico potranno essere di piccola entità. Per potenze elevate, a basse tensioni, ESR non deve superare pochi milliohm con frequenze di commutazione dell'ordine di 50 kHz; ESL deve essere dell'ordine di grandezza di poche decine di nanohenry. Sono pertanto pochi i condensatori capaci di soddisfare a queste esigenze.

Nel caso di convertitori flyback, il condensatore d'uscita deve essere in grado di sopportare una corrente di on-

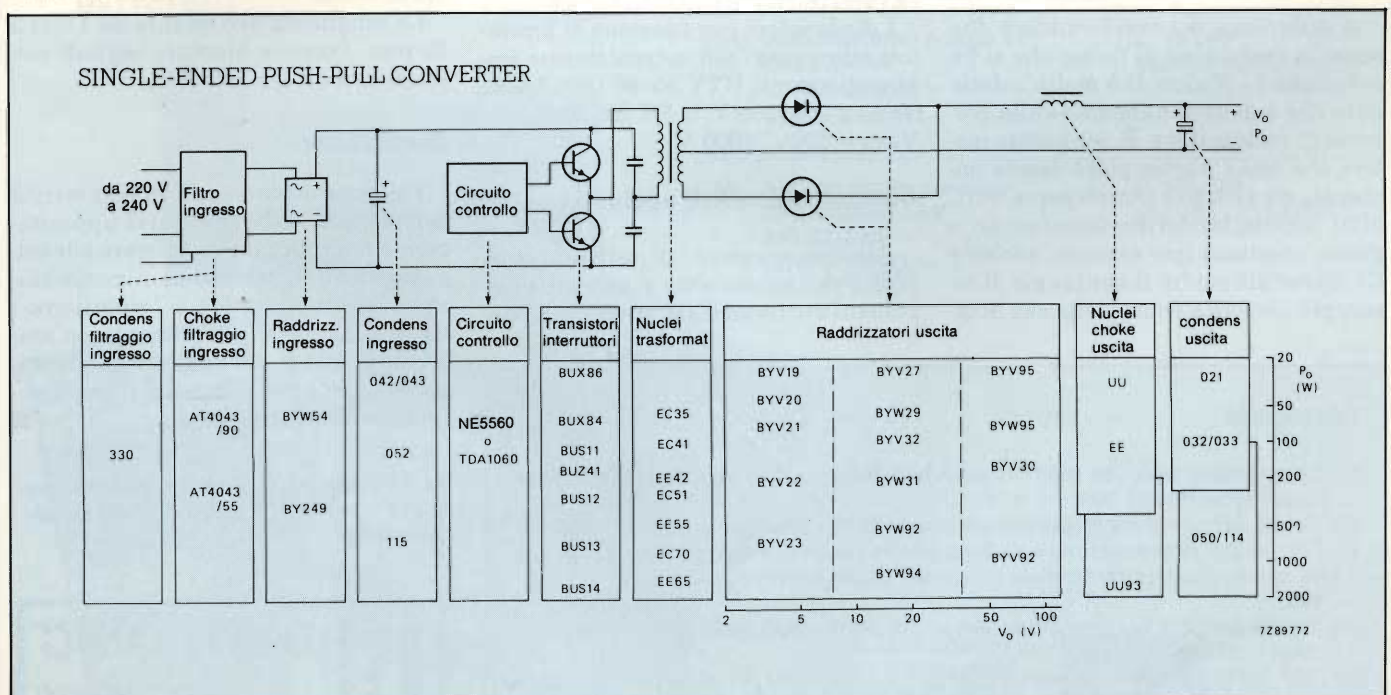
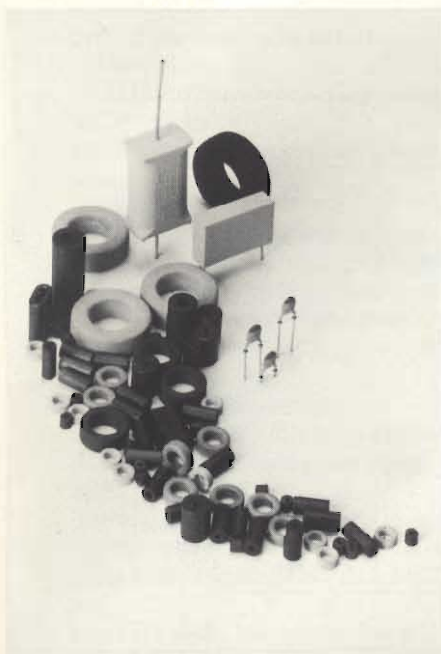


Fig. 7 - Componenti consigliati per la realizzazione di un alimentatore a commutazione basato sul convertitore cc/cc single-ended push-pull.



Per la soppressione dei segnali interferenti (l'unico inconveniente degli alimentatori SMPS), l'industria produce una gamma di nuclei in ferrite, toroidali, a tubetto, a perlina, in tutte le dimensioni, e pertanto, capaci di soddisfare tutte le esigenze.

dulazione dello stesso ordine di grandezza della corrente d'uscita. Nel caso dei convertitori forward e push-pull, la presenza del choke esercita un'azione di livellamento che riduce il valore della corrente di ondulosione a circa il 5% della corrente di uscita.

Il choke di uscita

A differenza del trasformatore d'uscita, la variazione di flusso che si ha nel choke L_o (figura 1) è molto ridotta dato che è determinata solo dalla corrente di ondulosione. È per questo motivo che come nucleo potrà essere impiegato sia un tipo a ferrite (per es. FXC 3C8) oppure lamierino ferro/silicio a grana orientata (per esempio nucleo a C). Quest'ultimo ha il vantaggio di essere più piccolo a causa della sua mag-

giore densità di flusso e della sua permeabilità incrementale. Se però si vogliono mantenere basse le correnti disperse indotte occorre laminarlo finemente via via che la frequenza aumenta.

Per esempio, alle frequenze di lavoro correnti (e cioè circa 20 kHz), lo spessore dei lamierini deve essere non superiore a poche decine di micron! Lamierini siffatti sono costosi e difficili da trattare per cui in molti casi si ricorre a nuclei pressofusi.

I diodi limitatori

Siccome i diodi D3, D4 e D5 in figura 1 lavorano dalla parte del primario del convertitore cc/cc, il valore della loro tensione ripetitiva inversa ($V_{RRM\ max}$) sarà dello stesso ordine di grandezza del valore V_{CES} dato nella formula 1). Perché essi siano in grado di sopprimere le oscillazioni spurie (ringing), devono avere un turn-on (entrata in conduzione) veloce. Un'altra caratteristica tendente ad impedire che i diodi stessi producano transitori, è un soft-recovery veloce. Un turn-off (bloccaggio) veloce è richiesto al diodo smagnetizzatore D3 di figura 1.

Se questo diodo si blocca con un certo ritardo, può succedere che esso continui a condurre in senso inverso anche, quando ancora il transistor conduce; ciò si verifica in particolare con un ciclo di utilizzazione del 50%. Se si verifica la suddetta situazione, il diodo che si blocca in ritardo potrà cortocircuitare l'avvolgimento smagnetizzatore.

I diodi veloci con funzione di limitatori (clamping) più correntemente impiegati sono il BYV 95/96 ($I_F = 1,5\ A$; $V_{RRM} = 250/300\ V$, il BY 299 ($I_F = 7\ A$; $V_{RRM} = 200 \dots 1000\ V$).

Componenti avvolti aggiuntivi

Alcune versioni di alimentatori SMPS richiedono oltre ai suddetti componenti anche un trasformatore di pilo-

taggio del transistor-interruttore. La caratteristica principale di questo trasformatore è quella di possedere un grande fattore di isolamento tra primario e secondario in modo da assicurare un perfetto isolamento con la tensione della rete. Di solito, questi trasformatori sono realizzati con nuclei di ferrite (FXC) ad U e sono strutturati per essere montati su circuito stampato. Il circuito magnetico è senza traferro, l'induttanza primaria è dell'ordine di 1,9 ... 6 mH.

In alcune versioni di alimentatori SMPS è presente anche un trasformatore che valuta l'intensità della corrente (sensing transformer) il cui primario è formato da una sola spira. Anche in questo caso, il nucleo è ad U e il circuito magnetico non prevede alcun traferro.

Soppressione delle interferenze e filtri sulla rete

L'inconveniente principale degli alimentatori SMPS è la produzione di segnali interferenti r.f. che possono disturbare altre apparecchiature che si trovano nei loro paraggi. Per attenuare questi disturbi vengono usati filtri r.f. realizzati per lo più su nuclei in ferrite a forma di toroide. Il diametro di questi nuclei può andare da 4 mm a 37 mm.

Oltre ai toroidi vengono spesso usati nuclei a perlina, in ferrite (FXC, gradazione 3S1, 3S2, 4S3) i cui diametri interni vanno da un minimo di 0,7 mm ad un massimo di 3 mm e il diametro esterno va da un minimo di 3 mm ad un massimo di 8 mm.

La lunghezza può andare da 4 mm a 10 mm. Possono bloccare segnali con frequenza da 1 a 300 MHz.

Conclusione

Esistono attualmente in commercio componenti attivi e passivi appositamente realizzati per soddisfare alle esigenze degli alimentatori a commutazione. Nelle figure 5, 6 e 7 riportiamo i tre schemi classici di alimentatori stabilizzati SMPS, nei quali sono indicati, per ogni componente, i tipi attualmente disponibili sul mercato. ■

A richiesta, la Redazione può fornire gratuitamente, gli articoli citati in Bibliografia.

Bibliografia

- (1) *Components purpose built for switched-mode power supplies* - Technical information Philips 004.
- (2) *Scelta dei componenti per alimentatori SMPS* - *Electronic Design* 1980.
- (3) *Tecnologia di costruzione e caratteristiche dei diodi a recupero molto veloce da impiegare nel circuito raddrizzatore d'uscita*. Note d'Applicazione N. 4 pag. 139.
- (4) *Regole pratiche per il corretto impiego dei diodi a recupero molto veloce*. Note d'Applicazione N. 4 pag. 145.
- (5) *TDA 1060: circuito integrato di controllo e protezione per impieghi professionali*. Note d'Applicazione N. 4 pag. 133.



abbonarsi conviene

.. si risparmia fino al 30%

PROPOSTE	TARIFFE *
1) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE	L. 28.000 anzichè L. 35.500
2) Abbonamento annuo a SELEZIONE	L. 24.000 anzichè L. 29.000
3) Abbonamento annuo a CINESCOPIO	L. 26.000 anzichè L. 33.000
4) Abbonamento annuo a MILLECANALI	L. 29.000 anzichè L. 36.000
5) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE	L. 52.000 anzichè L. 64.000
6) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + CINESCOPIO	L. 54.000 anzichè L. 68.000
7) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + MILLECANALI	L. 56.000 anzichè L. 71.000

PROPOSTE	TARIFFE *
8) Abbonamento annuo a SELEZIONE + CINESCOPIO	L. 48.000 anzichè L. 62.000
9) Abbonamento annuo a SELEZIONE + MILLECANALI	L. 51.000 anzichè L. 65.000
10) Abbonamento annuo a CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 53.000 anzichè L. 69.000
11) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO	L. 76.000 anzichè L. 97.000
12) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI	L. 80.000 anzichè L. 100.000
13) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 74.000 anzichè L. 97.500
14) Abbonamento annuo a SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 75.000 anzichè L. 98.000
15) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 100.000 anzichè L. 133.000



ATTENZIONE

Per sottoscrivere abbonamento utilizzare il tagliando inserito in fondo alla rivista.

* Per abbonamento annuo estero queste tariffe devono essere aumentate del 50%.



Le riviste leader
in elettronica

PROGRAMMAZIONE

a cura dell'Ing. Paolo Bozzola

In questa puntata cercherò di illustrare, in maniera compatta ma il più possibile completa, la teoria che sta alla base della stesura, ordinata, dei programmi, dal più semplice al più complesso. Il programmatore, infatti, può - non solo, direi: deve documentare il suo software nella maniera più precisa, di modo che gli sia possibile, anche dopo molto tempo, rivedere il suo lavoro senza perdere tempo nel ricordare quello che in effetti aveva voluto fare. Schemi a blocchi, diagrammi di struttura e particolari tecniche di documentazione dei programmi aiutano moltissimo ed è per questo che dedichiamo loro un adeguato spazio.

Creazione di un programma

Il programmatore, per giungere alla stesura del suo programma, deve in ogni momento pensare alle caratteristiche che il controllo deve possedere, in modo da sfruttare appieno la potenza della CPU usata e - in definitiva - mettere assieme un progetto veloce e allo stesso tempo ordinato. Un esempio, assai banale, per tutti: si usa una CPU che ha il potente e veloce metodo di indirizzamento indicizzato presentato su Selezione (nelle scorse puntate) ed il programma prevede frequenti spostamenti di blocchi di dati. Ebbene: l'implementazione ottimale prevederà l'uso intensivo della indicizzazione; l'implementazione meno veloce e "limpida" vedrà invece il programmatore usare frequentemente istruzioni di "load" e "store" in modo assoluto.

Morale: non è assolutamente vero che il programma diventa più complesso se si sfruttano appieno tutti i trucchi permessi dalla CPU, rispetto all'uso "normale" con istruzioni "normali" (quali le solite Jump, Store, Load, Branch etc.). Il programmatore esperto lo sa bene, ed è per questo che **OCCORRE IMPOSTARE IL PROGRAMMATORE IN MODO OTTIMALE GIÀ SULLA CARTA, PRIMA ANCORA DI INTRODURLO NEL SISTEMA DI SVILUPPO TRAMITE IL TERMINALE.**

È chiaro che non ho certamente la possibilità né di indirizzare il lettore su una certa strada "abitudinaria" né ho la pretesa di affermare con sicurezza quale sia la via certa da seguire nello scrivere un programma: infatti tutto ciò dipende esclusivamente dalle caratteristiche della "persona" programmatore, e una importazione che per alcuni è eccezionale per altri sembra astrusa e fuorviante. Tant'è: mi limiterò, quindi, a definire non "come si sviluppa un programma" ma "quello che può aiutare il programmatore durante la stesura

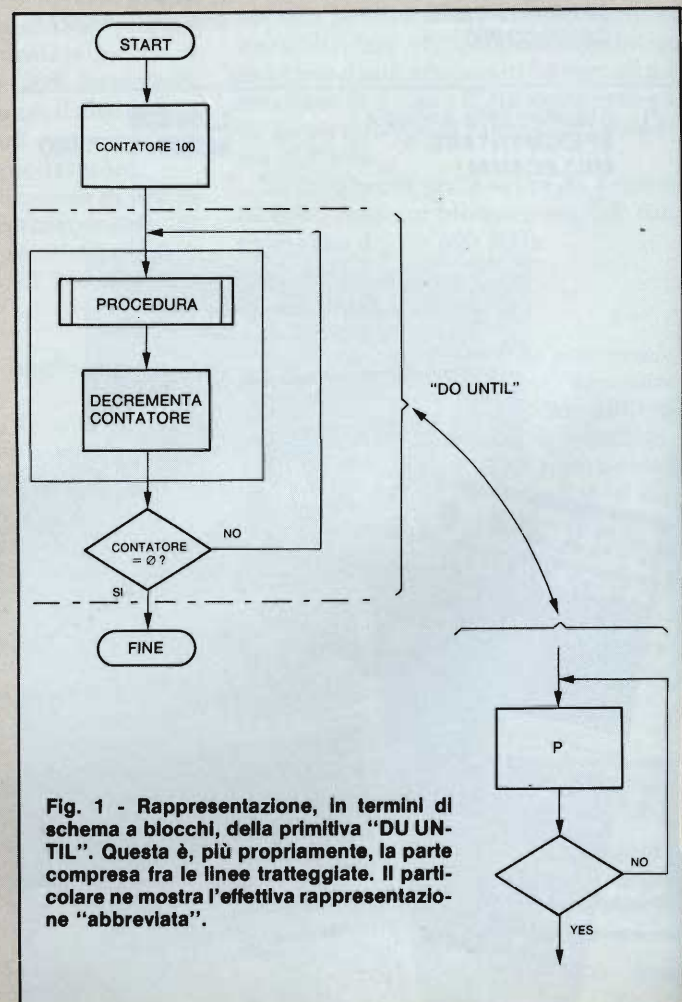


Fig. 1 - Rappresentazione, in termini di schema a blocchi, della primitiva "DU UNTIL". Questa è, più propriamente, la parte compresa fra le linee tratteggiate. Il particolare ne mostra l'effettiva rappresentazione "abbreviata".

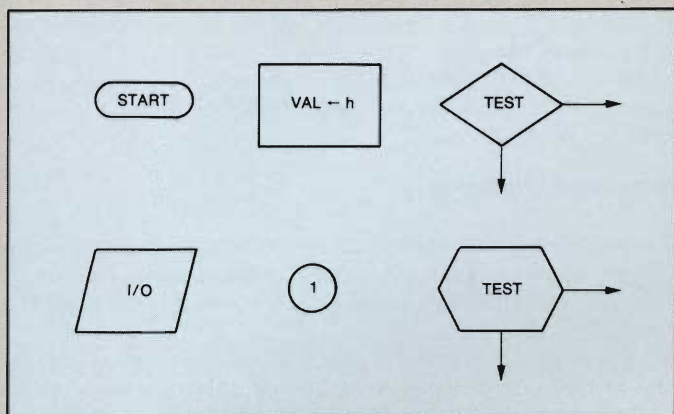


Fig. 2 - Blocchi normalmente usati in un diagramma di flusso. Si veda il testo per ulteriori note in merito.

Tengo a ripetere che i succitati dieci punti non sono le tavole della legge in materia, ma un metodo universalmente accettato per proseguire senza confusione nel proprio lavoro. Risalta soprattutto un particolare su cui insisto molto: la scelta di una analisi "top - down" del problema, con la conseguenza di una impostazione fortemente strutturata del programma. Ora cercheremo di approfondire questi concetti, per prima cosa definendo i termini "primitive", "struttura" etc..

Primitive

Se ogni problema ha una soluzione, ogni parte di un problema ha una sua peculiare descrizione, in termini di schema a blocchi. Uso ancora un esempio. Si deve eseguire una operazione per 100 volte e poi basta. Come definirlo durante la stesura "su carta" del programma? I casi sono due: o si

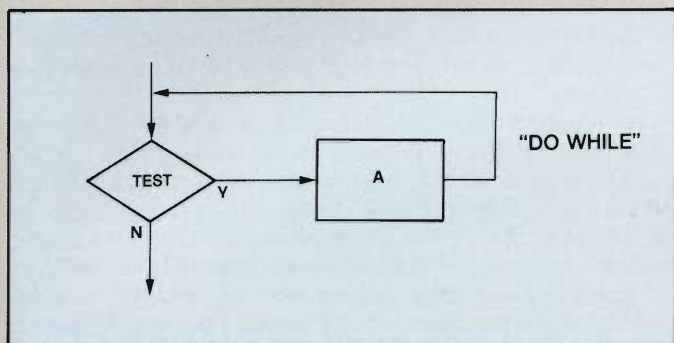


Fig. 3 - Rappresentazione della primitiva "DO WHILE".

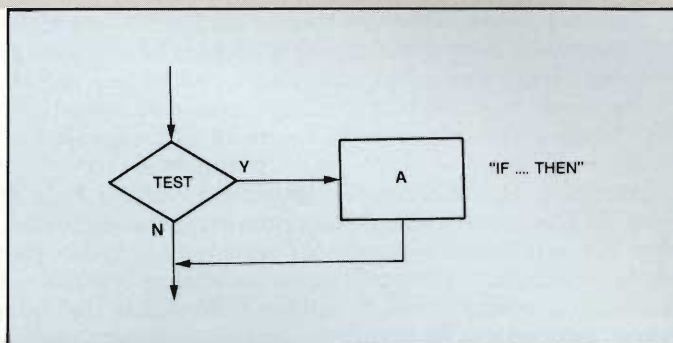


Fig. 4 - Rappresentazione della primitiva "IF THEN".

di un programma". In tale caso, testi sacri e letteratura varia concordano sul fatto che una impostazione analitica e l'uso di "primitive" standard facilitano enormemente il lavoro del programmatore.

Ecco dunque una semplice scaletta degli ingredienti tipici in un lavoro di programmazione:

- 1) avere ben chiare le specifiche finali;
- 2) conoscere a fondo le possibilità della CPU che si usa;
- 3) iniziare l'analisi del problema partendo dai suoi aspetti globali;
- 4) approfondire gradatamente le varie appendici del progetto, mentre esso si sta sviluppando sempre più in modo strutturato;
- 5) non perdere di vista "l'insieme" del progetto;
- 6) prima di scrivere qualche cosa, meditare sulle scelte da fare;
- 7) iniziare una stesura SU CARTA del programma, disegnandone la struttura complessiva e, via via, sviluppando tutte le parti più periferiche;
- 8) controllare il funzionamento del programma ponendosi tutti i problemi che possono accadere durante l'uso e tentando di risolverli con la struttura che avete appena impostato;
- 9) iniziare la traduzione - sempre su carta - della struttura precedentemente descritta, usando il linguaggio di programmazione scelto;
- 10) introdurre le linee di programma nel sistema di sviluppo, tramite il terminale.

NOTA: gli esperti possono saltare il passo 9)

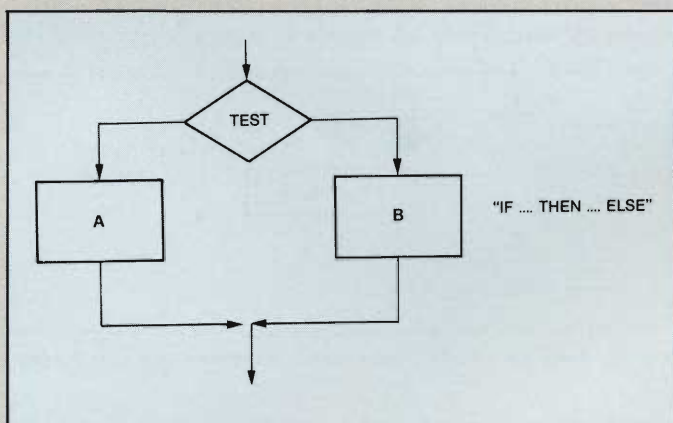


Fig. 5 - Rappresentazione della primitiva "IF THEN ELSE".

descrive l'operazione esattamente come avviene, cioè "per esteso a parole" come in effetti abbiamo sempre fatto fino ad ora mostrando tutti i programmi di esempio, oppure si usa un disegno quale è quello della figura 1. Tale figura mostra come si è risolta l'esecuzione del nostro piccolo problema: si è impostato un contatore a 100, che si decrementa di uno ogni volta che viene eseguita la procedura.

Quando il contatore è zero, si esce dal "loop", sicuri di avere ripetuto cento volte la procedura. Ora, la nostra "primitiva" è rappresentata in figura da tutto ciò che si trova fra le due linee tratteggiate. Notate che la procedura e l'operazione di decremento del contatore vanno considerate (linea sottile che le circonda) come un unico insieme, per cui la nostra primitiva in fin dei conti consiste in "una operazione seguita da un test".

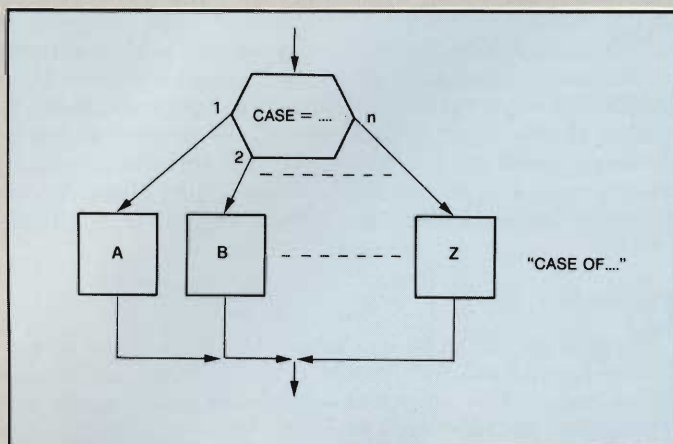


Fig. 6 - Rappresentazione della primaria "CASE OF"

Il nome classico della primitiva è: "DO UNTIL", ovvero: "esegui (la operazione) fino al momento che (il contatore diventa zero)". Per inciso, i blocchetti rettangolari che abbiamo visto, sono "blocchetti di assegnazione", come il primo, in cui si assegna un certo valore ad una variabile (nel caso, il contatore).

Abbiamo visto la prima sotto-struttura fondamentale. Si noti che i componenti che vi si trovano hanno forme particolari che tutti oramai rispettano: l'ovale indica inizio o fine della procedura, il rettangolo o quadrato indica "operazione generica o assegnazione di variabili", i rombi o losanghe varie indicano test, ed in genere un parallelogramma indica una operazione di Ingresso o Uscita (I/O): stampa, lettura da terminale, etc. Pallini con un numero indicano che il diagramma si interrompe qui ma riprende ad esempio in una pagina successiva, dal successivo pallino che porta lo stesso numero. Tutto ciò appare in figura 2.

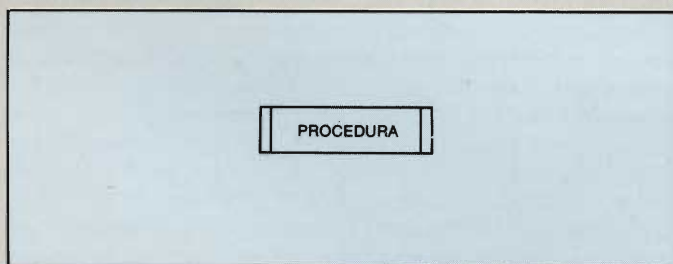


Fig. 7 - Modo per indicare una procedura indipendente (sub-routine).

La figura 3 mostra una seconda primitiva, detta "DO WHILE". Ovvero: "Fintanto che vale la condizione del test, esegui la procedura A". È in effetti molto simile alla "DO UNTIL", solo che il test ha le uscite scambiate. La figura 4 mostra la classica primitiva "IF ... THEN", ovvero: "se vale la condizione testata, esegui la procedura A; se no, presegui senza fare null'altro". Altra primitiva usatissima è quella della figura 6, la cosiddetta "IF ... THEN ... ELSE", ovvero: "Se vale la condizione di test esegui la procedura A, se non vale, esegui la procedura B". Infine la figura 6 mostra una classica primitiva di SCELTA: la "CASE OF". Ovverossia: "Nel caso che (il valore testato) sia 1, si esegue la procedura A, se il valore è 2, si esegue la B, e così via fino all'ultimo valore ammesso".

La figura 7 indica un modo comodo e diffuso per indicare una "Procedura", ove con tale nome si intende una parte di un programma sufficientemente estesa, tale da meritare di

essere considerata a parte. Ciò induce maggiore chiarezza nel programma.

Adesso che conosciamo le più diffuse primitive, possiamo agevolmente discutere dei diagrammi di flusso e dei diagrammi di struttura.

Diagrammi di flusso

Come è dal nome stesso, un diagramma di flusso descrive "lo svolgimento del programma, rappresentato da primitive, così come effettivamente esso avviene mentre la CPU lo esegue".

Ora, sappiamo bene che ogni CPU esegue il suo programma in modo rigidamente sequenziale, salvo il fatto dei salti e della esecuzione delle sub-routines (o procedure indipendenti che dir si voglia). Ammettiamo ora che il nostro programma ci imponga le seguenti cose (notare come, in questa mia descrizione, cerchi di seguire il più possibile il metodo in dieci punti visto prima):

- dobbiamo aprire e chiudere per 50 volte una valvola;
- dobbiamo per 20 secondi guardare se un pulsante viene chiuso;
- se il pulsante è chiuso, dobbiamo accendere un led rosso;
- se no dobbiamo accendere un led verde.

Chiaramente ho scelto apposta un esempio più che banale! Ad ogni modo è evidente che già distinguiamo "pezzi" del programma futuro che possono essere elaborati a parte e successivamente uniti assieme per formare la struttura globale. Ma a questa impostazione (secondo me la più corretta e funzionale) arriveremo in un secondo momento. Per ora, procediamo secondo il metodo più intuitivo. E questo significa "disegnare" il programma secondo un diagramma di flusso che lo riproduce pedissequamente servendosi delle primitive esaminate in precedenza. La figura 8a ci fa vedere tale schema a blocchi. Vediamo subito che vi è una primitiva del tipo "DO UNTIL" ed un del tipo "IF THEN ELSE", oltre ad alcuni blocchi di assegnazione e ad un blocco che indica genericamente una procedura tale per cui passano 20 secondi di tempo durante la sua esecuzione. Non preoccupiamoci, per ora, di tradurre in linguaggio macchina tale diagramma: lo abbiamo visto già, con un altro esempio, la volta scorsa, e per ora interessa evidenziare il metodo di "impostazione" e non la effettiva traduzione (cosa che è inoltre strettamente legata alla particolare CPU usata). Vediamo allora di meditare alcune considerazioni in merito.

La prima è questa: ottima è stata la scelta di una sub-routine per la procedura "perditempo" poichè se nel programma ci occorrerà una seconda volta potremo chiamarla solo semplicemente con un "Jump to Sub-routine".

La seconda considerazione è questa: se noi volessimo provare nella sua completezza solo la prima parte del programma, come possiamo farlo, se esso è impostato in maniera così sequenziale?

I casi sono due: o forziamo uno STOP là ove in figura 8a vi è la freccia e l'asterisco, oppure impostiamo il programma come nella figura 8b e 8c.

Quest'ultima, infatti, mostra quello che universalmente prende il nome di "diagramma di struttura" del programma. Vediamone il significato ed il metodo di "lettura".

Un Diagramma di Struttura (DDS d'ora in poi) è una rappresentazione visiva di quanto avviene nel programma, qualora il programma stesso sia stato impostato in modo che esso venga a comporsi con tanti piccoli "pezzi" autonomi, ciascuno dei quali, a sua volta, sarà formato da altri sottoprogrammi autonomi, e così via. Un programma complesso prende così un aspetto che potrebbe essere, per esem-

pio, quello della figura 9. Una tale impostazione "strutturata" si chiama "struttura ad albero", e va intesa come segue:

- inizia l'esecuzione: "GO MAIN";
- viene eseguita la sub-routine A, la quale chiama la A1, poi la A2 che chiama la A21 e poi la A22 che chiama la A221 e la A222. Con la esecuzione della A222 ha termine la esecuzione della A22 e quindi anche della A2. Si "torna al livello superiore", quindi, e si esegue la A3. Così ha termine la A;
- si esegue la B;
- si esegue la C, che deve chiamare la C1 e la C2 che a sua volta chiama la C21 e la C22 che chiama la C221 e la C222: questa chiama la C2221 e la C2222. Col ritorno della C2222 ha termine la C222, quindi anche la C22 quindi anche la C2 quindi anche la C;
- essendo terminata la C, il programma ha termine.

Sembra, a prima vista, un divertente gioco di scaricabari-

le: una parte del programma chiama l'altra che ne chiama un'altra e così via. Come si traduce, ad esempio in Assembly, tale DDS? Vediamo:

```

MAIN JSR A; (JSR è: Jump to SubRoutine)
      JSR B
      JSRC
      BRK; fine programma
;
;
A     JSR A1
      JSR A2
      JSR A3
      RST; (RTS = RETURN FROM SUBROUTINE)
;
B     ....; (indico così perchè non chiama altre
      sub-routine)
    
```

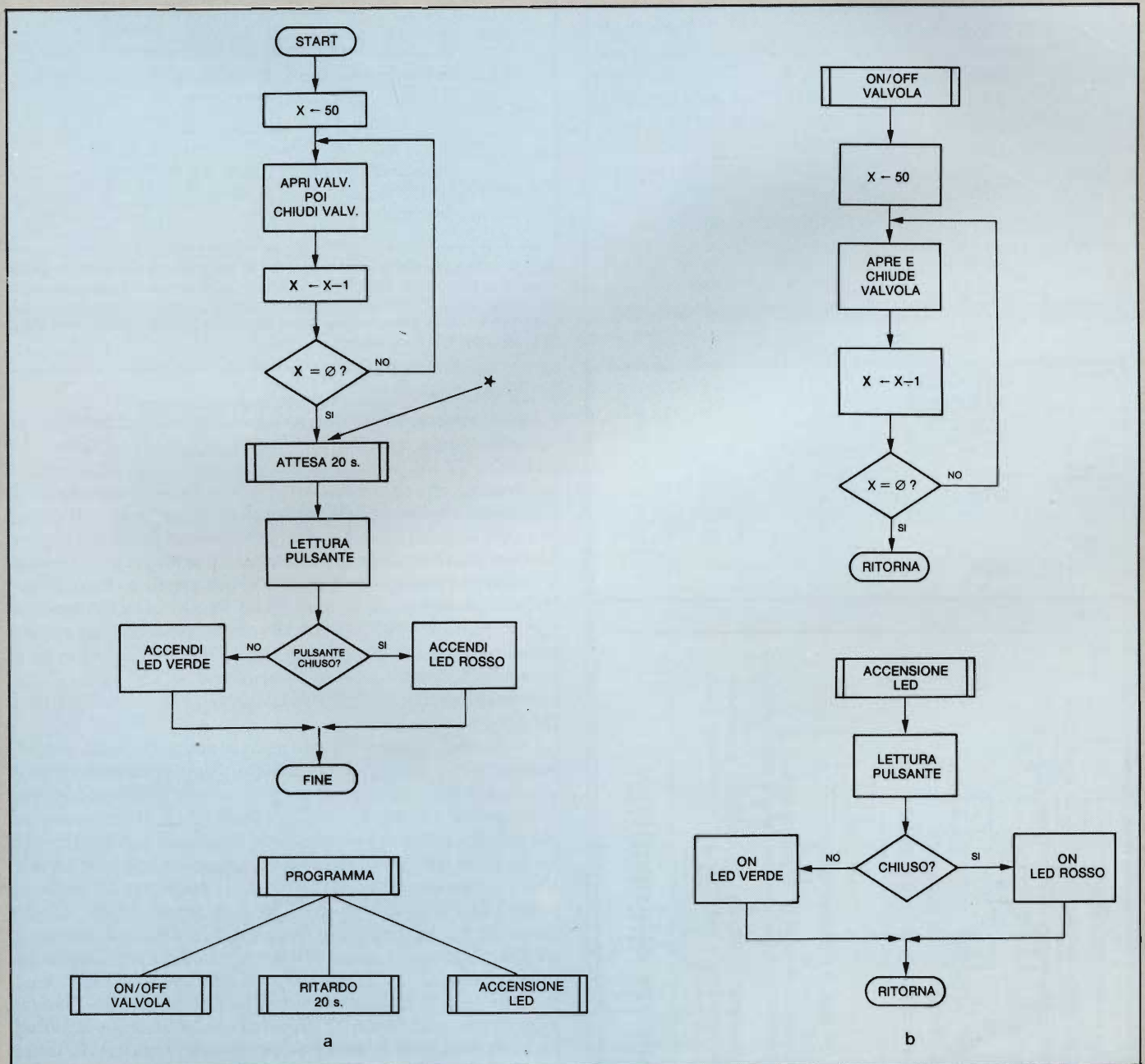


Fig. 8 - a) diagramma di flusso del problema di controllo dell'esempio discusso nel testo. b) lo stesso, descritto non più in termini di diagramma di flusso, ma con un diagramma di struttura, ove sono state evidenziate le procedure (sub-routine) da cui è composto.

```

      ....
      RTS
;
; C      JSR C1
      JSR C2
      RTS
;
; A1     ....
      RTS
;
; A2     JSR A21
      JSR A22
      RTS
;
; A3     ....
      RTS
;
; C1     ....
      RTS
;
; C2     JSR C21
      JSR C22
      RTS
;
; A221   ....
      RST
;
; A222   ....
      RTS
;
; C221   ....
      RTS
;
; C222   JSR C221
      JSR C222
      RTS
;
; C2221  ....
      RTS
;
; C2222  ....
      RTS.
    
```

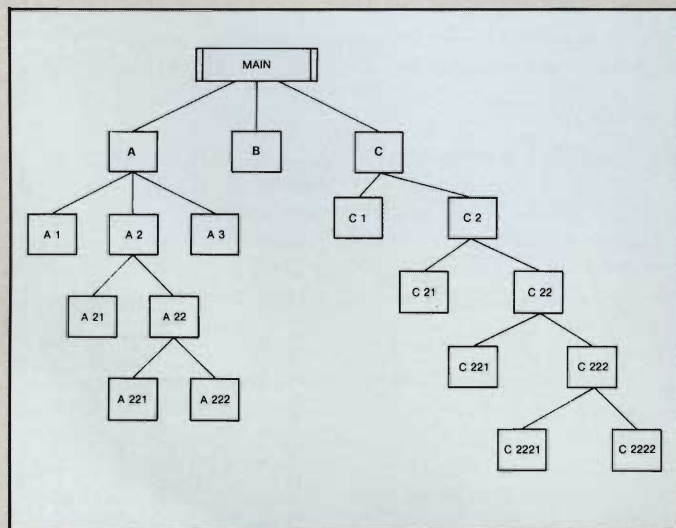


Fig. 9 - Un esempio indicativo di come può svilupparsi un diagramma di struttura. In questo caso tutte le ramificazioni sono state espanso sullo stesso foglio.

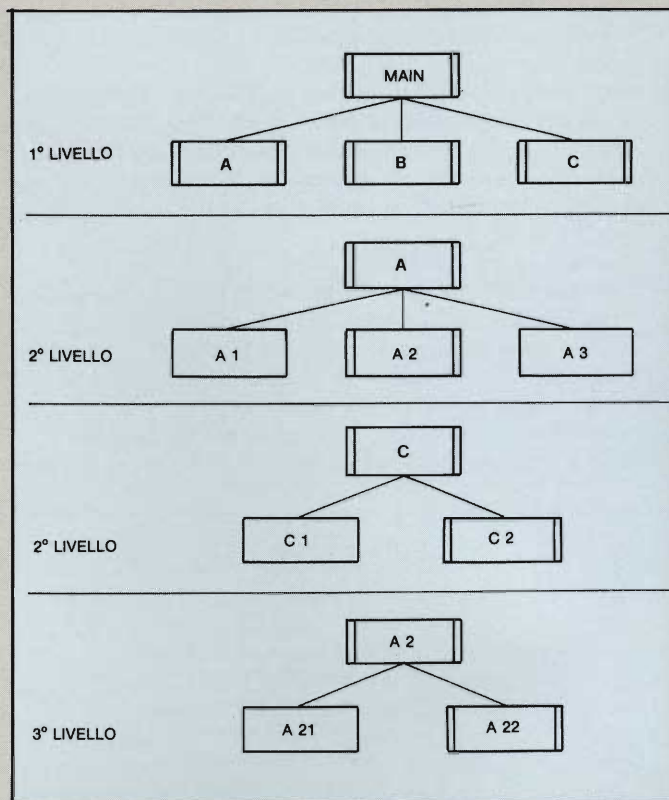
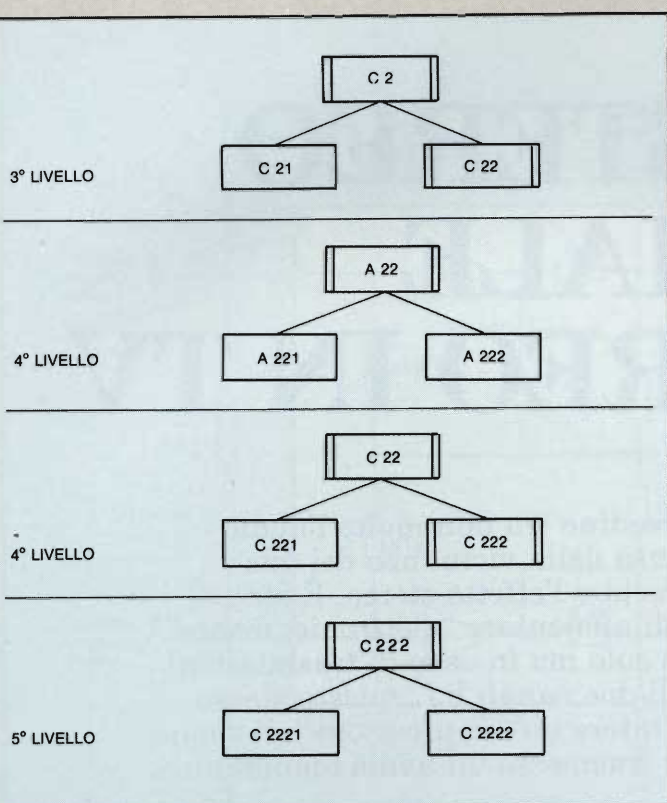


Fig. 10 - Rappresentazione in termini di diagramma di struttura dell'esempio di Fig. 9, ove però tutti i nodi sono stati separati e quindi descritti da procedure indipendenti. In tale modo (la cosa vale soprattutto per programmi molto grandi) è più facile mantenere le idee chiare ed ordinata la stesura del diagramma.

I sottoprogrammi (o sub-routine) che NON chiamano altre sub-routine sono detti "foglie terminali dell'albero di struttura", e tali sono, ad esempio: B, A1, A21, A221 etc.. Le sub-routine che chiamano altre sub-routine, ovvero da cui si dipartono altri rami dell'albero, sono dette "nodi". È chiaro che sarà ben difficile, in grossi programmi, riuscire a rappresentare un albero intero sulla stessa pagina: ecco allora che si preferisce rappresentare il DDS per gradi, o - meglio - per "livelli", fermandosi ai nodi di un livello i quali diventano nodi di partenza per i DDS dei livelli successivi. Ciò è evidente dalla figura 10. È evidente che il DDS dell'esempio ha al massimo 5 livelli: ovvero l'istruzione "RTS" della C2222 provoca il ritorno (RTS) per cinque volte consecutive fino al "MAIN".

I vantaggi di una impostazione strutturata sono evidenti: per il maggior lavoro che il programmatore deve affrontare nello scrivere il programma in DDS egli è abbondantemente compensato dalla possibilità di provare ogni più piccola parte del programma (cioè ogni sub-routine) come se fosse un compartimento "stagno". Ciò senza che vi siano interferenze con il resto del programma. Ad esempio, se la A22 è una sub-routine che è chiamata (dalla A2) per mostrare su un display il dato della locazione di memoria XYZW, io posso provare ("testare") la A22 semplicemente prima mettendo il dato che voglio vedere in XYZW, e poi facendo eseguire, grazie al software di supporto del Sistema di Sviluppo, un "JSR A22". Il software del Sistema di Sviluppo avrà cura di fare eseguire per intero la sola A22, terminando la sua supervisione quando la A22 ritorna. In tal caso, io posso di nuovo scrivere in XYZW, e ripetere l'operazione, fino a che la A22 non funzioni a dovere. Chiaramente,



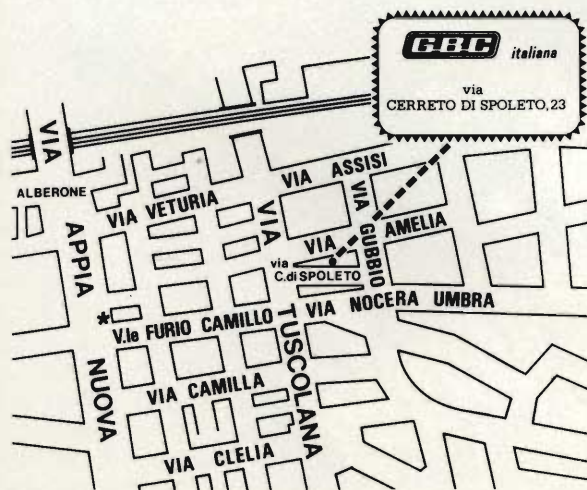
nel caso di un programma pure identico nelle funzioni, ma scritto a partire da un programma di flusso, è impossibile, come si è visto, eseguire solo alcune funzioni separate.

Morale: scritto il DDS il programmatore potrà concentrare il suo sforzo nella vera e propria messa a punto di ogni singola sub-routine: quando tutte le sub-routine di tutti i livelli funzionano a puntino, in pratica il programma è già pronto, in quanto basta scrivere l'albero in termini di "JSR" e "RTS". Non solo, ma il fatto di operare in ambiente fortemente strutturato permette di sviluppare grossi programmi da parte di più persone, ove ogni singolo programmatore del gruppo si dedica ad un particolare nucleo del programma, autonomamente rispetto al lavoro dei colleghi. Alla fine, i singoli lavori concorrono a formare il programma finito.

Ormai la "tecnologia del software" tende sempre più ad adottare in maniera estensiva l'impostazione strutturata, ed i nuovi linguaggi ad alto livello, potenti e veloci, riflettono sempre più questo modo di operare, PASCAL prima, ADA e Smalltalk poi, PL e, soprattutto, il "C", diventeranno fra poco strumenti essenziali di lavoro, anche tenendo conto che nel giro di pochi anni la CPU a 16 o 32 bit sarà comunemente diffusa quanto oggi lo è quella ad 8 bit.

Come è ormai d'uso nella serie "LE BASI", certamente torneremo ancora e più ampiamente sull'argomento, in prossimi articoli.

la **G.B.C.** italiana c'è
anche a ROMA



* a 200 mt. dal métro, stazione Furio Camillo

Rivista SEL 7/8-83

Richiesta di Pubblicità

Siamo interessati a fare pubblicità sulla vostra rivista.
Sperimentare - Selezione - Cinescopio - Millecanali.

Vi preghiamo inviarcì il listino prezzi della pubblicità
 Attendiamo la visita di un vostro incaricato

In particolare ci interessa sapere:

Nome e cognome del richiedente

Azienda o Ente di appartenenza

Indirizzo: Via/Piazza

Città C.A.P.

Telefono

Settore di attività dell'Azienda o dell'Ente

Funzioni del richiedente nell'Azienda o nell'Ente

Firma e timbro dell'Azienda Data

AUDIO STEREO SPAZIALE E SEMISTEREO IN TV

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

Ammessò che le emittenti TV irradiano tra non molto l'audio stereofonico, il televisore, a causa della vicinanza dei due altoparlanti non permette di percepire l'effetto stereo. È stato introdotto di recente un c.i. capace di aumentare "elettronicamente" la distanza tra gli altoparlanti; non solo ma in caso di trasmissioni mono, e se il televisore è munito di due canali b.f., questo stesso integrato è in grado di dare all'ascoltatore un'"impressione" di suono stereofonico anche se in realtà viene trasmesso un audio monofonico.

L'introduzione del suono stereofonico in televisione deve essere vista come un tentativo di portare la qualità dell'audio TV sullo stesso livello della qualità del video. In questi ultimi tempi infatti, la qualità delle immagini TV è stata considerevolmente migliorata sia in sede di ripresa (nuovi Plumbicon ad elevata risoluzione e migliorata risposta ai colori) che in sede di ricezione (sistemi autoconvergenti, per esempio 30 AX).

Il risultato è che oggi il possessore di un televisore a colori è in grado di vedere sullo schermo immagini con definizione e colori che si avvicinano grandemente a quelli reali.

La stessa cosa non si può dire del suono del televisore la cui qualità è rimasta quella di trent'anni fa. Questa qualità scadente risalta oggi più marcatamente che in passato a causa delle prestazioni veramente eccezionali di cui sono capaci gli attuali impianti di riproduzione Hi-Fi, i quali, ultimamente, con l'introduzione del disco audio digitale (Compact disc) sembrano siano riusciti a dare all'ascoltatore la sensazione di essere veramente presente ad un concerto o ad un'opera mentre, in realtà, egli si trova davanti a delle casse più o meno grandi dove gli "strumenti musicali" sono costituiti da coni o lamine in vibrazione.

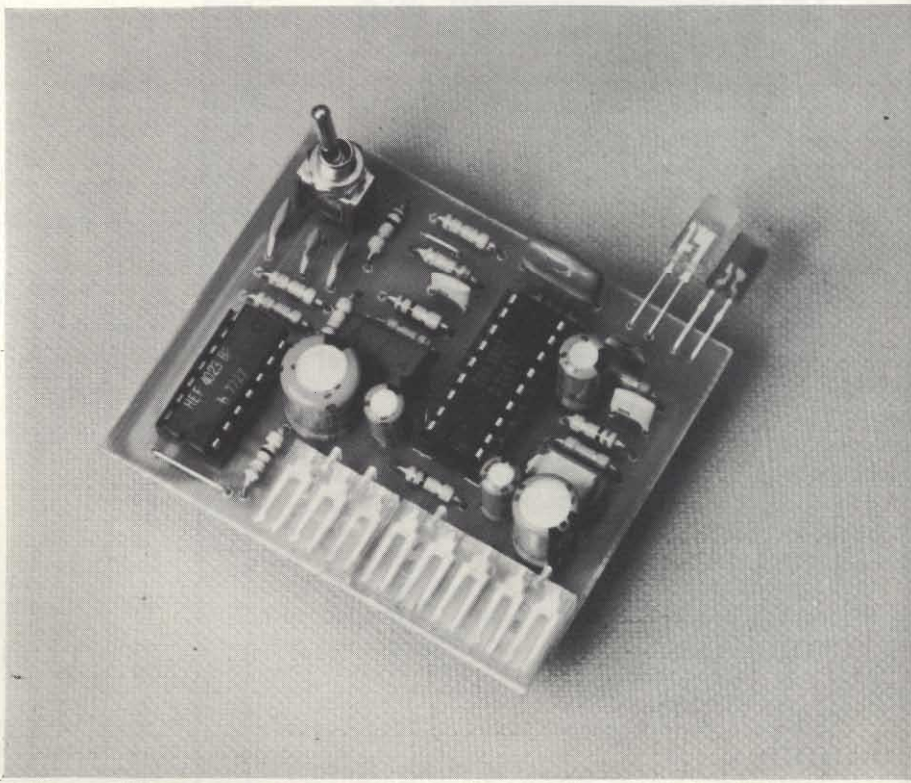
Il problema di ascoltare dal televisore un audio migliore esiste quindi, e averlo voluto risolvere con l'introduzio-

ne dell'audio stereofonico ci sembra pienamente giustificato.

Qui però ci si trova subito davanti ad un ostacolo di base molto serio. Trasmettere due canali audio separati non è un problema.

Esistono infatti radiotrasmissioni

stereo. Il problema sorge quando si pretende, stando alla distanza alla quale si osserva lo schermo TV, di percepire l'effetto stereo mediante due altoparlanti che, per forza di cose, si trovano ai lati dello schermo del televisore e pertanto ad una distanza di circa 70 cm. Il



Prototipo di laboratorio per la realizzazione degli effetti di stereo spaziale e semistereo ottenuti con il circuito integrato TDA 3810. A richiesta possiamo fornire la serigrafia del circuito stampato.

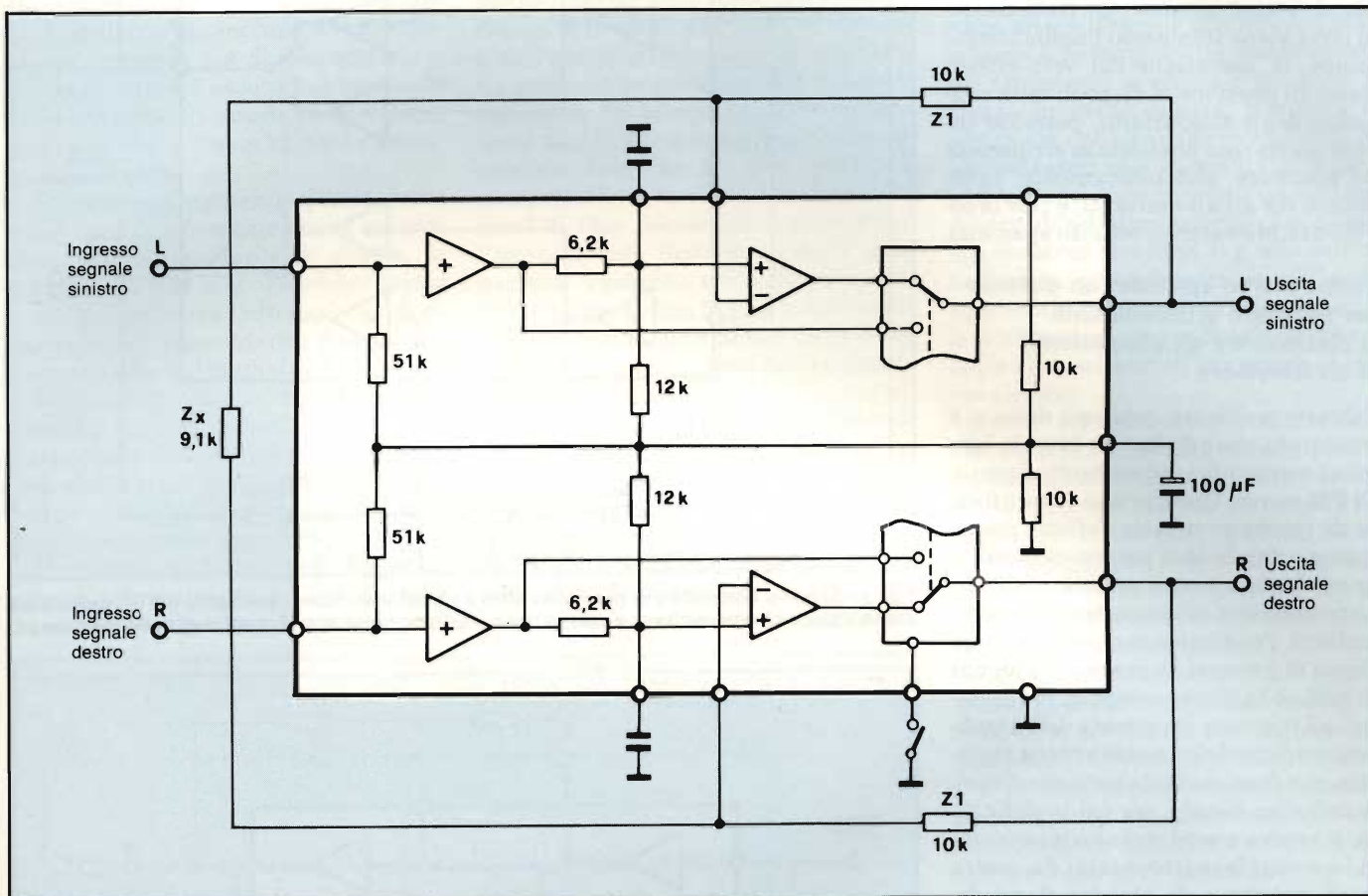


Fig. 1 - Schema semplificato per produrre l'effetto spaziale in un televisore previsto per ricevere l'audio stereofonico. Tramite un resistore fisso viene applicato a ciascun canale una frazione del segnale dell'altro canale. La frazione del segnale applicato all'ingresso invertente del relativo amplificatore operazionale non deve superare il 50%. Un commutatore permette di passare dalla semplice audizione stereo all'audizione di stereospaziale.

problema quindi non sta nella trasmissione dell'audio TV stereofonico quanto nel riuscire a riprodurre questo effetto mediante due altoparlanti posti così vicino l'uno all'altro. Questo problema in verità si era già presentato nei radiorecettori FM trasportabili nei quali gli altoparlanti dei due canali stereo si trovano ancora più ravvicinati. Qui si è cercato con vari sistemi di aumentare artificialmente o meglio elettronicamente, la distanza tra gli altoparlanti, la base come si suol dire. Questa ci sembra la strada da seguire per percepire l'effetto stereo anche dal televisore.

Sappiamo però che la trasmissione dell'audio stereofonico è appena agli inizi. Praticamente, solo in Germania esiste qualche stazione che trasmette l'audio stereo. Nelle altre nazioni e in Italia l'audio TV è monofonico. E allora il problema di migliorare questo audio potrebbe essere impostato così:

- 1) munire la sezione audio del televisore di due canali separati, e pertanto renderla idonea a ricevere l'audio stereofonico quando questo verrà trasmesso.
- 2) in questo frattempo, studiare qual-

che artificio elettronico per fare in modo che questi due canali, pur essendo alimentati da un segnale monofonico, diano all'ascoltatore la sensazione di sentire una "specie di stereo", (semistereo).

L'artificio elettronico potrebbe consistere nell'irradiare il suono di un canale in opposizione di fase rispetto a quello irradiato dall'altro canale, e questa differenza di transito dell'audio nei due canali dovrebbe produrre un'effetto

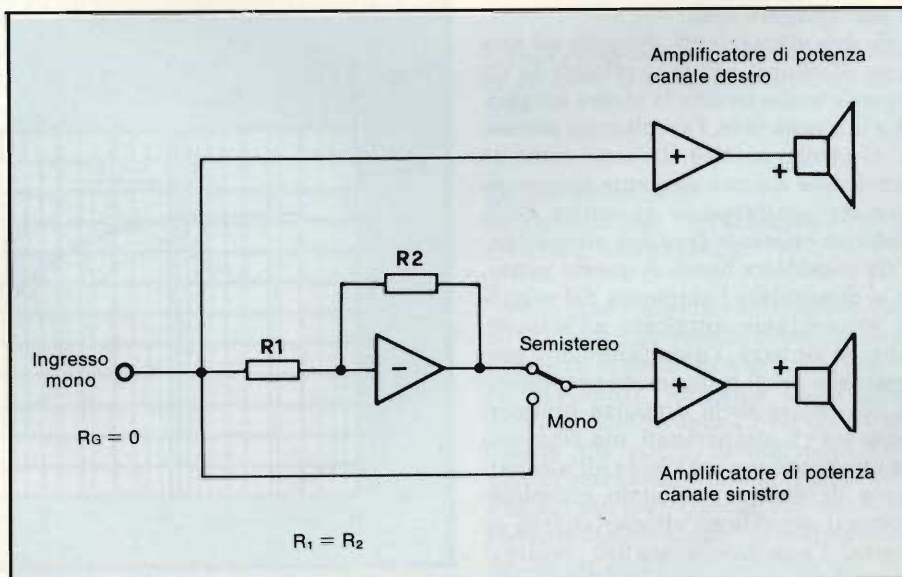


Fig. 2 - Schema semplificato per produrre in un televisore avente due canali BF, l'effetto semistereo partendo da un segnale mono applicato all'ingresso dei due canali.

pseudo stereo (semistereo). Nelle nazioni dove viene trasmesso l'audio stereofonico, la percezione del vero effetto stereo in ricezione, a dispetto della vicinanza degli altoparlanti, potrebbe invece essere resa possibile se si riuscisse ad allargare "elettronicamente" la distanza tra gli altoparlanti, e cioè la cosiddetta base-stereo, (effetto spaziale).

Effetto stereo spaziale: un sistema per allargare artificialmente la distanza tra gli altoparlanti in un televisore

Questo problema, come già detto, si è presentato quando hanno fatto la loro prima comparsa i radiorecettori portatili FM stereo. Questi o non consentivano di percepire affatto l'effetto stereo oppure quando lo si percepiva, risultava scadente a causa appunto della ridotta distanza esistente tra i due altoparlanti. Per eliminare questo inconveniente si è ricorsi in passato ad alcuni circuiti abbastanza semplici. Per esempio, all'ingresso invertente dell'amplificatore di un dato canale veniva applicata una frazione della tensione d'uscita dell'altro canale, per cui in definitiva, si veniva a produrre una interferenza in controfase (cross-talk) da destra verso sinistra e da sinistra verso destra.

In pratica il sistema più semplice sarebbe collegare entrambi gli ingressi degli amplificatori dei due canali tramite un resistore fisso o meglio un potenziometro, e regolare sul livello corretto questa interferenza controfase che si genera fra i due canali.

Questo allargamento "virtuale" della distanza esistente tra i due altoparlanti ottenuto con il sistema descritto, si può spiegare così:

Se due altoparlanti, disposti ad una certa distanza, vengono pilotati da un segnale audio avente la stessa ampiezza e la stessa fase, l'ascoltatore piazzato al centro sentirà il suono come se provenisse da una sorgente sonora sistemata esattamente al centro della distanza esistente fra i due altoparlanti (la cosiddetta base). A questo punto, se si diminuisce l'ampiezza del segnale, supponiamo applicato all'altoparlante di sinistra, l'ascoltatore non percepirebbe più il suono come proveniente dal centro della distanza intercorrente tra gli altoparlanti, ma piuttosto da una posizione più vicina all'altoparlante di destra: togliendo completamente il segnale all'altoparlante di sinistra, l'ascoltatore sentirà venire i suoni da una sorgente coincidente esattamente con la posizione dell'altoparlante di destra, e questo è ovvio. A que-

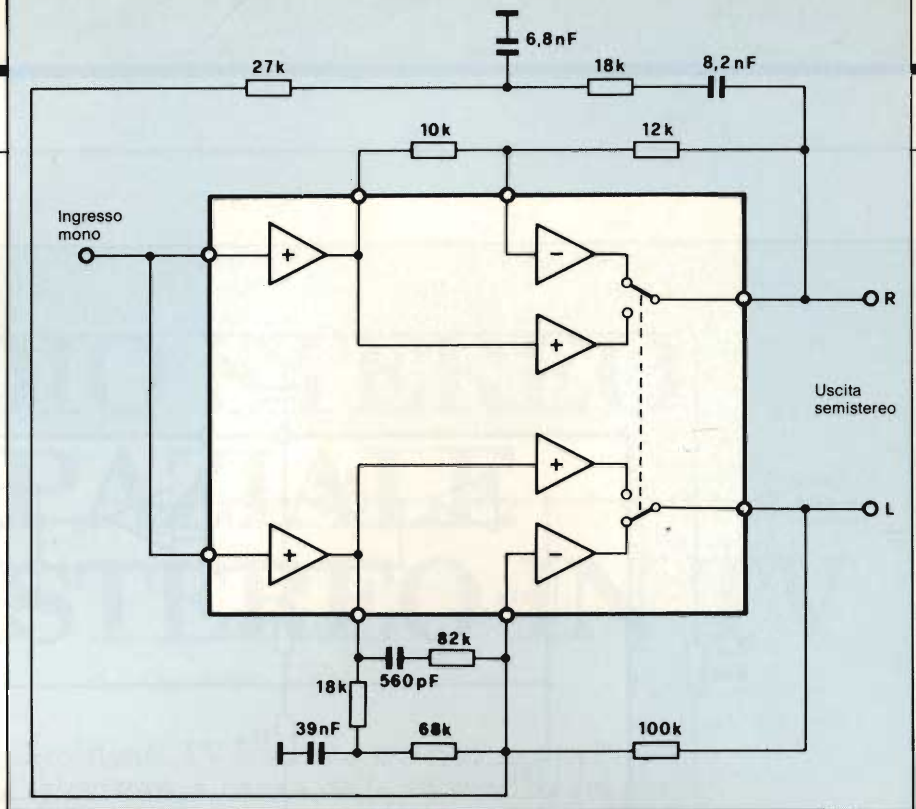


Fig. 3 - Schema completo per produrre l'effetto semistereo. Sono riportate le reti RC esterne e il commutatore che permette di passare dall'audizione mono semplice all'audizione semistereo.

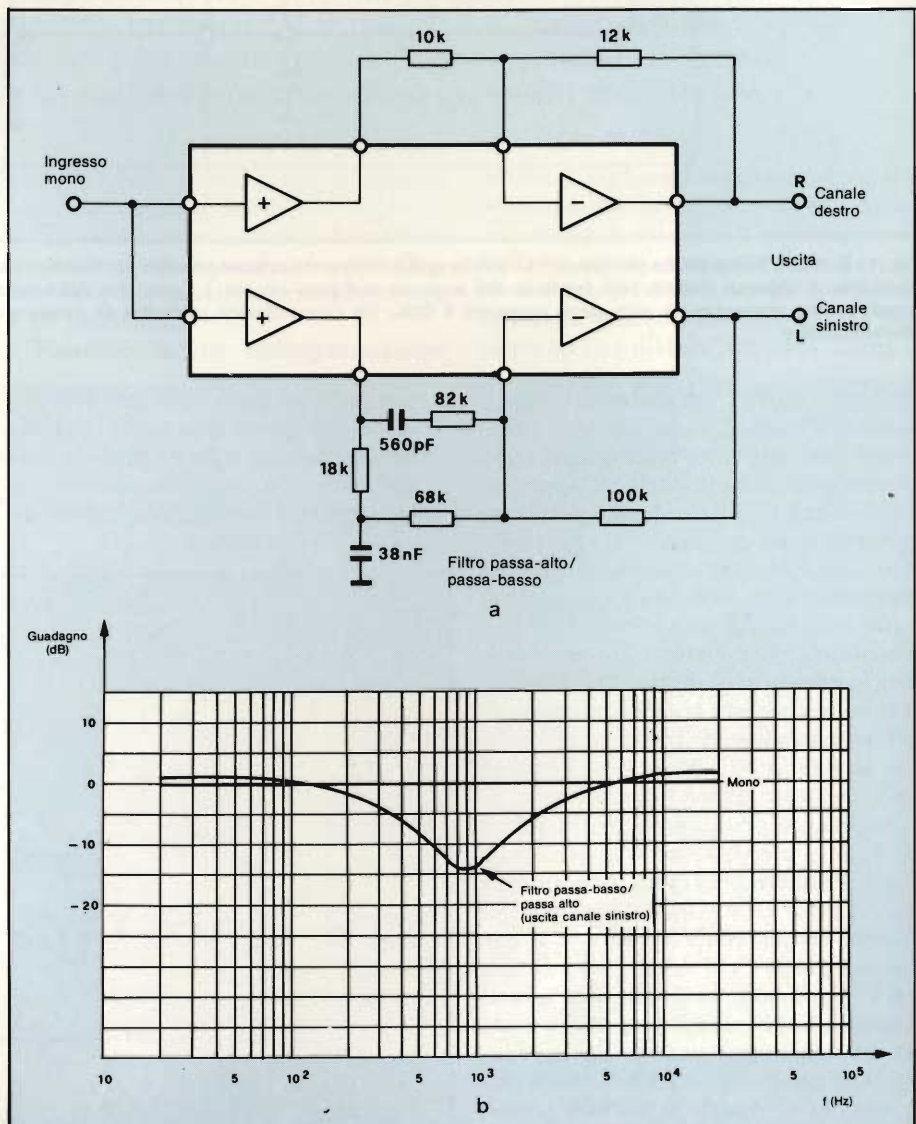


Fig. 4 - a) Filtro passa-basso/passa-alto che attenua le frequenze centrali della banda audio. Effettua l'attenuazione dei segnali che transitano nel canale sinistro. b) Curva di risposta del filtro passa-alto/passa-basso, ricavata all'uscita del canale sinistro.

sto punto, riapplicando all'altoparlante di sinistra un segnale avente ampiezza crescente ma di fase opposta a quella di prima, l'ascoltatore localizzerà la sorgente di questi suoni in una posizione che si troverà *oltre* l'altoparlante di destra.

Ovviamente, ripetendo queste stesse condizioni di pilotaggio anche nei confronti dell'altoparlante di destra, la sorgente sonora si sposterebbe, questa volta, prima verso l'altoparlante di sinistra, e poi, aumentando il segnale e invertendolo, l'oltrepasserebbe.

Ecco quindi come, pilotando gli altoparlanti dei due canali, ciascuno con un segnale di fase opposta prelevato dall'altro canale sia possibile *allargare virtualmente* la loro distanza, e cioè, la loro base come si suol dire.

Il circuito richiesto per realizzare questo allargamento artificiale della base degli altoparlanti è stato inizial-

mente inserito nello stadio finale, dato che qui si trovano gli ingressi invertenti dell'amplificatore. Questa soluzione ha però uno svantaggio ed è questo: il regolatore del bilanciamento deve trovarsi esattamente nella sua posizione centrale dato che, in caso contrario, non potrebbero verificarsi quelle condizioni di fase necessarie per produrre l'allargamento della base degli altoparlanti. Pertanto, una soluzione logica dovrà prevedere la sistemazione del circuito dell'allargamento della base degli altoparlanti, *prima* del regolatore di bilanciamento.

In figura 1 è riportato un circuito di principio che consente di allargare la base degli altoparlanti (effetto spaziale) impiegando il sistema descritto. Questo circuito è strutturato in maniera da poter essere sistemato prima del regolatore di bilanciamento. Stadi separatori provvedono a disaccoppiare

gli operazionali dai circuiti che si trovano prima. Tramite una rete resistiva esterna si fa in modo che, commutando da semistereo a spaziale si abbia la stessa intensità sonora, i segnali di uscita dei canali vengono applicati ad amplificatori operazionali, i cui ingressi invertenti sono collegati tra loro mediante un resistore esterno (Z_x). È questo resistore che fissa il grado dell'interferenza controfase (cross-talk) indispensabile per ottenere l'effetto spaziale (o allargamento artificiale della base degli altoparlanti) di cui prima abbiamo parlato.

Prove pratiche hanno dimostrato che, per le normali distanze alle quali si trovano gli altoparlanti presenti nei televisori, occorre inserire un valore d'interferenza (cross-talk) pari al 50 ... 60%; impiegando valori di cross-talk superiori, l'"immagine sonora" si perde; mentre, al di sotto del 50% scompare del tutto l'effetto spaziale.

Una caratteristica acustica di questo effetto spaziale è che, aumentando il cross-talk, si registra una forte esaltazione degli alti nel campo compreso tra 8 e 10 kHz, esaltazione apprezzabile però soltanto acusticamente, per cui l'introduzione dell'effetto spaziale, dovrà prevedere un'attenuazione dei toni alti; attenuazione che potrà essere realizzata sia nei rispettivi canali del segnale sia nell'anello di controreazione.

All'uscita del circuito (figura 1) si trova un commutatore con il quale è possibile passare dal semplice stereo allo stereo spaziale.

Il cross-talk in controfase può essere calcolato impiegando la seguente formula:

$$\alpha = \frac{-1/Z_x}{1/Z_1 + 1/Z_x}$$

Se il cross-talk controfase ha il valore del 50%, α assumerà il valore di -0,5%.

Effetto semistereo: un sistema per "vivacizzare" un audio monofonico

Abbiamo visto che attualmente, l'audio TV stereofonico è ai primi passi. Le emittenti in grado di trasmetterlo sono poche e solo in Germania. La stragrande maggioranza delle emittenti TV trasmette un audio monofonico. Ecco quindi perchè dal punto di vista pratico è molto più interessante l'effetto *semistereo* o *pseudo stereo*, ottenuto partendo da un audio monofonico, che non l'effetto spaziale il quale implica la ricezione di un audio stereofonico, e cioè

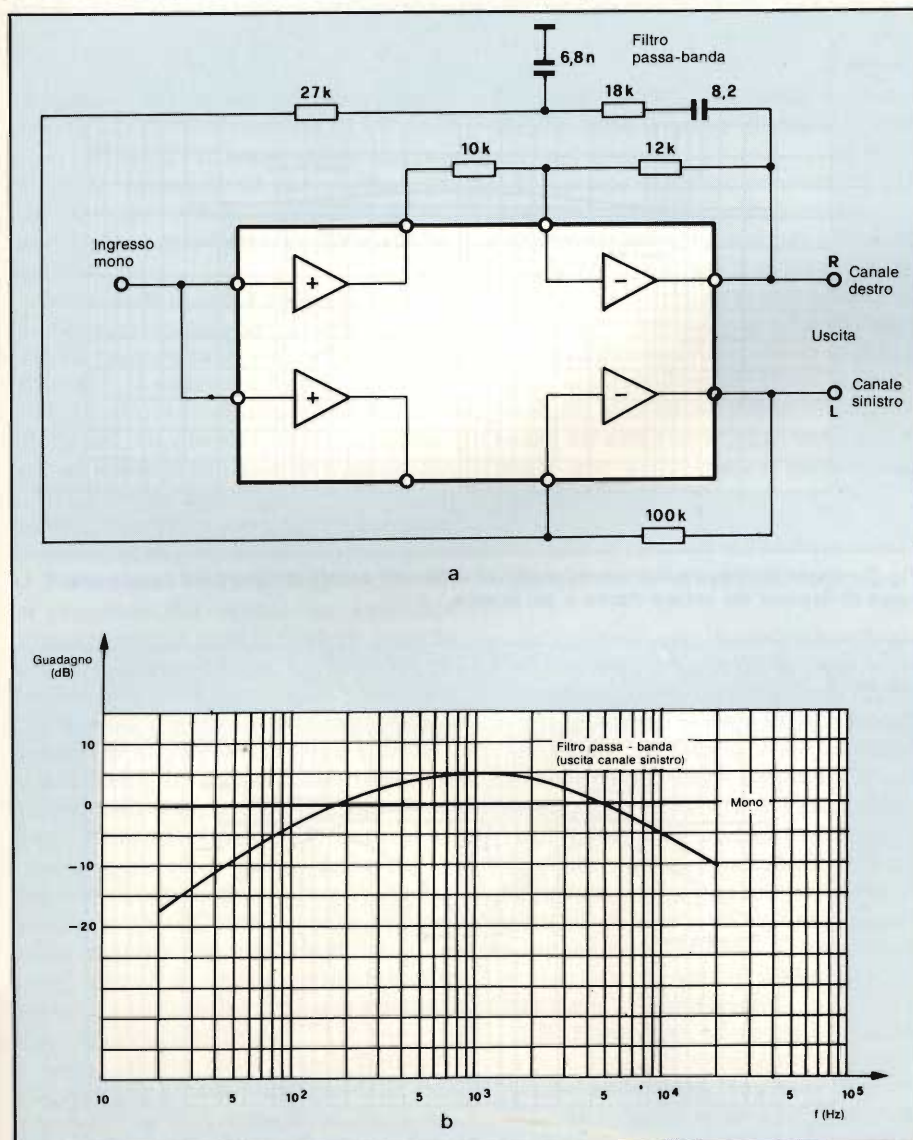


Fig. 5 - a) Filtro passa-banda che esalta le frequenze centrali della banda audio nel canale destro. b) Curva di risposta del filtro passa-banda, misurata all'uscita del canale sinistro.

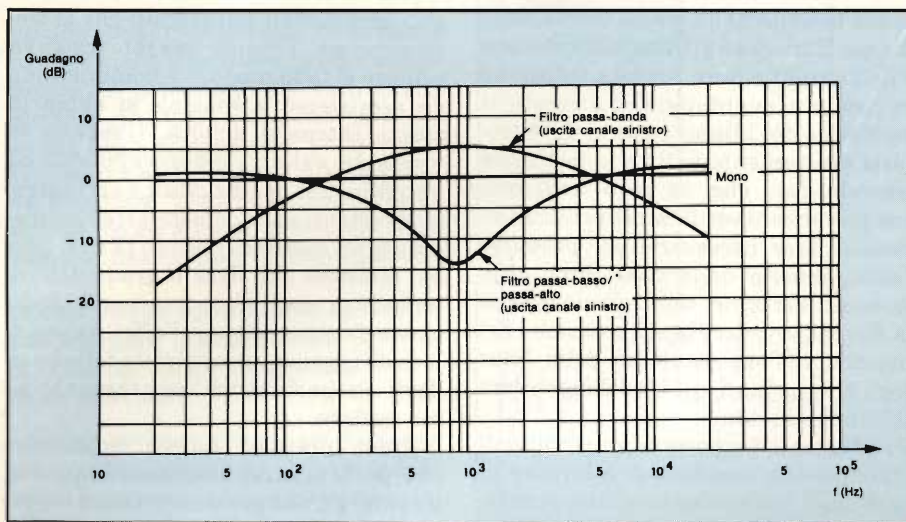


Fig. 6 - Curve caratteristiche del filtro passa-alto/passa-basso e del filtro passa-banda. Il primo attenua le frequenze centrali del canale sinistro, il secondo esalta le medesime provenienti dall'altro canale. Un operazionale provvederà ad invertire la fase di queste ultime allo scopo di ottenere l'effetto semistereo.

due canali audio rigidamente separati. Ovviamente, per ottenere l'effetto semistereo occorre che il televisore possieda due canali audio B.F..

Il principio di funzionamento del sistema semistereo è illustrato dalla figura 2. In un canale viene inserito un amplificatore invertente con fattore di amplificazione unitario, e cioè 0 dB. In questo canale, quindi, sarà possibile, tramite interruttore, far transitare lo stesso segnale che transita nell'altro canale, oppure lo stesso segnale ma con fase invertita. Tra i due canali si creerà quindi una differenza di tempo di transito che vivacizzerà l'audio permettendo di chiamarlo pseudo-stereo o semistereo (da non confondere però con lo stereo spaziale a cui si accennava prima, che presuppone di lavorare con un vero segnale audio stereo). Ovviamente, l'effetto semistereo potrebbe essere ottenuto invertendo la polarità del collegamento dell'altoparlante di un canale.

In pratica, il sistema di vivacizzare l'audio monofonico ricorrendo alla sola inversione della fase dei segnali che transitano nei canali non è impiegato per i seguenti motivi:

- a) siccome nei televisori e nelle radio portatili, gli altoparlanti distano poco tra loro, questo sfasamento di un canale rispetto all'altro produce una parziale o addirittura, una totale eliminazione delle frequenze basse; e ciò a causa dell'irradiazione circolare caratteristica di queste frequenze;
- b) d'altra parte, l'inserimento di tutte le frequenze in questo effetto, e cioè dei toni alti e dei toni medi, produrrebbe dei suoni insopportabilmente non naturali.

Circuiti per la realizzazione pratica dell'audio semistereo

In figura 3 è riportato il circuito completo capace di dare l'effetto semistereo. È prevista la commutazione da semplice mono a semistereo.

Per riuscire ad avere quell'effetto semistereo a cui abbiamo accennato prima, e non andare tuttavia incontro agli inconvenienti segnalati ai punti a e b, occorre che l'inversione di fase che devono subire i segnali che attraversano un canale non sia applicata a tutte le frequenze di questi segnali ma solo ad una data banda di questi. Si è potuto appurare per via sperimentale che la sensazione semistereo si comincia a percepire solo oltre i 300 Hz, e che per i toni elevati, tale percezione dipende dalle capacità soggettive dell'ascoltatore. Da ciò si deduce che la percezione

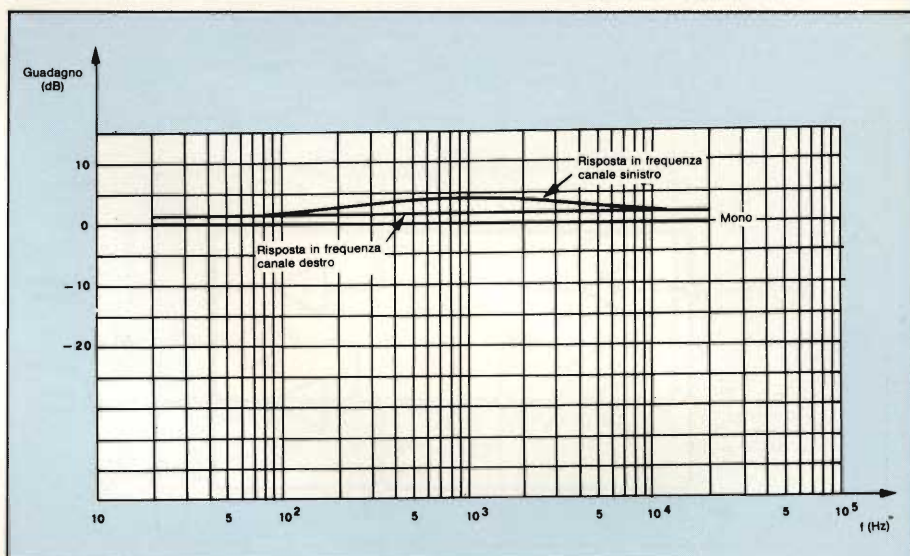


Fig. 7 - Curva di risposta dei segnali audio all'uscita del canale sinistro e del canale destro. La curva di risposta del canale destro è più lineare.

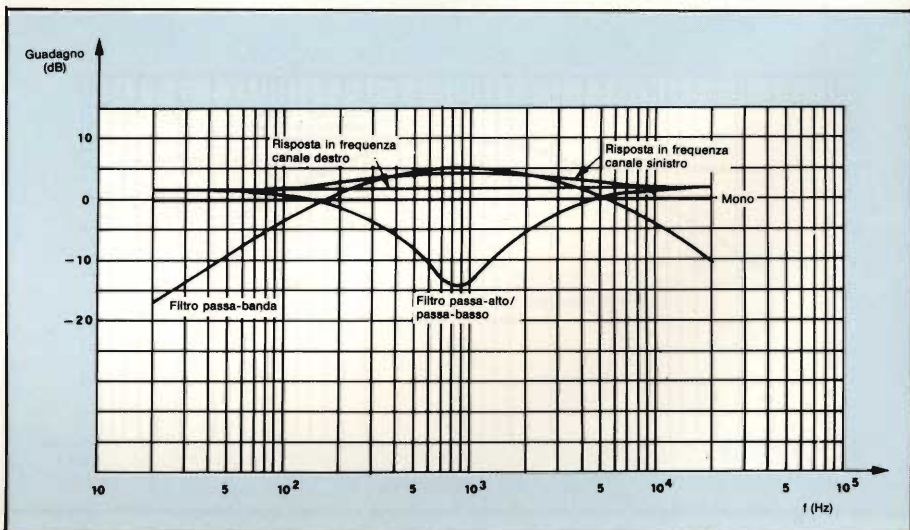


Fig. 8 - Curve che riassumono il meccanismo di funzionamento del sistema semistereo.

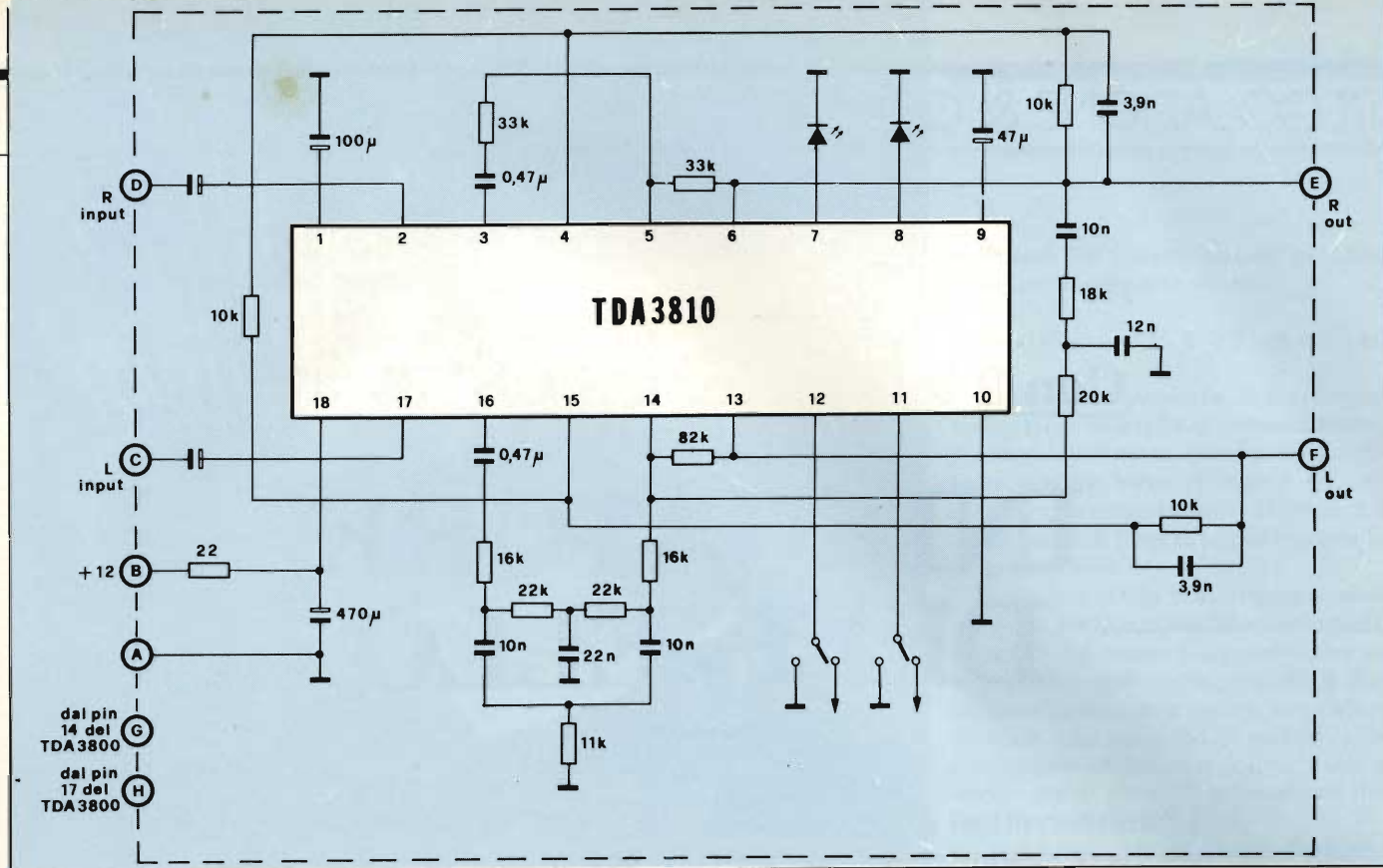


Fig. 9 - Schema pratico per la realizzazione degli effetti stereo spaziali/semi stereo con il TDA 3810.

di questo effetto semistereo coincide con la sensibilità centrale di un orecchio con sensibilità normale, e che pertanto la rotazione di fase necessaria per ottenere l'effetto semistereo, dovrà aver luogo entro l'ambito di queste frequenze.

In un canale verrà pertanto inserito un filtro passa-alto passa-basso (figura 4a); la frequenza di risposta di questo filtro si può vedere in figura 4b. Il "buco" che si nota nella curva di risposta di figura 4b dovrà essere "riempito" con un segnale contenente le stesse frequenze audio attenuate dal filtro ma aventi un minimo di amplificazione e, ciò che più conta, in fase opposta.

Per ottenere ciò (vedi le figure 5a e 5b) si preleverà dal canale che amplifica linearmente (e cioè il destro), tramite un filtro passa-banda, un segnale invertito che verrà applicato all'ingresso invertente (ingresso dell'amplificatore) del canale opposto (e cioè il sinistro).

All'uscita del canale sinistro (canale L) avremo, come indica la figura 6, segnali pressochè lineari, e cioè un andamento pressochè piatto della curva. Siccome il canale destro (canale R) non possiede reti RC che possano influire sulla risposta del segnale, esso potrà dare segnali di uscita completamente lineari, o per meglio dire, una curva di risposta del tutto piatta.

Come risulta dalla stessa figura 6, per avere la stessa piatezza della curva che si ha in riproduzione mono, occorrerà ancora una piccola "amplificazione" che potrà essere ottenuta mediante opportuno dimensionamento

della rete esterna. Nella figura 8 sono riunite tutte le curve di risposta misurate del circuito.

Il circuito descritto consente di ottenere un'impressione di spazialità (effetto semistereo) chiaramente avvertibile, ed inoltre una piacevole coloritura sonora che lo distingue nettamente dal puro suono monofonico. Desiderando una maggiore esaltazione di questo effetto, occorrerebbe stringere il "buco" prodotto dal filtro passa-alto/passa-basso ed attenuare leggermente il segnale che attraversa il filtro passa-banda.

Realizzazione in forma integrata

Se i circuiti per la realizzazione dell'effetto spaziale e di quello semistereo dovessero essere realizzati con componenti discreti, sarebbero abbastanza complicati. In figura 9 si può invece vedere mediante uno schema a blocchi la soluzione integrata dei medesimi.

Per un miglior adattamento dei circuiti sono stati previsti stadi separatori (buffer). Segue una rete resistiva che consente di avere un volume costante in entrambe le funzioni. Il commutatore possiede le posizioni stereo/mono; "spaziale", "semistereo".

Gli interruttori vengono comandati da una logica con sorgente di corrente commutabile, con ingressi adattati TTL. Il circuito contiene anche due uscite per pilotaggio di display (LED); i resistori integrati sono pressochè esenti da rumore e insieme agli operaziona-

li consentono di avere bassi valori di distorsione.

Conclusione

L'effetto dello stereo spaziale si ottiene mediante amplificatori operazionali e un sistema di interruttori. Occorre soltanto tenere presente che il livello cross-talk in controfase, deve avere un valore compreso tra il 50 e 60%. L'attenuazione richiesta per le alte frequenze dipende dal valore del cross-talk; questa ammonta a circa -3 dB alla frequenza di 15 kHz. Questa attenuazione delle frequenze elevate potrà essere realizzata sia lungo il tragitto del segnale sia nell'anello di controreazione.

Anche la funzione semistereo non è difficile da realizzare: per ottenere questo effetto basta porre la massima attenzione al dimensionamento dei filtri. Lo schema riportato (figura 9) è in grado di soddisfare queste esigenze. Naturalmente, è possibile anche introdurre delle varianti; occorrerà soltanto stare molto attenti a non allargare eccessivamente il campo delle frequenze dei segnali reinseriti in controfase. Il corretto dimensionamento di questo filtro potrà essere ottenuto dopo vari tentativi di ascolto.

La linearità della risposta in frequenza dei due segnali d'uscita consentirà di sfruttare appieno la risposta degli stadi finali d'uscita, e questo è un notevole vantaggio rispetto a circuiti analoghi. È della massima importanza che le curve di risposta in fase e in ampiezza delle due cassette impiegate siano uguali. ■

Con 9 fotointerruttori CNY36/37

INDICATORE DI LIVELLO

a cura della Redazione

I fotointerruttori a forchetta come i tipi CNY36/37 consentono di risolvere elegantemente numerosi problemi in campo industriale. L'applicazione descritta riguarda l'impiego di 9 dispositivi CNY36 (o CNY37) disposti in maniera da indicare mediante una cifra a LED il livello di un liquido in un serbatoio.

Questi fotointerruttori sono formati da un diodo trasmettitore all'infrarosso e da un fototransistore che funziona da ricevitore. Quando nella fessura (figura 1) viene inserito un corpo opaco, il raggio infrarosso si interrompe, e di conseguenza anche la corrente circolante nel fototransistore. Disponendo in fila uno sopra l'altro più di uno di questi fotointerruttori è possibile realizzare misuratori di spostamenti lineari o angolari di estrema precisione.

Per poter ottenere ciò occorre realizzare un convertitore analogico-digitale capace di dividere la lunghezza complessiva assunta dalla fila dei fotointerruttori, in tante frazioni quanti sono gli elementi impiegati. La minima risoluzione di cui sarà capace questo sistema di rilevamento dello spostamento corrisponderà ovviamente all'altezza di ciascun interruttore e cioè, 6,4 mm. (figura 2a).

Per applicazioni richiedenti una maggiore risoluzione, (spostamenti dell'ordine di alcuni mm), occorrerà disporre i moduli di fianco, uno accanto all'altro, come indicato in figura 2b, nella quale si vede anche come deve essere inclinato il lato del diaframma che si "immerge" frontalmente nella fila dei moduli. In questo caso, a causa delle tolleranze meccaniche, il posizionamento degli interruttori ottici dovrà essere molto accurato. La figura 2c illu-

stra infine il principio di funzionamento di un rivelatore di posizione angolare, formato in questo caso da un diaframma solidale con l'albero di cui si vuole misurare lo spostamento angolare; il diaframma interseca in questo caso una serie di interruttori ottici disposti lungo una circonferenza.

Come esempio di impiego di questi interruttori ottici viene presentato qui di seguito un dispositivo capace di segnalare mediante 9 CNY36, 10 posizioni, e di visualizzarle mediante cifre da 0 a 9, a mezzo di display a sette segmenti rispettivamente CQY91 (rosso), CQY92 (verde) oppure CQY93 (giallo).

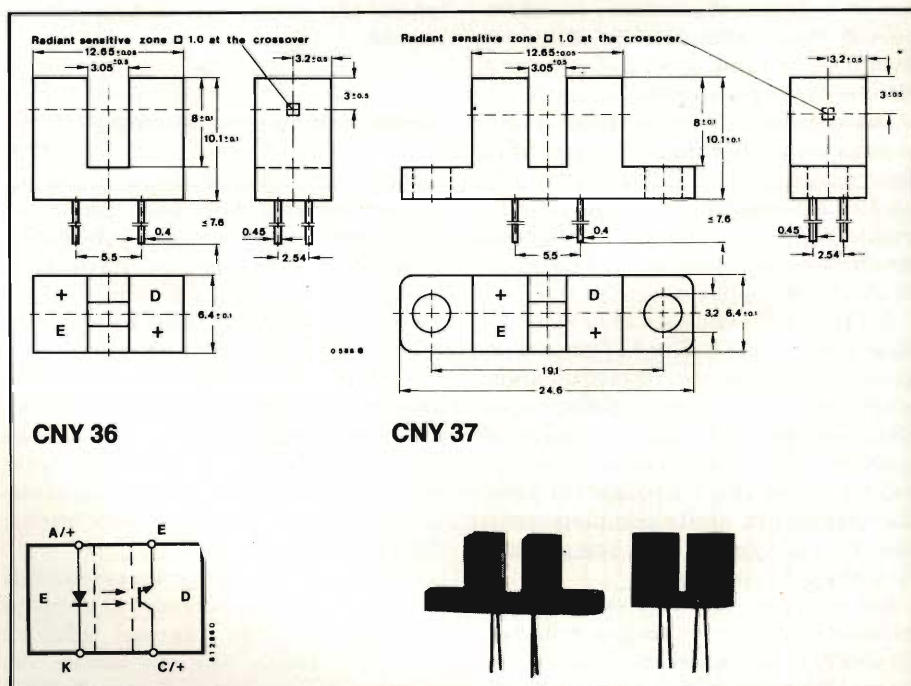
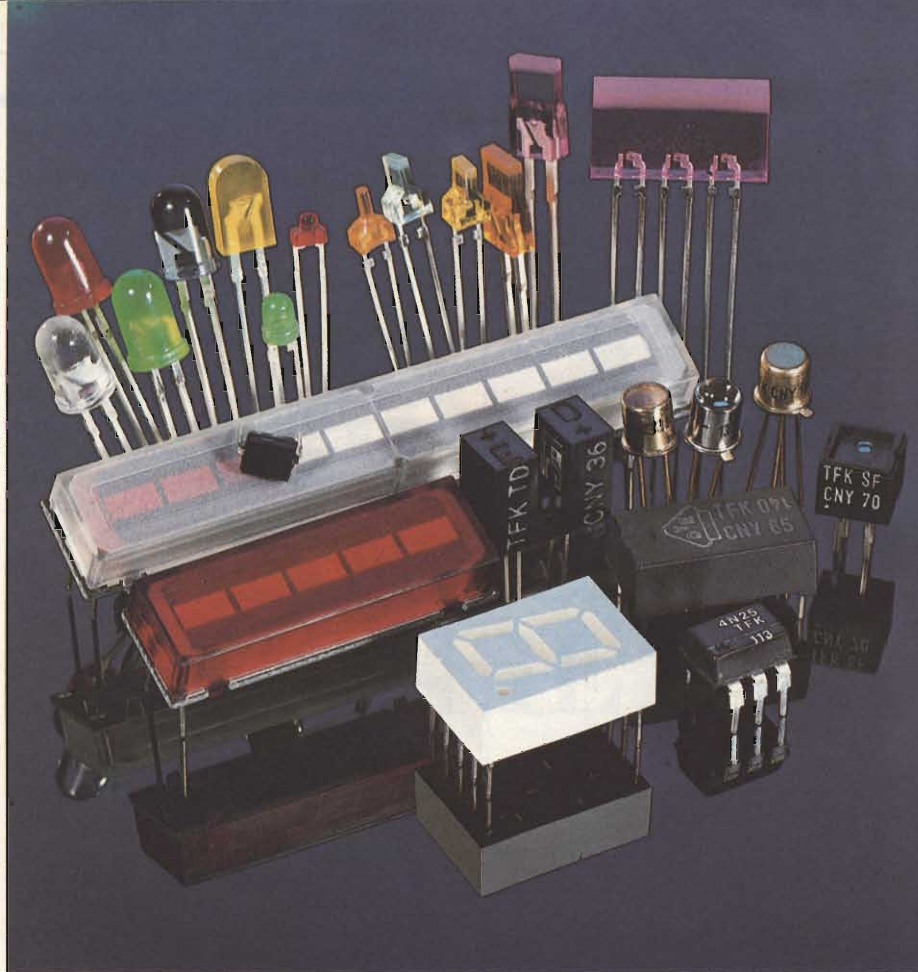


Fig. 1 - Dimensioni in mm dei fotointerruttori CNY36 (a sinistra) per montaggio su circuito stampato, e CNY37 (a destra) con flangia di montaggio.



Al centro è visibile il fotoaccoppiatore-interruttore CNY36 (Telefunken) per montaggio su circuito stampato. Questo fotointerruttore impiega come trasmettitore un fotodiode a raggi infrarossi all'arseniuro di gallio, e come ricevitore un fototransistore NPN planare epitassiale al silicio.

Questo dispositivo può essere impiegato come indicatore di livello per liquidi contenuti in serbatoi. In questo caso, il diaframma di figura 2a dovrebbe essere fissato ad un galleggiante. I fotointerruttori dovrebbero risultare equidistanti tra di loro. In presenza di serbatoi non cilindrici o comunque irregolari, il livello non salirebbe in modo lineare per cui occorrerebbe spaziare i fotointerruttori in modo non lineare.

Descrizione del circuito

Il circuito elettrico è riportato in figura 3; qui, i livelli di uscita dei nove fotointerruttori vengono codificati e convertiti in codice 10 onde consentire l'azionamento di un display a 7 segmenti mediante una logica molto semplice realizzata con 7 integrati CMOS.

I 9 diodi all'infrarosso (all'arseniuro di gallio) presenti nei fotointerruttori ottici, vengono collegati in serie tra loro e, tramite un resistore in serie, al positivo della tensione di alimentazione U_s (+ 15 V). Alla corrente diretta I_F , che scorre attraverso i diodi trasmettitori è stato assegnato il valore di 20 mA. Supponendo che ai capi di ciascun diodo si abbia una caduta di tensione (tensione diretta) pari a 1,2 V, il resistore in serie alla tensione di alimentazione a cui abbiamo accennato prima, potrà essere calcolato con la seguente formula:

$$R_v = \frac{U_s - 9 \cdot U_F}{I_F} \sim 200 \Omega$$

In base ai data sheet, la minima corrente di collettore, con $I_F = 20$ mA, corrisponderà a $I_{C \min} = 0,2$ mA. Di conseguenza, i nove resistori collegati sui

collettori dei fototransistori, avranno ciascuno il seguente valore:

$$R_c = U_s / I_{C \min} = 15 \text{ V} / 0,2 \text{ mA} = 75 \text{ k}\Omega$$

Dato che in presenza di movimenti molto lenti, il livello di commutazione risulterebbe incerto, l'uscita di ogni fototransistore viene collegata ad uno stadio invertitore a trigger di Schmitt il quale renderà fissa la soglia e sicura la commutazione.

Siccome quando il diaframma penetra nella fenditura dei fotointerruttori, il raggio del primo fotointerruttore rimane interrotto anche quando il diaframma continua a salire, sono state previste otto porte NOR esclusivo, le quali provvederanno a convertire le n uscite attive delle 10 provenienti dai moduli, in un codice 1/10.

La figura 4 indica più in dettaglio una parte della logica di pilotaggio: le porte NOR esclusivo presenteranno all'uscita un livello basso (L) soltanto nel caso in cui i loro due ingressi si troveranno a livelli differenti. In condizioni di riposo, e cioè con il diaframma completamente estratto dalla fenditura dei fotointerruttori, tutti i fototransistori riceveranno in pieno la luce emessa dai rispettivi diodi per cui forniranno un livello basso (L). Stando così le cose, gli unici livelli d'ingresso ad essere diversi tra loro saranno quelli relativi alla porta NOR esclusiva più bassa la cui uscita sarà pertanto l'unica ad essere bas-

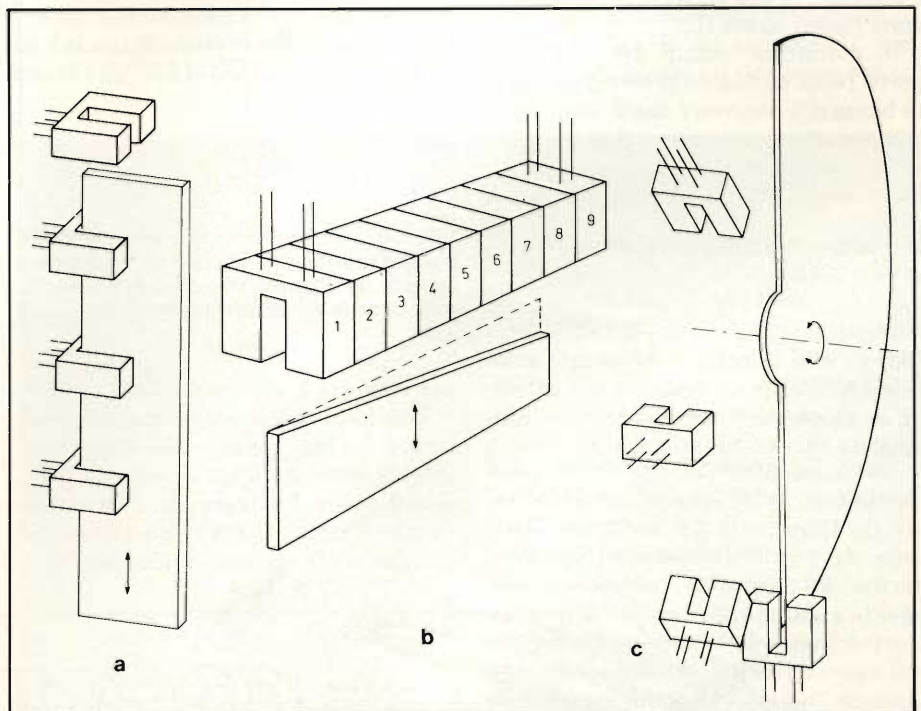


Fig. 2 - Disposizioni assunte da una serie di fotointerruttori CNY36/37; a) nel caso di rilevamento di uno spostamento lineare; b) per un rilevamento lineare più accurato; c) per il rilevamento di posizioni angolari.

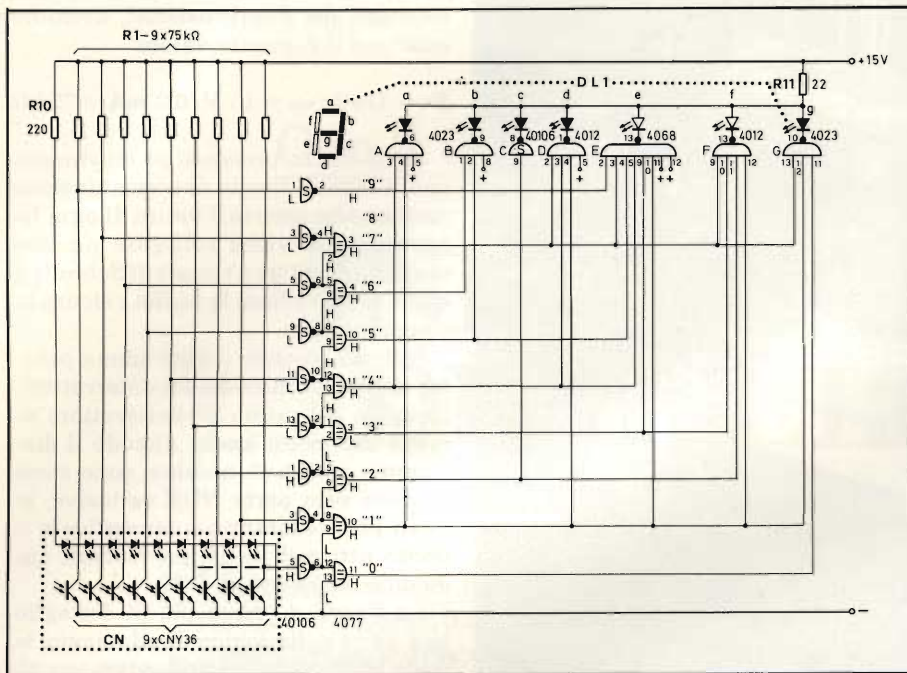


Fig. 3 - Schema elettrico nel quale i fotointeruttori CNY36 vengono impiegati in un sistema di rilevamento lineare di posizione (per esempio, per rilevare il livello di un liquido in un serbatoio).

sa (L). Quando il diaframma viene spostato di quel tanto che basta ad interrompere il raggio che perviene al primo fototransistore, i livelli (riportati tra parentesi in figura 4), cambieranno in maniera tale che agli ingressi dell'ultima porta saranno presenti segnali uguali mentre ad essere sbilanciata questa volta sarà la porta successiva che avrà segnali d'ingresso differenti, e pertanto, la sua uscita si troverà nello stato logico basso (L).

In definitiva quindi affinché una porta NOR esclusivo presenti un'uscita bassa (L), occorrerà che il "suo" fototransistore riceva ancora il suo raggio infrarosso mentre ovviamente il precedente verrà bloccato dal diaframma.

Il livello è indicato mediante cifra a LED

Il codice 1/10 prodotto dalle suddette porte viene convertito mediante sette porte NAND in un codice atto a pilotare un display a 7 segmenti. Quest'ultimo è un tipo a LED ad anodo comune, e viene comandato direttamente dalle uscite dei CMOS delle porte CMOS (serie B). Durante la presentazione delle cifre da 0 a 9, risulteranno accesi in media 4-9 segmenti contemporaneamente e soltanto 2-1. spenti. Il numero degli ingressi delle porte potrà pertanto essere ridotto considerevolmente avendo l'accortezza di far apparire la cifra "8" quando gli ingressi di tutte le porte sono nello stato logico alto, e escludere via via i segmenti inutilizzati,

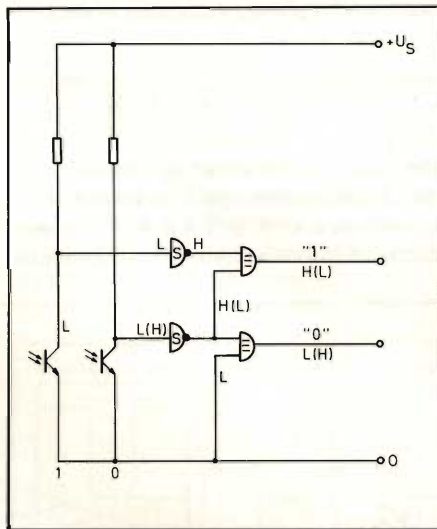


Fig. 4 - Dettaglio del circuito di fig. 3 nel quale è indicato in meccanismo di funzionamento della parte logica di pilotaggio.

per formare le cifre rimanenti.

Torniamo ora al circuito elettrico di figura 3 e supponiamo che il diaframma sia stato spostato all'interno della fenditura dei fotointeruttori in maniera che i primi si ritrovino col raggio interrotto. In queste condizioni, sola-

mente la quarta porta NOR esclusivo, contando dal basso, presenterà una uscita a livello basso (L); ciò significa che su tale stato verranno trascinati anche i due ingressi, uno relativo alla porta NAND E e un secondo appartenente alla porta F; le uscite delle porte NAND citate verranno così a trovarsi nello stato logico alto (H), e di conseguenza, i segmenti dei LED, rispettivamente "e" e "f" non riceveranno corrente, e pertanto rimarranno spenti.

Gli ingressi di tutte le porte NAND si manterranno viceversa nello stato logico alto (H), per cui le relative uscite si troveranno su livelli logici bassi (L), idonei cioè ad illuminare i segmenti "a", "b", "c", "d" e "g", necessari alla visualizzazione della cifra 3. Per poter formare la cifra 8, occorrerà semplicemente riattivare i segmenti "d", "e", "f" e "g" precedentemente disattivate per visualizzare il numero 7.

La tensione di alimentazione in questo caso deve però essere applicata al display tramite un solo resistore inserito sul ramo positivo, evitando in questo modo i singoli resistori collegati in serie ai singoli segmenti. Così facendo però, le cifre formate da pochi segmenti, come il "7" e l'"1" risulteranno illuminate più delle altre; si tratta però di una differenza di illuminazione talmente esigua da non essere avvertita dall'occhio umano, il quale, avendo una caratteristica di sensibilità ad andamento logaritmico, non potrà percepire variazioni luminose del 50%, qualora, come succede nel nostro caso, questo fenomeno risulti sequenziale e non di paragone diretto. Impiegando un resistore in serie da 22 Ω la corrente che scorrerà in ciascun segmento assumerà valori compresi tra 7 e 20 mA.

La risoluzione in dieci passi offerta dal sistema descritto potrà essere aumentata senza introdurre ulteriori problemi semplicemente incrementando il numero dei fotointeruttori, completando accortamente la relativa logica e impiegando display a più cifre. In questo caso però, per i motivi suddetti, occorrerebbe impiegare per ogni segmento resistori limitatori di corrente.

Bibliografia

"Note di applicazione - AEG - Telefunken"

meriphon®

Sempre più funzioni in un chip

MINIRICEVITORI FM CON IL TDA 7000

a cura della Redazione

Fino ad oggi non è stato possibile integrare in un unico chip un ricevitore FM completo a causa dei circuiti oscillanti presenti nell'amplificatore F.I. e nel demodulatore. Questo ostacolo è stato superato nel TDA 7000 abbassando il valore della F.I. a 70 kHz, in modo da impiegare al posto dei convenzionali circuiti LC, filtri attivi realizzati nel chip mediante amplificatori operazionali.

È annunciata la comparsa sul mercato di un nuovo circuito integrato - il TDA 7000 - che incorpora nel chip (3,5 mm²), tutte le funzioni presenti in un ricevitore mono FM comprese tra l'ingresso di antenna e l'uscita b.f. demodulata; all'esterno dell'integrato occorre soltanto inserire un circuito oscillante, 14 condensatori ceramici, un amplificatore di potenza convenzionale, e ovviamente, un altoparlante o una cuffia. La distorsione complessiva è straordinariamente bassa (0,3%).

Questo integrato è destinato a ridurre in maniera drastica costi e ingombro dei ricevitori mono FM miniatura.

Il ricevitore può essere infatti inserito dentro il contenitore di una penna stilografica, all'interno di un orologio da polso, in una scatola di fiammiferi, in un calcolatore oppure può essere appeso ad un portachiavi.

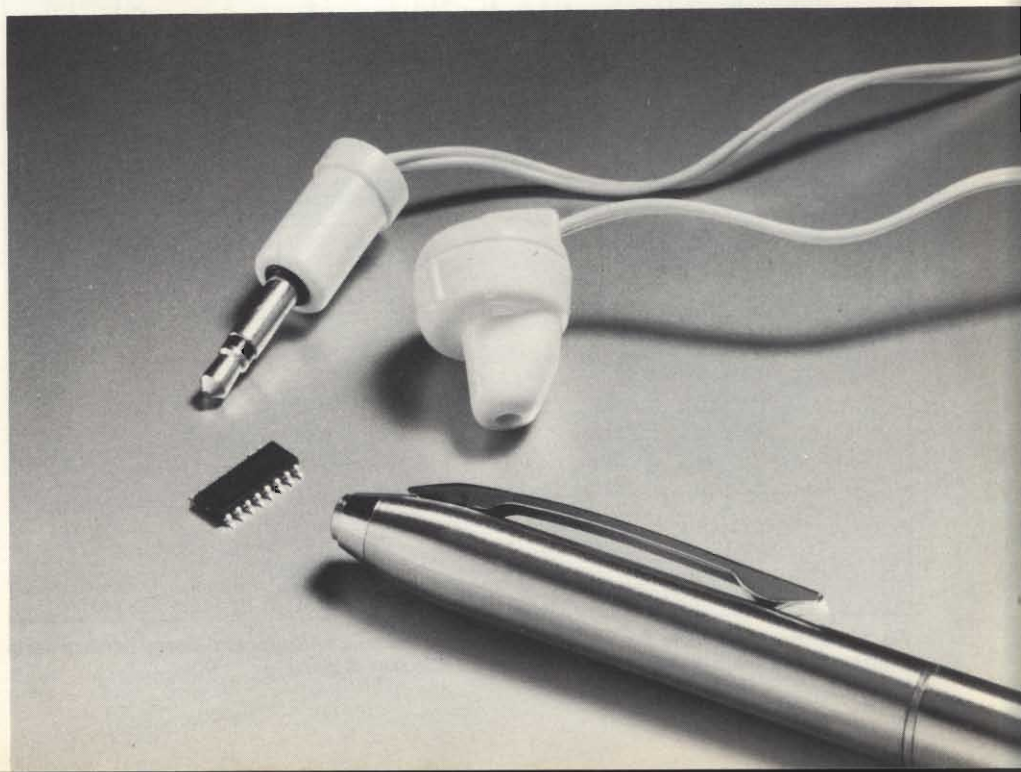
Questo integrato potrà essere impiegato come ricevitore anche in un gran numero di altre applicazioni; per esempio, in telefoni senza filo, nei radiorecettori CB, nei radiocomandi, nella sezione audio di un televisore ecc..

Una nuova struttura circuitale

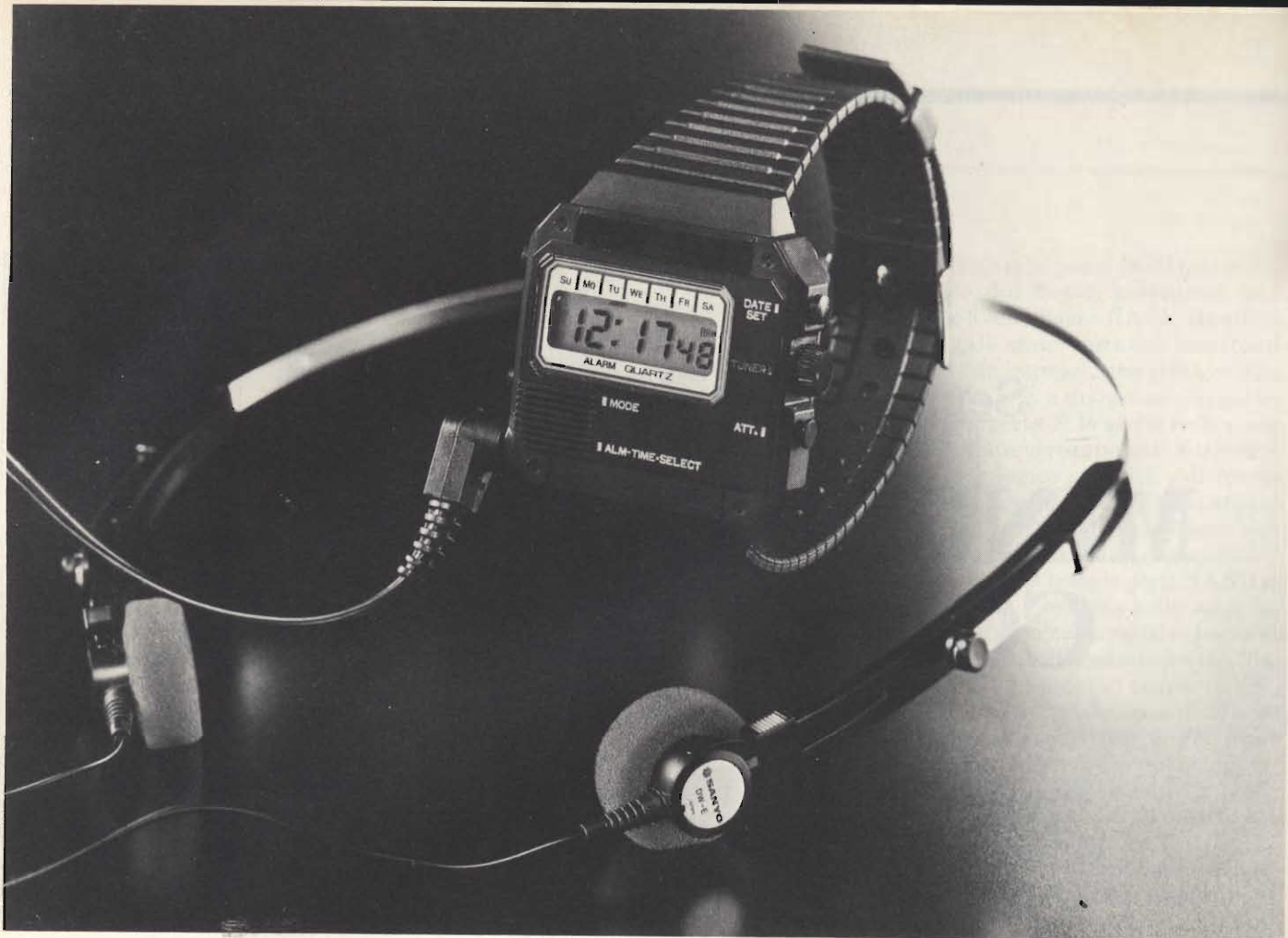
Il TDA 7000 introduce notevoli semplificazioni nel collaudo di un ricevitore FM dato che le 10 ... 14 normali operazioni di taratura sono ridotte a una sola, e riguarda la determinazione del limite superiore dei segnali ricevuti. Un'altra interessante novità è costituita dal valore della frequenza intermedia che da 10,7 MHz è diventata solo 70

kHz. Per ridurre la deviazione della F.I. a ± 15 kHz, viene usato il sistema di demodulazione con reazione. Infatti, se si dovesse mantenere la deviazione standard ± 75 kHz della F.I. si andrebbe incontro a fenomeni di distorsione inaccettabili.

Con questo basso valore di Δf , la distorsione è praticamente inesistente. Il valore di 70 kHz del segnale F.I. permette di realizzare un ricevitore con ot-



Qui si può vedere la versione TDA 7010 T in contenitore SO 16, particolarmente adatta per realizzare ricevitori in tecnologia integrata ibrida a film spesso o sottile.



Le versioni TDA 7010 U (solo il chip senza il contenitore) e TDA 7010T (In contenitore miniatura SO 16) consentono di incorporare un ricevitore FM mono all'interno di un orologio da polso.

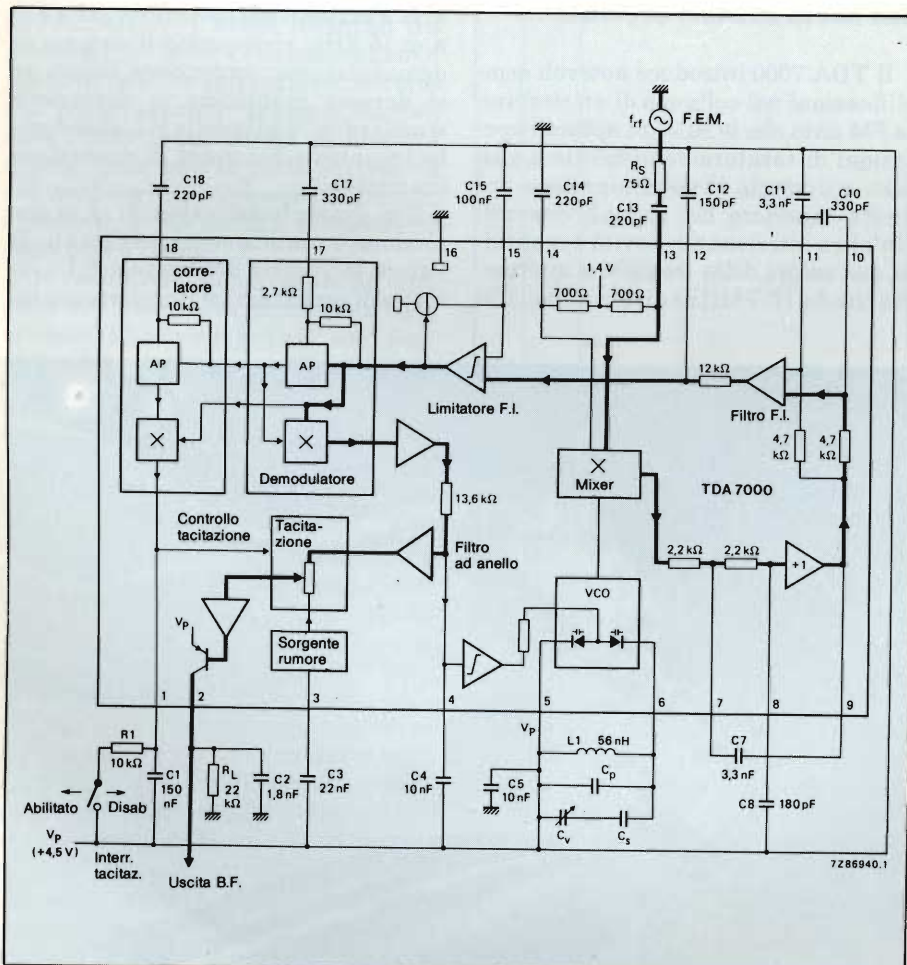


Fig. 1 - Funzioni contenute nell'integrato ricevitore FM mono, e componenti esterni richiesti per la realizzazione pratica di un ricevitore mono FM. (Circuito di prova).

tima selettività ed inoltre di poter sostituire i classici filtri passa-banda esterni con filtri attivi realizzati con operazionali, e pertanto formati da condensatori e resistori, componenti questi che possono essere realizzati nel chip dell'integrato. Questo è uno dei fattori che, oltre a ridurre il costo del ricevitore, contribuisce ad eliminare quasi del tutto le operazioni di taratura. Nel chip si sono potute inoltre incorporare funzioni circuitali normalmente presenti solo in ricevitori FM di qualità. La sintonia elettronica ottenuta mediante diodi varicap (che prevede tra l'altro la ricerca automatica delle stazioni e la relativa memorizzazione) è stata ottenuta impiegando tensioni di alimentazione più basse di quelle normalmente richieste, e ciò per il fatto che in questo caso i varicap vengono usati solo nel circuito dell'oscillatore e non nella sezione R.F..

Un'altra particolarità dell'integrato è il sistema di tacitazione (muting) che per la sua novità è stato brevettato. Esso infatti sopprime il rumore che si sentirebbe quando si passa dall'ascolto di una data stazione all'altra, ed elimina le sintonizzazioni laterali indesiderate sempre presenti quando si demodulano segnali FM. Per indicare il segnale massimo ricevuto, l'integrato possiede un circuito capace di accendere un LED oppure di muovere l'indice di uno strumento.

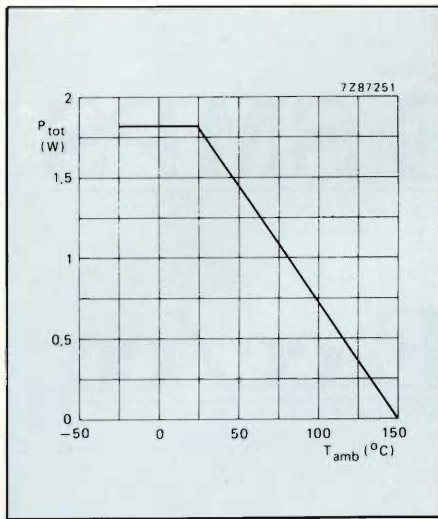


Fig. 2 - Curva di "derating" della potenza.

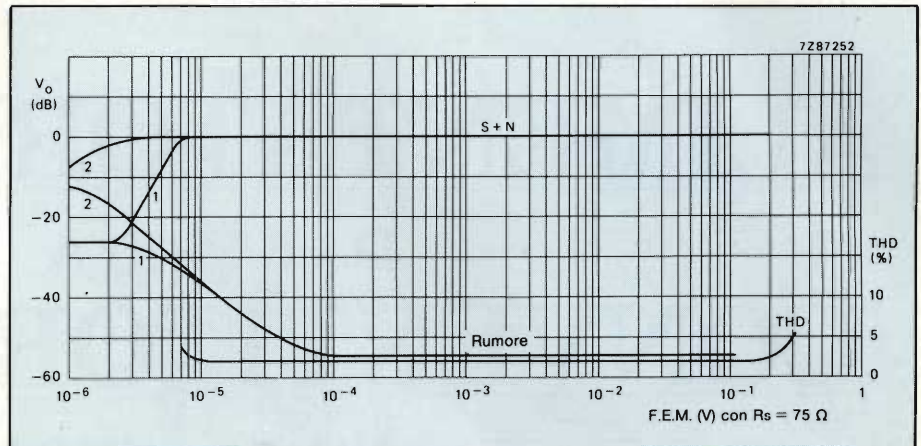


Fig. 3 - Tensioni b.f. d'uscita (V_o) e distorsione armonica complessiva (THD = Third Harmonic Distorsion) in funzione della tensione d'ingresso F.E.M. (F.E.M. = Forza elettromotrice) fornita da una sorgente di tensione con impedenza interna di 75Ω . Curva 1 = sistema di tacitazione (muting) abilitato. Curva 2 = sistema di tacitazione disabilitato.



Fig. 4 - Prototipo di laboratorio del miniricevitore FM.

Tecnologia impiegata e dati caratteristici

Il TDA 7000 è realizzato in tecnologia bipolare ed integra circa 280 elementi circuitali. La frequenza di taglio dei transistori integrati nel chip è circa 350 MHz. L'integrato fornisce una tensione di 90 mV su un carico di 22 k Ω ; la tensione di alimentazione può andare da 2,8 V a 10 V, e l'assorbimento di corrente, a 4,5 V, è 8 mA.

Il c.i. TDA 7000 è incapsulato in un DIL plastico a 18 terminali (SOT-102A); esiste la versione a 16 terminali mini-pack (SO-16-SOT 109A) ed ha la sigla TDA 7010 T; è disponibile infine il chip nudo con sigla TDA 7010U.

In figura 1 è riportato lo schema a blocchi del TDA 7000 con indicate le funzioni. In figura 2 la curva di derating della potenza.

In figura 3 si può vedere l'andamento della tensione b.f. d'uscita e la distorsione armonica complessiva (THD) in funzione di una tensione FEM d'ingresso fornita da una sorgente con resi-

stenza interna ($R_s = 75 \Omega$). Curva 1 = sistema di tacitazione in funzione; curva 2 = sistema di tacitazione non in funzione. Le condizioni con le quali so-

no state rilevate queste curve sono le seguenti:

- 0 dB = 75 mV; $f_{rf} = 96$ MHz
- per la curva S + N: $\Delta f = \pm 22,5$ kHz;
- $f_m = 1$ kHz
- per la curva TDH: $\Delta f = \pm 75$ kHz;
- $f_m = 1$ kHz.

Il sistema di tacitazione (muting) può essere disabilitato iniettando una corrente di circa 20 μ A attraverso il terminale 1. Il rumore che si sente nel passaggio tra le varie emittenti può essere attenuato applicando al terminale 3 un condensatore di bassa capacità. Una sintonizzazione "silente" si ottiene eliminando questo condensatore.

In figura 4 si può vedere un prototipo di laboratorio del ricevitore descritto. La realizzazione di questo ricevitore sarà presentata su uno dei prossimi numeri della rivista Sperimentare. ■

L'ascesa degli home computer

Il 1982 è stato negli Stati Uniti l'anno dei calcolatori domestici. Quest'anno sarà l'anno del consolidamento che poi proseguirà fin nel 1987, quando il consumo raggiungerà i 4,4 miliardi di dollari per la componente hardware e i 3,7 miliardi di dollari per la componente software. Tali dati sono stralciati da uno studio della Future Computing di Richardson (Texas) la quale ipotizza in 18,5 miliardi di dollari il mercato statunitense di personal computer nel 1987 e in 7,9 miliardi di dollari la porzione software (nel 1987 e in 7,9 miliardi di dollari la porzione software contro rispettivamente 4,4 miliardi e 965 milioni di dollari nel 1982). Dal confronto delle cifre emerge che la incidenza della quota rappresentata dai calcolatori domestici aumenterà, nel periodo 1982-1987, dal 20 al 24% nella voce hardware e addirittura dal 29 al 47% nella voce software. Gli home computer che i cittadini americani dovrebbero acquistare quest'anno vengono stimati dalla Future Computing in 5,5 milioni di unità a fronte dei 2,2 milioni del 1982, con un tasso di penetrazione che dal 2% si porterà su un livello superiore all'8%.

ALIMENTATORE SMPS

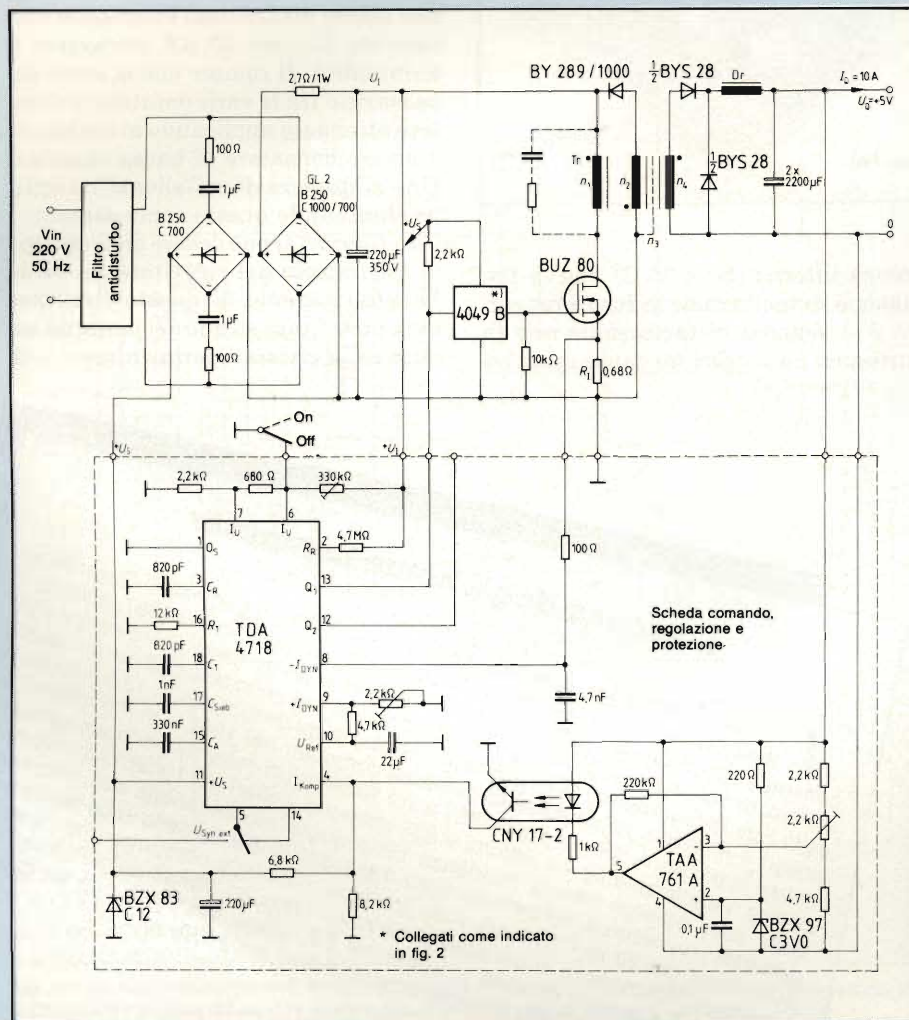
DA 5 V/10 A

CONVERTITTORE cc/cc

12 V/250 ... 300 V

a cura della Redazione

Progetti di alimentatori SMPS ne esistono molti. Quello proposto ci è sembrato interessante in quanto per il controllo e la protezione dell'alimentatore, impiega un nuovo circuito integrato (il TDA 4718) e perchè come transistore-interruttore, adotta un FET-SIPMOS, appartenente alla nuova generazione dei transistori MOS di potenza.



Gli alimentatori stabilizzati a commutazione (SMPS) progettati per fornire potenze di uscita comprese tra 50 W e 250 W, di regola, impiegano come convertitore cc/cc il tipo forward, con uscita single-ended o in controfase. Questa soluzione, com'è noto, comporta un minimo impiego di componenti ed ha un funzionamento sicuro.

Lo schema dell'alimentatore SMPS che presentiamo è indicato in *figura 1*. La tensione di rete 220 V/50 Hz, dopo aver attraversato il filtro antidisturbo, viene raddrizzata dal ponte GL2 e la tensione continua ottenuta va a caricare l'elettrolitico da 220 μ F/350 V.

Lo stadio di potenza

La tensione continua presente ai capi dell'elettrolitico da 220 μ F viene successivamente "frazionata" (azione chopper) dal transistor SIPMOS-FET di potenza, BUZ80, e successivamente applicata ai capi del primario (n_1) del trasformatore Tr. Il ciclo di utilizzazione (δ) del segnale ad onda rettangolare applicato sul gate di questo transistor

Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato con uscita 5 V/10 A. Dentro il tratteggio è indicata la scheda di regolazione e di controllo dell'alimentatore. Essa contiene il c.i. TDA 4718, il fotoaccoppiatore CNY 17-2 e l'operazionale TAA 761A. All'esterno si trova la sezione di potenza dell'alimentatore.

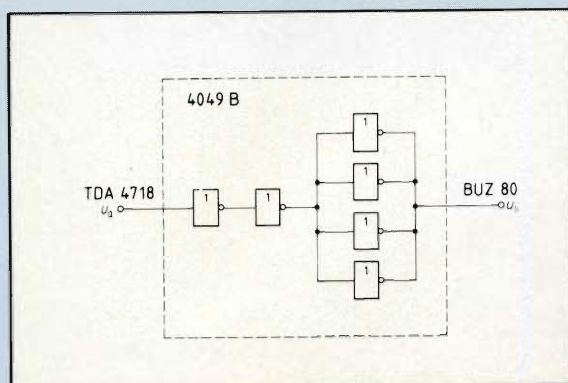
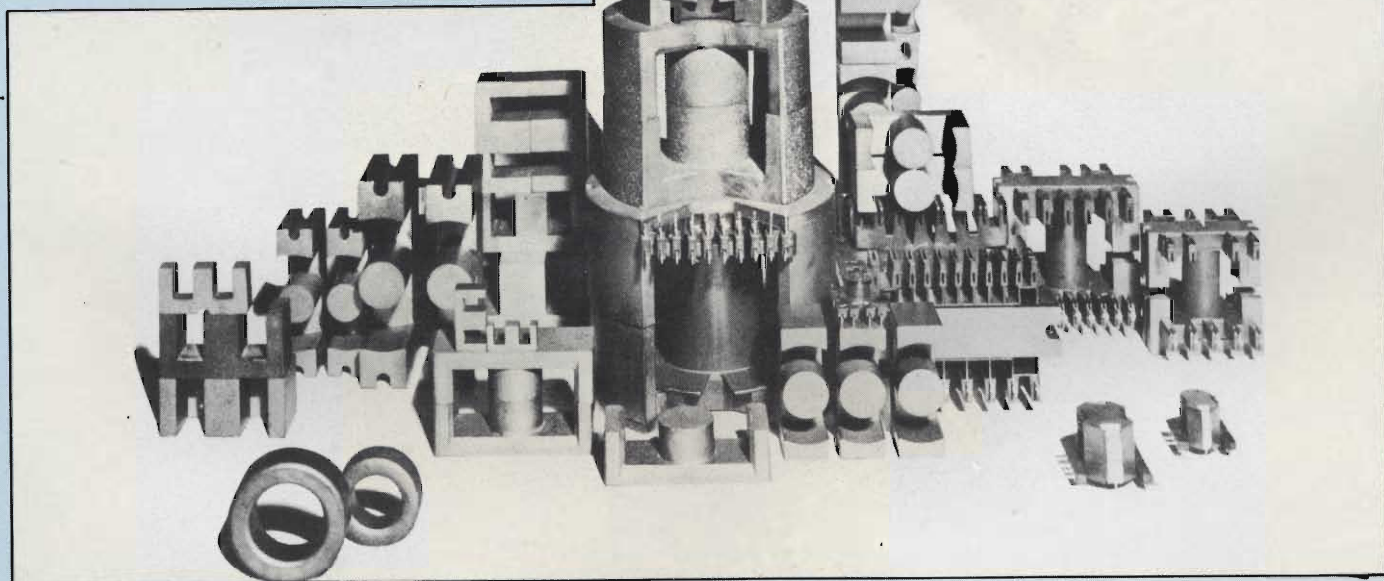


Fig. 2 - Collegamento del c.i. CMOS (6 invertitori) 4049B.



La Siemens produce tutti i componenti richiesti per fare il trasformatore e il choke d'uscita degli alimentatori SMPS; questi, com'è, noto sono le parti più richieste critiche del progetto.

viene fissato dal circuito integrato TDA 4718. (In una data onda rettangolare con periodo T , viene definito *ciclo di utilizzazione* (δ), il tempo in cui una porzione di detta onda mantiene in conduzione il transistor-interruttore al quale viene applicata).

Siccome in questo convertitore, il transistor viene pilotato da un solo segnale d'uscita dell'integrato, (e cioè da Q_1) il valore del ciclo di utilizzazione (e cioè il tempo in cui il transistor conduce) non può superare 0,5; ciò significa che se il periodo T , supponiamo durasse 1 millisecondo, il transistor per 0,5 millisecondi condurrebbe e per i rimanenti 0,5 rimarrebbe bloccato).

Dopo ogni fase di conduzione del transistor, il nucleo del trasformatore viene smagnetizzato ad opera dell'avvolgimento n_2 la cui energia magnetica, trasformata in tensione, viene riapplicata tramite il diodo a commutazione veloce (tipo fast) BY 289/1000 ai capi del condensatore elettrolitico da 220 $\mu\text{F}/350$ e il risultato finale è ovviamente un miglioramento del rendimento (η)

del convertitore in quanto viene recuperata una parte di energia magnetica che diversamente andrebbe perduta. Gli avvolgimenti n_1 e n_2 sono avvolti in bifilare, e di conseguenza l'accoppiamento magnetico stretto che questo sistema di avvolgimento consente di ottenere, permette di ridurre i picchi di tensione che diversamente si registrerebbero sul drain del transistor nell'istante in cui esso cessa di condurre.

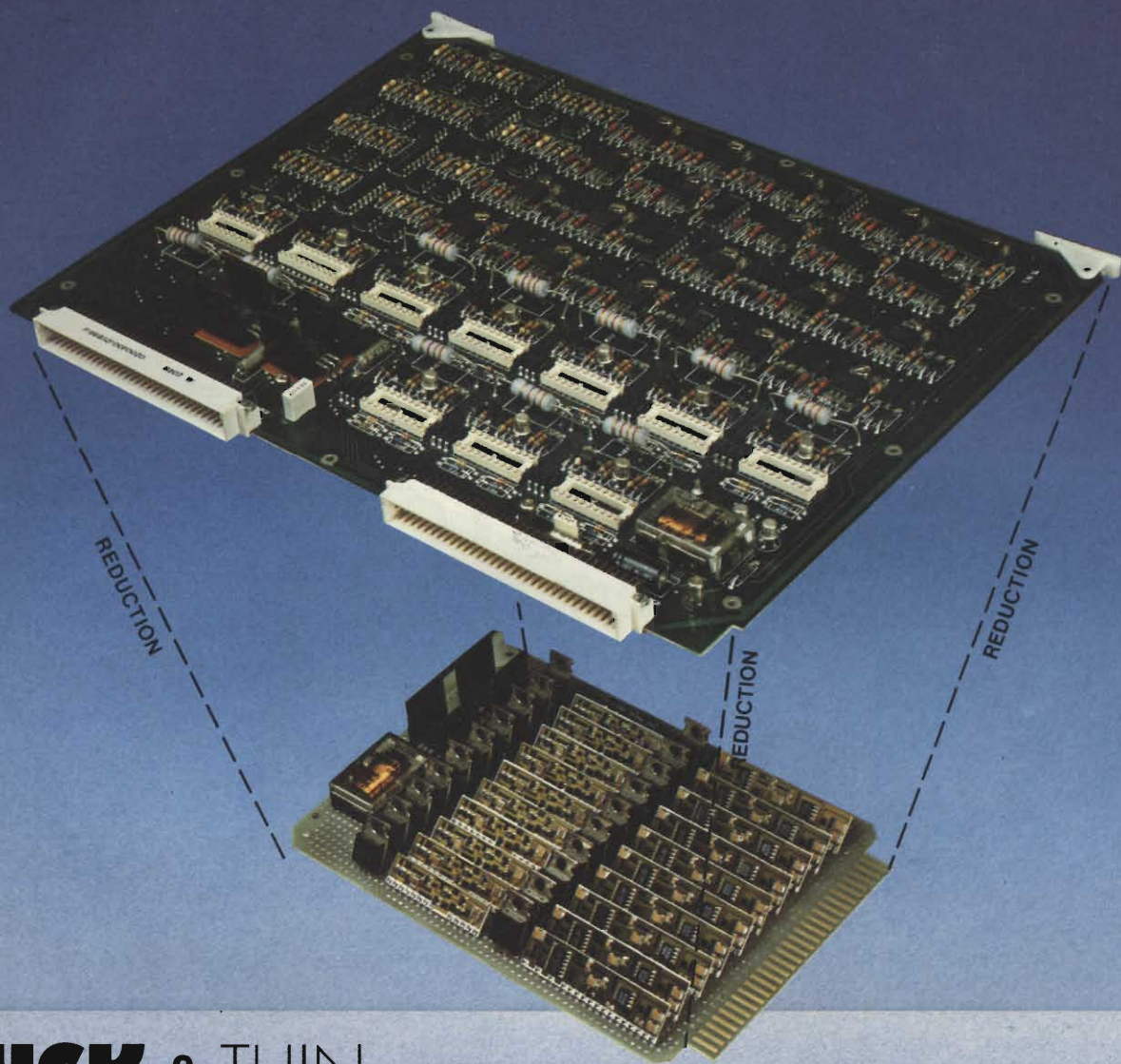
Durante il tempo in cui il transistor-interruttore conduce, la tensione tra drain e source (tensione di saturazione V_{DS}), scende a circa 2,8 V. Nell'istante in cui il transistor cessa di condurre (interruzione della corrente drain/source), la tensione tra drain e source V_{DS} aumenta rapidamente e, a seconda del valore dell'induttanza dispersa del trasformatore T_r e del tempo di commutazione del diodo di recupero, può raggiungere, entro 100 ns, un valore massimo di 730 V (si tenga presente che la tensione (alternata) d'ingresso V_i , è 220 V e I_Q è 10 A). Dopo che l'induttanza dispersa si è "scaricata", la tensione

drain/source scende ad un valore pari al doppio della tensione continua d'ingresso V_i , diventa cioè $2V_i \sim 620$ V, e ciò per il fatto che la tensione prodotta dall'avvolgimento di smagnetizzazione si è ora aggiunta alla tensione continua d'ingresso fornita dal ponte. Si tenga presente che questa fase di smagnetizzazione dura esattamente quanto la fase di conduzione del transistor-interruttore. Dopodichè, la tensione drain/source V_{DS} assume un valore di tensione continua pari a $V_i \sim 310$ V.

Il circuito d'uscita

Gli impulsi di tensione presenti sul secondario (n_4) di T_r vengono raddrizzati da un doppio diodo Schottky BYS 28 a basse perdite, e successivamente livellati da un filtro formato da un'induttanza-immagazzinatrice D_r , e da due elettrolitici da 2000 $\mu\text{F}/40$ V; quest'ultimo accorgimento (e cioè due elettrolitici al posto di uno solo) ha lo scopo di ridurre l'impedenza offerta dalla capacità del filtro.

made in italy



THICK & THIN

Essere sempre pronti alle esigenze di una realtà in continua evoluzione. Concepire circuiti nuovi, tradurre con flessibilità circuiti tradizionali e realizzarli industrialmente in versione miniaturizzata. Utilizzare con intelligenza i mezzi e le strade che la tecnologia mette a disposizione dell'uomo: disegno maschere computerizzato, serigrafia automatica, taratura laser automatica, robots di montaggio, efficiente controllo qualità.



TELECONTROLLI

Circuiti ibridi in film spesso e sottile
moduli elettronici funzionali

- 80141 NAPOLI - VIA S. GIOVANNI DE MATHA 49/51
- TEL. (081) 446188 - 7802311 (PBX) - TELEX 722062 - ITALY
- 20129 MILANO - V.LE REGINA GIOVANNA 8
- TEL. (02) 206134 (PBX) - TELEX 331604 - ITALY

ACM 200 W SERIES



CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.131	ACM 200-5	180 ± 250 VAC	+ 5 VDC	40.00 A
95.132	ACM 200-9		+ 9 VDC	22.20 A
95.133	ACM 200-12		+ 12 VDC	16.60 A
95.134	ACM 200-15		+ 15 VDC	13.30 A
95.135	ACM 200-24		+ 24 VDC	8.30 A
95.136	ACM 200-48		+ 48 VDC	4.10 A

ACM 150 W SERIES



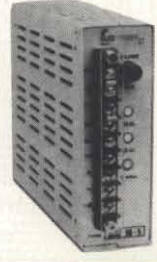
CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.121	ACM 150-5	180 ± 250 VAC	+ 5 VDC	30.00 A
95.122	ACM 150-9		+ 9 VDC	16.60 A
95.123	ACM 150-12		+ 12 VDC	12.50 A
95.124	ACM 150-15		+ 15 VDC	10.00 A
95.125	ACM 150-24		+ 24 VDC	6.25 A
95.126	ACM 150-48		+ 48 VDC	3.10 A

ACM 100 W SERIES



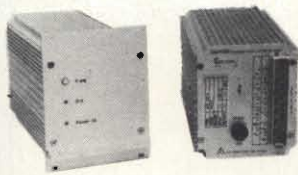
CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.111	ACM 100-5	180 ± 250 VAC	+ 5 VDC	20.00 A
95.112	ACM 100-9		+ 9 VDC	11.10 A
95.113	ACM 100-12		+ 12 VDC	8.30 A
95.114	ACM 100-15		+ 15 VDC	6.60 A
95.115	ACM 100-24		+ 24 VDC	4.10 A
95.116	ACM 100-48		+ 48 VDC	2.05 A

ACM 50 W SERIES



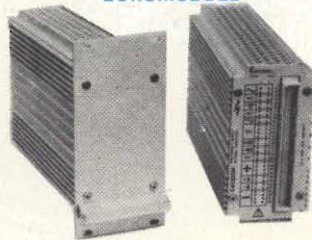
CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.101	ACM 50-5	180 ± 250 VAC	+ 5 VDC	10.00 A
95.102	ACM 50-9		+ 9 VDC	5.50 A
95.103	ACM 50-12		+ 12 VDC	4.20 A
95.104	ACM 50-15		+ 15 VDC	3.30 A
95.105	ACM 50-24		+ 24 VDC	2.10 A
95.106	ACM 50-48		+ 48 VDC	1.05 A

ACE 100 W SERIES EUROMODULE



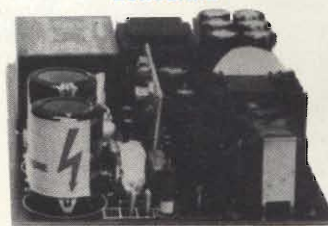
CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
96.010	ACE 100-9	180 ± 250 VAC	+ 9 VDC	11.10 A
96.011	ACE 100-5		+ 5 VDC	20.00 A
96.012	ACE 100-15		+ 15 VDC	6.60 A
96.013	ACE 100-12		+ 12 VDC	8.30 A
96.014	ACE 100-24		+ 24 VDC	4.10 A
96.015	ACE 100-48		+ 48 VDC	2.05 A

ACE 50 W SERIES EUROMODULE



CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.061	ACE 50-5	180 ± 250 VAC	+ 5 VDC	10.00 A
95.062	ACE 50-9		+ 9 VDC	5.50 A
95.063	ACE 50-12		+ 12 VDC	4.20 A
95.064	ACE 50-15		+ 15 VDC	3.30 A
95.065	ACE 50-24		+ 24 VDC	2.10 A
95.066	ACE 50-48		+ 48 VDC	1.00 A

ASE 50 W SERIES EUROCARD



CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.011	ASE/1 50-5	180 ± 250 VAC	+ 5 VDC	10.00 A
95.012	ASE/1 50-9		+ 9 VDC	5.50 A
95.013	ASE/1 50-12		+ 12 VDC	4.20 A
95.014	ASE/1 50-15		+ 15 VDC	3.30 A
95.015	ASE/1 50-24		+ 24 VDC	2.10 A
95.016	ASE/1 50-48		+ 48 VDC	1.00 A

ACM/.. 50 W SERIES



CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.071	ACM/1 50-5	180 ± 250 VAC	+ 5 VDC	10.00 A
95.072	ACM/1 50-9		+ 9 VDC	5.50 A
95.073	ACM/1 50-12		+ 12 VDC	4.20 A
95.074	ACM/1 50-15		+ 15 VDC	3.30 A
95.075	ACM/1 50-24		+ 24 VDC	2.10 A
95.076	ACM/1 50-48		+ 48 VDC	1.00 A

AC4 75 W SERIES



CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.451	AC4/1-75-1256	180 ± 250 VAC	+ 5 VDC	6.00 A
			- 5 VDC	1.00 A
			+ 12 VDC	1.50 A
			- 12 VDC	1.50 A

AC4 75 W SERIES



CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.452	AC4/1-75-1278	180 ± 250 VAC	+ 5 VDC	6.00 A
			- 5 VDC	1.00 A
			+ 15 VDC	1.00 A
			- 15 VDC	1.00 A

ACC-S 12 W SERIES



CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.001	ACC-S 5-2000	180 ± 250 VAC	+ 5 VDC	2.000 A
95.002	ACC-S 12-1000		+ 12 VDC	1.000 A
95.003	ACC-S 15-600		+ 15 VDC	0.800 A
95.004	ACC-S 24-500		+ 24 VDC	0.500 A

ACC-D 12 W SERIES



CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.303	ACC-D 12-500	180 ± 250 VAC	+ 12 VDC	0.50 A
			- 12 VDC	0.50 A
95.304	ACC-D 15-400		+ 15 VDC	0.40 A
			- 15 VDC	0.40 A

CCC-S 12 W SERIES



CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.501	CCC-S 12-5-2000	9 ± 18 VDC	+ 5 VDC	2.00 A
95.502	CCC-S 12-12-1000		+ 12 VDC	1.00 A
95.503	CCC-S 12-15-800		+ 15 VDC	0.80 A
95.506	CCC-S 24-5-2000	18 ± 36 VDC	+ 5 VDC	2.00 A
95.507	CCC-S 24-12-1000		+ 12 VDC	1.00 A
95.508	CCC-S 24-15-800		+ 15 VDC	0.80 A

SWITCHING POWER SUPPLIES TECNICA & DESIGN



ELCO SYSTEM®

20037 PADERNO DUGNANO (MI)
Via Erba, 21 - Tel. 02/9180906-9180512

ESTRATTO DAL CATALOGO GENERALE 1983

CCC-D 12 W SERIES



CODE	MODEL	INPUT VOLTAGE	OUTPUT VOLTAGE	OUTPUT CURRENT
95.801	CCC-D 12-12-500	9 ± 18 VDC	+ 12 VDC	0.50 A
			- 12 VDC	0.50 A
95.802	CCC-D 12-15-400		+ 15 VDC	0.40 A
			- 15 VDC	0.40 A
95.806	CCC-D 24-12-500	18 ± 36 VDC	+ 12 VDC	0.50 A
			- 12 VDC	0.50 A
95.807	CCC-D 24-15-400		+ 15 VDC	0.40 A
			- 15 VDC	0.40 A
95.811	CCC-D 48-12-500	36 ± 72 VDC	+ 12 VDC	0.50 A
			- 12 VDC	0.50 A
95.812	CCC-D 48-15-400		+ 15 VDC	0.40 A
			- 15 VDC	0.40 A

Eventuali fenomeni d'interferenza di natura capacitiva che potrebbero dare qualche disturbo sul secondario del trasformatore, vengono attenuati da un "avvolgimento" schermante (n3) inserito tra primario e secondario, e formato da un foglio di rame (Cu), avente un'estremità collegata a massa.

Durante il tempo in cui il transistor-interruttore non conduce, uno dei diodi Schottky (1/2 BYS 28) provvede ad applicare al carico la corrente fornita dall'induttanza-immagazzinatrice D_r (effetto volano).

Comando e controllo dell'alimentatore

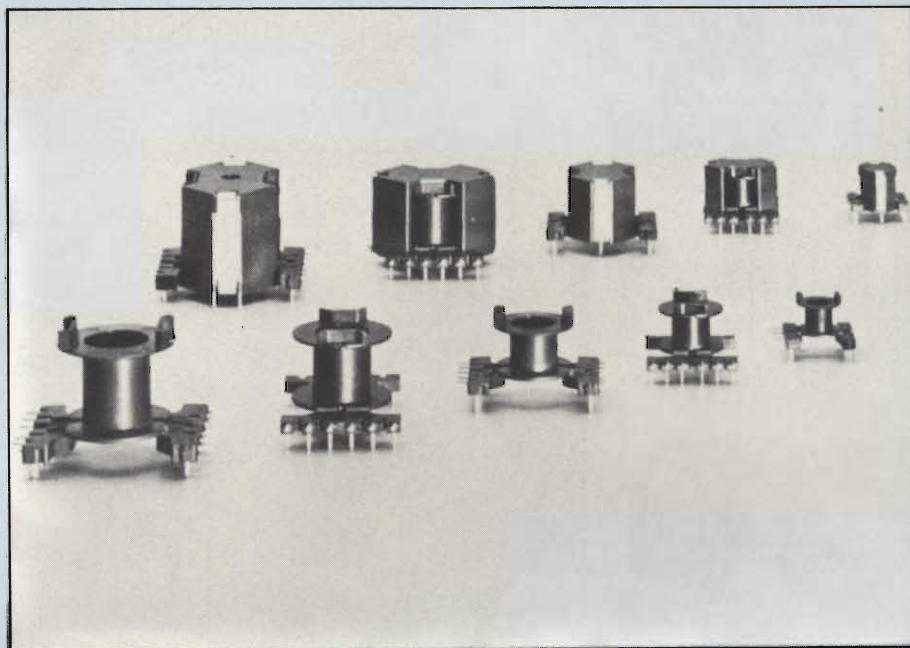
La produzione degli impulsi rettangolari di commutazione, sincronizzati e modulati in ampiezza, applicati al gate del transistor-interruttore, vengono forniti dai c.i. TDA 4718, alimentato da un ponte distinto (B 250 C700) da quello che fornisce la tensione continua al convertitore. L'integrato provvede a dare anche altre funzioni di controllo, come la protezione contro sovratensioni e sovracorrenti. La tensione di alimentazione fornita dal ponte viene stabilizzata da uno Zener (BZX83C12).

La frequenza del segnale rettangolare di pilotaggio del SIPMOS-FET viene fissata a mezzo di R_T (piedino 16) e C_T (piedino 18) a 50 kHz con i valori rispettivi di 12 k Ω per R_T e 820 pF per C_T . Per una eventuale sincronizzazione dell'oscillatore interno, può essere impiegata una tensione rettangolare applicata al terminale 5. Il campo di aggancio della frequenza interna con quella esterna è $\pm 30\%$. Se i terminali 5 e 14 venissero collegati tra loro, l'oscillatore interno oscillerebbe su una frequenza fissata dai valori di R e C applicati ai terminali R_T e C_T , come già detto (frequenza nominale).

Per sopprimere l'ondulazione della rete, la tensione d'ingresso V_i viene applicata al terminale 2 tramite il resistore R_R (4,7 M Ω). Con questo accorgimento viene in gran parte neutralizzata l'influenza dell'ondulazione della rete sul ciclo di utilizzazione.

Il sistema di protezione nei confronti di valori troppo bassi o troppo alti della tensione d'ingresso V_i , fa capo ai terminali 6 e 7. Le soglie di questi due estremi vengono fissate tramite un trimmer da 330 k Ω ; in particolare, con questo trimmer, la soglia più bassa della tensione (in corrispondenza della quale il convertitore si blocca) può essere fissata a 190 V della tensione di rete, quella più alta a 242 V della medesima.

Il sistema di protezione contro eccessive correnti circolanti nel transistor



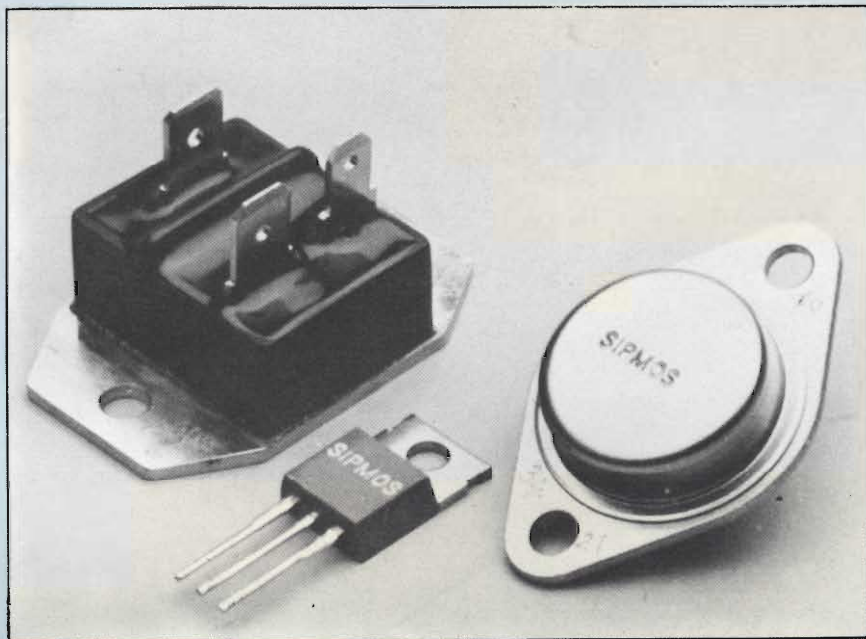
Oltre ai vari tipi di ferrite (SIFERRIT), sono a disposizione del progettista, contenitori di avvolgimenti studiati per le varie forme dei nuclei.

SIPMOS BUZ 80 s'incentra sul resistore R_i da 0,08 Ω collegato tra la sorgente e massa. La tensione di caduta ai capi di questo resistore viene applicata al terminale 8.

La soglia di entrata in funzione di questo sistema dinamico di protezione contro le sovracorrenti viene anche in questo caso fissata da un trimmer da 2,2 k Ω il quale serve anche a compensare le tolleranze sia del resistore di caduta R_i della sorgente sia quelle della tensione di riferimento (V_{ref}).

Sistema di stabilizzazione della tensione di uscita

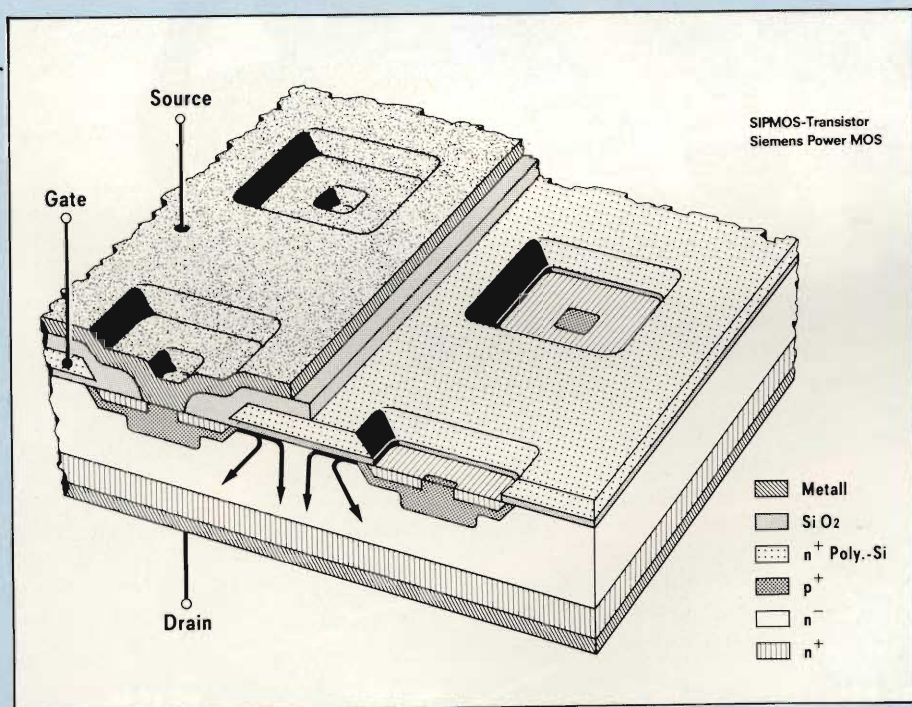
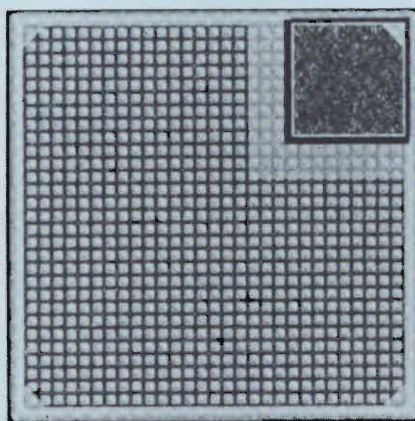
Data la particolare struttura di questo alimentatore occorre che eventuali variazioni della tensione d'uscita (prodotta sia da variazioni di assorbimento del carico che da variazioni della tensione della rete) vengano riportate all'appropriato ingresso (4) del c.i. mediante un sistema di separazione delle tensioni in gioco. In particolare, occorrerà collocare il riferimento (valore di



I transistori SIPMOS sono i nuovi MOS-FET di potenza. A differenza dei transistori bipolari, non richiedono potenza per il loro pilotaggio; possono essere facilmente collegati in parallelo, lavorano con tensioni drain-source fino a 1000 V, non danno infine luogo al "second breakdown".

soglia) e l'amplificatore di errore dalla parte del secondario del trasformatore e "trasmettere" al circuito integrato solo la tensione-errore amplificata. In questo modo possono infatti essere compensati in larga misura sia il coefficiente di temperatura (TK), che il ritardo del fotoaccoppiatore. In questo caso, il fotoaccoppiatore impiegato è il CNY 17-2, il quale possiede un TK molto basso e una notevole stabilità nel tempo. Questa configurazione circuitale consente di migliorare ulteriormente questi due parametri.

Come amplificatore d'errore viene



usato in questo caso il tipo standard OP-TAA 761A. L'operazionale viene alimentato dalla stessa tensione d'uscita dell'alimentatore. Questo non crea problemi, dato che l'operazionale entra in funzione solo per valori di tensione d'uscita che s'aggirano sul valore di soglia, e cioè 5 V. In questo modo, l'alimentazione dell'operazionale è assicurata anche durante la fase attiva. In caso di cortocircuito dei morsetti di uscita, la funzione di regolazione non avrebbe senso, dato che, in questo caso, il ciclo di utilizzazione del BUZ 80 verrebbe regolato dal sistema di protezione contro le sovracorrenti presente nell'integrato TDA 4718.

Sulla tensione continua d'uscita di questo alimentatore è presente un'ondulazione massima di 40 mV da picco a picco con frequenza di 50 kHz. A questa ondulazione risulta inoltre sovrapposta una seconda ondulazione di soli 10 mV da picco a picco con frequenza di 100 Hz. In conclusione, quindi, l'ondulazione complessiva presente sulla tensione continua d'uscita ammonterà a 50 mV da picco a picco.

Nella tabella 1 sono riportati i dati essenziali per la realizzazione del trasformatore T_r e dell'induttanza D_r (choke).

CONVERTITORE DI TENSIONE CONTINUA: 12 V/250 ... 300 V

È riportato in figura 3. In questo caso si parte da una tensione continua di 12 V (per es. fornita da una batteria di auto) e si ottengono 250 ... 300 V non stabilizzati. Questo, in verità, non può chiamarsi un alimentatore SMPS. Il ciclo di utilizzazione è infatti fisso.

Il convertitore cc/cc è il tipo in controfase.

La frequenza di commutazione è elevata (70 kHz). Possono essere impiegati transistori di potenza non molto costosi con tensione di bloccaggio relativamente bassa (50 V) come il BUZ 10A.

Con essi, le correnti di picco del con-



(In alto) Chip di un transistor SIPMOS. (al centro) Struttura di una unità contenuta nel chip di un transistor SIPMOS. Si tratta di un transistor MOS verticale. Su un substrato n⁺ (drain) viene depositato uno strato epitassiale di tipo n, e sopra questo, annegati in pozzi di tipo p⁺, vengono formati gli elettrodi della sorgente e del gate (entrambi in silicio policristallino n⁺). Questa tecnologia permette di realizzare sul chip alcune migliaia di unità di MOS-FET. (In basso) I SIPMOS vengono costruiti impiegando il cosiddetto processo DIMOS (MOS a doppio impianto). Qui è indicata una fase di questa produzione.



HUNG CHANG

il miglior rapporto qualità - prezzo

Una linea completa di multimetri digitali di alta precisione.



Modelli		HC 601	HC 6010	HC 7030	HC 7040
DC V.	Precisione Portate min. e max.	0,5% + 1 D. 200 mV. - 1000 V.	0,5% + 1 D. 200 mV. - 1000 V.	0,1% + 1 D. 200 mV. - 1000 V.	0,1% + 1 D. 200 mV. - 1000 V.
AC V.	Precisione Portate min. e max.	1% + 1 D. 200 mV. - 750 V.	1% + 1 D. 200 mV. - 750 V.	0,5% + 1 D. 200 mV. - 750 V.	0,5% + 1 D. 200 mV. - 750 V.
DC A.	Precisione sino a 200 mA. Precisione oltre 200 mA. Portate min. e max.	1% + 1 D. 2% + 2 D. 200 uA. - 2 A.	1% + 1 D. 2% + 2 D. 200 uA. - 10 A.	0,75% + 1 D. 1,5% + 1 D. 200 uA. - 10 A.	0,75% + 1 D. 1,5% + 1 D. 200 uA. - 10 A.
AC A.	Precisione sino a 200 mA. Precisione oltre 200 mA. Portate min. e max.	2% + 5 D. 3% + 5 D. 200 uA. - 2 A.	2% + 5 D. 3% + 5 D. 200 uA. - 10 A.	1% + 2 D. 2% + 2 D. 200 uA. - 10 A.	1% + 2 D. 2% + 2 D. 200 uA. - 10 A.
OHM	Precisione sino a 200 Kohm Precisione sino a 20 Mohm Portate min. e max.	0,5% + 1 D. 2% + 1 D. 200 ohm - 20 Mohm	0,5% + 1 D. 2% + 1 D. 200 ohm - 20 Mohm	0,1% + 1 D. 2% + 1 D. 200 ohm - 20 Mohm	0,1% + 1 D. 2% + 1 D. 200 ohm - 20 Mohm
VISORE	Tipo Max. visualizzabile Dimensioni in mm.	LCD 3 1/2 1999 17 x 45	LCD 3 1/2 1999 17 x 45	LCD 3 1/2 1999 17 x 45	LCD 3 1/2 1999 17 x 45
GENERALI	Tipo pila Durata pila Dimensioni in mm. LxHxP Peso in gr. Indicatore pile scariche	1 standard 9 V. 200 ore 170 x 89 x 38 400 SI	1 standard 9 V. 200 ore 170 x 89 x 38 400 SI	1 standard 9 V. 200 ore 170 x 89 x 38 400 SI	1 standard 9 V. 2000 ore 170 x 89 x 38 400 SI

Distribuito da:

LAEMI s.r.l.
via Tertulliano, 70
20137 MILANO - Tel. (02) 54.62.043
Tlx 340618 LAEMI I

LAEMI

L'ELETTRONICA CIVILE ITALIANA
CI DEVE QUALCOSA

COMPONENTI ELETTRONICI

GECCO C'è!

per trovare

Chiedi a Geco:

Milano

V.le Casiraghi 409
20099 Sesto S. Giovanni
tel. 02/2404241-2-3-4-5
telex 315496

Bologna

Via Lidice 22 - 40139 Bologna
tel. 051/452103 - telex 213472

Napoli

Via A. da Salerno 13
80128 Napoli
tel. 081/640250 - 640885
telex 721262

Tre Venezie

30020 Noventa di Piave
tel. 0421/65388



Publitrust-Monza

**Calvaruso Luigi
Piemonte**

Via Martin Luther King 12
10044 Pianezza-Torino
tel. 011/9677933

**Giovanni Piombo
Genova**

P.za della Vittoria 15
int. 25 - 16100 Genova
tel. 010/589674 - 581761

Velco srl - Vicenza

Contrà S. Francesco 75
36100 Vicenza
tel. 0444/36444
telex 431075

Ro Elettronica - Venezia

Via Portorana 38
30170 Venezia-Mestre
tel. 041/951898

Faggioli - Firenze

Via S. Pellico 9-11
50121 Firenze
tel. 055/579351
telex 573332

Electronic Point - Roma

Via F. Calzolaio 19
00149 Roma
tel. 06/5273692

Nuclear srl - Marche

Via Venieri 4 - 62019 Recanati
tel. 071/982661

**Geco c'è,
per ogni tua esigenza**



geco
componenti elettronici

Rinascita a Hong Kong l'industria dei videogiochi

L'evasione fornita dai giochi TV videogiochi di oggi sta conquistando un sempre maggior numero di appassionati in tutto il mondo. Hong Kong raccoglie i frutti di questa videomania. L'anno scorso la colonia ha esportato in tutto il mondo console di videogiochi per 1,6 miliardi di \$HK, oltre a cassette per giochi TV per altri 1,1 miliardi di \$HK. Rispetto all'anno precedente, il 1982 ha visto un balzo del 63% nelle esportazioni di console e un incremento del 136% in quelle delle cassette per videogiochi. Oltre all'espansione della domanda mondiale di questo tipo di giochi, uno dei fattori che hanno maggiormente contribuito al fantastico incremento delle esportazioni è rappresentata dalla decisione delle principali marche mondiali del settore di trasferire in toto o in parte le proprie attività produttive proprio a Hong Kong.

In effetti, a Hong Kong la produzione di videogiochi iniziò nel 1972, con l'invenzione dei primi giochi in bianco e nero.

Già allora gli imprenditori locali si resero conto del potenziale successo di questo tipo di prodotti. L'industria conobbe successivamente una fase di espansione che vide all'opera oltre 30 aziende produttrici. Verso la fine degli anni '70, tuttavia, il mercato dei videogiochi ebbe, quasi da un momento all'altro, un crollo che annientò l'industria locale dei giochi TV e i produttori si rivolsero immediatamente a prodotti più lucrativi. Con gli anni '80 un nuovo giro di boa e la situazione si rovescia: il rinato interesse per i videogiochi domina il mercato mondiale grazie all'introduzione di unità programmabili con rappresentazioni grafiche più accurate in grado di offrire giochi più divertenti. Di conseguenza, Hong Kong ha visto rinascere questo settore industriale ed il contemporaneo trasferimento in loco delle attività produttive di alcune delle maggiori marche mondiali. Oggi quasi tutte le maggiori marche del mondo fanno produrre i propri giochi a Hong Kong. Fra esse, l'Atari, la Mattel e la Coleco, mentre un certo numero di produttori indipendenti di videogiochi e di cassette si sono associati alla sagra.

Gli Stati Uniti continuano ad essere il principale mercato di sbocco sia per i giochi che per le cassette, assorbendo il 54% delle esportazioni di Hong Kong in questa categoria di prodotti.

vertitore, e di conseguenza, le perdite, sono più ridotte di quelle che si hanno in convertitori analoghi di uguale potenza. I trasformatori usati hanno nuclei in ferrite e sono tipi standard già fatti (per esempio, nel nostro caso, è stato usato AZV2023, Siemens). Un convertitore come quello presentato ha un rendimento (η) che può raggiungere l'85 ... 90 %.

Descrizione del circuito

Il sistema di comando dei due finali BUZ 10 A è molto semplice in quanto è attuato da un multivibratore convenzionale realizzato con componenti discreti. I due transistori finali vengono pilotati dai collettori dei transistori del

multivibratore e pertanto lavorano in controfase. Il ciclo di utilizzazione (δ) dell'impulso rettangolare di pilotaggio è 0,5 (vale dire, detto T il periodo dell'impulso complessivo, per un tempo T/2 i transistori conducono, e per l'altro T/2 rimangono bloccati). La frequenza dell'impulso di pilotaggio è circa 70 kHz.

Per mantenere su bassi valori le perdite sia nel trasformatore che negli altri componenti del circuito occorre mantenere fisso il più possibile sul valore di 0,5, il ciclo di utilizzazione. Questo va detto perché esistono fattori che possono variarne il valore. Questi fattori sono costituiti innanzitutto dalle inevitabili tolleranze dei componenti e di quelle della capacità di gate dei tran-

Tabella 1 - Dati tecnici per la realizzazione del trasformatore e dell'induttanza D.

- n1 = 112 spire, filo di Litz con doppio rivestimento in seta (15 fili, rame smaltato da 0,1 mm)
- n2 = 112 spire, filo di Litz con doppio rivestimento in seta (12 fili rame smaltato da 0,04 mm)
- Gli avvolgimenti n1 e n2 sono avvolti in bifilare
- n3 = 1 "spira" di foglio di rame
- n4 = 7 spire, piattina di rame smaltato 5 x 30 x 0,1 mm
- Isolamento secondo norme VDE

Induttanza (choke)

- 10 spire piattina di rame smaltato 4 x 30 x 0,1 mm

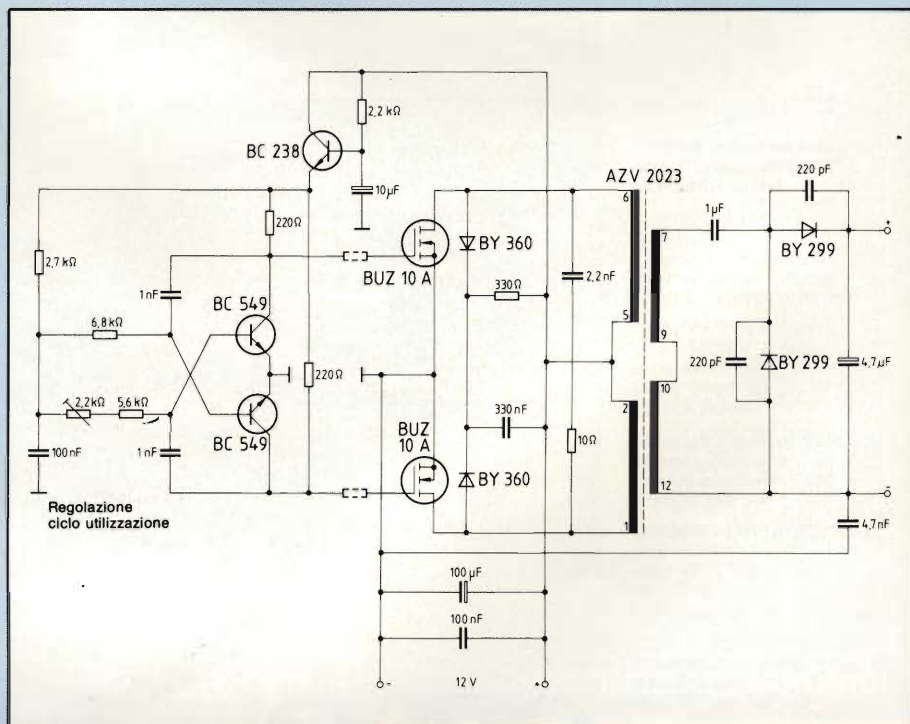


Fig. 3 - Schema del convertitore cc/cc alimentato da 12 V (accumulatori per auto) e capace di fornire una tensione d'uscita di 250 ... 300 V. La potenza d'uscita arriva fino a 70 W. Il rendimento va da 85 al 90 % a seconda della potenza richiesta. Questo convertitore potrebbe sostituire la sezione alimentazione ($V_i \sim 220 V_{eff}$) qualora venisse a mancare la rete e fosse disponibile una batteria a 12 V.

sistemi finali. Occorrerà pertanto introdurre qualche sistema che consenta di riportare sul valore fissato (e cioè su 0,5) il ciclo di utilizzazione dei transistori finali. Questa taratura deve innanzitutto fare in modo che nei due rami del trasformatore di uscita scorrono identici valori di corrente. In pratica, la taratura si fa così: all'uscita del convertitore si applica un carico fisso; indi, si regola il ciclo di utilizzazione fino a quando la corrente assorbita dalla batteria d'ingresso raggiunge il valore minimo.

Eventuali, leggere derive della frequenza di commutazione non arrecano danno al funzionamento del convertitore, e pertanto un sistema di regolazione della frequenza è del tutto inutile.

La rete RC ($2,2 \text{ nF} / 10 \Omega$) in parallelo al primario, come pure i due diodi (BY 360) servono a smorzare le oscillazioni, o meglio ad effettuare una limitazione dei picchi di tensione. Eventuali fenomeni di sovraoscillazione all'ingresso dei finali potrebbero essere eliminate impiegando resistori antiinduttivi che però, nel nostro caso, non sono stati ritenuti necessari.

Il transistor BC 238 inserito sulla linea di alimentazione del multivibratore, ha lo scopo di ritardare l'applicazione della tensione di alimentazione al multivibratore, e pertanto consente al convertitore di avere una "partenza dolce" e di impedire che nei transistori finali possano instaurarsi inammissibili picchi di corrente prodotti dalla carica dei condensatori elettrolitici posti all'ingresso del convertitore da $5 \text{ V} / 10$

Bibliografia

- (1) *Applicazioni Siemens* (Raccolta di circuiti). Ed. 1982/83.
- (2) *Prospetto componenti Siemens di potenza*.
- (3) *Siemens Components*. XVI (1982) n. 2, pag. 76.
- (4) *Siemens Components*. XVII (1982) n. 4, pag. 115.
- (5) Dal volume "Alimentatori stabilizzati a commutazione" (Philips - Elcoma) possiamo fornire la descrizione dei seguenti progetti:
 - Alimentatore a commutazione per la realizzazione di un caricabatterie da rete trifase, $380 \text{ V} - 2 \text{ kW}$.
 - Due alimentatori a commutazione di potenza: tensione/corrente d'uscita: $24 \text{ V} / 21 \text{ A} - 5,5 \text{ V} / 200 \text{ A}$.
 - Due alimentatori a commutazione per calcolatori elettronici: tensione/corrente d'uscita: $5,5 \text{ V} / 20 \text{ A} - 5,5 \text{ V} / 40 \text{ A}$.
 - Alimentatore a commutazione per calcolatori elettronici: tensione/potenza d'uscita: $5,5 \text{ V} / 200 \text{ W}$.
 - Due alimentatori a commutazione d'impiego generale: tensione/potenza d'uscita: $24 \text{ V} / 12 \text{ W} - 24 \text{ V} / 240 \text{ W}$.
 - Alimentatore a commutazione; tensione/corrente d'uscita: $150 \text{ V} / 1 \text{ A}$.
 - Due alimentatori a commutazione d'impiego generale: tensione/corrente d'uscita: $24 \text{ V} / 15 \text{ A} - 5 \text{ V} / 5 \text{ A}$.
 - Due alimentatori a commutazione; tensione/potenza d'uscita: $24 \text{ V} / 2 \text{ W} - 14,5 \text{ V} / 5 \text{ W}$.
 - Alimentatore a commutazione; tensione/corrente d'uscita: $12 \text{ V} / 2,5 \text{ A}$.
 - Alimentatore a commutazione; tensione/potenza d'uscita: $24 \text{ V} / 12 \text{ W}$.
 - SPP - Synchronised power pack: un nuovo sistema per produrre tutte le tensioni di alimentazione richieste da un televisore a colori.

A (figura 1) nel caso il convertitore descritto (figura 3) dovesse sostituire il raddrizzatore di rete del medesimo.

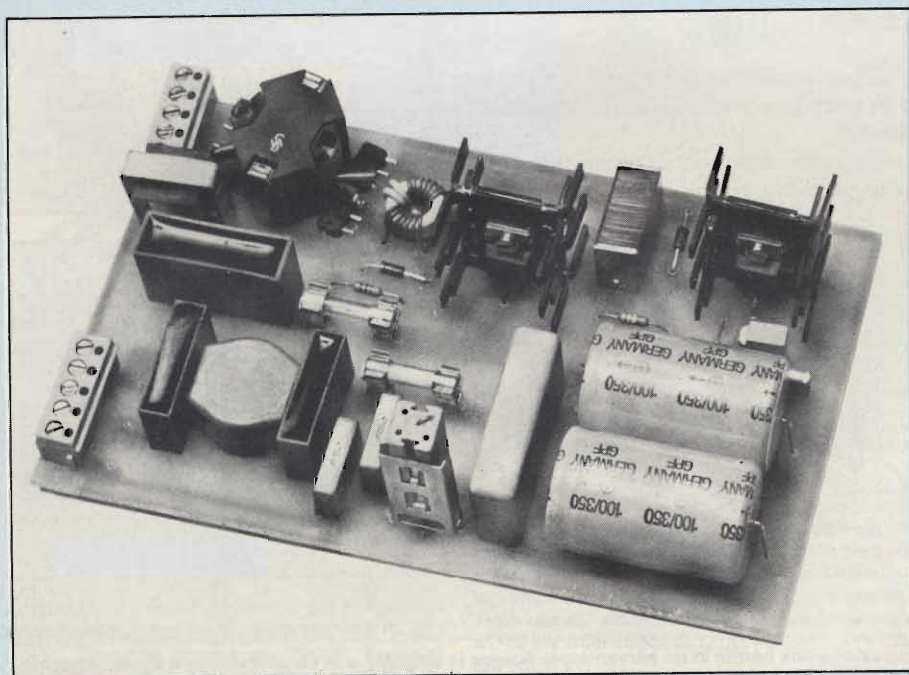
La tensione d'uscita è raddrizzata con un sistema duplicatore di tensione, il quale permette di raggiungere due obiettivi:

- diminuire le spire del secondario del trasformatore, con tutti i vantaggi che ne derivano;
- impedire un eccessivo aumento della tensione d'uscita in assenza di carico.

Il convertitore descritto, così com'è dimensionato, consente di ottenere potenze d'uscita fino a 70 W . Il miglior rendimento si ottiene però per valori di potenza d'uscita intermedi.

Come già accennato, questo convertitore potrebbe precedere quello di figura 1 (sostituendo pertanto il raddrizzatore di rete) nel caso in cui l'alimentatore di figura 1, dovesse avere come sorgente di tensione una batteria a 12 V .

Questi schemi di applicazione ci sono stati forniti dalla Siemens S.p.A.. A richiesta possiamo fornire i codici commerciali e caratteristiche più dettagliate dei componenti usati. ■



Esempio di alimentatore SMPS da 150 W realizzato con nucleo SIFERRIT RM10.

Leggete
CINESCOPIO
... la rivista
del
riparatore TV

ALIMENTATORI STABILIZZATI

Principio di funzionamento e criteri di scelta

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

Tutti i dispositivi allo stato solido (dai diodi, alle memorie, ai microcomputer single-chip ecc....) forniscono le prestazioni stabilite dal costruttore solo se durante il funzionamento vengono alimentati con i valori di tensione previsti. È per questo motivo che in tutte le apparecchiature professionali e civili, l'alimentatore è sempre stabilizzato. Questo potrà essere del tipo serie, parallelo o a commutazione, a seconda delle esigenze di spazio, di peso e di rendimento richiesti.

Tutte le apparecchiature elettroniche richiedono una tensione di alimentazione in continua. Nella maggior parte dei casi, questa tensione è ottenuta raddrizzando la tensione alternata della rete. La tensione continua ottenuta in questa semplice maniera non è stabilizzata, risente cioè delle variazioni sia del carico che della rete. La stragrande maggioranza delle apparecchiature richiede però una tensione continua *stabilizzata*. Quest'ultima può essere fornita dai co-

siddetti alimentatori stabilizzati, i quali possono essere essenzialmente di tre tipi:

- in parallelo
- in serie
- a commutazione.

Gli alimentatori stabilizzati in serie o in parallelo vengono anche chiamati *lineari*.

Gli alimentatori a commutazione (che possono riallacciarsi a quelli in

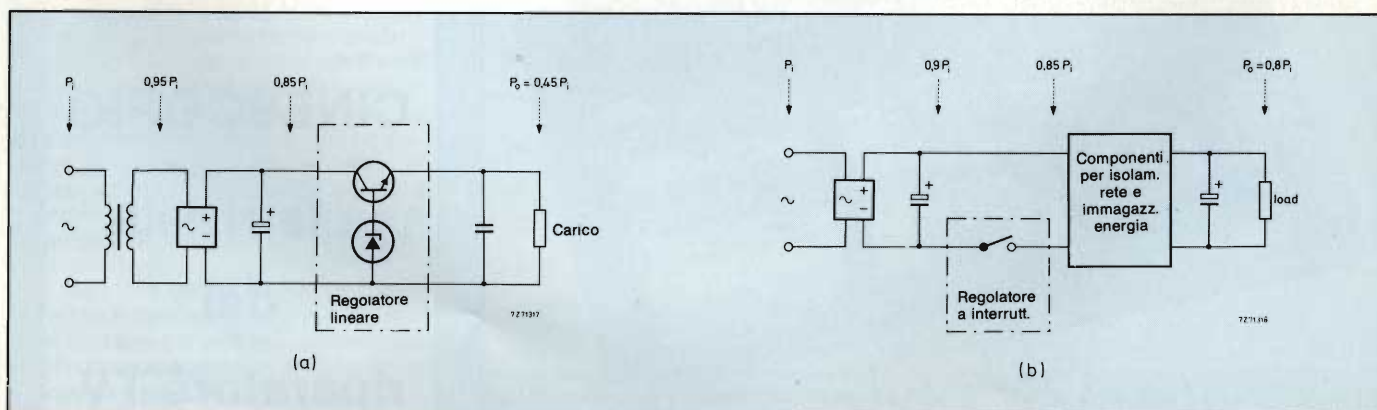
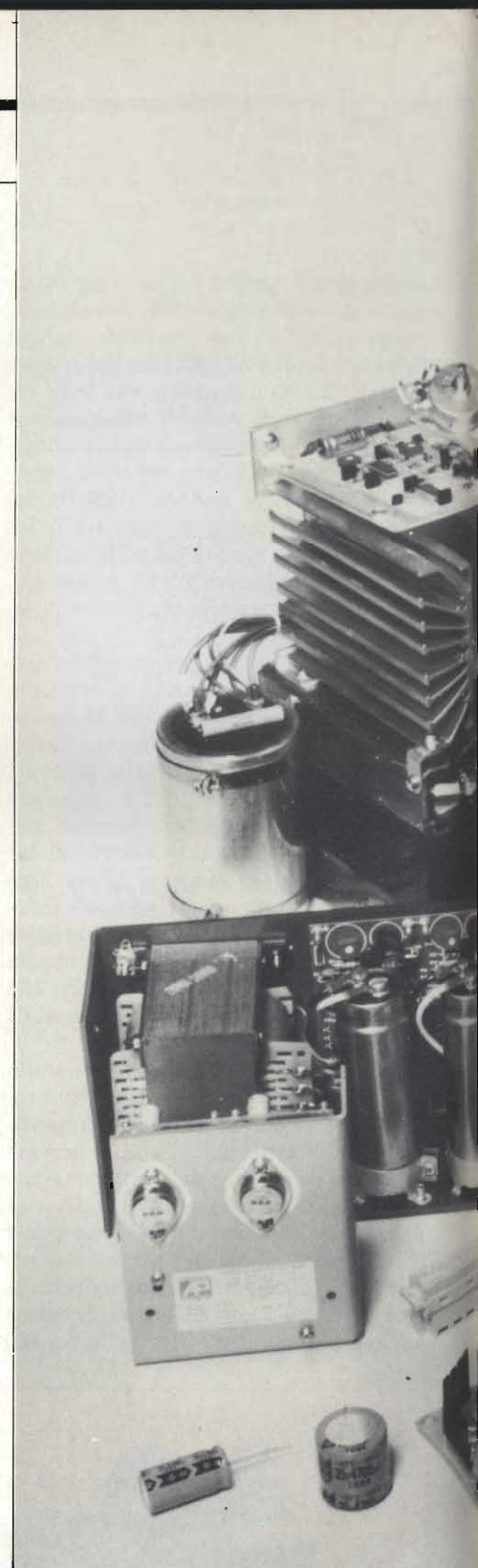
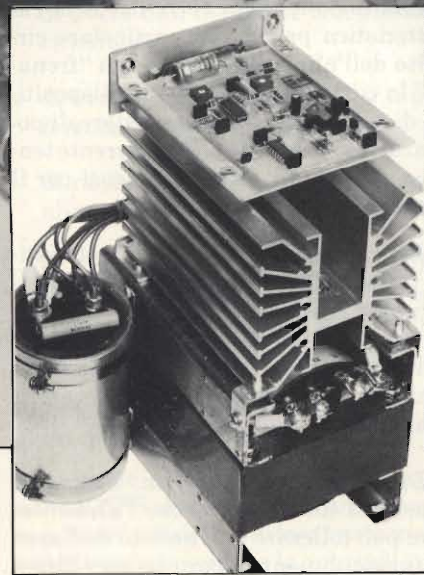
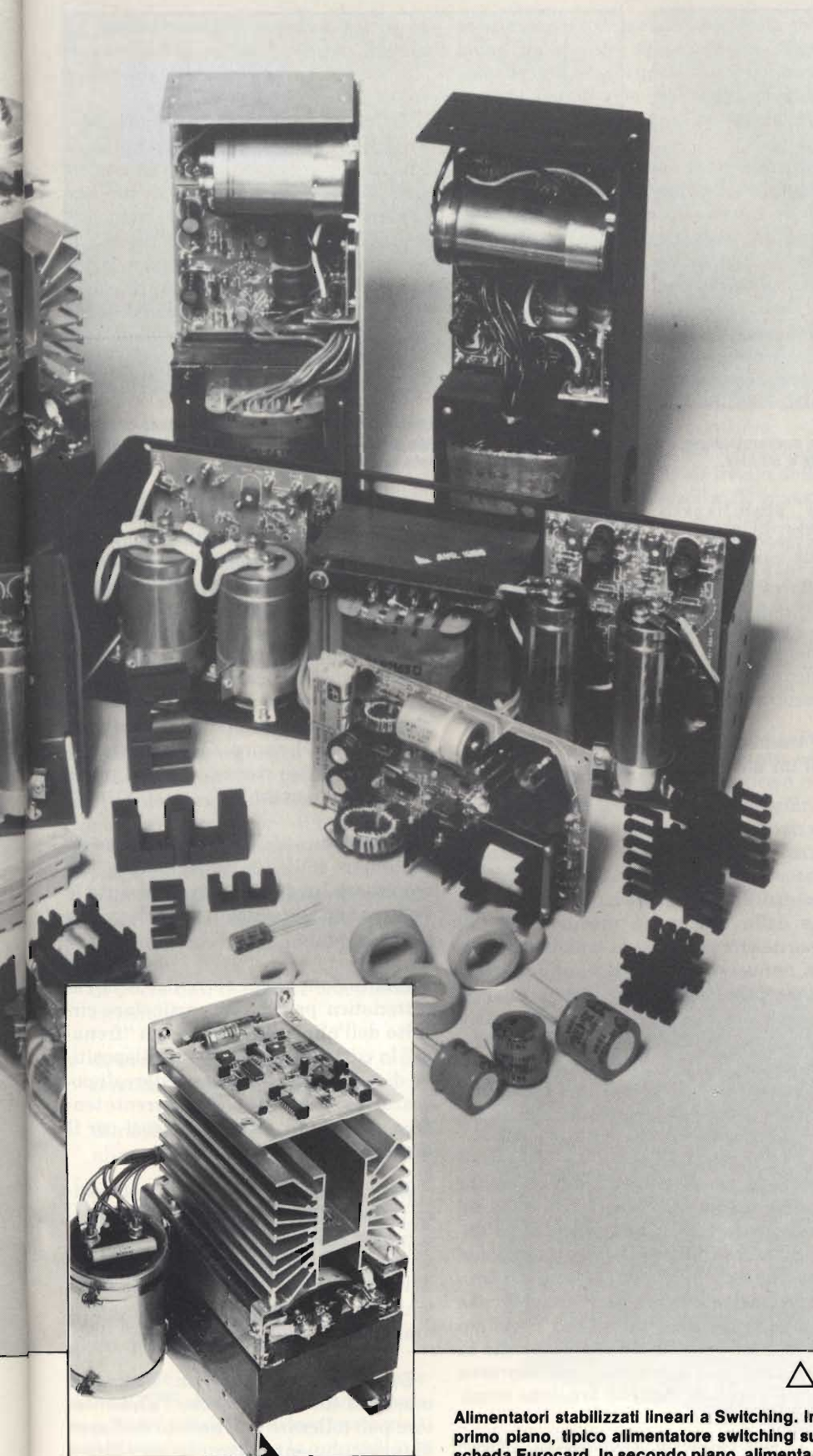


Fig. 1 - Confronto quantitativo delle perdite per dissipazione che hanno in un alimentatore lineare (a sinistra), e in un alimentatore a commutazione SMPS (a destra). Sono queste perdite che determinano il rendimento nei due tipi di alimentatori; quelli lineari hanno un rendimento del 45 %, quelli a commutazione l'80 %.



Alimentatore lineare di potenza per usi professionali e industriali, serie, Brute (ADTECH/REDIST). Tensione d'Ingresso: 220 V. Tensioni d'uscita: $2 \div 25$ V, 12 A oppure $5 \div 50$ V, 6 A. Rendimento 75%.

Alimentatori stabilizzati lineari a Switching. In primo piano, tipico alimentatore switching su scheda Eurocard. In secondo piano, alimentatori lineari di potenza, per impieghi industriali. Tutti questi alimentatori sono prodotti dalla ADTECH International, rappresentata in Italia dal REDIST.

serie), vengono solitamente chiamati *alimentatori stabilizzati SMPS* (SMPS = Switched - Mode Power Supplies), o più semplicemente *alimentatori switching*, a motivo del meccanismo di apertura/chiusura ad elevata velocità del transistor posto in serie alla tensione di alimentazione in continua.

I tre tipi di alimentatori suddetti debbono essere economici, leggeri, e avere un rendimento elevato.

Il principio di funzionamento degli alimentatori *lineari* stabilizzati in serie o in parallelo è il seguente: una porzione della tensione di uscita viene prelevata e confrontata con una tensione di riferimento di valore costante; la tensione-differenza così ottenuta viene usata per regolare una "resistenza" posta in serie alla linea di alimentazione del carico: la regolazione viene attuata in maniera che la tensione di uscita mantenga sempre, indipendentemente dalle variazioni del carico o della rete, il valore in precedenza fissato. La "resistenza in serie", variata dalla tensione-differenza è, in questo caso, un componente attivo, e precisamente, un transistor di potenza.

Gli alimentatori stabilizzati a commutazione SMPS "partono" da una tensione continua, la frazionano a velocità elevata (allo scopo di ridurre le perdite nel transistor-interruttore in serie), ed infine la raddrizzano e la livellano. La stabilizzazione della tensione di uscita si ottiene in questo caso, variando opportunamente il tempo in cui il transistor-interruttore si trova in conduzione.

Pregi e inconvenienti degli alimentatori lineari e SMPS

Gli alimentatori stabilizzati lineari sia serie che parallelo, hanno l'inconveniente che quando devono fornire elevati valori di corrente producono un elevato valore di dissipazione all'interno del "resistore variabile in serie", e cioè del transistor di potenza in serie. Per questo motivo, questi alimentatori hanno rendimenti molto bassi, inferiori al 40% (figura 1). Gli alimentatori stabilizzati a commutazione hanno rendimenti molto più elevati, sull'ordine di grandezza del 75 ... 80%, e ciò per il fatto che l'energia dissipata nel dispositivo di commutazione è molto ridotta.

L'inconveniente principale dell'alimentatore stabilizzato a commutazione è costituito dalla sua incapacità di ridurre a zero l'alternata residua (o ondulazione), introdotta dalla commutazione e presente sulla tensione di uscita. Ciò, ovviamente, non ha luogo negli

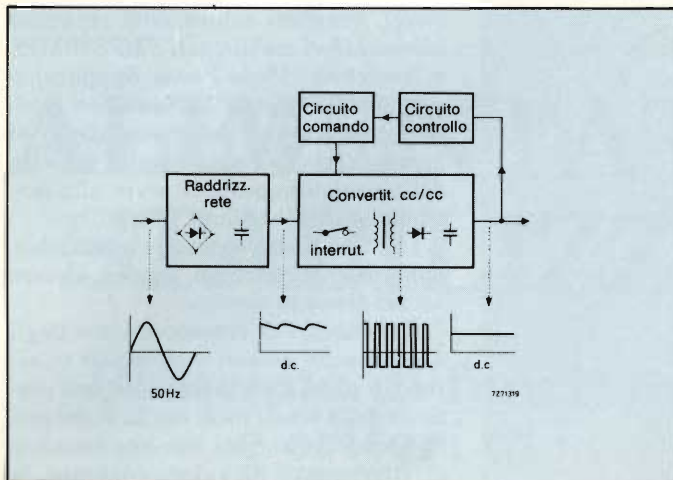


Fig. 2 - Schema di principio di un alimentatore a commutazione. La frequenza di commutazione è compresa tra 20 kHz e 50 kHz.

alimentatori lineari sia del tipo serie che parallelo.

Gli alimentatori lineari, sia serie che parallelo, rispondono meglio alle variazioni della tensione di uscita, per il fatto che il loro elemento in serie (o in parallelo), costituito da un transistorore di potenza, si trova *sempre* in conduzione; ciò non si verifica invece in un alimentatore a commutazione, dove l'elemento di commutazione (anche in questo caso un transistorore di potenza), rimane in conduzione solo durante una frazione del ciclo operativo.

Fatte queste premesse riguardanti tutti i tipi di alimentazione stabilizzati attualmente in commercio ci occuperemo d'ora in avanti del solo alimentato-

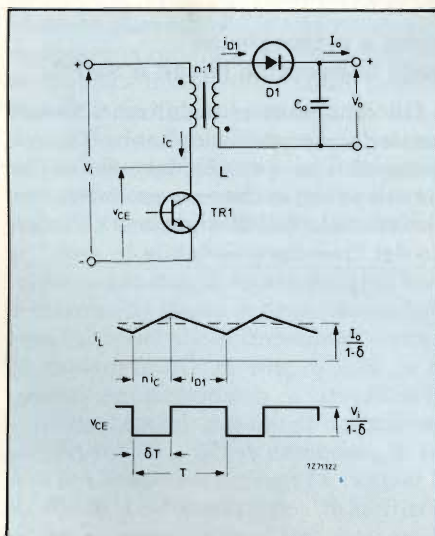


Fig. 3 - Schema di principio di un alimentatore flyback e relative forme d'onda. δ è il ciclo di utilizzazione del transistorore TR1, T è il tempo di ciclo della commutazione, L è un choke a doppio avvolgimento. Si chiama flyback perchè la corrente circola nel carico durante la fase off del periodo T. La tensione V_{CE} è il doppio della tensione d'ingresso V_i .

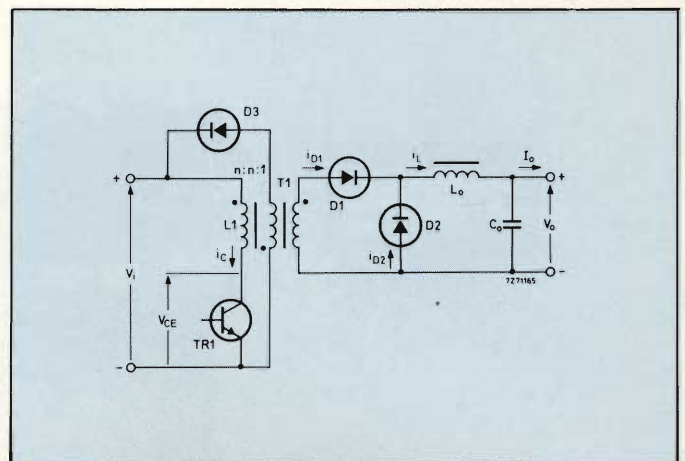


Fig. 4 - Schema di principio di un convertitore forward. Viene chiamato forward perchè la corrente circola nel carico durante la fase "on" del periodo T. Anche in questo caso $V_{CE} = 2 V_i$.

re stabilizzato a commutazione (SMPS) dato che, attualmente, per le sue caratteristiche di rendimento elevato, peso irrilevante e ridotto ingombro, è quello maggiormente impiegato.

Prima però di analizzare il funzionamento non sarà fuori luogo illustrare alcune funzioni e caratteristiche che incontreremo durante la trattazione.

Parametri caratteristici di un alimentatore stabilizzato

Regolazione della rete. Questa caratteristica chiamata anche *regolazione statica* indica la capacità dell'alimentatore di rispondere più o meno prontamente alle variazioni lente della tensione della rete o più precisamente, di mantenere costante la tensione d'uscita nonostante le variazioni della tensione della rete. La regolazione di linea è espressa in % del valore nominale o attuale della tensione di uscita. L'escursione della tensione alternata d'ingresso è in genere, \pm il 10% rispetto al valore nominale, e cioè $220 V \pm 10\%$.

Regolazione del carico. Questa caratteristica viene molto spesso chiamata anche *regolazione dinamica*, e sta ad indicare la capacità di risposta dell'alimentatore, (più precisamente della sua tensione di uscita) ad eventuali brusche variazioni nel carico, e nel caso limite, quando si passa dal massimo carico ad assenza di carico. Anche la regolazione del carico viene espressa come percentuale della tensione nominale di uscita.

Le due suddette "regolazioni" possono anche essere coincidenti (o cumulative), e di questo occorrerà tenere conto quando si esamineranno le caratteristiche di un alimentatore stabilizzato a commutazione.

Regolazione termica. Questo parametro indica le variazioni a cui può andare incontro la tensione di uscita in seguito ad una variazione della temperatura ambiente (drift termico).

Risposta al transitorio. Questo parametro sta ad indicare l'abilità dell'alimentatore a rispondere a rapide variazioni sia della tensione alternata d'ingresso che del carico. Questo parametro molto spesso viene chiamato anche "tempo di recupero".

Limitazione della tensione. Questo parametro indica la capacità che l'alimentatore ha di interrompersi tutte le volte che un suo elemento non funziona correttamente.

Limitazione della corrente. È la caratteristica per cui un particolare circuito dell'alimentatore tende a "frenare" la corrente circolante nel dispositivo di commutazione (transistore di potenza), tutte le volte che la corrente tende a superare i valori ammessi per il dispositivo stesso.

Bloccaggio termico. È la caratteristica per cui l'alimentatore riesce ad interrompere il suo funzionamento tutte le volte che la temperatura del "cristallo del dispositivo" di commutazione (chip) supera il valore di temperatura ammesso alla giunzione.

Dissipazione di potenza. Indica la massima dissipazione che l'alimentatore può tollerare nell'ambito dell'area di funzionamento sicuro dei suoi dispositivi attivi.

Rendimento. È il rapporto (in %) tra la potenza ricavata all'uscita e la potenza complessiva fornita all'ingresso

(le perdite possono trovarsi sia nella parte c.a. che nella parte c.c. dell'alimentatore).

Interferenze. Questa caratteristica riguarda la produzione di segnali di interferenza a radiofrequenza e i disturbi prodotti dai campi magnetici. Questa "caratteristica" riguarda esclusivamente gli alimentatori stabilizzati a commutazione. (Esistono comunque criteri di progettazione dei trasformatori e dei choke di questi alimentatori che tendono a ridurre a valori molto bassi questo tipo di disturbi).

Ampia gamma delle tensioni d'ingresso. Questa importante caratteristica è dovuta alla possibilità di variare sia la frequenza di commutazione del transistor-interruttore sia il suo ciclo di utilizzazione. (Si tenga presente che, una volta fissata la frequenza di commutazione dell'alimentatore, e di conseguenza il cosiddetto tempo del ciclo di lavoro, si chiama *ciclo di utilizzazione* (δ) il tempo durante il quale, entro detto ciclo, il transistor-interruttore conduce).

Basso costo. Questa prerogativa è una diretta conseguenza di quelle già illustrate, in quanto il peso e il volume ridotti dei materiali impiegati, il transistor-interruttore di relativa piccola potenza, costituiscono fattori decisivi agli effetti del costo.

Rispetto agli alimentatori stabilizzati lineari (sia del tipo serie che paralleli), quelli a commutazione, hanno lo svantaggio:

- di avere una maggiore complessità circuitale;
- di irradiare notevoli segnali d'interferenza a radio frequenza;
- di rispondere molto più lentamente alle variazioni del carico;
- di avere difficoltà ad eliminare dalla tensione d'uscita, l'ondulazione residua presente sulla tensione continua raddrizzata al secondario.

Principio di funzionamento di un alimentatore SMPS

L'attuale alimentatore a commutazione SMPS non è altro che una versione aggiornata del *vibratore* usato molti anni fa per alimentare le autoradio. In questo caso, i contatti del vibratore sono stati sostituiti da un dispositivo allo stato solido, e cioè dal transistor-interruttore. Nella *figura 2* è riportato il principio di funzionamento di un ali-

mentatore SMPS alimentato dalla tensione della rete. Quest'ultima viene raddrizzata, spianata e frazionata (azione chopper) a frequenza elevata per impedire, tra l'altro, che l'alimentatore "canti".

La tensione continua, frazionata dal transistor-interruttore, viene applicata al primario di un trasformatore, la cui tensione secondaria viene raddrizzata e livellata in modo da poter essere utilizzata come tensione continua d'alimentazione. Compito principale del trasformatore è operare la separazione tra la tensione d'ingresso e quella di uscita dell'alimentatore, e secondariamente, quello di fornire eventuali differenziali valori di tensione continua.

Un circuito di controllo tiene continuamente "sott'occhio" il livello della tensione continua d'uscita. È questo circuito di controllo che provvede a variare il tempo di conduzione (o ciclo di utilizzazione) del transistor-interruttore in maniera da mantenere la tensione continua d'uscita, sul livello prefissato, indipendentemente dalle eventuali variazioni sia della tensione alternata d'ingresso (tensione della rete) sia del carico.

Ovviamente, se si dispone già di una tensione continua (da stabilizzare, ovviamente), la parte raddrizzatrice d'ingresso dell'alimentatore SMPS viene automaticamente eliminata.

La parte essenziale in un alimentatore SMPS è quindi costituita da un convertitore cc/cc, a ciclo di utilizzazione variabile.

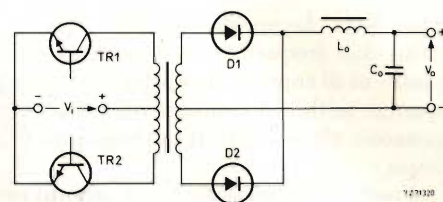


Fig. 5 - Schema a blocchi di un convertitore in controfase. I transistori TR1 e TR2 sono portati in conduzione durante semicicli alternati. La frequenza della corrente d'ondulazione è due volte quella di commutazione. $V_{CE} = 2V_i$.

I convertitori cc/cc attualmente impiegati sono:

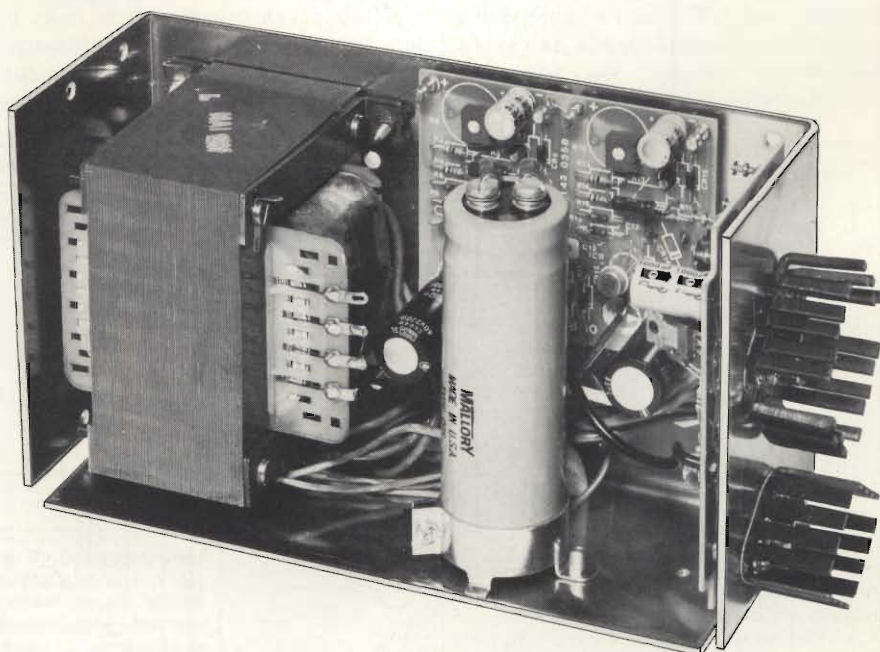
- il convertitore flyback
- il convertitore forward
- il convertitore push-pull (o bilanciato).

Vantaggi degli alimentatori stabilizzati a commutazione (SMPS)

Sono le prestazioni di cui sono capaci che hanno consentito l'affermazione di questi alimentatori in tutte le apparecchiature civili e professionali.

I vantaggi degli alimentatori SMPS sono, come già detto, peso e volume ridotti, basso costo, rendimento elevato e possibilità di lavorare con un'ampia gamma di valori della tensione alternata d'ingresso. Ma analizziamoli più al dettaglio.

Peso e volume ridotti. Queste caratteristiche sono rese possibili per il sem-



Alimentatore lineare di piccola potenza per sistemi a microprocessore, serie TAPS 2-2-1. (AD-TECH/REDIST). Tensioni d'ingresso: 99-126/198-254 V. Tensioni d'uscita: 5 V, 6 A, - $\pm 12 \div 15$ V regolabili 1 A.

plíce fatto che questi alimentatori lavorano con frequenze di commutazione molto al di sopra dello spettro delle frequenze udibili; i componenti induttivi possono avere pertanto dimensioni ridotte.

Rendimento elevato. Ciò è dovuto al fatto che il transistor-interruttore lavora sempre in due condizioni ben definite e cioè: o si trova in saturazione (on), e pertanto con bassa caduta di tensione tra emettitore e collettore, oppure risulta bloccato (off). Queste due condizioni si succedono ovviamente alla frequenza di lavoro del sistema che, come già detto, va di regola oltre i 20 kHz. Bassa caduta di tensione V_{CE} significa bassa dissipazione all'interno del cristallo del transistor-interruttore, e di conseguenza sistemi di raffreddamento molto semplificati, e perciò peso e volume dell'alimentatore ridotti come già detto.

Si tenga presente a proposito di rendimento che gli alimentatori lineari (sia quelli in serie che quelli in parallelo), hanno rendimenti dell'ordine del 40 ... 50 % mentre il rendimento degli alimentatori SMPS va, di regola, oltre all'80 % (figura 1).

Convertitore flyback

Lo schema di principio è riportato in figura 3, dove sono indicate anche le forme d'onda ai capi del transistor-interruttore (e cioè v_{CE}) e la corrente circolante nel choke (i_L) riflessa sul primario (il choke è a doppio avvolgimento allo scopo di separare l'ingresso dall'uscita dell'alimentatore).

Il tempo di ciclo (o periodo di funzionamento del convertitore) è indicato mediante T mentre il ciclo di utilizzazione (e cioè il tempo durante il quale il transistor-interruttore rimane chiuso) viene indicato con δT .

Quando TR1 conduce, viene accumulata nel campo magnetico del choke energia (più in particolare, i_L tende ad aumentare mentre D1 risulta polarizzato in senso inverso). Durante il tempo in cui il transistor-interruttore risulta bloccato (flyback), questa energia si scarica nel condensatore e nel carico: in particolare, i_L tenderà a decrescere e D1 risulterà ora polarizzato in senso diretto.

Durante il tempo in cui TR1 conduce, C_o continuerà a fornire energia al carico effettuando in questo modo una fun-

zione di livellamento.

Occorre far presente che, a differenza dei convertitori che illustreremo più avanti, questo tipo di convertitore impiega un solo componente induttivo. Inoltre, come si può ricavare osservando le forme d'onda di figura 3, se il ciclo di utilizzazione δ è 0,5 (e cioè il transistor conduce per metà del tempo di ciclo e per l'altra metà risulta bloccato), il picco di tensione v_{CE} ai capi del transistor-interruttore sarà esattamente il doppio della tensione V_i applicata all'ingresso del convertitore. Infatti:

$$v_{CE} = \frac{V_i}{1 - \delta}$$

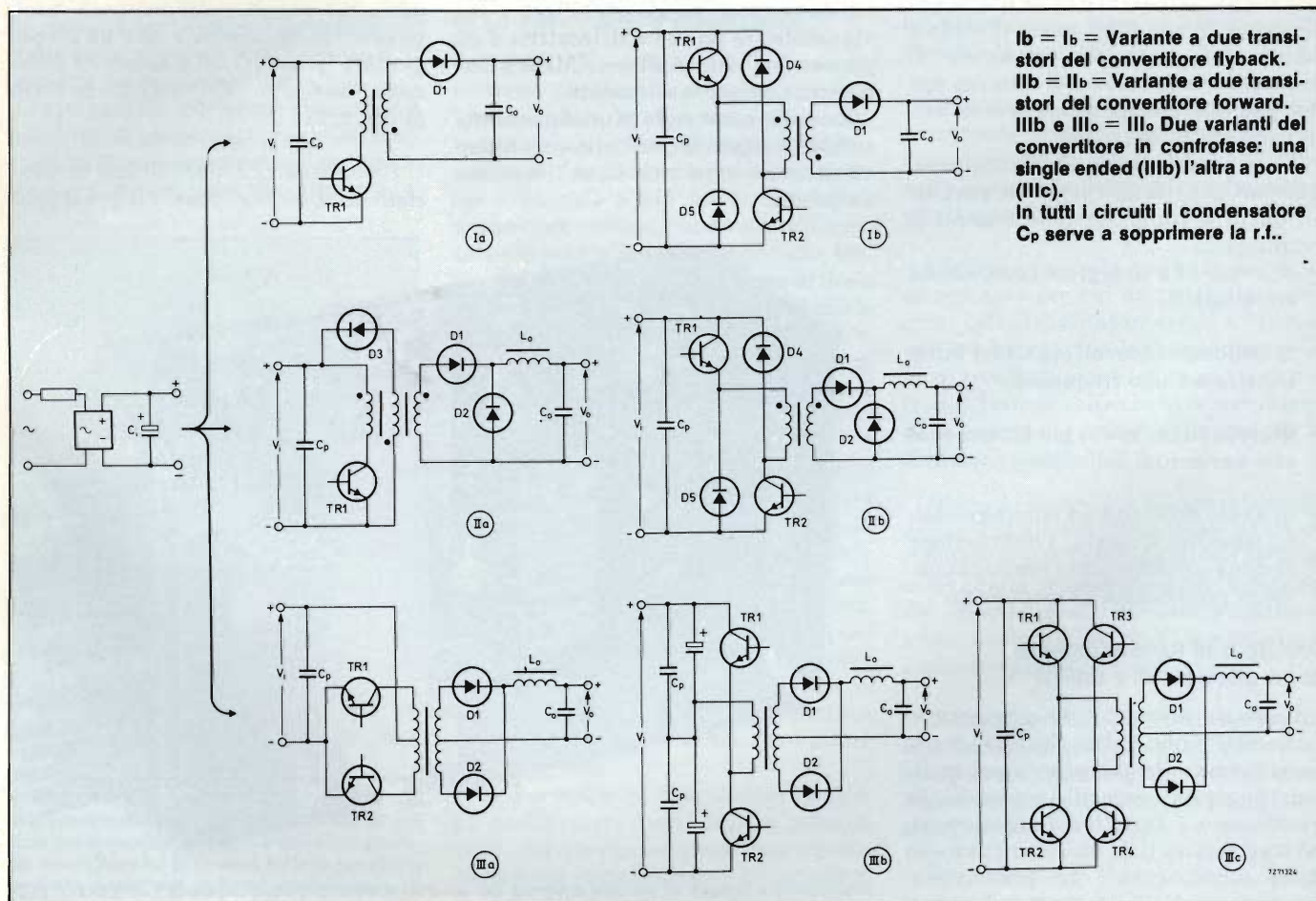
ma $\delta = 0,5 = 1/2$

e allora,

$$v_{CE} = \frac{V_i}{1/2} = 2 V_i$$

Convertitore forward

Uno dei pregi di questo convertitore, riscontrabile specialmente quando le tensioni d'uscita dell'alimentatore sono di basso valore, è costituito dallo



I_b = I_b = Variante a due transistori del convertitore flyback.
 II_b = II_b = Variante a due transistori del convertitore forward.
 III_b e III_c = III_c. Due varianti del convertitore in confrofase: una single ended (III_b) l'altra a ponte (III_c).
 In tutti i circuiti il condensatore C_p serve a sopprimere la r.f..

Fig. 6 - Alcuni tipi di convertitori cc/cc derivati da quelli fondamentali descritti.

scarso livello dell'ondulazione r.f., presente sulla tensione continua d'uscita; ciò è dovuto al fatto che il choke, in questo caso, viene a trovarsi in serie al carico.

Il circuito di principio si può vedere in figura 4.

Durante il tempo in cui il transistor-interruttore si trova in conduzione (fase forward), l'energia viene simultaneamente immagazzinata nel choke L_o , e trasferita tramite il diodo D1, al carico. Durante la successiva fase di bloccaggio del transistor-interruttore, una frazione di energia accumulata in L_o viene trasferita sul carico per tramite del diodo-volano D2.

Il condensatore di uscita C_o provvede a livellare la tensione di ondulazione prodotta dal meccanismo di commutazione del transistor-interruttore.

Dopo la fase di bloccaggio del transistor-interruttore, l'energia immagazzinata nel nucleo del trasformatore viene ritornata alla sorgente in c.c. tramite un avvolgimento detto di smagnetizzazione (accoppiato strettamente al primario) e il diodo D3, per cui, anche in questo caso, la tensione di picco presente sul transistor-interruttore risulterà di valore doppio rispetto alla tensione continua V_i applicata all'ingresso del convertitore.

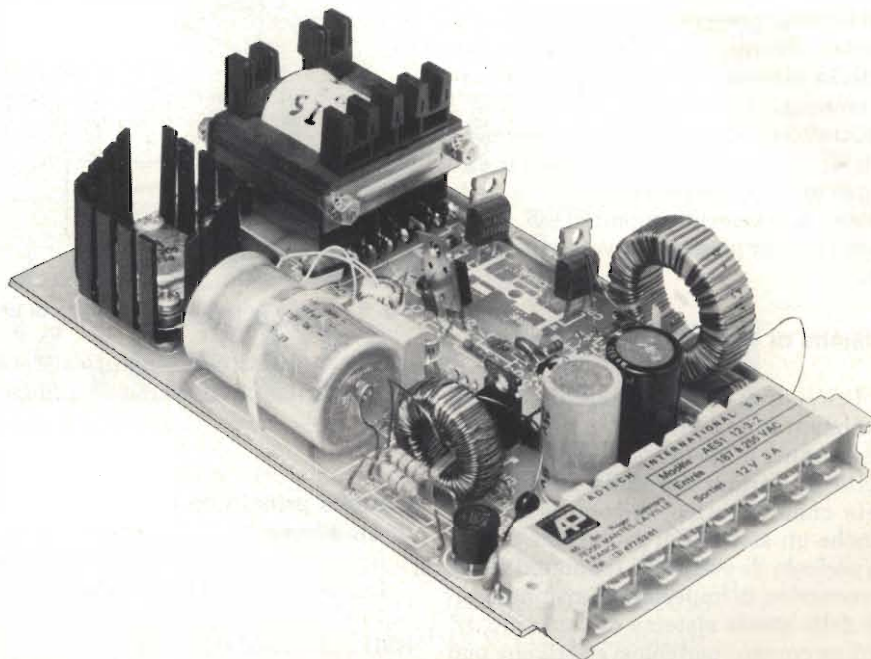
Convertitore push-pull

È costituito essenzialmente da due convertitori forward funzionanti in controfase (figura 5). I diodi D1 e D2 raddrizzano tensioni rettangolari presenti sul secondario e prodotte dal chiudersi alternato dei transistori TR1 e TR2 durante i rispettivi semicicli. Il modo di funzionamento in controfase (push-pull) tende a raddoppiare la frequenza della corrente di ondulazione nel filtro di uscita $L_o C_o$, e di conseguenza, tende a ridurre la tensione di ondulazione d'uscita. Anche in questo caso, la tensione di picco dei transistori è $2V_i$.

Criteri per scegliere il convertitore cc/cc più adatto

Esistono molte versioni dei convertitori cc/cc descritti.

Le principali sono riportate nella figura 6. In questa figura, Ia, IIa, e IIIa sono i convertitori-base testè descritti. Nelle figure Ib e IIb, i transistori TR1 e TR2 conducono contemporaneamente mentre i diodi D4 e D5 limitano il picco della tensione del collettore al livello della tensione continua d'ingresso V_i . Allo stesso modo, nei circuiti in controfase delle figure IIIb e IIIc, la tensione di collettore non supera V_i . Nel circuito



Allmentatore switching su scheda Eurocard, serie AES1-12-3-2 (ADTECH/REDIST) Tensione d'ingresso: $187 \div 255$ V; Tensione d'uscita: 12 V; $0,3 \div 3$ A.

IIIb, i transistori TR1 e TR2 vengono portati in conduzione durante semicicli alternati; nel ciclo IIIc, TR1 e TR4 sono portati in conduzione durante un mezzo ciclo mentre TR2 e TR3 sono portati in conduzione in quello successivo.

La scelta di un convertitore dipende dal tipo di applicazione in cui deve essere impiegato e dalle prestazioni richieste.

Il convertitore flyback è il più semplice e il meno costoso; viene consigliato nel caso si desiderino avere dall'alimentatore molte tensioni d'uscita, nel qual caso ogni tensione d'uscita richiederebbe soltanto un diodo ed un con-

densatore. Problemi di livellamento potrebbero sorgere nel caso in cui si volesse ridurre l'ondulazione a livelli molto bassi.

La versione push-pull richiede circuiti di comando più complessi ma ha il vantaggio di produrre, a parità di valori di L_o e C_o , un livello di ondulazione residua estremamente basso.

La figura 7 può essere d'aiuto nella scelta del convertitore.

Criteri di scelta sono la tensione (V_o) e la potenza d'uscita (P_o) che si desidera avere dall'alimentatore. Dalla figura si vede che, nel caso del convertitore flyback, il livello della tensione di on-

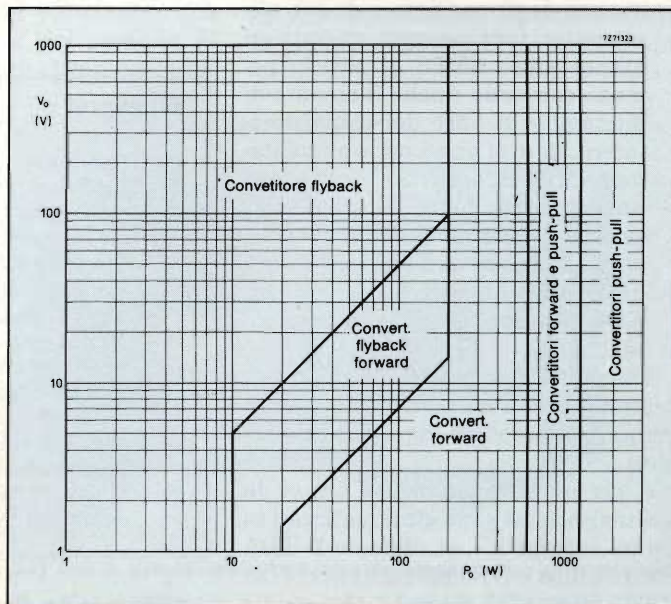


Fig. 7 - Diagramma per facilitare la scelta del convertitore più adatto per un determinato impiego. La scelta deve tener conto della tensione di uscita V_o e della relativa potenza d'uscita P_o .

dulazione presente sulla tensione d'uscita, diventa effettivamente un problema via via che la potenza richiesta aumenta. Per motivi economici, e quando la potenza d'uscita è inferiore a 10 W, il convertitore flyback rimane ad ogni modo la migliore soluzione. Se la potenza desiderata supera il kW, allora è meglio impiegare la versione push-pull.

Sistemi di controllo e di protezione

I circuiti di controllo incorporati nell'alimentatore SMPS oltre a mantenere costante il livello della tensione d'uscita al variare sia della tensione di rete che del carico, devono prevedere anche un sistema di protezione contro il pericolo di eventuali fenomeni di sovraccarico, di imperfetto funzionamento dello stesso sistema di controllo, ed infine contro i pericolosi effetti che può produrre un "accensione" dell'alimentatore seguita subito da uno "spegnimento". Pertanto, i circuiti di controllo dovranno prevedere:

- un sistema di "partenza dolce", e cioè, un aumento graduale del ciclo di utilizzazione del transistor-interruttore nei primi istanti dopo la messa in funzione dell'alimentatore. Ciò produrrà un corrispondente graduale aumento della tensione di uscita, e questo impedirà una intensa corrente di spunto prodotta dal carico capacitivo, rappresentato dal condensatore di livellamento sistemato nel circuito d'uscita dall'alimentatore;
- un sistema di sincronizzazione, per impedire fenomeni d'interferenza dovuti a leggere differenze nelle frequenze degli oscillatori di più alimentatori (per esempio, quando un alimentatore SMPS di piccola potenza comanda anche il circuito di pilotaggio di base del transistor-interruttore di un secondo alimentatore SMPS di potenza);
- un sistema di controllo a distanza, essenziale, per esempio, per la messa in funzione sequenziale di più unità alimentatrici di un sistema EDP formato da più microcomputer.

Tutti questi circuiti di controllo e di protezione, se realizzati in forma discreta, risulterebbero ingombranti e costosi.

È per questo motivo che ormai da molti anni, essi sono stati realizzati in forma integrata (per esempio il TDA 1060 Philips o NE5560 Signetics, TDA 4700 e TDA 4718 Siemens, ecc. ecc.), e

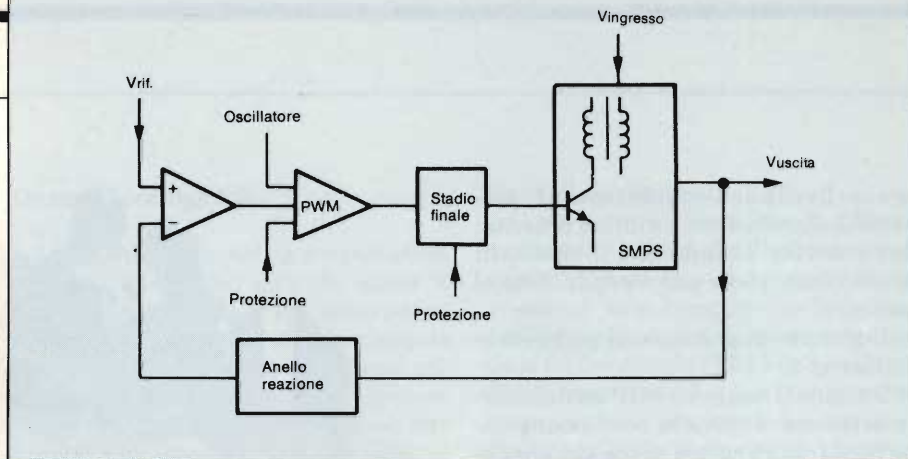


Fig. 8 - Anello principale di controllo di un alimentatore SMPS.

ciò ha consentito di semplificare enormemente il progetto di questi alimentatori.

L'anello principale di controllo di un alimentatore SMPS

In figura 8 è illustrato l'anello principale di controllo di un alimentatore SMPS. Come al solito, una frazione della tensione d'uscita V_o viene inviata tramite una rete di reazione all'ingresso invertente di un operazionale (amplificatore di errore) dove viene confrontata con un valore fisso di riferimento applicato all'ingresso non invertente del medesimo. L'uscita dell'operazionale è collegata all'ingresso di un modulatore di ampiezza degli impulsi (PWM = Pulse Width Modulator). All'altro ingresso di questo modulatore viene applicato il segnale di un oscillatore ad onda triangolare o a dente di sega. All'uscita del modulatore PWM avremo un impulso rettangolare la cui frequenza corrisponderà alla frequenza del segnale dell'oscillatore applicato all'ingresso. La larghezza di questo impulso rettangolare potrà essere variata dalla tensione di uscita dell'operazionale. Questo impulso, previa amplificazione, andrà a comandare (e cioè a

bloccare o a portare in conduzione) il transistor-interruttore di potenza dell'alimentatore.

La variazione dell'ampiezza di questo impulso varierà il tempo durante il quale il transistor-interruttore conduce, trasferendo in definitiva più o meno energia dallo stadio d'ingresso (V_i) allo stadio d'uscita (V_o) dell'amplificatore. In questa maniera, variando il ciclo di utilizzazione (δ) del transistor-interruttore sarà possibile mantenere costante la tensione di uscita dell'alimentatore indipendentemente dalle eventuali variazioni della tensione alternata d'ingresso (regolazione della linea) e delle variazioni del carico (regolazione del carico).

Il ciclo di utilizzazione del transistor-interruttore (δ) viene definito dal rapporto T

$$\delta = t_{on} / T$$

dove t_{on} è il tempo in cui il transistor conduce, e T è il tempo di ciclo complessivo.

I sistemi di protezione contro eventuali sovratensioni e sovracorrenti ecc., possono essere realizzati aggiungendo opportuni ingressi o al modulatore oppure allo stadio finale. ■

Bibliografia

- (1) *Optimizing the configuration of ferrite-cored transformers for advanced switched-mode magnetics* - L.P.M. Bracke.
- (2) *Optimizing the power density of ferrite-cored transformers* - L.P.M. Bracke.
- (3) *Switched-mode power supply magnetic component requirement* - L.P.M. Bracke e F.C. Geerlings.
- (4) *Switched-mode power supply magnetic considerations and core selection* - L.P.M. Bracke.
- (5) *Transformer winding design* - J. Jongsma.
- (6) *Improved method of power-choke design* - J. Jongsma e L.P.M. Bracke.
- (7) 1976. Philips' Technical Information Nos 019,020.
- (8) Houkes, H. 1979. *TDA 1060 - a comprehensive integrated control circuit for SMPS*. Electronic Components and Applications. Vol. 2, No. 1, pp. 31 - 48 (November).
- (9) Melay, H. 1976. *A 1 kW, 5,5 V switched-mode computer supply*. Philips' Technical Information No. 017.

A richiesta la Redazione è in grado di fornire gratuitamente ciascuno degli articoli citati.

RIDUZIONE DEL RUMORE NEI REGISTRATORI

di Guenter Simon - Parte prima

I registratori a nastro semiprofessionali sono in genere privi di un sistema incorporato di soppressione del rumore. In questo articolo viene descritto il funzionamento dei sistemi Dolby e High Com, e viene proposto un circuito ausiliario, da collegare ai registratori, che può funzionare con entrambi i sistemi.

Il Dolby ed il High Com appartengono ad una categoria di sistemi per l'attenuazione del rumore che funzionano secondo il concetto generale del cosiddetto "compander". Il termine deriva dalla contrazione delle due parole inglesi Compressor ed Expander (compressore ed espansore), che indicano le due funzioni principali del circuito. Tutti i sistemi compander lavorano secondo il medesimo principio: nel corso della registrazione, i livelli di segnale molto bassi vengono elevati mediante un amplificatore con guadagno dipendente dal livello (compressore). Durante la riproduzione, il livello viene abbassato in uguale misura nell'espansore, che ha una curva di guadagno esattamente speculare rispetto a quella del compressore. I livelli

di segnale più elevati vengono invece elaborati senza modifiche. Il rumore ha origine nel nastro e perciò verrà attenuato nell'espansore assieme al segnale: il rapporto segnale rumore durante la riproduzione avrà un valore notevolmente ridotto rispetto a quello che è possibile ottenere senza il compander.

La diminuzione del rumore ottenuta dipenderà evidentemente dai fattori di compressione e di espansione scelti. La scelta di questi fattori deve però avvenire entro margini che permettano di limitare a valori sopportabili le distorsioni causate dal sistema. D'altra parte, i suddetti fattori devono essere abbastanza elevati da permettere una sufficiente riduzione del rumore. E' chiaro che, per ridurre al minimo le dis-

torsioni del segnale utile, il compressore e l'espansore dovranno lavorare in modo esattamente simmetrico. Una particolare attenzione deve essere dedicata ad impedire la formazione di eventuali impulsi spuri e di oscillazioni. La regolazione deve essere in grado di seguire le rapide variazioni di livello del segnale, perchè altrimenti il nastro potrebbe essere sovrapiantato per brevi istanti al passaggio dai livelli bassi ai livelli alti del segnale, ma deve anche avere una certa inerzia, in modo che non possa intervenire in seguito alle oscillazioni delle singole onde in caso di segnali a bassa frequenza. Saranno perciò necessari tempi di attacco molto brevi, eventualmente seguiti da un breve periodo di pausa; i tempi di smorzamento dovranno essere invece relativa-

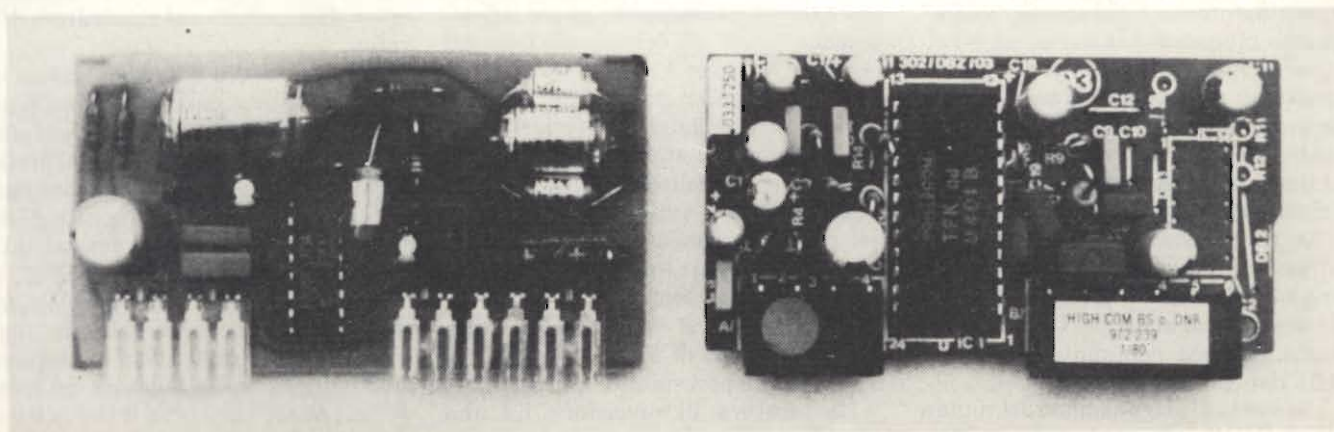


Fig. 1 - Schede per il sistema Dolby (a sinistra) e per il High Com (a destra). Una di queste versioni viene impiegata in quattro esemplari nella costruzione dell'apparecchio descritto nell'articolo.

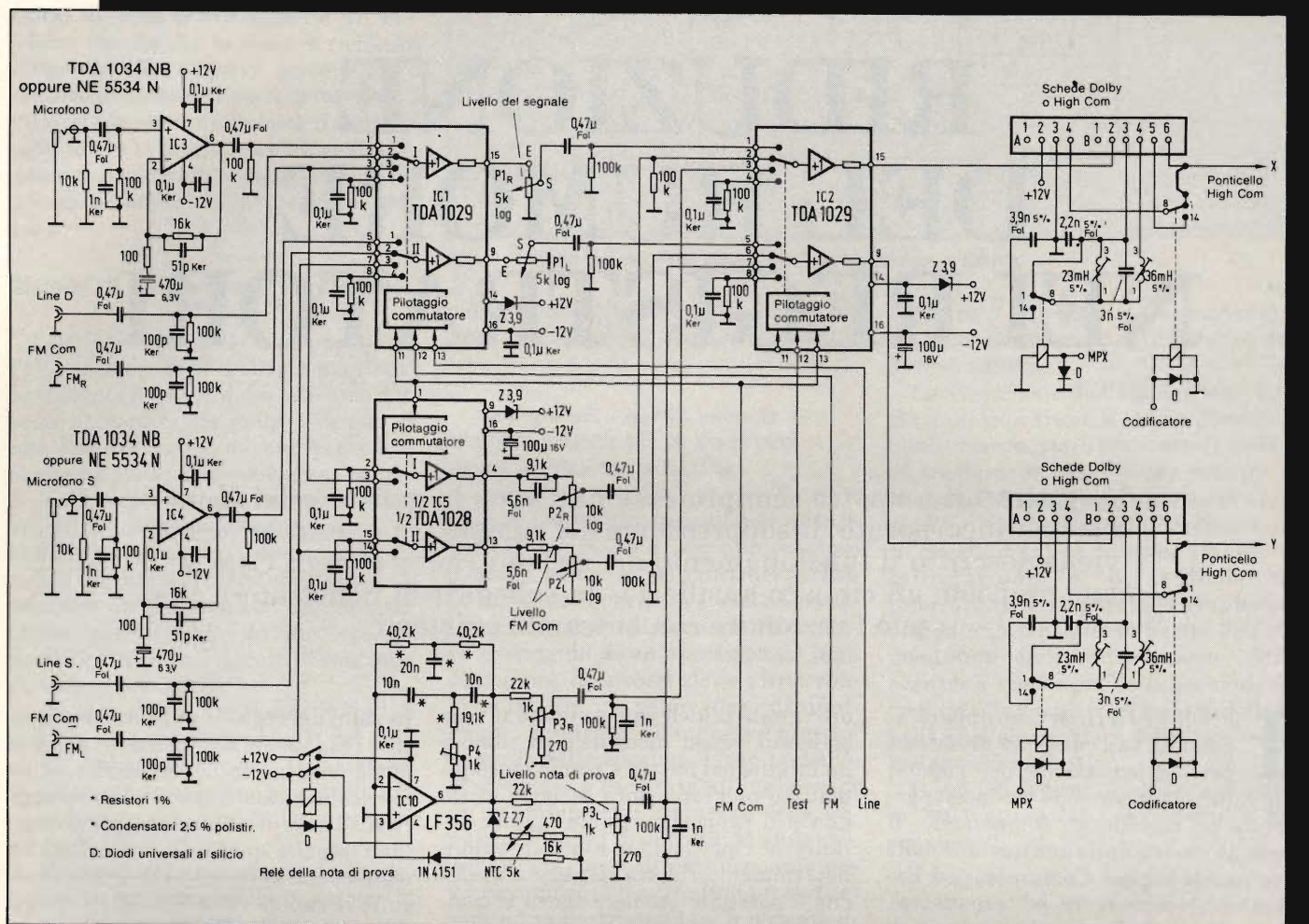


Fig. 2 - Schema della sezione analogica. Per la preamplificazione, vengono impiegati amplificatori operazionali a basso rumore.

mente lunghi. Questo ritardo ha però come conseguenza una reazione posticipata del compander in caso di interruzione improvvisa del segnale; perciò il rumore non scomparirà contemporaneamente alla scomparsa del segnale, cagionando una specie di "coda" di rumore in corrispondenza alle pause: questo fenomeno è chiamato "soffio". Quanto maggiore è la banda passante e quanto più elevato è il fattore di compressione, tanto più difficile sarà trovare un compromesso tra le diverse esigenze. Per questo motivo, Ray Dolby ha limitato la soppressione del rumore a circa 10 dB per le frequenze superiori a 500 Hz (sistema "sliding-band"). In tal modo è stato possibile mantenere basse le distorsioni del segnale entro l'intero spettro acustico. Una taratura errata provoca comunque un difetto nella risposta in frequenza.

Il sistema di attenuazione del rumore "High Com", sviluppato dalla Telefunken, è efficace nell'intera banda acustica (da 40 Hz fino a circa 17 kHz), con

una diminuzione del rumore pari a circa 20 dB. Per la soppressione del fruscio e del soffio, nel compressore vengono esaltati i toni alti (preenfasì), mentre nell'espansore avviene un'attenuazione complementare (deenfasì). La costante di smorzamento può essere inoltre ridotta di un fattore 10 mediante un circuito che riconosce le pause del segnale. I "soffi" dopo le interruzioni del segnale vengono perciò portati al di sotto dei limiti di percezione. Specialmente per le frequenze inferiori a 100 Hz, il fattore di distorsione è nettamente superiore a quello del Dolby B, a causa del maggior grado di compressione e del circuito a larga banda. Le conseguenze di una taratura errata non sono però così gravi come nei sistemi "sliding band", ma causano soltanto un'imperfezione della dinamica, che di regola non è percepibile.

La taratura di precisione ha una grande importanza, e perciò dovranno essere osservati alcuni criteri vincolanti. Poiché il sistema Dolby B è efficace

soltanto alle frequenze superiori ai 100 Hz, la frequenza di prova, valida anche per gli altri sistemi, sarà di 400 Hz. Il livello Dolby B o High Com per registratori a nastro corrisponde ad un'indicazione sullo strumento pari a 0... -3 dB. Per apparecchi a cassette, il livello di taratura corrisponde ad un'indicazione di 0...+3 dB sul misuratore di livello.

Per la taratura dovranno essere impiegati nastri o cassette preincisi con una frequenza di 400 Hz e livelli standard di segnale. Gli apparecchi di classe più elevata posseggono un oscillatore di prova a 400 Hz incorporato. Nonostante i grandi vantaggi dei sistemi di riduzione del rumore più moderni, come per esempio il High Com e nonostante il fatto che la stessa Dolby abbia già messo in commercio il nuovo sistema Dolby C, molto migliore del precedente, i nastri incisi con il Dolby B continuano ad essere prodotti a causa della grande diffusione di quest'ultimo su scala mondiale. In questo articolo vie-

ne descritto un circuito di riduzione del rumore che può essere equipaggiato con quattro schede High Com Telefunken oppure con altrettante schede Dolby B, che sono identiche alle precedenti sia per quanto riguarda le dimensioni che la disposizione dei contatti. In figura 1 sono illustrate ambedue le schede.

Gli ingressi delle diverse funzioni vengono collegati, tramite nove pulsanti con LED incorporato, ad un sistema elettronico di commutazione, che potrebbe quasi essere definito "intelligente". Sono previsti 5 ingressi che si escludono reciprocamente: microfono, "Line" (ingresso ad alto livello), "Line Copy" (ingresso per la riproduzione da nastri già codificati, durante la quale il codificatore rimane escluso), FM (ingresso per il collegamento di un sintonizzatore radio) ed FM-Com (questo ingresso è previsto per la registrazione di trasmissioni radio già codificate presso l'emittente: in questo caso il codificatore ed il regolatore del livello di modulazione vengono esclusi e la preenfasi di 50 μ s viene ridotta a 25 μ s). Cambiando la posizione di due ponticelli, il collegamento di ognuno dei 4 ingressi (Microfono, Line, FM ed FM-Com) può essere prescelto a volontà come prioritario all'accensione dell'elaboratore.

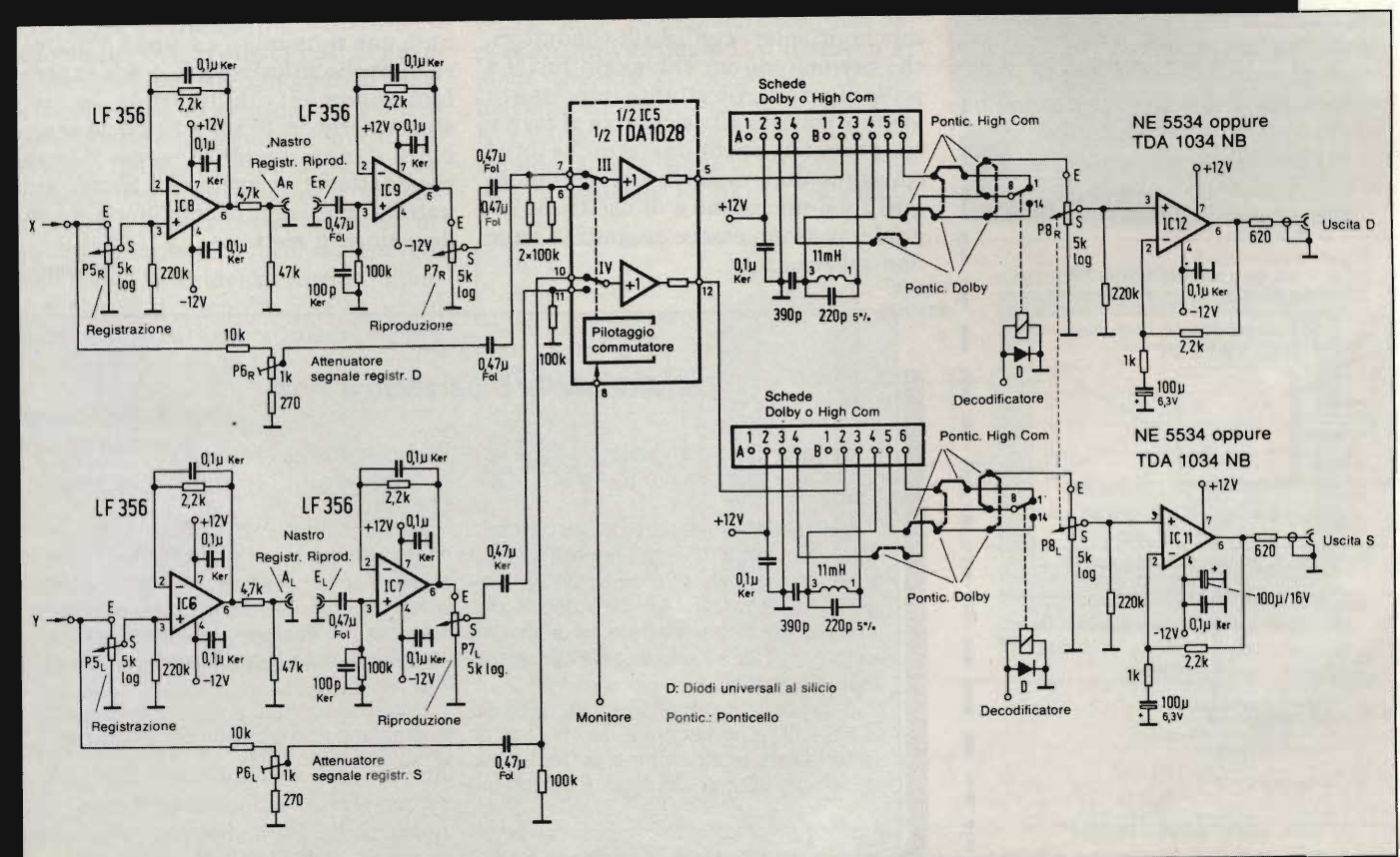
Quattro pulsanti a funzionamento indipendente sono previsti per le seguenti funzioni: "Com", per l'inserzione del compander, "MPX" per il filtro multiplex (un filtro L-C da 19 kHz a fianchi ripidi, previsto per la FM e destinato alla soppressione dei residui della frequenza multiplex del decodificatore stereo), "Test" (attiva l'oscillatore di taratura a 400 kHz) ed infine "Mon" per il monitor (commutazione a scelta per i controlli del segnale del nastro in registrazione oppure in riproduzione). Ad ogni ingresso prescelto od inserito per priorità verranno collegate automaticamente le giuste funzioni complementari, che in seguito potranno essere inserite o disinserite a piacere. La funzione compander "Com" viene attivata inizialmente per tutti e cinque gli ingressi; per gli ingressi "Line copy" e "FM-Com" viene attivato solo il decodificatore, mentre il codificatore rimane escluso.

L'elaboratore è munito di pulsanti facili da azionare

Se per uno degli ingressi microfono, Line oppure FM viene esclusa la funzione "Com", essa rimarrà esclusa fintanto che la commutazione avviene tra questi tre ingressi, e verrà automatica-

mente attivata selezionando gli ingressi Line-Copy ed FM-Com. Per i due ingressi FM ed FM-Com viene collegato inoltre anche il filtro multiplex. Il commutatore monitor "Mon" rimane sempre nella posizione normale di "controllo registrazione" e passa nella posizione di "controllo riproduzione" solo quando venga azionato il pulsante "Test". Azionando i pulsanti Line-Copy ed FM-Com, il commutatore del monitor passa alla posizione normale di "controllo registrazione". Per semplificare la descrizione dell'elaboratore, le funzioni relative al sistema compander sono contrassegnate dalla sigla "Com". Le funzioni del processore sono ovviamente identiche per il Dolby B e per il High-Com. Cambiando il sistema sarà necessario, oltre alla sostituzione delle quattro schede, soltanto lo spostamento di alcuni ponticelli.

Nelle registrazioni eseguite con i compander, gli strumenti di misura del livello montati sul registratore a nastro indicheranno solo i valori relativi al segnale compresso. Per questo motivo, il misuratore di livello del circuito di elaborazione del segnale è molto importante, tanto più che i normali misuratori di livello montati sui registratori difficilmente potrebbero avere una precisione maggiore. Di conseguenza, do-



D: Diodi universali al silicio
Pontic.: Ponticello

**40 FASCICOLI
2700 PAGINE
L. 109.000**

**Sconto 20%
agli abbonati**

CORSO PROGRAMMATO DI ELETTRONICA ED ELETTROTECNICA

Il corso articolato in 40 fascicoli per complessive 2700 pagine, permette in modo rapido e conciso l'apprendimento dei concetti fondamentali di elettrotecnica ed elettronica di base, dalla teoria atomica all'elaborazione dei segnali digitali.

La grande originalità dell'opera, non risiede solo nella semplicità con cui gli argomenti vengono trattati, anche i più difficili, non solo nella struttura delle oltre 1000 lezioni incentrate su continue domande e risposte, esercizi, test, al fine di permettere la costante valutazione del grado di apprendimento aggiunto, ma soprattutto nella possibilità di crearsi in modo organico un corso "ad personam" rispondente le singole necessità ed obiettivi. Se non avete tempo o non volete dedicare 120 delle vostre ore, anche in modo frammentario, al completamento del corso, potete seguire un programma di minima, sempre con brillanti risultati, con obiettivi, anche parziali, modificabili dinamicamente nel corso delle letture successive. Ogni libro è una monografia esauriente sempre consultabile per l'approfondimento di un particolare argomento.



Tagliando da inviare a:
J.C.E. - Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello B. (MI)

Si speditemi il "Corso Programmato di Elettrotecnica ed Elettronica"

nome _____

cognome _____

indirizzo _____

cap. _____

città _____

codice fiscale (indispensabile per le aziende) _____

firma _____

data _____

Abbonato Non abbonato

- 1) Pagherò ai posti l'importo di
 L. 87.200 abbonato
 L. 109.000 non abbonato
 + spese di spedizione

- 2) Allego assegno N
 di L.
 in questo caso la spedizione è gratuita.

ALTA FEDELTA'

po la predisposizione dei livelli nell'elaboratore, la registrazione deve avvenire senza cambiare le regolazioni dell'apparecchio. per questo motivo l'apparecchio è munito di un misuratore del livello di picco, progettato secondo criteri analoghi a quelli degli strumenti da studio.

Con questo strumento possono essere misurate, su un'unica scala, tensioni di picco positive e negative con una deviazione massima dell'indice pari a 50 dB e scala lineare; lo strumento è un normale milliamperometro a bobina mobile. Il tempo di ascesa è di 10 ms (un impulso dalla durata di 10 ms che passi bruscamente dal livello di -40 dB a quello di 0 dB viene indicato con una deviazione minore di 1 dB). Il tempo di caduta è stato fissato a circa 1 s. La risposta in frequenza, per segnale di ampiezza costante, è lineare; per motivi di universalità di impiego non è stata prevista un'esaltazione dei toni alti, che sarebbe stata tuttavia particolarmente utile per la registrazione su nastro cassette.

L'elaboratore è suddiviso in cinque gruppi funzionali: parte analogica con le schede compander, circuiti elettronici dei pulsanti, tastiera, misuratore di livello ed alimentatore; questi moduli sono montati su circuiti stampati separati. Tutti i collegamenti nella sezione digitale avvengono tramite cavi a piastrina multipolare con 18 o 26 conduttori, che permettono un cablaggio facile e privo di errori. Altrettanta importanza viene attribuita alla sicurezza di esercizio, garantita anche dal fatto che tutti i collegamenti analogici, ad eccezione di quelli del microfono e di uscita del segnale, possono essere eseguiti in cavo non schermato.

Sezione analogica con amplificatori operazionali a basso rumore

Nella parte analogica del circuito vengono impiegati, per la selezione degli ingressi, l'applicazione del segnale di prova e la commutazione tra controllo in registrazione e controllo in riproduzione, "commutatori" elettronici integrati TDA 1029 e TDA 1028 (Philips) invece dei normali commutatori elettromeccanici. Diodi zener applicati ai conduttori positivi riducono la tensione di alimentazione di questi circuiti ai valori nominali necessari. Gli amplificatori operazionali interni dei "commutatori" per le sorgenti dei segnali sono collegati come convertitori di impedenza, cioè con guadagno di tensione unitario. Il modulo "compander Dolby B" ed il "High Com" amplificano il segnale utile sia nel funzionamento come compander che in quello lineare, con un guadagno di circa 26 dB. Ad un livello di uscita Dolby di 580 mV corrisponde una sensibilità d'ingresso di circa 30 mV.

L'ingresso "microfono" è predisposto per microfoni dinamici a bassa impedenza o per microfoni a condensatore. Il segnale microfonico viene amplificato mediante l'operazionale a basso rumore NE 5534 N (TDA 1034 NB). Con la resistenza serie di 16 kΩ prevista per il circuito d'ingresso, viene ottenuta una sensibilità a segnali d'ingresso di livello inferiore a 0,19 mV (microfoni dinamici). Diminuendo la resistenza serie da 16 kΩ a 12 kΩ, la sensibilità d'ingresso potrà essere ridotta, per adattarla ai livelli di 0,25 mV erogati da molti tipi di microfono a condensatore di elettrete.

(continua)

Convertitore A/D parallelo a 7 bit

Si tratta di un convertitore ad alta velocità che utilizza il processo ECL della Motorola.

Il dispositivo consiste di 128 comparatori con latch collegati in parallelo attraverso una rete di riferimento del segnale di ingresso. Le 128 uscite del comparatore sono portate ad un codificatore da 128 a 7 e collegate alle uscite ECL compatibili.

Il dispositivo, denominato MC10315L o MC10317L a seconda del metodo di fondo scala usato, offre una frequenza di campionatura di 15 MHz. È disponibili

le in contenitore standard DIL a 24 pin, con un range di tensione di ingresso che va da -2 a +2 V.

Non richiede un circuito sample and hold per segnali in banda video, ed è adatto per applicazioni in visualizzatori video, in elaborazioni di segnali radar, nella strumentazione per segnali ad alta velocità e nella codificazione video di trasmissioni TV.

È stato progettato anche un modulo di valutazione che è disponibile per la realizzazione di prototipi.

Sistemi di misura con sensori

TENSIONI SPURIE E LORO COMPENSAZIONE

I sensori impiegati per convertire grandezze non elettriche in tensioni elettriche continue ad esse proporzionali hanno la caratteristica, piuttosto sgradita, di erogare livelli di tensione molto bassi, per lo più dell'ordine dei millivolt. Questo articolo mette a fuoco le cause dei disturbi introdotti, la loro influenza sul rendimento, e dà infine suggerimenti sui vari modi di neutralizzarli.

Sorgenti di errore nei sistemi di raccolta dati

In figura 1 è riportato lo schizzo di un sistema per la raccolta di dati di misura, composto da parecchi punti di misura (sensori), da un selettore dei punti di misura (scanner), da un sistema di conversione del segnale analogico in segnale digitale (convertitore A/D) e da un sistema di registrazione (per esempio una stampante). Qui di seguito vengono messi in evidenza alcuni importanti fattori di disturbo, che agiscono direttamente od indirettamente sulla precisione del sistema.

Tensioni di disturbo "modo comune"

In un sistema idealizzato, non esistono disturbi cosiddetti di modo comune; purtroppo in pratica la situazione è diversa. Le tensioni di modo comune, (CMV = Common Mode Voltage) agiscono, sui due morsetti d'ingresso nello stesso senso e, nel caso ideale, con identico livello. Esse non dovrebbero perciò, sempre nel caso ideale, provocare inconvenienti. Se però, come avviene nei sistemi reali, viene indotta una CMV su un conduttore di adduzione che abbia maggior lunghezza dell'altro, a causa delle inevitabili disimmietrie vi sarà in

esso una circolazione di corrente che non potrà essere completamente compensata da quella dell'altro conduttore. Pertanto, se non vengono presi opportuni provvedimenti, il disturbo di modo comune si trasformerà in una tensione di modo normale (NMV = Normal Mode Voltage) che, sovrappo- nendosi alla tensione di misura, ne altera il risultato. La figura 2 presenta

questo fenomeno in maniera semplificata.

Non bisogna farsi illusioni per ciò che riguarda l'ordine di grandezza della CMV. Nei normali impianti industriali, si registrano tensioni di modo comune di alcune decine di volt, mentre i livelli delle tensioni di misura provenienti dai sensori (termoelementi ed altri) sono di alcune decine di millivolt.

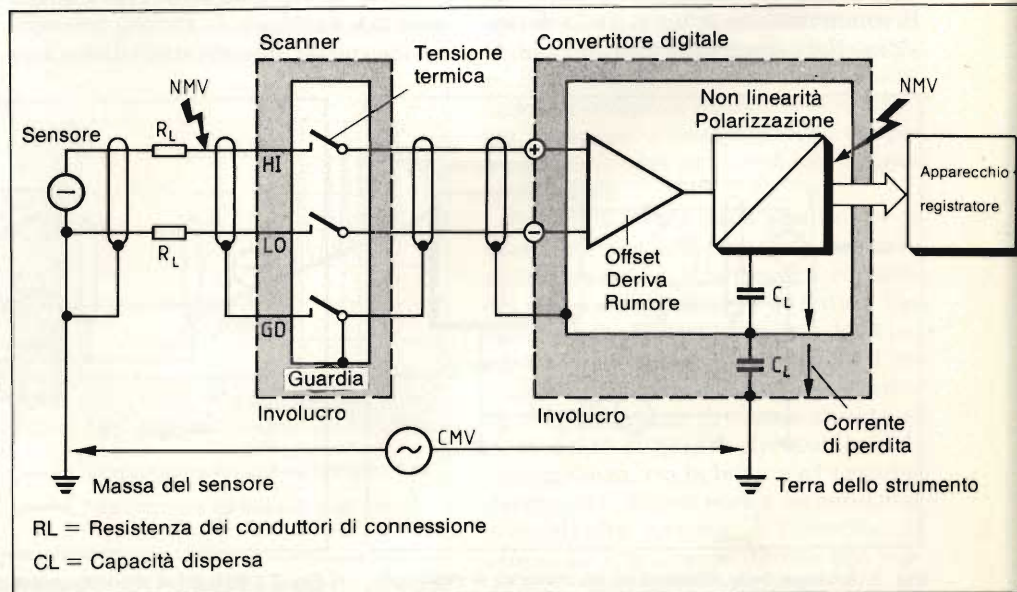


Fig. 1. Schema a blocchi di un tipico sistema di raccolta dati, nel quale sono evidenziati alcuni importanti fattori di disturbo. Per i chiarimenti, vedi testo.

Nell'alluminio fuso, le CMV possono talvolta raggiungere valori di 1000 V ed in certe condizioni, quando qualche componente del sistema non è dimensionato per resistere a queste sollecitazioni, esse possono mettere fuori servizio l'intero impianto.

Tensione di errore generata nel selettore dei punti di misura

Un metodo molto diffuso per collegare molti punti di misura all'ingresso di un convertitore A/D comune, consiste nell'impiegare un moltiplicatore (multiplexer) analogico a relè, detto correntemente scanner. A causa dell'elevata velocità di commutazione richiesta, vengono in questo caso preferiti i relè reed.

Le impurità chimiche presenti nei contatti dei relè fanno sì che essi funzionino in modo analogo ai termoelementi, producendo una tensione continua proporzionale alla loro temperatura. Questa tensione è una tensione NMV, e di conseguenza è in grado di alterare il risultato della misura.

Nei relè reed, un aumento di temperatura può essere dovuto soltanto al passaggio della corrente nella bobina di eccitazione. L'inconveniente potrà essere limitato a valori accettabili soltanto ricorrendo ad un'accurata schermatura.

Negli scanner molto veloci vengono impiegati, per la commutazione, transistori ad effetto di campo (FET). In questo caso, la sorgente di errore sarà duplice: caduta di tensione nel tratto drain-source e tensione di offset causata dalla corrente residua. Gli scanner a FET sono perciò scarsamente adatti alla commutazione di bassi livelli di tensione. Nel campo delle alte tensioni, la

loro possibilità di commutazione è limitata dal valore della tensione di rottura.

Errori dovuti al preamplificatore

Le tensioni erogate, per esempio, dai termoelementi sono talmente basse che, per poter ottenere una risoluzione sufficiente, devono essere sempre amplificate prima della conversione A/D. L'amplificatore destinato a questo scopo contiene, però, numerose sorgenti di errore, che influenzeranno la precisione dell'intero sistema. Senza entrare nei particolari, sarà opportuno elencarne alcune:

- Offset e sua deriva
- Imprecisione del guadagno
- Autooscillazioni
- Sensibilità ai disturbi di modo comune
- Rumore
- Comportamento in sovraccarico

Alcune di queste caratteristiche non sono costanti né nel tempo né entro un'ampia gamma di temperature, per cui è praticamente impossibile sia un loro controllo che un'eventuale loro compensazione.

Errori dovuti al convertitore A/D

Il convertitore A/D produce errori di natura analoga a quelli del preamplificatore. Caratteristici di questo componente sono inoltre: il rumore di digitalizzazione (tipico ± 1 cifra), l'errore di polarizzazione ed il comportamento nei confronti dei disturbi di modo normale (NMR = Normal Mode Rejection = Reiezione di modo normale).

L'alta risoluzione non offre da sola nessuna garanzia di elevata precisione. Se queste due caratteristiche non

sono adattate a vicenda, i risultati della misura potranno essere considerati, nel migliore dei casi, soltanto indicativi. Molto spesso, per eliminare questo inconveniente, si fa lo sbaglio di scegliere un convertitore A/D più complesso e costoso di quanto strettamente necessario. Ma a cosa serve impiegare un convertitore la cui precisione sia, per esempio, di 0,01 % quando i sensori, nel migliore dei casi, hanno una precisione dello 0,1 % ?

Rimedi

Non tutte le sorgenti di errore hanno, in un'applicazione pratica, la stessa importanza. Soltanto un'analisi approfondita dei compiti da svolgere sarà in grado di dare una indicazione circa i problemi che potrebbero sorgere. Nella maggior parte dei casi occorrerà trovare un ragionevole compromesso tra costi e rendimento.

Soppressione dei disturbi di modo comune

La reiezione di modo comune (CMR = Common Mode Rejection) può essere realizzata in diversi modi. A seconda delle caratteristiche richieste al sistema, sarà possibile decidere di volta in volta quale sarà il sistema più efficace.

In definitiva, tutti i sistemi di soppressione dei disturbi di modo comune fanno ricorso alla cosiddetta tecnica di "guardia" (schermi di protezione). Allo scopo, l'intero sistema viene "avviluppato" entro una speciale schermatura che, in un certo modo, "galleggia" al di sopra delle tensioni di modo comune. Gli schermi diminuiscono le capacità parassite effettive, e di conseguenza anche le correnti parassite che sono re-

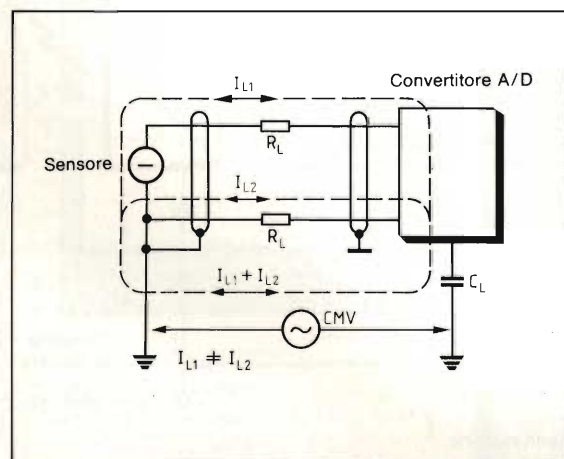


Fig. 2. A causa delle dissimetrie, un disturbo di modo comune (CMV) si trasforma in disturbo di modo normale (NMV) capace di falsare il risultato della misura.

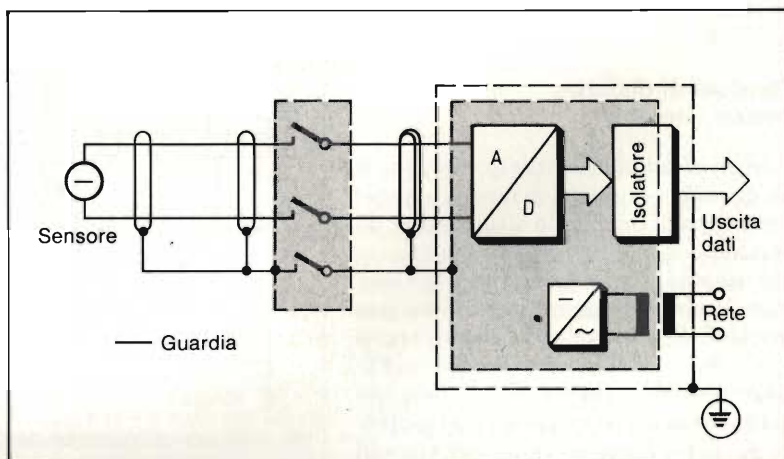


Fig. 3. I disturbi di modo comune possono essere eliminati in parte mediante il corretto impiego di schermature di protezione (guardia). Occorre includere nel sistema di guardia anche il trasformatore di rete. L'uscita dati verrà isolata, per esempio mediante un accoppiatore ottico.

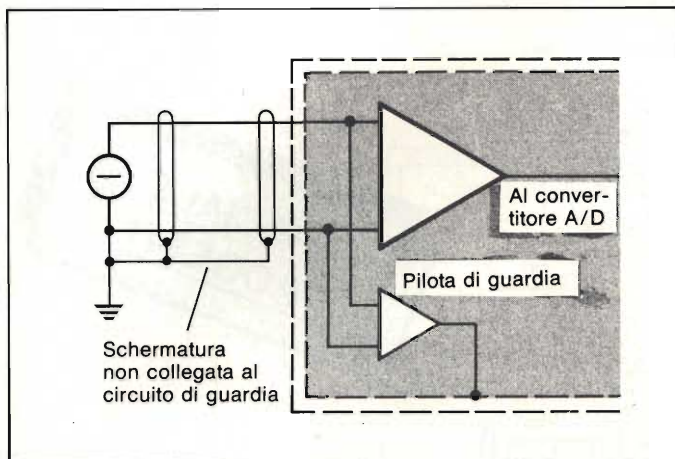


Fig. 4. Un amplificatore di pilotaggio separato eleva il potenziale dello schermo di protezione al livello del potenziale di modo comune (in generale ± 15 V), diminuendo in tal modo le correnti di dispersione.

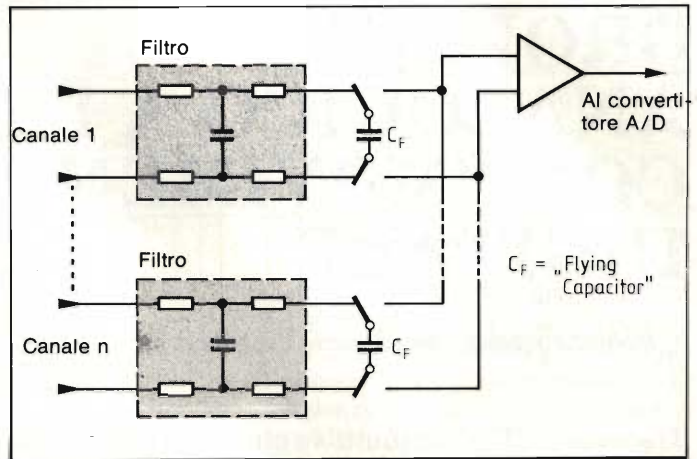


Fig. 5. I commutatori di canali di misura provvisti di "flying capacitor" permettono di sopprimere quasi del tutto i disturbi di modo comune; il sistema è però costoso e relativamente lento.

sponsabili della conversione di una tensione CMV in una tensione NMV.

Anche i conduttori che portano ai sensori devono senz'altro essere compresi nel sistema di guardia. Esso risulterebbe comunque inefficace qualora anche il sensore di misura fosse messo a terra. La figura 3 mostra in modo schematico il corretto impiego dello schermo di protezione.

Il livello di "guardia" potrà essere elevato al livello del potenziale CMV anche mediante un apposito amplificatore (figura 4). Nella letteratura anglosassone, questo metodo viene chiamato "driven guard" (guardia pilotata). Il sistema funziona comunque solo con tensioni di modo comune di livello tale da poter essere applicate senza danni agli ingressi dell'amplificatore di pilotaggio.

Un altro sistema di reiezione CMR consiste nell'impiego di un multiplatore (multiplexer) a "flying capacitor" (condensatore in parallelo alla linea), secondo lo schizzo di figura 5. Poiché il condensatore viene caricato esclusivamente dalla tensione di misura vera e propria, questo sistema permetterà di ottenere una soppressione molto efficace dei disturbi di modo comune. In questo modo è possibile ottenere velocità di commutazione fino a 200 canali al secondo, ma in pratica, a causa del tempo di scarica del condensatore, la velocità è limitata a 20 misure al secondo. Sarà opportuno elencare anche altri svantaggi relativi a questo tipo di multiplatore:

- Il filtro d'ingresso, sempre necessario, limita ulteriormente il campo dinamico.
- I condensatori sono molto costosi, dato che occorre usare tipi con capacità elevate e con basse correnti di perdita.

- Il campo di variazione delle tensioni d'ingresso è relativamente ridotto, poiché il condensatore rappresenta, durante la commutazione, un'impedenza molto bassa, e quindi la corrente di carica che attraversa i contatti del relè può diventare molto elevata.

Soppressione dei disturbi di modo normale

La reiezione di modo normale (NMR = Normal Mode Rejection) indica il grado di soppressione che il sistema possiede nei confronti di tensioni alternate che nulla hanno a che fare con la tensione di misura vera e propria. Tali tensioni (disturbi) hanno di solito origine nelle tensioni di rete disperse. In questi casi potrà essere utile soltanto un buon filtraggio, realizzabile in pratica in varie maniere.

I filtri passa-basso passivi non sono particolarmente efficaci. Molto più effi-

cace sarà invece l'impiego di un convertitore A/D integrato (preferibilmente bipolare), sincronizzato alla frequenza di rete. Questo accorgimento permetterà di sopprimere i disturbi di questo tipo, armoniche comprese (figura 6).

Un ulteriore sistema per ridurre i disturbi di modo comune consiste in un razionale cablaggio dei conduttori che vanno ai sensori. L'intrecciatura dei conduttori porta già ad un vantaggio di circa 40 dB, mentre altri 80 dB circa potranno essere ottenuti mediante schermatura con stagnola di alluminio.

Tensioni di origine termica nel multiplatore

Come già chiarito in un paragrafo precedente, il contatto di un relè dello scanner rappresenta un generatore di tensione dipendente dalla temperatura. Se la tensione termica così prodotta cade nel campo di risoluzione del sistema, qualsiasi variazione della temperatura ambiente produrrà una tensione di errore.

Proprio a causa della produzione di queste piccole differenze di potenziale sarà necessario schermare i contatti del relè contro influenze di natura termica. Anche il riscaldamento della bobina di eccitazione di un relè reed influisce sul valore della tensione di errore. Negli scanner di classe elevata si tiene conto di questa circostanza e di conseguenza, tra la bobina e l'ampolla dei contatti, si provvede a disporre una schermatura termica in lamierino di alluminio o di altro materiale non magnetico. Alla temperatura di 25 °C, la tensione di origine termica verrà in questo modo ridotta ad 1 μ V soltanto.

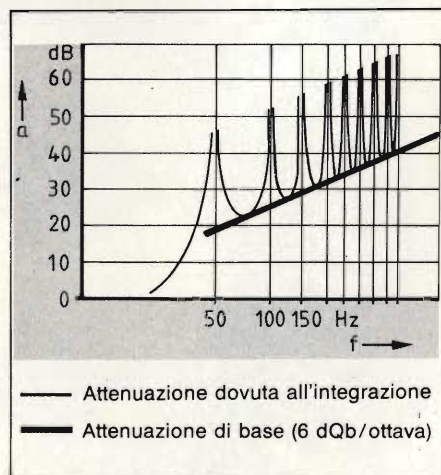


Fig. 6. Un convertitore A/D integrato produce, in corrispondenza della frequenza di sincronismo ed delle sue armoniche, pronunciati poli di attenuazione con NMR di grado ottimale.

OROLOGIO ANALOGICO A LED, CON "MOVIMENTO" DIGITALE

di Winfried Knobloch, Hans Wollner, Erich Zipse

**SPECIALE
PROGETTI**

Trecento LED, distribuiti su cinque cerchi concentrici, formano il quadrante di questo inconsueto orologio da parete o da tavolo. L'indicazione del tempo avviene in modo analogico, mediante l'accensione successiva delle sessanta file radiali di 5 LED ciascuna. La "lancetta corta" delle ore viene ottenuta facendo accendere tre soltanto dei cinque LED. Il pilotaggio elettronico dell'orologio è di tipo digitale e la sincronizzazione avviene tramite la frequenza di rete.

Le lancette dei normali orologi analogici sono sostituite, in questo progetto, da gruppi di 5 LED allineati in senso radiale e disposti lungo cerchi concentrici. Ad ogni minuto corrisponde una di queste file radiali e perciò sarà necessario montare un totale di $60 \times 5 = 300$ LED (figura 1). Per visualizzare la "lancetta" delle ore, si accenderanno i tre LED più interni di ciascuna fila radiale. Per le "lancet-

te" dei minuti e dei secondi si accenderanno invece tutti e cinque i LED, e sarà possibile distinguere le due indicazioni solo per la diversa velocità del movimento. Per avere un'indicazione delle ore simile in tutto a quella dei normali orologi analogici, la "lancetta corta" dovrà spostarsi in avanti di un minuto ogni 12 minuti di tempo trascorso. Saranno inoltre necessari pulsanti ed interruttori per la regolazione

dell'ora esatta e per l'arresto e la partenza del movimento; un circuito elettronico eseguirà tutte le funzioni normalmente svolte dai meccanismi dell'orologio.

Come funziona l'orologio

Il circuito elettronico ed i LED devono essere montati su due circuiti stampati separati. Questi a loro volta potranno essere montati dietro una lastra

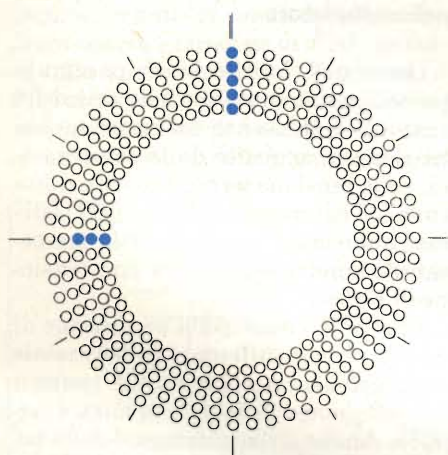
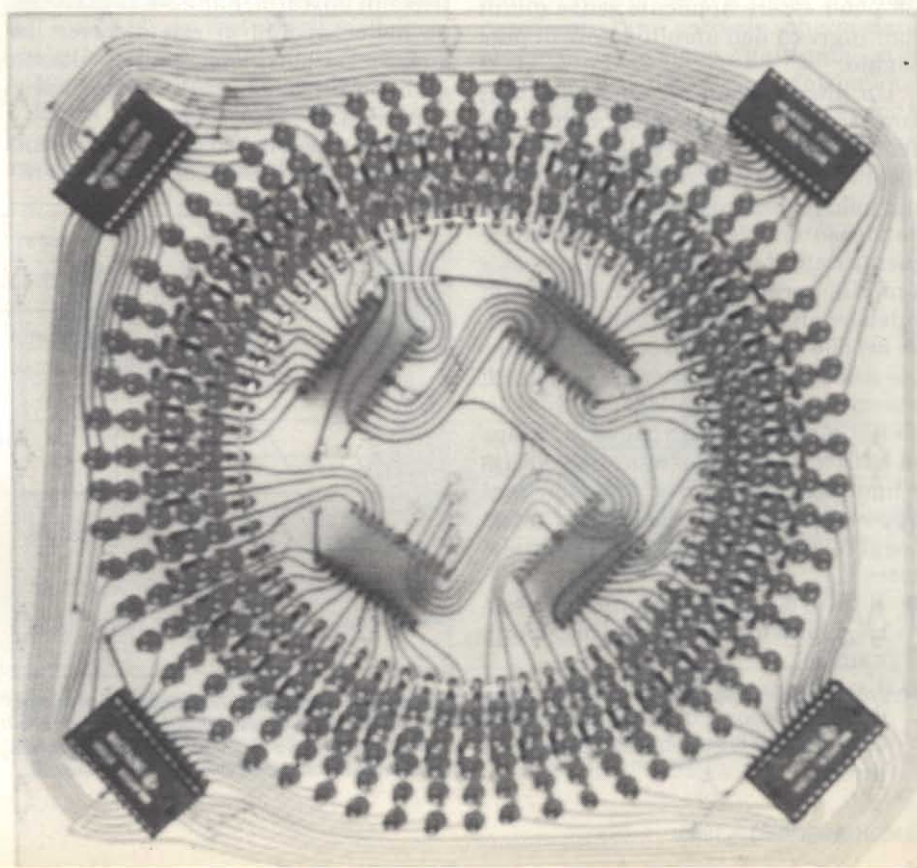


Fig. 1 - Montaggio del quadrante dell'orologio. IC5...IC8 sono montati sul lato delle piste di rame. Non dimenticare i ponticelli di filo.

Fig. 2 - Fotografie dei due circuiti stampati completi di componenti. Il circuito stampato in alto, che contiene gran parte dei circuiti integrati di pilotaggio, dovrà essere montato posteriormente al circuito stampato del quadrante, separato da quest'ultimo mediante distanziali.



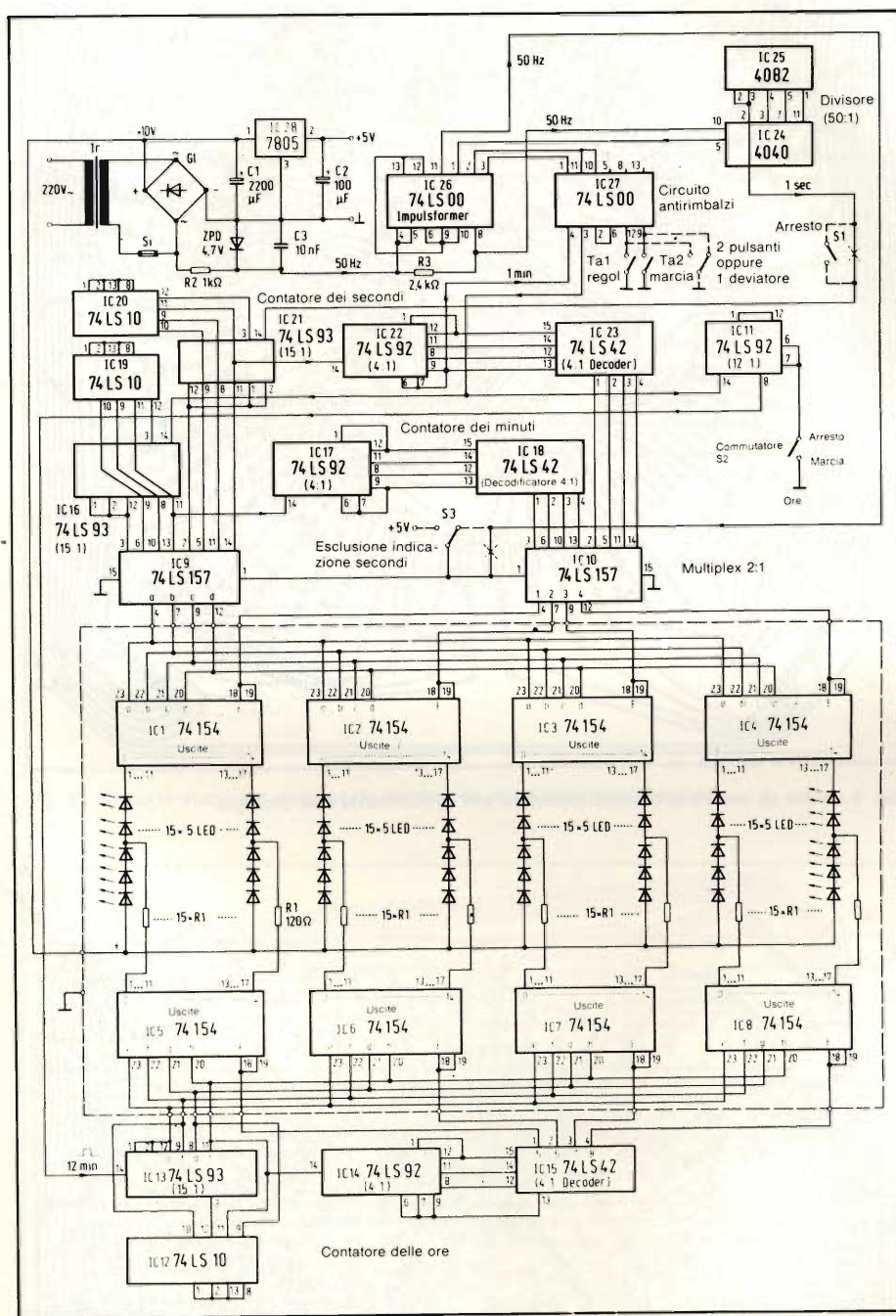


Fig. 3 - Schema elettrico dell'orologio. Le diverse colorazioni contraddistinguono i diversi gruppi funzionali, che vengono esaurientemente descritti nel testo.

di materiale acrilico trasparente, sulla quale saranno applicati i contrassegni corrispondenti alle dodici ore. I 60 secondi ed i 60 minuti non vengono contati tutti di seguito, ma in quattro gruppi successivi di 15 settori ciascuno. Allo scopo vengono impiegati contatori BCD a quattro bit, di tipo poco costoso. Sui due circuiti stampati (figura 2) sono montati 28 circuiti integrati, che provvedono a tutte le funzioni elettroniche necessarie. La "lancetta" dei secondi deve sorpassare ad ogni suo giro

quelle dei minuti e delle ore: per eliminare gli inconvenienti dovuti al pilotaggio contemporaneo dei LED da due sorgenti di segnale, è stato necessario ricorrere ad un sistema "multiplex", che provoca l'accensione alternativa dei LED alla frequenza di sincronismo di 50 Hz, ricavata dalla tensione di rete. Il lampeggiamento dei LED non sarà visibile, perchè la frequenza è troppo elevata e la persistenza delle immagini sulla retina fa sì che la luminosità appaia costante. Poichè la precisione dell'orologio è affidata alla costanza della frequenza di rete, l'orologio è del tipo cosiddetto "sincrono".

Schema elettrico

In figura 3 appare lo schema elettrico del circuito. E' facile scorgere su di esso i diversi gruppi funzionali. Il più semplice di essi è l'alimentatore, che eroga la tensione di 5 V e la corrente di 600 mA, necessaria per il funzionamento dei vari circuiti integrati e degli altri componenti elettronici. L'alimentatore fornisce inoltre, tramite R2, una tensione alternata alla frequenza di rete, che subisce una limitazione dei valori di picco da parte del diodo zener ZPD. La tensione di uscita, che ha una forma d'onda approssimativamente rettangolare, pilota il circuito integrato formatore d'impulsi IC26: all'uscita di questo circuito sarà disponibile un'onda perfettamente rettangolare, con frequenza di 50 Hz, che dovrà essere applicata al circuito multiplex (IC9, IC10) ed al divisore 50:1 (IC24, IC25). Il divisore, che è formato da un contatore binario a 12 stadi e da una porta AND, fornisce al circuito dell'orologio un impulso ogni secondo.

Mediante gli impulsi alla frequenza di 1 Hz sarà possibile far avanzare la "lancetta" dei secondi intorno al quadrante. La frequenza di sincronismo di

ELENCO DEI COMPONENTI

Resistori da 0,25 W

- 60: 120 Ω
- 1: 1 kΩ
- 1: 2,4 kΩ

Condensatori

- 1: 10 nF
- 1: 100 µF, 20 V elettrolitico
- 1: 2200 µF, 20 V elettrolitico

Semiconduttori

- 2: 74 LS 00
- 3: 74 LS 10
- 3: 74 LS 42
- 4: 74 LS 92
- 3: 74 LS 93
- 8: 74 LS 154
- 2: 74 LS 157
- 1: 4040

- 1: 4082
- 1: 7805, regolatore
- 1: diodo zener da 4,7 V
- 1: B 40 C 1500, raddrizzatore a ponte
- 300: LED rossi diam. 5 mm

Varie

- 1: Trasformatore 2 x 9 V, 7 VA
 - 1: (o 2) Deviatori, a seconda della necessità
 - 2: Pulsanti n.a. (oppure 1 deviatore)
 - 1: Portafusibile per c.s.
 - 1: Fusibile ritardato da 0,5 A
 - 1: Cavo di rete
 - 1: Dissipatore termico per il 7805
 - 1: Lastra acrilica rossa trasparente, dimensioni minime 215 x 225 mm
 - 1: Contenitore (autocostruito)
- Minuterie

1 Hz è applicata anche ad IC21, che è un contatore binario a quattro bit e forma, con le porte NAND di IC20, un divisore 15:1. Dopo aver contato 15 impulsi, il sedicesimo fa ricominciare il conteggio da 1. Questo ciclo, ripetuto quattro volte per ogni giro completo della "lancetta", pilota successivamente i quattro settori di 15 file di LED ciascuno, tramite i quattro contatori binari IC1...IC4. La distribuzione degli impulsi di conteggio ai quattro quadranti è compito del contatore IC22, che conta fino a 4: questo contatore riceve da IC21 un impulso di avanzamento ogni 15 secondi. I numeri binari provenienti da questo contatore vengono decodificati da IC23 e poi distribuiti alle quattro uscite. In questo modo è possibile ottenere il giro completo della lancetta dei secondi. Il circuito per i minuti è quasi del tutto identico (IC16, IC17, IC18 ed IC19): esso viene fatto avanzare di un'unità al minuto, mediante un impulso di sincronismo applicato al piedino 14 di IC16. Gli impulsi dei minuti provengono dal piedino 9 di IC22.

Le indicazioni dei minuti e dei secondi devono passare attraverso un circuito multiplex che funziona nel seguente modo: IC9 provvede ad emettere alternativamente i codici binari relativi alla posizione dei secondi e dei minuti, mentre IC10 garantisce il sincronismo rispetto ai quattro quadranti nei quali è suddiviso il giro completo delle "lancette". Per escludere l'indicazione dei secondi, sarà sufficiente collegare il centro del deviatore S3 a +5 V (sarà anche necessario interrompere il conduttore vicino ad S3 in figura 3, nel punto contrassegnato da una X): verrà così escluso anche il circuito multiplex.

La "lancetta" delle ore è più corta, essendo formata da soli tre LED in senso radiale e scatta in avanti di una divisione ad intervalli di 12 minuti. L'"accorciamento" viene ottenuto mediante i 60 resistori R1; L'impulso di sincronismo, che deve apparire ogni 12 minuti, viene prelevato dall'uscita di IC11, che è un divisore 12:1. Questo segnale di sincronismo pilota il piedino 14 di IC13. La parte successiva del contatore delle ore è identica a quella dei contatori dei secondi e dei minuti, ed è formata da IC12, IC13, IC14 ed IC15. Pure identica è la suddivisione delle uscite tra i quattro decodificatori binari IC5...IC8, con la sola differenza che non è più necessario il circuito multiplex e vengono accesi soltanto tre LED per volta.

Rimane ora da prendere in esame il circuito dei pulsanti. Il flip flop IC27 ed una delle porte logiche di IC26 servono

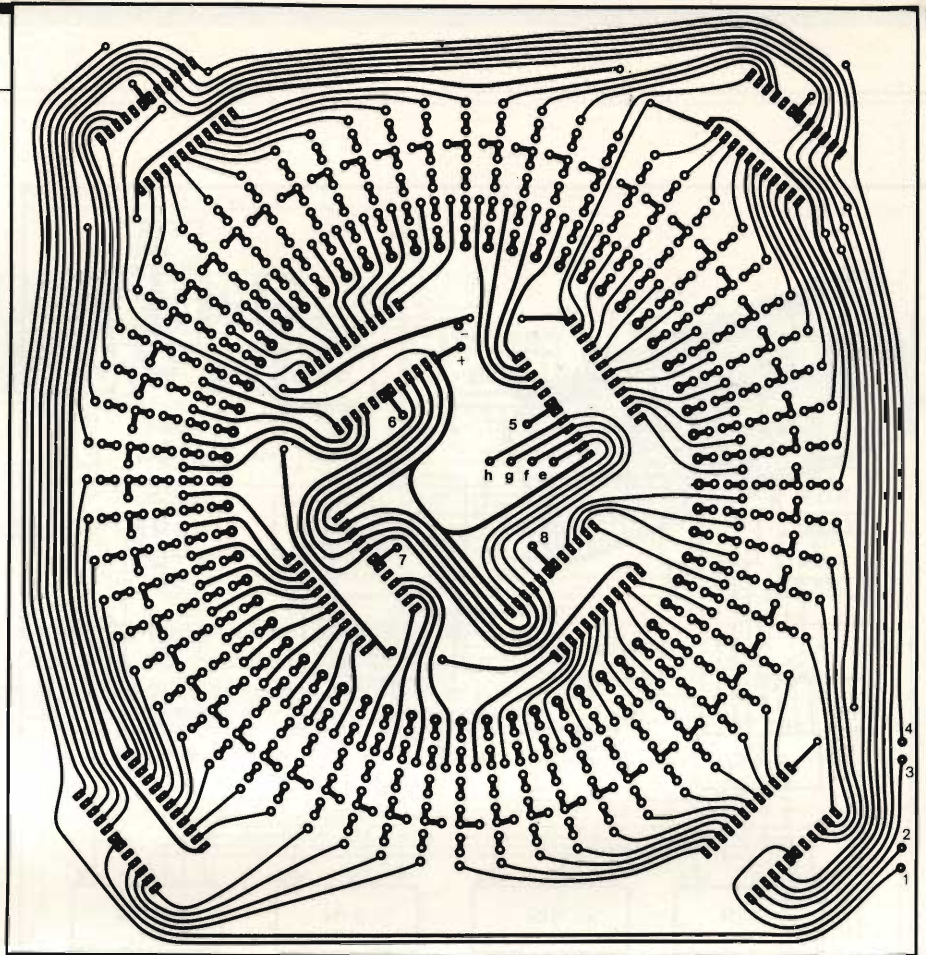


Fig. 4 - Piste di rame del circuito stampato per il quadrante dell'orologio

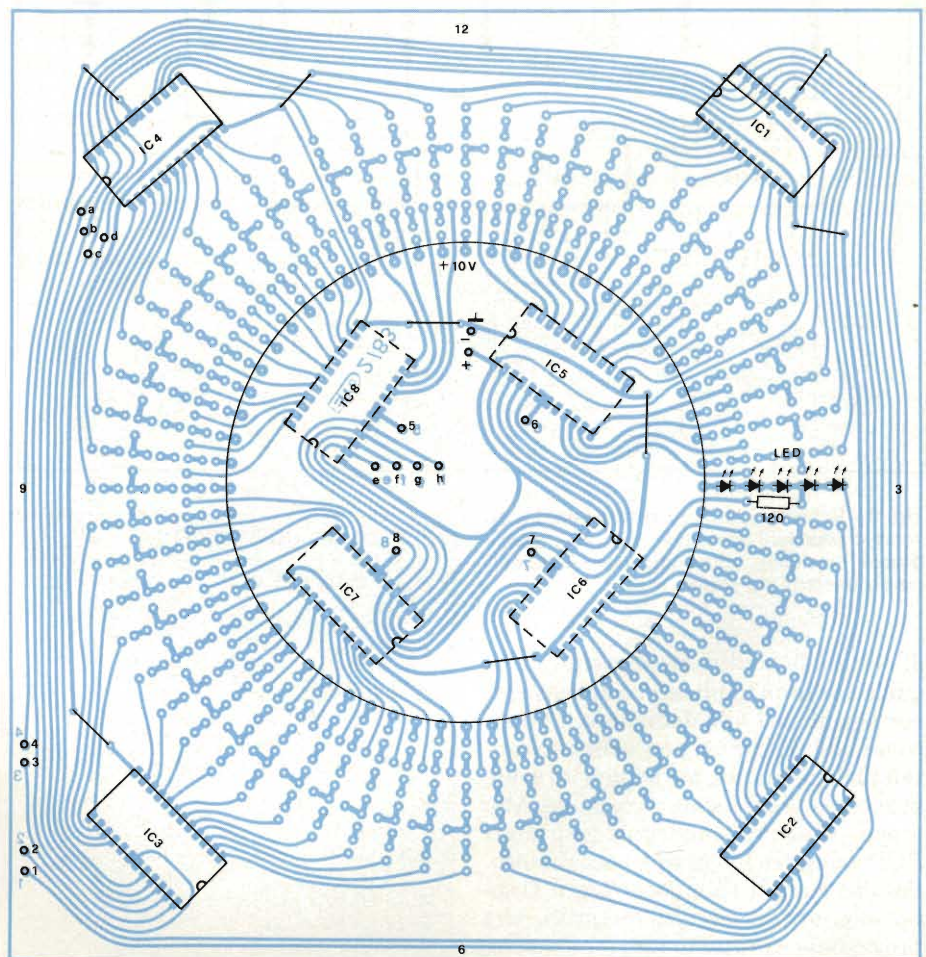


Fig. 5 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato del quadrante dell'orologio.

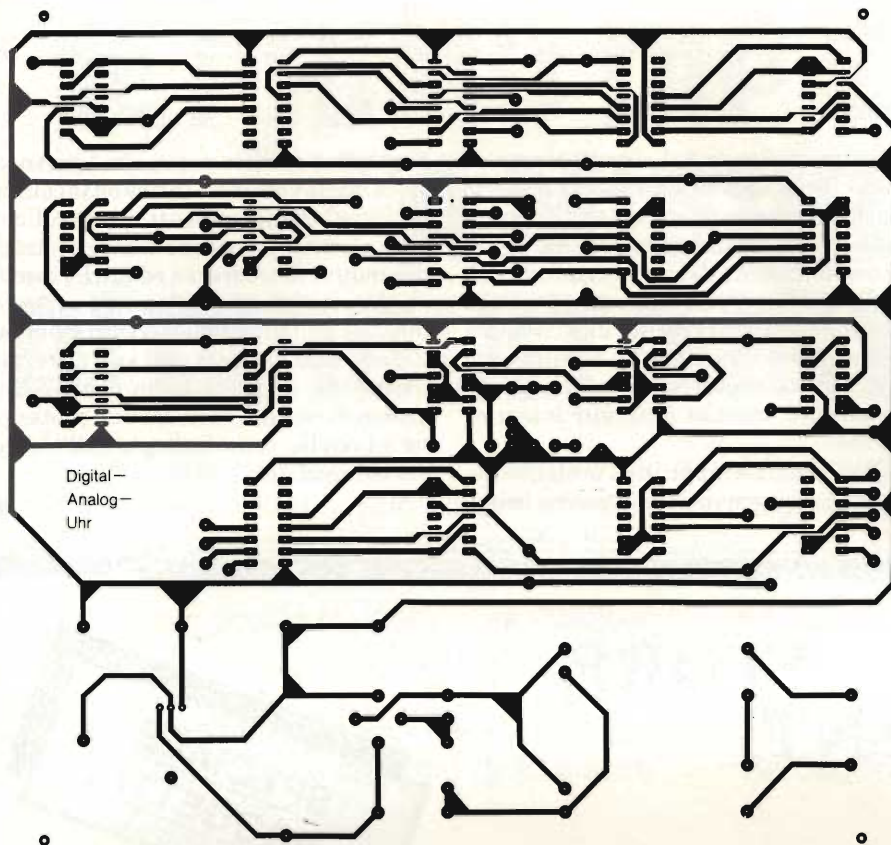


Fig. 6 - Circuito stampato della parte elettronica di pilotaggio dell'orologio.

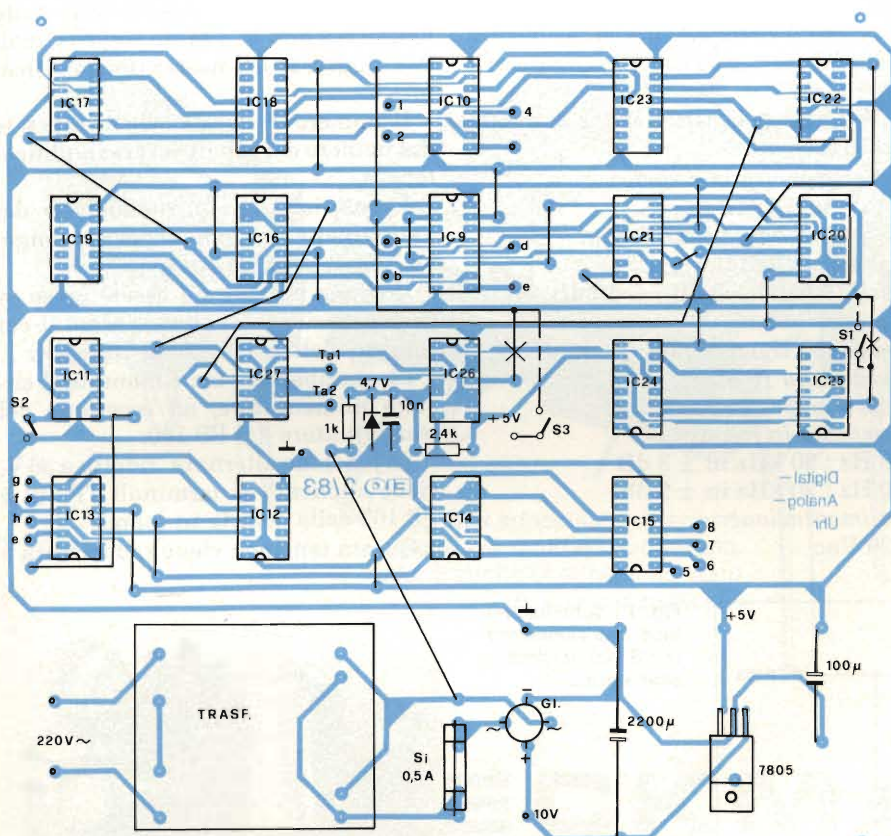


Fig. 7 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di Fig. 6.

a sopprimere i rimbalzi dei contatti. IC27 riceve dal piedino 5 di IC24 una frequenza che è un prodotto intermedio del ciclo di successive divisioni, ed ha un valore compreso tra 3 e 4 Hz. Questa frequenza determina la cadenza di avanzamento rapido delle "lancette" dei minuti e delle ore, per la messa a punto dell'ora esatta. Allo scopo sarà necessario premere il pulsante Ta1 (regolazione). L'orologio rimarrà fermo fino a quando non sarà premuto il pulsante Ta2 (partenza). E' possibile anche montare un commutatore invece dei due pulsanti, Ta1 e Ta2, per garantire un funzionamento più sicuro. Desiderando una precisione al secondo, la "lancetta" dei secondi potrà essere spostata e fermata in posizione "12" chiudendo l'interruttore S1 (arresto). Per fare ripartire l'indicazione dei secondi basterà riaprire il contatto di S1 al momento del segnale orario. Per la messa a punto dell'ora esatta non vengono impiegati gli impulsi dei secondi. La precisione al secondo non è però duratura, perchè la frequenza di rete è soggetta a piccole variazioni periodiche in più od in meno: queste variazioni tendono però a compensarsi a vicenda nei tempi lunghi e perciò la precisione di un orologio sincrono potrebbe anche rivelarsi, entro intervalli di sufficiente durata, superiore a quella di qualche orologio al quarzo. Nel caso venga montato S1, non bisogna dimenticare di interrompere il conduttore contrassegnato da una X.

Se la "lancetta" delle ore è avanti oppure indietro rispetto al tempo reale sarà necessario fermare l'orologio con S2, per esempio in corrispondenza alle ore 8, portare la lancetta dei minuti in posizione "12" e premere il pulsante Ta2 con S1 aperto. Chiudere S1 al segnale orario delle ore 8: in questo modo la regolazione avrà la massima precisione possibile (non scordare di chiudere nuovamente S2, altrimenti la "lancetta" delle ore non potrebbe avanzare).

In caso di interruzione della tensione di rete, il flip flop IC27 commuta in una posizione indefinita: se questa dovesse essere la posizione "avanzamento", la migliore soluzione sarà di collegare un condensatore da 1 µF in parallelo a Ta1. L'inesattezza dell'indicazione dell'ora rivelerà che c'è stata una mancanza di corrente.

Costruzione dell'orologio

Dovranno essere montati per primi i 300 LED, saldandoli al circuito stampato perfettamente allineati ed al medesimo livello. La serigrafia del circuit-

to stampato e la disposizione dei componenti sono illustrate nelle *figure 4 e 5* per il quadrante e nelle *figure 6 e 7* per la parte elettronica di pilotaggio. I circuiti integrati IC5...IC8 dovranno essere montati sul lato delle piste di rame, preferibilmente su zoccoli. Per i 16 conduttori che collegano tra loro i due circuiti stampati è consigliabile impiegare un adatto connettore. Le cifre e le lettere di riferimento che appaiono sul disegno della disposizione dei componenti corrispondono a quelle dello

schema di *figura 3*. I circuiti stampati sono incisi su una sola faccia e perciò sarà necessario montare tutti i ponticelli in filo. Sarà opportuno impiegare il trasformatore di rete consigliato nella lista dei componenti, oppure un tipo analogo, perchè presenta una caduta a pieno carico sufficiente a pilotare i LED senza necessità di resistori di limitazione, tramite i circuiti integrati 74154.

I circuiti stampati dell'orologio potranno essere montati dietro una lastra

di plastica acrilica rossa e trasparente, sulla quale verranno incise od incollate le "cifre" corrispondenti alle ore. I circuiti elettrici dovranno essere protetti, per motivi di sicurezza ed anche estetici, da una scatola in legno o materia plastica isolante. I due circuiti stampati verranno montati uno sull'altro, separati da appositi distanziali. L'ingresso di rete dovrà avere una protezione a fusibile, come indicato nell'elenco dei componenti.

PREAMPLIFICATORE PER STRUMENTI MUSICALI

della C.E. Costruzioni Elettroniche

In certi "microfisa" (microfono per fisarmonica) i captatori usati sono dei microfoni piezoelettrici.

Il preamplificatore che abbiamo deciso di presentare alla vostra attenzione ha sei canali miscelati con doppio ingresso, (alta impedenza e bassa impedenza) e controlli di tono su ogni canale.

Tenete presente che il prototipo da noi realizzato ha solo due canali, ma è lasciata alla necessità del lettore la scelta del numero dei canali.

Questo preamplificatore può essere collegato a finali di potenza con sensibilità di ingresso compresa tra 200 mV e 0,775 V.

La scelta della tensione di uscita si ottiene modificando opportunamente la scheda FP 300.

Il nostro prototipo non è dotato di controllo di volume generale in quanto

la "base" da noi utilizzata per le prove aveva già montato questo controllo.

Nel caso che il vostro amplificatore fosse sprovvisto di questo controllo è necessario montare un potenziometro sulla uscita del nostro preamplificatore.

Vediamo le caratteristiche di questo apparecchio:

- *ingresso alta impedenza:*
7 mV su 0,4 MΩ
- *ingresso bassa impedenza:*
0,3 mV su 250 Ω
- alti* (10 kHz) + 8 dB / -10 dB
- *controllo toni:*
bassi (50 Hz) + 8,5 dB / -11 dB
- *uscita, su 10 kΩ:*
0,28 V oppure 0,775 V
- *risposta in frequenza:*
40 Hz : 30 kHz in ± 3 dB
50 Hz : 20 kHz in ± 2 db
- *alimentazione:*
220 Vac

Il circuito è formato da due schede base: alimentatore ed amplificatore di uscita.

Le altre schede presenti sono tutte uguali fra loro in quanto sono il circuito di ingresso del nostro preamplificatore.

Il numero di queste schede dipende dal numero dei canali del preamplificatore.

Esaminiamo il funzionamento dei vari circuiti elettronici che compongono questa realizzazione.

Il primo circuito ad essere preso in considerazione è l'alimentatore il cui schema elettrico è visibile in *figura 1*.

Lo stampato su cui è montato il circuito alimentatore, ad eccezione del trasformatore è il PS 100.

La tensione alternata, ridotta a 36 V, viene applicata ai terminali TP 101 e TP 102 della scheda in esame.

Questa tensione viene raddrizzata e

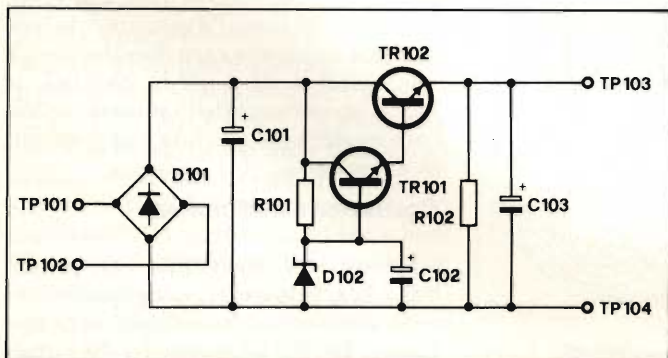
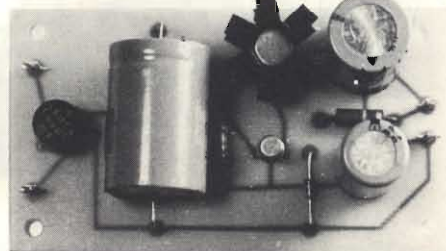


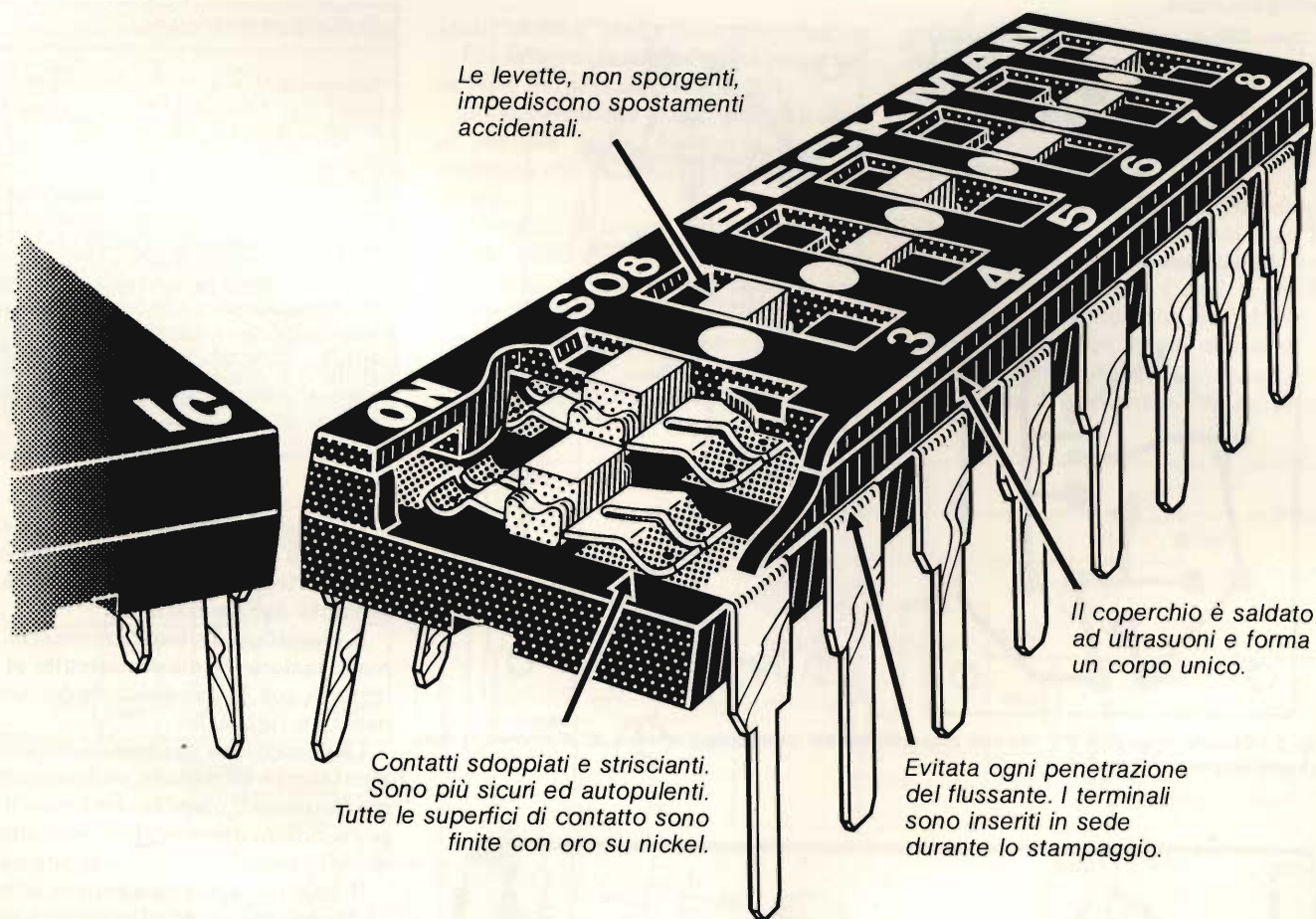
Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore PS 100 del preamplificatore.



Fotografia del circuito stampato PS 100 a montaggio ultimato.

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

filtrata dal condensatore C 101.

La tensione continua ottenuta viene mandata sui collettori dei transistori TR 101 e TR 102.

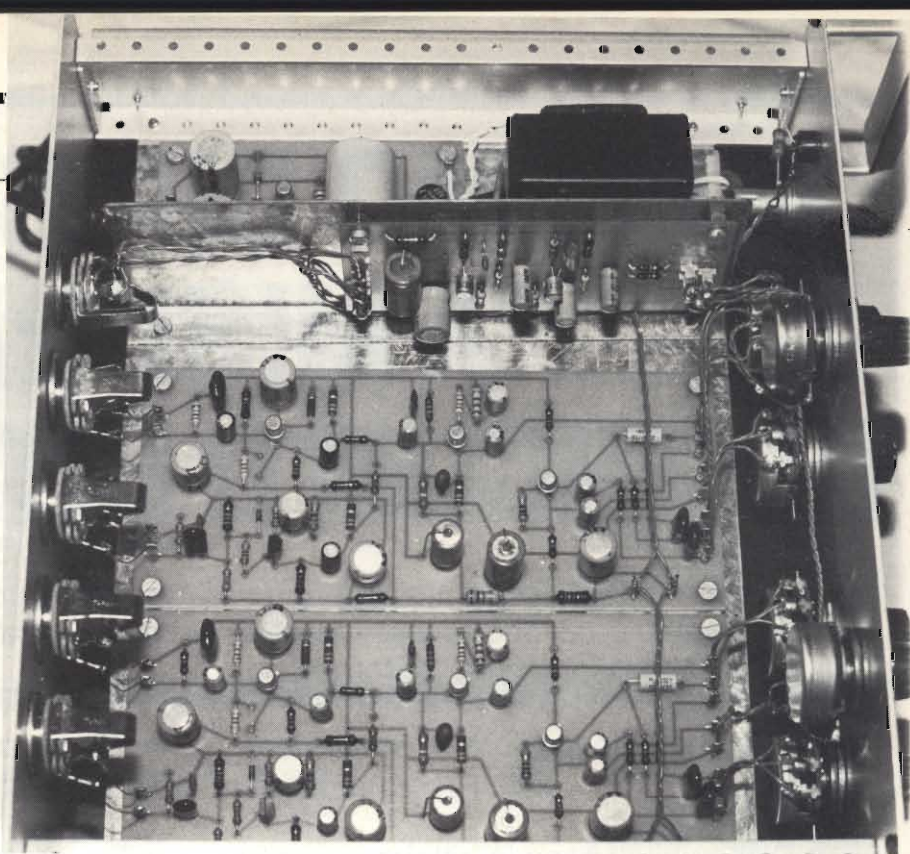
Questi transistori sono collegati in Darlington e provvedono, grazie allo zener D 102, presente sulla base di TR 101, alla stabilizzazione della tensione di uscita.

Il condensatore C 102, presente in parallelo allo zener, ed il condensatore C 103, in parallelo all'uscita, filtrano i residui di alternata altrimenti presenti sulla tensione di alimentazione.

Sui punti TP 103 e TP 104 è presente la tensione di alimentazione necessaria a tutte le schede del nostro preamplificatore.

Il valore di questa tensione è di circa 26,5 V.

La corrente fornita dal circuito di alimentazione è sufficiente ad alimentare il preamplificatore nella sua massima configurazione.



Particolare del circuito preamplificatore di bassa frequenza del nostro progetto.

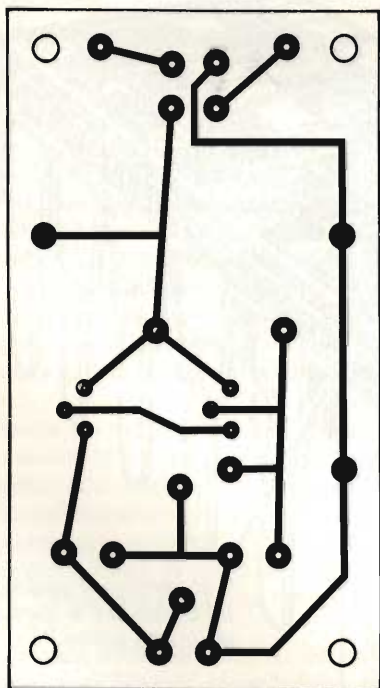
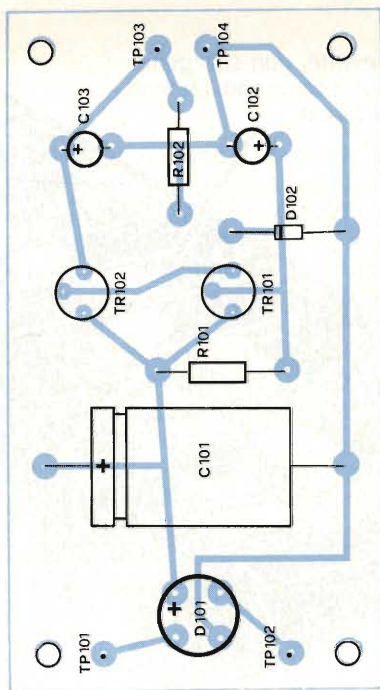


Fig. 2 - Circuito stampato PS 100 con disposizione dei componenti relativo all'alimentatore del preamplificatore.



ELENCO COMPONENTI

Resistenze

R 101 = 1 k Ω - 0,5 W

R 102 = 22 k Ω - 0,5 W

Condensatori

C 101 = elettrolitico da 1000 μ F - 50 VL

C 102 = elettrolitico da 100 μ F - 50 VL

C 103 = elettrolitico da 470 μ F - 35 VL
i condensatori C 102 e C 103 sono per montaggio verticale

Semiconduttori - Varie

D 101 = ponte raddrizzatore B80C800

D 102 = diodo zener 7 V - 1 W

TR 101 = transistore NPN BC 107

TR 102 = transistore NPN BC 141

E' consigliabile dotare il transistore TR 102 di aletta di raffreddamento onde favorire la dissipazione del calore prodotto dal medesimo.

Il circuito stampato necessario alla realizzazione di questo circuito si può trovare, con la disposizione dei componenti, in figura 2.

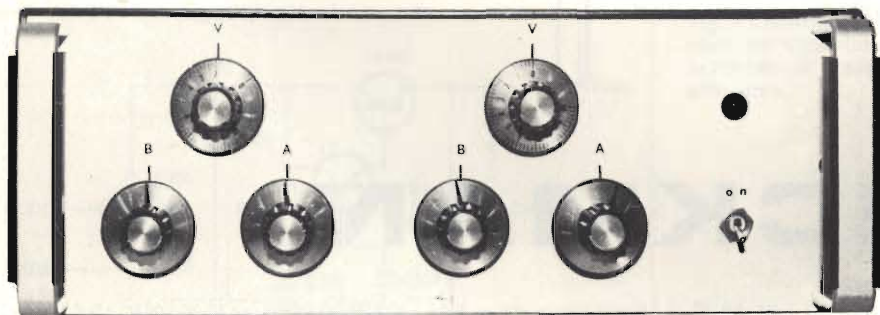
La descrizione di questo semplice alimentatore è terminata, vediamo ora come funziona il circuito che forma il cuore del nostro apparecchio; parliamo del circuito preamplificatore di ingresso.

Il relativo schema elettrico si trova in figura 3.

Può essere diviso in tre blocchi funzionali:

- 1° preamplificatore di ingresso a bassa impedenza
- 2° preamplificatore di ingresso al alta impedenza
- 3° circuito correttore di toni.

I semiconduttori impiegati in questo



Vista del preamplificatore a montaggio ultimato.

ELENCO COMPONENTI

Resistenze

- R 201 = 10 kΩ - 0,25 W
- R 202 = 47 kΩ - 0,25 W
- R 203 = 12 kΩ - 0,25 W
- R 204 = 4,7 kΩ - 0,25 W
- R 205 = 2,2 kΩ - 0,25 W
- R 206 = 12 kΩ - 0,25 W
- R 207 = 6,8 kΩ - 0,25 W
- R 208 = 2,2 MΩ - 0,25 W
- R 209 = 4,7 MΩ - 0,25 W
- R 210 = 470 kΩ - 0,25 W
- R 211 = 1 kΩ - 0,25 W
- R 212 = 1,5 kΩ - 0,25 W
- R 213 = 1 kΩ - 0,25 W
- R 214 = 3,3 kΩ - 0,25 W
- R 215 = 330 Ω - 0,25 W
- R 216 = 6,8 kΩ - 0,25 W
- R 217 = 22 kΩ - 0,25 W
- R 218 = 15 kΩ - 0,25 W
- R 219 = 68 kΩ - 0,25 W
- R 220 = 18 kΩ - 0,25 W
- R 221 = 6,8 kΩ - 0,25 W
- R 222 = 150 Ω - 0,25 W

- R 223 = 5,6 kΩ - 0,25 W
- R 224 = 1 kΩ - 0,25 W
- R 225 = 10 kΩ - 0,25 W
- R 226 = potenz. lineare da 47 kΩ
- R 227 = 10 kΩ - 0,25 W
- R 228 = potenz. lineare da 47 kΩ
- R 229 = 10 kΩ - 0,25 W
- R 230 = 1 MΩ - 0,25 W
- R 231 = 10 kΩ - 0,25 W
- R 232 = 560 Ω - 0,25 W
- R 233 = 330 Ω - 0,5 W

Condensatori

- C 201 = elettrolitico da 4,7 μF - 63 VL
- C 202 = in poliestere da 47 nF
- C 203 = elettrolitico da 100 μF - 16 VL
- C 204 = elettrolitico da 220 μF - 16 VL
- C 205 = elettrolitico da 1 μF - 63 VL
- C 206 = in poliestere da 22 nF
- C 207 = ceramico da 220 pF
- C 208 = elettrolitico da 100 μF - 16 VL
- C 209 = elettrolitico da 47 μF - 16 VL

- C 210 = elettrolitico da 1 μF - 63 VL
- C 211 = elettrolitico da 100 μF - 35 VL
- C 212 = elettrolitico 1 μF - 63 VL
- C 213 = ceramico da 1 nF
- C 214 = ceramico da 68 pF
- C 215 = elettrolitico da 1 μF - 63 VL
- C 216 = elettrolitico da 4,7 μF - 63 VL
- C 217 = elettrolitico da 100 μF - 35 VL
- C 218 = in poliestere da 33 nF
- C 219 = in poliestere da 2,2 nF
- C 220 = in polisetere da 33 nF
- C 221 = elettrolitico da 1 μF - 63 VL
- C 222 = elettrolitico da 1 μF - 63 VL
- C 223 = elettrolitico da 47 μF - 35 VL

Semiconduttori - Varie

- D 201 = diodo al silicio 1N 4148
- TR 201 = transistoro NPN BC 107
- TR 202 = fet BF 244
- TR 203 = transistoro NPN BC 107
- TR 204 = transistoro NPN BC 107

circuito sono quattro: tre transistori ed un fet.

Il preamplificatore a bassa impedenza è realizzato dal transistoro TR 201 e dai componenti ad esso associati.

Il funzionamento di questo circuito è il seguente: il segnale generato dal microfono entra nei punti TP 201 e TP 202. In parallelo a questo segnale si trova un filtro RC, formato dalla resistenza R 201 e dal condensatore C 202.

A questo filtro è affidato il compito di fugare verso massa eventuali disturbi ad alta frequenza che possono essere

stati "captati" dalla linea microfonica.

Poi il segnale microfonico entra nella base del transistoro TR 201.

Il condensatore C 201, posto in serie al segnale audio, blocca la tensione continua che polarizza la base del transistoro.

Il punto di lavoro del transistoro è determinato dal partitore formato dalle resistenze R 202 ed R 203. La resistenza R 205, in serie all'emitter, assicura la stabilità termica dello stadio amplificatore.

Il condensatore elettrolitico 204, in

parallelo alla resistenza R 205, assicura il disaccoppiamento verso massa della BF.

Questo condensatore serve anche ad elevare il guadagno in alternata dello stadio.

Il segnale audio amplificato è disponibile sul collettore del transistoro TR 201, e viene prelevato mediante il condensatore elettrolitico C 205: il guadagno di questo stadio è di 36,5 dB.

L'alimentazione viene ottenuta, riducendo, mediante la resistenza R 206, la tensione di alimentazione del primo

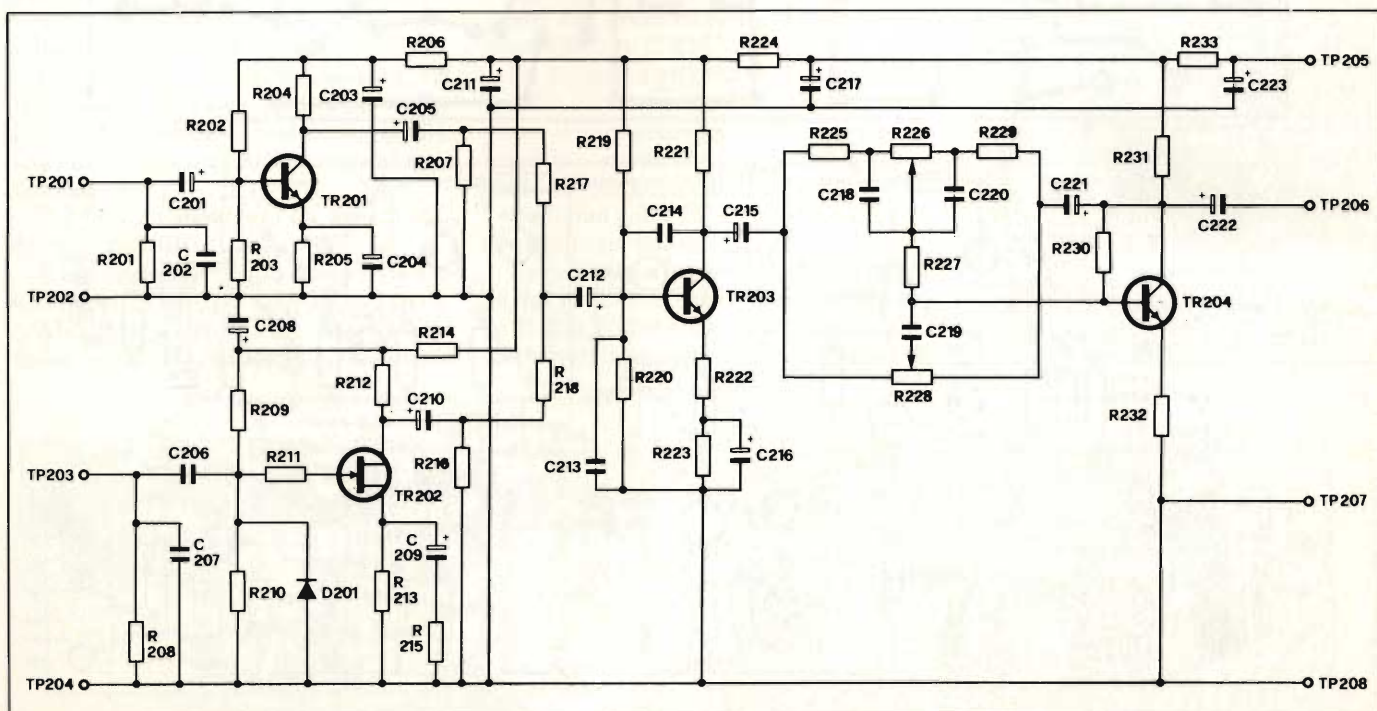


Fig. 3 - Circuito elettrico del preamplificatore DP 200.

stadio correttore di tono.

Il condensatore elettrolitico C 203 disaccoppia questa tensione di alimentazione verso massa.

Il preamplificatore ad alta impedenza è composto dal fet TR 202 e dai componenti ad esso associati.

Il segnale che deve essere amplificato entra nei punti TP 203 e TP 204.

I disturbi ad alta frequenza, eventualmente presenti sul segnale, vengono eliminati dalla rete RC formata dalla resistenza R 208 e dal condensatore C 207.

Il condensatore C 206, posto in serie al segnale di BF blocca la tensione continua di polarizzazione del gate.

Lo stadio preamplificatore in esame risulta polarizzato per un funzionamento in classe A, dal partitore forma-

to dalle resistenze R 209 ed R 210. Il diodo D 201, posto in parallelo alla resistenza R 210, impedisce il formarsi di tensioni a carica negativa sul gate del fet.

La stabilità termica dello stadio è determinata dalla resistenza R 213 posta in serie al collegamento del source.

Il segnale amplificato è disponibile sul drain del fet ed è prelevato dal condensatore elettrolitico C 210.

Il guadagno di questo stadio preamplificatore è di 4,7 dB ed è determinato dalla rete RC composta da R 215 e C 209.

Questo guadagno può essere variato modificando il valore della resistenza R 215.

L'alimentazione di questo fet è derivata dalla alimentazione della scheda

mediante la resistenza R 214 e viene ulteriormente filtrata dal condensatore elettrolitico C 208.

I segnali audio preamplificati da questi due circuiti vengono poi miscelati fra loro.

Questa miscelazione viene fatta dalle resistenze R 217 ed R 218.

Le resistenze R 207 ed R 206 formano il carico per i circuiti preamplificatori.

Il valore delle resistenze miscelatrici è stato scelto per equalizzare il livello di uscita in base ai differenti guadagni dei circuiti preamplificatori.

Il segnale, così miscelato, entra tramite il condensatore C 212 sulla base del transistor TR 203.

Questo transistor è il primo stadio del controllo di tono e serve a pilotare la rete RC formata dai potenziometri di tonalità.

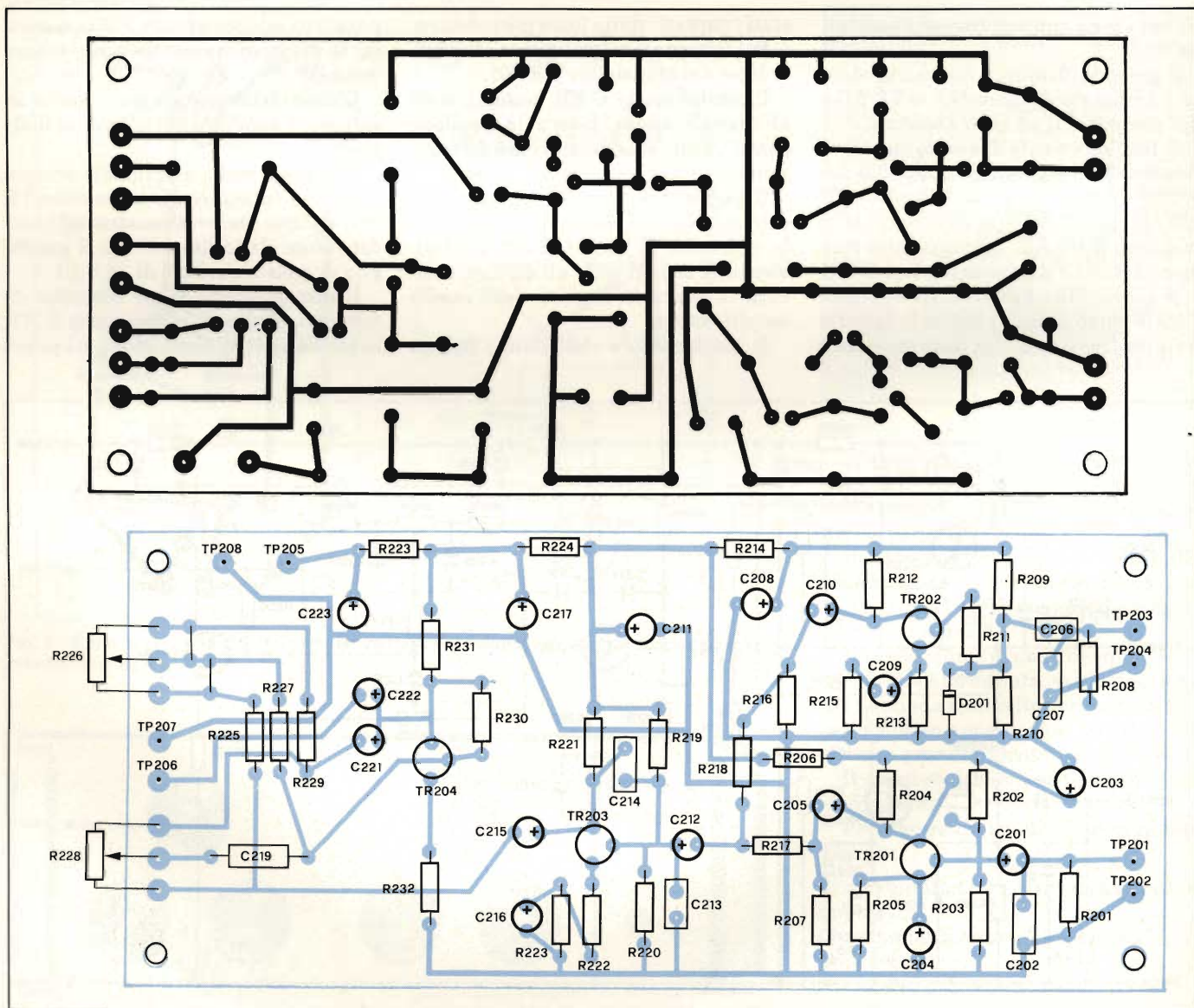


Fig. 4 - Circuito stampato DP 200 con disposizione dei componenti relativo al preamplificatore d'ingresso.

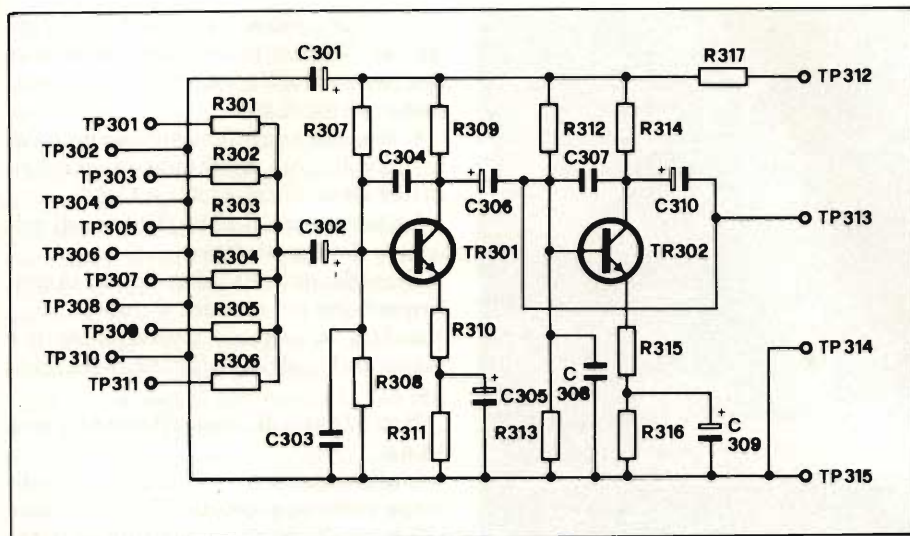


Fig. 5 - Schema elettrico del preamplificatore adattatore finale FP 300.

La base di questo transistor è polarizzata dal partitore formato dalle resistenze R 219 ed R 220.

In parallelo alla resistenza R 220 si trova il condensatore, C 213, che evita l'insorgere di autooscillazioni nello stadio in questione.

Le resistenze R 222 ed R 223 assicurano la stabilità termica del transistor.

Il condensatore elettrolitico C 216 assicura un elevato guadagno nello stadio del transistor TR 203.

Il condensatore C 214, collegato tra il collettore e la base di TR 203, controbilancia lo stadio alle alte frequenze, limitandone così il guadagno.

Il segnale, amplificato, è disponibile sulla resistenza di collettore R 221 e viene mandato al controllo di tono tramite il condensatore elettrolitico C 215.

L'alimentazione al transistor TR 203 è derivata dalla alimentazione della scheda tramite la resistenza R 224. Questa tensione viene filtrata dal condensatore C 211.

Il guadagno ottenuto da questo stadio è di 25,1 dB.

Il circuito di controllo di tono, da noi utilizzato, è del tipo a controllo attivo.

Abbiamo scelto questo tipo di controllo di tono in quanto, contrariamen-

te a quelli realizzati solo con componenti passivi, offrono un miglior funzionamento.

I vantaggi che offrono sono i seguenti: sono pressochè simmetrici rispetto all'asse dello 0 dB sia che lavorino in taglio che in incremento ed essendo inseriti nella reazione negativa dello stadio amplificatore danno una bassissima distorsione armonica.

Il funzionamento di questo circuito è il seguente: le componenti a bassa frequenza del segnale entrano nella sezione composta dalle resistenze R 225, R 227, R 229, dal potenziometro R 226 e dai condensatori C 218 e C 220.

Le componenti a frequenza più alta vengono controllate dal circuito composto dal potenziometro R 228 e dal condensatore C 219.

La massima attenuazione del segnale si ha con il cursore dei potenziometri verso il condensatore C 221, mentre il massimo incremento del segnale si ha verso il condensatore C 215.

Vediamo come funziona il circuito di controllo dei bassi.

Un segnale a frequenza bassa passerà dal partitore formato dalle resistenze R 225, R 229 e dal potenziometro R 226 e non interesserà i condensatori C

218 e C 220 in quanto alle basse frequenze presentano una elevata reattanza.

A frequenze altissime questi condensatori presentano una bassa impedenza che porta a considerare i condensatori come cortocircuitati ed in queste condizioni la sezione di controllo dei bassi risulta inattiva, il guadagno dello stadio è controllato dalla sezione degli alti ed avviene tramite il condensatore C 219.

Detto componente presenta una bassa impedenza, alle alte frequenze mentre alle frequenze più basse l'impedenza del medesimo risulta assai elevata e quindi il segnale in transito nel C 219 è bassissimo. In questo caso il controllo del guadagno viene nuovamente effettuato dalla rete dei bassi.

ELENCO COMPONENTI

Resistenze

- R301 = 10 kΩ - 0,25 W
- R302 = 10 kΩ - 0,25 W
- R303 = 10 kΩ - 0,25 W
- R304 = 10 kΩ - 0,25 W
- R305 = 10 kΩ - 0,25 W
- R306 = 10 kΩ - 0,25 W
- R307 = 82 kΩ - 0,25 W
- R308 = 33 kΩ - 0,25 W
- R309 = 6,8 kΩ - 0,25 W
- R310 = 560 Ω - 0,25 W
- R311 = 5,6 kΩ - 0,25 W
- R312 = 33 kΩ - 0,25 W
- R313 = 27 kΩ - 0,25 W
- R314 = 3,3 kΩ - 0,25 W
- R315 = 1 kΩ - 0,25 W
- R316 = 5,6 kΩ - 0,25 W
- R317 = 1 kΩ - 0,25 W

Condensatori

- C301 = elettrolitico da 100 μF - 35 VL
- C302 = elettrolitico da 1 μF - 63 VL
- C303 = ceramico da 220 pF
- C304 = ceramico da 39 pF
- C305 = elettrolitico da 4,7 μF - 63 VL
- C306 = elettrolitico da 1 μF - 63 VL
- C307 = ceramico da 150 pF
- C308 = ceramico da 220 pF
- C309 = elettrolitico da 100 μF - 16 VL
- C310 = elettrolitico da 1 μF - 63 VL

Semiconduttori

- TR301 = transistor NPN BC 107
- TR302 = transistor NPN BC 107

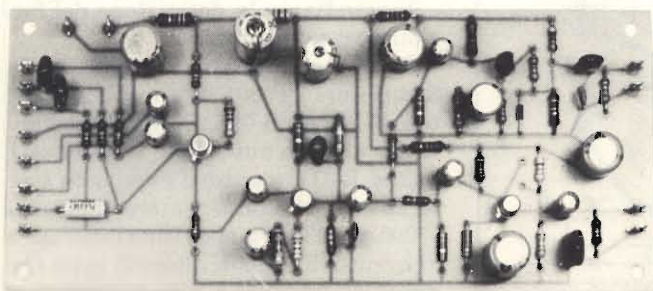


Foto del circuito DP 200 a montaggio ultimato

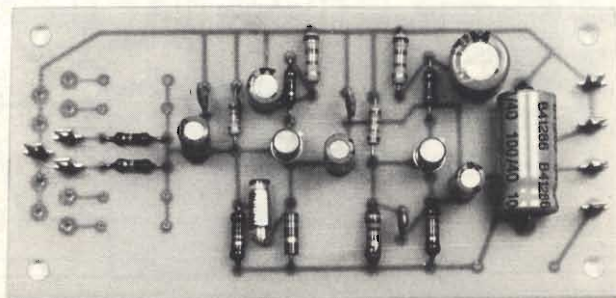
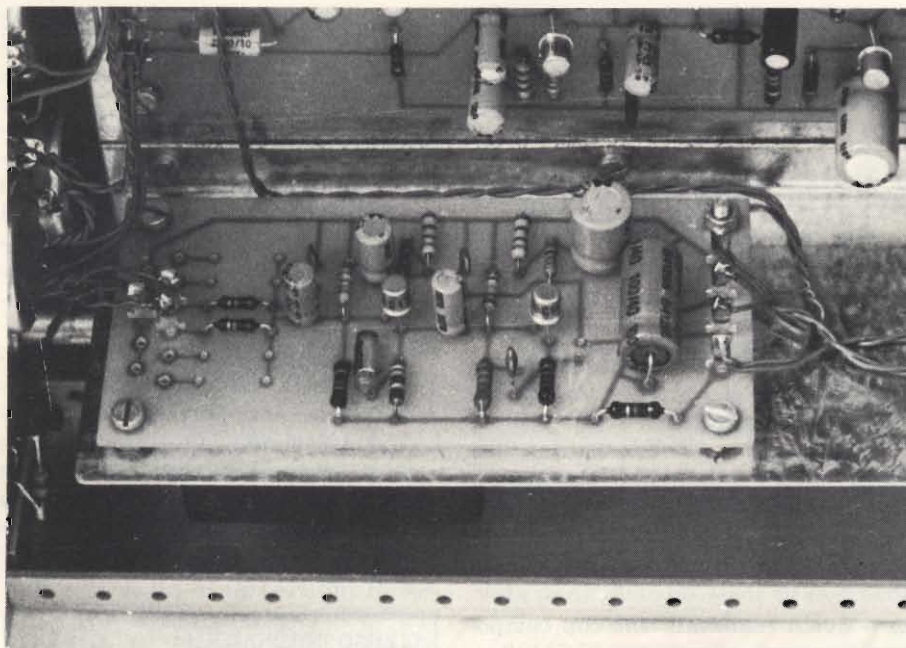


Foto del circuito FP 300 a montaggio ultimato.



Particolare del circuito adattatore di uscita FP 300.

Valori delle tensioni di bassa frequenza sulla scheda FP 300.

Transistore	Base	Collettore
TR 301	28 mV	0,28 V
TR 302	0,28 V	0,775 V

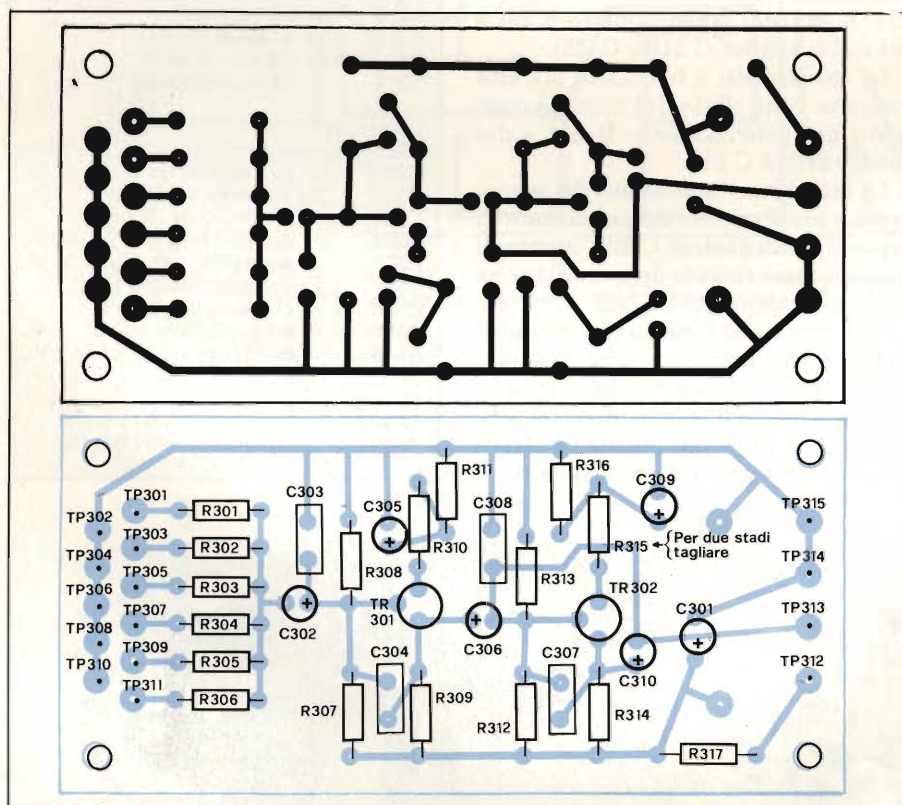


Fig. 6 - Circuito stampato FP 300 con disposizione dei componenti relativo al preamplificatore adattatore finale.

Il circuito attivo è composto dal transistor TR 204 polarizzato tramite la resistenza R 230 e stabilizzato termicamente dalla R 232.

Il segnale amplificato viene prelevato dal collettore, mediante due condensatori elettrolitici, C 221 e C 222.

La resistenza R 231 è il carico di collettore del transistor.

Il condensatore C 221 realizza la controreazione nel circuito di tono.

Infine in segnale preamplificato è disponibile sul punto TP 206 della scheda.

Il guadagno di quest'ultimo è di circa 14 dB.

L'alimentazione all'intera scheda viene portata al punto TP 205, e viene ridotta a 24 V dalla resistenza R 233. C 223 e C 217 sono capacità di filtro.

L'intero circuito, ad eccezione dei potenziometri di tono R 226 ed R 228, posti sul pannello frontale, viene montato sul circuito stampato siglato DP 200.

Il disegno di questa basetta in scala 1:1 e la disposizione dei componenti sulla medesima appaiono in figura 4.

Lo schema elettrico dell'ultimo circuito che compone il preamplificatore è riportato in figura 5.

Esso svolge due funzioni: miscelazione dei segnali elaborati dal circuito preamplificatore DP 200 e amplificazione degli stessi per renderli compatibili con l'ingresso dell'amplificatore di potenza.

La miscelazione dei segnali avviene tramite le resistenze R 301 - R 306. E' possibile utilizzare, pertanto, fino a sei preamplificatori DP 200.

Il segnale miscelato entra tramite il condensatore C 302 nel primo stadio preamplificatore.

E' possibile realizzare questa scheda o con un solo stadio preamplificatore o con due stadi, la scelta è condizionata dalla sensibilità di ingresso dell'amplificatore di potenza.

Il primo stadio è in grado di pilotare amplificatori di potenza con una sensibilità di ingresso di 250 mV.

Il circuito realizzato con entrambi gli stadi è in grado di pilotare amplificatori con 0,775 V di ingresso.

Riprendiamo la descrizione del funzionamento degli stadi.

La polarizzazione al primo stadio, transistor TR 301, è fornita dal partitore R 307 ed R 308, la stabilizzazione termica è ottenuta dalle resistenze R 310 ed R 311, mentre il guadagno è determinato dal condensatore di by-pass C 305. C 303 e C 304 evitano l'insorgere di eventuali autooscillazioni nello stadio.

Il segnale amplificato, è prelevato

dal collettore del transistor, per mezzo di C 306 e può essere portato direttamente sul pin d'uscita della piastra oppure entrare nella base del secondo transistor.

Il guadagno dato da questo stadio è di circa 20 dB.

Il secondo stadio presenta una configurazione circuitale analoga al primo ed è in grado di dare un guadagno di tensione di 8,8 dB.

Il segnale preamplificato esce sul punto TP 313 della scheda.

La resistenza R 317 riduce la tensione a 24 V, ed il condensatore C 301 la filtra eliminando ogni disturbo di alternata.

In figura 6 potete trovare il tracciato dello stampato, siglato FP 300, in scala 1 : 1, completo della disposizione dei componenti necessari al montaggio.

La descrizione di tutte le schede necessarie alla realizzazione del preamplificatore è terminata.

Occorre rispettare, durante il montaggio dei componenti, il verso di tutti gli elementi polarizzati, altrimenti il circuito non potrà funzionare e si correrà il rischio di danneggiare i componenti medesimi.

Le parti impiegate per questi circuiti dovranno essere di buona qualità, soprattutto i resistori per minimizzare il rumore di fondo.

ELENCO COMPONENTI

Resistenze

- R1 = potenz. log. da 47 kΩ
- R2 = potenz. log. da 47 kΩ
- R3 = 2,2 kΩ - 0,5 W può variare in base al led impiegato
- Ra = potenz. log. da 10 kΩ

Semiconduttori - Varie

- D1 = diodo led rosso, con porta led
- I1 = interruttore unipolare GL/3380-02
- J1 = connettore jack cortocircuitante GP/0342-00
- J2 = come J1
- J3 = come J1
- J4 = come J1
- J5 = connettore jack non cortocircuitante GP/0411-05
- T1 = trasformatore di alimentazione secondario 36 V, potenza 10 VA, codice GBC HT/3736-50

Tutti i condensatori impiegati vanno scelti del tipo miniatura per montaggio in verticale, unica eccezione è il condensatore C 101 che è un normale assiale.

Terminato il montaggio delle schede è consigliabile effettuare il collaudo singolarmente, onde essere sicuri del loro funzionamento prima di procedere alla loro interconnessione.

La prima scheda da collaudare è il modulo alimentatore e ciò avviene nel seguente modo:

— collegare il trasformatore di alimentazione sui punti TP 101 e TP 102 ed un voltmetro sui punti TP 103 e TP 104.

— Alimentare il trasformatore dalla rete e verificare che la tensione continua in uscita sia di $26 V \pm 2\%$.

Se questa tensione dovesse essere di molto discosta da tale valore, occorre selezionare il diodo zener D 102 fino ad ottenere il risultato desiderato.

Per aumentare questa tensione è possibile inserire, in serie allo zener, un diodo al silicio che la eleverà di circa 0,5 V.

L'eventuale modifica non è stata prevista sullo stampato, pertanto l'inserimento in serie verrà fatto ponendo i due componenti interessati in verticale.

— Con il circuito alimentato inserite una resistenza da 270 Ω 1 W sulla uscita. Controllate, sul voltmetro, che la tensione rimanga stabile.

Terminato il collaudo della scheda di alimentazione possiamo iniziare il collaudo della scheda preamplificatrice DP 200.

Collegare l'alimentazione al preamplificatore sui punti TP 205 e TP 208. Si può utilizzare l'alimentatore appena collaudato.

Ricordatevi, prima di procedere alle messe a punto di inserire nel circuito, mediante degli spezzoni di filo, i poten-

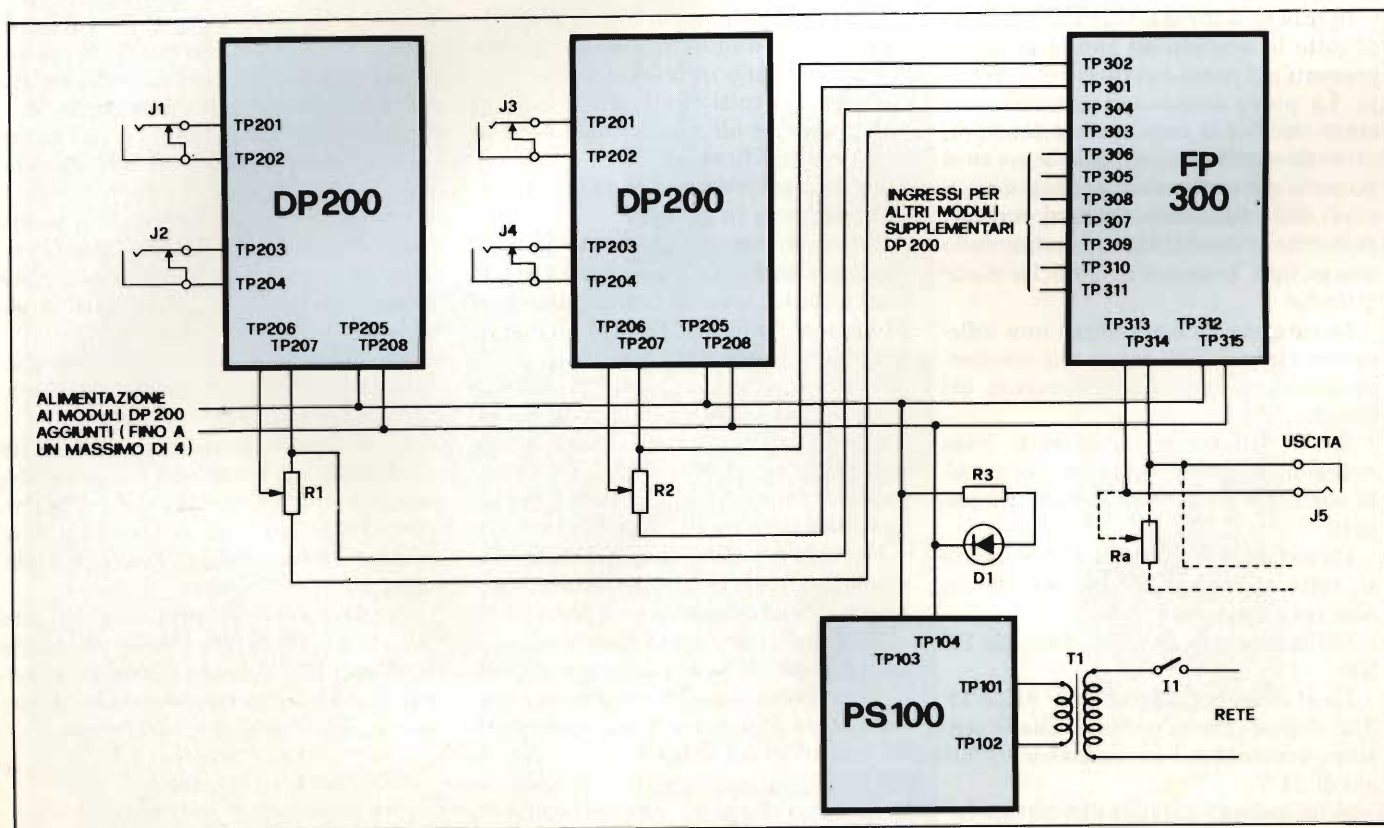


Fig. 7 - Schema d'interconnessione dei moduli del preamplificatore.

ziometri di controllo dei toni.

Eseguito il collegamento si alimenti il tutto e si controlli immediatamente che la tensione di alimentazione sul condensatore C 217 sia di 24 V.

Se questa tensione risultasse più bassa occorre verificare tutto il circuito del preamplificatore, alla ricerca di eventuali cortocircuiti.

Viceversa è possibile continuare il collaudo misurando le tensioni presenti nei punti principali del circuito.

L'elenco completo di queste tensioni è mostrato in *tabella 1*, e devono essere comprese entro il $\pm 5\%$ del valore da noi dato.

Se tutto il circuito è stato montato ad arte non riscontrerete alcun inconveniente durante la misura di queste tensioni.

Terminate queste verifiche si può procedere al collaudo controllando il funzionamento dinamico del preamplificatore.

Per effettuare queste prove sono necessari i seguenti apparecchi di misura: generatore di segnale sinusoidale, millivoltmetro in alternata e oscilloscopio.

Si colleghi il generatore agli ingressi, e si controlli sui collettori di tutti i transistori che il segnale risulti amplificato ed indistorto.

La frequenza usata per questo test è di 1000 Hz.

In *tabella 2* trovate l'elenco completo di tutte le tensioni ad audiofrequenza presenti nei punti nevralgici del circuito. Le prove terminano quando sono state verificate tutte queste tensioni, attenzione che durante queste prove si possono riscontrare nei guadagni degli stadi delle differenze date dai parametri dei transistori che, pur essendo dello stesso tipo, possono in qualche modo differire.

Naturalmente è ammessa una tolleranza, circa il 20%, senza che sia compromesso il buon funzionamento del circuito.

Se la differenza riscontrata fosse maggiore sarà necessario procedere alla sostituzione del transistor interessato.

Ricordatevi di effettuare il collaudo su tutte le schede DP 200 necessarie alla realizzazione.

Ultima scheda da collaudare è la FP 300.

La si alimenti nei punti TP 312 e TP 315, dopo di che si controlli che la tensione presente sul condensatore C 301 sia di 24 V.

Si proceda al collaudo di questa scheda analogamente a come fatto con il circuito DP 200.

Tabella 1 - Tensioni continue presenti sulla scheda DP 200 per una tensione di alimentazione di 26 V.

Transistore	Collettore	Base	Emettitore
TR 201	6,8 V	2 V	1,5 V
TR 202	6,9 V	1 V	2,6 V
TR 203	15,2 V	4 V	3,4 V
TR 204	6 V	1,6 V	1 V

Tabella 2 - Valori delle tensioni di bassa frequenza della scheda DP 200.

Transistore	Base	Collettore
TR 201	0,3 mV	20 mV
TR 202	7 mV	13 mV
TR 203	5 mV	90 mV
TR 204	12 mV	65 mV

Tabella 3 - Tensioni continue presenti sulla scheda FP 300 con una tensione di alimentazione di 26 V.

Transistore	Collettore	Base	Emettitore
TR 301	15,5 V	6,4 V	5,8 V
TR 302	17,6 V	10 V	9,5 V

I valori delle tensioni continue e delle tensioni ad audio frequenza, questa volta si trovano in *tabella 3*.

Terminati tutti i collaudi elettrici si può procedere all'assemblaggio di tutto il preamplificatore.

Lo schema elettrico di interconnessione si trova in *figura 7*.

Tenete presente che, anche se sono rappresentate solo due schede DP 200 (due canali), questo preamplificatore può essere realizzato fino ad un massimo di sei canali.

Non occorre utilizzare del cavetto schermato se i collegamenti da voi effettuati sono molto corti, è buona norma, però, intrecciare tutti i fili in cui passano segnali audio per evitare l'induzione di eventuali disturbi alternati.

Per collegamenti lunghi è indispensabile usare del cavetto schermato, pena un elevato ronzio indesiderato.

Nello schema è stato rappresentato, tratteggiato, il potenziometro Ra, da aggiungere nel caso in cui il vostro amplificatore di potenza fosse sprovvisto del controllo del volume.

Tutto il preamplificatore è montato in un contenitore metallico di opportune dimensioni.

Internamente abbiamo diviso gli

stadi preamplificatori dallo stadio di alimentazione con del lamierino zincato che aiuta ad evitare disturbi indotti dal trasformatore di alimentazione.

Terminato il montaggio si può procedere al collaudo finale di tutto il sistema preamplificatore.

Il miglior modo per effettuare questo collaudo consiste nell'accoppiare il preamplificatore con il finale di potenza e controllare la risposta in frequenza dell'insieme.

Naturalmente questa prova va effettuata con la strumentazione precedentemente descritta.

Se il lettore fosse sprovvisto della predetta strumentazione può semplicemente applicare all'ingresso un opportuno trasduttore (microfono) e verificare ad orecchio il funzionamento del circuito.

Certi di aver presentato un circuito semplice ed efficace che sicuramente sarà utile a molti appassionati di musica, auguriamo buon lavoro a tutti quei lettori che lo vorranno realizzare.

LUXMETRO CON SCALA FINO A 100.000 LUX

di Winfried Knobloch, Hans Wollmer

Questo strumento serve a misurare l'intensità luminosa nei posti di lavoro e di studio, nonché nelle stanze di abitazione. La portata arriva fino a 100.000 lux ed è suddivisa in due scale.

L'illuminazione dei posti di lavoro, di studio, o semplicemente di lettura deve rispondere a norme ben precise, per non correre il rischio di rovinarsi la vista. La misura dell'illuminazione, allo scopo di poterla eventualmente adeguare ai valori prescritti, potrà essere eseguita con lo strumento presentato in questo articolo, con una precisione maggiore di quella dei normali esposimetri per fotografia.

Come viene misurata la luce

La luce viene convertita in un debole segnale elettrico mediante il fotodiode al silicio SFH 203. Il fotodiode è munito

di un filtro trasparente che adatta la sua risposta alla sensibilità dell'occhio umano. Questo adattamento vale sia per la luce diurna che per la luce artificiale. La debole potenza erogata dal fotodiode viene amplificata e la sua variazione convertita in una variazione logaritmica da uno speciale amplificatore operazionale che è in grado di elaborare segnali corrispondenti ad intensità luminose variabili da 0,5 a 100.000 lx (in due portate). L'amplificatore operazionale, un LM 10, non solo richiede una tensione di soli 1,1 V, ma contiene anche un generatore di tensione di riferimento molto preciso (piedino 1, 200 mV) e permette una regolazione molto accurata dell'offset.



La conversione in variazione logaritmica viene ottenuta inserendo T2 e T1 nel circuito di controreazione, cioè tra il piedino 6 ed il piedino 2. Nello stesso tempo, la tensione collettore-emettitore di T2 è variabile, cosicché le oscillazioni della tensione di alimentazione verranno ben livellate. R3 minimizza la loro influenza sul circuito. Tramite il commutatore S2, viene collegato in parallelo allo strumento indicatore un resistore di shunt, in modo da far salire l'indicazione di fondo scala da 1000 a 100.000 lx. Con P1 verrà regolata l'escursione dell'indice a fondo scala, e con P2 il punto di zero. C2 smorza le oscillazioni dell'indice. Nel luxmetro passano soltanto correnti molto deboli

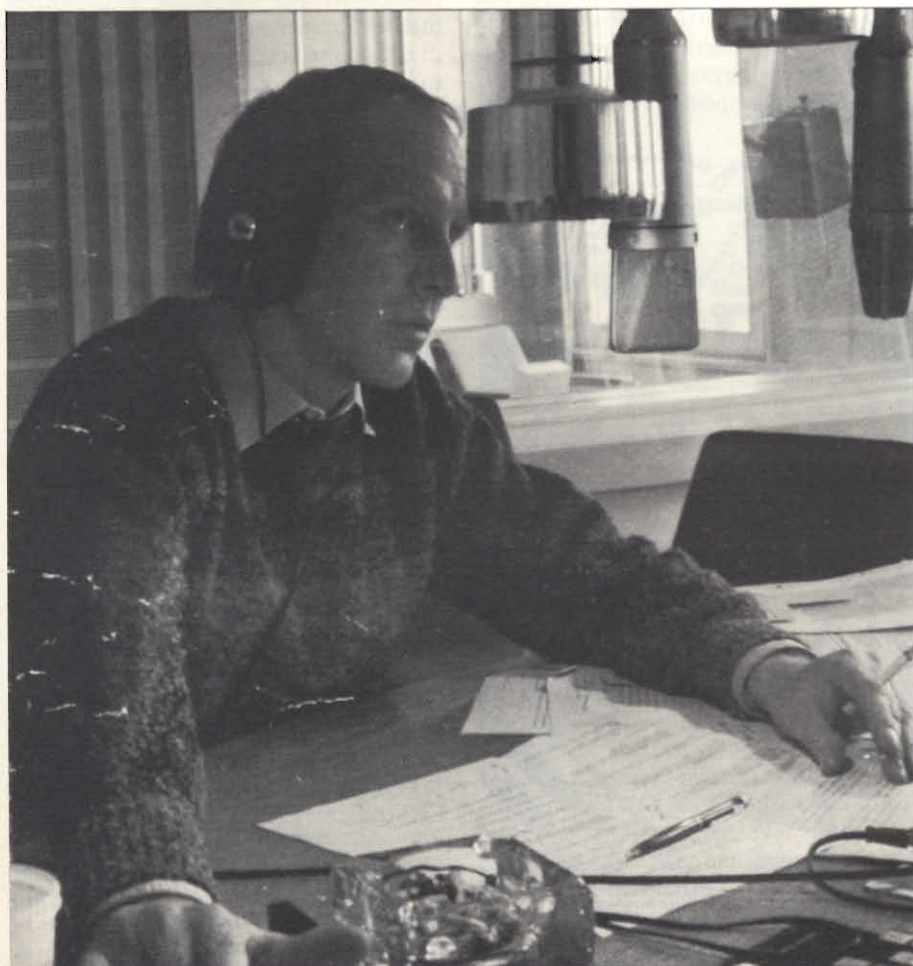


Fig. 1 - La necessità di un giusto valore dell'illuminazione sul posto di lavoro vale anche quando debbano essere osservati dei dati su un teleschermo.

che, per bassi valori dell'illuminazione, sono dell'ordine dei nA. La corrente più elevata è assorbita dall'amplificatore operazionale. La batteria, del tipo "mignon" potrà durare molto a lungo.

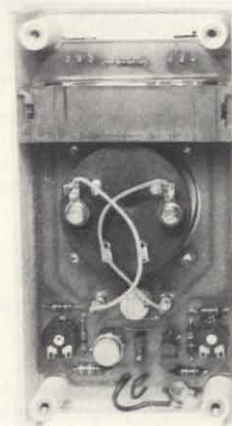


Fig. 2 - Vista interna ed esterna del luxmetro. Sarà opportuno impiegare un connettore a spina per collegare il sensore allo strumento.

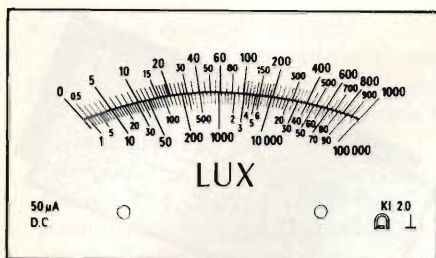


Fig. 3 - La nuova scala da applicare allo strumento, che dovrà avere il quadrante corrispondente a queste misure.

Costruzione

La maschera per l'incisione delle piste sul circuito stampato è illustrata in figura 5, mentre la disposizione dei componenti appare in figura 6. Con l'ulteriore aiuto delle fotografie, il montaggio non presenterà difficoltà. Il diffusore, di aspetto alquanto insolito, montato sulla sonda (figura 2), è stato ricavato da una mezza pallina per ping-pong, del tipo più leggero che è più trasparente alla luce. Il sensore dovrà essere collegato allo strumento mediante un cavetto schermato; a motivo delle basse correnti che lo percorrono, la sensibilità ai disturbi è infatti molto elevata. La scala del milliamperometro dovrà essere ridisegnata secondo le indicazioni della figura 3.

ELENCO DEI COMPONENTI

Resistori da 0,25 W

- 1: 330 Ω 1 % (strato metallico)
- 1: 270 Ω 1 % (strato metallico)
- 1: 1,8 kΩ
- 1: 7,5 kΩ
- 1: 12 kΩ
- 1: 47 kΩ
- 1: 10 MΩ

Potenzimetri trimmer

- 1: 2,5 kΩ, mont. coricato
- 1: 250 kΩ, mont. coricato

Condensatori, tens. min. 6 V (RM5)

- 1: 0,1 μF
- 1: 10 μF (elettrolitico)

Semiconduttori

- 1: SFH 203 (fotodiode al Si, Siemens)
- 2: BC 238 C
- 1: LM 10 (ampl. operaz. e generat. di tens. di rifer. - National Semiconductor)

Varie

- 1: Strumento di misura 50 μA
 - 2: Deviatori a cursore
 - 1: Astuccio in plastica
 - 1: Portapila per pila mignon
 - 1: Circuito stampato
 - 1: Scala modif. per strumento
 - 1: Mezza pallina da ping-pong
- Per la sonda esterna saranno inoltre necessari:
- 1: Presa jack da 3,5 mm
 - 1: Spina jack da 3,5 mm
 - Circa 1 m Cavetto schermato
 - 1: Circuito stampato

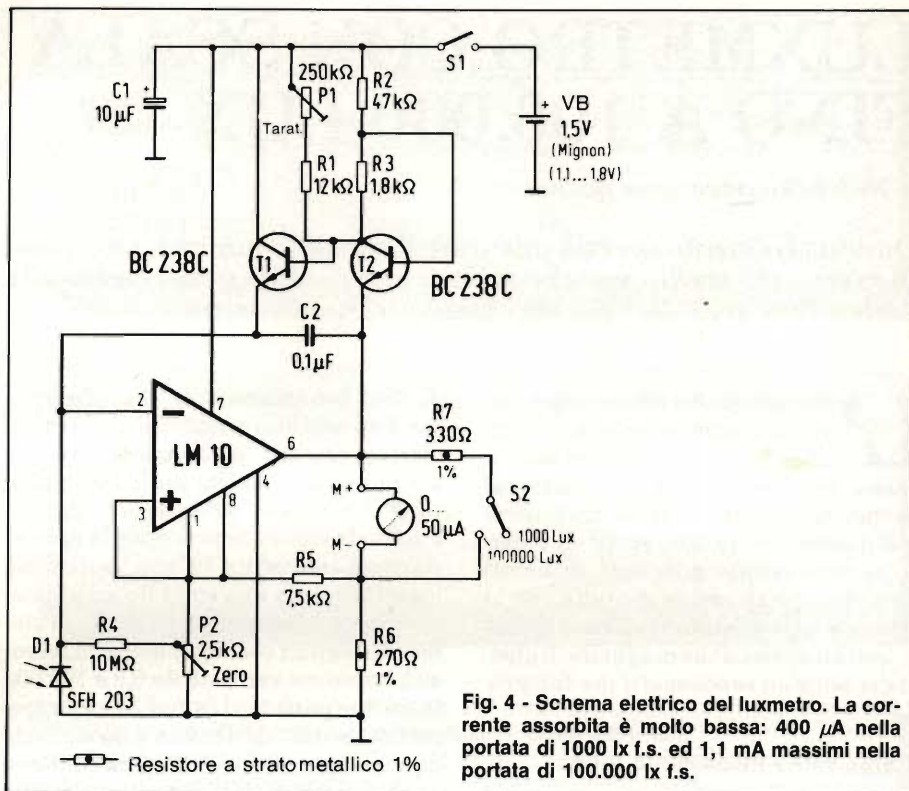


Fig. 4 - Schema elettrico del luxmetro. La corrente assorbita è molto bassa: 400 μA nella portata di 1000 lx f.s. ed 1,1 mA massimi nella portata di 100.000 lx f.s.

Taratura dello strumento

Prima di iniziare la taratura elettrica dello strumento, sarà necessario effettuare, se necessaria, la regolazione meccanica dell'azzeramento dell'indice, mediante l'apposita vite che si trova

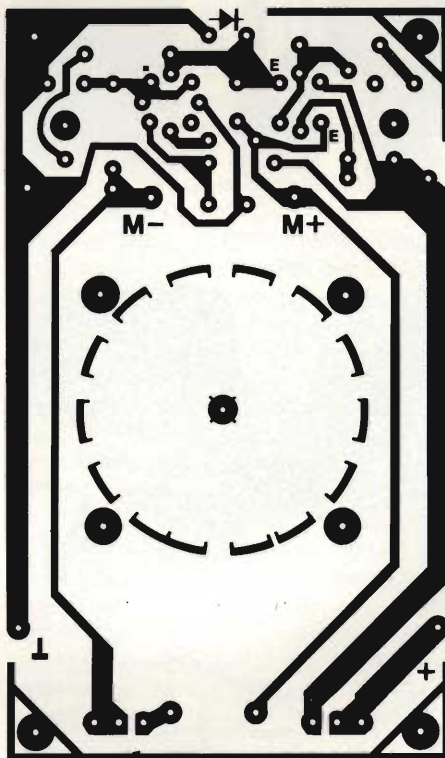
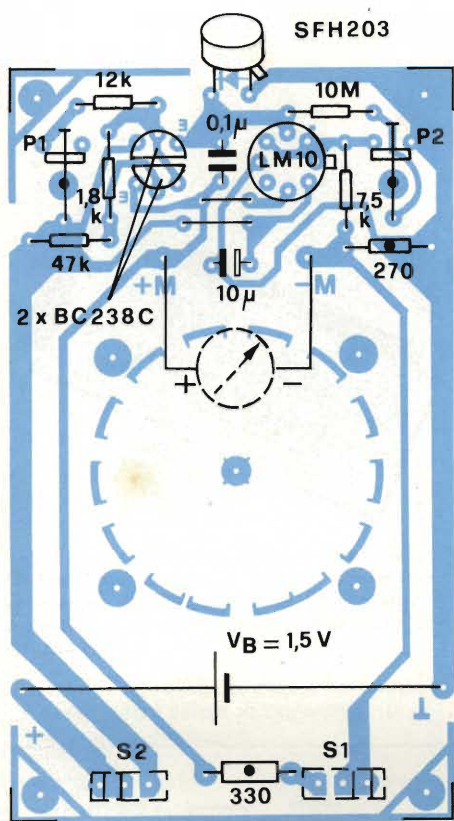


Fig. 5 - Piste di rame del circuito stampato.

sotto il quadrante del milliamperometro. Con l'azzeramento elettrico (regolazione di P2) verranno automaticamente eliminate anche tutte le tensioni di offset che, a causa delle correnti molto ridotte, non sono del tutto trascurabili. Questa regolazione deve essere eseguita ponendo la sonda in un ambiente assolutamente buio, per esempio sotto una coperta. La taratura della posizione di fondo scala è un'operazione abbastanza semplice, avendo a disposizione uno strumento di confronto: è necessario disporre i due sensori, quello dello strumento da tarare e quello dello strumento di confronto ad una tale distanza da una lampada, che l'indicazione sullo strumento di confronto sia di 1000 lx esatti. Regolare poi P2 finché l'indice dello strumento da tarare arriverà in posizione di fondo scala. I due sensori dovranno essere posti esattamente alla medesima distanza dalla sorgente luminosa e la luce dovrà cadere su di essi da una direzione perpendicolare alla superficie del sensore.

Non avendo a disposizione uno strumento di controllo, potrà essere usato l'esposimetro di una macchina fotografica: con la scala della sensibilità regolata su 18 DIN/50 ASA, la deviazione dell'indice nella posizione corrispondente ad 1/25 di secondo con diaframma 2,8 corrisponderà ad un'illuminazione di 720 lx. La prova del massimo della scala (100.000 lx) dovrà essere effettuata in una giornata estiva limpi-



Resistori 1%

Fig. 6 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

da, puntando la sonda direttamente sul sole. Alle nostre latitudini il valore dell'illuminazione sarà appunto di circa 100.000 lux.

L'importanza dell'illuminazione del posto di lavoro è spesso inconsapevolmente trascurata. Per misurare quanta luce cada sul posto di lavoro, il sensore dovrà essere appoggiato sul tavolo, lasciando accesa la luce artificiale per almeno 15 minuti prima di effettuare la misura. Misurare anche la tensione di rete, che deve avere il preciso valore indicato sul contatore ed infine leggere l'indicazione dello strumento. La sonda non deve essere, naturalmente, in ombra. Se l'illuminazione è a tubi fluorescenti, sarà necessario tener conto di un errore supplementare del 5% almeno, perchè, a causa dello spettro non continuo di questo tipo di lampada, lo strumento darà un'indicazione inferiore al vero. Per misurare l'illuminazione di un ambiente, il sensore dovrà essere fissato ad un'altezza di 85 cm dal pavimento.

La Tabella 1, ricavata da dati ufficiali, riporta i valori di illuminazione necessari nelle situazioni normali.

I valori indicati valgono, naturalmente, anche per la luce diurna.

Tabella 1: Gradi di illuminazione interna e valori nominali di illuminazione in lux 1) secondo DIN 5035, foglio 1

Grado	lx	Classifica dell'impegno visivo
1	15	—
1	30	Orientamento, solo passaggio
3	60	
4	120	Impegno visivo ridotto; grandi particolari ad elevato contrasto
5	250	
6	500	Impegno visivo normale: dettagli di media grandezza e contrasto medio
7	750	
8	1000	Impegno visivo difficile; piccoli particolari a basso contrasto
9	1500	
10	2000	Impegno visivo molto difficile; particolari molto piccoli e contrasto molto basso
11	3000	
12	5000	Casi eccezionali, per esempio illuminazione di tavoli operatori
E più		

1) L'intensità di illuminazione nominale è l'illuminazione (preferibilmente sul piano orizzontale) che deve essere prevista al centro del locale.

Tabella 2: Valori di illuminazione per riprese fotografiche alla luce del giorno, con pellicola da 18 DIN/50 ASA. Per riprese in luce artificiale occorre dare circa 1/2 diaframma in più. 3 DIN in più oppure il valore ASA doppio dimezzano il tempo di esposizione, e viceversa

lx	Regolazione del diaframma per tempi di esposizione in secondi					
	1/8	1/15	1/30	1/60	1/125	1/250
45	1					
90	1,4	1				
180	2	1,4	1			
360	2,8	2	1,4	1		
720	4	2,8	2	1,4	1	
1450	5,6	4	2,8	2	1,4	1
2900	8	5,6	4	2,8	2	1,4
5700	11	8	5,6	4	2,8	2
11500	16	11	8	5,6	4	2,8
23000	22	16	11	8	5,6	4
45000	32	22	16	11	8	5,6

Lo strumento è anche utile in campo fotografico. Per esempio, per la proiezione delle diapositive, la luce sullo schermo dovrà corrispondere ad un livello di 60...140 lx. Lo strumento potrebbe anche essere utile per eseguire gli ingrandimenti fotografici, ma il suo impiego è complesso, perciò sarà meglio ricorrere ai ben collaudati espositometri per camera oscura. In caso di necessità lo strumento sarà però molto utile, qualora vengano utilizzati i dati di conversione tra valori in lux e relazioni tra diaframma e tempo di esposizione contenuti in Tabella 2. Dovrà essere effettuata la misura della luce proveniente dall'oggetto in direzione della macchina fotografica. Nel caso di riprese in studio con luce principale e luci per lo schiarimento delle ombre, sarà sconsigliabile superare un rapporto di illuminazione di 3:1 con pellicole a colo-

ri e di 8:1 con pellicole in bianco e nero. Per il calcolo del rapporto di illuminazione, vale la seguente formula:
Rapporto di illuminazione = (Luce principale + Luce di schiarimento)/luce di schiarimento).

AVVERTENZA

Disponibili i master del Banco di regia video a colori

A richiesta la Redazione può fornire i master delle figure 7/9/11/13/15 (vedi Selezione N. 2 - da pag. 38 a pag. 45). I master delle figure 7/9/11 costano L. 10.000 cad., quelli delle figure 13/15 L. 15.000 cad.

CONTROLLO DELLA PERCENTUALE DI CO NEI GAS DI SCARICO DEI MOTORI



di Ekkehard Scholz

Le leggi per la protezione ambientale di alcune Nazioni prescrivono che il contenuto massimo di CO (ossido di carbonio), nel gas di scarico delle autovetture, non superi il 4,5% in volume. Con questo strumento è possibile misurare da sé il contenuto di gas nocivi nello scarico per decidere sull'eventuale necessità di regolare la carburazione.

Oltre al piombo, che deriva dagli additivi antidetonanti della benzina, i gas di scarico dell'automobile contengono un altro composto velenoso: l'ossido di carbonio (CO). L'ossido di carbonio agisce combinandosi con l'emoglobina del sangue, formando un composto stabile incapace di cedere ossigeno ai tessuti del corpo umano. Se la benzina bruciasse completamente nel motore, i prodotti finali all'uscita del tubo di scarico sarebbero solo l'acqua e l'innocua CO₂. Purtroppo in realtà ciò non avviene perché, per avere una combustione perfetta all'interno del cilindro, l'ossigeno dell'aria ed il carburante dovrebbero essere sempre in rapporto stechiometrico fisso e ben definito, mentre nella pratica tale rapporto varia di momento in momento con il numero dei giri e le condizioni di carico all'albero motore.

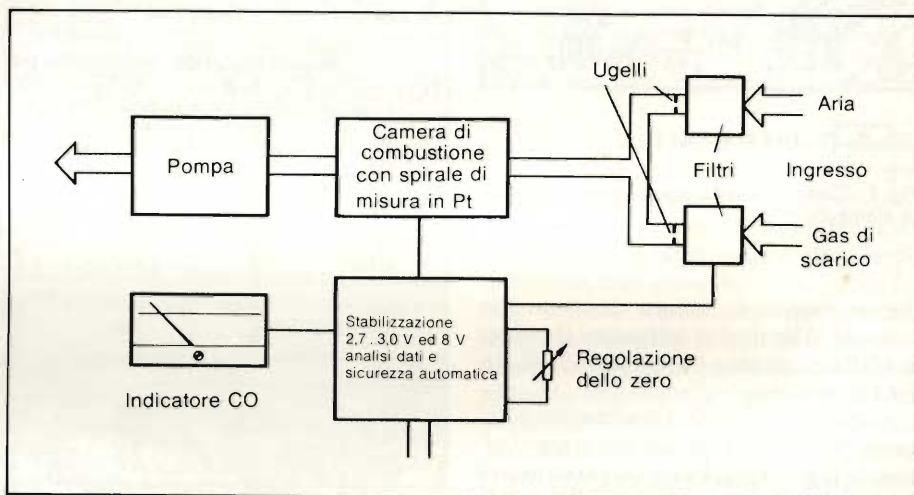


Fig. 2 - Funzionamento di massima dello strumento di misura del contenuto di CO secondo il metodo del calore di reazione. L'indicazione avviene tramite uno strumento a bobina mobile con scala tarata in parti percentuali di CO, direttamente collegato all'uscita del ponte di misura, che contiene un elemento sensibile (inserito nella camera di combustione) la cui resistenza elettrica dipende dalla temperatura.

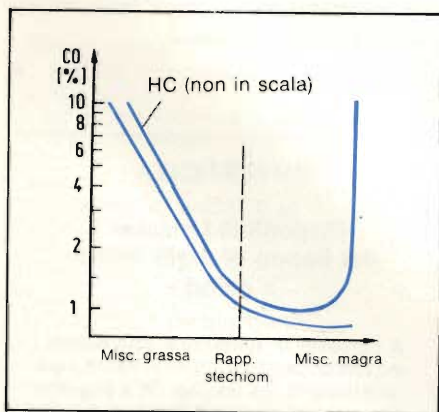


Fig. 1 - Dipendenza tra rapporto di miscela benzina - aria e contenuto di CO, e rispettivamente di idrocarburi, nel gas di scarico.

La percentuale di benzina nella miscela tende ad essere maggiore del necessario e perciò nei gas di scarico saranno presenti, oltre ad acqua e CO₂, anche altri composti chimici. Se l'ossigeno è insufficiente, una parte del carbonio si trasformerà in CO e nel gas di scarico appariranno anche piccole quantità di idrocarburi (HC). Le curve di concentrazione di questi due composti sono rappresentate in figura 1. La curva a tratto continuo rappresenta il contenuto in CO per diverse proporzioni di miscela tra benzina ed aria: a sinistra con aria scarsa (miscela grassa) ed a destra con aria sovrabbondante (miscela magra). La regolazione ottimale del carburatore corrisponderà ad un

contenuto di CO nei gas di scarico pari all' 1 %. Se la miscela è troppo magra, aumenta rapidamente il contenuto di pericolosi idrocarburi (cancerogeni). La scala in per cento del diagramma vale soltanto per il CO, perché la quota di idrocarburi è molto più bassa (concentrazione minima uguale a 50...200 parti per milione (ppm), corrispondenti ad una percentuale dello 0,05...0,2 per mille).

I gas di scarico pericolosi sono combustibili

La perfetta regolazione del motore è molto importante per ridurre gli effetti dannosi delle sostanze nocive contenu-



Fig. 3 - Lo strumento contiene anche parecchie parti meccaniche. E' importante che i collegamenti mediante tubetti non vengano scambiati. La parte elettronica è di facile costruzione.

Tabella con i valori di confronto dei risultati di misura

Valore nominale (% in vol.)	Valore effettivo (% in vol.)
0,2	0,2
1,4	1,6
2,3	2,3
3,9	3,9
6,4	6,6
8,2	8,8

te nei gas di scarico. Le regolazioni da effettuare riguardano il carburatore e l'impianto di accensione.

Dal punto di vista chimico, il monossido di carbonio e gli idrocarburi sono prodotti da una combustione incompleta; facendo bruciare questi gas in condizioni ben definite, essi producono calore. Questa circostanza viene sfruttata per misurare la loro concentrazione con il cosiddetto "metodo del calore di reazione", secondo il quale funziona lo strumento presentato in questo articolo. Per comprendere come avviene la misura, sarà opportuno osservare lo schema a blocchi illustrato in figura 2. I gas di scarico e l'aria vengono aspirati mediante una pompa. Appositi ugelli immettono i gas nella camera di reazione, secondo il rapporto di miscela desiderato. In questa camera, i componenti combustibili del gas di scarico bruciano con l'aiuto di un filo di platino, che ha un'azione catalitica, ossia favorisce la combustione pur rimanendo inalterato.

Il calore così prodotto aumenta la temperatura della spirale di misura, costituita appunto dal filo di platino, la cui resistenza elettrica subisce una variazione dipendente dalla temperatura raggiunta. Tanto maggiore sarà il contenuto di CO, tanto più elevata sarà la temperatura e la variazione della resistenza. Questa variazione di resistenza

potrà essere direttamente indicata in parti percentuali, mediante uno strumento a bobina mobile.

Per lo strumento sono necessarie molte parti meccaniche

Uno sguardo all'apparecchio aperto (figura 3) mostra che l'utilizzazione pratica del principio di misura richiede l'utilizzazione di molti componenti meccanici: la pompa, la camera di reazione, il separatore d'acqua, eccetera. Il separatore d'acqua deve essere inserito tra l'ingresso dei gas di scarico e la camera di combustione, allo scopo di non falsare il risultato della misura e di non provocare imbrattamenti all'interno della camera stessa. Allo scopo è previsto anche un filtro per l'aria. Per avere la completa garanzia che non possa entrare acqua nella camera di reazione, è stato montato anche un sensore che reagisce all'umidità fermando la pompa. Il circuito di figura 4 mostra che la pompa viene azionata mediante un flip flop ed un transistor, che a loro volta pilotano un relè. La tensione di alimentazione del circuito viene prelevata dalla batteria dell'automobile. Per impedire che le oscillazioni della tensione di batteria possano falsare i risultati delle misure, le tensioni interne di alimentazione vengono stabilizzate mediante i regolatori 7808 e 317,

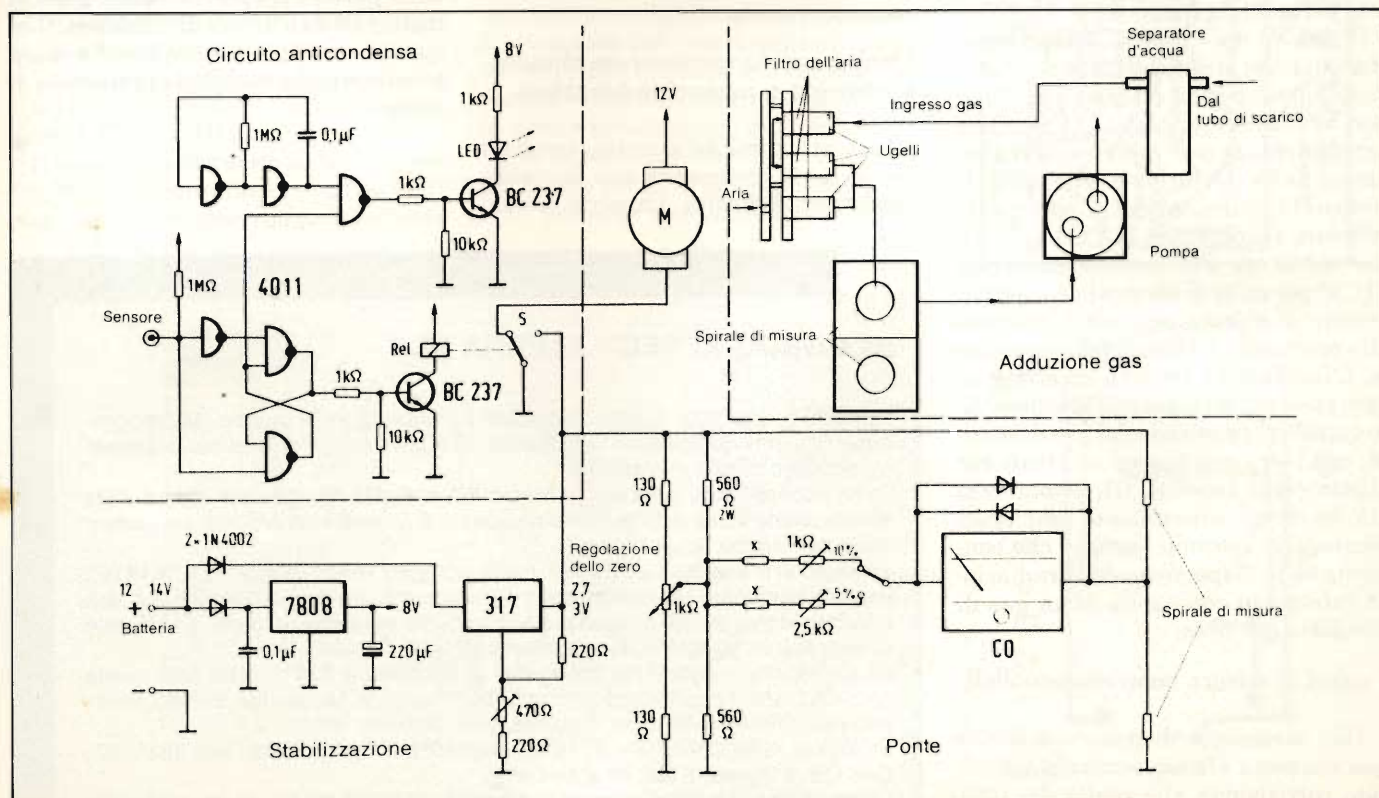


Fig. 4 - Lo schema elettrico della parte elettronica per lo strumento di misura del CO. Per non deteriorare con l'acqua di condensa la delicata camera di combustione, un sensore fermerà immediatamente la pompa in presenza di umidità.

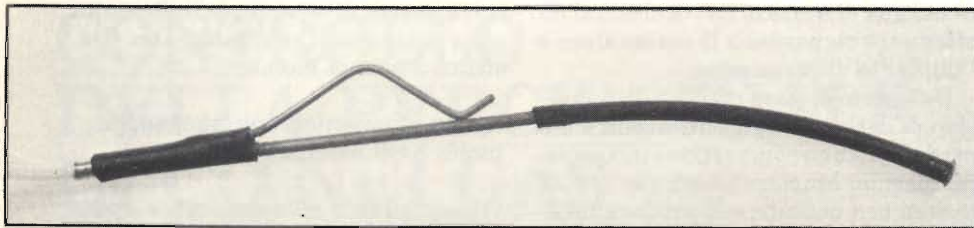


Fig. 5 - La sonda di presa dei gas di scarico, che è munita di fori esattamente calibrati, dovrà essere inserita nel tubo di scarico. Il collegamento all'apparecchio di misura avviene tramite un tubetto di plastica lungo a piacere.

che erogano rispettivamente le tensioni di 8 V e di 3 V.

La misura vera e propria ha luogo in un circuito a ponte, del quale la spirale di misura forma uno dei due rami; l'altro ramo del ponte è formato dai due resistori da 560 Ω . I due resistori ed i trimmer collegati in serie al milliamperometro servono alla commutazione delle portate di fondo scala (10% e 5%) e per la compensazione delle tolleranze dei resistori. Se le due resistenze parziali nelle quali è suddivisa la spirale di misura hanno il medesimo valore, nella diagonale del ponte non passa corrente, in quanto i due estremi hanno il medesimo potenziale. Solo quando il ponte sarà squilibrato, cioè quando le temperature dei due elementi di misura saranno diverse a causa della combustione dei gas, lo strumento indicherà una corrente e la scala appositamente modificata fornirà direttamente il valore percentuale di CO.

Il metodo del calore di reazione impiegato nello strumento ha anche uno svantaggio: poichè anche gli idrocarburi bruciano insieme al CO, il calore supplementare così prodotto verrà indicato dalla deviazione dell'indice. Il contenuto di idrocarburi è però molto inferiore al contenuto in CO (a circa 5 per cento di CO corrisponde circa l'1...20 per mille di idrocarburi), quindi l'errore di misura previsto è inferiore alla precisione di lettura dello strumento. L'indicazione tenderà ad essere in ogni caso più alta rispetto al valore vero quindi, nel controllo dei gas di scarico, non potrà mai esserci un errore per difetto (vedi tabella). Gli apparecchi più moderni attualmente impiegati funzionano secondo principi che confrontano la dispersione della radiazione infrarossa con quella di un gas di composizione nota.

I valori di misura sono riproducibili

Uno strumento di misura è inutile quando non c'è la sicurezza che il risultato corrisponda alla realtà dei fatti. Nel campo di misura che interessa, le differenze riscontrate sono molto pic-

cole, come risulta evidente dall'esame della tabella. Solo a partire da un contenuto effettivo di CO del 4%, diviene evidente nella lettura l'influsso degli idrocarburi. Queste concentrazioni sono però tali da imporre l'immediato ricovero della vettura in officina per la necessaria messa a punto.

Questo strumento è un prezioso ausilio anche per le piccole officine: la regolazione del motore potrà essere eseguita in modo più rapido e sicuro. Per ottenere buoni risultati sarà però necessario osservare attentamente le istruzioni per l'uso. Per ogni nuova misura, dovrà essere ripetuta la taratura iniziale del punto di zero. Questa taratura è necessaria in quanto il funzionamento dell'apparecchio dipende dalla temperatura ambiente. Prima di effettuare una misura sarà necessario attendere il prescritto tempo di riscaldamento, dopodichè potrà essere eseguito l'azzeramento iniziale.

L'apparecchio contiene un circuito elettronico e parecchie tubazioni

La costruzione del circuito stampato per la parte elettronica non dovrebbe presentare difficoltà. La parte mecca-

nica è un poco più complessa ed i diversi componenti dovranno essere acquistati presso ditte specializzate. I collegamenti dei tubi non dovranno in nessun caso essere scambiati tra loro. La taratura prima della messa in servizio dovrà essere eseguita immettendo nell'apparecchio un gas di composizione nota.

Per far funzionare l'apparecchio è necessaria una certa pratica, ma una volta compreso il principio secondo il quale viene effettuata la misura, la manovra non è difficile. L'apparecchio deve essere dapprima collegato alla batteria dell'automobile. Un'inversione della polarità non avrà conseguenze, perchè sono previsti diodi di protezione contro questo errore. Dopo un tempo di preriscaldamento di almeno 5 minuti, dovrà essere eseguita la regolazione dello zero. A questo punto sarà possibile infilare la sonda (figura 5), che dovrà penetrare per circa 30 cm nel tubo di scarico della vettura.

L'indicazione non è istantanea, ma raggiungerà il massimo soltanto dopo circa 15...30 s, a seconda della lunghezza del tubetto di collegamento tra la sonda e l'apparecchio. Dopo che questo tubetto è stato ripetutamente usato, sarà necessario insufflare in esso aria compressa in direzione opposta a quella del movimento dei gas di scarico. Questa operazione servirà a rimuovere dalle pareti del tubetto residui gassosi trattenuti dall'acqua di condensa. Con questo semplice accorgimento sarà possibile escludere qualunque errore di misura.

ACCORDO XEBEC - ELEDRA 3S

La XEBEC, una delle quattro Società che compongono il gruppo "Microcomputer Systems corporation" e la Eledra 3S S.p.A. hanno recentemente firmato un accordo di collaborazione.

Detto accordo, operante dal 14 Marzo '83, prevede da parte dell'Eledra 3S la distribuzione sull'intero territorio nazionale di una serie di prodotti nel campo delle periferiche magnetiche.

Prodotto di punta della XEBEC è il controllore per Winchester 5" 1/4, "S1410"; usando particolari tecnologie detto controllore è in grado di operare con una interfaccia industriale chiamata SASI, la quale permette un facile ed efficace collegamento tramite Host Adapters agli Host Computers.

Le periferiche magnetiche collegabili al controllore S1410 sono tutte quelle che utilizzano il popolarissimo bus ST506 (Seagate, Miniscribe, Evotec, Rodine, Irwin, T.I., Ampex, Ope, Syquest, CMI, Tandem etc.).

La stessa XEBEC fornisce gli Host Adapters per i più popolari bus (IBM P.C., Dec Qbus, Apple, S100, Multibus etc.).

I prodotti sono fin d'ora disponibili presso la ELEDRA 3S S.p.A. - Viale Elvezia, 18 Milano - Tel. 349751.

LED BICOLORE PER VISUALIZZARE CINQUE FUNZIONI DIVERSE



I sistemi di visualizzazione rappresentano il collegamento ottico tra un apparecchio e l'uomo. Con i diodi LED vengono di solito realizzate indicazioni visive di una determinata condizione di funzionamento di un apparecchio. Quando i diodi sono allineati in una fila, possono anche indicare il livello di una grandezza analogica: per esempio misuratori di livello del segnale d'uscita di amplificatori. In questo articolo viene indicata una diversa soluzione del problema: un solo LED visualizza in modo molto evidente ben cinque funzioni diverse.

Il circuito descritto in questo articolo permette ad un solo LED di tipo bicolore di assumere cinque stati diversi, e di conseguenza indicare cinque differenti funzioni. Il LED può infatti fornire:

- Luce verde continua
- Luce verde lampeggiante
- Lampeggiamento verde-rosso
- Luce rossa lampeggiante
- Luce rossa continua

Il circuito è inoltre compatibile con circuiti TTL e CMOS

Il vantaggio di questo indicatore nei confronti degli allineamenti di LED consiste nel fatto che vengono indicate

in maniera molto evidente anche variazioni molto lente del livello, per esempio nella misura delle temperature, nel controllo della tensione di batterie o di accumulatori. L'indicazione non è di tipo quantitativo, ma qualitativo e l'interpretazione è molto chiara, grazie al progressivo passaggio dalla condizione verde alla condizione rossa. L'attenzione può essere concentrata su un unico LED e basta uno sguardo per valutare l'indicazione (il sistema è molto adatto per l'impiego in automobile).

Per la realizzazione di un circuito di pilotaggio per LED bicolore così concepito, potrebbe sembrare logico impie-

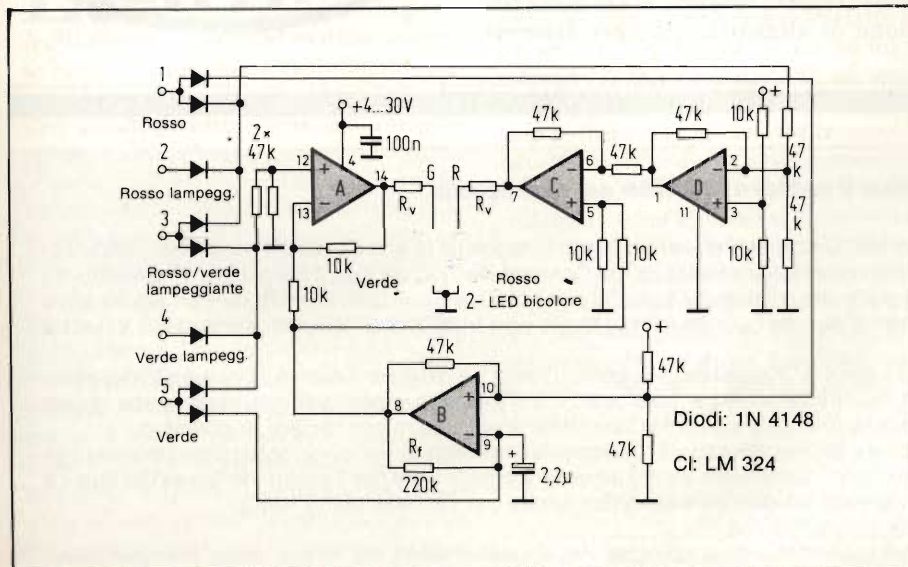


Fig. 1. Schema dei circuito elettrico per la visualizzazione di cinque funzioni.

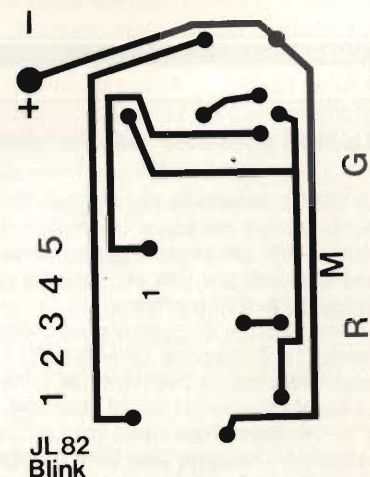
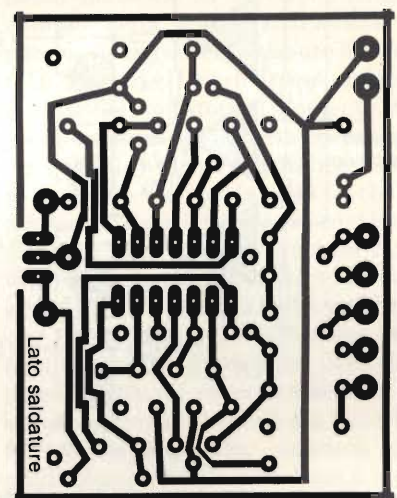


Fig. 2. Circuito stampato a doppia faccia incisa per la costruzione del circuito.

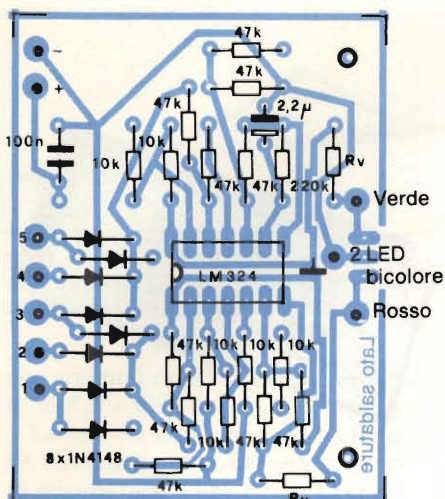


Fig. 3. Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

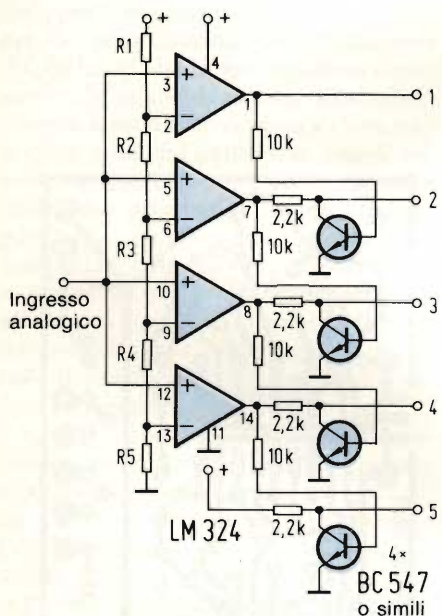


Fig. 4. Circuito ausiliario per il pilotaggio del LED bicolore.

gare circuiti digitali. Questo circuito impiega invece amplificatori operazionali (figura 1). Il vantaggio consiste nel fatto che il circuito è compatibile con i livelli TTL e CMOS e che la tensione di alimentazione può variare tra 4 e 30 V. Inoltre, un solo integrato è sufficiente alla realizzazione del circuito completo.

Le cinque possibilità di accensione del LED bicolore vengono attivate mediante un segnale logico "alto" applicato al corrispondente ingresso. Poiché i LED vengono pilotati mediante amplificatori operazionali, la corrente assorbita sarà molto bassa.

Gli amplificatori operazionali di pilotaggio A e C sono collegati come amplificatori differenziali e valutano la differenza tra le tensioni di pilotaggio dei LED e la tensione ad onda quadra generata dal multivibratore astabile formato dall'operazionale B. Gli impulsi ad onda quadra vengono applicati alternativamente agli ingressi "+" e "-", in modo da produrre il lampeggiamento alternato rosso/verde. L'amplificatore operazionale D funziona da invertitore ed elimina la rotazione di fase prodotta dall'operazionale C.

Per ottenere l'accensione permanente della luce rossa o verde, l'uscita del multivibratore viene fermata a livello logico "alto" oppure "basso". Nel circuito di pilotaggio non è stato previsto il colore arancio prodotto dalla mescolanza del rosso con il verde, perché questo colore non differisce a sufficienza dagli altri due.

La costruzione del circuito può avvenire su una basetta preforata, oppure sul circuito stampato a doppia faccia incisa illustrato in figura 2. I resistori di limitazione dei LED devono essere dimensionati tenendo conto della tensione di alimentazione; per esempio,

con una tensione di 12 V, Rv dovrà essere di 470 Ω (vedi schema della disposizione dei componenti in figura 3). Il LED bicolore può essere del tipo a catodo comune (tre piedini), oppure del tipo con i due LED collegati in antiparallelo (due piedini); quest'ultimo tipo è montato di solito nei segnalatori a barre di LED. La frequenza di lampeggiamento potrà essere variata aumentando o diminuendo il valore di Rf.

Il modo più semplice per pilotare le diverse funzioni del segnalatore consiste nell'impiego di una serie di pulsanti, oppure di un circuito elettronico di rilevazione. I segnali analogici possono essere adattati al visualizzatore mediante il circuito di figura 4, che è composto da una catena di comparatori. Il partitore di tensione multiplo (resistori R1...R5) determina i livelli di tensione applicati ai singoli comparatori.

Poiché può essere scelta di volta in volta soltanto una delle funzioni di indicazione del circuito di pilotaggio, i transistori fanno sì che soltanto l'uscita del comparatore attivato corrispondente al maggior livello possa assumere il livello "alto". Per esempio, per il controllo di una temperatura, sarà necessario un partitore che contenga un resistore NTC atto a stabilire, insieme agli altri resistori del partitore di tensione, i punti di attivazione dei diversi comparatori.



La Hell potenza nel Sud-Est asiatico il settore vendite ed assistenza

La UHAG Uebersee-Handel AG, Zurigo e la Hell GmbH di Kiel, continuando la strategia di una stretta e coordinata collaborazione tra loro nei paesi orientali, iniziata con la costituzione del Graphic Center delle Società Hell e Kaigai, dal 1° gennaio '83 hanno radicalmente riorganizzato le attività grafiche nell'area del Sud-Est asiatico. Questa iniziativa costituisce un significativo passo avanti per una più incisiva penetrazione nel mercato ed allarga la già così fruttuosa collaborazione tra Hell, UHAG e Kaigai in estremo oriente.

I centri tecnici di questo nuovo programma sono il "Kaigai-Hell-Graphic-Center" a Tokio e il nuovo "Cosa-Hell-Graphic-Center" a Singapore. La Hell potrà così influire direttamente per tutte le attività di assistenza post-vendita. In entrambe le sedi funzioneranno in permanenza centri di addestramento e dimostrazione, oltre a magazzini per le parti di ricambio.

Le attività di vendita per la Thailandia, la Malaysia, Brunei, Singapore, l'Indonesia e le Filippine verranno potenziate attraverso gli uffici periferici della Cosa Ltd. La "Cosa Liebmann" continuerà anche ad essere competente per Taiwan e la Corea del Sud. La Jebesen & Co., oltre alla Cina ha assunto il settore vendite ed assistenza anche per l'area di Hong Kong.

Per il Giappone proseguirà la già affermata Kaigai Tsusho.

La nuova collaborazione tra Cosa ed Hell garantirà una continuità nell'addestramento dei clienti, nella manutenzione, nell'assistenza e nell'approvvigionamento delle parti di ricambio.

SONORIZZAZIONE AUTOMATICA DEI FILM

di Ulrich Huellenhagen - Prima parte

L'inserimento del commento musicale e parlato nella colonna sonora di un film è un lavoro piuttosto difficile e richiede ad un dilettante molto impegno di tempo e capacità tecnica per manovrare il banco di missaggio, il registratore a cassette, il microfono ed il proiettore. L'apparecchio descritto in questo articolo facilita il lavoro di sonorizzazione del film, che potrà essere eseguito con la massima tranquillità senza dover manovrare troppi comandi. La musica, gli effetti sonori od il parlato possono essere predisposti in anticipo, incidendoli su cassetta o nastro magnetico. La miscelazione viene eseguita automaticamente e nei giusti rapporti dall'apparecchio, naturalmente in stereofonia.

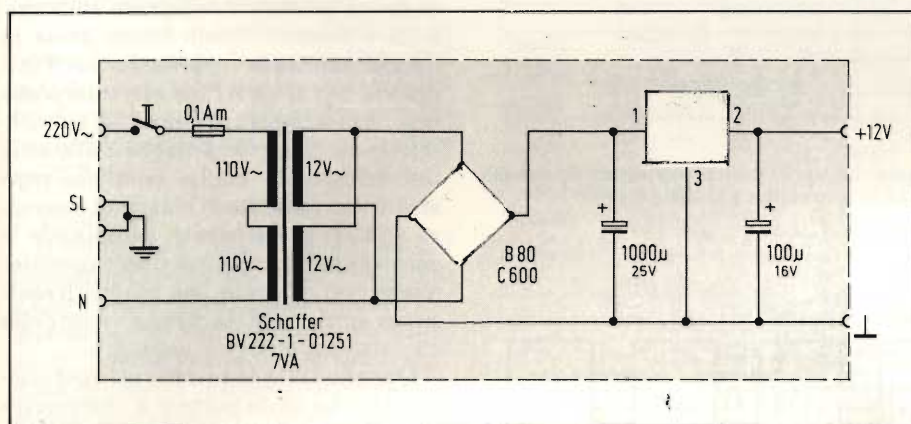


Fig. 1 - L'alimentatore non deve avere caratteristiche particolari, in quanto i singoli gruppi funzionali dispongono di ulteriori gruppi di filtraggio.

La sonorizzazione di un film richiede un impegno di tempo superiore a quello necessario per il montaggio. Con l'apparecchio descritto in questo articolo, questo tempo viene ridotto ad una misura sopportabile. Con alcuni proiettori è necessario registrare sulla colonna sonora prima la musica e gli effetti sonori ed in un secondo tempo il commento parlato: allo scopo, è di regola necessario lavorare con due registratori a cassetta, un giradischi ed un banco di missaggio. Durante la successiva sovrapposizione del parlato, la musica viene attenuata. Per questo motivo, non è possibile correggere il commento parlato in caso di errore ma sarà necessario cominciare tutto daccapo. L'apparecchio descritto in questo articolo elimina i suddetti inconvenienti, perchè durante la sonorizzazione del film non dovrà più essere eseguito alcun intervento sul materiale registrato.

Funzionamento dell'apparecchio

Dopo aver completato il montaggio del film, esso dovrà essere inserito nel proiettore in corrispondenza ad un determinato contrassegno di partenza. L'apparecchio sonorizzatore dovrà essere collegato al proiettore tramite un cavetto munito di connettori polarizzati. Nel proiettore è montata una barriera fotoelettrica a forcella, attraversata dall'aletta di otturazione. In questo modo viene garantito il perfetto sincronismo di funzionamento tra il proiettore ed il sonorizzatore. Gli impulsi di conteggio pervengono, tramite il cavo di collegamento, al sonorizzatore dove vengono elaborati.

Dopo l'avviamento del proiettore, inizierà il conteggio sincrono degli impulsi, che saranno visualizzati sul display. Quando si voglia cambiare il pezzo musicale in corrispondenza al cambio della scena, nell'istante del cambio dovrà essere premuto il pulsante di memoria. Dovrà essere registrato lo stato del contatore al momento in cui viene eseguita la suddetta operazione e poi il display tornerà ad indicare lo stato corrente del contatore, poichè nel frattempo il proiettore avrà continuato a girare. Il ciclo verrà ripetuto finchè tutte le scene saranno state annotate ed il film sarà terminato. Dovrebbe anche essere annotato il numero corrispondente alla fine del film, in modo da poter effettuare correttamente la dissolvenza finale. Il film è ora suddiviso in singole sequenze, ciascuna delle quali reca un numero; in base a questi numeri può essere calcolata la lunghezza della scena:

Numero segnato dal contatore al termine della scena-numero segnato all'inizio della scena — durata della scena misurata in impulsi di conteggio.

Successivamente la durata della scena viene convertita in secondi, in modo da poter scegliere brani musicali di corrispondente lunghezza (quando la scena è troppo lunga per un solo brano musicale, sarà possibile unire tra loro due o più brani musicali). La durata in secondi della scena viene calcolata mediante la formula incorniciata.

$$\frac{\text{Lunghezza della scena misurata in impulsi di conteggio} \times 10}{\text{Impulsi dell'aletta di otturazione per ciascuna immagine} \times \text{velocità del film}} = \text{XX secondi}$$

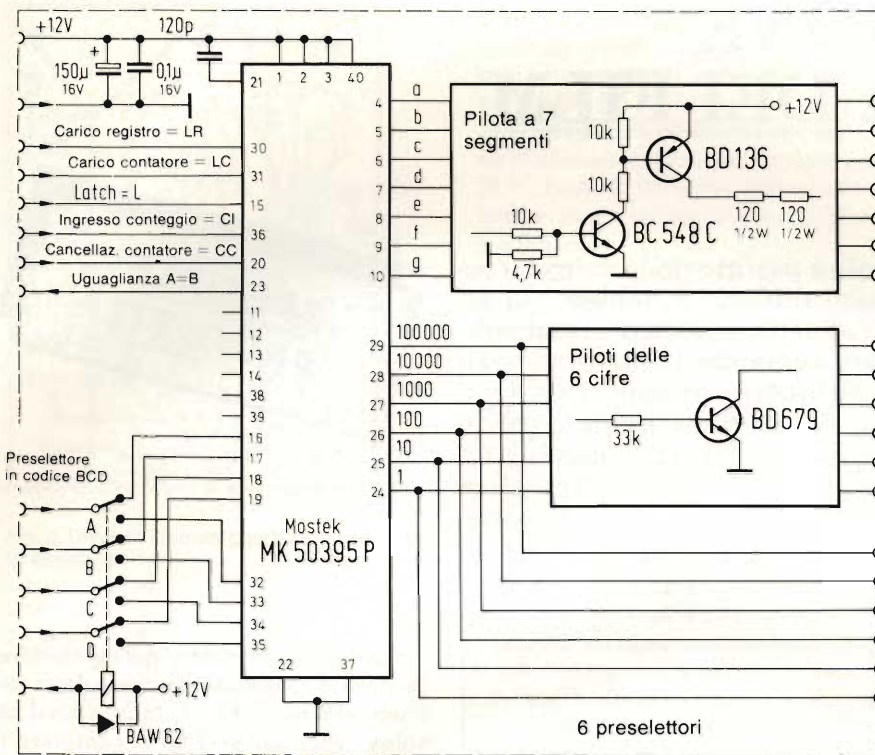


Fig. 2 - Il componente più importante di questo circuito contatore è il circuito integrato Mostek MK 50395 P. Tutti i segnali necessari vengono elaborati in uno speciale circuito logico.

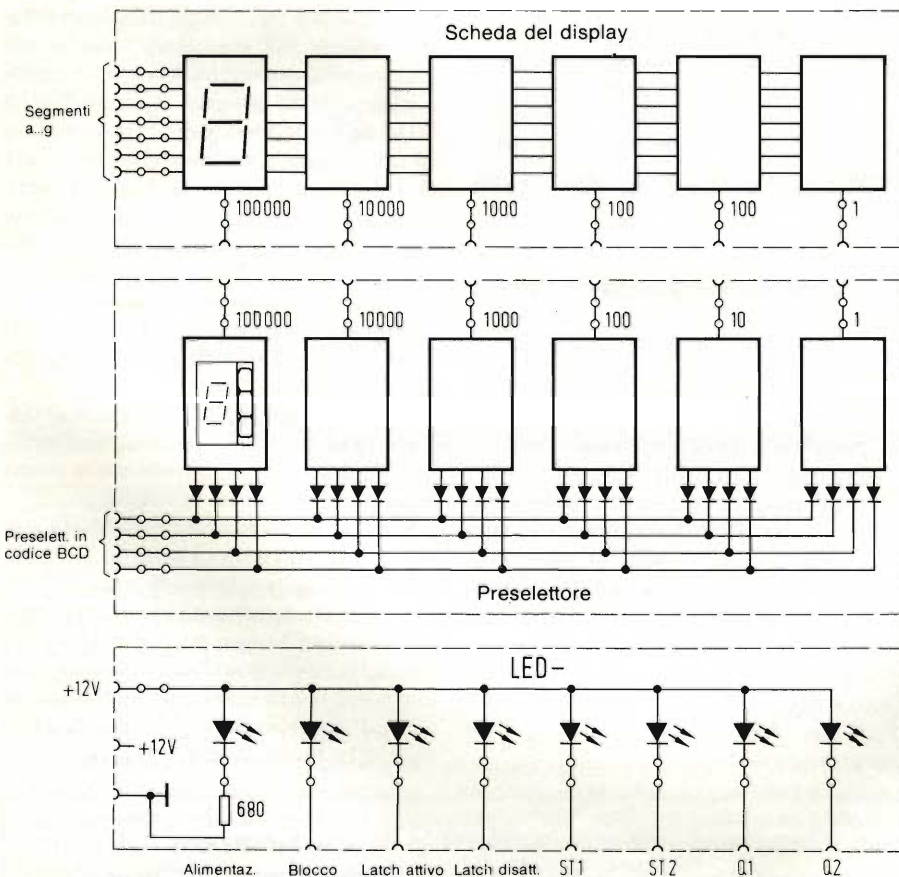


Fig. 3 - Schema del contatore e del display. I preselettori operano in codice BCD. I display a sette segmenti devono essere del tipo a catodo comune.

Ecco un esempio di calcolo:
 Durata della scena = 258 impulsi
 Impulsi per immagine (otturatore) = 3
 Velocità del film = 24 fotogrammi al secondo

Calcolo: $258 \times 10 / 3 \times 24 = 35,83 \text{ s}$

Il tempo necessario per la dissolvenza iniziale e finale della scena dovrà essere sommato alla durata della scena stessa (5 secondi al massimo), perciò in questo caso la lunghezza totale della scena sarà di circa 45 secondi.

Quando tutte le scene saranno state così preparate, sarà possibile la scelta della musica e degli effetti sonori, che dovranno essere adattati a ciascuna sequenza. Le singole sequenze dovranno essere associate al contenuto di un registratore a cassetta compilando un'apposita tabella: per esempio, le scene 1, 2, 5 al registratore 1 e le scene 2, 4, 6 al registratore 2. Il commento sonoro dovrà poi essere registrato sulle cassette e ciascun brano dovrà avere la durata calcolata in precedenza. Tra i diversi brani dovrà essere interposta una piccola pausa di circa 10 s, ma questo tempo dipenderà anche dallo stile individuale. E' anche possibile registrare il commento di ciascuna sequenza su cassette separate, cambiando la cassetta nella sequenza programmata. Viene così ottenuta una partenza esatta per ogni scena (la corsa a vuoto della cassetta dura circa 5 secondi).

Quando tutte le precedenti operazioni saranno state portate a compimento, i due registratori dovranno essere collegati all'apparecchio di sonorizzazione, la cui uscita dovrà essere a sua volta collegata al proiettore. Il film viene dapprima riportato al contrassegno iniziale, viene impostato il numero del registratore a cassette dal quale dovrà essere prelevato il primo brano ed infine, tramite il preselettore, viene impostato il primo numero, in corrispondenza al quale dovrà cominciare la riproduzione della prima cassetta. Quando questo numero viene raggiunto, il primo brano musicale verrà trasferito alla colonna sonora, in sottofondo oppure a pieno volume, secondo la necessità. Viene poi impostato mediante il preselettore il successivo valore numerico in corrispondenza al quale c'è una dissolvenza (Attenzione: in caso di dissolvenza graduale od incrociata, il registratore dovrà partire con un certo anticipo rispetto al cambio della scena). Quando viene raggiunto il valore numerico appena predisposto, il registratore numero 2 parte automaticamente e l'apparecchio di sonorizzazione provvede alla dissolvenza incrociata tra i due registratori. Al termine della dis-

solvenza, il registratore 1 si arresta automaticamente; con il pulsante Q1 oppure Q2, esso potrà essere riportato al nuovo punto di partenza, oppure sarà possibile cambiare la cassetta. Sarà opportuno eseguire un monitoraggio acustico tramite l'altoparlante del registratore.

Il funzionamento dell'apparecchio è stato ora descritto a grandi linee; dopo un certo addestramento pratico sarà possibile eseguire il lavoro molto speditamente.

Il circuito è suddiviso in moduli

1. Alimentatore

L'alimentatore non deve soddisfare a particolari requisiti, perchè ciascun modulo dell'apparecchio è provvisto di un proprio filtro. La tensione di alimentazione dovrà essere di 12 V, con una corrente massima di 300 mA.

Il regolatore di tensione illustrato in figura 1 è in grado di erogare fino a 500 mA. I due avvolgimenti secondari del trasformatore sono collegati in parallelo permettendo di assorbire una potenza di 7 VA.

2. Contatore

Il contatore di figura 2 è formato dal circuito integrato MK 50395 P (Mostek) e dagli stadi di pilotaggio necessari. Il relè serve alla commutazione tra le funzioni "predisposizione del contatore" (load counter) e "predisposizione del registro comparatore" (load register). Tutte le funzioni logiche vengono svolte in un apposito modulo e poi i relativi segnali vengono inviati al contatore.

Gli stadi pilota e decodificatori decimali per i segmenti del display sono di tipo assolutamente normale. Non sono necessari i resistori di limitazione per il pilotaggio delle cifre, in quanto essi sono già contenuti negli stadi Darlington (BD 679). Il circuito integrato a 40 piedini dovrebbe essere montato su zoccolo (Attenzione: è un circuito C-MOS).

3. Display e preselettore

Acquistando il display a LED ed il preselettore, basterà tener conto dei seguenti requisiti necessari:

- I display a LED devono essere del tipo a catodo comune (per esempio il tipo MAN 4060).
- Il preselettore dovrà essere disaccoppiato mediante diodi secondo lo schema di figura 3 (sistema multiplex).
- Il cablaggio dovrà essere eseguito collegando tra loro i punti della serie di contatti (posti al margine dei circuiti stampati) che recano i medesimi contrassegni (vedi le tabelle dei

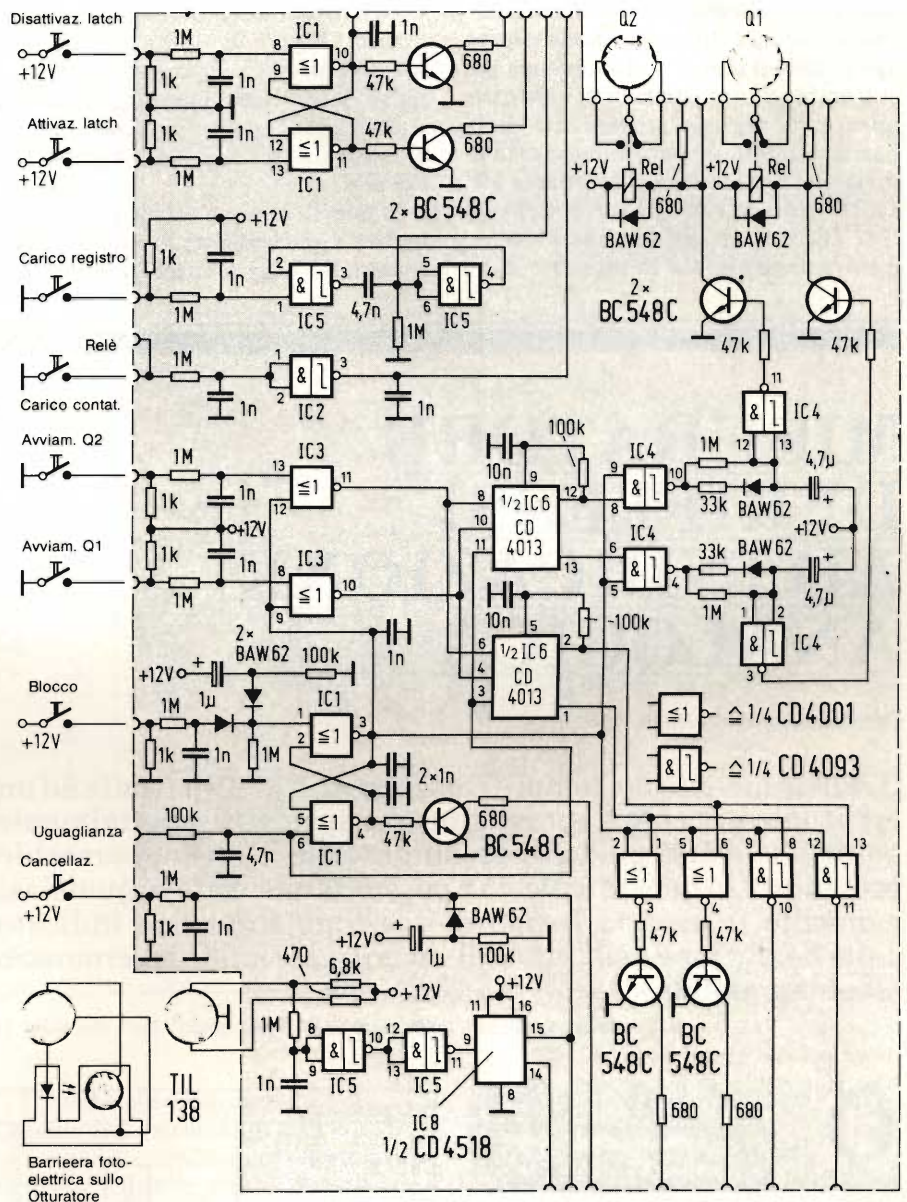


Fig. 4 - Questo circuito genera tutti gli impulsi necessari e ne effettua l'interconnessione logica, a seconda della rispettiva funzione.

collegamenti che verranno pubblicate nella prossima puntata di questo articolo).

I LED potranno essere di qualsiasi colore e dimensione.

Parte logica, cuore del circuito

I circuiti logici riuniscono tutti i comandi di azionamento, li elaborano e li indirizzano ai corrispondenti gruppi funzionali. Poichè si tratta di semplici circuiti digitali (figura 4) non sarà necessaria un'esauriente descrizione del circuito.

Il componente principale del circuito è il flip flop D tipo CD 4013. Questo circuito integrato pilota il cambio della scena ed il relè di avviamento del regi-

stratore a cassette. Il flip flop potrà essere predisposto nella posizione iniziale mediante gli ingressi "Start Q1" (ST1) e "Start Q2" (ST2). Questa operazione è necessaria all'inizio della sonorizzazione, allo scopo di stabilire quale dei due registratori a cassette dovrà partire per primo. Con l'ingresso "Inhibit" (INH) potranno essere bloccate le uscite. Anche in questo caso viene impiegato un flip flop, che viene resettato solo tramite l'ingresso "Equal" (messa in fase del circuito del contatore). Questo ingresso (Equal) fornisce anche il segnale di clock, che provoca la commutazione del flip flop (MC 14013).

Poichè le uscite dei flip flop commutano contemporaneamente, è stato aggiunto un circuito di commutazione ad

inserzione immediata ma con disinserzione ritardata. In questo modo resterà disponibile il tempo di dissolvenza per entrambi i due apparecchi di bassa frequenza. Il segnale proveniente dalla barriera luminosa viene trasmesso al divisore CD 4518 (rispettivamente MC 14518) tramite due trigger di Schmitt (1/2 IC5); il divisore abbassa la frequenza degli impulsi in rapporto 10:1 e

li invia direttamente al contatore. L'ingresso "clear" (cancellazione) azzererà sia il divisore che il contatore. Un impulso di indirizzamento provvede alla distribuzione della tensione dell'alimentazione per le diverse funzioni del circuito.

In questa sezione del circuito ci sono inoltre due formatori di impulsi per il terminale "load counter", montati sul-

lo stesso circuito stampato. Questi formatori di impulsi sono esclusivamente destinati a dare forma ai fianchi degli impulsi di predisposizione del contatore. Il flip flop di memoria (Latch ON ed OFF, 1/2 IC1) dà il comando di memorizzazione statica al gruppo contatore. I diversi circuiti permettono un funzionamento esente da disturbi.

(continua)

MISURATORE DI RIFLESSI AD INDICAZIONE ANALOGICA

Thomas Schreiner, Hans Wollner

Il rallentamento dei tempi di reazione (riflessi) di fronte ad un eventuale pericolo è spesso causa di incidenti, specialmente quando si è alla guida di un'automobile. Con l'apparecchio presentato in questo articolo è possibile misurare in qualsiasi momento il proprio tempo di reazione che verrà indicato dalla deviazione dell'indice di un normale milliamperometro a bobina mobile.



osservando lo schema a blocchi di questo misuratore di riflessi (figura 1), sarà possibile comprendere il funzionamento elettrico del circuito: l'indicazione non avviene mediante un display digitale, ma tramite un normale strumento ad indice.

Quando viene premuto il pulsante "start", una serie di impulsi, alla frequenza di circa 2 Hz, raggiunge il contatore decimale IC1. Non appena l'uscita Q9 assumerà il livello logico "1", partirà il contatore binario IC2. La frequenza di conteggio è di circa 128 Hz. Contemporaneamente all'uscita Q9 viene attivato il LED. Quando questo LED si accende, dovrà essere premuto, entro il minimo tempo possibile, il pulsante "stop". In questo modo il contatore decimale verrà azzerato e, fino alla successiva pressione del pulsante "start", sarà impegnato a generare un nuovo numero casuale. Il contatore tornerà sempre a 0, una volta raggiunto Q8, in modo che il tempo di reazione misurato ed il LED non possano più essere influenzati. L'indicazione dello strumento di misura rimarrà stabile fi-

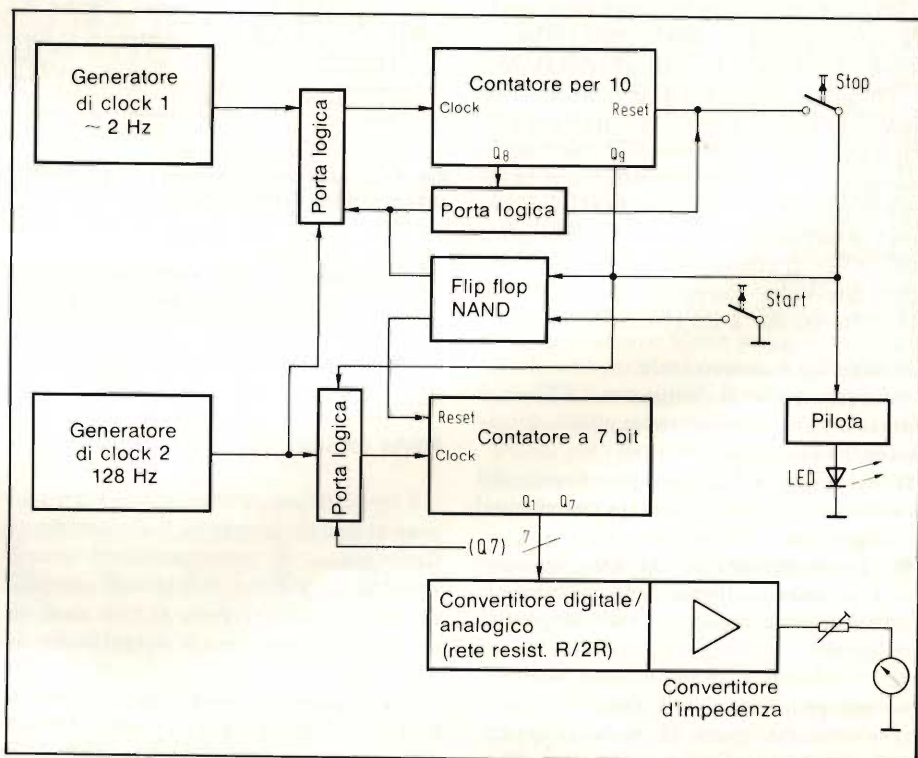


Fig. 1. Schema a blocchi che rende più facile comprendere come funziona l'apparecchio.

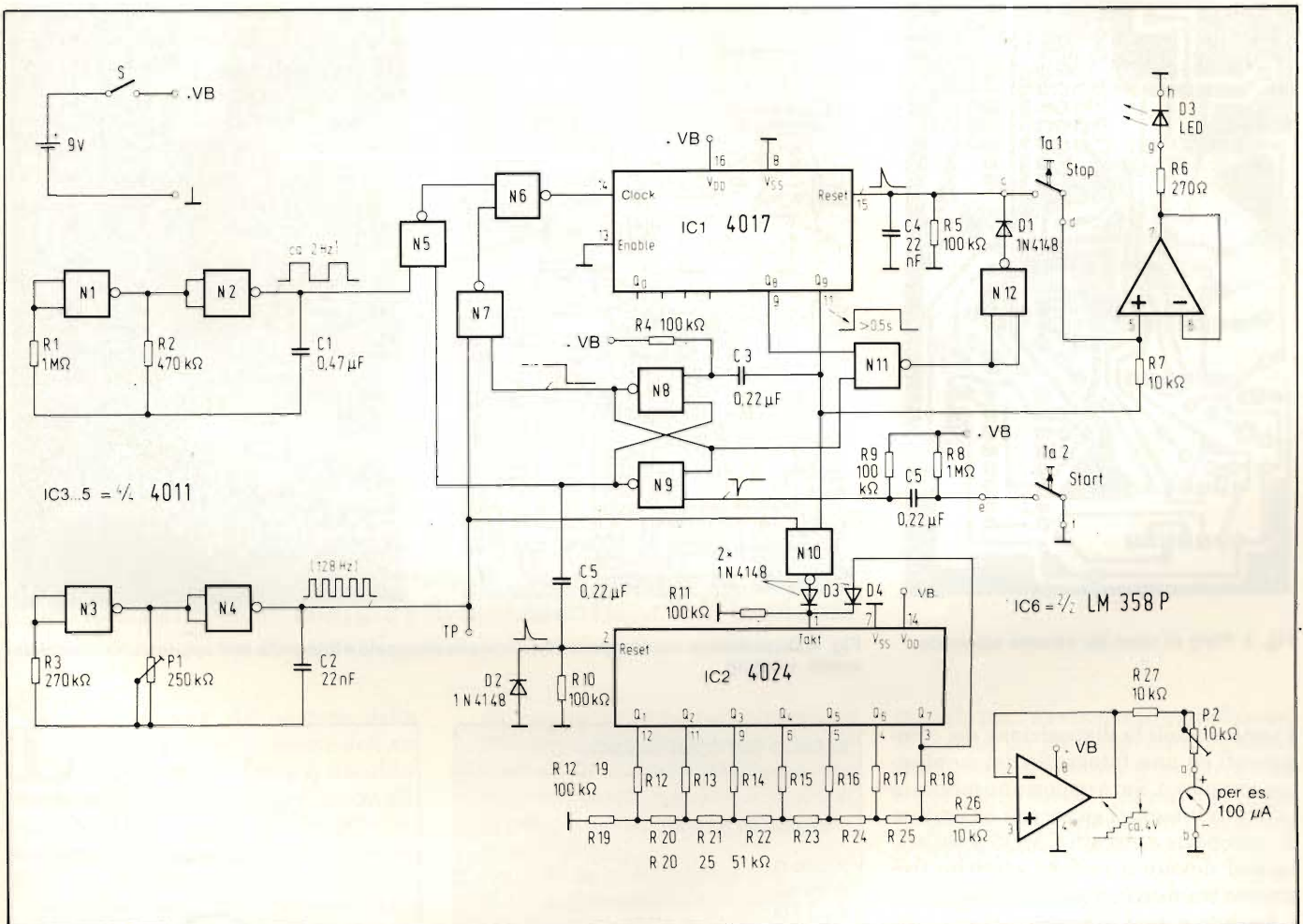


Fig. 2. Schema elettrico del misuratore di tempi di reazioni. Tutti i componenti sono montati su circuito stampato.

no all'avviamento di un successivo ciclo di misura, oppure fino a quando l'apparecchio verrà spento. Mentre l'uscita Q9 di IC1 è attiva, viene conteggiato il tempo di reazione. Durante questo tempo, gli impulsi del secondo generatore di clock, pilotati tramite la porta NAND N10, raggiungono il contatore binario a 7 bit IC2. Il codice binario corrispondente al conteggio sarà disponibile alle uscite di questo contatore e rappresenterà il tempo di reazione misurato. Il numero binario corrispondente allo stato del contatore viene convertito in un livello di tensione da un convertitore digitale/analogico. La risoluzione del convertitore D/A è di 7 bit e perciò potranno essere generati 128 diversi livelli di tensione. Un "gradino" della tensione così prodotta ha un'altezza corrispondente a:

$$2^{-7} \cdot V_b = \frac{1}{128} \cdot V_b$$

Con una tensione di alimentazione di 9 V, il valore calcolato è:

$$\frac{9 \text{ V}}{128} = 0,07 \text{ V}$$

E' anche possibile osservare che, con l'indice dello strumento a fondo scala (0,5 secondi), risulta applicata solo metà della tensione totale: ciò significa che il contatore binario conterà soltanto fino a 64. Un gradino di questa tensione corrisponderà perciò a circa:

$$\frac{0,5 \text{ s}}{64} = 7,8 \text{ ms}$$

Questa risoluzione è sufficiente, tanto più che una divisione della scala dello strumento corrisponde a 20 ms.

Un convertitore di impedenza (IC6), collegato all'uscita del convertitore D/A, evita che la resistenza interna dello strumento possa caricare in modo eccessivo l'uscita del convertitore D/A. La frequenza del secondo generatore di clock è stata scelta in modo che il contatore binario a 7 bit possa fare un giro completo in un secondo esatto; in realtà esso verrà fermato entro 0,5 s tramite il diodo D4 oppure con la pressione del tasto "stop".

La figura 2 mostra lo schema completo di questo strumento per la misura dei tempi di reazione. Il circuito impie-

ga esclusivamente integrati CMOS, fatta eccezione per l'LM 358: l'assorbimento di corrente viene così limitato a valori minimi e la batteria (9 V) potrà durare molto a lungo. Poiché le uscite dei circuiti integrati CMOS sopportano solo carichi molto deboli (per il 4011 la corrente è limitata a 2 mA circa), il LED viene pilotato mediante un semplice convertitore di impedenza (1/2 IC6). Il resistore di limitazione della corrente per il LED potrà così avere un valore piuttosto basso (270 Ω): in questo modo la luminosità del LED sarà maggiore. I due generatori di clock sono costruiti con le porte logiche N1...N4: si tratta di multivibratori astabili che sono di volta in volta collegati al corrispondente contatore tramite il flip flop costituito dalle due porte NAND N8 ed N9. Le frequenze di 2 Hz (N1 ed N2) e di 128 Hz (N3 ed N4) vengono generate in continuità.

Costruzione

Lo strumento potrà essere montato sul circuito stampato (in figura 3 sono raffigurate le piste di rame ed in figura

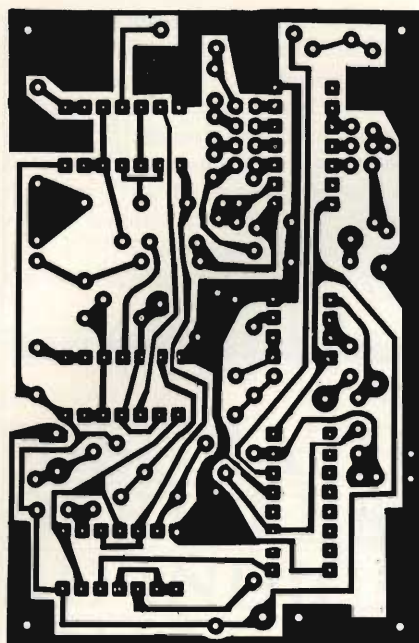


Fig. 3. Piste di rame del circuito stampato.

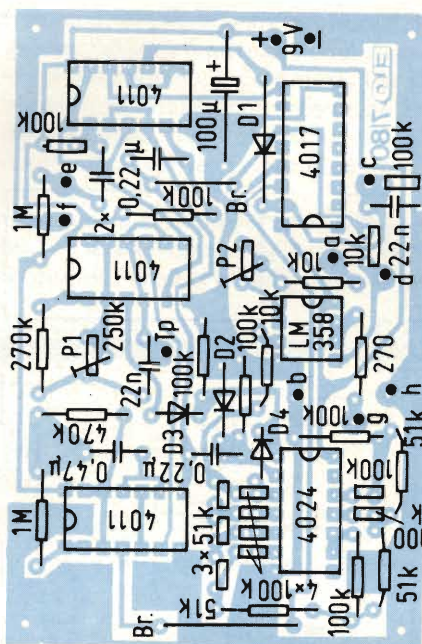
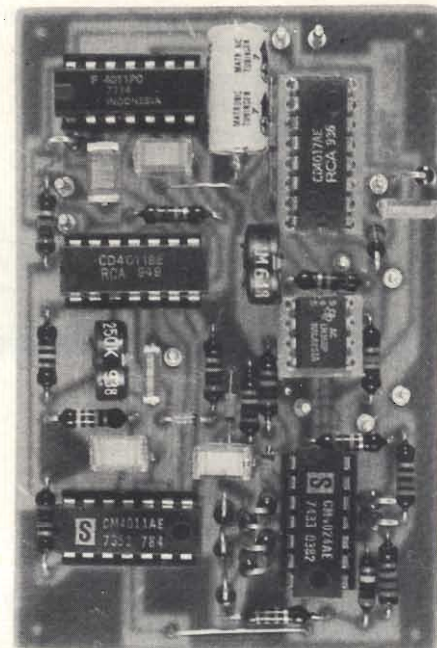


Fig. 4. Disposizione dei componenti sul circuito stampato e fotografia dell'apparecchio completamente montato.



4 sono visibili la disposizione dei componenti ed una fotografia del montaggio completo). Sarà opportuno montare i circuiti integrati su zoccoli ed evitare di sottoporre i circuiti CMOS a sollecitazioni dovute a cariche statiche trasmesse tramite le mani od il saldatore.

Avendo a disposizione un frequenzimetro digitale, la taratura potrà essere eseguita in modo rapido e semplice: sarà sufficiente collegare il frequenzimetro al punto di misura T_p e regolare il trimmer P1 in modo da ottenere una frequenza di 128 Hz precisi. Non possedendo un frequenzimetro digitale, sarà ancora possibile effettuare la taratura con un metodo alternativo, che richiede però un tempo maggiore. Procedere nel seguente modo:

Collegare direttamente (scavalcando la porta logica N10) il punto di misura T_p all'ingresso del contatore (piedino 1 del 4024). I diodi D3 e D4 dovranno essere scollegati. Interrompere poi la pista che collega il resistore R7 all'uscita Q9 di IC1; R7 dovrà invece essere collegato al piedino 3 (Q7) del contatore IC2. Dopo il collegamento dell'alimentazione, il LED lampeggerà con una cadenza corrispondente ad $1/128$ della frequenza del generatore di clock. Ruotare ora P1 fino a portare la cadenza di lampeggiamento del LED esattamente ad 1 lampo al secondo. L'operazione dovrà essere portata a termine con l'aiuto di un cronometro di precisione. Al termine di questa operazione, dovrà ancora essere regolata l'escursione a fondo scala dell'indice dello strumento

ELENCO DEI COMPONENTI

Resistori da 0,25 W

- 1 270 Ω
- 3 10 k Ω
- 6 51 k Ω
- 13 100 k Ω
- 1 270 k Ω
- 1 470 k Ω
- 2 1 M Ω

Potenzimetri trimmer

- P1 250 k Ω
- P2 (valore dipendente dal tipo di strumento di misura usato)

Condensatori (tens. minima 16 V)

- 2 22 nF
- 3 0,22 μ F
- 1 0,47 μ F

Semiconduttori

- 1 LED
- 4 Diodi 1N 4148
- IC1: 4017 - Contatore decimale con 10 uscite decodificate
- IC2: 4024 - Contatore binario a 7 stadi
- IC3 - 5: 4011 - Porte NAND quaduple a due ingressi
- IC6: LM 358P - Doppio amplificatore operazionale

Varie

- 1 Interruttore generale
- 2 Pulsanti con 1 contatto n.a.
- 1 Batteria da 9 V (tipo IEC 6F22)
- 1 Circuito stampato
- 1 Strumento di misura (f.s. 100 μ A)
- 1 Astuccio a scelta

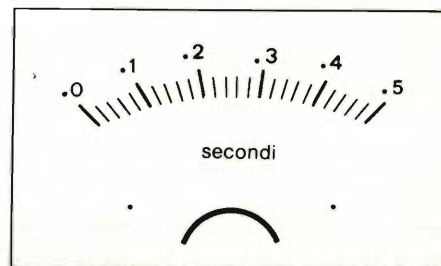


Fig. 5. Modifiche da apportare alla scala dello strumento indicatore a bobina mobile.

(mediante P2). Se l'uscita Q7 (piedino 3 di IC2) non fosse ancora a livello alto quando l'indice dello strumento è a fondo scala, il valore di R2 dovrebbe essere aumentato a 510 k Ω .

Nel funzionamento con alimentazione a batteria, l'escursione di fondo scala dovrà essere ricontrollata ed eventualmente messa a punto ad intervalli regolari (regolando P2).

Come già detto, la corrente assorbita dai circuiti integrati CMOS è estremamente bassa: per l'alimentazione sarà perciò sufficiente una normale batteria a blocchetto da 9 V. Quando lo strumento di misura non raggiungerà più il fondo scala, anche regolando P2, sarà opportuno sostituire la batteria. Quando il LED è spento, il circuito assorbe meno di 2 mA. La tensione e quindi la deviazione dell'indice a fondo scala, rimarranno perciò sufficientemente costanti per lungo tempo. La tensione di alimentazione potrà variare tra 6 e 12 V, ma il suo valore dovrà essere deciso prima della taratura. ■

COMANDO AUTOMATICO PER POMPA DI CIRCOLAZIONE DELL'ACQUA DI RISCALDAMENTO

Lutz Findeisen

Tutti gli impianti di riscaldamento ad acqua calda hanno un componente in comune: la pompa di circolazione. Regolando oculatamente il funzionamento di questo accessorio è possibile ridurre i costi di energia e di manutenzione dell'impianto.

La potenza del motore della pompa di circolazione dell'acqua negli impianti di riscaldamento delle cassette unifamiliari si aggira sui 100 W, perciò l'esercizio di questa pompa, se calcolato su base annua, viene a costare una discreta cifra.

Chiunque pensi, però, di risparmiare corrente fermando semplicemente la pompa durante i mesi estivi, commette un errore. Infatti, se la pompa rimane ferma per un lungo periodo, si formeranno depositi che provocheranno corrosioni ai cuscinetti; essi dovranno, in qualche caso, essere sostituiti, e potrebbe divenire addirittura necessario sostituire l'intera pompa.

Il circuito presentato in questo articolo soddisfa alle seguenti condizioni fondamentali, che garantiranno un esercizio economico ed una lunga durata della pompa:

- Nei periodi dell'anno in cui il riscaldamento non è necessario, la pompa

dovrà essere fatta girare almeno per 10 minuti ogni settimana.

- Quando la temperatura dell'acqua di ritorno sarà superiore a 27 gradi, la pompa dovrà essere avviata automaticamente.
- Quando la temperatura dell'acqua di ritorno scenderà al di sotto dei 27 gradi, il motore della pompa dovrà essere automaticamente fermato.

Il circuito atto a svolgere queste funzioni è illustrato nella fotografia. L'alimentatore è molto semplificato e consiste soltanto di un trasformatore, di un rettificatore a ponte, di un condensatore di livellamento e di un regolatore di tensione. Un LED munito di resistore in serie segnala che il circuito è sotto tensione.

Il circuito elettronico vero e proprio è formato da un multivibratore astabile che oscilla con un periodo di 37 secondi, da uno stadio divisore per 16.384, che produce gli impulsi con cadenza setti-



manale per l'avviamento periodico della pompa, da un multivibratore monostabile che determina il tempo di rotazione del motore (10 minuti) ed infine da un circuito di rilevamento della temperatura dell'acqua di ritorno.

Componenti impiegati

Gli elementi che determinano i tempi sono i ben noti circuiti integrati 555, mediante i quali è possibile ottenere lo scopo con schemi molto semplificati. Per la produzione degli impulsi da 37 secondi, il 555 è collegato come multivibratore astabile: il potenziometro trimmer da 250 kΩ permette la regolazione precisa della frequenza. Il LED collegato all'uscita 3 del temporizzatore indica che il suo funzionamento è corretto. Il divisore integrato 4020 lascia trascorrere esattamente 16.384 impulsi prima di erogare un impulso d'uscita: tra un impulso e l'altro trascorre perciò circa una settimana.

Il suddetto impulso viene differenziato dal transistor NPN e trasmesso ad un successivo temporizzatore integrato 555. Quest'ultimo componente è collegato come multivibratore monostabile e rimane attivo per dieci minuti dopo aver ricevuto l'impulso settimanale. Il potenziometro trimmer da 1 MΩ permette di regolare questo intervallo.

Il segnale d'uscita del multivibratore monostabile viene trasmesso, tramite un LED ed un diodo collegati in serie (il LED segnalerà il periodo di attività di 10 minuti), all'ingresso di attivazione

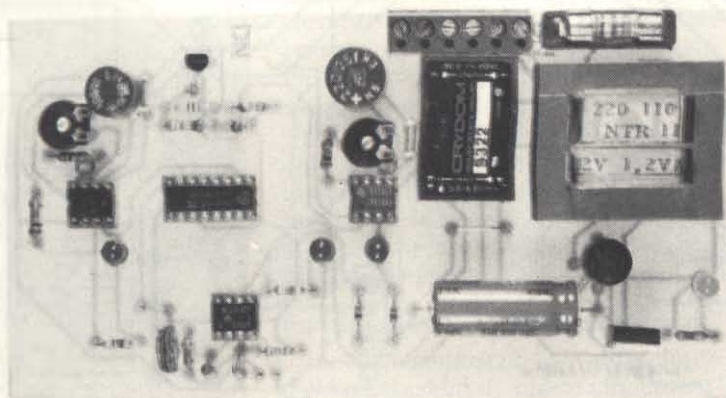


Fig. 1. Fotografia del circuito di pilotaggio per il motore della pompa di circolazione (il relè non è montato)

di un relè a stato solido. La definizione di "relè" non deve essere intesa nel senso letterale, in quanto esso non contiene parti meccaniche. Sarà opportuno trasmettere l'impulso di attivazione tramite un accoppiatore ottico, in modo che ci sia una separazione galvanica tra la tensione di rete e quella di alimentazione del circuito di pilotaggio. L'interruttore a triac del relè a stato solido aziona direttamente il motore della pompa di circolazione dell'acqua.

Rilievo della temperatura dell'acqua di ritorno

Il rilievo della temperatura dell'acqua di ritorno è ottenuto mediante un sensore ed un amplificatore operazionale 741, collegato come comparatore di tensione. All'ingresso non invertente è collegato un partitore di tensione fisso che produce una tensione di polarizzazione di 6 V. La tensione di polarizzazione per l'ingresso invertente

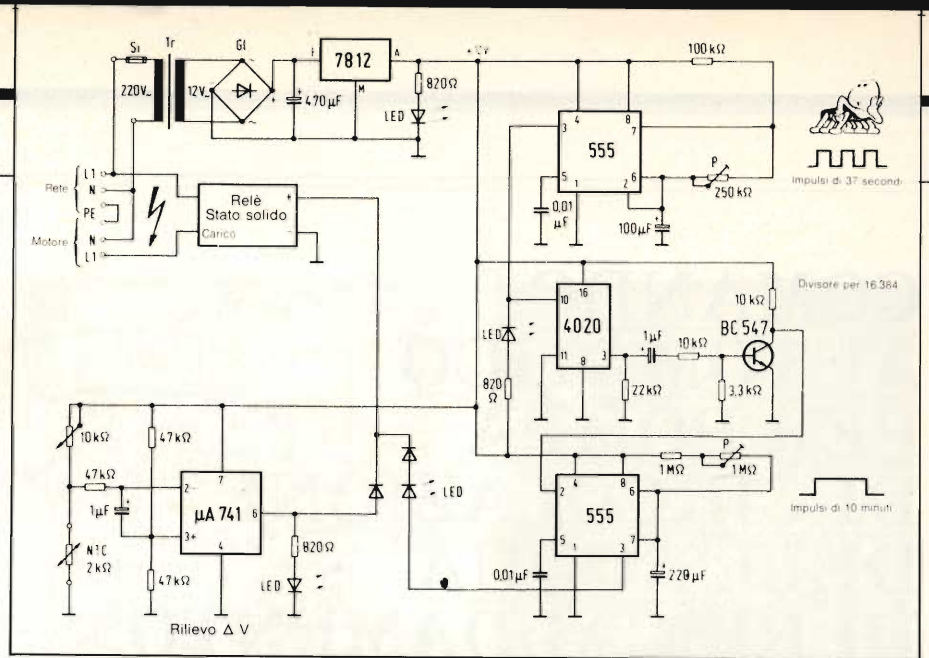


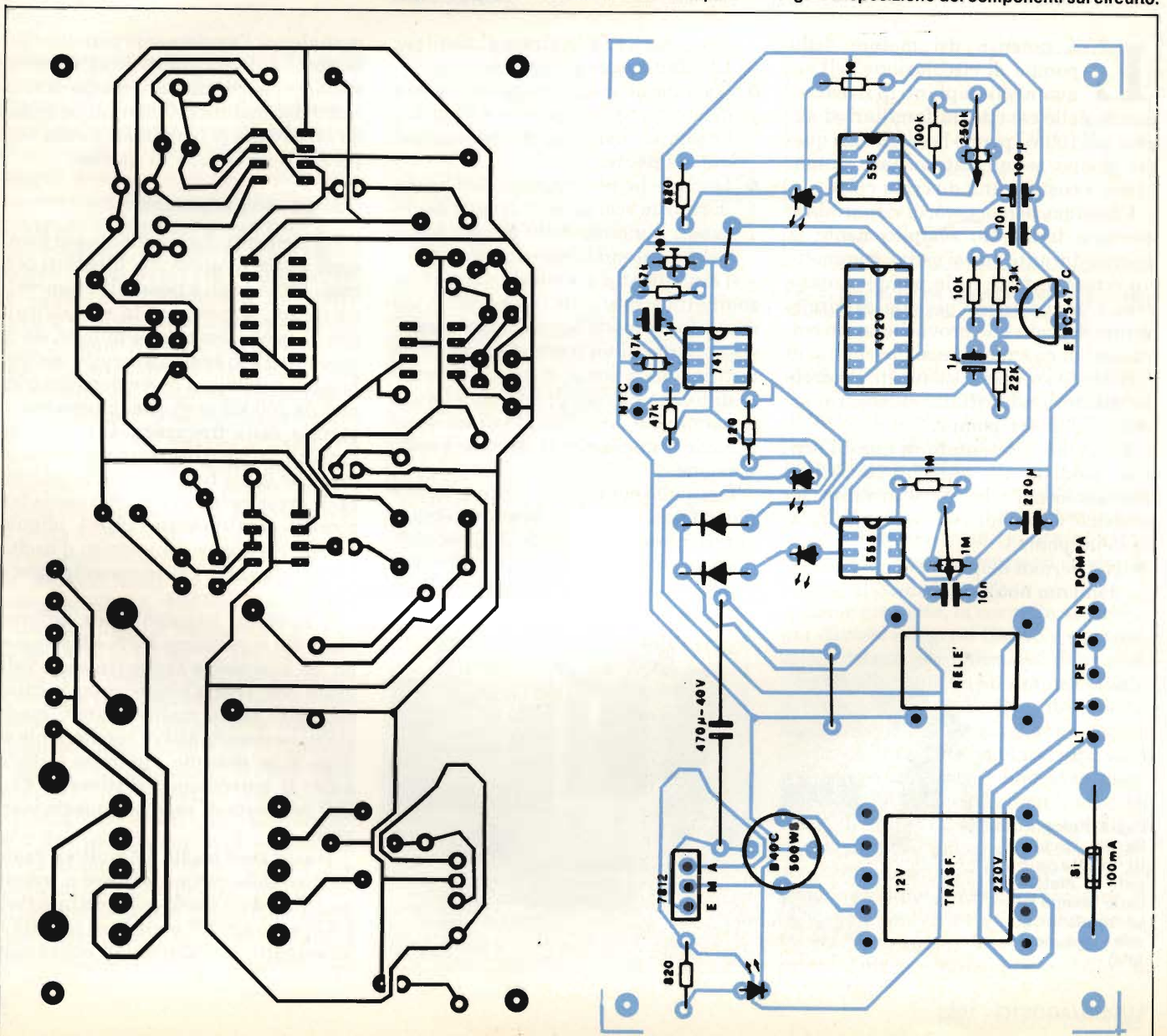
Fig. 2. Schema elettrico del circuito di pilotaggio per il motore della pompa di circolazione acqua. Nel circuito è presente la tensione di rete e perciò i tubi dell'impianto di riscaldamento, ai quali esso viene fissato, dovranno avere un ottimo collegamento a terra.

(piedino 2) viene determinata mediante un potenziometro da 10 kΩ ed un termoresistore da 2 kΩ. Se la resistenza dell'NTC (resistore variabile con la temperatura) è elevata, cioè se la ten-

sione al piedino 2 del comparatore è superiore a quella presente al piedino 3, il potenziale all'uscita del comparatore è zero. Se la temperatura dell'acqua di ritorno dovesse però superare i 27 gra-

Fig. 3. Piste di rame del circuito stampato

Fig. 4. Disposizione dei componenti sul circuito.



di, la tensione all'ingresso 2 diverrebbe più bassa di quella al piedino 3; in questo caso il potenziale all'uscita del 741 balzerebbe bruscamente ad un livello di +12 V. Anche questa tensione viene trasmessa al relè a stato solido, tramite una specie di porta OR formata da diodi.

Il punto esatto di commutazione (27 gradi C°) viene regolato mediante il potenziometro da 10 kΩ. Un LED collegato all'uscita del comparatore segnalerà questo stato di attivazione del circuito.

Costruzione e taratura

Le piste di rame del piccolo circuito stampato e la disposizione dei componenti appaiono rispettivamente nelle figure 3 e 4. La fotografia di figura 1 faciliterà il montaggio. Per l'applicazione del sistema di comando alla pompa dell'impianto di riscaldamento, sarà necessario attenersi al seguente ciclo di montaggio:

1. Il montaggio dovrà essere iniziato solo dopo aver tolto corrente all'impianto.
2. Fissare il circuito di pilotaggio, contenuto nell'apposito astuccio isolante, al tubo di ritorno dell'acqua di riscaldamento (usare fascette stringitubo).
3. Staccare i conduttori di rete a 220 V dal motore della pompa e collegarli all'ingresso di alimentazione del circuito di pilotaggio.
4. Collegare l'uscita "motore" del circuito di pilotaggio al motore della pompa.
5. Fissare, mediante nastro adesivo, il resistore NTC (sensore di temperatura) sul tubo di ritorno dell'acqua di riscaldamento.
6. Portare la temperatura dell'acqua di ritorno a 27 gradi esatti (regolare il miscelatore) e regolare il trimmer da 10 kΩ in modo che il LED collegato all'uscita del comparatore sia sul punto di spegnersi.

La taratura della temperatura potrà essere eseguita prima di montare definitivamente il circuito di pilotaggio sull'impianto di riscaldamento, impiegando acqua calda ed un termometro di confronto.

Al momento in cui verrà data nuovamente tensione all'impianto di riscaldamento, il motore si metterà immediatamente in moto per 10 minuti. Se la temperatura dell'acqua sarà superiore a 27 gradi, la pompa di circolazione verrà attivata e non si fermerà fintanto che la temperatura non sarà scesa al di sotto di questo livello. In caso diverso, sarà necessario attendere una settimana prima che la pompa si metta nuovamente in moto, salvo che la temperatura dell'acqua non superi nel frattempo la temperatura limite di 27 gradi. ■

ELENCO DEI COMPONENTI

Semiconduttori:

- 1 4020B
- 2 NE 555
- 1 μ A 741
- 1 7812
- 4 LED
- 2 1N 4148
- 1 Transistore BC 547 o simile
- 1 Raddrizzatore BC40 C1500 WS

Resistori da 0,25 W:

- 3 820 Ω
- 1 3,3 k Ω
- 2 10 k Ω
- 1 22 k Ω
- 3 47 k Ω
- 1 100 k Ω
- 1 1 M Ω
- 1 2 k Ω (NTC)

Potenzimetri trimmer:

- 1 250 k Ω
- 1 1 M Ω
- 1 Potenzimetro 10 k Ω

Condensatori:

- 2 0,01 μ F

Condensatori elettrolitici:

- 2 1 μ F/16 V
- 1 100 μ F/16 V
- 1 220 μ F/16 V
- 1 470 μ F/25 V

Varie

- 1 Trasformatore 12 V - 0,4 A
- 1 Fusibile 0,1 A - rapido
- 1 Relè a stato solido tipo Crydom S322
- 1 Astuccio
- 1 Circuito stampato

ALIMENTATORE STABILIZZATO PER LABORATORIO (0 ÷ 24 V E 90 mA ÷ 1 A)

Guenter Keil, Winfried Knobloch

SPECIALE
PROGETTI

Il "generatore di tensione costante" è un alimentatore che mantiene costante la tensione d'uscita predisposta, al variare del carico, fino ad un limite massimo della corrente assorbita. Nell'alimentatore presentato in questo articolo, la tensione può essere regolata tra 0 V e 24 V, mentre la corrente massima è di 1 A.

Il "generatore di corrente costante" è un alimentatore che eroga al carico una corrente costante, variando opportunamente la tensione ai morsetti: questa tensione dipende dalla resistenza interna del carico.

Funzionamento dell'alimentatore

In corrispondenza ai valori limite delle prestazioni di questo alimentato-

re (24 V, 1 A) la resistenza del carico sarà di 24 Ω . Un generatore di corrente costante è ovviamente protetto contro il sovraccarico, ed in questo apparecchio la protezione è attiva anche durante il funzionamento a tensione costante perchè, in ogni caso, la corrente erogata al carico non potrà superare il limite di 1 A.

Il funzionamento nelle due condizioni (tensione costante e corrente costante) viene segnalato mediante appositi LED. Lo stadio di potenza è protetto contro la sovratemperatura ed anche in questo caso l'intervento della protezione è segnalato da un LED.

I morsetti d'uscita sono del tipo cosiddetto "fluttuante", in quanto nessuno dei due è collegato a massa; a que-



Fig. 1. La costruzione dello strumento può essere suddivisa in quattro blocchi.

st'ultima è connesso un morsetto supplementare. Sarà così possibile collegare in parallelo od in serie parecchi alimentatori (allo scopo di aumentare la corrente o rispettivamente la tensione).

Lo strumento ad indice può misurare la tensione o la corrente, passando da una funzione all'altra mediante un commutatore. Infine, il trasformatore di alimentazione non necessita di avvolgimenti ausiliari e ciò ne diminuisce il costo.

La resistenza interna statica è ≤ 50 m Ω , mentre la resistenza interna dinamica è ≤ 300 m Ω . Il rumore ed il ronzio d'uscita sono ≤ 500 μ Veff nel funzionamento a tensione costante e $\leq 1,5$ mVeff nel funzionamento a corrente costante. La velocità di risposta del cir-

cuito di limitazione della corrente, passando dal funzionamento a vuoto al cortocircuito, è $\leq 0,2$ ms.

Descrizione dello schema

Il circuito contiene un generatore interno di corrente costante: questo è uno dei tre blocchi funzionali, alimentati dal condensatore di livellamento C1, che compongono l'alimentatore. Il generatore interno di corrente costante è formato da IC1 e T2. L'LM 723 fornisce al piedino 6 una tensione di riferimento di circa 6,8...7,5 V, che viene suddivisa nel partitore R7, R8 e filtrata dal condensatore C3, in modo da poter pilotare l'ingresso non invertente che corrisponde al piedino 5. L'uscita (piedino 10) manda a T2 una corrente di base che viene controllata, tramite l'ingresso di regolazione (piedino 4), in modo che ai capi di R12 avvenga una caduta di tensione costante. In questo modo viene garantita una corrente di collettore costante in T2, mentre al cursore dei due potenziometri P2 e P3 ci sarà una tensione di regolazione proporzionale alla posizione del cursore stesso. R10 limita la corrente di base di T2 a circa 7 mA; C4 ed R11 evitano la formazione di oscillazioni parassite nel generatore interno di corrente costante.

Lo stabilizzatore formato da R1, R2, C2 e D1 alimenta il circuito di limitazione della corrente erogata, che verrà descritto in seguito.

I due circuiti integrati CMOS IC2 ed IC3 sono alimentati tramite R13, D6, C5 e T4. Essi commutano i LED indicatori a seconda della funzione per la quale è predisposto l'apparecchio e pilotano la protezione contro il sovraccarico termico, che funziona anche come ritardatore d'inserzione.

Regolatore di tensione

Il circuito Darlington T5, T6 è il regolatore serie di potenza. Questo circuito riceve la corrente di base da T7. Alla base di quest'ultimo perviene, tramite R16, la tensione predisposta mediante P2 e P3, mentre all'emettitore è collegata la tensione d'uscita. Il circuito funziona in modo molto semplice: qualunque variazione della tensione d'uscita influenza la tensione base-emettitore di T7 e di conseguenza la sua corrente di collettore. Il Darlington di regolazione serie rileva queste variazioni e risponde in modo da riportare la tensione d'uscita al valore nominale.

R14 ed R15 eliminano le correnti residue dei transistori; C7 e C8 diminuiscono il ronzio nella tensione d'uscita; C6 compensa l'andamento in frequenza;

ELENCO DEI COMPONENTI

Resistori

- 1: 1 Ω ; R4
- 1: 9,1 Ω ; R5
- 2: 100 Ω ; R10, R14
- 3: 220 Ω ; R25, R28, R29
- 2: 330 Ω ; R16, R17
- 1: 470 Ω ; R12
- 1: 560 Ω ; R15
- 1: 680 Ω ; R11
- 1: 910 Ω ; R3
- 2: 1 k Ω ; R1, R2
- 1: 1,2 k Ω ; R7
- 1: 1,8 k Ω ; R18
- 2: 2,7 k Ω ; R8, R9
- 1: 3,9 k Ω ; R13
- 1: 6,2 k Ω ; R6
- 2: 10 k Ω ; R22, R24
- 1: 100 k Ω ; R26
- 1: 330 k Ω ; R21
- 1: 470 k Ω ; R23

Resistori con valori da ricavare

- R19: circa 0,1 Ω
- R20: circa 30 k Ω
- R27: circa 100 Ω

Potenzimetri

- 1: 500 Ω
- 1: 5 k Ω
- 1: 10 k Ω

Condensatori

- 1: 100 pF, ceramico, C4
- 1: 0,01 μ F, film plast., C6

Elettrolitici a 63 V

- 4: 1 μ F; C3, C5, C9, C10
- 1: 4,7 μ F; C7
- 1: 10 μ F; C8
- 1: 100 μ F; C2
- 1: 2200 μ F; C1

Semiconduttori

- 1: LM 723; IC1
- 1: CD 4093; IC2
- 1: CD 4001; IC3
- 1: BC 140-16; T6
- 1: BC 160-16; T4
- 1: BCY 58 VIII; T2
- 3: BCY 79 VIII; T1, T3, T7
- 1: BD 181 (2N 3055); T5
- 1: BZX 79C 4V7; D5
- 1: BZX 79C 5V6; D6
- 1: BZX 79C 15V; D1
- 4: 1N 4002; D2, D3, D4, D8
- 1: BAX 12; D7
- 1: BY 164; Raddrizz.
- 1: LED rosso
- 1: LED verde
- 1: LED giallo

Varie

- 1: Circuito stampato
- 1: Dissipatore termico
- 1: Dissipatore termico a stella
- 1: Trasformatore di rete 220 V/27 V; 40 VA
- 1: Portafusibile
- 1: Fusibile da 0,316 A, ritard.
- 3: Manopole per P1...P3
- 1: Strumento a bobina mobile 1 mA/150 Ω
- 2: Deviatori unipolari
- 1: Deviatore bipolare

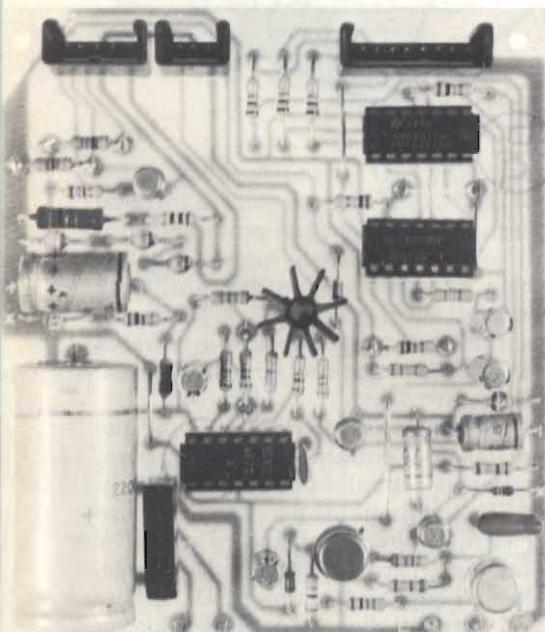


Fig. 2. Fotografia del circuito stampato con i componenti montati.

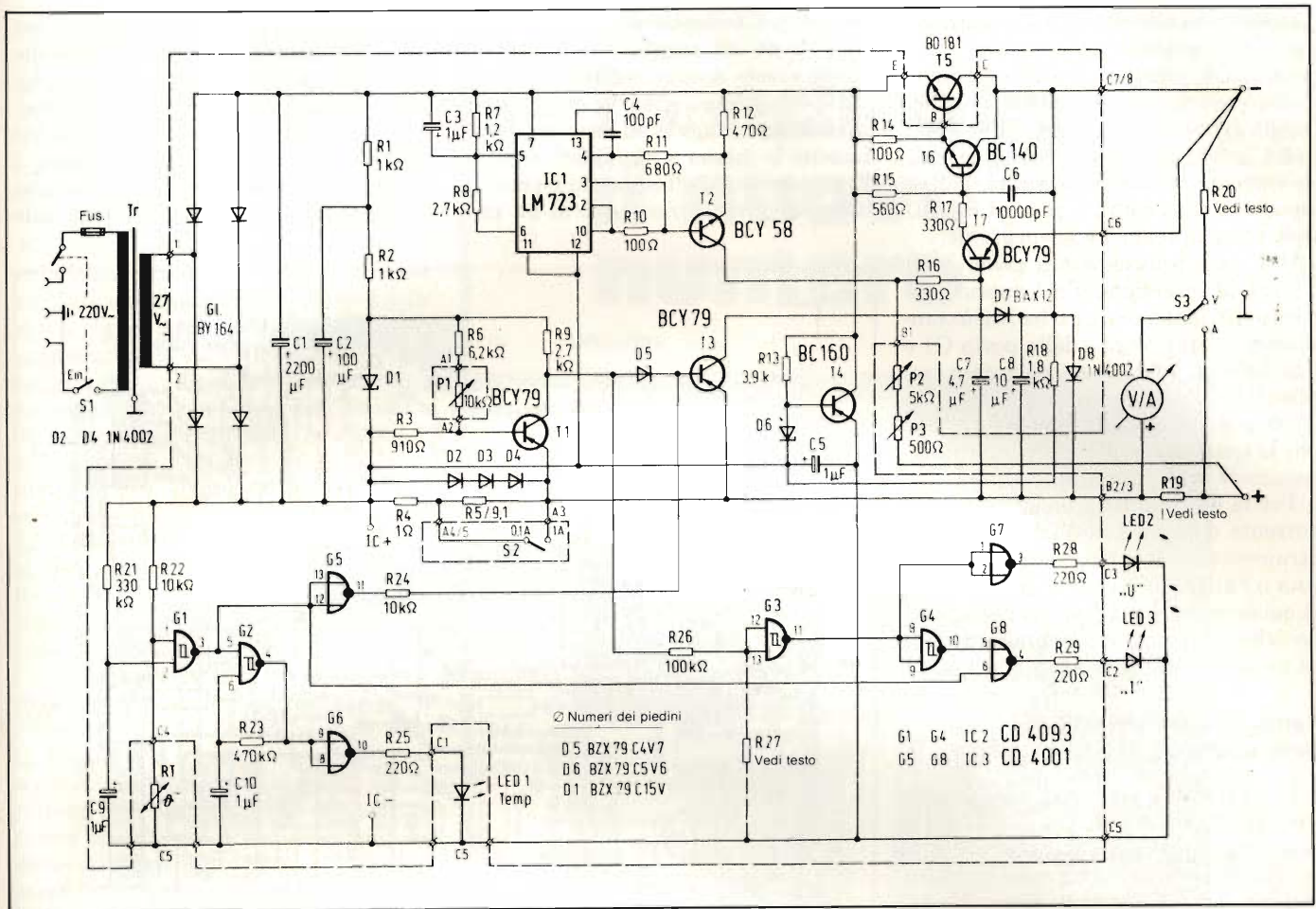


Fig. 3. Schema elettrico dell'alimentatore.

infine D8 è una protezione contro le inversioni di polarità causate da tensioni provenienti dall'esterno. R18 forma il carico minimo a vuoto dell'alimentatore, che mantiene stabile la tensione d'uscita anche senza che ai morsetti sia collegato un carico utile.

Regolazione automatica della corrente

Il circuito di regolazione della corrente funziona anche da protezione per i sovraccarichi. Esso funziona nel modo seguente: T1 riceve, tramite R6 e P1 (regolazione della corrente), una tensione di base tale da essere pilotato in saturazione. Se ora il carico inizia ad assorbire corrente, su R4 - R5 si verifica una caduta di tensione di polarità opposta, che si oppone alla tensione di base precedentemente applicata a T1. Se la corrente di uscita diviene troppo elevata, la tensione base-emettitore di T1 diverrà troppo bassa per pilotarlo in saturazione e T3 inizierà ad essere pilotato, tramite R9 e D5. Di conseguenza, T3 condurrà una corrente di base (a T7) sufficiente ad abbassare la corrente di uscita. Questa situazione perdurerà fi-

no a che non verrà ristabilita una condizione di equilibrio al terminale di base di T1 che è pilotato dalla caduta di tensione dovuta alla corrente che attra-

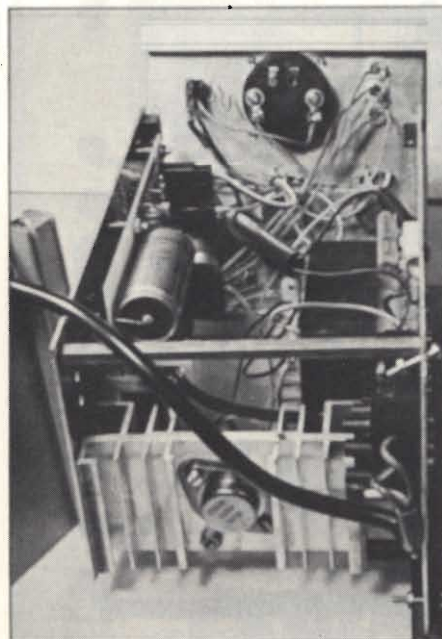


Fig. 4. In questa fotografia sono ben visibili il transistore di potenza ed il resistore NTC.

versa R4 (ed R5).

La serie di diodi D2...D4 limita la caduta di tensione su R4 ed R5, che potrebbe diventare troppo elevata in caso di cortocircuito: in questa condizione, la limitazione di corrente interverrà immediatamente.

Sistema indicatore, protezione termica e ritardo d'inserzione

Il segnale presente al collettore di T1, che dipende dal pilotaggio di base, commuta il trigger di Schmitt al livello "1" oppure "0" e questo, a sua volta, fa accendere, tramite tre buffer i LED che indicano le varie funzioni.

Anche la protezione termica funziona in modo semplice ed efficiente. Un resistore NTC è strettamente accoppiato al transistore di regolazione serie (T5), attraverso il quale passa tutta la corrente del carico. Questo NTC costituisce il sensore termico che provoca, in caso di necessità, l'intervento della protezione: quando la temperatura inizia a diventare pericolosa, l'NTC fa scattare il trigger di Schmitt G1, che a sua volta attiva il circuito che fa lampeggiare il LED 1; questo circuito è

composto da G2, R23, C10 e G6. Il segnale proveniente dal resistore NTC, tramite G5, pilota anche T3 in saturazione, sopprimendo in tal modo il pilotaggio di base di T7; quest'ultimo, a sua volta, interdice T5, togliendo in tal modo corrente al carico. Alla fine, la tensione di uscita cadrà a zero ed il LED indicatore di tensione si spegnerà.

R21 e C9 provvedono a generare il ritardo di inserzione. Solo quando C9 sarà sufficientemente carico, farà commutare lo stato logico della porta G1 e l'uscita di potenza verrà sbloccata tramite G5 e T3: ciò avviene con un ritardo di circa mezzo secondo, necessario perché la tensione di alimentazione possa assumere il suo massimo valore.

Per la misura della tensione e della corrente d'uscita è sufficiente un solo strumento, che viene commutato su una o l'altra indicazione mediante S3. A causa dello shunt inserito nel percorso della corrente, l'errore massimo nella misura di tensione sarà di 0.1 V.

Vantaggi della separazione delle funzioni

I componenti sono tutti montati su un circuito stampato, per facilitare il montaggio e la manutenzione. La serigrafia del circuito stampato e la disposizione dei componenti appaiono rispettivamente in figura 6 ed in figura 7.

I resistori R3, R6, R7, R22 ed R27 sono componenti di taratura e dovranno perciò essere saldati su terminali ad occhiello (figura 2), allo scopo di facilitarne lo smontaggio ed il rimontaggio durante la messa a punto del circuito. T3 è provvisto di dissipatore termico a stella, mentre T5 necessita di un pro-

prio raffreddatore (dimensionato per dissipare almeno 25 W), sul quale dovrà essere montato anche il resistore NTC. Il trasformatore di rete ed il fusibile non dovranno essere montati sul circuito stampato. Lo strumento, i LED, i commutatori ed i potenziometri saranno montati sul pannello frontale

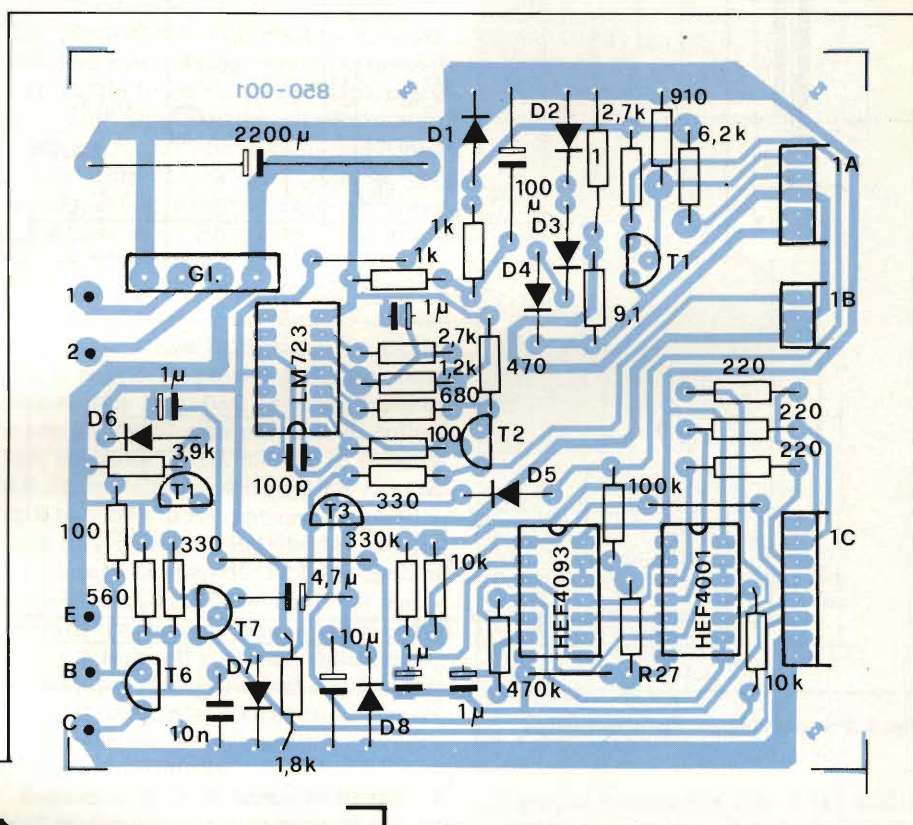


Fig. 6. Disposizione dei componenti sul circuito stampato

del mobiletto, insieme ai morsetti di uscita ed al morsetto di massa, che dovrà essere collegato al telaio dell'alimentatore.

Taratura

Collegare all'uscita dell'alimentatore un voltmetro di precisione ed accendere l'apparecchio.

Se la tensione massima fosse diversa da 24 V, sarà opportuno saldare in parallelo ad R7 un potenziometro trimmer da 47 k Ω , regolandolo fino ad ottenere la giusta tensione d'uscita. A questo punto, dovrà essere misurato il valore resistivo del trimmer, che verrà sostituito da un resistore fisso di uguale valore. Tarare ora R20, con il medesimo sistema, in modo da ottenere la corretta lettura di tensione sullo strumento, con S3 in posizione "V".

Sarà ora possibile prelevare corrente dall'alimentatore. Collegare (con un te-

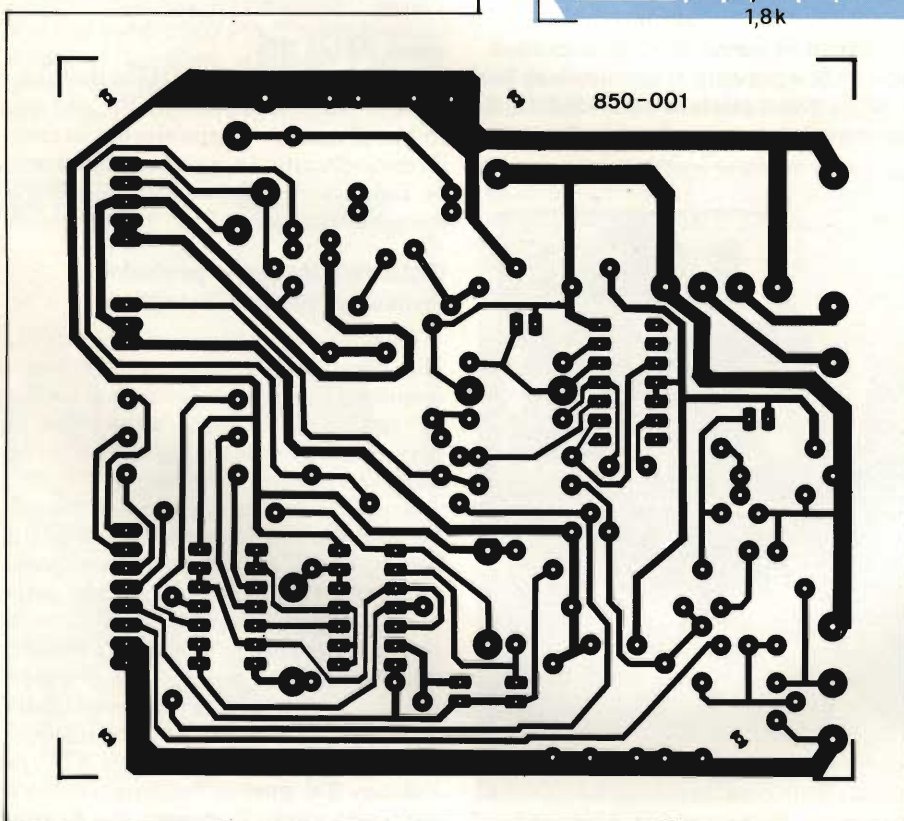


Fig. 5. Piste di rame del circuito stampato.

ster universale in serie) un resistore di carico del valore di 22 Ω/25 W. Prima di accendere l'alimentatore sarà opportuno sostituire R3 ed R6 con potenziometri trimmer di buona qualità che, a taratura eseguita, verranno nuovamente sostituiti da resistori fissi del nuovo valore ottenuto dopo la messa a punto. Accendere ora l'alimentatore e regolare la tensione d'uscita a 22 V. Verranno regolate alternativamente R3 ed R6, in modo che alla tensione di 22 V (corrispondente alla corrente di 1 A) venga raggiunta la soglia di commutazione superiore e ad 1,98 V (corrispondenti a 90 mA) venga raggiunta la soglia di commutazione inferiore (fincorsa sinistro di P1). Quando interverrà la limitazione di corrente, si accenderà il LED rosso (LED 2) ed il LED 3 (verde) si spegnerà. Tarare ora R19, in modo da ottenere sullo strumento la corretta lettura della corrente, con il commutatore S3 in posizione "A".

Sarà ora possibile effettuare la prova di cortocircuito ai morsetti di uscita, in quanto la "protezione" è ormai a punto. Regolare la corrente di cortocircuito a 0,8 A, lasciando riscaldare T5 per 10 minuti. Successivamente, regolare R22 (come descritto in precedenza, cioè sostituendo il resistore fisso con un trimmer), fino a quando il LED giallo (LED 1) inizierà a lampeggiare. Sostituire poi il trimmer con un resistore fisso. La sostituzione dei trimmer con resistori fissi è opportuna, in quanto questi ultimi hanno una stabilità molto maggiore.

R27 non verrà utilizzata quando la taratura sia stata eseguita senza di essa. Sarà eventualmente possibile trovare il suo valore corretto mediante un potenziometro da 250 kΩ. I valori di R19 e di R20 dipendono dallo strumento montato.

DMM a 3 1/2 digit

Oltre ad avere tutte le caratteristiche e funzioni versatili del modello 8020B, il multimetro digitale portatile ad 8 funzioni 8026V della Fluke offre capacità in ac a vero valore efficace.

Le caratteristiche di questo DMM includono: una precisione di base in continua dello 0,1%, un beeper di continuità ad alta velocità per controllare circuiti aperti e i corto circuiti e conduttanza per eseguire misure ad alta resistenza da 20 a 10.000 M Ω.

SISTREL
Via P. Da Volpedo, 59
Cinisello B. (MI)

è in edicola il nuovo numero



RISERVATO PERSONAL

64 pagine di programmi
per il tuo Personal Computer

BITEST CANON AS 100

DBASE II

TUTTO SULL'IEEE 488

IL LINGUAGGIO FORTH

FLOPPY DISK CONTROLLER



UNA PUBBLICAZIONE DEL
GRUPPO EDITORIALE JACKSON

SUONERIA BITONALE PER TELEFONO

di Peter Brehe



Con questo apparecchio è possibile trasformare il trillo della suoneria del telefono in un segnale acustico analogo a quello emesso dagli orologi a "cu-cu". L'accoppiamento all'apparecchio telefonico avviene per via induttiva, senza collegamenti alla linea SIP.

I modi in cui è possibile prelevare il segnale di suoneria proveniente dalla linea telefonica sono tre:

- Prelevare il segnale elettrico di suoneria direttamente dalla linea telefonica.
- Rilevare il trillo del campanello con un sistema acustico
- Prelevare il segnale di suoneria per via induttiva

Solo gli ultimi due sistemi non richiedono un collegamento elettrico alla linea telefonica (operazione proibita da tutte le società concessionarie del servizio telefonico).

Per questo circuito è stato scelto il terzo sistema, che permette di escludere completamente la suoneria originale: infatti, anche se il campanello è completamente silenziato, gli avvolgimenti produrranno un campo magnetico disperso con frequenza di 25 Hz, che viene utilizzato per attivare la suoneria bitonale.

Dalla suoneria telefonica all'altoparlante

La figura 1 presenta, in forma di schema a blocchi, tutti i più importanti gruppi funzionali del circuito. Sotto al simbolo che raffigura un telefono, è possibile osservare la bobina captatrice che preleva per via induttiva il segnale di suoneria. Il segnale prodotto dalla bobina viene poi amplificato. Per evitare che gli impulsi spurii sempre presenti sulla linea telefonica possano attivare la suoneria supplementare, un

filtro passa-basso digitale è collegato a valle dell'amplificatore.

Il segnale di suoneria ha la durata di un secondo, mentre i picchi dovuti ai disturbi hanno una durata dell'ordine dei microsecondi. Un confronto dei tempi permetterà di verificare se il segnale rilevato dal captatore magnetico dura senza interruzioni almeno mezzo secondo. La suoneria supplementare entrerà in funzione solo dopo il consen-

so da parte di questo circuito. Successivamente è collegato un generatore di clock, che ha la funzione di commutare le due note e di generare la pausa di separazione tra esse. La nota viene prodotta da un generatore sinusoidale. Con generatori di onde rettangolari od a denti di sega, il segnale acustico sarebbe troppo "rauco". Al generatore di nota sono collegati lo stadio finale audio ed infine l'altoparlante.

ELENCO DEI COMPONENTI

Semiconduttori	1 220 Ω
3 TAA 865 A	1 12 Ω, 0,3 W
1 7413	
1 7400	Potenzimetri trimmer
2 74123	2 50 kΩ, lineare
2 BC 238	1 20 kΩ, lineare
1 BD 433	
1 BD 434	Condensatori
1 diodo zener ZPD 5,1	2 220 μF/10 V
10 diodi 1N 4148	3 100 μF/3 V, tantalio
	9 47 μF/6,3 V, tantalio
Resistori (0,125 W)	1 47 μF/10 V
1 1 MΩ	1 4,7 μF/6,3 V, tantalio
1 470 kΩ	4 1 μF/6,3 V, tantalio
1 390 kΩ	2 0,22 μF/6,3 V, tantalio
1 270 kΩ	2 5,6 nF
4 100 kΩ	2 1 nF, ceramico
1 47 kΩ	3 47 pF, ceramico
1 27 kΩ	1 470 pF, ceramico
1 22 kΩ	2 47 nF
1 20 kΩ	
1 16 kΩ	Altri componenti
2 15 kΩ	1/2 Nucleo ad olla (vedi testo),
2 10 kΩ	p. es. B65 671 - L1600 - K 026
2 8,2 kΩ	26 0, N 26, AL 1600 (Siemens)
2 6,8 kΩ	1 Rocchetto per detto; su questo avvolgere
2 6,2 kΩ	filo di rame smaltato da 0,06 mm,
1 2,2 kΩ	fino a riempire la cava
3 1 kΩ	1 Altoparlante da 8 Ω
1 680 Ω	1 Circuito stampato
1 270 Ω	

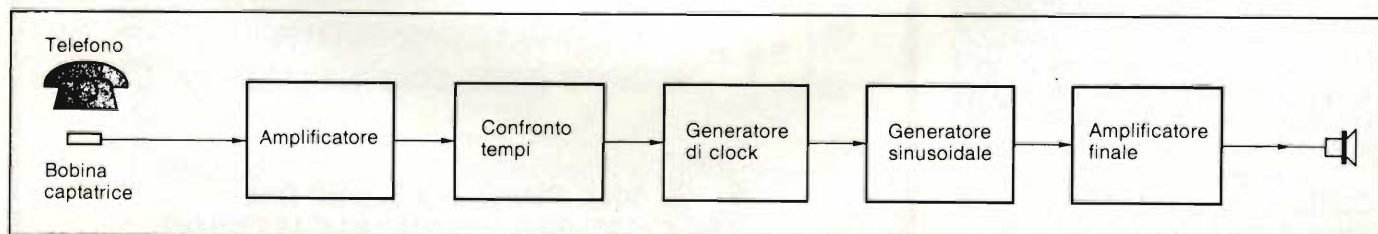


Fig. 1. Schema a blocchi dei gruppi funzionali del circuito, dalla suoneria del telefono all'altoparlante.

Descrizione del circuito

Una bobina di captazione induttiva potrà funzionare senza inconvenienti se la sua induttanza sarà elevata, e per-

ciò la bobina dovrà avere il massimo numero di spire che è possibile avvolgere sul rochetto di un normale nucleo di ferrite ad olla dal diametro esterno di

circa 26 mm. In questo captatore viene usata solo una metà del nucleo ad olla. Il segnale indotto nell'avvolgimento avrà comunque un livello molto basso e perciò sarà necessaria una forte amplificazione.

L'amplificatore operazionale A1 è predisposto, mediante i resistori R3 ed R4, per il massimo guadagno possibile (figura 2). R4 e C3 determinano la frequenza limite superiore di questo amplificatore (25 Hz). C2 mette in cortocircuito le tensioni alternate nell'anello di controreazione; C4 evita la possibile formazione di oscillazioni nel circuito d'ingresso. Il segnale amplificato perviene, tramite C5, ai diodi D2 e D3, che hanno la funzione di raddrizzatori, ed infine viene livellato dal condensatore C6. Il resistore di carico R6 fa in modo che, in assenza del segnale di suoneria, la tensione di uscita dell'amplificatore operazionale venga mantenuta ad un livello inferiore a 0,8 V (livello logico "0").

Affinchè il segnale di suoneria amplificato possa caricare lentamente il condensatore C6, è necessario inserire nel circuito di confronto dei tempi anche un trigger di Schmitt (SN 7413), che provvede a generare fronti di commutazione privi di imperfezioni. A valle di quest'ultimo è collegato anche un invertitore.

Quando il telefono suonerà, sarà presente all'ingresso della porta logica N1 un livello logico "1" ed all'uscita (piedino 11) il livello logico sarà "0". N2 ed N3 formano un flip flop che può essere settato esclusivamente da un segnale "0". L'uscita di N2 commuterà al livello "1" e pertanto verrà attivato il multivibratore monostabile MF1, in quanto l'ingresso di cancellazione (C1) è a livello "1".

Il livello dell'uscita di N3 è "0" e di conseguenza C7 viene caricato tramite R7. Il fronte di commutazione positiva che appare alla fine della carica farà partire MF1: all'ingresso di N1 il livello tornerà ad "1". Quando il monostabile, alla fine del ritardo di 5 secondi determinato da R8 e C8, tornerà allo stato iniziale, il circuito verificherà se il segnale telefonico di suoneria è ancora presente. Per questo motivo, alle uscite di N1 ed N4 ci sarà un livello "0" fino a quando il segnale non scomparirà. Se tutto è regolare, il successivo fronte positivo farà partire il generatore di se-

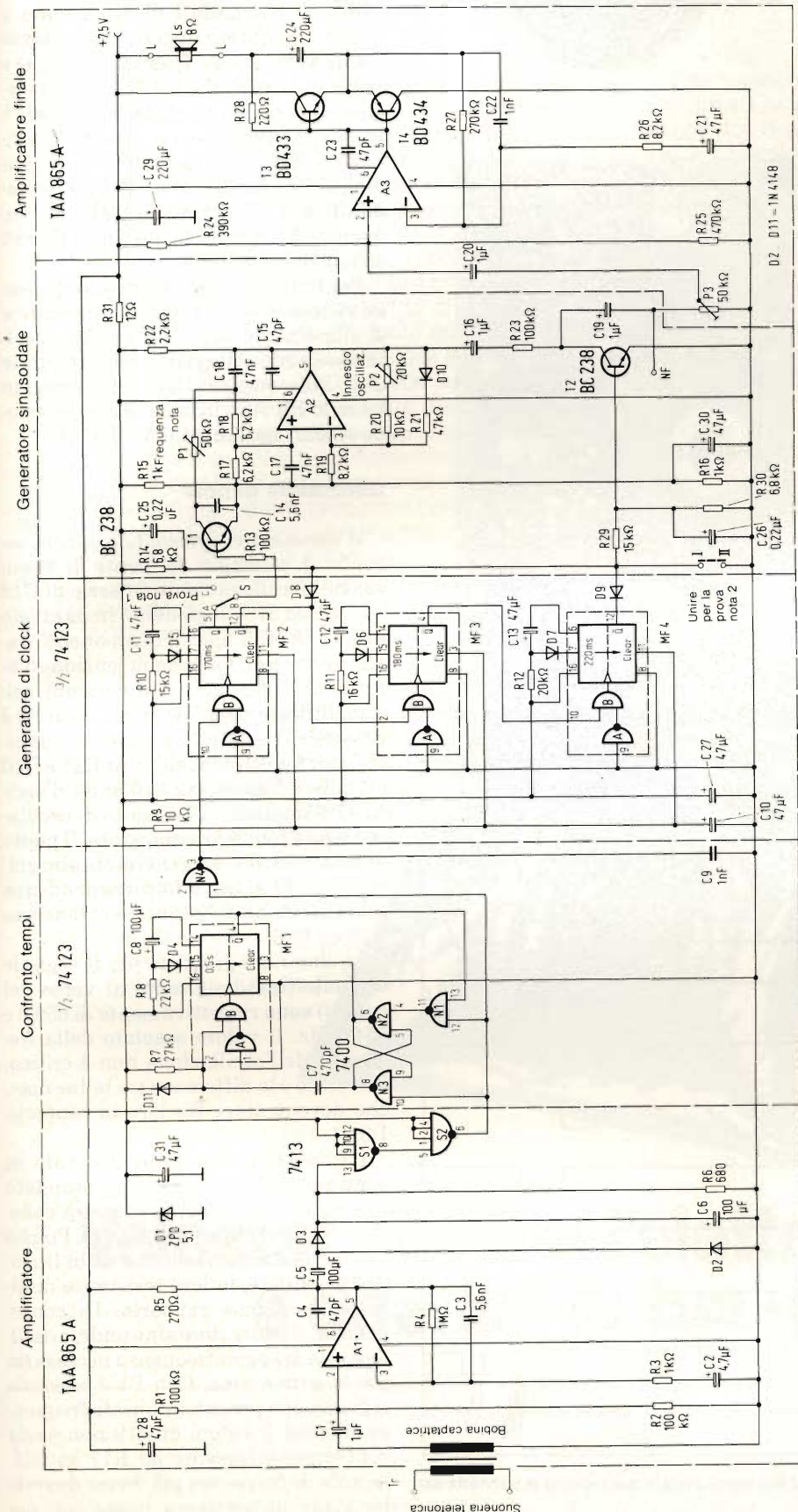


Fig. 2. Schema elettrico della suoneria ausiliaria bitonale: l'impiego dei circuiti integrati semplifica la costruzione.

gnale acustico. C9 sopprime il primo breve fronte di commutazione che compare sia su N1 che su N4, a causa del collegamento in parallelo: la soppressione è necessaria affinché il circuito non possa reagire a questo impulso. D11 evita che possano verificarsi oscillazioni di livello superiore a 5 V quando il condensatore C7 si scarica.

Quando arriva all'ingresso un breve impulso di disturbo invece del segnale di suoneria, il flip flop N2/N3 viene ancora settato, ma subito dopo esso verrà nuovamente resettato qualora il segnale ritornasse al livello "0" entro 0,5 secondi.

Il segnale bitonale verrà emesso soltanto alla fine del segnale telefonico di suoneria, e perciò in ritardo rispetto all'arrivo della chiamata.

Temporizzazione dei segnali acustici

Il passaggio dal livello "0" al livello "1" all'uscita di N4 fa partire MF2. L'uscita Q di MF2 assume il livello "1" e manda in conduzione T1. Dopo 170 ms (tempo determinato da R10 e C11) Q di MF2 tornerà allo stato iniziale: T1 verrà perciò nuovamente interdetto. Contemporaneamente, il fronte positivo che appare all'uscita Q di MF2 fa partire il monostabile MF3, che rimarrà at-

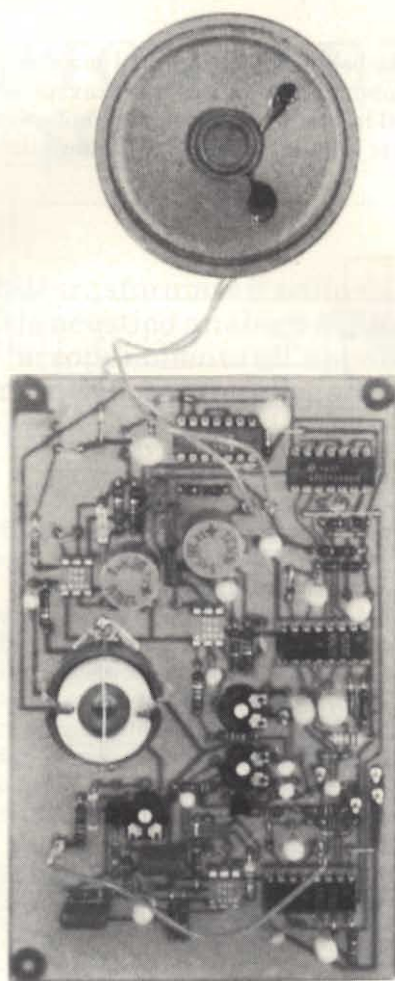


Fig. 4. Fotografia del montaggio completo.

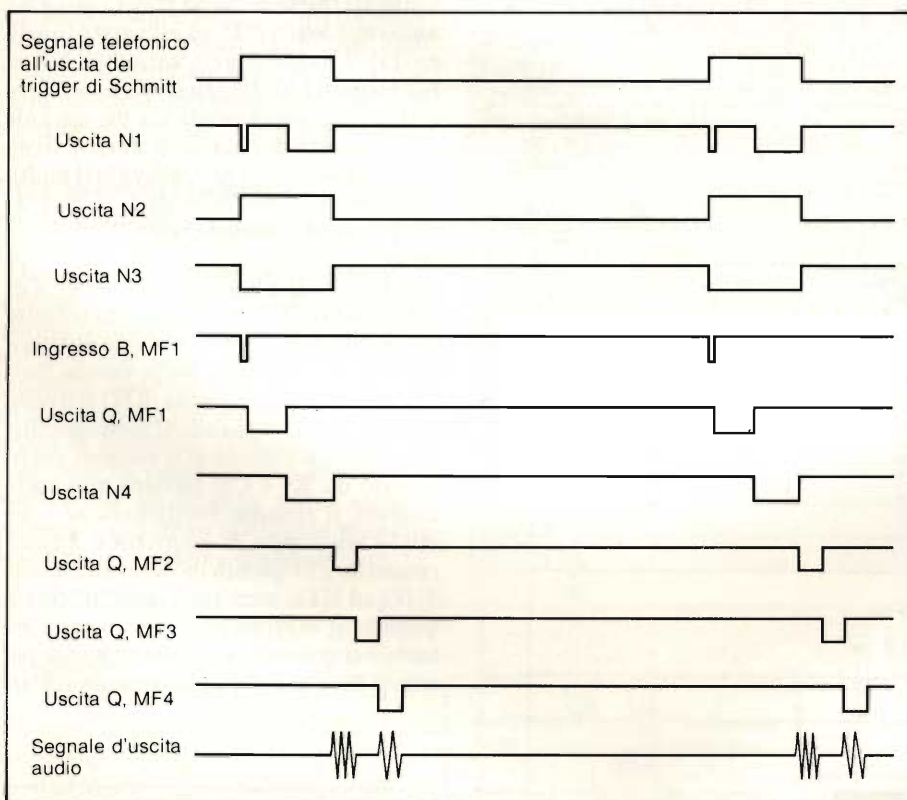


Fig. 3. Diagramma delle sequenze degli impulsi. Il ciclo viene avviato dal segnale di suoneria del telefono. I livelli dei segnali non sono in scala.

tivo per 180 ms. Il passaggio da "0" ad "1" dell'uscita Q di MF3 fa infine partire MF4 che ha un tempo di attivazione pari a 220 ms. I diodi D8 e D9 formano una porta AND e perciò, solo quando i catodi di entrambi i diodi saranno a livello "1", questo livello sarà presente anche sugli anodi. Quando Q2 oppure Q4 passerà al livello "0", T2 verrà mandato in conduzione tramite R29. MF1 ed MF4 attivano le due note dell'avvisatore, mentre la pausa che le separa dipende da MF2. C25 e C26 arrotondano i fianchi degli impulsi. MF1 attiva, tramite T1, anche la prima nota, più alta, della sequenza.

Per impedire che il monostabile possa venire avviato dopo una mancanza di alimentazione, gli ingressi di cancellazione sono collegati a massa tramite C10. Solo quando C10 verrà caricato tramite R9, il terminale di cancellazione (Clear) assumerà il livello (1).

Generatore di note

Il generatore sinusoidale oscilla secondo il principio del ponte di Wien, grazie al collegamento in serie di C18 ed R18, ed al collegamento in parallelo di C17 ed R17. Questi componenti trasferiscono una parte della tensione d'uscita all'ingresso non invertente dell'amplificatore operazionale. Con P2 è possibile regolare l'innesco delle oscillazioni. La combinazione di R21 e D10 stabilisce l'ampiezza dell'onda d'uscita. C15 impedisce al circuito di oscillare ad una frequenza maggiore. Il punto di zero elettrico del generatore sinusoidale e di T1 si trova in corrispondenza alla giunzione del partitore di tensione R15 ed R16.

Le due note generate per il segnale bitonale (rassomigliante al verso del cuculo) sono rispettivamente di 659,3 e 554,3 Hz. Il valore assoluto della frequenza dell'oscillazione non è critico, mentre lo è la differenza tra le due note, che devono stare tra loro in rapporto 1:0,84.

La seconda nota viene generata in continuità. Quando T1 viene mandato in conduzione da MF2, P1 verrà collegato in parallelo ad R17 ed R18. Poiché questi resistori hanno entrambi il medesimo valore, la loro resistenza diminuirà in uguale rapporto. Di conseguenza, il generatore sinusoidale oscillerà alla maggior frequenza necessaria per la prima nota. Con P1 è possibile regolare con precisione questa frequenza. Poiché il valore di R19 non varia contemporaneamente ad R17 ed R18, la nota di frequenza più bassa dovrebbe avere un'ampiezza maggiore: per

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. Bovo, 1/3 -
20090 Milano S. Felice - Segrate (MI) -
Tel. (02) 75451

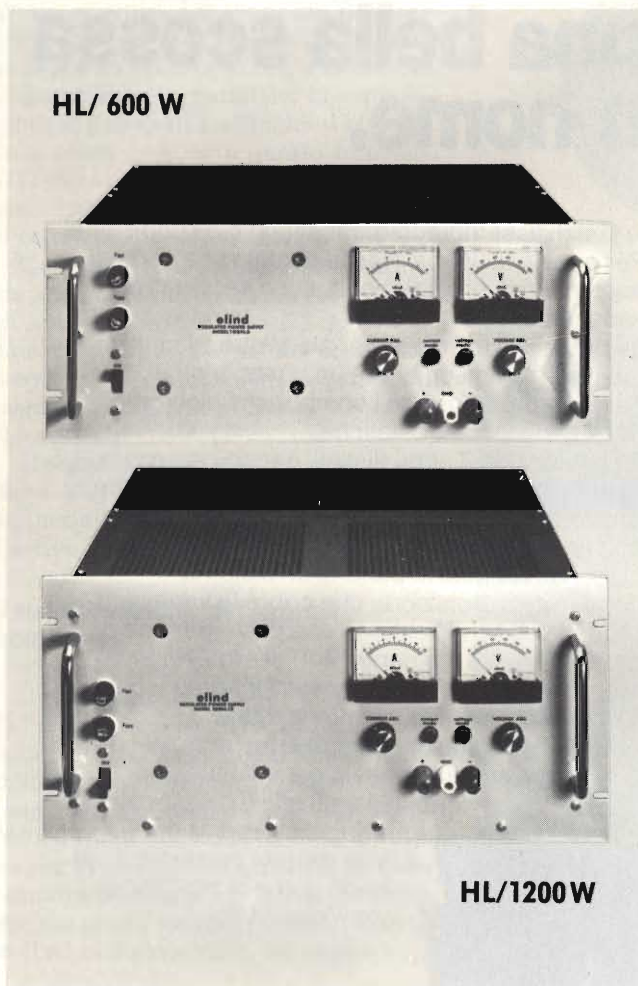
Nome _____

Indirizzo _____

E.O.

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

3M



Gli alimentatori della serie HL, disponibili in un'ampia gamma di tensioni e correnti d'uscita, sono in grado di soddisfare le più diverse esigenze sia nel normale impiego di laboratorio che per numerose applicazioni specifiche (prove di vita, collaudo di apparecchiature e sistemi, alimentazione di magneti, ecc.). Sono dotati di elevate caratteristiche di stabilità e basso valore di residuo c.a. in uscita sia nel funzionamento a «tensione costante» che in quello a «corrente costante». Questi alimentatori impiegano un circuito di prerregolazione ad SCR seguito da un regolatore serie lineare controllato da amplificatori operazionali integrati.



ALIMENTATORI
SERIE

HL

TENSIONI E CORRENTI D'USCITA:

		MODELLO	
600 W		30 HL 20	0 - 30 V / 0 - 20 A
		40 HL 15	0 - 40 V / 0 - 15 A
		60 HL 10	0 - 60 V / 0 - 10 A
		75 HL 8	0 - 75 V / 0 - 8 A
		100 HL 6	0 - 100 V / 0 - 6 A
1200 W		40 HL 30	0 - 40 V / 0 - 30 A
		60 HL 20	0 - 60 V / 0 - 20 A
		75 HL 16	0 - 75 V / 0 - 16 A
		100 HL 12	0 - 100 V / 0 - 12 A

20063 CERNUSCO S/N (MI)
Via Torino, 30
Tel. (02) 9043983 - 9041319
Tx 331113
ROMA - Costel srl
Tel. (06) 264657

elind

- *Regolazione della tensione e della corrente d'uscita con potenziometri a 10 giri*
- *"Remote sensing"*
- *Programmazione esterna*
- *Funzionamento in "Auto-parallelo" o "Auto-serie" di due o più unità.*
- *Indicatori del modo di funzionamento CV/CC*
- *Raffreddamento per convezione naturale.*

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Tensione d'ingresso	220Vac ± 10% 50Hz
Regolazione contro variazioni di rete (± 10%)	0.015% / 0.03%*
Regolazione contro variazioni di carico (0 ÷ 100%)	0.015% / 0.03%*
Stabilità (24 h, dopo preriscald.)	0.03% / 0.06%*
Coefficiente di temperatura	0.015%/°C / 0.03%/°C*
Residuo c.a. e rumore	500µV + 10µV/V / 1mA + 50µA/A*
Tempo di recupero (ΔI _o = 50 ÷ 100%)	50µs
Impedenza d'uscita (fino a 50 KHz)	0.3 ohm
Temperatura ambiente di funzionamento	0 ÷ 50°C

* valori relativi al funzionamento a «corrente costante»

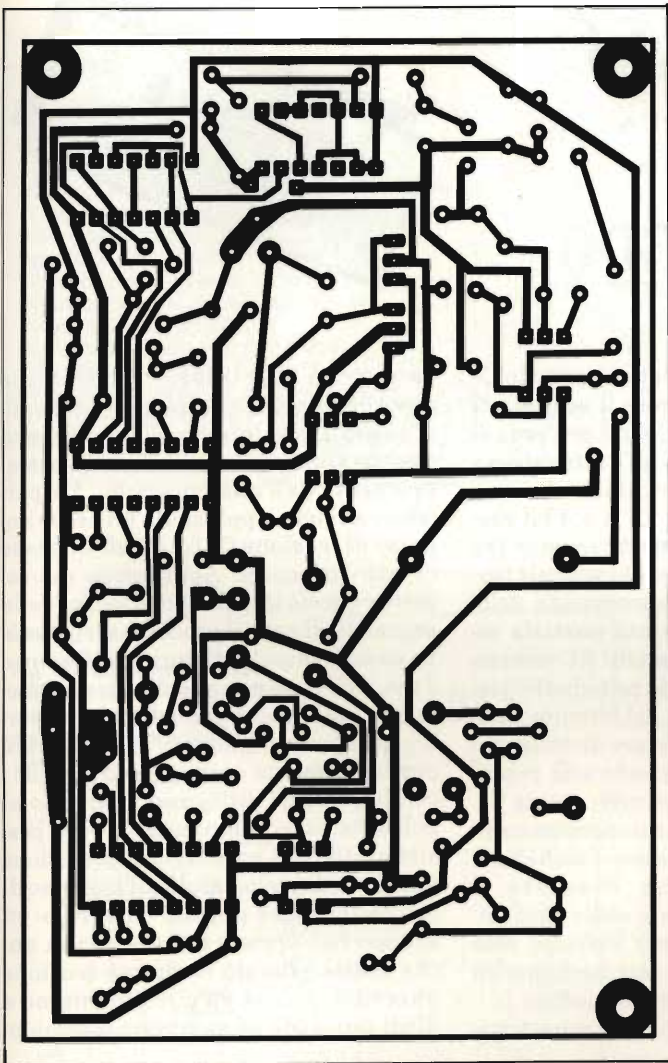


Fig. 5. Piste di rame del circuito stampato

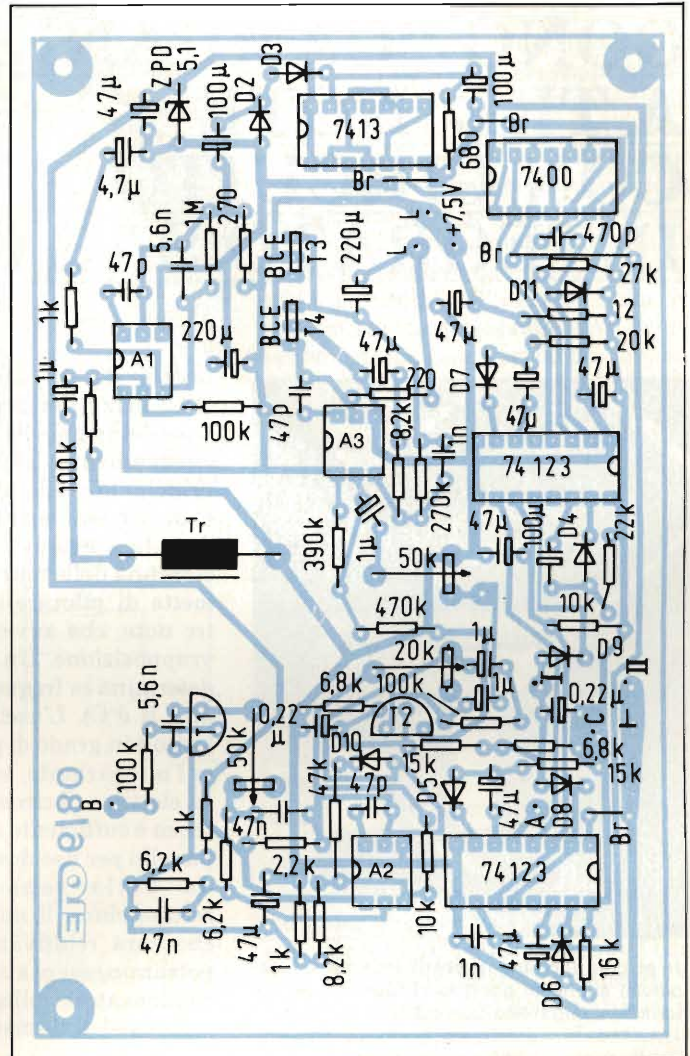


Fig. 6 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato. La bobina captatrice è fissata sul lato componenti e dovrà essere posizionata sotto il campanello del telefono.

questo motivo è previsto C14, che attenua soltanto questa nota.

In stato di quiete e tra due chiamate, T2 è in conduzione e manda a massa il segnale di bassa frequenza tramite R23. Soltanto se MF2 od MF4 vengono attivati, T2 passerà all'interdizione. Il diagramma di *figura 3* mostra l'andamento dei livelli logici rispetto al tempo. A causa della veloce successione delle note, la taratura è difficoltosa, e per questo motivo sono stati previsti alcuni punti di misura: collegando a massa R29, la seconda nota (più bassa) verrà emessa in continuità. L'innesco delle oscillazioni potrà essere regolato mediante P2. Collegando poi R3 alla tensione di 5 V (è anche necessario interrompere il collegamento all'uscita Q di MF2) sarà possibile regolare anche la prima nota, mediante P1. Per la taratura non saranno necessari strumenti di misura, essendo sufficiente un buon orecchio musicale.

Amplificatore finale

Il segnale audio viene prelevato all'uscita di C19, tramite il regolatore di volume P3 e viene trasferito, tramite C20, all'ingresso non invertente dell'amplificatore operazionale A3. La combinazione R26/R27 determina il guadagno, mentre R27/C22 definiscono la frequenza di taglio. Il circuito di controeazione non è collegato all'uscita dell'amplificatore operazionale, ma agli emettitori dei transistori finali T3 e T4, perchè, in caso diverso, le tensioni base-emettitore causerebbero zone morte indesiderate. R28, insieme alla resistenza dell'altoparlante, costituisce il carico dell'amplificatore operazionale.

T3 e T4 non hanno necessità di alette di raffreddamento, perchè l'amplificazione del segnale avviene sempre per tempi molto brevi.

Le *figure 4, 5 e 6* illustrano il circuito stampato e la disposizione dei componenti.

L'alimentatore di rete dovrebbe fornire una tensione di circa 7 V, e potrà essere costruito secondo uno dei molti schemi pubblicati in questa od in altre riviste.

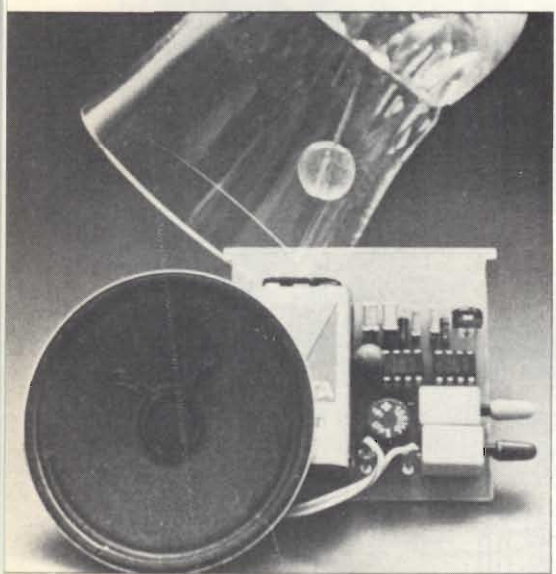
ERRATA CORRIGE

Equalizzatore grafico parametrico, SELEZIONE N. 5-1983.

Nello stampato di fig. 8, a pag. 93, i piedini 5 e 6 di IC2 sono indicati, erroneamente, collegati assieme e quindi vanno separati.

GONG "CAMPANELLO" A TRE NOTE CON CIRCUITO INTEGRATO SAB 0600

**SPECIALE
PROGETTI**



Un piccolo altoparlante sostituisce con un melodioso suono di gong lo stridulo suono del normale campanello domestico.

nerata da un oscillatore principale (13,2 kHz). Per generare il segnale di base dei tempi che regola il processo di smorzamento delle note, la frequenza principale viene ulteriormente abbassata. Un convertitore D/A a 4 bit produce la tensione di smorzamento per ciascuna delle note: questo segnale permette di pilotare la successione delle tre note, che avverrà con parziale sovrapposizione. Un circuito RC esterno determina la frequenza principale (piedini R e C). L'uscita del circuito integrato è in grado di pilotare direttamente l'altoparlante, erogando una potenza elettrica di circa 160 mW; questa potenza è sufficiente ad azionare un campanello per uso domestico. Poichè l'onda della tensione d'uscita è rettangolare, il numero delle armoniche sarà relativamente elevato: esse potranno essere attenuate mediante un condensatore collegato al piedino L.

In caso di alimentazione a batteria,

sarà molto utile il fatto che il circuito assorbe corrente solo quando è attivato (Tabella 1). Al termine della sequenza di note, il circuito si staccherà automaticamente dall'alimentazione. La partenza avviene applicando un breve impulso di tensione (> 1,5 V) all'ingresso di attivazione E. Applicando nuovamente questo impulso dopo la fine della sequenza di note, il processo si ripeterà. In caso di impulsi di durata inferiore a 2 ms, il circuito non verrà attivato, ottenendo così una protezione antidisturbo; questo accorgimento si dimostrerà particolarmente vantaggioso quando i conduttori che collegano il circuito al pulsante sono molto lunghi. Sarà possibile ottenere un'ulteriore protezione antidisturbo collegando all'ingresso di attivazione del circuito integrato un gruppo RC. Questo ingresso potrà anche essere pilotato mediante tensione alternata, poichè un circuito interno a diodi provvede ad eliminare le semion-

Il circuito integrato SAB 0600 produce le note necessarie per un gong a tre toni, generando tre frequenze intonate secondo un accordo armonico (figura 1). Queste frequenze vengono trasferite in successione ad un circuito sommatore dal quale viene pilotata l'emissione delle tre note; ciascuna di esse ha un'ampiezza decrescente con il tempo. Un circuito RC esterno regola l'intonazione sonora; un altoparlante da 8 Ω di impedenza potrà essere direttamente collegato al circuito integrato, tramite un condensatore elettrolitico (figura 2). Mediante un'opportuna sagomatura del cestello dell'altoparlante (a forma di tubo o di tromba) è possibile aumentare la potenza sonora e migliorare la qualità audio. Il suono sarà molto gradevole e melodioso anche impiegando un piccolo altoparlante dinamico. Per seguire la descrizione delle varie funzioni del circuito è necessario osservare la figura 1; le tre frequenze corrispondenti alle tre note (660 Hz, 550 Hz e 440 Hz) vengono prodotte mediante successive divisioni a partire dalla frequenza ge-

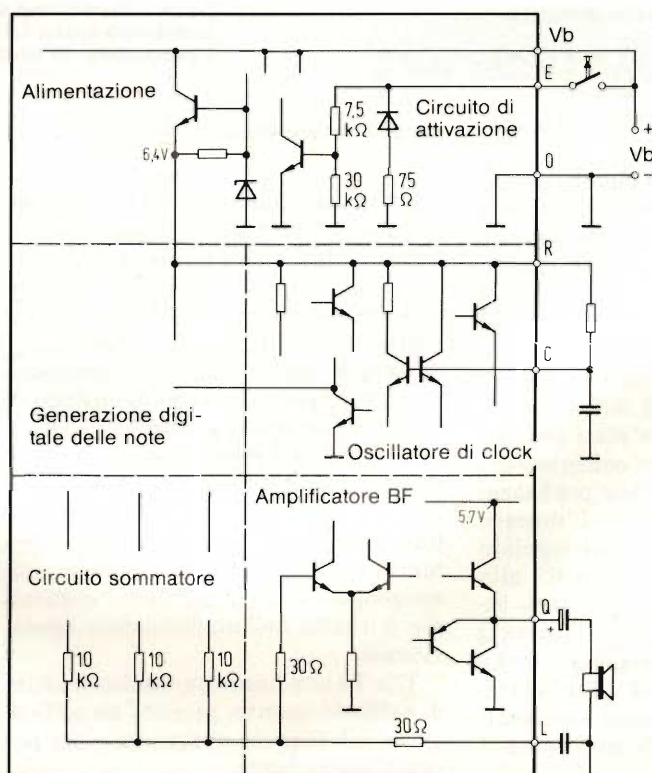


Fig. 1. Schema a blocchi del circuito integrato SAB 0600. Il montaggio non richiede eccessivo impegno.

Tabella 1 - Caratteristiche tecniche (tens. di alimentaz. = 7 ... 10 V; temper. amb. = 25 °C)

		min.	tipico	mass.	
Corrente assorbita a vuoto	I_0		< 1	10	μA
Corrente assorbita ad uscita aperta	I_{so}		20	35	mA
Massima potenza erogata su 8 Ω (terza nota)	P_a		0,16		W
Tensione massima d'uscita su Q (terza nota)	V_{Qpp}		2,8	4,0	Vpp
Differenza d'ampiezza rispetto alla terza nota	ΔU_{QM}		± 5		%
Variazione di frequenza dell'oscillatore principale con $R_1, C_1 = \text{cost.}$	Δf_0		± 5		%
Tensione di attivazione in E	V_E	1,5		V_b	V
Corrente assorbita in E ($V_E = 6 V$)	I_E	500	700		μA
Immunità ai disturbi in E	V_{EN}		0,3		Vpp
Ritardo di attivazione con $f_0 = 13,2 \text{ kHz}$ (t_d varia in proporzione inversa rispetto ad f_0)	t_d	2		5	ms
Minima resist. esterna di carico oscillatore	R_1		10		k Ω
Massima resist. esterna di carico oscillatore	R_1		100		k Ω

Fig. 2. Lo schema base mostra il ridotto numero di componenti esterni necessari per la costruzione del gong.

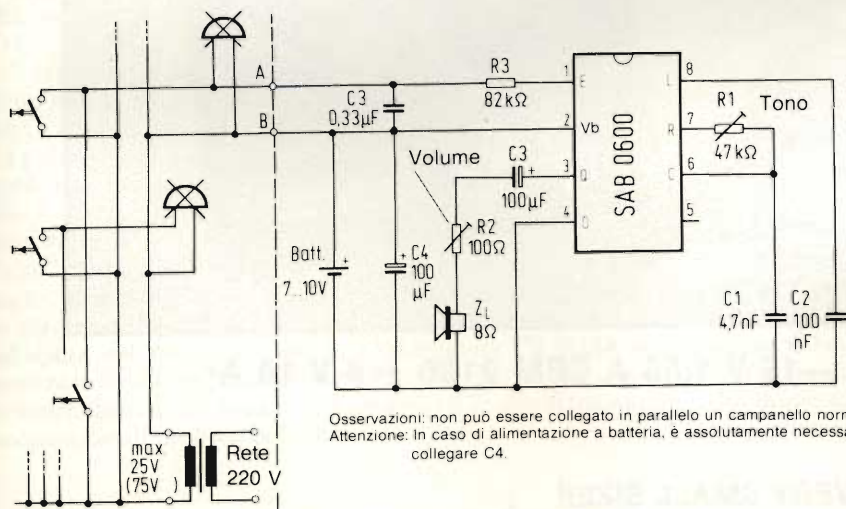
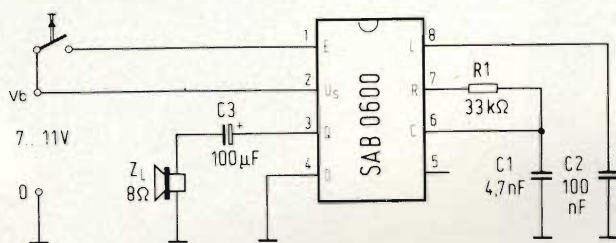


Fig. 3. Il gong elettronico potrà essere azionato anche mediante la tensione alternata dell'impianto domestico e potrà sostituire il campanello tradizionale.

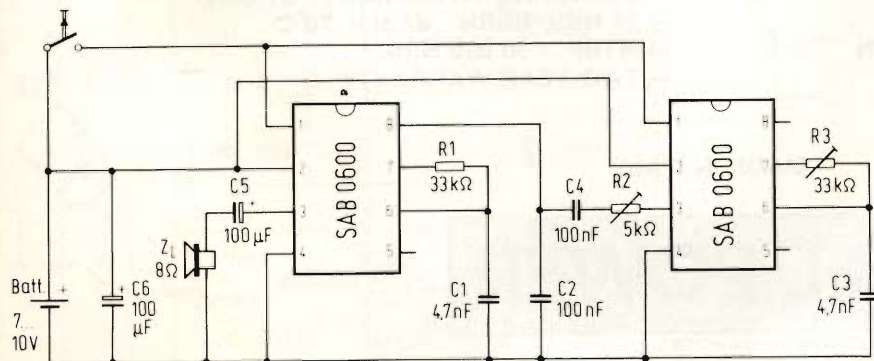


Fig. 4. Combinando due gong è possibile produrre battimenti e migliorare quindi la qualità sonora dell'impianto.

de negative. E' pertanto possibile collegare questo gong anche ad impianti di campanelli domestici preesistenti, nei quali sarà sufficiente collegare il circuito al posto del normale campanello.

In quest'ultimo caso, sarà necessario inserire nel conduttore di attivazione un resistore atto ad abbassare la tensione dell'impianto dei campanelli ad un livello positivo compreso entro i limiti ammissibili all'ingresso E del circuito integrato; il resistore deve anche essere dimensionato in modo che, anche in casi eccezionali (massima corrente d'ingresso in E), l'attivazione avvenga sempre in modo affidabile. Il valore fornito in figura 3 (82 k Ω) tiene conto di entrambe queste necessità; alcuni esemplari di questo integrato sono in grado di funzionare con tensioni massime di 6 V. E' possibile osservare sullo schema che un collegamento ohmico tra i punti A e B causa l'attivazione del circuito, perciò non sarà possibile collegare in parallelo a questi punti un normale campanello, ma solo uno o più circuiti uguali a quello presentato in questo articolo.

Con batterie a basso livello di carica, possono aver luogo brevi cadute di tensione all'aumentare del carico, che provocano distorsioni delle note emesse dal gong. Per evitare al massimo questa eventualità, è stato previsto il condensatore elettrolitico C4, collegato in parallelo ai morsetti della batteria: in questo modo aumenterà la durata utile della batteria stessa. Per evitare il pericolo di inversione della polarità al momento della sostituzione della batteria, è opportuno inserire nei conduttori di alimentazione un diodo collegato nel verso della conduzione. E' infine necessario che i conduttori di alimentazione siano attorcigliati tra loro, in modo da evitare l'oscillazione dell'amplificatore interno, che provocherebbe anche disturbi alla radioricezione.

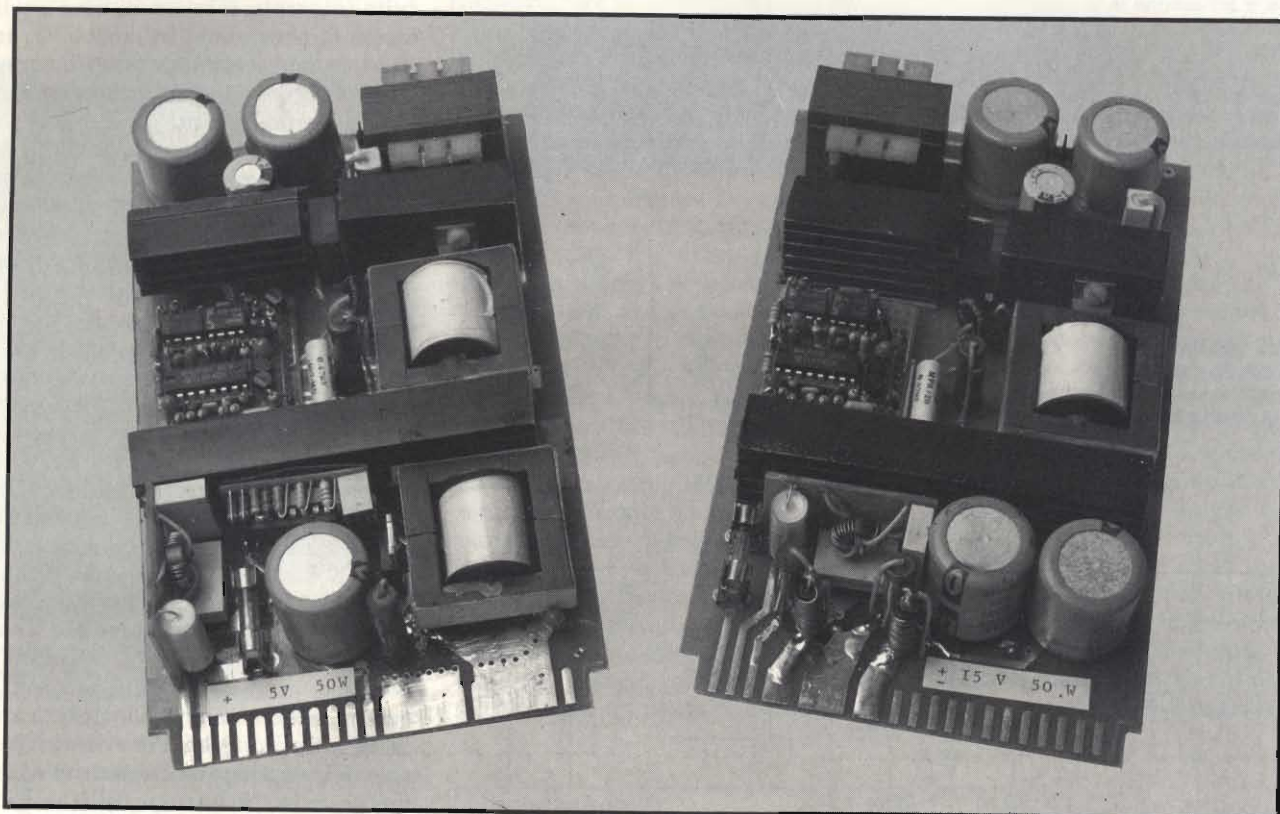
Quando un solo gong non sia sufficiente, è possibile combinare due di questi circuiti nel modo indicato in figura 4: verranno così prodotti effetti di battimento con risultati molto interessanti.

(Per cortese concessione della ditta Siemens)

EURO POWER MODULES

100 KHz MOS-FET TYPE AC TO DC CONVERTERS

25 ÷ 100 W Single and multiple output all on Eurocard



EPM 2201 50W + 5 -15 V 1,65 A EPM 2100 + 5 V 10 A

VERY SMALL SIZE!!

- 50 W ON EUROCARD 100 X 160 X 32,5 mm
- EFFICIENCY \geq 80%
- ALL OUTPUTS REGULATED
- NO LOAD - FULL LOAD OPERATION
- DUAL OVERLOAD PROTECTION

- STANDARD RESET/POWER GOOD (+5V only)
- STANDARD CROW-BAR (+ 5V only)
- 24 HRS. BURN - IN at + 70°C
- MTBF \geq 50.000 HRS.
- TWO-YEAR WARRANTY

MADE IN ITALY

ITAL POWER

REATTORE ELETTRONICO PER LAMPADE FLUORESCENTI

Le lampade fluorescenti vanno sempre più affermandosi dato che, a parità di intensità luminosa, richiedono solo il 75% dell'energia che occorre fornire alle lampade ad incandescenza. Il reattore elettronico presentato in figura non richiede molti componenti; lavora alla frequenza di 120 kHz. Il funzionamento è il seguente.

Il resistore R1 e il condensatore C2 insieme al diac D2 formano un generatore a dente di sega la cui frequenza dipende in gran parte dalla tensione d'ingresso. La tensione di entrata in conduzione del diac (A 9903) è circa $32\text{ V} \pm 5\text{ V}$. Pertanto, quando all'atto dell'applicazione della tensione d'ingresso, la tensione che si forma ai capi del condensatore C2 raggiungerà i 32 V, il diac entrerà in conduzione e produrrà un impulso di corrente nel circuito del gate di T2.

Ognuno di questi brevi impulsi farà circolare corrente nel transistor T2, nell'avvolgimento n1 del trasformatore Tr1, nei fusibili Si1 e Si2, nelle induttanze L1 e L2, nei condensatori C4 e C5, nei due filamenti delle lampade ed infine nel condensatore C6. È evidente però che questi impulsi di corrente aperiodici circolanti nell'avvolgimento n1 di Tr1, indurranno corrispondenti treni di oscillazioni smorzate anche negli avvolgimenti n3 e n2 dello stesso trasformatore Tr1.

Il transistor inizierà quindi a condurre solo dopo che è stato innescato il diac. Aumentando la tensione d'ingresso fino a circa 80 V, succederà che la seconda e la terza semionda positiva del treno di oscillazioni di tensione applicate sul gate raggiungano il valore della tensione di soglia del gate che è circa 4 V, e a questo punto, a causa della reazione introdotta da n2 e n3, avranno inizio vere oscillazioni in "alta" frequenza. Il circuito oscillante che le produce è formato, in questo caso, da L1/C4 e L2/C5. Una volta innescate queste oscillazioni, cesserà la produzione del dente di sega ad opera del diac, dato che il condensatore C2 viene ora scaricato dal diodo D1 e dal transistor T2, e di conseguenza, ai suoi capi non potrà essere più presente il livello di tensione necessaria all'innescò del diac.

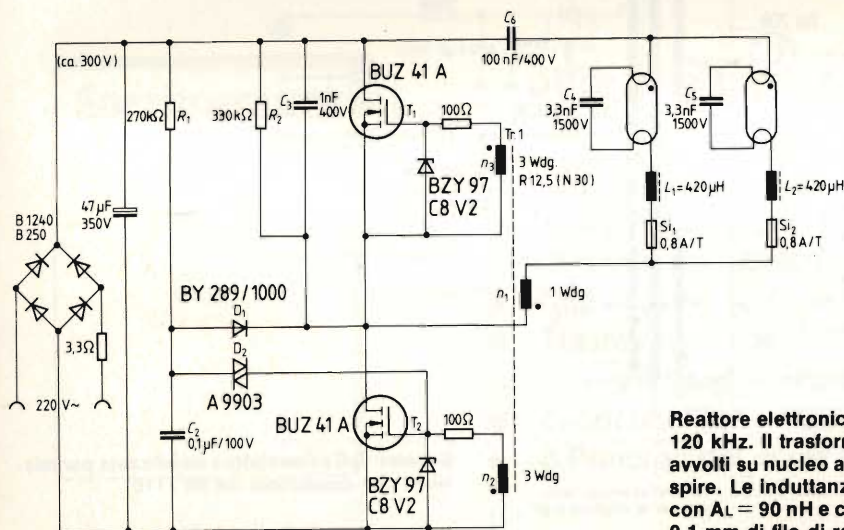
È evidente che togliendo o i fusibili Si1/Si2 o le lampade, il circuito oscillante suddetto verrà interrotto. A questo punto, il diac ricomincerà a produrre periodicamente il suo dente di sega che andrà poi a pilotare il transistor T2, il quale ora avrà come carico soltanto R2 e C3 e lavorerà (se la tensione d'ingresso è 300 V) alla frequenza di 625 Hz. Inserendo nuovamente o il fusibile o la lampada tolta, il circuito ricomincerà ad oscillare alla frequenza di 120 kHz e il diac verrà nuovamente bloccato.

Le lampade OSRAM L50W/21 hanno un diametro di 26 mm e sono lunghe 1,5 m. La loro tensione di lavoro (caduta di arco o tensione di lavoro) è $113\text{ V}_{\text{eff}}$, pari a 320 V da picco a picco. In considerazione del diametro, della lunghezza e del gas di riempimento, per innescare la lampada occorrerà fornirgli una tensione da 4 a 6 volte superiore alla tensione di lavoro (o tensione di arco). Occorre in altre parole che la tensione d'innescò sia circa 2000 V da picco a picco.

C4 e L1 (e C5/L2) formano un circuito risonante in serie. Con i valori assegnati a C4 e L1 e al trasformatore Tr1, la frequenza di lavoro di questo circuito oscillante, prima che la lampada s'innesci, sarà 150 kHz. La circolazione della corrente nel filamento delle lampade fa sì che le lampade s'innescino già a 1500 1600 V da picco a picco. Una volta innescata la lampada, la tensione ai capi di C4 (e di conseguenza ai capi della lampada) diminuirà, assumendo il valore della tensione di lavoro, e cioè 320 V da picco a picco, pari a $113\text{ V}_{\text{efficaci}}$, e la frequenza ridiventerà 120 kHz. Il condensatore C6 serve ad impedire che alla lampada venga applicata tensione continua.

La corrente circolante nelle lampade viene fissata dalle induttanze L1/L2 (420 μH). In base ai dati pubblicati, una lampada da 50 W assorbe 0,45 A efficaci pari a 1,3 A da picco a picco. Questo valore di corrente (corrispondente ad una tensione di lavoro di $113\text{ V}_{\text{efficaci}}$) si ottiene con 220 V di rete e una frequenza di lavoro di 120 kHz.

Ovviamente, tra la corrente I_L circolante nella lampada e la rispettiva tensione di lavoro esiste un certo sfasamento.



Progetto proposto da Siemens:
A richiesta possiamo fornire i codici per l'ordinazione dei singoli componenti.

Reattore elettronico per lampade fluorescenti. Lavora alla frequenza di 120 kHz. Il trasformatore Tr1 è formato da tre avvolgimenti (n1, n2, n3) avvolti su nucleo ad anello Siferrit R12,5 (N30). n1 = 1 spira; n2 e n3 = 3 spire. Le induttanze L1 e L2 (420 μH) sono formate con il nucleo CC26 con $A_L = 90\text{ nH}$ e ciascuna con 68 spire di filo di Litz rivestito in seta (30 x 0,1 mm di filo di rame smaltato).

ALIMENTATORE STABILIZZATO PER TV DA 90°/110°

Si tratta di un alimentatore stabilizzato alimentato dalla rete.

Il convertitore impiegato è il tipo forward. Le funzioni di pilotaggio, di regolazione e di protezione del transistor-interruttore (BU 208) sono effettuate dal c.i. TDA 4600. Queste funzioni vengono espletate dall'integrato sia all'atto della messa in funzione dell'alimentatore che durante il normale funzionamento e nel caso di eventuale sovraccarico.

Il circuito è classico. La tensione della rete viene raddrizzata da un ponte di Graetz (C2540-B250). Sul condensatore elettrolitico d'uscita (220 µF), avremo pertanto una tensione di 300 V.

Quest'ultima viene "frazionata" dal transistor-interruttore BU208 e applicata ai capi 1-7 del primario del trasformatore del convertitore. La funzione di stabilizzare le varie tensioni di uscita è attuata dall'integrato TDA 4600. Durante il tempo in cui il transistor-interruttore rimane aperto (e cioè non conduce), ai capi del secondario (2-16) compaiono picchi di tensione che vengono raddrizzati da 4 diodi, ottenendosi così quattro tensioni continue stabilizzate. Il valore esatto della tensione continua di 110 V si ottiene agendo sul regolatore da 10 kΩ.

Nel caso una o più uscite secondarie venissero poste in cortocircuito, l'integrato blocca il transistor finale mantenendolo in questa condizione fino a quando il cortocircuito verrà rimosso. Quando invece sul secondario non viene applicato alcun carico, l'integrato regola l'ampiezza dell'impulso di pilotaggio del BU208 in modo da applicare a quest'ultimo un impulso con ciclo di utilizzazione ridotto (e cioè tempo di conduzione ridotto al minimo). In entrambe queste due opposte condizioni di lavoro, la potenza assorbita dall'alimentatore va da 6 a 10 W.

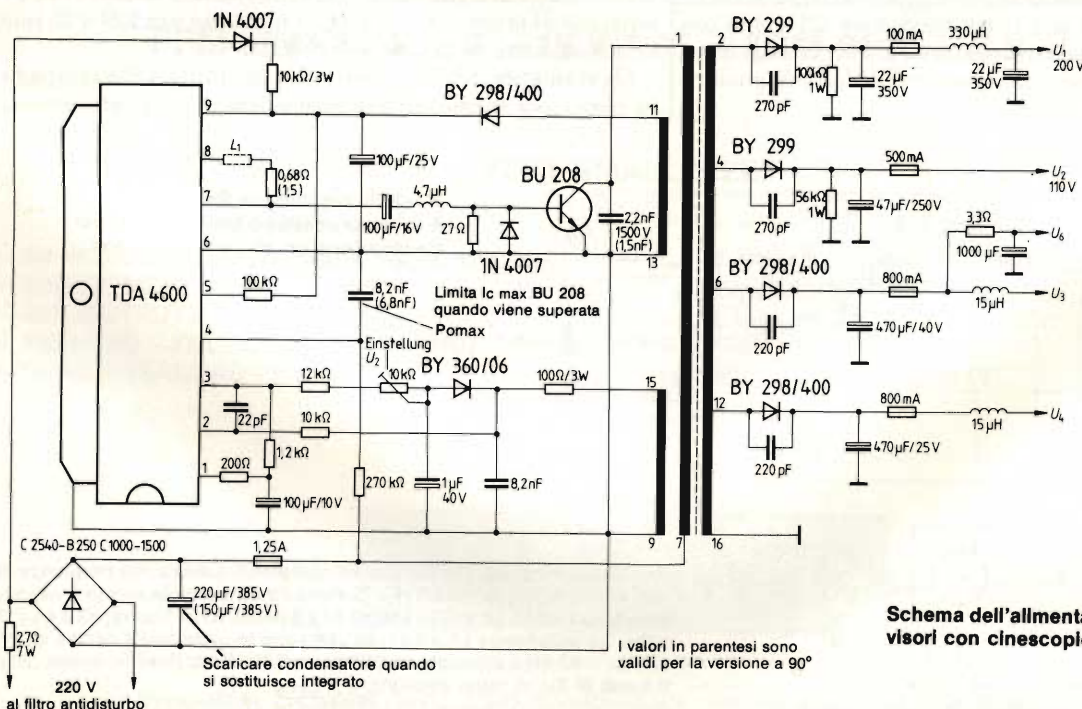
ALIMENTAZIONE DI CMOS IN CASO DI MANCANZA DELLA TENSIONE DI RETE

Nelle apparecchiature digitali, per mantenere inalterata la memorizzazione dei dati e, in alcuni casi, anche il funzionamento di circuiti a basso consumo, vengono impiegate, in caso di mancanza della tensione di alimentazione principale (e cioè della tensione della rete), batterie al nichel-cadmio o celle al litio.

Se però i tempi di interruzione della tensione sono brevi, e se le correnti richieste sono dell'ordine dei microampere (come succede nelle memorie a semiconduttore), una interessante alternativa alla tensione che è venuta a mancare, può essere costituita da uno o più condensatori elettrolitici di alluminio che possono funzionare, per un certo tempo, da vere sorgenti di tensione, sostituendo in questo modo le cosiddette batterie-tampone. La lunga durata di vita e la grande sicurezza di funzionamento di questo sistema di alimentazione alternativo può essere decisivo e l'unico in alcune applicazioni.

Il circuito è riportato in figura 1 ed è stato dimensionato per fornire una tensione di alimentazione sostitutiva di 5 V. Questo circuito è in grado di erogare per circa 53 minuti, una corrente di 10 µA (5 V). Il funzionamento è il seguente.

L'elettrolitico C1 viene caricato da una tensione più elevata e cioè da 15 V. Ciononostante, a causa di un partitore di tensione formato, in questo caso, da due FET a giunzione a canale N T1 e T2, (BF245A), la tensione di uscita V_A assumerà il valore di 5 V. Ciò si verifica per il fatto che un secondo condensatore C2 di piccola capacità, viene caricato ad una tensione di riferimento che, a causa delle tensioni di gate dei due transistori T1 e T2, corrisponde al partitore resistivo R1 e alla tensione di uscita $U_A = 5 V$.



Schema dell'alimentatore stabilizzato per televisori con cinescopio da 90°/110°.

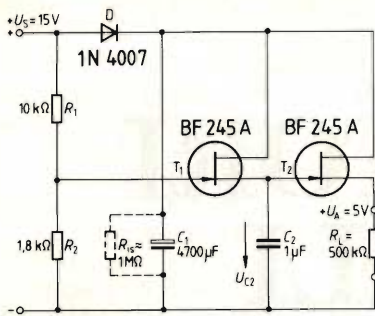


Fig. 1 - Schema del circuito che, per circa 53 minuti venendo a mancare la tensione di 15 V, può continuare ad alimentare ancora un carico di 10 μ A, alla tensione di 5 V.

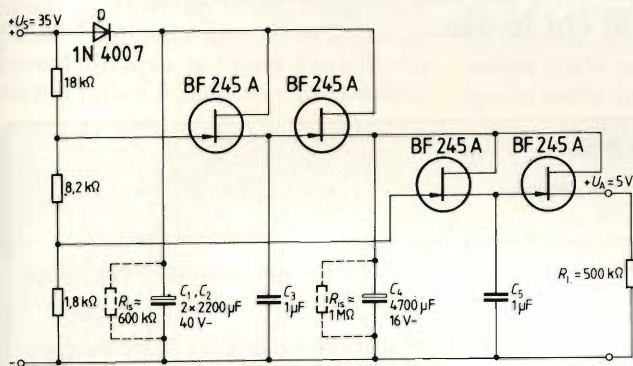


Fig. 2 - È la versione in cascata dello schema di figura 1. La tensione d'uscita di 5 V può essere mantenuta in questo caso per 83 minuti (corrente d'uscita 10 μ A). La tensione di alimentazione è però 35 V.

Se viene a mancare la tensione U_S di 15 V, il transistor T_1 si blocca, nel condensatore C_2 non potrà nè uscire nè entrare alcuna carica; la tensione U_{C_2} presente ai suoi capi, rimarrà costante per due motivi: primo, perchè questo tipo di condensatore possiede una resistenza di isolamento elevata, secondo, a causa della elevata resistenza d'ingresso caratteristica dei FET. Allora, siccome sul gate di T_2 viene a trovarsi una tensione costante anche la tensione U_A d'uscita rimarrà costante, sicuramente fino a quando il condensatore C_1 si sarà scaricato attraverso sia il carico che attraverso la sua resistenza di isolamento (in questo caso circa 1 M Ω) fino a dare $V_{C_1} = U_A = 5$ V.

Al di sotto di $U_A = 5$ V, il transistor T_2 rimarrà in completa conduzione. La tensione di uscita U_A diminuirà gradatamente al diminuire della tensione U_{C_1} presente ai capi del condensatore C_1 .

Con un circuito siffatto, il tempo massimo di scarica di un condensatore $C_1 = 4700 \mu\text{F}$, può prolungarsi fino a 53 minuti con una corrente di carico di 10 μA .

Un ulteriore aumento del tempo di scarica del condensatore potrà essere ottenuto ristrutturando in cascata il circuito di figura 1. Si ottiene così il sistema di figura 2 formato da due circuiti in cascata; qui, l'effetto duplicatore è ottenuto per il fatto che il primo condensatore elettrolitico, formato da due unità da $2 \times 2200 \mu\text{F}$ ($C_1 + C_2$), viene caricato da una tensione più elevata di quella usata nel circuito di figura 1, e viene pertanto mantenuto su una tensione costante per un tempo maggiore. In questo caso, la tensione di 5 V d'uscita con una corrente di scarica di 10 μA , potrà essere mantenuta per 83 minuti circa.

Progetto proposto da Siemens. A richiesta possiamo fornire i codici per l'ordinazione dei componenti.

È in edicola SPERIMENTARE di Luglio/Agosto

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



oltre alla nuova rubrica SINCLUB

- Interfono per moto e auto-rallisti
- Termometro digitale LCD
- Padlock per telefono
- Convertitore A/D per ZX81 Spectrum
- Trasmettitori FM
- Telecomando a microprocessori per TV
- Leopard U327 - Radiocomando IR a 6 canali
- Il Principe del mare Zodiac Aquarius

e tanti altri interessanti articoli

OSCILLATORI DIGITALI

a cura di Ing. Paolo Bozzola - 2a parte

In questo secondo articolo sugli oscillatori digitali descriveremo a fondo le tecniche di interfacciamento fra DCO e computer, ed illustreremo le possibilità "creative" che un tale oscillatore mette a disposizione di chi lo usa.

Collegamento ad un computer

Un personal come un Apple, un VIC, un Atom, o un qualunque computer al cui bus si possa accedere facilmente può diventare il "controllore" del nostro oscillatore digitale. Per comodità, visto che Apple è il più diffuso, le considerazioni tecniche che seguiranno saranno più specifiche per la CPU 65XX (o 68XX, molto simile, del resto).

Dunque, abbiamo bisogno di 8 linee di dato (Data Bus), una linea di segnalazione di Lettura o Scrittura (Read/Write, segnale che, da sistemi con Z80 ed affini, può eventualmente essere ricavato dai due tipici segnali RE-negato e WE-negato con poca logica TTL), un clock di sistema, ed infine due linee dal bus degli indirizzi, in pratica A0 ed A1 (cioè i due indirizzi meno significativi).

Dal resto delle linee di indirizzo, con una opportuna ed assai semplice decodifica, ricaveremo poi il segnale di selezione (Chip Select).

Appare già subito chiaro che l'uso di due linee di indirizzo serve a definire quattro "funzioni" diverse dal nostro DCO, una per ogni combinazione, da 00 a 11, delle due linee di indirizzo.

Un pò come se il DCO avesse dei registri interni a cui accedere per eccitare determinate azioni. Ora, la Tabella 1 mostra che cosa accade nel DCO per le combinazioni dei due indirizzi unitamente al segnale di selezione.

Il controllo del DCO è assai semplice. Tutte e tre le linee (A0, A1 e CS) vanno al decoder LS139 che è un decoder doppio da 2 a 4. Fra l'altro, si noti che il DCO usa solo una metà di tale decoder. "E-negato" è l'ingresso di abilitazione del decoder, e, se tenuto a massa, per-

Tabella 1 - Comandi del DCO:

A1	A0	CS	Funzione
0	0	0	Predisporre il modo free-run
0	1	0	Predisporre perchè il computer prenda il controllo del DCO e possa scrivervi il nuovo dato
1	0	0	Non permesso
1	1	0	Fa sì che il contatore del DCO incrementi di uno il conteggio
X	X	1	Il DCO ignora il computer (chip select inattivo)

Nota: "X" significa "don't care" (cioè può essere indifferentemente 1 o 0).

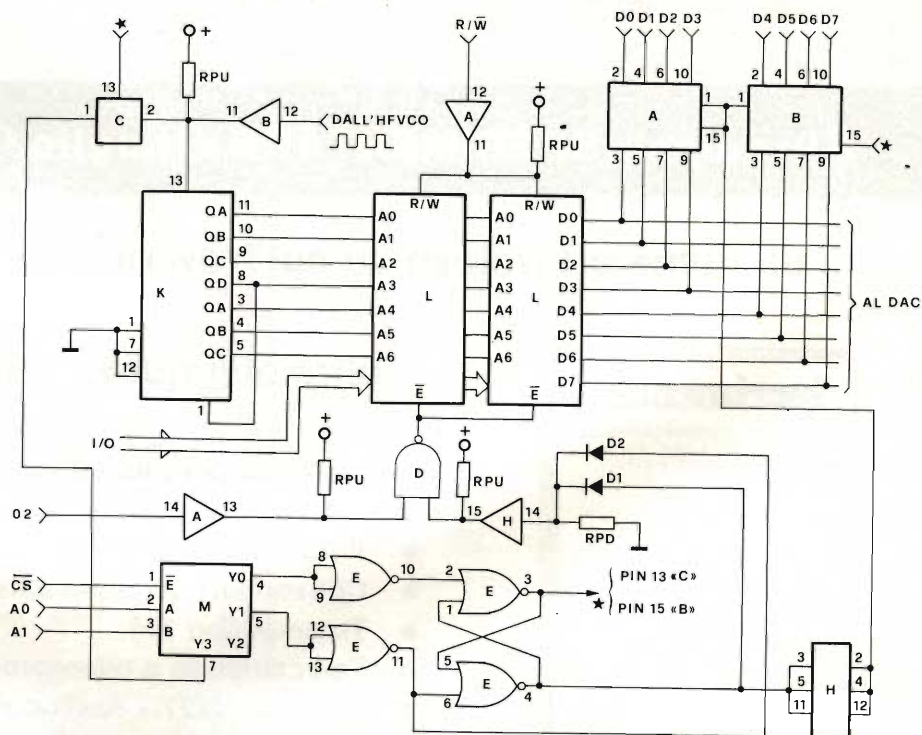


Fig. 1 - a) Schema elettrico della parte digitale dell'"oscillatore digitale", già descritto nel precedente articolo di "Block Notes". È evidenziata la zona contatori, memoria e interfaccia al bus.

mette il riconoscimento della combinazione applicata in ingresso sui piedini 2 e 3 (input) ed il conseguente posizionamento a zero logico della sola uscita il cui numero è, appunto, identificato dalla combinazione in ingresso. Siccome gli ingressi sono due, e le combinazioni possibili sono quattro (00, 01, 10, 11), ecco che abbiamo quattro uscite (Y0, Y1, Y2 ed Y3). Uno 00 agli ingressi e anche il CS basso manderà bassa l'uscita Y0 (e le altre restano alte), e così via, con una ed un'uscita attiva alla volta. Dunque, se CS è basso e gli ingressi sono entrambi a zero, Y0 va bassa, ed il piedino 10 dell'integrato E (CD4001) diventa alto. Si noti, per seguire il discorso, la figura 1 (a e b), che poi è la figura 6 dello scorso articolo di

"Block Notes". Due sezioni di E sono cablate come Flip-Flop del tipo "Set/Reset", ed un logico al pin 10 setta il F-F, mettendo così il DCO nel suo stato di "Corsa libera" (Free Run Mode). Infatti il piedino 3 di E va basso e interrompe l'interruttore analogico "C", mentre "B" viene abilitato, ma solo nella sua sezione che vediamo vicino a RPU (pin 11 e 12). Così, il segnale di clock del VCO ad alta frequenza può arrivare al contatore: la RAM può essere "spazzolata". Si noti che in figura 1, rispetto alla stessa della scorsa puntata, è stato aggiunto il bus proveniente da "I/O". Significa semplicemente che gli ingressi di indirizzo eccedenti nella nostra RAM sono collegati stabilmente alle uscite di un normale Port di I/O

mappato nel nostro computer. In tale modo noi possiamo, in qualsiasi istante del funzionamento Free-run del DCO, scegliere la pagina di 128 byte da emettere dal DAC fra le 8 pagine disponibili - indipendenti! - in una coppia di 2114 (memorie da 1k). Riprenderemo dopo il discorso, ma potrete già figurarvi le incredibili possibilità di memorizzare la stessa forma d'onda ma in 8 diversi livelli di filtraggio, potendo così ottenere effetti "dinamici" mentre si suona! Bene: continuando la descrizione, vediamo che cosa accade se la combinazione in ingresso è di 01. In tale caso (col CS a massa) Y1 va a massa, e le altre vanno a 1 logico. Questo resetta il Flip-Flop, inibisce il clock ad alta frequenza dell'HFVCO e mette il DCO sotto controllo diretto del computer. Infatti ora il pin 4 di E è basso, per cui A e B (buffer dei dati) vengono abilitati (H semplicemente buffera il segnale adattandolo da CMOS a TTL). Inoltre il pin 11 di "E" è alto, e ciò significa che il pin 14 di "H" è ad uno logico, grazie a D2 e RPD (Resistore di Pull-Down, erroneamente indicato con Pull-Up la volta scorsa: mi scuso per la mia svista). Dunque anche pin 15 è a "1" e quindi non appena l'altro ingresso del NAND "D" va a "1" l'uscita potrà andare a zero logico e abilitare - finalmente - il banco di RAM. Ora, guarda caso, ciò avviene proprio nella Fase 2, cioè, con 6502 oppure 6809, nella seconda metà (quella effettivamente attiva) di un ciclo di lettura o scrittura. Siccome il buffer "A" (pin 11 e 12) è pure aperto, in tale modo il dato presente sul BUS DATI potrà essere scritto nella RAM. Chiaramente, non sappiamo esattamente in quale delle 128 locazioni della pagina stiamo scrivendo il dato, ma ciò poco importa, poiché la pagina "gira su se stessa", ed a noi basta solo contare 128 incrementi successivi, scrivendo nella RAM, per essere sicuri di generare poi una forma d'onda perfettamente ciclica. Come possiamo, allora, agire sull'indirizzo interno alla pagina della RAM? E' semplice, e basta sfruttare lo stesso contatore che normalmente, eccitato dal clock dell'HFVCO genera gli indirizzi di pagina. Solo che noi lo faremo avanzare un passettino alla volta, e sempre prima di scrivere il dato nella RAM. L'avanzamento "a passo uno" del contatore di indirizzo di pagina si ha chiamando la combinazione Y3, cioè con "11" agli ingressi A e B del decoder (ed il CS sempre abilitato a massa). In tale caso Y0 ed Y1 vanno a

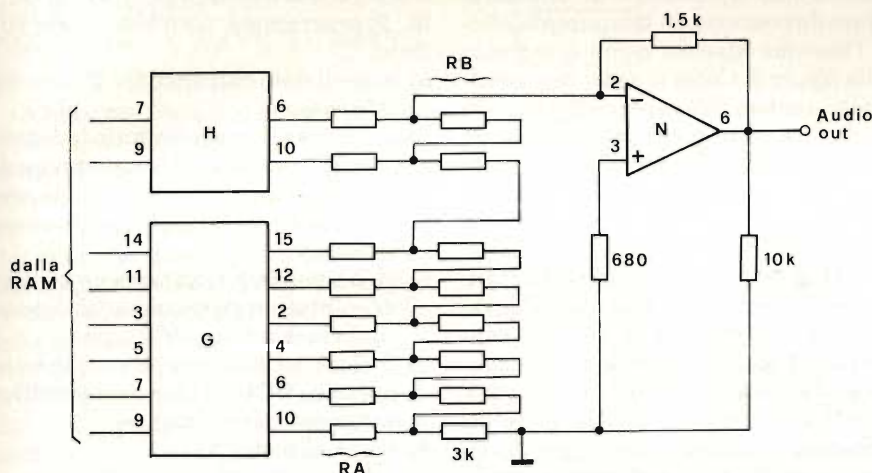


Fig. 1 - b) La parte DAC dello stesso schema del DCO.

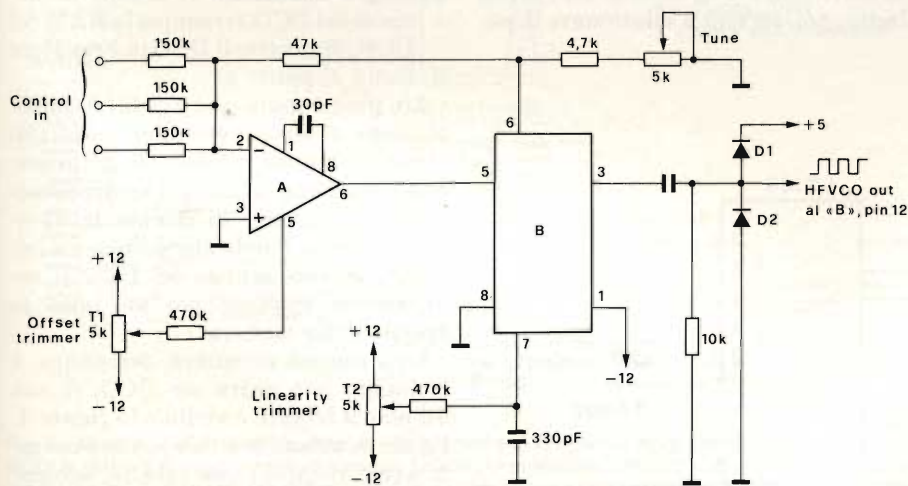


Fig. 1 - c) La parte di HFVCO (oscillatore ad alta frequenza) del DCO.

BLOCK NOTES

"1" logico, ma il Flip-Flop rimane così come si trova. In tale modo il computer ha ancora il data-bus fisicamente collegato alla RAM, ma Y3 va per un ciclo a zero logico, e siccome lo switch "C" è tuttora aperto, il contatore K riesce a fare un conteggio avanti. Per evitare false scritture nella RAM, tale operazione di "step counter" è meglio eseguirla con una lettura.

Infine, la combinazione che attiva Y2 (10) è proibita in quanto Y2 non è usata (servirà per future espansioni).

In definitiva, vale la *Tabella 2* come regola "di vita" per l'uso del nostro DCO. Ricordo che - in termini di indirizzo e di dato - i valori di indirizzo sono combinazioni di 16 bit, per cui vanno da 0000 a FFFF (esadecimale). Ora ammettiamo di avere una decodifica che generi, sul nostro sistema, un Chip Select all'indirizzo \$A800. Se è realizzata come in *figura 2*, un qualsiasi indirizzo fra \$A800 e \$ABFF metterà la linea di selezione in stato "0".

In tale caso, se il CS-negato è portato al nostro DCO, e pure ad esso colleghiamo A0 ed A1, avremo - come indirizzi di controllo - i seguenti indirizzi: \$A800 per Free Run; \$A801 per prendere controllo del DCO; \$A802 non usato; \$A803 per incrementare il contatore prima di scrivere nella successiva cella della pagina di 128 byte di RAM. A questi indirizzi di esempio ci riferiremo nel successivo paragrafo dedicato al software.

Note di software

L'uso di DCO in un sistema a microprocessore ben si presta per generare programmi creativi e dalle prestazioni elevate, pur se di non eccessiva com-

Tabella 2 - Le tre regole per usare il DCO col computer

- 1) Per prendere controllo del DCO, si effettui una scrittura al secondo indirizzo del DCO (Es.: \$8001)
- 2) per riportare il DCO in Free-run, si scriva nel primo indirizzo del DCO (Es.: \$8000)
- 3) Per incrementare il contatore interno del DCO, si scriva nel quarto indirizzo del DCO (Es.: \$8003).

L'operazione di "scrittura" è intesa come un normale "Store Accumulator into memory", istruzione che tutti i microprocessori hanno senz'alcun dubbio.

Quando si "prende controllo" del DCO il dato in accumulatore viene anche scritto nella memoria del DCO.

Quando si effettua una scrittura del suddetto tipo 2 o 3, invece il contenuto dell'accumulatore è irrilevante.

plexità. Se, poi, ci si limita ad un uso monofonico, tipicissimo di uno strumento da concerto, in tempo reale, allora l'insieme diventa come è indicato nella *figura 3*. Come si vede, una tastiera (es.: quattro ottave) encodizzata con un circuito come quello già a suo tempo presentato su Selezione, invia al computer (ad un interfaccia parallelo, per la precisione) un dato di 6 bit più un impulso di "tasto premuto". Il computer elabora tale informazione (shiftando, aggiungendo un offset o altre mirabilie ...) e la passa ad un normale convertitore Digitale/Analogico, che procura la tensione di pilotaggio dell'HFVCO. Meglio, si può usare un contatore programmabile, per cui il clock in uscita è generato digitalmente e non sussistono più problemi di stabilità e accordatura. Dunque, ora possediamo un clock ad alta frequenza, e lo usiamo per la parte digitale del DCO. Un certo numero di linee di un Port di Uscita, poi, servirà a selezionare la pa-

gina di RAM che contiene la forma d'onda che si desidera generare in uscita. Il programma potrebbe essere sifatto:

- a) legge il dato dall'encoder di tastiera musicale;
- b) guarda se l'utente, tramite la tastiera alfanumerica del computer, ha richiesto di iniziare una funzione speciale: se è così, vai al punto f, se no, prosegui;
- c) elabora il dato e (ad esempio tramite un contatore programmabile) genera il clock ad alta frequenza;
- d) il clock ad alta frequenza pilota la nota sul DCO che intanto gira liberamente (free Run);
- e) torna al punto a);
- f) attiva, sullo schermo video, un menù di scelta (es.: creazione di forme d'onda nuove, uso di forme d'onda precedentemente create, etc.);
- g) attende istruzioni dal musicista;
- h) esegue istruzioni: 1) prende il controllo del DCO 2) riempie la RAM del DCO, 3) rimette il DCO in Free-Run;
- i) torna al punto a).

Un programma così è di facile impostazione, ma può dare molta soddisfazione nell'uso se, ad esempio, sfrutterete le capacità grafiche del vostro personal per "scrivere" direttamente su video la forma d'onda che potrete poi immediatamente sentire dal DCO, e, ovviamente, suonare poi su tutto lo spettro della tastiera.

Una routine primitiva, comunque, è d'obbligo per usare un DCO: il suo schema a blocchi è visibile in *figura 4*. Prima di accedere a tale routine dovrete avere riempito una tabella, sempre in memoria da qualche parte nel sistema, con i 128 valori (ognuno compreso

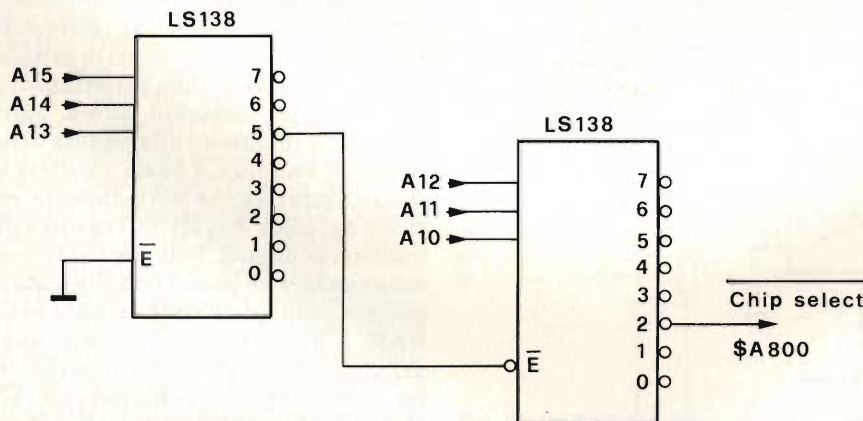


Fig. 2 - Esempio di decodifica per generare un impulso di selezione per il DCO all'indirizzo \$A800.

fra 0 e 225) che formano il ciclo completo della forma d'onda. Dopodichè chiamate la routine. Questa è tanto veloce che, se il DCO è in free-run, non si avverte nulla se non il cambiamento del timbro.

Prepararsi prima una tabella è il metodo migliore, sia che i 128 valori siano stati generati in modo grafico (video e light pen o joystick) sia che si desideri una forma d'onda "standard": in quest'ultimo caso, infatti, il BASIC può intervenire con la sua potenza e flessibilità. Se la tabella riservata per la routine "write" occupa appunto 128 byte da \$9000 (36864 in decimale), un programmino così:

```
DIM WAVE (127)
FOR I = 0 TO 127
WAVE (I) = I * 2 : NEXT I
FOR X = 0 TO 127
POKE 36864 + X, WAVE (X) : NEXT X
```

Questo, per esempio, genera una serie di valori che formano una perfetta rampa. L'utente può costruirsi una serie completa di tali programmini su misura, da eseguirsi tramite "EXEC" chiamati dal programma principale. Insomma, si vede che il discorso si apre su orizzonti applicativi limitati solo dalla fantasia del programmatore.

Ancora: le capacità di calcolo di un BASIC permettono, ad esempio, agili filtraggi digitali: ecco allora che una ulteriore procedura potrebbe essere la seguente: 1) introdurre la forma d'onda

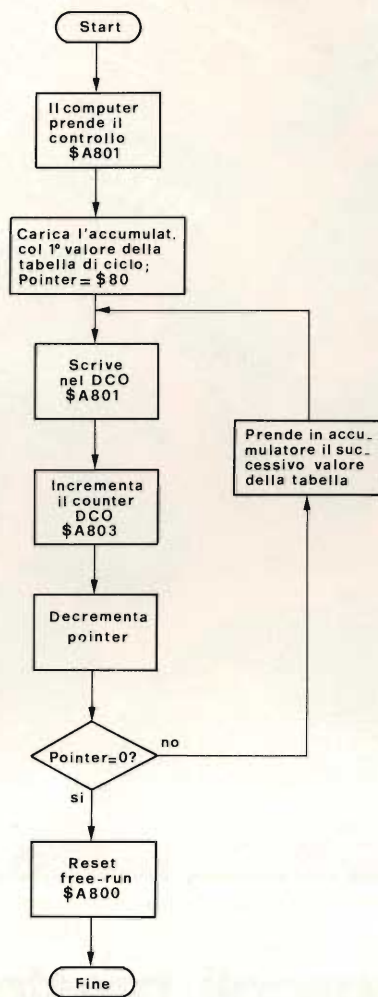


Fig. 4 - Diagramma di flusso della routine tipica di gestione di un DCO.

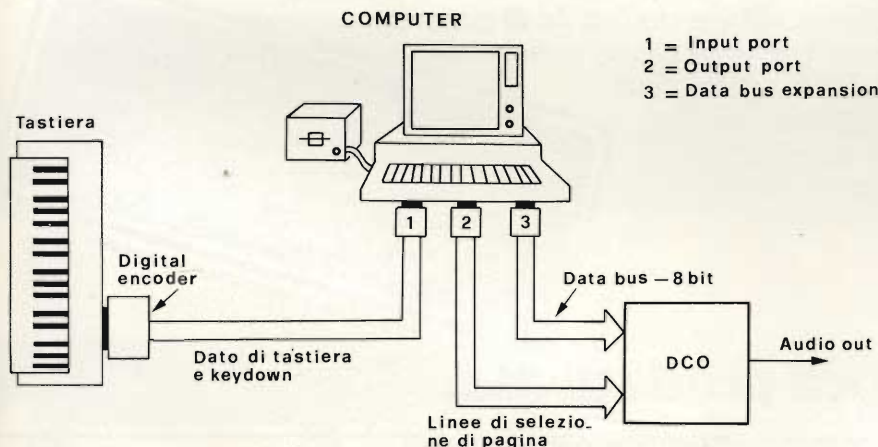


Fig. 3 - Aspetto d'insieme di un sistema che permette di suonare in tempo reale facendo uso di un DCO: la tastiera è il vero mezzo di comunicazione col musicista; essa è codificata in modo binario (encoder) ed il dato corrispondente al tasto premuto va al computer, che lo elabora. Il dato elaborato va al DCO, che genera la nota con la forma d'onda precedentemente programmata, sullo schermo grafico, dal musicista.

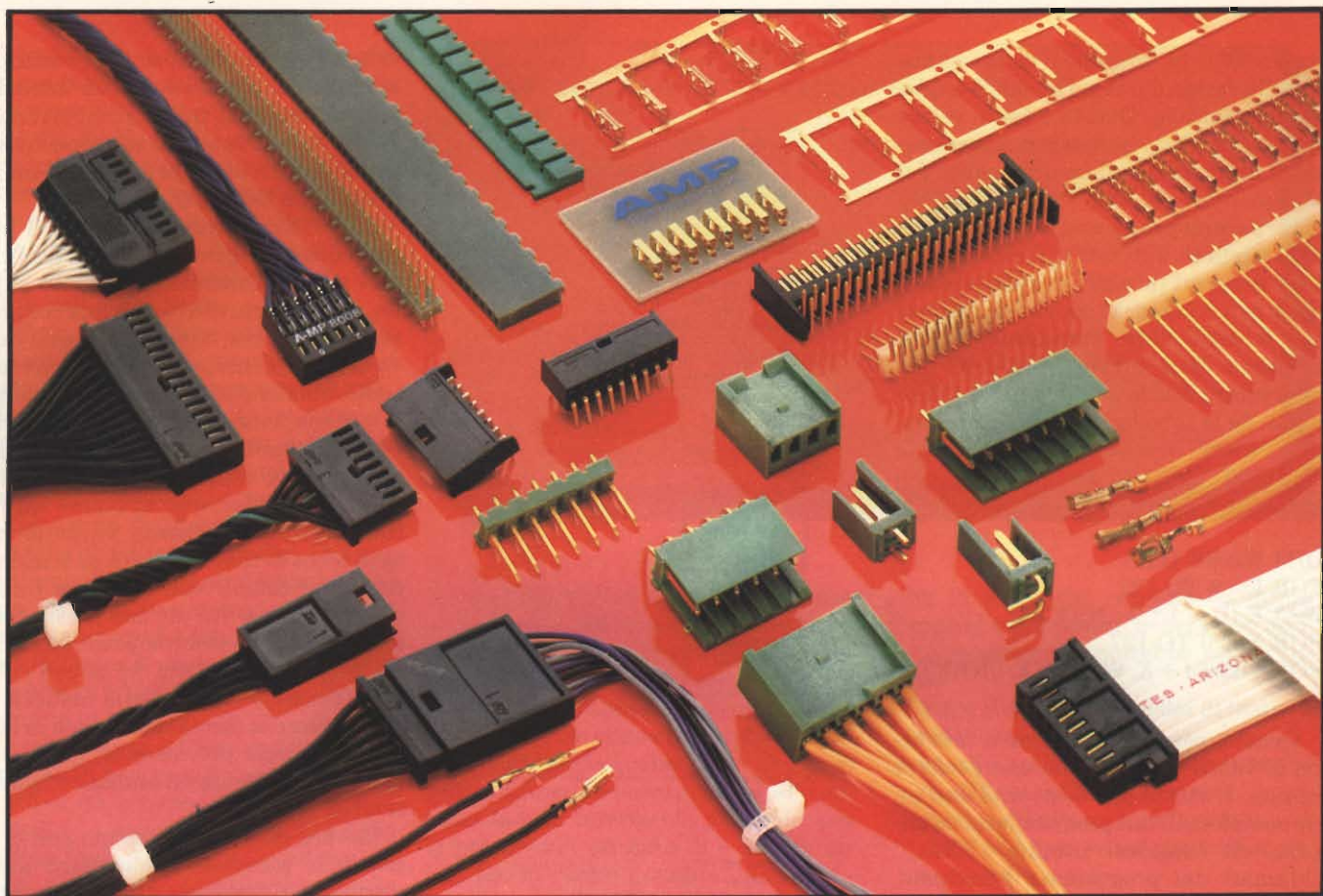
di base (es.: una rampa); 2) filtrarla, per esempio, in passo-basso con intensità via via crescenti, in 8 gradini diversi 3) le otto tabelle ottenute saranno adesso introdotte nelle 8 pagine disponibili della RAM del DCO.

Successivamente, suonando, il programma può agire in modo da commutare sequenzialmente fra le otto pagine, con un certo ritardo fra una commutazione e l'altra, ogni volta che un nuovo tasto è premuto. Sappiamo che tale commutazione è rapidissima in quanto si ottiene solo azionando le linee del Port che controllano gli indirizzi più significativi della RAM sul DCO. Risultato stupefacente: abbiamo un filtraggio dinamicamente variabile ad ogni tocco di tasto! Oppure, se si memorizzano 8 tabelle con la stessa forma d'onda ma via via più compressa (meno ampia), una routine potrà ad esempio tenere conto della forza con cui è stato premuto il tasto sulla tastiera, si da scegliere la forma d'onda con la ampiezza iniziale più corretta. Risultato: uno strumento con un realistico "touch control"!

Morale: devo fermarmi qui con la lista delle possibili applicazioni altrimenti corro il rischio di riempire altre pagine: basta, infatti, pensarci un pò su e vengono in mente miriadi di affascinanti variazioni al tema. Ed allora, lascio a voi lettori il "rimbalzo" e, per adesso, concludo invitando coloro che desiderassero costruire il loro DCO ad usare una scheda perforata, e a cablare il tutto con la tecnica del Wire-Wrap: lasciate separate le due masse (digitale ed analogica del DAC), e collegatele in un solo punto. Il VCO ad alta frequenza, invece, andrà obbligatoriamente montato su una basetta a parte, curando i collegamenti e le saldature: troppo disossidante influenzerà negativamente le caratteristiche di linearità del DCO.

Coloro che, infine, desiderino chiarimenti o consigli in merito, possono senza problemi contattarmi presso la Redazione o, direttamente, presso la Computerjob Elettronica, Via Molinari 20, Brescia (tel.: 030-54878).

Sistema di interconnessione AMPMODU



componenti minuscoli, prestazioni maiuscole

AMPMODU è il sistema di interconnessione per eccellenza: un attributo confermato dalle piccole dimensioni, dalle grandi prestazioni e da una lunga storia di applicazioni professionali e semiprofessionali. Riflettete su questi dati di fatto: connessioni scheda-scheda, scheda-filo, filo-filo, flexible flat cable-scheda ■ uscite diritte o a 90°, su fila singola o doppia ■ vie da 2 a 44 ■ passi da 2,54 a 3,96 mm ■ maschi con molla di contatto su entrambi i lati ■ contatti dorati (professionalità) o stagnati (economia) ■ idoneità all'aggraffatura singola o multipla. E, naturalmente, tutta l'affidabilità, la qualità e l'assistenza AMP.

per informazioni, scrivetece o telefonateci
AMP ITALIA S.p.A.
10093 Collegno (TO) - C.so F.lli Cervi 15
Filiale di Torino - tel. 78.56.56
Filiale di Milano - tel. 404.15.45
Filiale di Roma - tel. 766.44.58

AMP, AMPMODU, marchi dell'AMP Incorporated

AMP significa produttività.

■ PIEMONTE
VALLE D'AOSTA E LIGURIA

DIS-EL S.r.l.
Via Vacchieri, 8
10097 REGINA MARGHERITA (TO)
Tel. (011) 780.10.81/2/3
Telex 215118 DISEL I

■ LOMBARDIA

ESCO ITALIANA S.r.l.
Via Modena, 1
20099 SESTO SAN GIOVANNI (MI)
Tel. (02) 240.92.41 - 240.92.51
(10 linee ricerca autom.)
Telex 322383 ESCOM I I

■ TRE VENEZIE

FANTON EL. SYSTEM S.r.l.
Via Savelli, 1
35100 PADOVA
Tel. (049) 65.44.87
Telex 430192 FANTON.I

■ EMILIA ROMAGNA

FANTON BOLOGNA S.r.l.
Via Machiavelli, 16
40069 RIALE DI ZOLA PREDOSA (BO)
Tel. (051) 75.17.10
(4 linee ricerca autom.)
Telex 216613 FANTOB I

Lettura diretta della sintonia con

FREQUENZIMETRO PROGRAMMABILE

della C.E. Costruzioni Elettroniche

Abbiamo deciso di realizzare il frequenzimetro programmabile per consentire l'applicazione ad ogni tipo di radiorecettore del dispositivo di lettura digitale della frequenza ricevuta. Per effettuare questo tipo di misura si preleva, con un link o una piccola capacità, la frequenza generata dall'oscillatore locale della radio, ed a questo segnale si somma o si sottrae, a seconda di com'è realizzato l'apparecchio radio, il valore della media frequenza.

I dispositivi integrati, realizzati con tecnologia CMOS, tipo MM 5430, permettono solo la sottrazione della media

frequenza e per due soli valori: 10,7 MHz e 455 kHz. Il nostro progetto, realizzato mediante tecnologia TTL permette di sommare o sottrarre qualsiasi valore di media frequenza.

Questa proprietà interessante per realizzare letture di frequenza anche su apparecchiature da radioamatori utilizzanti, come media frequenza, i valori di 9 MHz, 10,7 MHz e 11,7 MHz.

La nostra versione è stata realizzata per effettuare la misura della frequenza nella banda FM. La lettura avviene su quattro display.

Consigliamo, a chi vuole realizzare il circuito per l'impiego su apparecchia-

ture OM, l'aggiunta di almeno altri due display.

Questa modifica è molto semplice: basta aggiungere un display doppio MAN 6640, due decodifiche 9368 e due decadi programmabili 74196.

Per la realizzazione pratica di questa modifica è necessario ridisegnare gli stampati FB 200 e DB 300 considerando l'aggiunta dei componenti citati sopra.

È anche possibile, qualora il lettore lo desideri, realizzare questo progetto con integrati CMOS, sostituendo agli integrati TTL della serie 7400 gli equivalenti CMOS della serie 74C00.

La sostituzione non presenta problemi in quanto gli integrati sono equivalenti pin to pin.

Dopo queste premesse esaminiamo il circuito elettrico del frequenzimetro.

In *figura 1* troviamo lo schema a blocchi composto da quattro schede: CB 100, FB 200, DB 300 e AB 400. La scheda CB 100 svolge tre differenti funzioni: alimentatore stabilizzato, oscillatore quarzato e 1° divisore.

La scheda FB 200 svolge quattro differenti funzioni: divisori di frequenza, generatore di temporizzazione, decadi di conteggio programmabili e amplificatore-prescaler di ingresso.

Sulla scheda DB 300 trovano posto le memorie, le decodifiche di pilotaggio e il display.

L'ultima scheda, la AB 400, è un amplificatore-separatore per prelevare il segnale dell'oscillatore locale della radio.

Vediamo, nei dettagli, il funzionamento delle singole schede.



Fotografia del complesso HI-FI dell'autore di questo articolo.

Scheda CB 100

Questa scheda, il cui schema si trova in figura 2, fornisce ai circuiti del sistema la tensione di alimentazione e il clock di temporizzazione. La tensione di alimentazione è derivata dalla rete mediante un trasformatore riduttore, che trasforma la tensione di rete a 9V con la potenza di 15 VA.

Questa tensione alternata viene raddrizzata dal ponte di diodi PD 101 e, dopo essere stata livellata dal condensatore C 107, entra nell'integrato IC 103 che la stabilizza al valore di 5V; la massima corrente erogata è di 1,5 A.

Naturalmente per avere in uscita la massima corrente è necessario montare il circuito integrato su una opportuna aletta di raffreddamento. Il condensatore C 108 assicura una bassa impedenza di uscita eliminando al tempo stesso l'eventuale ripple presente.

Il condensatore C 106 sopprime i disturbi ad alta frequenza presentati sulla linea di alimentazione.

Su questa scheda si trova un modulo più piccolo, OB 100, con montato l'oscillatore a quarzo.

Questa scheda, onde evitare irradiazioni del segnale generato, è schermata in un piccolo contenitore.

L'accorgimento è necessario per evitare possibili interferenze sui segnali ricevuti dalla radio.

L'oscillatore è composto da due nand presenti nell'integrato IC 101. Tali nand presentano una particolare polarizzazione, fornita dalle resistenze R 101, R 102, R 103 e R 104 che porta le medesime a lavorare non come elementi logici ma come elementi lineari.

Il condensatore C 103 assicura l'inesco delle oscillazioni del cristallo.

Il compensatore C 102, posto in serie al quarzo, permette l'esatta taratura della frequenza del segnale generato.

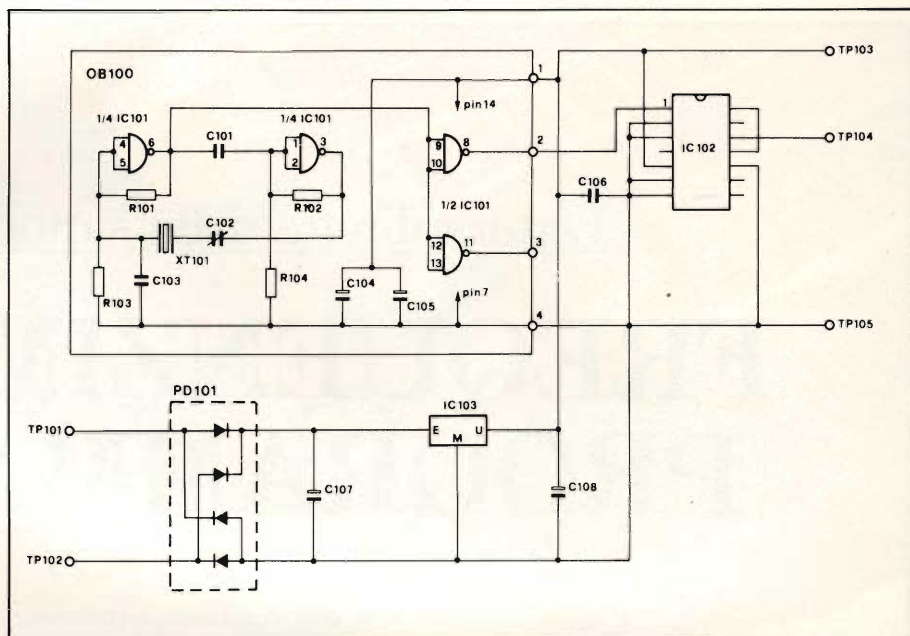


Fig. 2 - Schema del generatore di clock e alimentatore delle logiche.

Le rimanenti porte dell'integrato servono a prelevare il segnale prodotto ottenendo due uscite disaccoppiate dal circuito oscillatore che vengono portate all'esterno del contenitore di schermo da due passanti subminiatura, in vetro.

La tensione di alimentazione entra nella piastra OB 100 mediante un piccolo condensatore passante di valore compreso fra 100 pF e 1000 pF.

Una delle due uscite della scheda OB 100 entra nell'ingresso, pin 1, dell'integrato IC 102 il quale è una decade di conteggio 7490 che provvede a dividere per 10 la frequenza di riferimento generata dall'oscillatore.

Il clock, a 100 kHz, è prelevato dal pin 12 dell'integrato stesso e portato all'esterno della scheda tramite il punto TP 104.

Per realizzare questo circuito è necessario incidere due circuiti stampati il cui disegno, in scala 1:1, è in figura 3. Gli stampati saranno realizzati in vetroresina. Sempre in figura 3 si trova la disposizione dei componenti sui medesimi.

Particolare cura dovrà essere posta nel saldare il cristallo XT 101 in quanto questo componente teme l'eccessivo calore e gli shock meccanici.

Consigliamo di montare gli integrati IC 101 ed IC 102 direttamente sullo stampato, senza ricorrere ad alcuno zoccolo, onde assicurare ottimi contatti.

Il saldatore da utilizzarsi per saldare i vari componenti sui circuiti stampati sarà di tipo a stilo, con una potenza non superiore a 20 W. Questa precauzione è necessaria onde evitare di rovi-

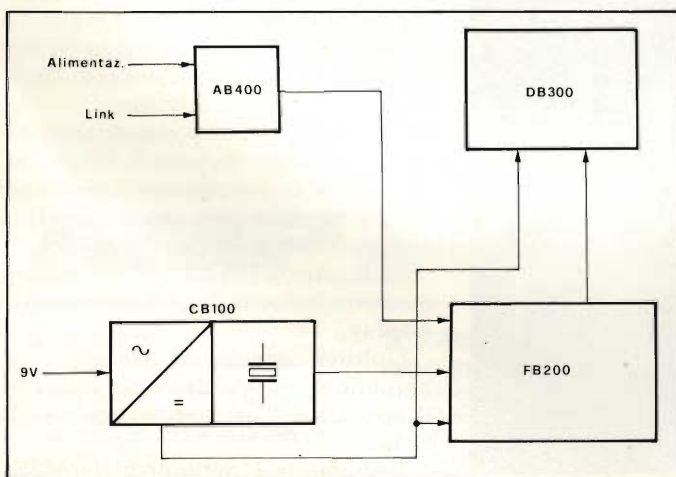
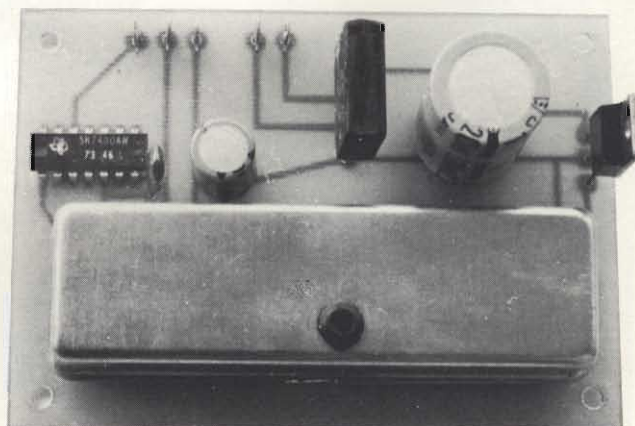


Fig. 1 - Schema a blocchi del frequenzimetro.



La foto mostra la scheda denominata OB 100 a realizzazione ultimata

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 ferrocube 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



**C'È ENERGIA
E C'È 'SUPERENERGIA'**



**SUPERPILA
LA POTENTE CHE DURA NEL TEMPO**

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 2

Condensatori

- C 101 ceramico da 1 nF
- C 102 compensatore 6,60 pF
- C 103 ceramico da 180 pF
- C 104 tantalio da 15 μ F - 16 VI
- C 105 tantalio da 15 μ F - 16 VI
- C 106 poliestere da 0,1 μ F
- C 107 elettrolitico da 2200 μ F - 16 VI
- C 108 elettrolitico da 47 μ F - 16 VI

Resistenze

- R 101 2,2 k Ω - 0,25 W-5%
- R 102 2,2 k Ω - 0,25 W-5%
- R 103 1 k Ω - 0,25 W-5%
- R 104 1 k Ω - 0,25 W-5%

Semiconduttori-Varie

- PD 101 ponte di diodi KBL02
- IC 101 circuito integrato 7400
- IC 102 circuito integrato 7490
- IC 103 circuito integrato UA7805

nare sia le piste degli stampati sia i vari componenti elettronici sensibili al calore.

Particolare cura sar  posta nella scelta dello stagno che dovr  essere molto fine, 0,7 - 1 mm di diametro, ed avere, come disossidante, un'anima di colofonia od altra resina non corrosiva.

L'integrato IC 103 sar  dotato di una aletta di raffreddamento, tipo GC/1560-00 oppure GC/1572-00 della GBC, che sar  ancorata, mediante una opportuna squadretta, alla basetta del circuito stampato.

Passiamo ora ad esaminare il cuore del nostro frequenzimetro che   rappresentato dalla scheda FB 200.

Modulo FB 200

Lo schema elettrico di questa scheda si trova in figura 4.

Esaminando lo schema si pu  notare che questa   la cartella pi  complessa di tutto il nostro frequenzimetro: infatti su di essa sono montati ben 14 integrati e tre transistori.

Il circuito pu  essere diviso in quattro parti:

a) divisori di frequenza che sono formati dalla catena di integrati IC 205, IC 206, IC 208, IC 209 e IC 211. Questi integrati sono delle decadi di conteggio 7490, collegate come divisori con modulo dieci.

In questa catena entra sul TP 205 il clock generato dalla scheda CB 100.

Da questi divisori escono due differenti temporizzazioni: la prima presa sull'uscita di IC 206, ha una frequenza di

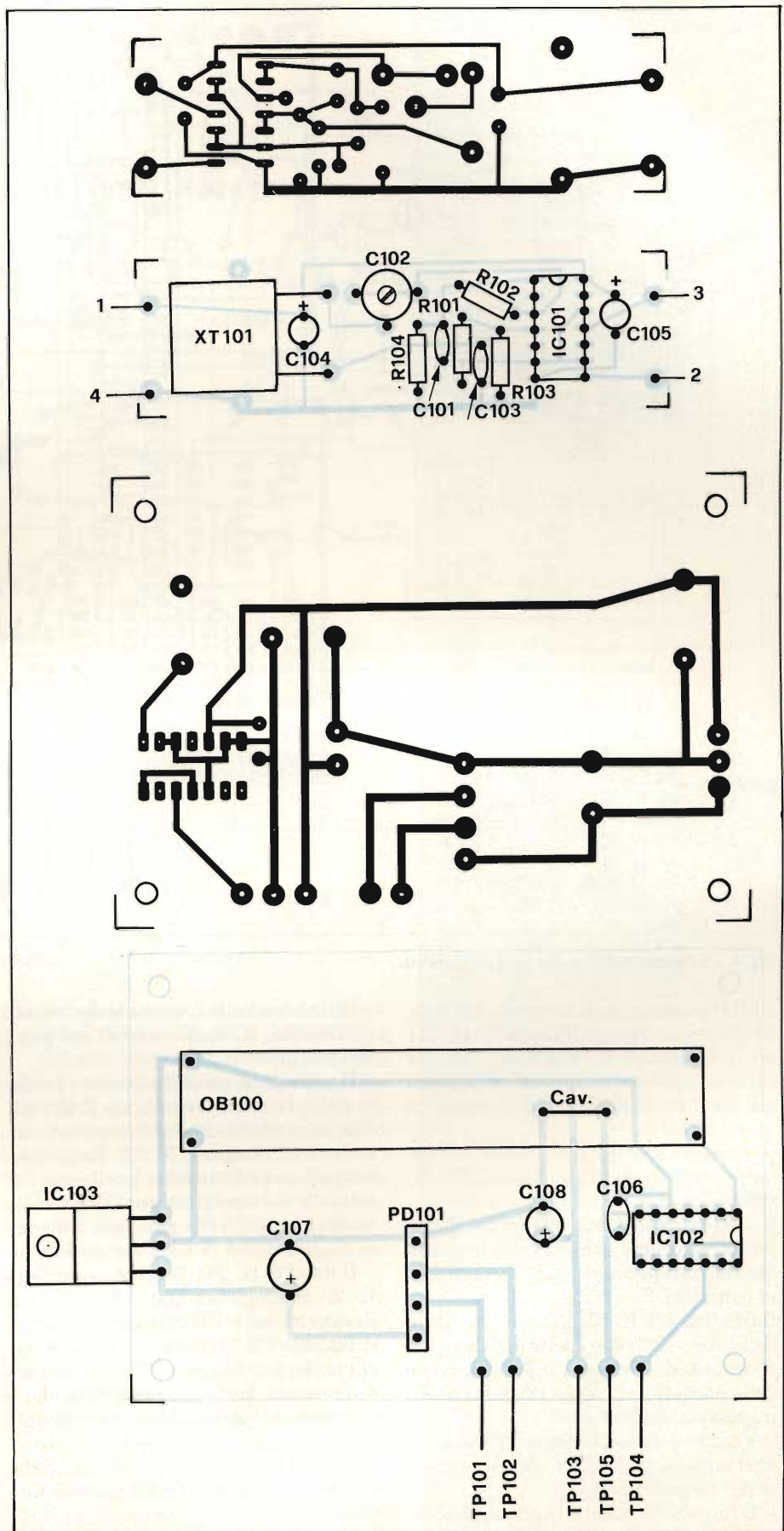


Fig. 3 - Circuiti stampati, in scala 1:1 delle schede CB 100 e OB 100 con relativa disposizione dei componenti.

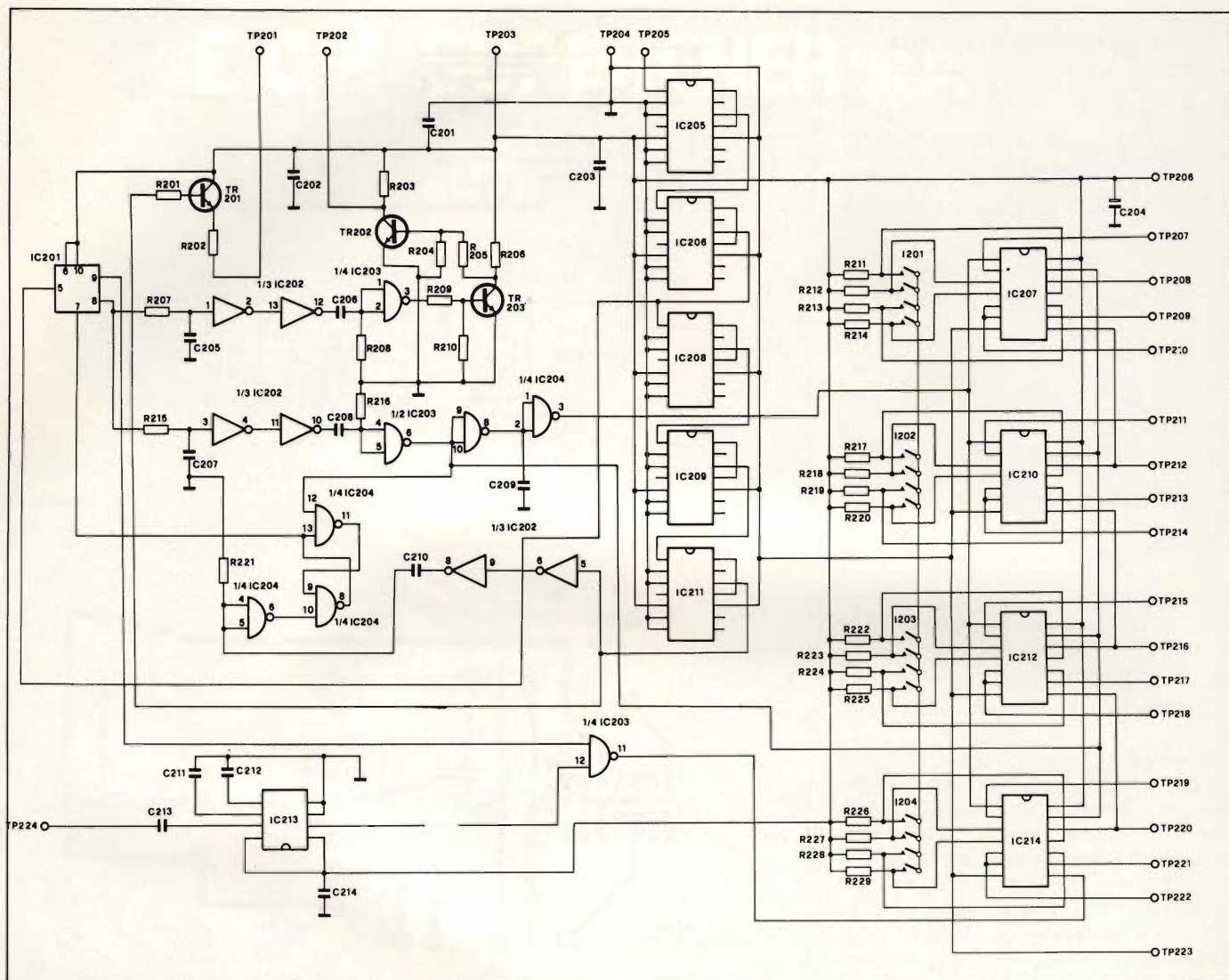


Fig. 4 - Schema elettrico del frequenzimetro.

1000 Hz e serve per il controllo del gate, la seconda, presa sull'uscita di IC 211 ha la frequenza di 1 Hz e serve sia per far lampeggiare il punto sul display sia per il controllo del flip-flop formato da $1/2$ IC 204.

b) rete logica di temporizzazione: è formata dagli integrati IC 210, IC 202, IC 203 e IC 204.

Questo circuito forma gli impulsi di memoria, di reset e di caricamento parallelo dei dati necessari alla memoria ed ai contatori.

Il flip-flop J/KIC 201 genera a seconda dello stato delle sue uscite o gli impulsi di reset e di memoria o l'abilitazione delle porta (pin 11 - 12 - 13) di IC 203 di ingresso ai contatori.

Vediamo come vengono generati i vari impulsi necessari al funzionamento del frequenzimetro.

L'impulso di memoria serve ad abilitare le memorie al fine di acquisire i nuovi dati presenti sulle uscite dei contatori.

Questo segnale è ottenuto derivando gli impulsi di clock presenti sul pin 8 dell'integrato IC 201.

Il segnale in questione viene ritardato dalla rete RC formata da R 207 e C 205, amplificato da due invertitori contenuti nell'integrato IC 202. Dopo essere stato amplificato entra nella rete RC formata dal condensatore C 206 e dalla resistenza R 208 che provvede a formare degli impulsi di brevissima durata.

Il nand di IC 203, facente capo ai pin 1 - 2 - 3, amplifica questi impulsi e li riporta a livello TTL. Infine i transistori TR 202 e TR 203 agiscono da interfaccia tra la parte logica TTL e l'ingresso di memoria degli integrati 9368 che li riceveranno, in parallelo sul modulo DB 300.

Il ritardo dell'impulso di memoria, rispetto al clock, e di $22 \mu s$ con una durata di $27 \mu s$.

L'impulso di reset è ottenuto ritardando il segnale del pin 8 dell'integrato IC 201 mediante la rete RC formata

dalla resistenza R 215 e dal condensatore C 207.

Questo segnale, così ritardato, dopo essere stato amplificato da due inverti-

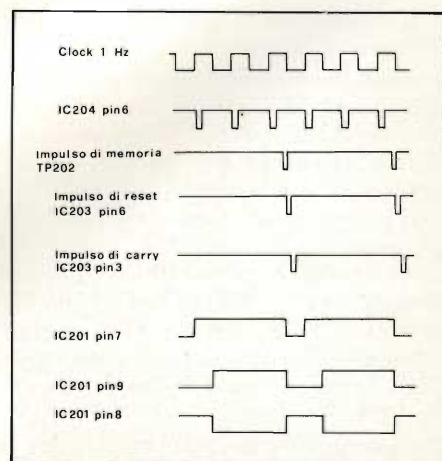


Fig. 5 - Diagramma delle temporizzazioni degli impulsi di funzionamento del frequenzimetro.

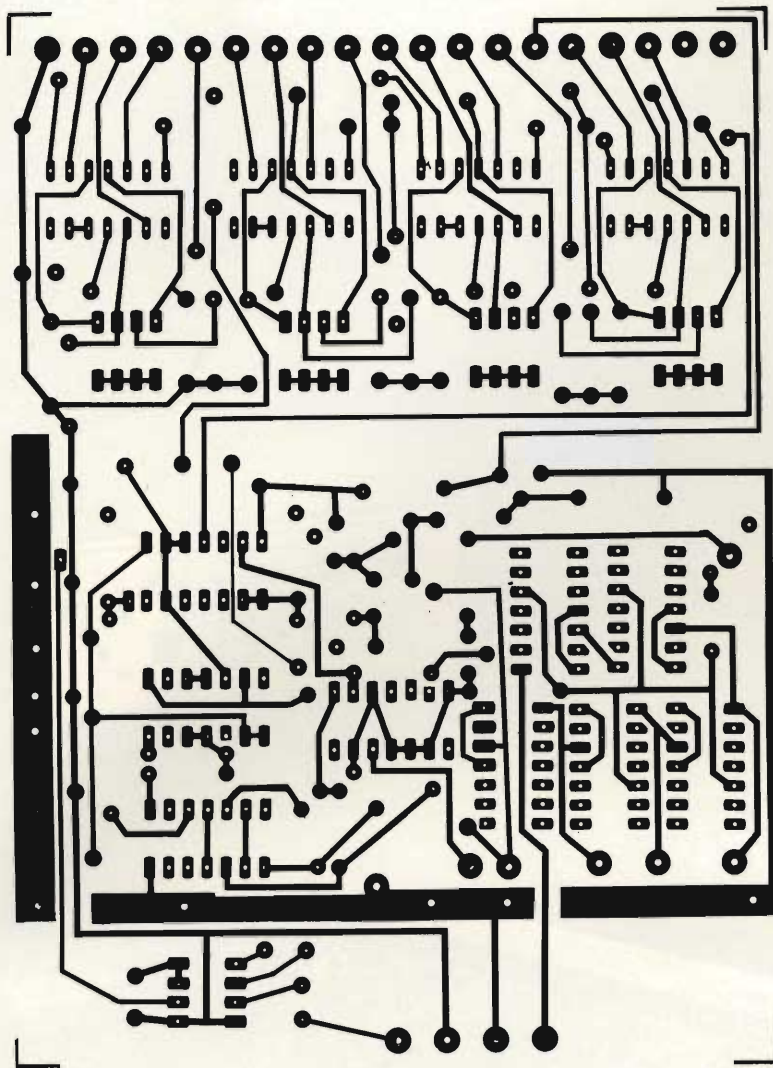


Fig. 6 a) - Lato rame in scala 1:1 della scheda FB200.

tori contenuti nell'integrato IC 202, viene inviato alla rete RC formata dal condensatore C 208 e dalla resistenza R 216 che provvede a formare gli impulsi di reset.

Questi impulsi devono essere riportati ad un livello logico TTL, compatibile con gli ingressi di reset dei contatori.

Questa funzione viene svolta dal nand 4 - 5 - 6 dell'integrato IC 203. L'impulso di reset presenta un ritardo di 150 μ s rispetto al clock ed una durata di 27 μ s.

L'impulso di caricamento parallelo dei contatori viene ottenuto ritardando ulteriormente, mediante il nand 8 - 9 - 10 di IC 203 ed il nand 1 - 2 - 3 di IC 204, l'impulso di reset.

Il condensatore C 209 "allunga" la durata dell'impulso onde essere sicuri di ottenere un buon funzionamento del circuito di caricamento dei dati.

Questo impulso presenta un ritardo di 150 μ s ed una durata di circa 30 μ s.

Tutte queste temporizzazioni sono

state calcolate con un ritardo di propagazione del segnale nelle porte di 20 ns.

All'atto pratico questo ritardo risulta essere trascurabile in quanto è praticamente determinato dalle celle RC che presentano costanti di tempo molto maggiori.

In figura 5 potete vedere un diagramma su cui sono stati rappresentati i vari stati degli impulsi di funzionamento che abbiamo appena finito di esaminare.

Possiamo vedere, da questo diagramma, che il primo impulso ad essere generato, dopo che l'uscita Q dell'integrato IC 201, pin 8, è andata a "1", è quello di memoria. Dopo, in sequenza, viene generato l'impulso di reset ed infine l'impulso di caricamento parallelo.

La logica composta da 3/4 dell'integrato IC 203 e da 1/3 di IC 202 permette la sincronizzazione degli impulsi di trasferimento dei dati con il clock ad 1 Hz.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 4

Condensatori

C201	al tantalio da 15 μ F - 16 VI
C202	ceramico da 10 nF
C203	al tantalio da 15 μ F - 16 VI
C204	al tantalio da 15 μ F - 16 VI
C205	poliestere da 0,1 μ F
C206	poliestere da 0,1 μ F
C207	poliestere da 0,68 μ F
C208	poliestere da 0,1 μ F
C209	poliestere da 0,1 μ F
C210	poliestere da 0,1 μ F
C211	ceramico da 10 nF
C212	ceramico da 10 nF
C213	ceramico da 1 nF
C214	poliestere da 47 nF

Resistenze

R201	4,7 k Ω - 0,25 W-5%
R202	100 Ω - 0,25 W-5%
R203	2,2 k Ω - 0,25 W-5%
R204	1,5 k Ω - 0,25 W-5%
R205	1 k Ω - 0,25 W-5%
R206	2,2 k Ω - 0,25 W-5%
R207	220 Ω - 0,25 W-5%
R208	270 Ω - 0,25 W-5%
R209	1 k Ω - 0,25 W-5%
R210	1,5 k Ω - 0,25 W-5%
R211	220 Ω - 0,25 W-5%
R212	220 Ω - 0,25 W-5%
R213	220 Ω - 0,25 W-5%
R214	220 Ω - 0,25 W-5%
R215	220 Ω - 0,25 W-5%
R216	270 Ω - 0,25 W-5%
R217	220 Ω - 0,25 W-5%
R218	220 Ω - 0,25 W-5%
R219	220 Ω - 0,25 W-5%
R220	220 Ω - 0,25 W-5%
R221	270 Ω - 0,25 W-5%
R222	220 Ω - 0,25 W-5%
R223	220 Ω - 0,25 W-5%
R224	220 Ω - 0,25 W-5%
R225	220 Ω - 0,25 W-5%
R226	220 Ω - 0,25 W-5%
R227	220 Ω - 0,25 W-5%
R228	220 Ω - 0,25 W-5%
R229	220 Ω - 0,25 W-5%

Semiconduttori-varie

TR201	transistore al silicio BC 107
TR202	transistore al silicio 2N 1711
TR203	transistore al silicio BC 107
IC201	C.I. 7473
IC202	C.I. 7404
IC203	C.I. 74S00
IC204	C.I. 7400
IC205	C.I. 7490
IC206	C.I. 7490
IC207	C.I. 74196
IC208	C.I. 7490
IC209	C.I. 7490
IC210	C.I. 74196
IC211	C.I. 7490
IC212	C.I. 74196
IC213	C.I. DS 8629
IC214	C.I. 74196

metrix

OX734 Oscilloscopio doppia traccia (2 x 40 MHz) DOPPIA BASE DEI TEMPI

CRT 8 x 10 cm • 2 BASI DEI TEMPI (BT1 - BT2) Sensibilità:
BT1 da 0,5 s/cm a 0,1 μ s/cm BT2 da 50 ms/cm a 0,1 μ s/cm
• Deflessione verticale: YA - YB Banda passante a -3 dB
0 ÷ 45 MHz - Sensibilità da 10 mV/cm a 5 V/cm
Rappresentazione di segnali fino a 60 MHz • Linea di ritardo:
> 20 ms • HOLD-OFF regolabile • Rappresentazione: YA, YB,
YA e YB,XY, YA + YB, YA - YB • Dimensioni: 310 x 180 x 470 mm
• Peso: 10,2 kg **TM2220-40**

OX712 Oscilloscopio doppia traccia (2 x 20 MHz)

CRT 8 x 10 cm • BASE DEI TEMPI da 0,5 s/cm a 0,5 μ s/cm
• Deflessione verticale: YA - YB Banda passante a -3 dB
0 ÷ 20 MHz Sensibilità da 1 mV/cm a 20 V/cm
• Rappresentazione: YA, YB, YA e YB,XY, YA + YB, YA - YB
• Dimensioni: 310 x 180 x 470 mm • Peso: 7 kg **TM2210-20**

MEMORIE DIGITALI

L'analisi dei fenomeni transitori è spesso essenziale per la progettazione di circuiti elettronici.

Le memorie digitali METRIX consentono di:

- Registrare un fenomeno molto lento o molto veloce e non ripetitivo.
- Visualizzare questo fenomeno su un oscilloscopio o su un registratore scrivente
- Osservare un fenomeno e confrontarlo con un altro registrato precedentemente
- La capacità di memoria va da 1 k byte a 64 k byte di 8 bit.

Disponibili in diversi modelli:

MODELLO	INGRESSI	FREQUENZA DI CONVERSIONE	CAPACITA' MEMORIA
VK 12-2	1	2 MHz	2 k byte
VK 22-2/64	2	2 MHz	2 ... 64 k byte
VK 220 E-8/64	2	20 MHz	2 ... 64 k byte

VK 22-2 **TM/4202-02**



OSCILLOSCOPIO DOPPIA TRACCIA METRIX Mod. OX 710

SCHERMO: 8x10 cm

DEVIAZIONE VERTICALE (ASSE Y)

Due canali uguali YA e YB
Sensibilità: da 5 mV/cm a 20 V/cm
Sequenze: 1-2-5
Precisione: \pm 5%
Impedenza d'ingresso: 1 M Ω /37 pF
Banda passante a -3 dB:
da 0 a 15 MHz
Modi di funzionamento:
YA, YB, - YB
YA e YB commutati
con frequenza di 150 kHz circa
YA e YB alternati XY

SINCRONIZZAZIONE

Interna YA e YB collegamento alternativo
Esterna YA e YB collegamento alternativo

BASE DEI TEMPI (ASSE X)

Velocità di scansione: da 0,2 s/cm a 0,5 μ s/cm
Tempi: 18 posizioni con sequenze 1-2-5; precisione: \pm 5%

CALIBRATORE Segnale rettangolare 1 kHz: ampiezza 0,5 Vp.p.

ANALIZZATORE DI COMPONENTI

Consente di verificare resistenze, condensatori, induttanze e semiconduttori

DIMENSIONI: 180 x 330 x 430 mm **Peso:** 5,2 kg **TM/2210-15**

ACCESSORI Sonda: 1:1 15 MHz **TS/5010-30** Sonda: 10:1 0 ÷ 150 MHz **TS/5014-40**

REDIST

A DIVISION OF GBC

Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo
Milano - ITALIA
Tel.: 02/6123351 (5 linee)
Telex: GBCMIL 330028

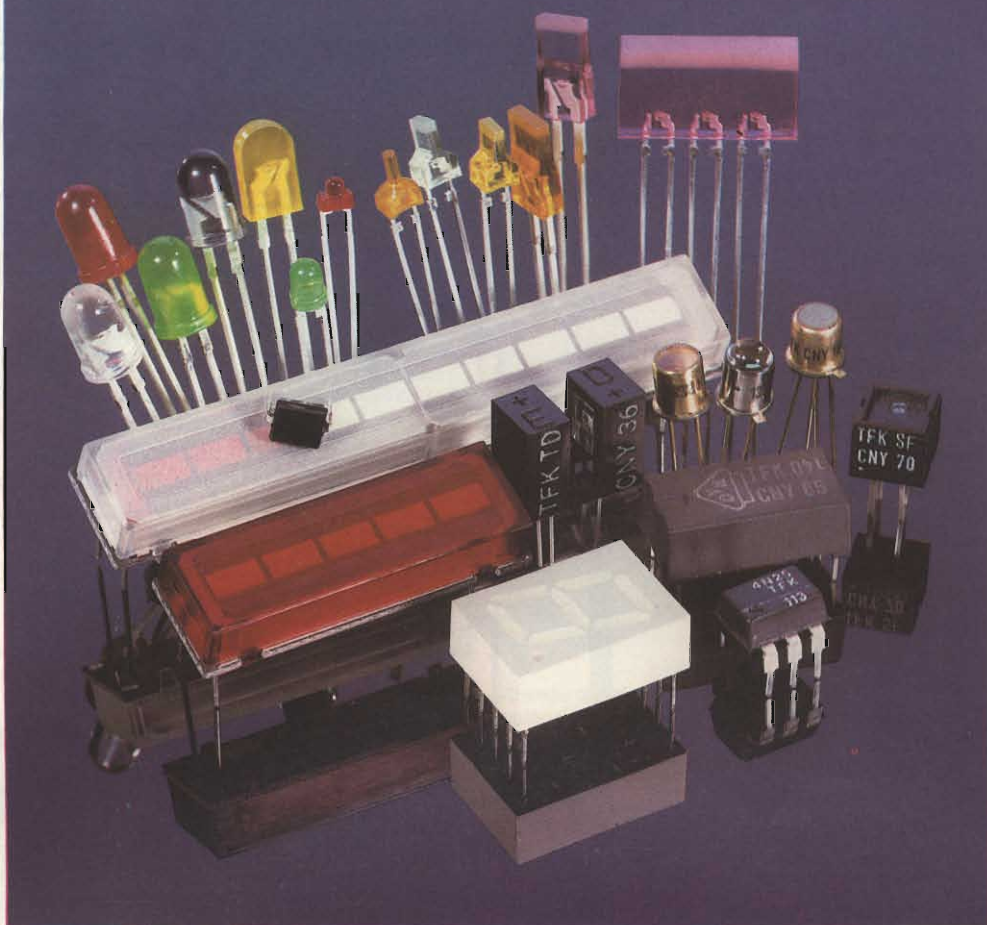
PIEMONTE
EMILIA
MARCHE
LAZIO

Via D. Alighieri, 26 - 60022 Castelfidardo (AN) - Tel.: 071/78707
Via G. Boldini, 29 - 00125 ROMA - Tel.: 06/6056143

La qualità ha un nome:



Primi in optoelettronica.



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

TELEFUNKEN electronic

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

Corso Duca d. Abruzzi 54
Tel. 011/505.454
10129 TORINO

Via Lampridio Cerva 80
Tel. 06/503.3780
00143 ROMA

Via Lidice 22
Tel. 051/452.103
40139 BOLOGNA

Distributori:

CLAITRON
Tel. 02/301.0091
MILANO viale Certosa 269

CLAITRON
Tel. 011/309.7173
TORINO c.so Tazzoli 158

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

ELCOM
Tel. 049/654.463
PADOVA via Trasea 2

ESCO
Tel. 02/240.9251
SESTO S.G. (MI) via Modena 1

ESCO
Tel. 051/323.042
BOLOGNA via dei Lapidari 8

INTER-REP
Tel. 011/752.075
TORINO via Prarostino 10

INTER-REP
Tel. 02/404.7248
MILANO via Gulli 11

INTER-REP
Tel. 0445/364.961
THIENE (VI) via Valbella 10

LED
Tel. 011/502.006
TORINO corso Turati 13 bis

3 C.E.
Tel. 06/542.0625
ROMA via Antonino Pio 40

VECTOR ENGINEERING
Tel. 02/204.3411
MILANO via Stradivari 10

TELEFUNKEN electronic

Si può vedere, dal diagramma dei tempi, che la commutazione del flip-flop IC 201 avviene quando l'uscita, pin 8, dell'integrato IC 204 va a "0".

In questo modo il pin 8 dell'integrato IC 201 è a "1" logico. Al sopraggiungere del primo impulso di clock utile questo flip-flop (IC 201) viene settato ($Q = 1$ e $Q = 0$) dopo che il flip-flop ($1/2$ IC 204) è stato settato dall'impulso di reset.

Dopo di che la porta di conteggio viene abilitata per la durata di un ciclo di clock e il ciclo delle temporizzazioni ha di nuovo inizio in quanto il flip-flop IC 201 viene resettato con sopraggiungere del secondo clock e dell'impulso sul pin 7 dell'integrato IC 201.

Il transistor TR 201 permette il pilotaggio del punto luminoso presente sul display "unità di MHz".

Questo transistor riceve in base gli impulsi del clock ad 1 Hz.

c) La catena dei contatori programmabili è composta da 4 integrati, IC 207, IC 210, IC 212 e IC 214 di tipo 74196.

Queste decadi di conteggio permettono di "contare" un impulso seriale e di "caricare" in modo parallelo i dati programmati. La matrice di programmazione è composta da 4 interruttori a 4 bit.

Questi interruttori hanno le stesse dimensioni di un integrato DIL. La programmazione degli ingressi avviene secondo il codice BCD.

d) Il prescaler d'ingresso è composto da un integrato, IC 213, DS 8629 della National.

Questo integrato, realizzato con tecnologia ECL, contiene un preamplificatore che provvede ad amplificare e ad adattare il segnale di ingresso con il livello ECL.

L'ampiezza del segnale in ingresso, per avere un buon funzionamento, deve essere di almeno 100 mV.

A questo stadio segue un divisore per 100 in grado di funzionare fino a 120 MHz.

Su alcuni esemplari la massima frequenza è risultata essere di ben 160 MHz.

L'uscita del divisore ECL viene trasformata a TTL con una interfaccia contenuta nel medesimo integrato.

I condensatori C 211 e C 212 servono al disaccoppiamento delle alimentazioni interne dell'integrato.

Dall'esame del circuito si può vedere che sull'alimentazione sono stati posti molti condensatori di disaccoppiamento al fine di eliminare eventuali disturbi presenti sulla medesima.

Tutto questo circuito è montato su un circuito stampato a doppia faccia realizzato in vetroresina.

In figura 6 potete trovare questi dise-

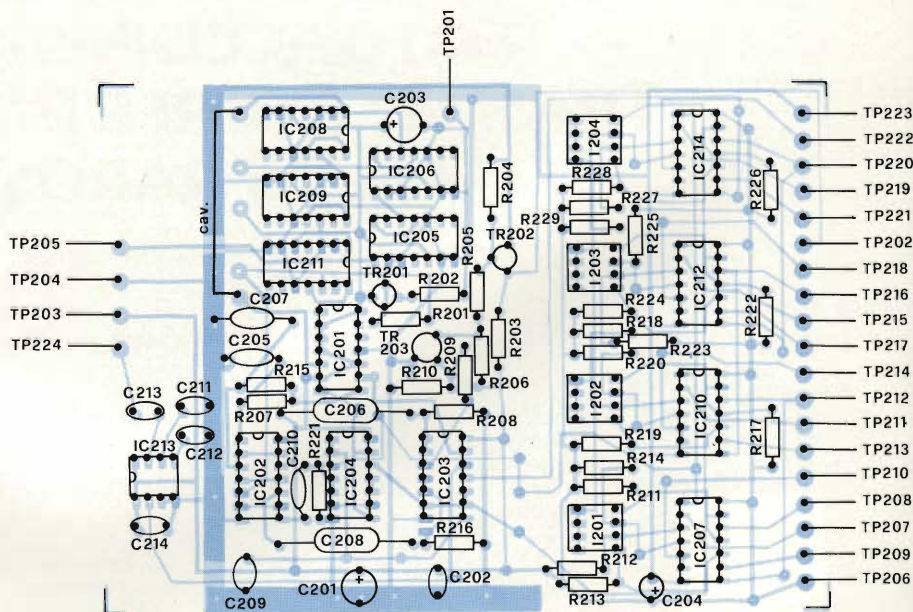
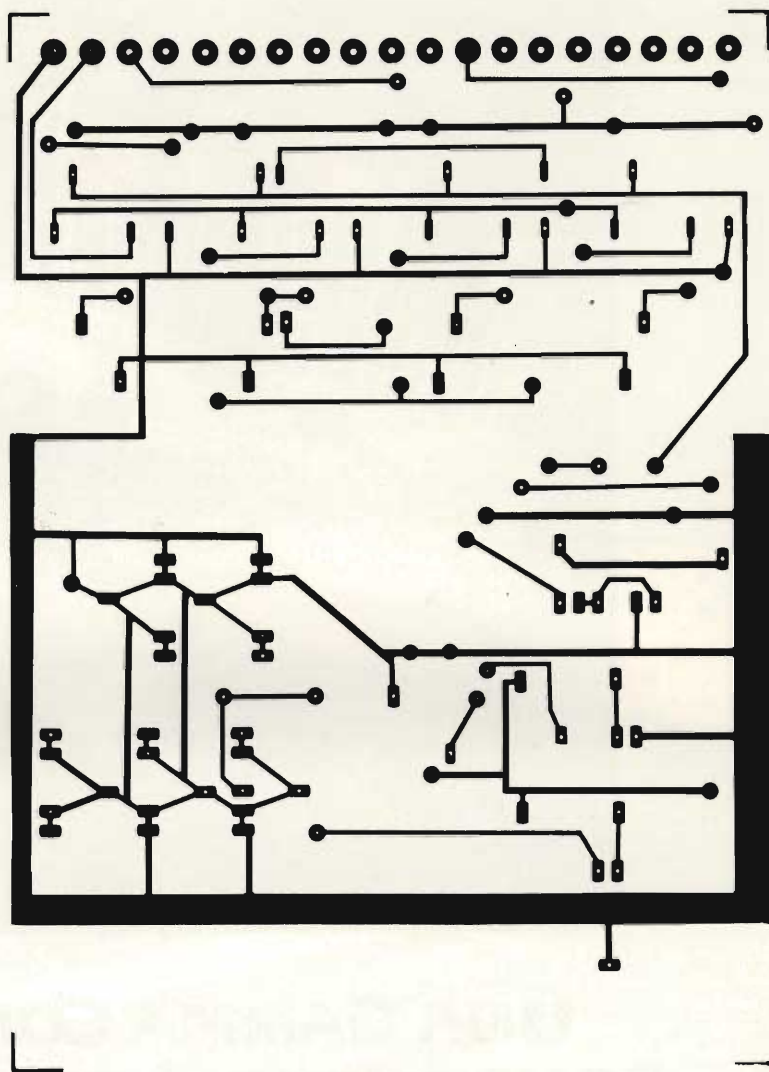


Fig. 6 b) - Circuito stampato, lato componenti, in scala 1:1 e relativa disposizione dei componenti del modulo FB 200.

gni, in scala 1:1 e la disposizione dei componenti sul medesimo.

Montando i componenti su questo circuito stampato ci si dovrà ricordare di effettuare le saldature su entrambi i lati.

Per questo motivo dovete porre molta attenzione nel montare i circuiti integrati, in quanto, dopo aver effettuato le saldature sarà molto difficile porre rimedio agli eventuali errori.

Ove necessario, i collegamenti fra le due facce saranno realizzati con del filo di rame nudo di piccola sezione, 0,2 - 0,25 mm². L'integrato IC 213 è l'unico che deve essere montato su zoccolo, in quanto, avendo al suo interno il preamplificatore di ingresso, è delicato e pertanto soggetto a presentare difetti nel funzionamento se troppo surriscaldato. Dalla scheda FB 200 esce il risultato del conteggio su un bus di 16 bit.

Questo bus entra nella scheda DB 300 che memorizza e visualizza il conteggio su 4 display.

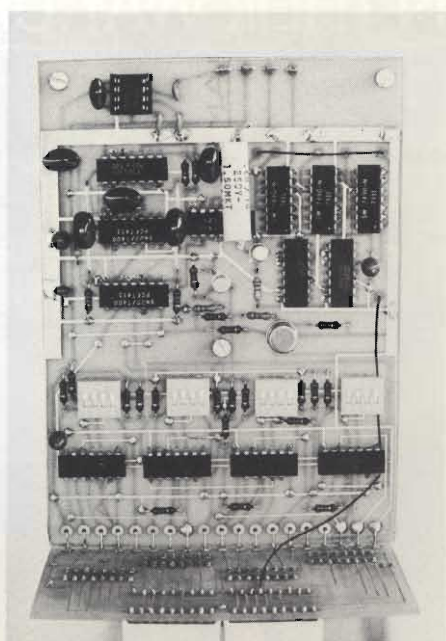
In figura 7 si trova lo schema elettrico di questa scheda.

Su essa sono montati 4 integrati IC 301, IC 302, IC 303 e IC 304, di tipo 9368 che svolgono la funzione di memoria e di decodifica per display a 7 segmenti.

I display da noi utilizzati sono dei doppi display della Monsanto MAN 6640.

Questo semplice circuito decodificatore è montato su un circuito stampato a doppia faccia il cui disegno si trova in figura 8.

In questo disegno si trova anche la disposizione dei componenti. Quando abbiamo disegnato questo circuito abbiamo realizzato i collegamenti in mo-



Fotografia a montaggio ultimato del modulo FB 200. Si notino gli interruttori di programmazione in contenitore D.I.L.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 7

Condensatori

- C301 tantalio da 15 μ F 16 V
- C302 tantalio da 15 μ F 16 V

Semiconduttori-Varie

- IC301 C.I. 9368
- IC302 C.I. 9368
- IC303 C.I. 9368
- IC304 C.I. 9368
- DS301 display doppio MAN 6640
- DS302 display doppio MAN 6640

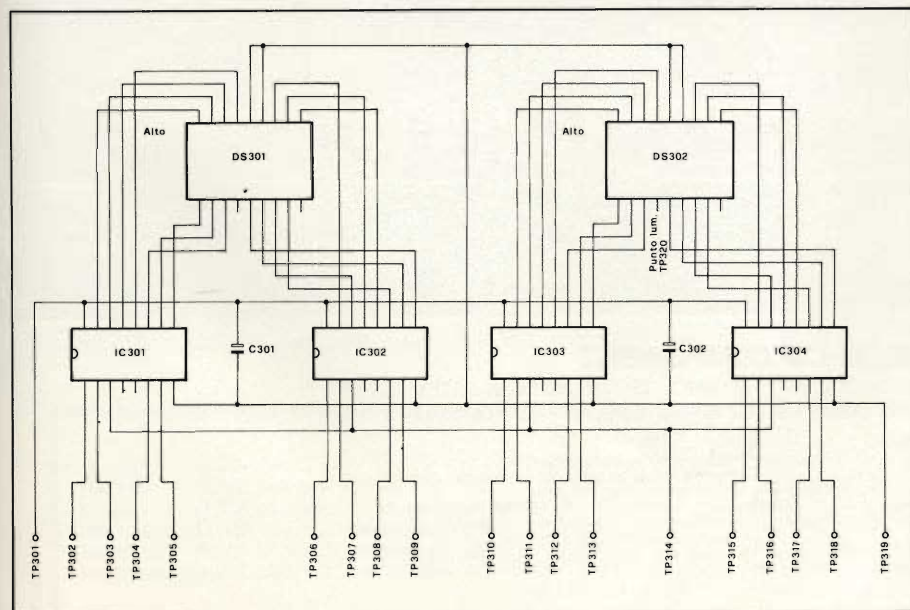


Fig. 7 - Schema elettrico della scheda decodifiche-display.

do da poter collegare direttamente, mediante dei fili rigidi, questa scheda con il modulo FB 200.

È anche possibile, qualora il lettore lo desideri, realizzare il collegamento con dei fili flessibili a piattina e montare separatamente le piastre FB 200 e DB 300.

Per finire la descrizione di tutte le schede non rimane da esaminare che l'ultimo circuito che permette di prelevare la frequenza da misurare dall'oscillatore locale dell'apparecchio radio.

Scheda AB 400

Lo schema di questo piccolo circuito amplificatore si trova in figura 9. Come potete vedere questo amplificatore è composto da un transistor PNP ad alta frequenza, TR 401.

Il transistor da noi utilizzato è il BFR 99, è però possibile utilizzare anche altri transistori. Un buon sostituto si è rivelato il BSX 29.

La configurazione di questo amplificatore è ad emettitore comune. La polarizzazione del transistor è ottenuta tramite la resistenza R 402.

Sul circuito di base è posto un link di 1 - 2 spire che serve per effettuare l'accoppiamento con la bobina dell'oscillatore locale dell'apparecchio radio.

L'uscita del segnale amplificato, è prelevata dal collettore del transistor tramite la resistenza R 403.

I condensatori ceramici, C 401 e C 402, servono per bypassare a massa la radiofrequenza.

L'alimentazione di questo preamplificatore è prelevata direttamente dai circuiti dell'apparecchio radio.

La tensione necessaria per il suo funzionamento è di 12V con un assorbimento di 7 mA.

In figura 10 si trova il disegno del piccolo circuito stampato, completo di disposizione dei componenti, necessario alla realizzazione di questo preamplificatore.

La descrizione di tutti i moduli componenti il nostro frequenzimetro è terminata.

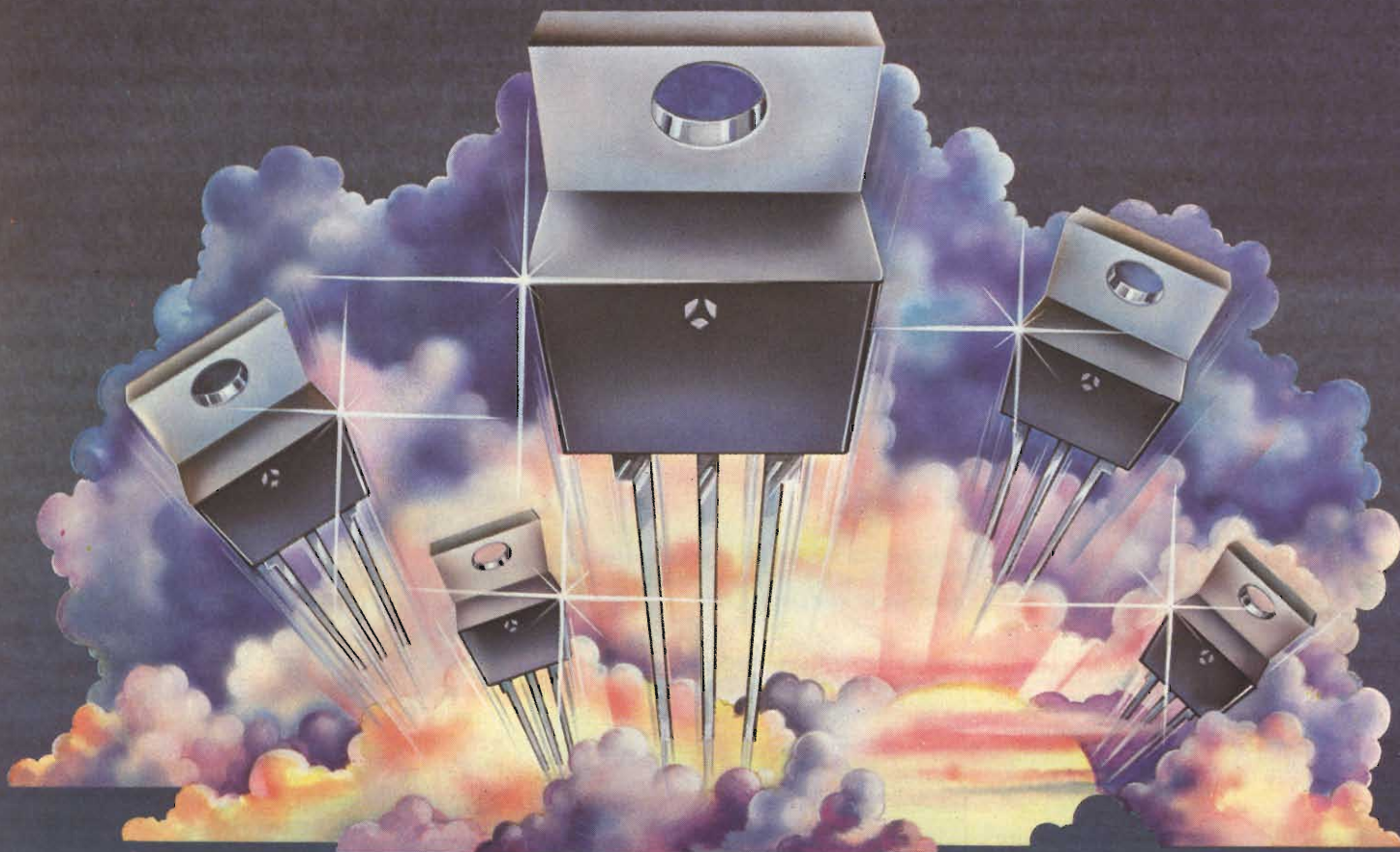
Prima di passare alla descrizione dello schema di interconnessione del frequenzimetro vi diamo alcune note sulla reperibilità dei componenti.

Tutti i materiali da noi utilizzati sono reperibili presso le sedi della organizzazione GBC. Unica eccezione è l'integrato DS 8629, IC 213, che deve essere richiesto alla ditta AMTRON come pezzo di ricambio del kit KS 540 della Kuriuskit.

Se i display doppi MAN 6640 della

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 - TELEX : 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

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.

Temperatura di funzionamento: 0÷50°C - Dimensioni: 188x86x50 - Peso: 0,4 kg



TM/0522-00

MX 522

- Display: 3½ cifre a cristalli liquidi (2000 punti)
- Altezza della cifra: 12,7 mm
- Precisione: 0,5%
- 6 funzioni - 22 portate
- Impedenza d'ingresso: 2 MΩ (c.c./c.a.)
- Autonomia: 1500 ore



TM/0562-00

MX 562

- Display: 3½ cifre a cristalli liquidi (2000 punti)
- Altezza della cifra: 12,7 mm
- Precisione: 0,2%
- 6 funzioni - 25 portate
- Impedenza d'ingresso: 10 MΩ (c.c./c.a.)
- Autonomia: 2000 ore



TM/0563-00

MX 563

- Display: 3½ cifre a cristalli liquidi (2000 punti)
- Altezza della cifra: 12,7 mm
- Precisione: 0,1%
- 9 funzioni - 32 portate
- Misura delle temperature: -20 +1200°C con sonda a termocoppia - Risoluzione: 1°C
- Misura in dB: -20 +40 dB
- Risoluzione: 0,1 dB
- Autonomia: 1000 ore



TM/0575-00

MX 575

- Display: 4½ cifre a cristalli liquidi (20.000 punti)
- Altezza della cifra: 10 mm
- Precisione: 0,05%
- 7 funzioni - 24 portate
- Frequenzimetro su due gamme: 10 kHz e 50 kHz
- Autonomia: 150 ore

ACCESSORI

TM/1030-02 HA794 Sonda HT 30 kV c.c.
 TM/1030-00 HT207 Sonda HT 30 kV c.c. (Per MX522)
 TM/1200-00 HA1159 Sonda di temperatura -50°C ÷ +150°C
 TM/1210-00 HK200 Sonda di temperatura -25°C ÷ +350°C
 TM/1220-00 HK202 Sonda di temperatura -20°C ÷ +1100°C
 (Per MX563)

TM/1100-00 AM10 Pinza amperometrica 200 A (apertura 15x11 mm)
 TM/1110-00 AM15 Pinza amperometrica 1000 A (apertura Ø 50 mm)
 TM/1150-00 HA303 SHUNT c.c. 30 mV - 30 A
 TM/1160-00 HA300 SHUNT c.c. 30 mV - 300 A
 TM/1300-00 HA902 Sonda (Filtro TV)
 TM/1400-00 AE182 Borsa di trasporto

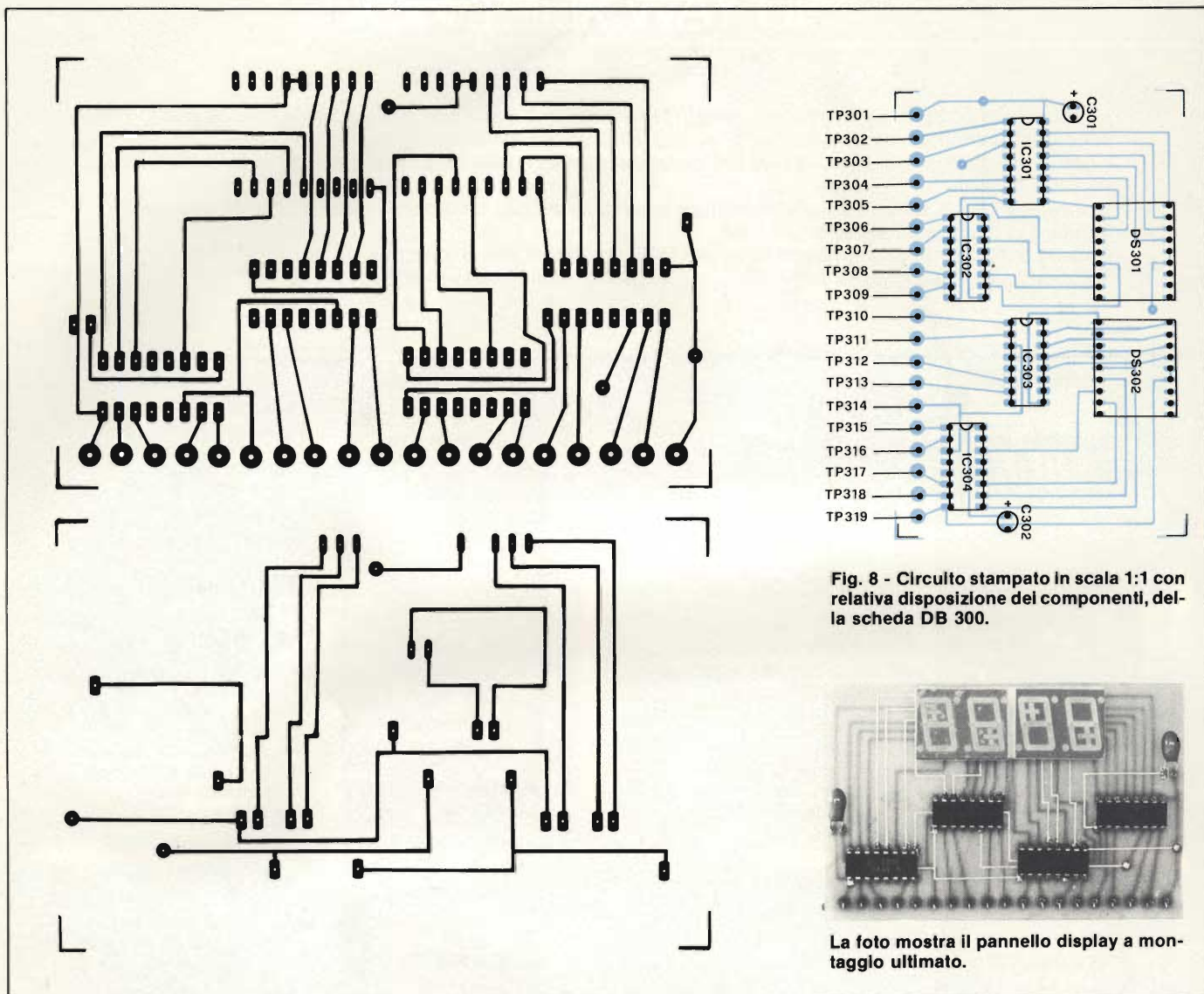


Fig. 8 - Circuito stampato in scala 1:1 con relativa disposizione dei componenti, della scheda DB 300.

La foto mostra il pannello display a montaggio ultimato.

Monsanto risultassero di difficile reperibilità si potrà utilizzare al loro posto i display FND 357 oppure FND 500. Per questa modifica è chiaramente necessario ridisegnare le interconnessioni tra i display e gli integrati della scheda DB 300.

L'interconnessione tra le varie schede è molto semplice, in *figura 11* viene rappresentato lo schema completo dei collegamenti da effettuare. La scheda DB 300 è connessa direttamente con il modulo FB 200 con del filo di rame rigido.

È possibile, qualora il lettore lo desideri, collegare il punto luminoso del display "unità di MHz" con il punto TP 201 della carta FB 200 onde avere l'accensione lampeggiante del puntino. Questo collegamento sarà effettuato con del filo unipolare, isolato, di piccola sezione.

Il collegamento fra AB 400 e FB 200 del segnale in ingresso ai contatori sarà realizzato con del cavetto schermato

del tipo RG 174. Il collegamento tra i punti TP 104 e TP 205 sarà effettuato con del filo non schermato solo se le due piastre CB 100 e FB 200 sono vicine, altrimenti si dovrà utilizzare del cavetto schermato.

Prima di collegare il punto TP 103 al punto TP 203 è consigliabile collaudare il circuito di alimentazione della carta CB 100.

Verificate con un voltmetro che la tensione sia di 5V, la tolleranza ammessa è del $\pm 5\%$.

Se questa tensione non dovesse risultare in tolleranza sarà necessario procedere alla sostituzione dell'integrato stabilizzatore IC 103.

Effettuata questa prova potrete collegare tranquillamente l'alimentazione a tutto il circuito.

Il collaudo del frequenzimetro è molto semplice: dopo aver terminato tutti i collegamenti ed essersi accertati della loro esattezza togliete dal suo zoccolo l'integrato IC 213 ed alimentate il cir-

cuito. I display, se tutti gli interruttori di programmazione saranno su "0", segneranno 0000 ed il puntino luminoso lampeggerà con una frequenza di 1 Hz.

Provate ora ad inserire un interruttore di programmazione, immediatamente sul display apparirà il numero impostato sulla matrice di programmazione.

Tutto ciò sta ad indicare il normale funzionamento del nostro frequenzimetro.

Azzerate di nuovo l'interruttore di programmazione precedentemente inserito e verificate il normale azzeramento del display. A questo punto dovrete tarare, con l'ausilio di un frequenzimetro il clock della scheda CB 100.

Questa taratura si farà ponendo il probe del frequenzimetro sul punto TP 104 e regolando, mediante un cacciavite isolato, il compensatore C 102 fino a leggere 100 kHz esatti.

Altre tarature non sono necessarie.

Disalimentate il circuito e reinserte l'integrato IC 213. Collegare un genera-

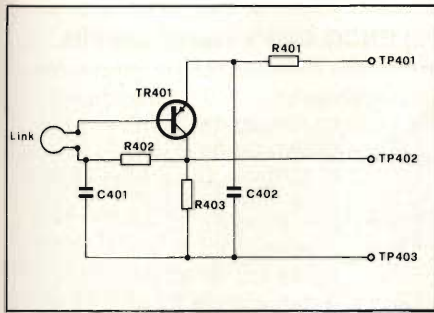


Fig. 9 - Schema elettrico dell'amplificatore di prelievo del segnale dell'oscillatore locale denominato AB 400.

tre ad alta frequenza sull'ingresso, punti TP 224 e TP 204, assicuratevi bene del collegamento di massa e rialimentate il sistema.

Sul display, se tutto funziona regolarmente, si leggerà la frequenza del segnale generato dal nostro oscillatore.

Provate, dopo aver scollegato il generatore, a leggere la frequenza dell'oscillatore locale della radio su cui andrà montato il frequenzimetro.

La lettura dovrà essere perfettamente stabile e la ricezione della radio non dovrà essere influenzata da disturbi causati da battimenti con l'oscillatore a quarzo del frequenzimetro.

Nel malaugurato caso che la lettura sia "ballerina" è necessario aumentare l'accoppiamento tra la bobina dell'oscillatore locale ed il link di prelievo.

Nel caso di battimenti indesiderati si deve procedere ad una buona schermatura tra il ricevitore ed il frequenzimetro.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 9

Condensatori

- C401 ceramico da 1 nF
- C402 ceramico da 1 nF

Resistenze

- R401 1 kΩ - 0,25 W-5%
- R402 33 kΩ - 0,25 W-5%
- R403 82 Ω - 0,25 W-5%

Semiconduttori

- TR401 transistoro al silicio BFR99

Questa schermatura verrà effettuata con del lamierino, curando in modo particolare i collegamenti di massa.

A questo punto il nostro frequenzimetro è elettricamente terminato. Per farlo funzionare regolarmente è necessario programmarlo per sommare o sottrarre il valore di media frequenza della radio in cui è installato.

Per realizzare questa programmazione è necessario tenere presente che per sommare bisogna impostare direttamente il valore di media sugli interruttori di programmazione mentre per sottrarre sarà necessario impostare il valore di media complementato a 10.

Vediamo, con degli esempi pratici, come si esegue la programmazione. Consideriamo i due casi possibili, ovvero $F \text{ ricevuta} = F_o + F_{mf}$ e $F \text{ ricevuta} = F_o - F_{mf}$, in cui F_o = frequenza dell'oscillatore locale e F_{mf} = valore della media frequenza.

Sappiamo che la frequenza ricevuta è 90,7 MHz ed il valore della media fre-

quenza 10,7 MHz.

Nel primo caso si ha: $90,7 = 80 + 10,7$ pertanto si imposta 10,7 sugli interruttori di programmazione.

Nel secondo caso si ha: $90,7 = 101,4 - 10,7$ quindi si imposta 10,7 complementato a 10.

Per trovare l'esatto valore si fa $1000 - 10,7 = 989,3$. Il valore da impostare, durante la programmazione è pertanto 989,3. In questo modo abbiamo sottratto 10,7 al valore della frequenza dell'oscillatore locale (provare per credere!). Naturalmente, quale che sia il valore

Tabella di conversione tra numeri decimali e numeri binari.

N dec.	Codice binario	(peso dei bit)
0	0 0 0 0	
1	0 0 0 1	
2	0 0 1 0	
3	0 0 1 1	
4	0 1 0 0	
5	0 1 0 1	
6	0 1 1 0	
7	0 1 1 1	
8	1 0 0 0	
9	1 0 0 1	

Corrispondenza tra bit e interruttori di programmazione

Bit	interruttore
8	4
4	2
2	1
1	3

Fig. 12

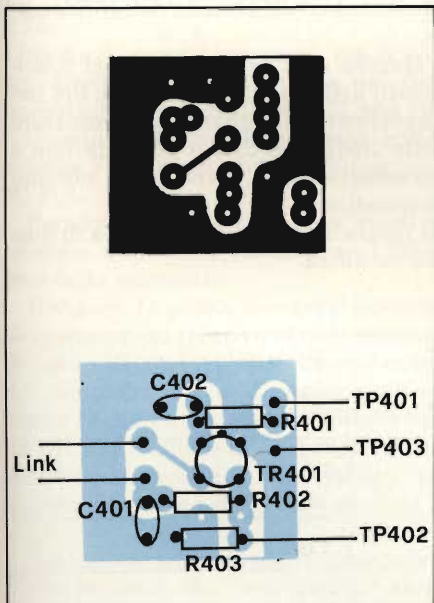


Fig. 10 - Circuito stampato in scala 1:1 e disposizione delle varie parti del preamplificatore.

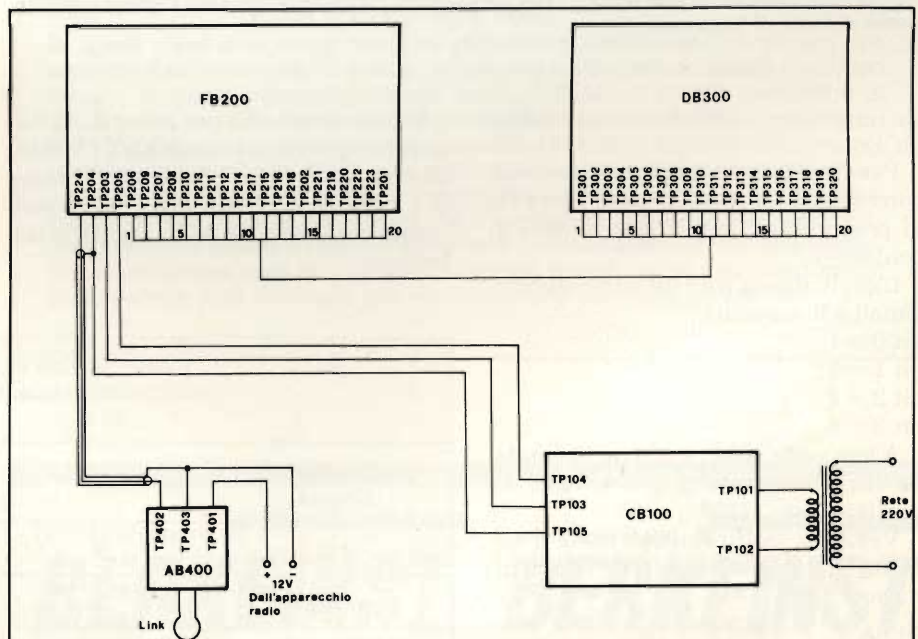


Fig. 11 - Circuito elettrico delle interconnessioni tra le schede.

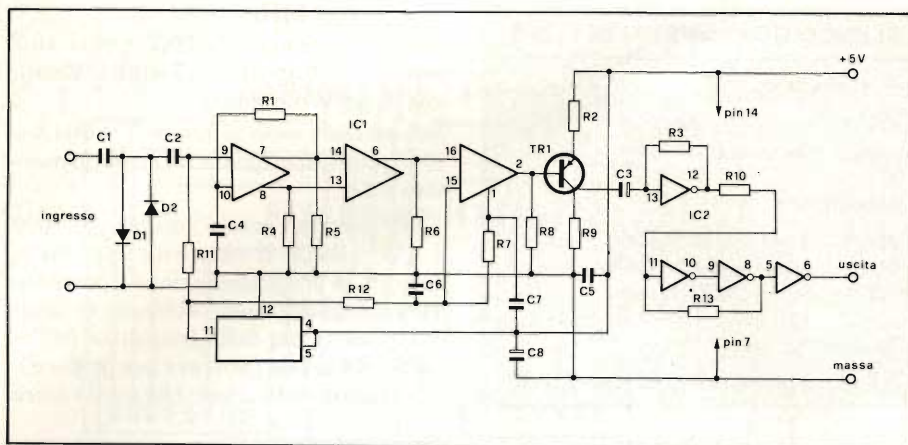


Fig. 13 - Schema elettrico dello stadio di ingresso senza divisore di frequenza.

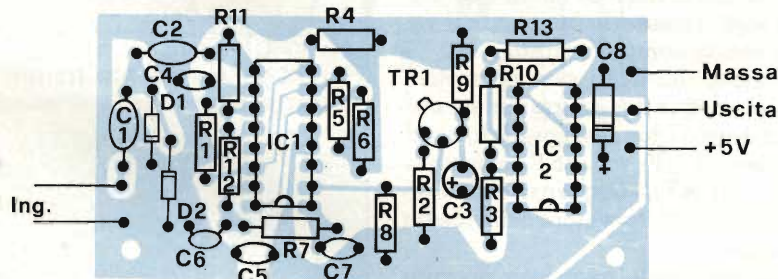
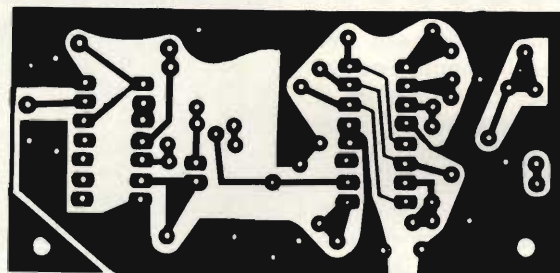


Fig. 14 - Circuito stampato in scala 1:1 con disposizione dei componenti dello stadio d'ingresso senza divisore di frequenza.

da impostare, va trasformato in codice BCD.

Per fare questa trasformazione occorre tenere presente il "peso" dei 4 bit di programmazione di ogni decade di conteggio.

L'equivalenza tra i bit ed i valori decimali è il seguente:

- bit 0 = 1
- bit 1 = 2
- bit 2 = 4
- bit 3 = 8

A loro volta i bit 0, 1, 2, 3 corrispondono rispettivamente ai pin 4, 10, 3, 11 dell'integrato 74196.

Vediamo, praticamente, come il numero "7₁₀" è convertito in un codice binario a 4 bit.

Si ha: $2^3 + 2^2 + 2^1 + 2^0 = 7_{10}$

pertanto si ha

0 1 1 1

Si può notare che per avere 7₁₀ si ha una configurazione binaria 0 1 1 1, cioè devono essere "veri" ovvero a "1" logico i bit 0, 1, 2; infatti tutto ciò si può vedere chiaramente dalla seguente tabellina:

	questo bit non va considerato in quanto = 0	bit da considerarsi	
configurazione binaria	0	1 1 1	
bit	3	2 1 0	
peso dei bit	2 ⁱ	2 ² 2 ¹ 2 ⁰	
valore decimale	8	4 2 1	pertanto si ha 4 + 2 + 1 = 7

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 13

Condensatori

- C1 ceramico da 20 nF
- C2 ceramico da 20 nF
- C3 al tantalio da 22 μF - 16 V
- C4 ceramico da 20 nF
- C5 ceramico da 20 nF
- C6 ceramico da 20 nF
- C7 ceramico da 20 nF
- C8 al tantalio da 22 μF - 16 V

Resistenze

- R1 10 kΩ - 0,25 W-5%
- R2 100 Ω - 0,25 W-5%
- R3 560 Ω - 0,25 W-5%
- R4 220 Ω - 0,25 W-5%
- R5 220 Ω - 0,25 W-5%
- R6 220 Ω - 0,25 W-5%
- R7 1,5 kΩ - 0,25 W-5%
- R8 220 Ω - 0,25 W-5%
- R9 270 Ω - 0,25 W-5%
- R10 470 Ω - 0,25 W-5%
- R11 10 kΩ - 0,25 W-5%
- R12 220 Ω - 0,25 W-5%
- R13 15 kΩ - 0,25 W-5%

Semiconduttori - Varie

- D1 diodo al silicio 1N 915
- D2 diodo al silicio 1N 915
- TR1 transistore al silicio BSX 29
- IC1 C.I. 9582
- IC2 C.I. 7404

Per facilitarvi nella programmazione potete trovare, in figura 12, una tabellina di conversione tra numeri decimali e configurazioni binarie.

Prima di terminare il nostro articolo vi proponiamo una modifica nel caso in cui questo frequenzimetro venga impiegato per delle apparecchiature OM funzionanti nella banda delle onde corte.

Questa modifica consiste nel rifacimento dello stadio di ingresso del frequenzimetro in quanto per misurare delle frequenze fino a 50 MHz non è necessario alcun divisore nel circuito in questione.

In figura 13 si trova lo schema di questa modifica.

Si utilizza, come preamplificatore di ingresso, un integrato ECL tipo 9582 della Fairchild.

È composto da tre amplificatori differenziali che forniscono una uscita compatibile con la logica ECL.

Il funzionamento di questo circuito è il seguente: i tre amplificatori differenziali, contenuti nell'integrato IC 1 sono tutti collegati in cascata.

Il punto di lavoro è stabilizzato, oltre che da un particolare circuito contenuto nello stesso integrato anche da alcune resistenze esterne.

Il resistore R1 ha una grande influenza nei riguardi della sensibilità. È possibile selezionare questa resistenza al fine di ottenere la massima sensibilità di ingresso.

Normalmente il valore da noi consigliato è un buon compromesso tra sensibilità e stabilità, pertanto, se il circuito funziona regolarmente, la sezione di R1 può essere tralasciata.

I diodi D1 e D2, collegati in antiparallelo, proteggono l'ingresso dell'integrato da tensioni troppo elevate.

I diodi in questione devono essere a bassa capacità altrimenti essa forma con i condensatori C1 e C2 un partitore capacitivo che desensibilizza il preamplificatore. L'uscita dell'integrato preamplificatore entra nel transistor TR1 che provvede ad innalzare la tensione in uscita.

Infine, tramite il condensatore al tantalio C8, il segnale viene inviato all'integrato IC3.

Questo integrato, composto da 6 stadi di inverter, converte il segnale ECL in un livello logico compatibile con le TTL.

L'uscita di questo integrato, pin 6, entra direttamente nella porta del frequenzimetro, integrato IC 203, pin 12.

Questo circuito trova posto sulla scheda FB 200, al posto dell'integrato IC 213.

Pertanto qualora si volesse inserire sarebbe necessario modificare il disegno dello stampato.

In figura 14 potete trovare il disegno dello stampato relativo al solo schema di figura 13 con la relativa disposizione dei componenti. Questa aggiunta può essere facilmente riportata sulla scheda FB 200, durante la riproduzione del medesimo, avendo l'accortezza di aumentare la sua lunghezza di circa 2 cm.

Il nostro frequenzimetro è terminato. Nella certezza che l'apparecchio sarà apprezzato dai dilettati e dai radioamatori terminiamo augurando buon lavoro.

Videoregistratori VHS: ascesa inarrestabile

La JVC ha concesso la licenza a Thomson per la fabbricazione di videoregistratori con sistema VHS, brevettato dalla JVC, che copre il 70% della produzione mondiale; gli altri due sistemi - il Betamax della Sony ed il Video 2000 della Philips - coprono rispettivamente il 25% ed il 5% del mercato mondiale. I videoregistratori saranno prodotti in due centri: il primo, localizzato a Berlino, appartiene a Telefunken, di cui Thomson ha assunto recentemente il controllo; procederà al montaggio ed all'assemblaggio delle parti meccaniche ed elettroniche (cioè un quarto del valore aggiunto del prodotto). Attualmente questo centro procede solo all'assemblaggio, con l'assistenza della JVC; la sua capacità sarà portata da 200.000 a 400.000 unità/anno.

Il secondo centro di produzione sarà localizzato in Francia, in una regione ancora da definire. Entro la fine del 1983 questo centro fabbricherà le parti meccaniche (cioè il 40% del valore aggiunto) ed in modo particolare le teste di lettura ed il tamburo, che sono il cuore del videoregistratore.

Sul piano commerciale, JVC continuerà a vendere direttamente i suoi videoregistratori sul mercato europeo, dove detiene già il 70% del parco; inoltre il centro di produzione francese approvvigionerà con priorità, oltre a Thomson e a Telefunken, anche il gruppo giapponese e la società inglese Thorn.

Orologi multifunzionali

Grazie ai componenti elettronici l'orologio elettronico standard è oggi in grado di compiere molte funzioni supplementari oltre a indicare la data e l'ora. Molti orologi incorporano funzioni quali giochi, radio e calcolatrice. Alcuni sono persino in grado di "parlare" con voce quasi umana.

Oltre a creare nuove funzioni, la moderna tecnologia ha anche rivoluzionato il design dell'orologio, permettendo agli stilisti di avventurarsi in campi che solo dieci anni fa sembravano irraggiungibili.

Hong Kong, la maggior esportatrice mondiale di orologi in termini di quantità, offre orologi per quasi ogni occasione e in ogni possibile combinazione. La capacità di rispondere con prontezza a una domanda di mercato in continua trasformazione ha permesso alla Colonia della Corona Britannica di diventare un'importante centro di produzione orologiera.

L'industria dell'orologio di Hong Kong guarda i mercati esteri, con oltre il 95% della sua produzione esportato. Dagli orologi elettronici scaturiscono oltre due terzi del volume di affari, ma anche la vendita di parti e movimenti già montati è fonte di un ottimo giro di affari per Hong Kong.

In questi ultimi anni Hong Kong ha collaborato attivamente con gli altri due maggiori Paesi produttori di orologi, la Svizzera e il Giappone. Questo ha portato ad una divisione internazionale del lavoro. Il flusso di orologi completi e di componenti fra i due Paesi e Hong Kong è stato considerevole.

Nel 1982, i due Paesi assieme hanno assorbito il 70% delle esportazioni di orologi completi da Hong Kong, il 49% delle esportazioni di movimenti già montati e quasi il 70% delle esportazioni di parti di orologio. Alla luce di queste cifre, i produttori di orologi di Hong Kong sono convinti che il loro settore ha finalmente raggiunto la maggiore età e questo è apparso evidente in occasione della prima fiera specializzata nel settore degli orologi, il cui successo è stato tale che gli organizzatori sono decisi a farla diventare una manifestazione con cadenza annuale.

THE STEEL MARK
BERKEINST
IL MARCHIO D'ACCIAIO

THE STEEL MARK
BERKEINST
IL MARCHIO D'ACCIAIO

MINITRASMETTITTORE SUI 70 cm

di Alfons Ippisch

L' affollamento sulla banda dei 2 m, dovuto principalmente ai canali relè, induce molti radioamatori a passare alla banda dei 70 cm. Allo scopo di permettere a chiunque di essere QRV ("pronto a comunicare") sui 70 cm con poca spesa ed impegno ridotto, presentiamo il progetto di un ricetrasmittitore autocostruito. Per una taratura ottimale saranno necessari alcuni strumenti di misura in radio frequenza: un voltmetro, un frequenzimetro digitale, un oscillatore modulato ed un wattmetro. Alla fine l'apparecchio risponderà perfettamente ai requisiti richiesti dai radioamatori.

Nella progettazione del prototipo si è tenuto conto della necessità di miniaturizzazione, pur scegliendo componenti diffusi in commercio ed a buon mercato. Per facilitare la costruzione, sono stati impiegati filtri premontati per i circuiti oscillanti alle frequenze fino a 144 MHz. L'apparecchio potrà essere racchiuso in una schermatura di lamierino stagnato ed è stato previsto per lavorare su tre canali, in modo da avere a disposizione, per esempio, due canali relè ed uno diretto. Il progetto tiene conto anche della facilità di approvvigionamento dei quarzi, che sono del tipo impiegato negli apparecchi giapponesi.

Esame del circuito

La più importante caratteristica dello schema è l'impiego stesso della catena di moltiplicatori di frequenza per la trasmissione e per il primo oscillatore locale in ricezione (frequenza circa 430 MHz); quest'ultima possibilità sussiste in quanto, per una frequenza intermedia di 10,7 MHz, la frequenza dell'oscillatore locale si trova ancora nella banda dei 70 cm.

Sezione ricevente

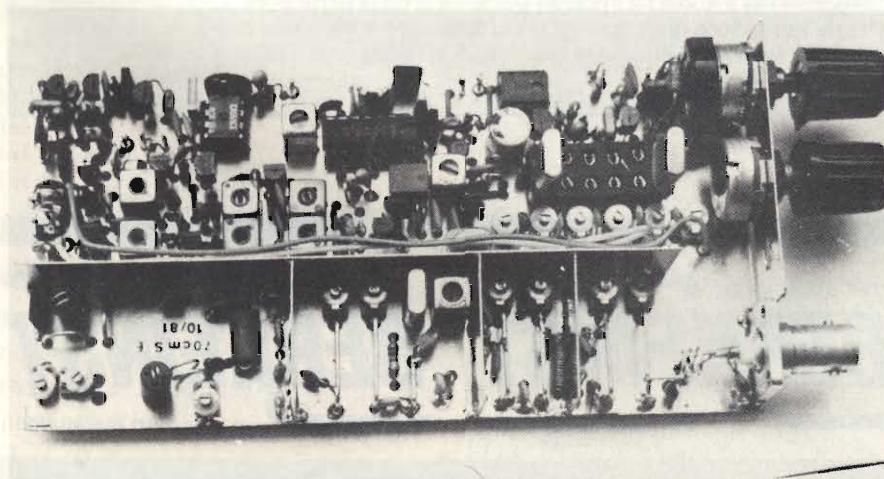
Per i motivi elencati in precedenza e per risparmiare sui costi, il ricevitore è stato realizzato secondo uno schema a

doppia supereterodina, con la prima media frequenza di 10,7 MHz e la seconda di 455 kHz (figura 1). L'amplificatore di media frequenza è il ben collaudato circuito integrato SO 41P. L'amplificatore di bassa frequenza è molto compatto perché impiega il C.I. LM 380 in contenitore DIL, un componente molto economico che eroga una potenza audio di circa 1 W. L' LM 380 possiede inoltre un ingresso per la soppressione del fruscio, che viene effettuata dai transistori T14 e T15.

Nello stadio d'ingresso RF si trova un MOSFET a doppio gate tipo BF 960, ottimo per gli stadi d'ingresso UHF, grazie alle sue eccellenti caratteristiche. La soppressione della frequenza immagine inferiore (21,4 MHz sotto la frequenza utile) è sufficiente, grazie ai filtri L1...L5. Il transistorore miscelatore è un BF 362, che opera ad una bassa tensione del segnale di oscillatore locale; l'irradiazione parassita del ricevitore viene così mantenuta a livelli molto bassi.

Moltiplicazione di frequenza in trasmissione e ricezione

Come già chiarito in precedenza, il segnale dell'oscillatore locale del ricevitore viene elaborato dalla stessa catena di moltiplicazione usata per il tra-



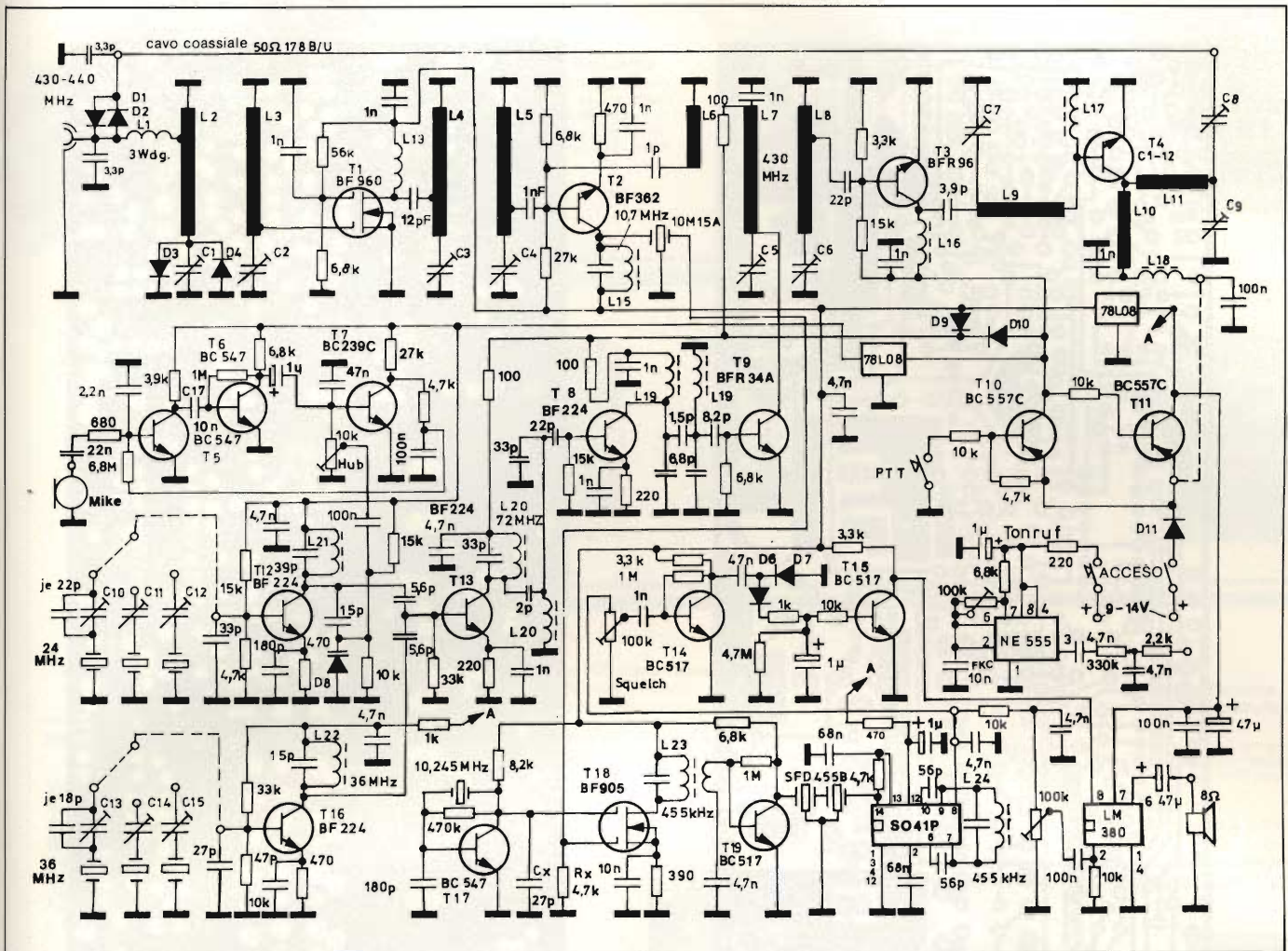


Fig. 1 - Schema completo di un ricetrasmittore per la banda dei 70 cm, che potrà essere montato su un circuito stampato da 145 per 70 mm.

smettitore. In ricezione funziona l'oscillatore quarzato da 36 MHz ed in trasmissione quello da 24 MHz. La frequenza del segnale presente al transistor T13 verrà, a seconda delle circostanze, raddoppiata o triplicata, per cui su L20 ci sarà sempre una frequenza di circa 72 MHz. Un ulteriore stadio (T8) porterà la frequenza a 144 MHz:

quest'ultima frequenza verrà triplicata a 432 MHz da T9 ed il segnale sarà disponibile ai capi di L7.

Per risparmiare energia in ricezione, la catena di moltiplicatori sarà alimentata da una tensione di 8 V in ricezione e da una tensione di circa 12 V in trasmissione.

In trasmissione, il segnale a 430

MHz proveniente dal gruppo oscillatore-moltiplicatori è applicato ai due circuiti UHF L7 ed L8. Il transistor T3 sarà allora alimentato e potrà quindi amplificare l'alta frequenza da inviare allo stadio finale. Il transistor finale T4 (C1-12) eroga circa 1 W di potenza d'uscita se alimentato a 13,8 V. Questo segnale viene applicato alla

Tabella 1 - Caratteristiche tecniche del ricetrasmittore FM nella banda dei 70 cm.

Trasmittitore

Gamma di frequenze: 430 440 MHz
 Numero dei canali: 3
 Tipo di modulazione: F 3
 Potenza in trasmissione: 1 W
 Fattore di moltiplicazione: x 18
 Impedenza d'antenna: 50 →

Caratteristiche generali

Tensione di alimentazione: 9,6 14 V
 Tensione nominale: 13,5 V
 Corrente assorbita
 in trasmissione: 450 mA, in ricezione: 50 mA
 Dimensioni del C.S.: 145 x 71 mm
 Quarzi: come per il Trio 3200

Ricevitore

Gamma di frequenze: 430...440 MHz
 Numero dei canali: 3
 Circuito: doppia supereterodina
 Sensibilità d'ingresso: 0,5 |V/10 dB (S=N)/N
 Potenza d'uscita audio: 700 mW

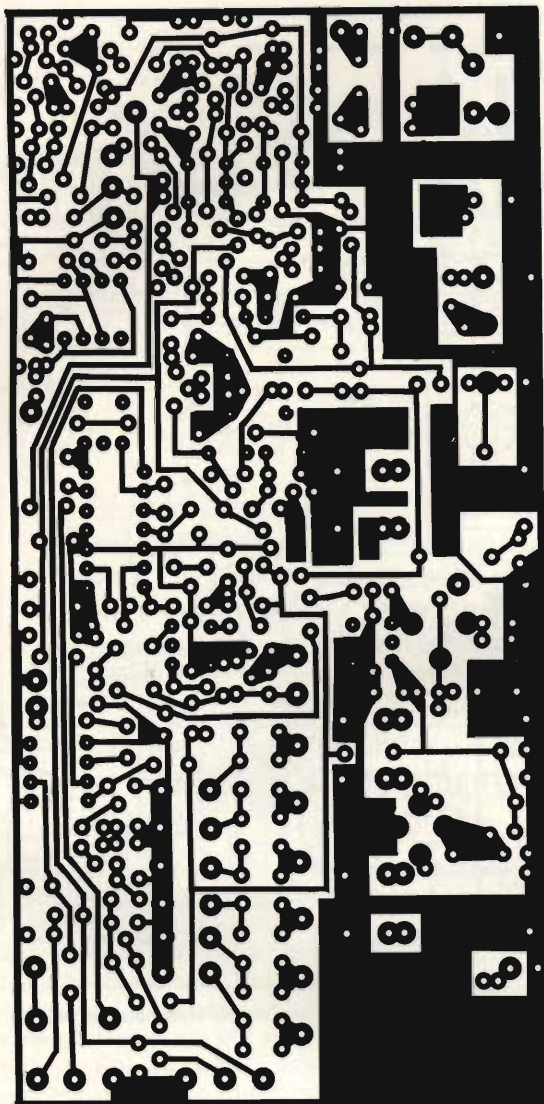


Fig. 2 - Lato delle piste di rame del circuito stampato a doppia faccia ramata, sul quale verranno montati tutti i componenti del ricetrasmittitore nella banda dei 70 cm.

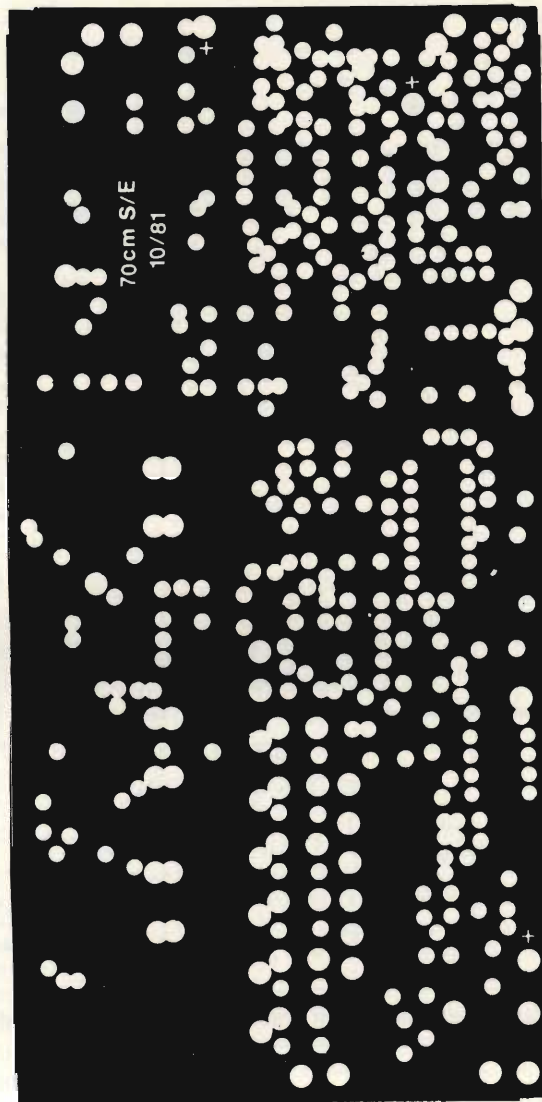


Fig. 3 - Il lato componenti del circuito stampato verrà inciso secondo questa matrice.

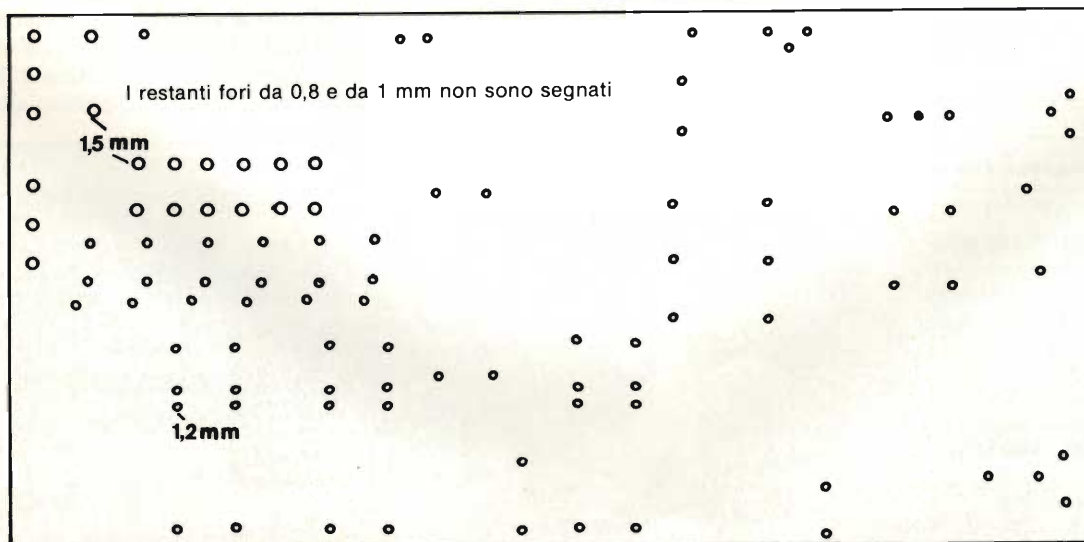


Fig. 4 - Piano di foratura per i fori da 1,5 ed 1,2 mm di diametro. I fori da 0,8 e da 1 mm non appaiono sul disegno per non creare confusione.

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 transistoro, 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 pressoché tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case mondiali, comprese quelle giapponesi.

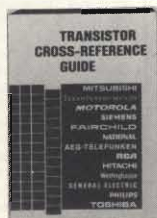
Cod. 6010
L. 20.000 (Abb. L. 18.000)



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.

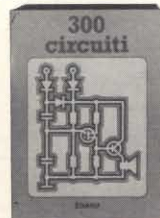
Cod. 7000
L. 10.000 (Abb. L. 9.000)



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 autovetture, 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, multimetri 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 piana 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 antennisti 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 dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

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

Inviatemi i seguenti libri:

- Pagherò al postino il prezzo indicato 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 Millecanali Sperimentare Il Cinescopio

Data _____ Firma _____



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.

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)



Cod. 7003
 L. 16.000 (Abb. L. 14.400)

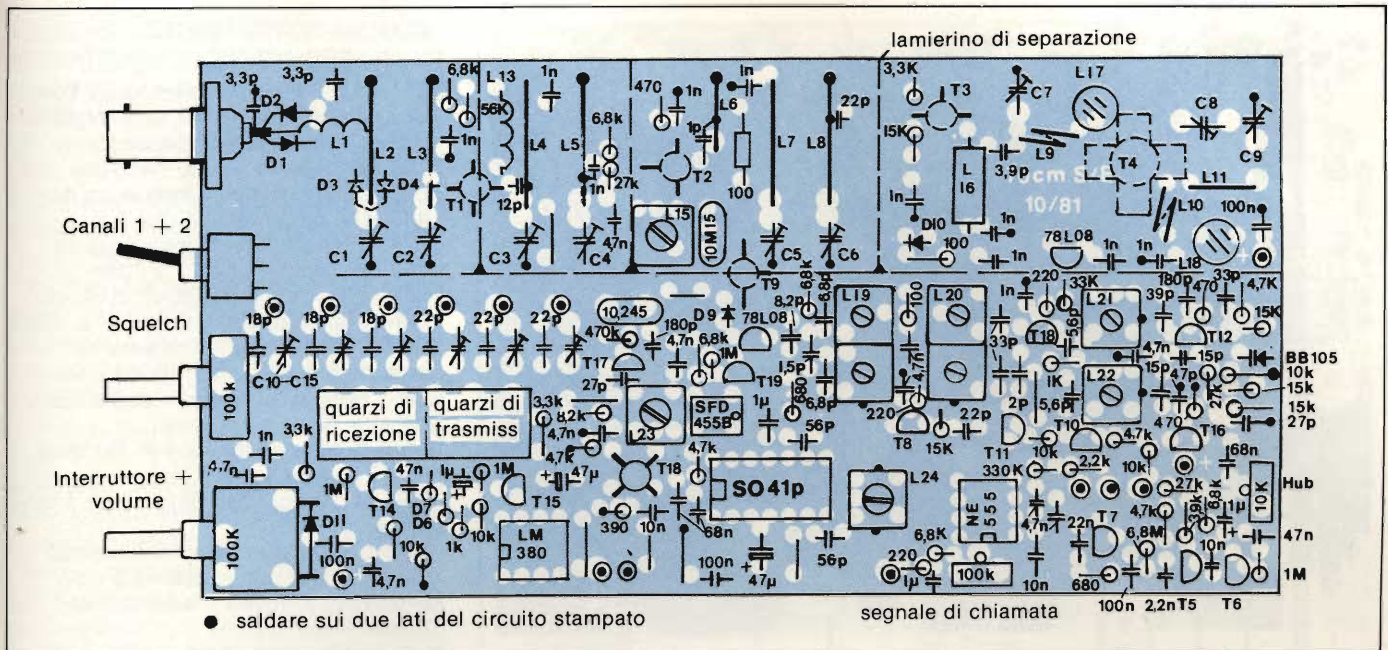


Fig. 5 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato: osservare i suggerimenti che compaiono nel testo. I collegamenti contrassegnati da un punto nero sono da saldare su entrambe le facce.

presa d'antenna tramite i diodi D1 e D2. I due capi dei diodi D1 e D2 sono collegati a massa tramite due condensatori da 3,3 pF ed il tutto funziona quindi come se fosse un filtro passa-basso.

La modulazione ha luogo nell'oscillatore mediante il diodo a capacità va-

riabile D8. T7, che si trova nell'amplificatore di modulazione, funziona da regolatore per la limitazione d'ampiezza e di conseguenza limita la variazione di frequenza dovuta alla modulazione. Quest'ultima si potrà regolare a ± 5 kHz mediante il potenziometro da 10 k Ω . Il microfono potrà essere del tipo

dinamico oppure una normale capsula telefonica. Se l'ingresso PTT (Push To Talk = pulsante di trasmissione) e quello del microfono sono combinati in un'unica presa, si potrà inserire il pulsante PTT nel cordone del microfono. La resistenza interna del microfono dovrà essere di circa 600 Ω .

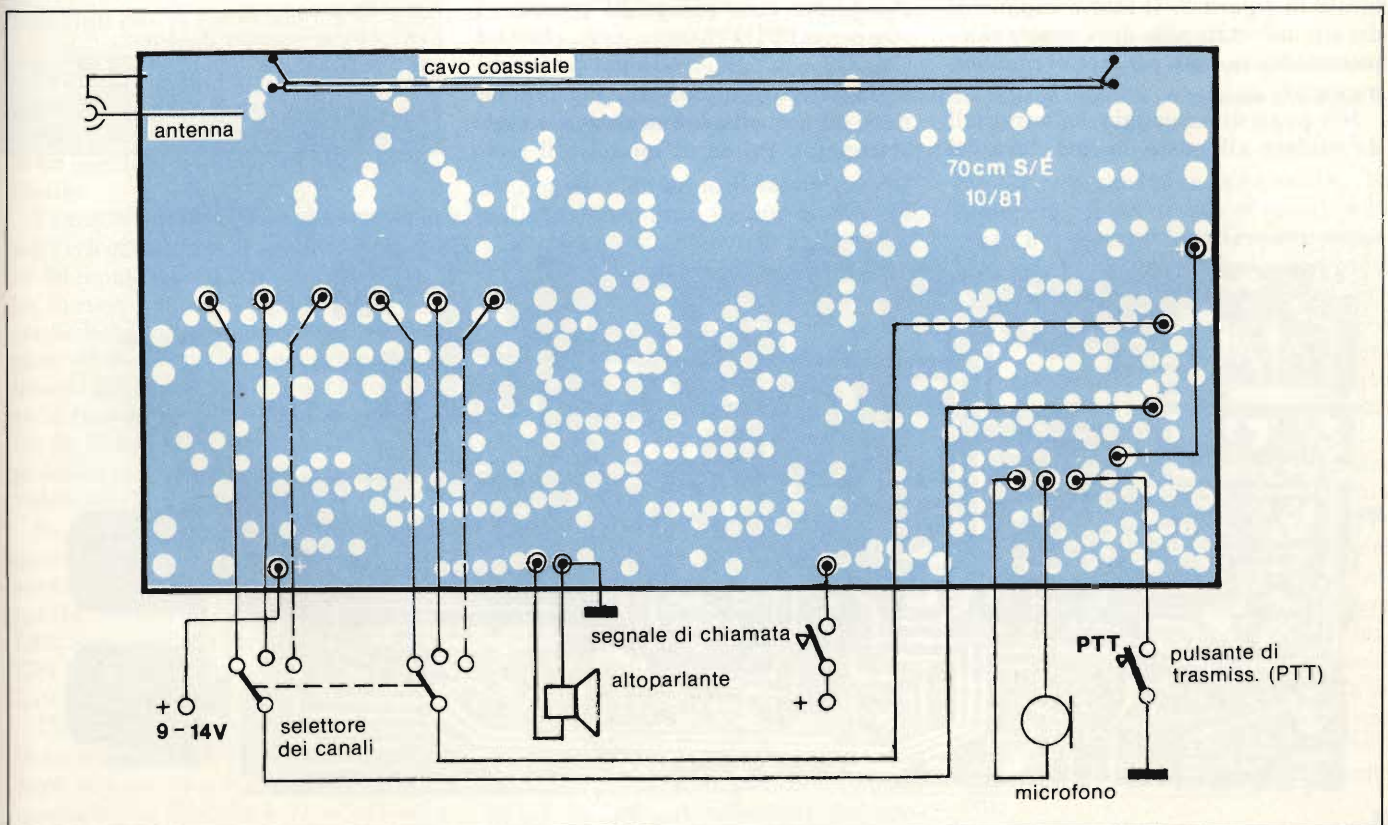


Fig. 6 - Cablaggio dei componenti esterni.

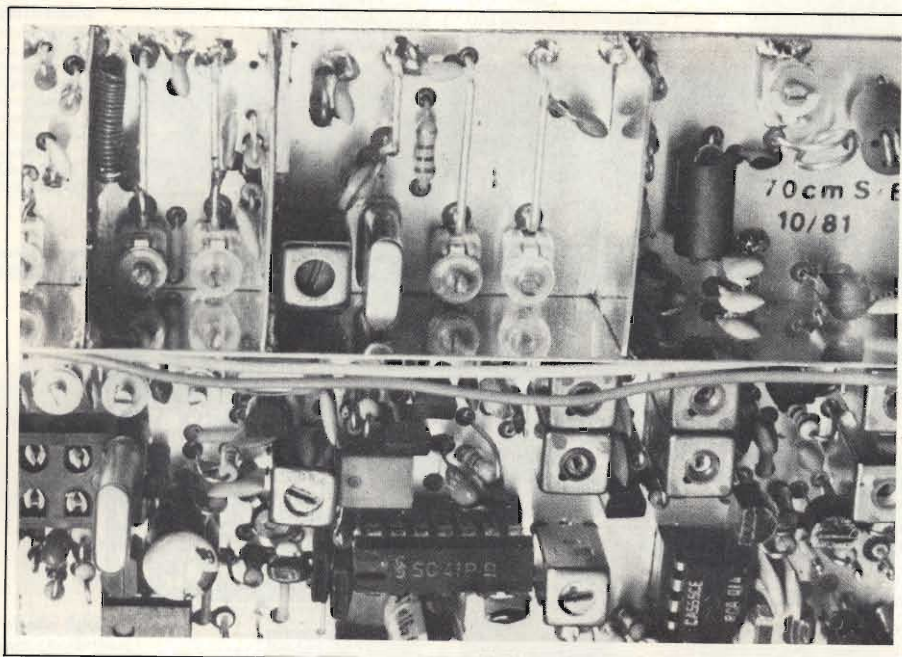


Fig. 7 - Da questa foto si possono ricavare i particolari per il montaggio dei ponticelli (linee risonanti) che formano le induttanze L4 (in basso a destra)....L8.

Funzionamento sicuro con il circuito stampato

Per garantire il sicuro funzionamento al termine del montaggio e per poter raggiungere le prestazioni elencate in *tabella 1*, è stato progettato un circuito stampato riprodotto in grandezza naturale in *figura 2*. Il lato componenti del circuito stampato deve essere completamente ramato per motivi di schermatura.

Nei punti di passaggio dei terminali da saldare alle piste, la ramatura del

lato componenti dovrà essere incisa secondo la serigrafia di *figura 3*.

Il piano di foratura (fori da 1,5 e da 1,2 mm di diametro) appare in *figura 4*: non compaiono in questa figura i fori da 0,8 e da 1 mm.

La *figura 5* mostra la disposizione dei componenti sul circuito stampato. Per prima cosa bisognerà montare i compensatori a dielettrico in plastica C1....C6, con l'alberino a massa (saldare il relativo terminale alla faccia superiore ed a quella inferiore del circuito stampato). Prima di montare il resto

ELENCO COMPONENTI

- L21, L22: 2 Filtri Neosid tipo BV 5046
- L19, L20: 4 Filtri Neosid tipo BV 5061
- L15: 1 Filtro di media frequenza da 10,7 MHz, punto verde, 7 x 7 mm
- L23: 1 Filtro di media frequenza da 455 kHz, punto bianco, 7 x 7 mm
- L24: 1 Filtro di media frequenza da 455 kHz, punto giallo, 7 x 7 mm
- L2....L5, L7, L8: 6 Ponticelli di filo di rame argentato diam. 1 mm, 17 x 10 mm
- L6: 1 Ponticello di filo di rame argentato diam. 1 mm, 10 x 10 mm
- L9: 1 Bobina da 1,5 spire di filo diam. 0,8 mm. diam. spira 5 mm
- L1: 2 Bobine da tre spire di filo diam. 0,8 mm, diam. spira 5 mm
- L10, L11: 2 Ponticelli in filo diam. 1 mm, raggio 5 mm
- L13: 1 Bobina da 10 spire filo smalt. diam. 0,3 mm, diam. bobina 3 mm
- L16....L18: 3 Choke a larga banda Philips
- 1 Lista di zoccoli per 6 quarzi
- 1 Quarzo da 10,245 MHz
- 1 Filtro a quarzo 10 M 15 A
- 1 Filtro ceramico SFD 455 B
- 1 Presa BNC da 50 Ω
- 1 Striscia di banda stagnata dim. 250 x 17 mm
- 1 Selettore di canali
- 1 Cavetto coassiale lungh. 110 mm, 50 Ω : 178 B/U
- 1 Altoparlante 8 Ω , 0,2 W
- 2 Zoccoli per C.I. ad 8 piedini
- 1 Zoccolo per C.I. a 16 piedini
- 1 Schermatura in banda stagnata, dim. 74 x 148 mm
- 15 Compensatori a dielettrico di plastica diam. 5 mm, 2-Y20 pF: C1...C15 ed inoltre condensatori, trimmer e resistori da 1/8 W

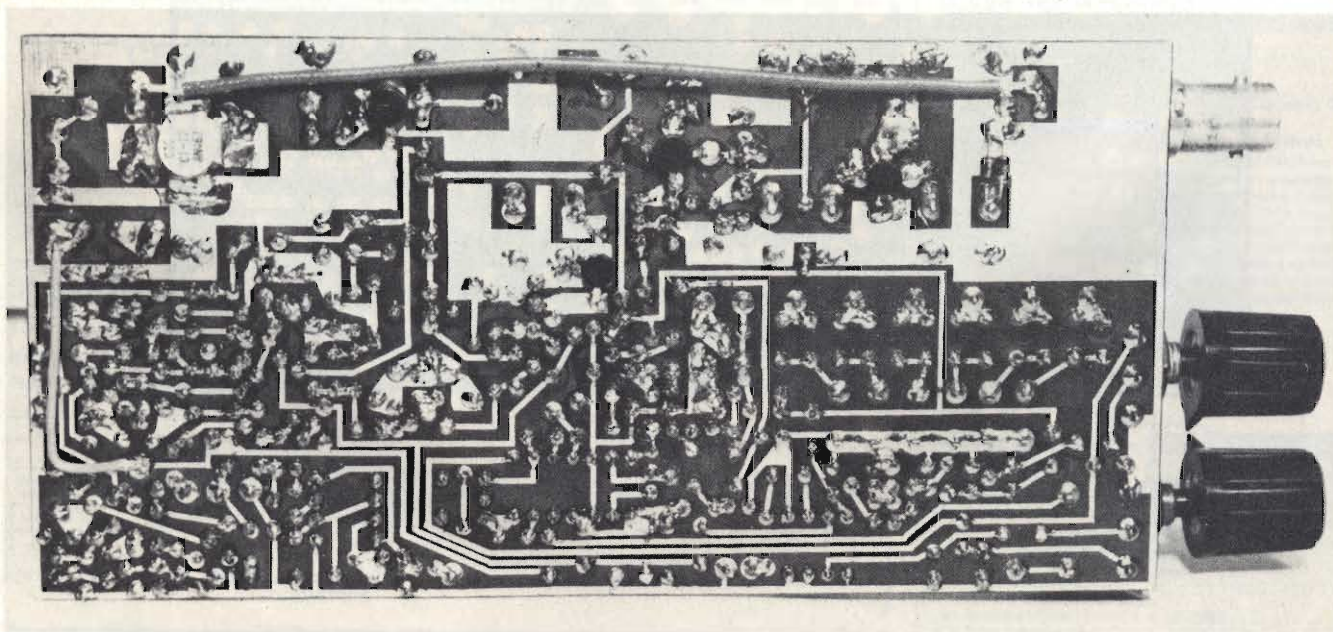


Fig. 8 - Cinque transistori dovranno essere saldati sul lato delle piste di rame del circuito stampato.

dei componenti bisognerà saldare i lamierini di schermo. Per il disaccoppiamento dei circuiti UHF sono impiegati condensatori ceramici in miniatura, con i terminali tagliati più corti possibile. Se i fori del circuito stampato non sono metallizzati, sarà necessario effettuare le saldature dei terminali di massa su entrambi i lati (fori segnati con un punto nero in figura 5).

La figura 6 mostra come deve avvenire il cablaggio dei componenti esterni al circuito stampato. La distanza dei ponticelli in filo L2.....L8 dalla superficie della basetta sarà di circa 7 mm (vedere la fotografia di figura 7). I transistori T1.....T4 e T9 dovranno essere saldati sul lato delle piste di rame (figura 8). La superficie inferiore di T4 deve essere a contatto con la superficie del circuito stampato, previa spalmatura con pasta termoconduttrice ai siliconi, per migliorare la dissipazione del calore. Per facilitare l'acquisto, pubblichiamo un elenco dei componenti.

Il circuito stampato finito dovrà essere inserito in una scatola di lamierino stagnato avente le dimensioni di 148 x 74 mm. Il funzionamento con antenna a stilo montata sull'apparecchio richiede assolutamente la schermatura esterna, per evitare la re-irradiazione dell'alta frequenza verso il circuito stampato.

Consigli per la taratura

Per la taratura, sarà molto utile disporre di un tester, di un voltmetro elettronico, di un frequenzimetro digitale, di un oscillatore modulato e di un wattmetro.

Prima di dare corrente al circuito, bisognerà effettuare un accurato controllo del montaggio. L'apparecchio assorbe, in ricezione, circa 50 mA. Dopo aver controllato la presenza di tutte le tensioni di alimentazione per il trasmettitore ed il ricevitore, bisognerà verificare la frequenza dell'oscillatore ausiliario da 10,245 MHz. Eventuali deviazioni andranno compensate cambiando il valore di Cx.

Se il circuito non oscilla collegando i quarzi di ricezione e di trasmissione, sarà necessario mettere a punto la taratura di L21 e, rispettivamente, di L22. Successivamente si dovrà tarare L20 alla frequenza di circa 72 MHz, L19 a 144 MHz e C5 a 430 MHz.

Ci sarà anche il pericolo di effettuare la taratura su frequenze errate, per cui sarà sempre opportuno usare un frequenzimetro digitale. L20 ed L19 sono bobine a due avvolgimenti. Collegando

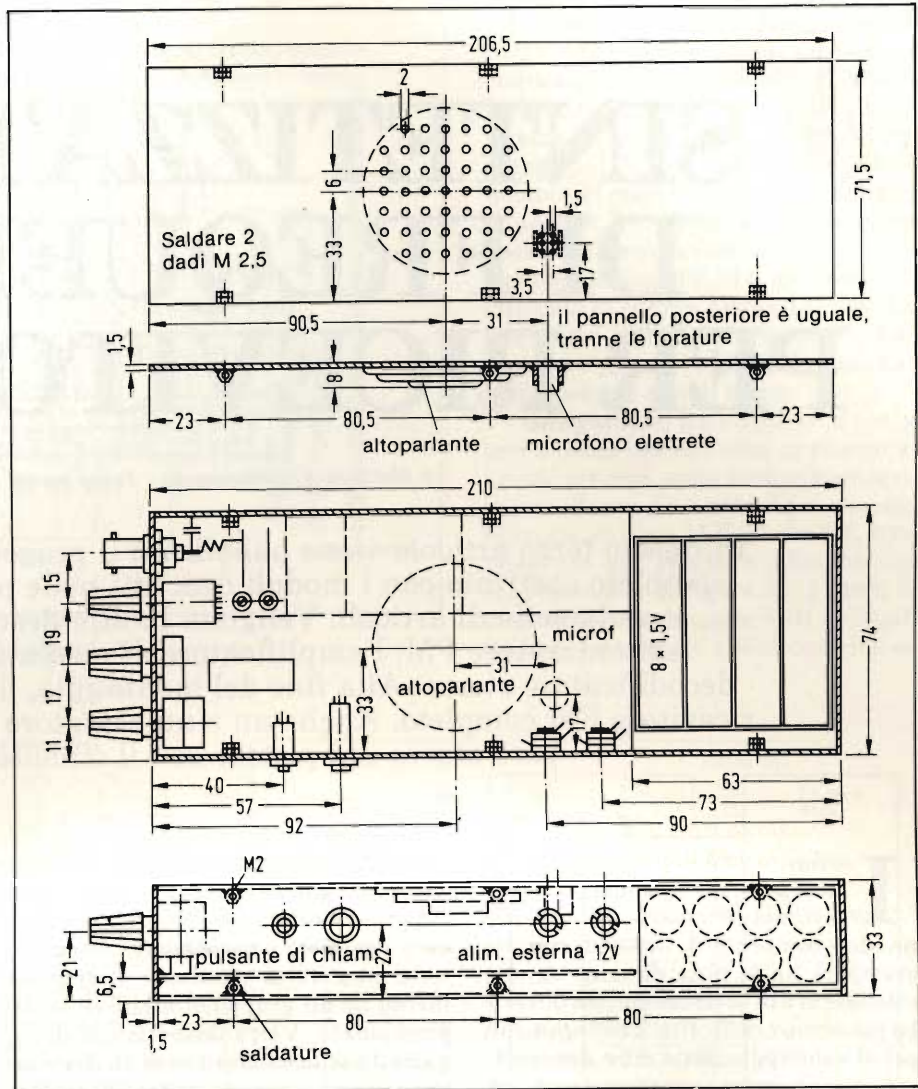


Fig. 9 - Per la versione portatile del ricetrasmittitore si potrà costruire un astuccio che abbia le dimensioni indicate in figura.

alla presa d'antenna il segnale dell'oscillatore modulato, oppure quello ricevuto da una stazione relè abbastanza potente, si potrà tarare il ricevitore per la massima sensibilità, mediante C1.....C4, L15 ed L23. L24 dovrà essere regolata fino ad ottenere la migliore comprensibilità del segnale.

La taratura del trasmettitore avverrà mediante C6.....C9. Un'ulteriore taratura servirà a portare la potenza d'uscita in trasmissione ad 1 W, con una corrente assorbita di 450 mA.

Versione portatile

La versione portatile dell'apparecchio potrà essere alloggiata in un astuccio costruito in modo facile ed economico impiegando lastre di vetronite per circuiti stampati, ramate da un solo lato. Allo scopo sono già stati disposti su uno dei lati corti del circuito stampato i collegamenti per il controllo di volu-

me, l'interruttore generale, lo "squelch", il selettore dei canali e la presa d'antenna. Tutte le quote necessarie per costruire il contenitore e per il completamento del radiotelefono portatile, si possono ricavare dalla figura 9. Le pareti laterali dovranno essere accuratamente saldate al circuito stampato ed ai lamierini di schermatura.

Bisogna fare attenzione a lasciare uno spazio libero di 1,5 mm tra la faccia interna del fondello ed il transistore T4. I pannelli anteriore e posteriore del mobiletto sono uguali, tranne per il fatto che il pannello anteriore deve avere le forature per il microfono e l'altoparlante. Alla superficie ramata di questi pannelli si dovranno saldare i dadi in ottone che appaiono sul disegno (filetto M 2,5), con i quali si potrà effettuare il fissaggio ai pannelli laterali mediante viti.

SINTETIZZATORE DI FREQUENZA PER RICEVITORE FM

di Matthias Eichelbronner - Terza parte

In questo terzo articolo viene pubblicato il progetto di un ricevitore completo costruito con i moduli descritti nelle prime due parti di questa serie di articoli. Vengono inoltre descritti il gruppo sintonizzatore FM, l'amplificatore di media frequenza ed il decodificatore stereo. Alla fine del montaggio, il risultato sarà un ricevitore FM completo. Anche un sintonizzatore già esistente potrà però essere completato con il circuito PLL.

In figura 15 è illustrato il circuito stampato per il display, mentre la figura 16 mostra la disposizione dei componenti. Questo circuito stampato ha le piste di rame su una sola faccia e la costruzione non dovrebbe presentare difficoltà. I collegamenti per il pilotaggio delle cifre dovranno essere eseguiti tra i punti corrispondenti di questo circuito stampato e quelli del sintetizzatore o del contatore avanti/indietro. Intenzionalmente, non è stato previsto un circuito stampato per la tastiera, in modo da permettere una

progettazione personalizzata del pannello frontale.

Con questi moduli, il sintetizzatore sarà completo e perfettamente funzionale, una volta effettuato il collegamento ad un gruppo di alta frequenza premontato. Verrà descritto qui di seguito il piano costruttivo di un ricevitore completo, in modo da facilitare l'assieme dei diversi moduli. Questo ricevitore è stato progettato con criteri industriali, pur essendo perfettamente adatto all'autocostruzione. In questa parte dell'articolo viene descritto an-

che un alimentatore atto a generare le diverse tensioni necessarie al funzionamento dell'apparecchio, compresa la tensione di "stand-by".

Schema di un ricevitore ben collaudato

Lo schema del ricevitore completo, equipaggiato con il sintetizzatore descritto in precedenza, è illustrato in figura 17. Questo schema è formato da una combinazione di alcuni schemi a blocchi (che riguardano le parti del circuito descritte in precedenza) e di uno schema elettrico normale, che rappresenta esaurientemente tutte le parti del circuito ancora mancanti.

A sinistra è possibile osservare il gruppo RF tipo FD11 (Philips), che è particolarmente adatto allo scopo, in quanto fornisce già la frequenza $f_{osc}/4$ (piedino 19), che potrà essere utilizzata per il PLL. In questo caso sarà possibile fare a meno della parte del circuito incorniciata da una linea tratteggiata. Rimarranno perciò in funzione soltanto i collegamenti a tratto continuo.

I gruppi RF di tipo diverso, che non possiedono l'uscita $f_{osc}/4$ (per esempio l'FD1), dovranno essere completati con i circuiti necessari. Allo scopo, il segnale dell'oscillatore locale verrà amplificato mediante il BF 199 e la sua frequenza subirà una divisione per 4 nel circuito integrato MC 10131. Dovranno essere effettuati anche i collegamenti tratteggiati.

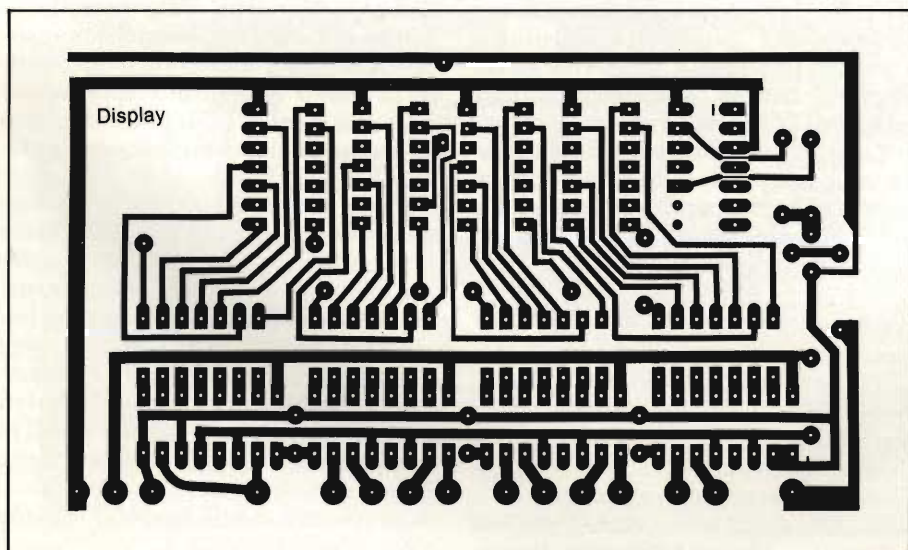


Fig. 15 - Circuito stampato per il display delle frequenze con la necessaria decodifica.

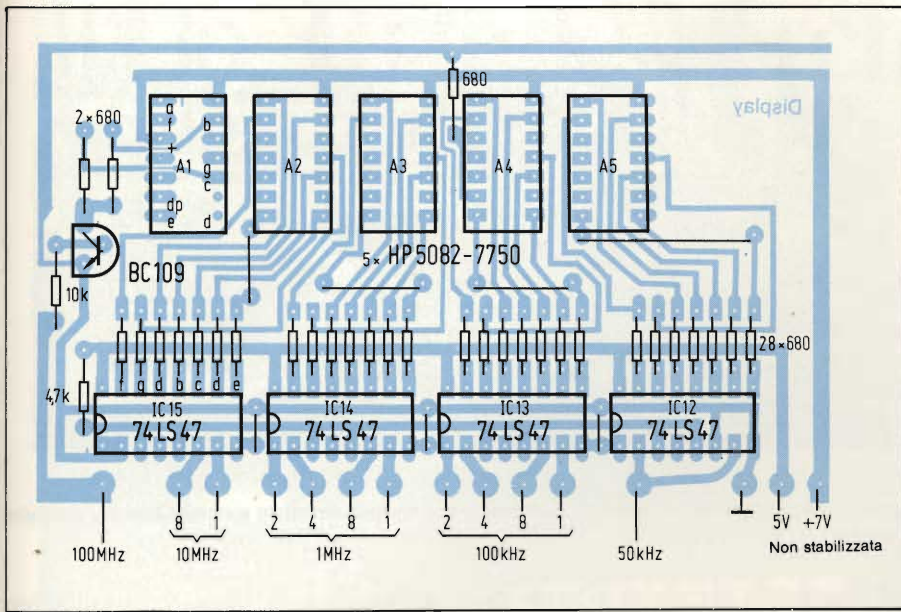


Fig. 16 - Disposizione dei componenti sul c.s. del display.

Il segnale di uscita del gruppo RF FD11 viene prelevato dal piedino 9 e collegato all'amplificatore di media frequenza CA 3028. Tramite il filtro ceramico SFW 10,7 MA, il segnale raggiunge poi l'integrato CA 3089 (amplificatore di media frequenza con discriminatore). Da questo circuito potranno anche essere prelevati i segnali per l'indicatore di sintonia ed il misuratore di intensità di campo. Segue il decodificatore stereo 1310 P, dalle cui uscite 4 e 5 potranno essere prelevati i segnali audio dei due canali stereo.

I collegamenti tra il PLL ed il contatore avanti/indietro, che appaiono su questo schema, sono stati già spiegati in precedenza. Le tensioni c.c., non stabilizzate, di circa 34 V, 15 V e 7 V, sono prelevate dal semplice alimentatore rappresentato in figura 18. I punti di massa dovranno essere tutti collegati tra loro. Le tensioni stabilizzate neces-

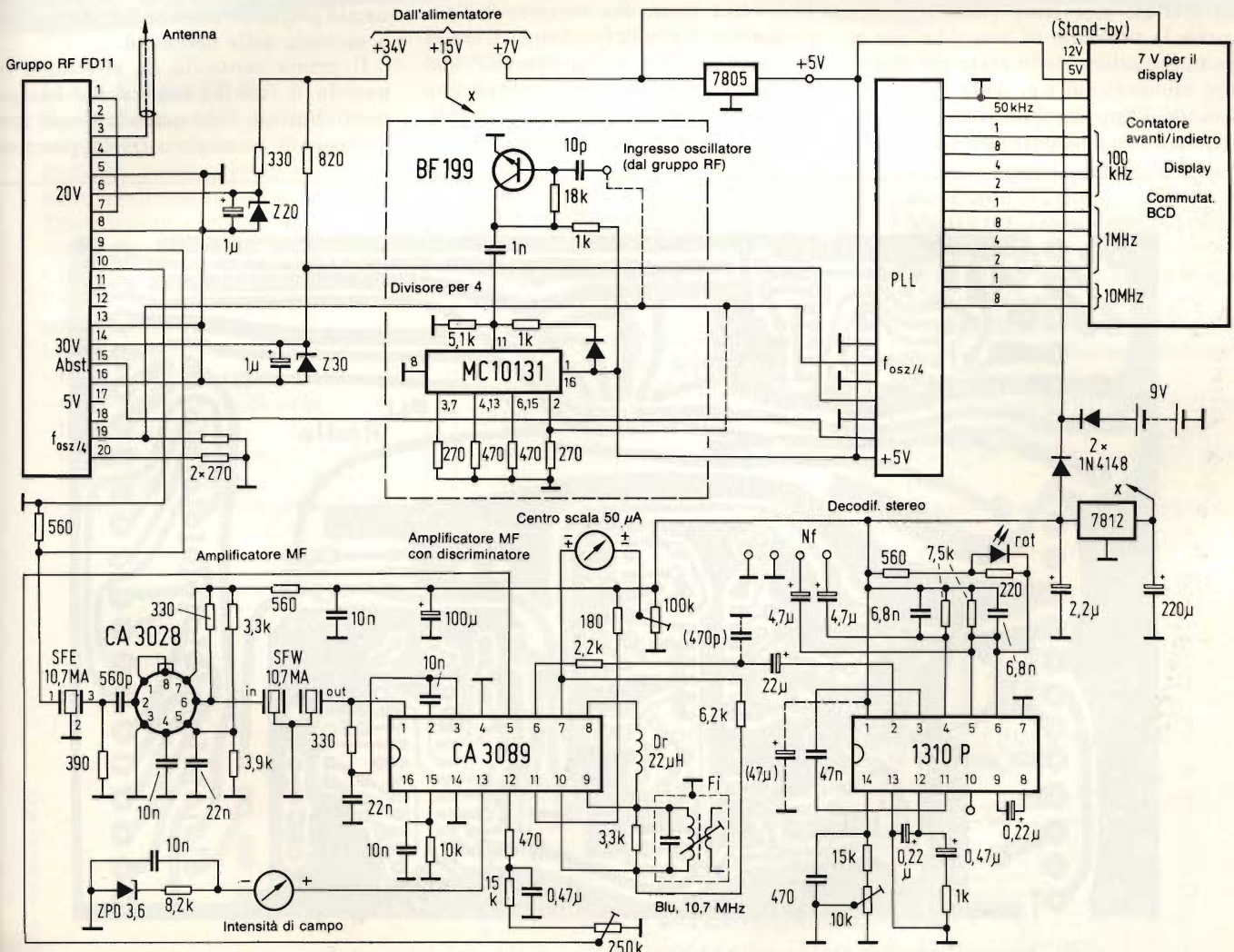


Fig. 17 - Schema dei collegamenti tra i vari moduli. I circuiti già descritti in precedenza sono rappresentati come semplici blocchi, per evidenziare le interconnessioni. Sono disegnati particolarmente il gruppo sintonizzatore RF con l'amplificatore di media frequenza ed il discriminatore, nonché il decodificatore stereo. Il complesso forma un radiorecettore FM completo.

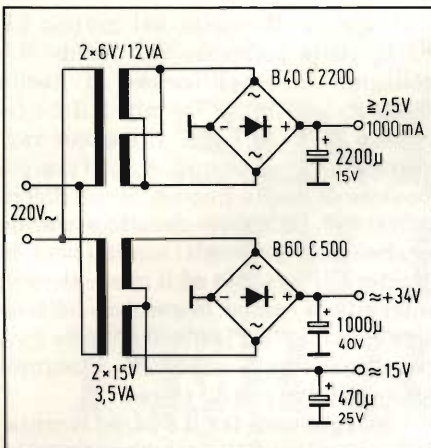
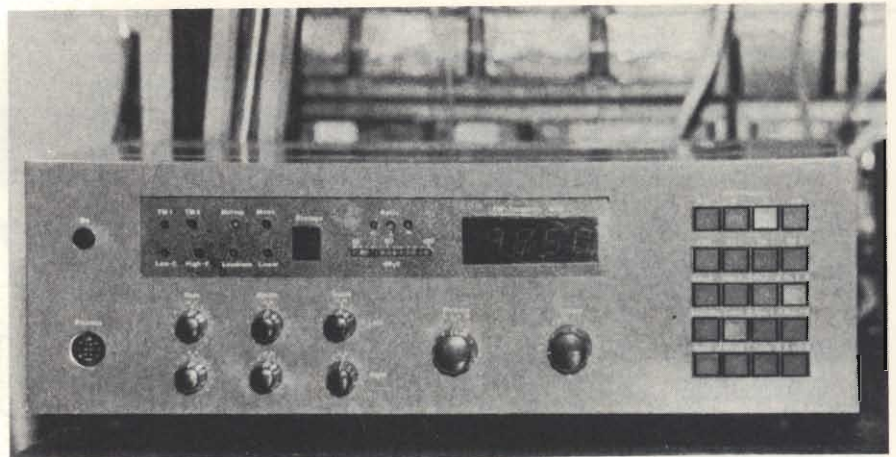


Fig. 18 - Nonostante le diverse tensioni di alimentazione per i singoli moduli, l'alimentatore è abbastanza semplice.



La fotografia del prototipo costruito dall'Autore mostra una possibile sistemazione del pannello frontale.

sarie per l'alimentazione dei singoli moduli verranno in parte prodotte sugli stessi circuiti stampati dei moduli, oppure mediante diodi zener.

Dalla tensione stabilizzata di 12 V del modulo ricevitore viene ricavata anche la tensione di stand-by per la memorizzazione dello stato del contatore montato sul c.s. della *figura 13*. Quando l'apparecchio viene staccato dalla rete, una batteria da 9 V continua

ad alimentare il circuito di memoria. Due diodi al silicio mantengono separate le due alimentazioni.

In *figura 19* è illustrata la serigrafia delle piste di rame del circuito stampato del ricevitore, che comprende l'amplificatore di media frequenza, il circuito discriminatore ed il gruppo RF; quest'ultimo dovrà essere montato perpendicolare al piano del circuito stampato. Come risulta evidente osservando la

disposizione dei componenti sulla *figura 20*, sarà anche possibile montare, se necessario, l'amplificatore per il segnale dell'oscillatore locale e l'eventuale divisore per 4. I relativi ingressi ed uscite potranno essere collegati tra loro a seconda delle necessità.

Il primo controllo da effettuare riguarda il funzionamento dei componenti digitali. Solo quando questi funzioneranno in modo corretto, potrà es-

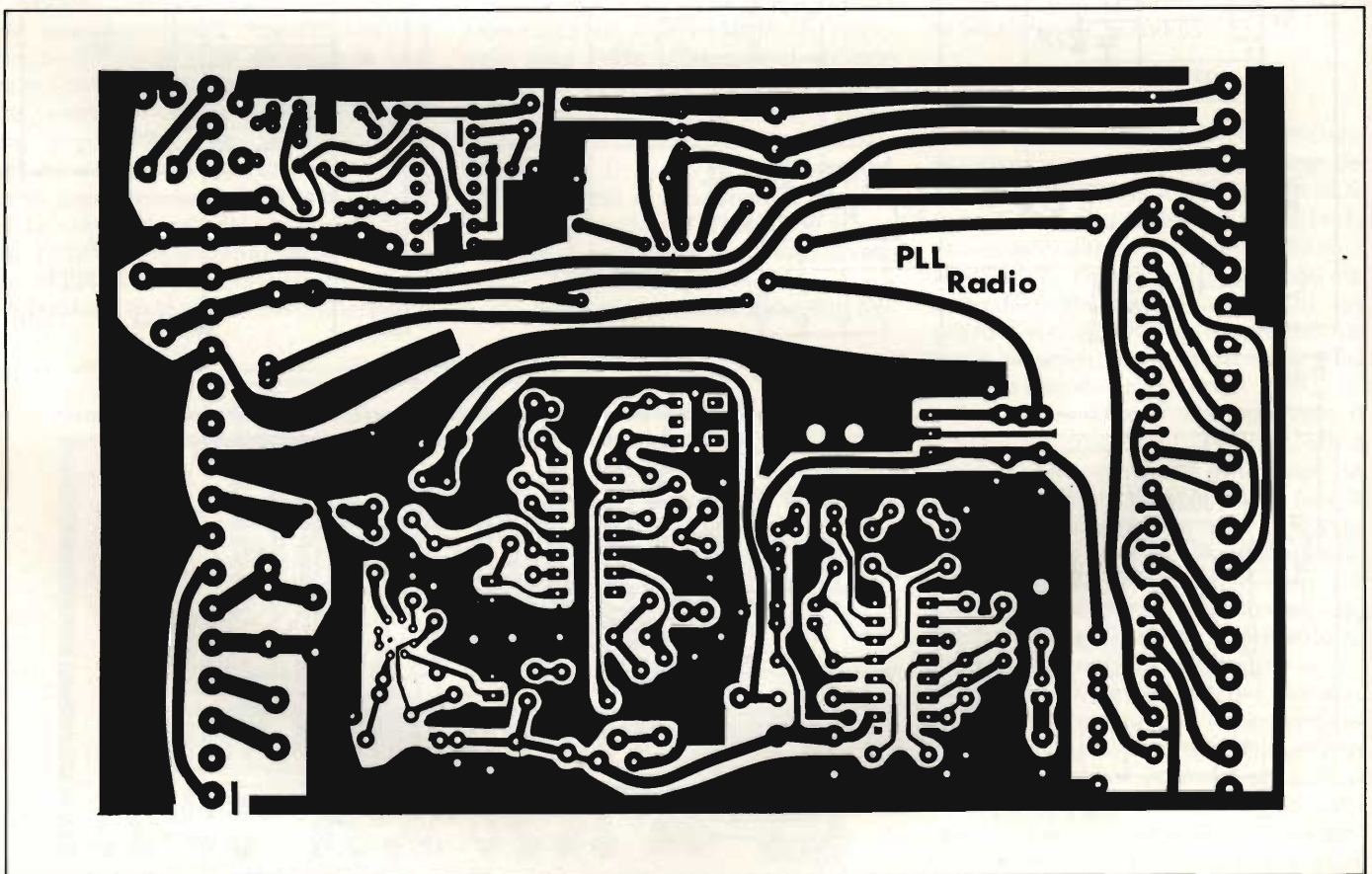
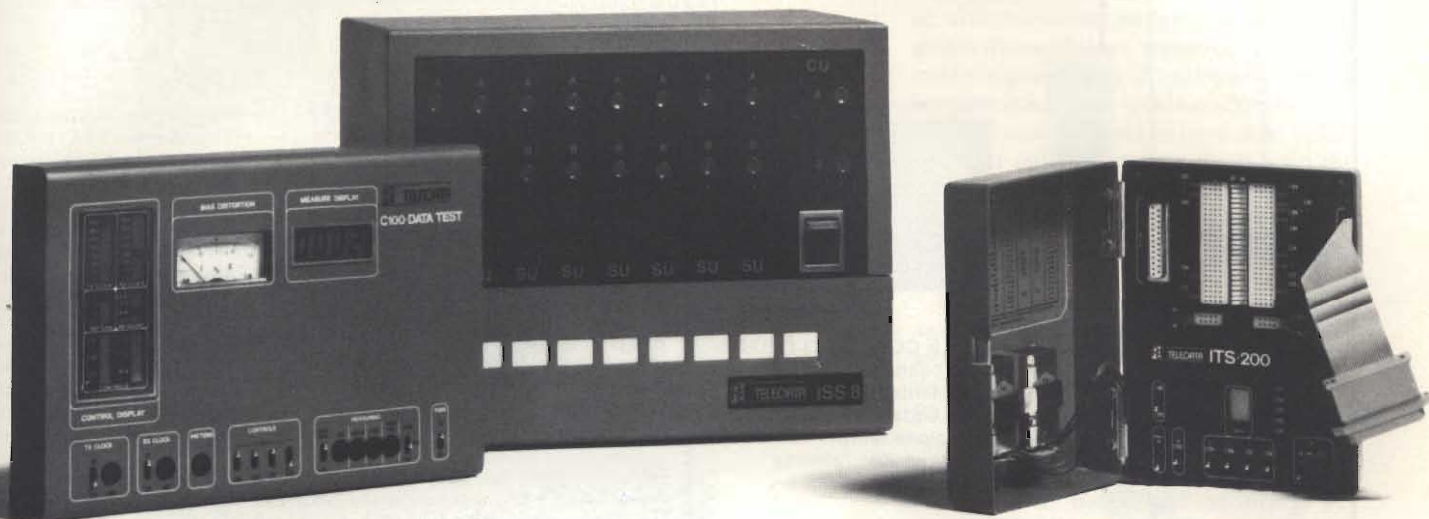


Fig. 19 - Circuito stampato del modulo ricevitore. A seconda del gruppo RF impiegato, dovranno essere eventualmente aggiunti un preamplificatore ed un circuito divisore per quattro; su questo stesso circuito stampato è già previsto lo spazio necessario.

Lo strumento che vi serve questa volta non è americano.



DATA TESTER

Il primo data tester portatile veramente completo. Funzionamento a batterie ricaricabili con autonomia di 10 ore. Trasmissione e ricezione completamente indipendenti. Clock interno ed esterno con funzionamento sincrono e asincrono. Misure di:

- tasso di errore sui bit
- tasso di errore sui blocchi
- blocchi ricevuti
- distorsione isocrona
- distorsione di bias

Possibilità di iniettare errori in Tx

ISS8 - 14

Sistemi di scambi di interfaccia completamente modulari.

ISS8 subtelaiò che comprende 1 unità di comando (CU) e fino a 8 unità di scambio (SU)

ISS14 subtelaiò che comprende 1 CU e fino a 14 SU

- Le unità di scambio sono realizzate a relè bistabili che permettono il mantenimento delle configurazioni anche in caso di mancata rete.
- Interfaccia per comando a distanza e master set e reset.

ITS 200

L'unico sezionatore di interfaccia a comprendere anche i circuiti della serie 200, per i quali funge anche da emulatore DTE.

Visualizza costantemente i circuiti più importanti.

Permette di forzare ad 1 o 0 ogni piedino di interfaccia.

Per i circuiti della serie 200 un display LCD visualizza il numero della selezione.

Non più ponticelli introvabili ma ogni collegamento può essere realizzato con normalissimo filo rigido.

Funzionamento con batterie a secco.

TELEDATA

STRUMENTI DI MISURA E TELEMISURA

Distribuito da:

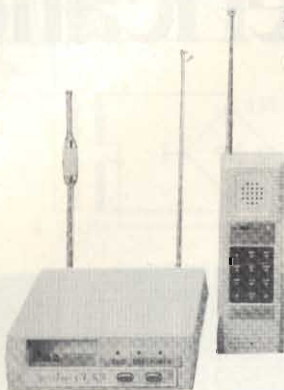
SYSTEL

INTERNATIONAL SRL

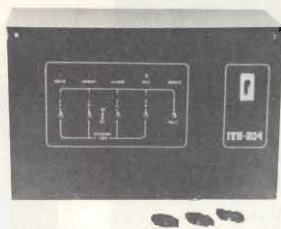
30030 Olmo di Martellago Venezia - Italy
Via Dosa, 1 - Tel. 041/909900

ITALSTRUMENTI s.r.l.

COMPONENTI ELETTRONICI PER LA SICUREZZA
V.le del Caravaggio, 113 - 00147 ROMA
Tel. 06/51.10.262 centralino

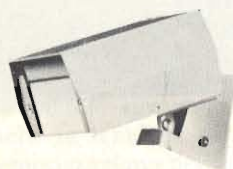


SUPERFONE CT505
Portata km 7
Interfono

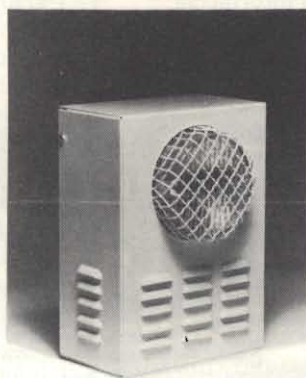


- CENTRALE COMANDO ITS204K**
- 4 linee bilanciate
 - Linee istantanee
 - Linea ritardata
 - Regolazione tempi
 - Entrata "uscita" "allarme"
 - Alimentazione 2,2 Ah

* ITS204 con chiave meccanica



MW20-MW30
Microonda
in due versioni
antiaccecamento
garanzia 3 anni



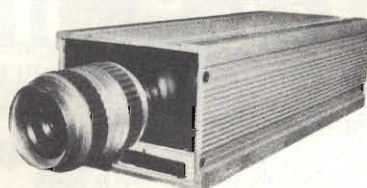
- SIRENA HS120**
- Autoprotetta
 - Autoalimentata
12 V - 1,8/6 Ah
 - Temporizzata
 - Con lampeggiatore
 - 10 dB.



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"

Kenneth E. Schoman, Jr.

BASIC

Traduzione a cura
dell'ing. **FRANCO GOVONI**
Volume di pagg. 140

Prezzo di vendita L. 20.000

CONTENUTO

COMPUTER E PROBLEM SOLVING - Problem Solving - Scrittura delle istruzioni - Uso del computer - Esercizio per il primo giorno - STATEMENT ELEMENTARI - Comandi di sistema - Quantità fondamentali - Statement - Ordine delle operazioni - Risoluzione dei problemi - Problemi: Ipotenusa - Potenze e radici - Peso nello spazio - Consumo di benzina - Semplificazione - SCIENZA E ARTE DELLA PROGRAMMAZIONE - Progetto dell'algoritmo - Stetura del programma - Scelta binaria - Trasferimento del controllo del programma - Presentazione dei risultati, messaggi e commenti - Testing e debugging del programma - Problemi: Temperature - Scelta del più grande - Triangoli - Media - Interesse - Divisibilità - Due insieme - Equazione di una retta - RIPETIZIONI: Ripetizioni non condizionate o enumerative - Ripetizioni condizionate - Addizione - Conteggio - Sorting - Approssimazione successive - Problemi: Radice quadrata - Dilemma del sultano - Fattoriale - Fibonacci - Discendenti - Predizione della fortuna - Radice strana - Calcolo di pi greca - FUNZIONI: Funzioni matematiche - Numeri random - Uso dei numeri random - Funzioni prodotte dall'utente - Problemi: Algoritmo di Euclide - Indovina il numero - Incubo dell'esecutore testamentario - Imparare l'addizione - Numeri primi - Radici dell'equazione di secondo grado - VARIABILI CON INDICE - Storing - Sorting - Searching - Tabelle o matrici - Problemi: Terne pitagoriche - Conteggio dei voti - Catalogazione - Searching - Riarrangiamento - Merging - Da decimale a binario - Tre insieme - Vincite dei giocatori - ANCORA SULL'INPUT/OUTPUT - Controllo del formato di uscita - Virgola e punto e virgola in coda - Problemi: Densità degli abitanti - Progressione geometrica - Indovina il numero - Seconda versione - Macchina del resto - Fattorizzazione in numeri primi - Gioco della pila - Paghe - STRINGHE - Variabili di lunghezza fissa: meno di una riga - Variabili di lunghezza fissa: una riga o più di una riga - Variabili di lunghezza dichiarata - Problemi: Ordinamento di parole - Addizione binaria - Generazione di parole - Compilazione di assegni bancari - Paragoni - Scrittore di proposizioni - Giustificazione a destra - Codice Morse - Numeri romani - SVILUPPO DI PROGRAMMI DI GRANDI DIMENSIONI - Plotting: Fase 1, 2, 3, 4, 5 e 6 - Sottoprogrammi - Problemi: Plotting - Ripetizione - Crittografia - Risoluzione del triangolo - Triangolo per i vertici - Assegnazione dei voti - Indagine letteraria - Mutuo ipotecario - Nim - INTRODUZIONE ALLA SIMULAZIONE - Simulazione di processi che coinvolgono l'ordine temporale degli eventi - Simulazione di processi che coinvolgono l'ordine temporale degli eventi - Esempio di simulazione discreta - Problemi: Compilazioni crescenti - Borsa Valori - Un milione di scimmie - Speedy Speedy - Semaforo Parole a caso - Life - APPENDICE A: SOMMARIO DELLE ISTRUZIONI DEL MINIMAL BASIC - Elementi - Statement di programma - Funzioni - APPENDICE B: CORREZIONE DEGLI ERRORI ALLA TASTIERA / RUBOUT - Sostituzione di una riga - Inserimento di una riga - Cancellazione di una riga - Il mistero del programma che non si ferma mai - Tracing - APPENDICE C: ANCORA SUL PLOTTING: Un aggiustamento - Plotting per X positive; asse X fisso - Plotting per X positive; asse X mobile - Plotting nei quattro quadranti - Nota finale a proposito del problema del Plotting - Indice analitico.

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 "BASIC" - L. 20.000, a mezzo pacco postale, contrassegno:

Sig.
Via
Città
Provincia CAP

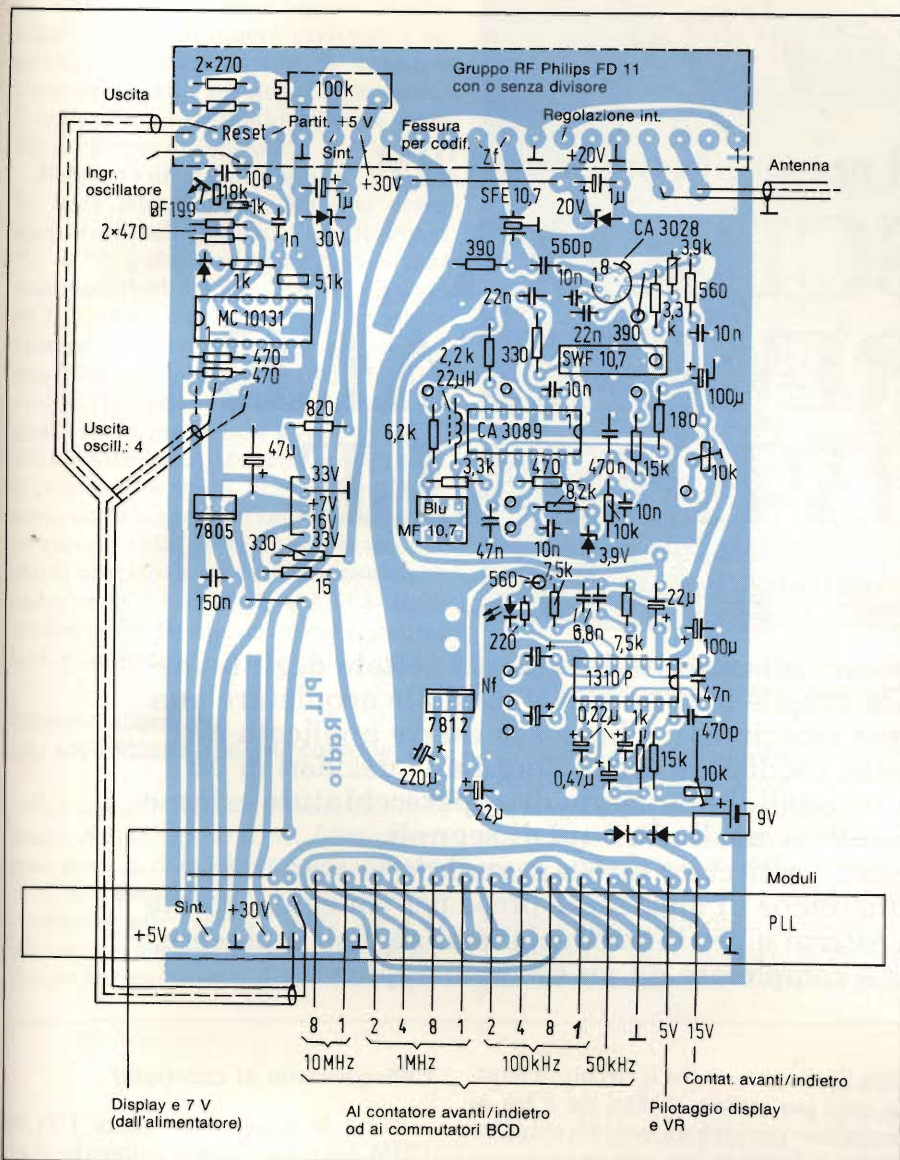


Fig. 20 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di Fig. 19.

sere effettuata la taratura vera e propria.

Il circuito completo potrà dimostrare i suoi pregi soltanto quando il ricevitore sarà perfettamente tarato. Poiché il gruppo RF viene fornito già tarato in fabbrica, sarà opportuno evitare di ritoccare il suo allineamento, a meno che non si abbiano a disposizione la strumentazione e l'esperienza necessarie.

La vera e propria taratura è perciò limitata al circuito demodulatore montato sul circuito stampato di figura 20.

Dopo l'accensione dell'apparecchio, dovrebbe essere possibile udire almeno un fruscio nella cuffia o dall'altoparlante di un amplificatore audio collegato alle uscite del sintonizzatore. Dopo aver collegato un'antenna, che per un primo esperimento potrà consistere in

un semplice spezzone di filo, sarà necessario ricercare una stazione. Nella maggior parte dei casi sarà possibile sintonizzarsi su almeno una stazione, anche se la ricezione sarà molto distorta. Regolare poi il discriminatore fino ad ottenere la migliore ricezione possibile. Per la taratura in caso di impiego di sintonizzatori senza uscita del segnale di oscillatore, consultare il paragrafo riguardante il collegamento ad un sintonizzatore qualsiasi (parte prima). Chiunque desideri maggiori informazioni sull'argomento degli amplificatori di media frequenza e dei decodificatori stereo, potrà consultare gli articoli citati al numero 4 della bibliografia.

Durante l'assemblaggio meccanico, sarà necessario montare i moduli sensibili ai disturbi più lontani possibile dall'alimentatore e dal PLL. Il modulo PLL deve essere completamente schermato. Per impedire al massimo grado la formazione di disturbi vaganti, è assolutamente necessario montare su questo circuito stampato i condensatori passanti previsti per i conduttori che escono dallo schermo.

La foto mostra una possibile sistemazione del pannello frontale.

Dispositivo di controllo d'isolamento

Un nuovo dispositivo di controllo d'isolamento adatto agli impianti ospedalieri, con dimensioni studiate per il sistema N della Siemens, è disponibile sul mercato.

La forma costruttiva modulare e l'attacco a scatto su profilato DIN da 35 mm permettono un'installazione semplice e rapida in ogni quadro di distribuzione, nonché una protezione sicura contro i contatti indiretti assicurata dalla speciale copertura dei morsetti.

L'apparecchio è stato studiato per reti a neutro isolato di 220 V ~ quali quelle prescritte nelle camere operatorie nelle norme VDE 0107 e CEI 64-4, per rilevare mediante un segnale ottico ed acustico un primo guasto a terra. Il dispositivo di controllo d'isolamento presenta tre diodi luminosi che automaticamente si illuminano allorché la resistenza d'isolamento della rete scende, a causa di un guasto, al di sotto dei 100, 75 o 50 kΩ, con ciò risulta più agevole l'interpretazione del guasto rispetto per esempio ad uno strumento a scala, come sono di tipi normalmente in commercio, da parte di personale non tecnico. Un tasto di prova simula, per verificare l'efficienza dell'isolamento, un guasto di 42 Ω. Il dispositivo di isolamento è normalmente predisposto per il controllo di una rete a 220 V ed una doppia rete da 24 V quale per esempio quella delle lampade scialitiche.

Bibliografia

- (1) Manuali TTL S. 110, 111, 145-147, 333-337; Texas Instruments.
- (2) Joachim Kestler: FM-Rundfunkempfaenger mit Rasteroszillator (Radiorecivitore FM con oscillatore canalizzato). UKW - Berichte 1974, fasc. 4, S 240.
- (3) Der FM-Tuner FD11 und seine Anwendung in einem Hi-Fi Stereo Empfaenger der Spitzenklasse (Il sintonizzatore FM FD11 e la sua applicazione in un ricevitore stereo hi-fi di alta classe). Valvo Brief 1978.
- (4) Christian Rockrohr: Stereo UKW-Empfaenger, empfindlich und trennscharf (Ricevitore FM stereo sensibile e selettivo). ELO 7, 8, 9/1977.

Per il personal computer CBM

SCHEDA SPERIMENTALE UNIVERSALE

di Michael Kasper

Con questo circuito viene colmata una lacuna nel settore degli home-computer. Al momento attuale non è ancora possibile acquistare una scheda completa per esperimenti, che possa essere applicata ai computer, e che possa soddisfare tutti i "normali" desideri di un appassionato dilettante, quali il pilotaggio di apparecchiature esterne o la simulazione di altri tipi di segnali.

Questo articolo illustra un circuito atto a segnalare lo stato logico delle porte I/O, munito anche di opportune prese per collegare queste porte ad apparecchi esterni o per l'introduzione di segnali a piacere. La descrizione è completata da un esempio applicativo.

Con questo circuito è possibile collegare o simulare apparecchiature periferiche di qualsiasi tipo. Il sistema è stato studiato per il computer CBM, ma può essere adattato senza difficoltà anche ad altre macchine, purchè siano provviste di porte d'utente o di analoghi dispositivi. L'u-

nica limitazione è che il circuito è adatto solo per parole di dati da 8 bit al massimo; per sistemi con un maggior numero di bit, i dati potranno essere prelevati dalla porta od inseriti solo in modo parziale (nel caso di sistemi a 16 bit, soltanto gli 8 bit meno significativi o gli 8 bit più significativi).

Collegamento al computer

Tutte le prese delle porte I/O del CBM dovranno essere collegate al circuito stampato mediante cavi flessibili e connettori (figura 1). 10 LED rossi permetteranno la visualizzazione del livello logico presente in ciascuna por-



◀ Fig. 1 - Scheda sperimentale universale collegata al personal computer CBM

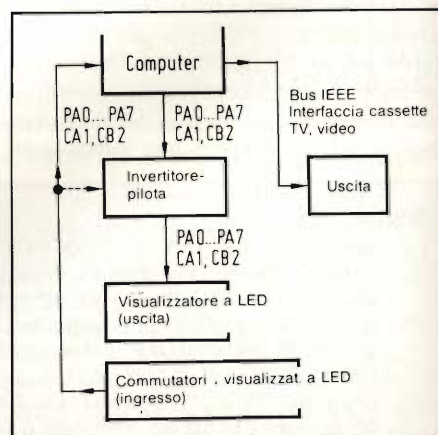


Fig. 2 - Schema a blocchi della scheda sperimentale

ta. Prima del circuito integrato di pilotaggio potranno essere prelevati i segnali per l'azionamento di apparecchiature esterne, mediante 10 terminali per collegamenti saldati (vedi schema a blocchi di figura 2).

Mediante dieci commutatori a levetta, sarà possibile applicare ai corrispondenti collegamenti livelli logici "1" o "0", che verranno rilevati dal computer (vedi schema elettrico di figura 3). Questo accorgimento sarà molto utile per la simulazione di apparecchi esterni, risparmiando così il difficile lavoro di rilevazione ed inserzione dei segnali mediante sonda di prova TTL. Sul circuito stampato sono previsti dieci ponticelli a spina, che non solo permettono di leggere i livelli che entrano ed escono dalle porte di utente ma anche di ottenere le medesime prestazioni collegando il bus IEEE 488 od anche i conduttori delle due prese per registratore a cassette.

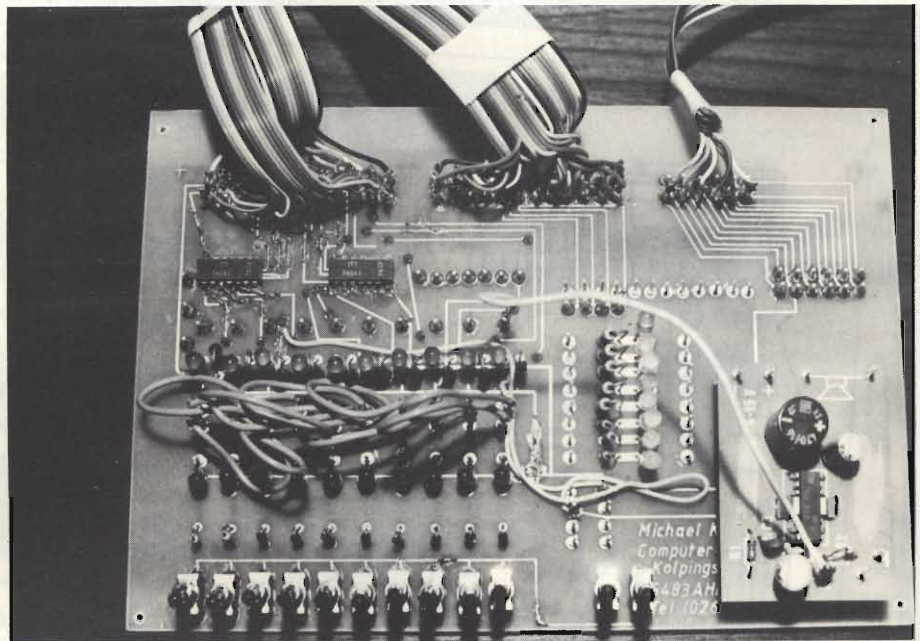


Fig. 4 - Il collegamento al computer dovrà essere eseguito mediante piattine flessibili multipolari. I segnali possono essere prelevati dai terminali a saldare.

Circuito stampato per un'utilizzazione più comoda

Sul circuito stampato sono montati anche 8 LED gialli (D31...D38) che rimangono a disposizione dell'operatore. Con questi LED potranno essere visualizzati altri segnali della porta di utente, del bus IEEE-488 o dell'interfaccia per nastro-cassette.

L'amplificatore di bassa frequenza TAA 800, montato anch'esso sul circuito stampato, è particolarmente importante; la potenza di questo amplificatore può arrivare a 4 W, e dipende dalla tensione di alimentazione. Se l'amplificatore è alimentato dalla tensione di 5 V prelevata dal computer, la potenza massima sarà di soli 2 W. E' però possi-

bile alimentare l'amplificatore con una tensione esterna di 12...14 V: questo accorgimento non è in generale necessario, perchè la potenza fornita con l'alimentazione originale è più che sufficiente per gli impieghi pratici. All'amplificatore dovrà essere collegato un piccolo altoparlante da 4...8 Ω .

Il piccolo amplificatore dovrà essere

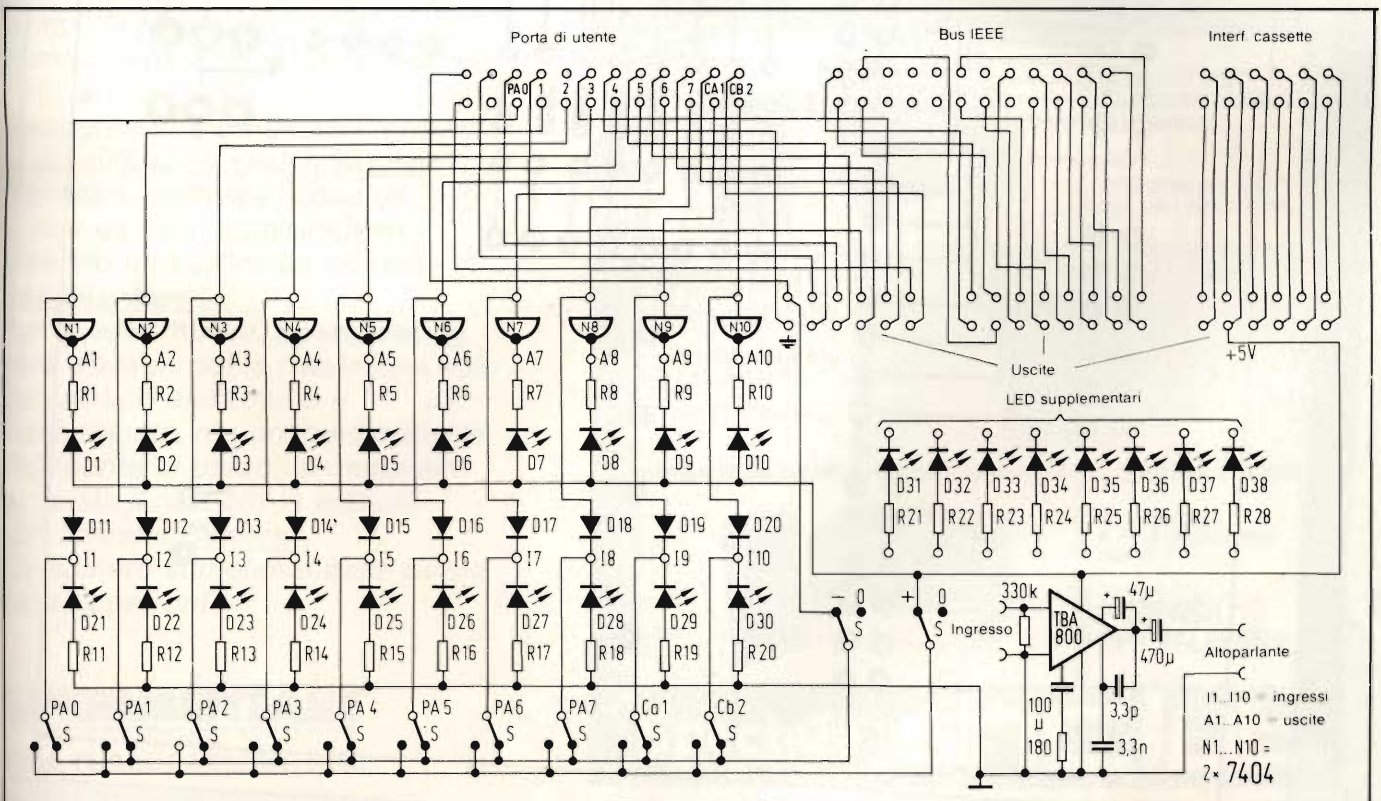


Fig. 3 - Schema completo della scheda. I LED D1 ÷ D31 indicano ciascuno lo stato logico del corrispondente conduttore della porta di utente.

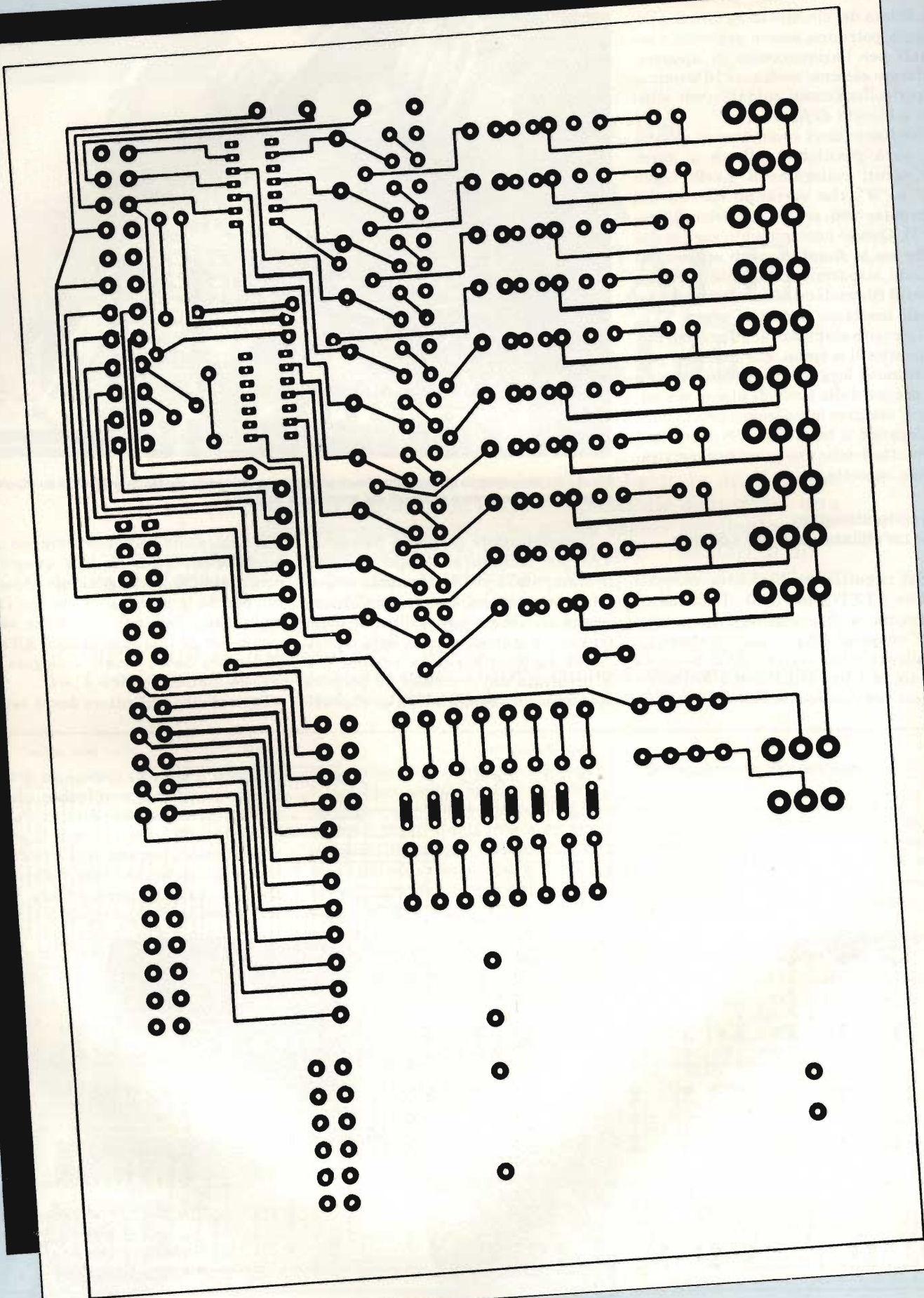


Fig. 5 - Piste di rame sul lato saldature della scheda sperimentale

La più diffusa rivista italiana di elettronica pratica allarga l'orizzonte e parla anche di personal computer.

Sperimentare, la più autorevole e diffusa rivista di elettronica pratica, tende a perfezionare i suoi contenuti e ad ampliare l'orizzonte. Oltre alle realizzazioni per gli amatori e gli specialisti di elettronica nei più svariati campi, la rivista, da questo numero, presenterà mensilmente degli articoli dedicati al personal computer, con particolare riguardo al più diffuso di essi: **il Sinclair**. Hardware, software, consigli e idee da sviluppare insieme, saranno un contenuto abituale di **Sperimentare**.

Per questo motivo, **Sperimentare** sarà d'ora in poi la rivista non solo del tecnico elettronico e dell'hobbista, ma anche il mensile dell'utente di personal computer. Acquista il numero in edicola con l'inserito **Sinclub**. Un numero stimolante della rivista senza confronti.

SPERIMENTARE

UNA PUBBLICAZIONE J.C.E.

Sperimentare
CON L'ELETTRONICA E IL COMPUTER
7/8 LUGLIO/AGOSTO 1983 L. 4.200

**NUMERO
DOPPIO**

**LEOPARD U327
RADIOCOMANDO IR
A 6 CANALI**

**CONVERTITORE A/D
PER ZX81 SPECTRUM**

**TERMOMETRO
DIGITALE LCD**

**IL PRINCIPE DEL MARE
ZODIAC AQUARIUS**

TRASMETTITORI FM

**TELECOMANDO
A MICROPROCESSORI
PER TV**

**PADLOCK
PER TELEFONO**

Speciale **SINCLUB**

Anche quest'anno Elektor ha selezionato + di 100 circuiti nel numero speciale di luglio/agosto.

Realizzazioni complete, circuiti supplementari, idee di progetto, novità...
questo ed altro troverete nel numero doppio di Elektor in edicola
dal 1° luglio a lire 6.000.

Il numero doppio di luglio/agosto
è un numero eccezionale.

Per i lettori interessati deve essere detto che Elektor, e solo
Elektor, fa questo genere di cose una volta all'anno!

Questo numero speciale NON è una rassegna di
circuiti già pubblicati e NEMMENO
un anticipo sui progetti che verranno
discussi nei dettagli nei prossimi numeri.

E adesso... decidete un pò voi!

Noi speriamo che vi diventerà studiare questa
selezione di circuiti e costruirne qualcuno
(se non tutti).

Buona sperimentazione!!



100+
IN EDICOLA
DAL 1° LUGLIO

ELENCO DEI COMPONENTI

- R1 ÷ R10 = circa 100 Ω
- R11 ÷ R20 = 100 Ω
- R21 ÷ R28 = 100...330 Ω
- D1 ÷ D10 = 10 LED verdi, diam. 5 mm
- D21 ÷ D30 = 10 LED rossi, diam. 5 mm
- D31 ÷ D38 = 8 LED gialli, diam. 5 mm
- D11 ÷ D20 = 10 diodi 1N4002 o simili
- IC1, IC2 = 7404 (...05; 06; 07)
- S = 12 deviatori a levetta unipolari
- Br = 10 ponticelli a spina con cavetto

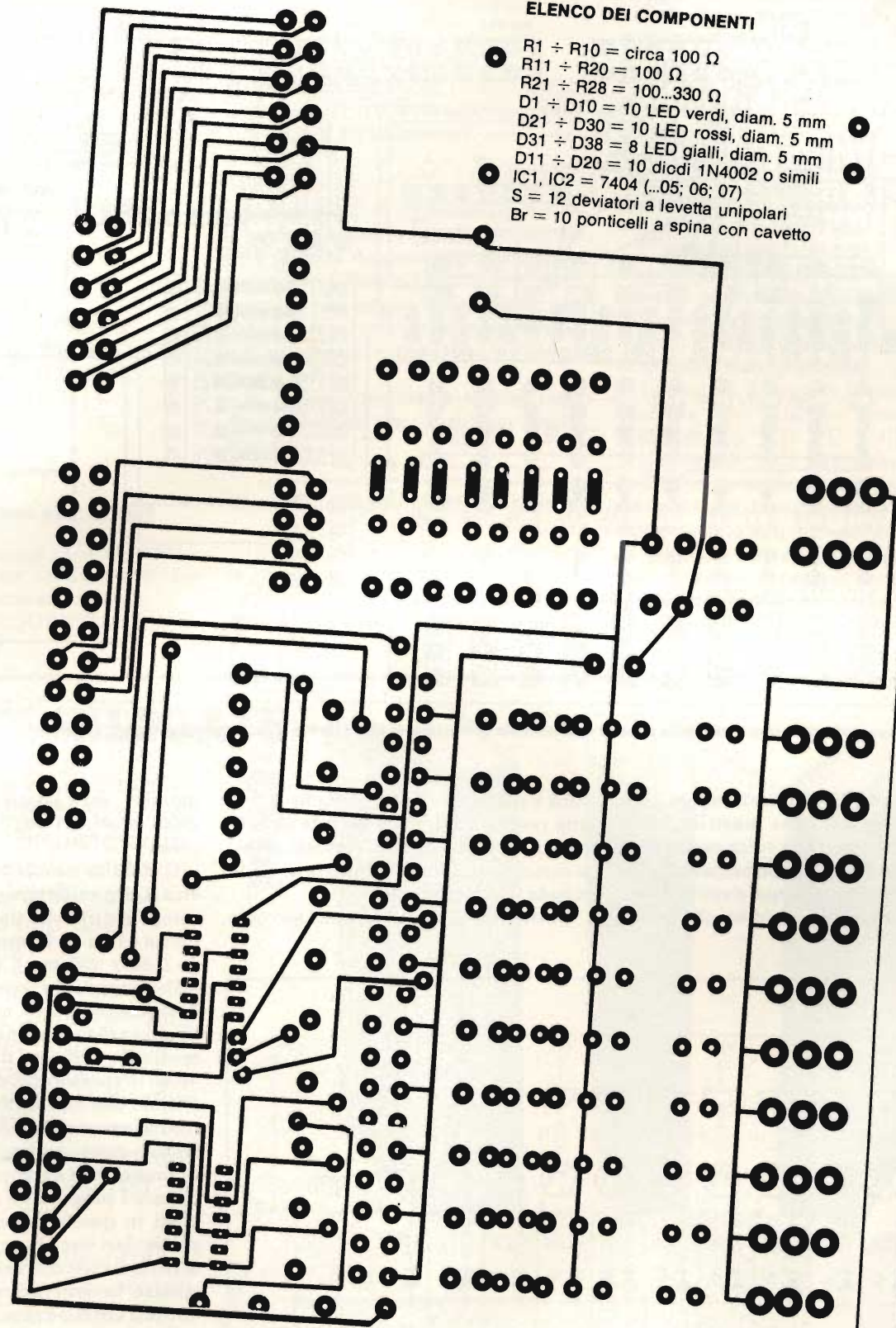


Fig. 6 - Lato componenti del circuito stampato a doppia faccia.

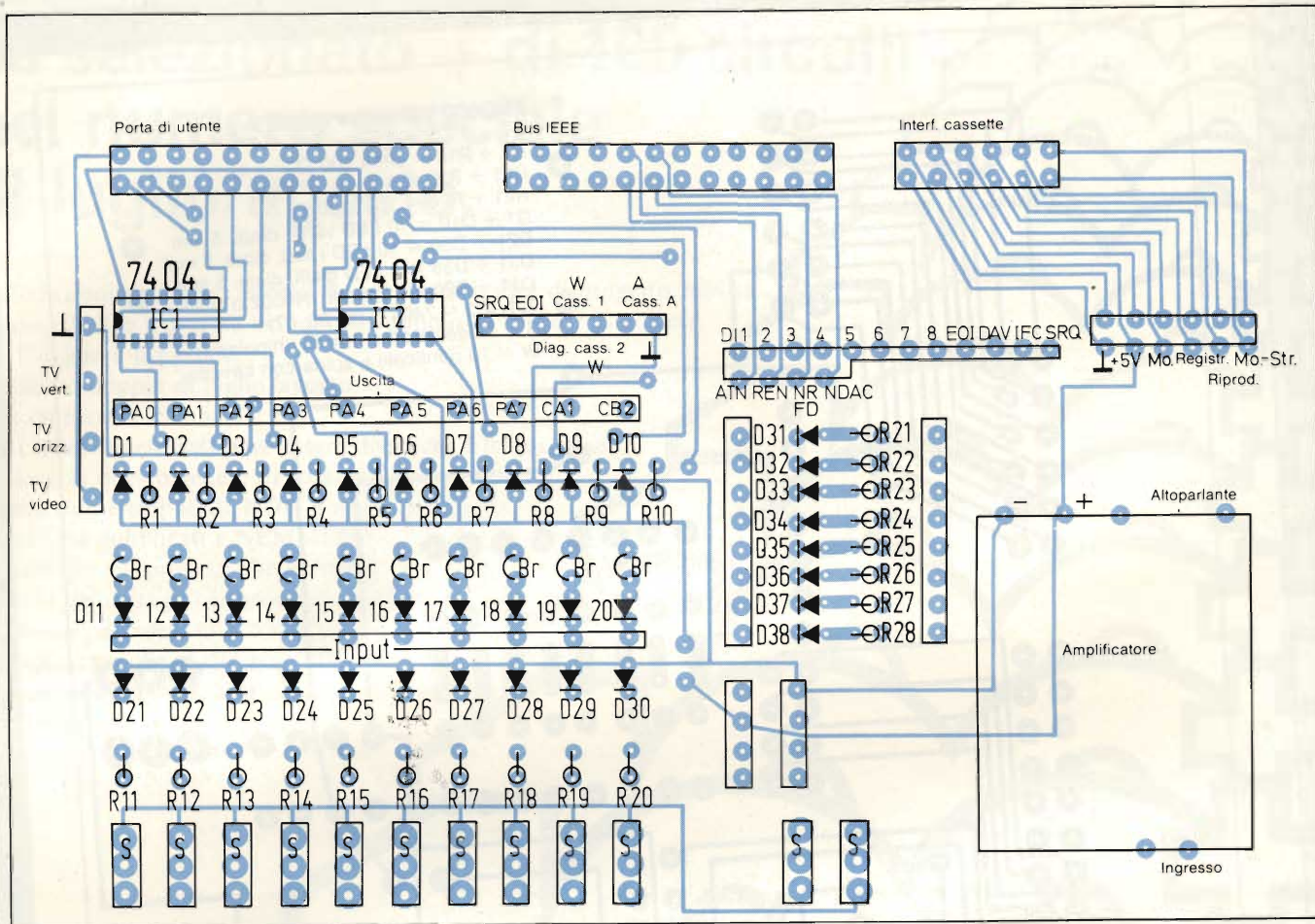


Fig. 7 - Disposizione dei componenti sulla scheda sperimentale universale. In alto a destra c'è lo spazio per la piccola basetta dell'amplificatore audio.

montato su un circuito stampato separato (per esempio una piastrina prefabbricata) che dovrà a sua volta essere montato sopra la scheda principale (figura 4). Potrà essere impiegato senza inconvenienti qualsiasi altro amplificatore.

sarà sufficiente controllare che abbia una resistenza di ingresso alta a sufficienza, in modo da non caricare eccessivamente i circuiti integrati della scheda o del computer.

Desiderando montare un secondo

monitor, sarà possibile prelevare i segnali necessari dagli appositi punti di presa.

Il circuito stampato (la figura 5 illustra il lato saldature e la figura 6 il lato componenti) è del tipo a doppia faccia incisa ed ha un formato piuttosto grande (160 x 233 mm); i fori passanti di collegamento tra le piste delle due facce dovrebbero essere metallizzati, altrimenti sarà necessario collegare le piste mediante spezzoni di filo nudo attraverso lo spessore del circuito stampato. Per ciò che riguarda il software di introduzione e di prelievo dei dati, potranno essere impiegati senza difficoltà programmi di propria progettazione oppure i programmi che vengono proposti in questo articolo. Per ulteriori particolari circa la programmazione di scrittura e lettura, sarà opportuno consultare la letteratura tecnica riguardante il CBM o l'altro sistema impiegato.

Esempi di software

Il software presentato in questo paragrafo è destinato al computer CBM (CBM 3001, con sistema di gestione di

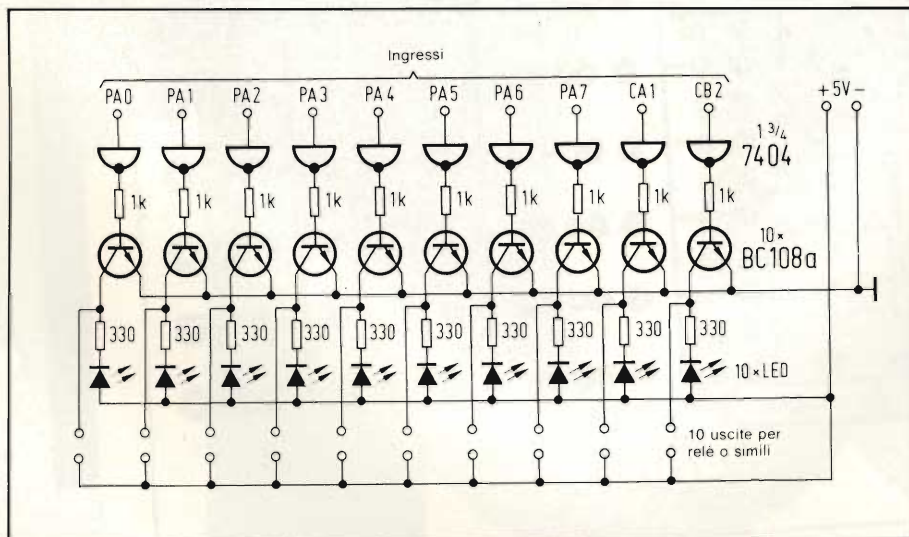


Fig. 8 - La scheda sperimentale potrà essere completata con questo circuito invertitore/pilota, che permette di prelevare i segnali per gli apparecchi esterni secondo la giusta fase.

vecchio tipo). Dovendo adattare il programma ad altri sistemi, sarà necessario fare attenzione agli indirizzi contenuti in PEEK e POKE.

Programma di inserzione/prelievo dati

Il seguente programma predispone successivamente i livelli delle porte di uscita A0...A7 ai diversi valori possibili ed alla fine della sequenza i livelli saranno 1111 1111.

```
10 REM I/O-DEMONSTRATION
20 POKE 59459,255
30 FOR I=0 TO 255
40 POKE 59457,I
50 FOR J=0 TO 255
60 FOR Y=1 TO 1000:NEXT Y
70 PRINT "CONTENUTO REGISTRO
INGRESSO/USCITA DATI:"
80 PRINT PEEK (59457),+1
90 NEXT I:NEXT J
100 NEXT N
110 GOTO 30
```

Programma per luci sequenziali

Dopo il programma di inserimento/prelievo dati ecco un altro esempio pratico di programmazione:

```
10 REM LUCI SEQUENZIALI
```

```
20 POKE 59459,255
30 FOR I=1 TO 7
40 X=2+I
50 Print X
60 POKE 59457,X
70 FOR J=0 TO 255
80 FOR Y=1 TO 100:NEXT Y
90 PRINT "CONTENUTO REGISTRO
INSERZIONE/PRELIEVO DATI:"
100 PRINT PEEK (59457)
110 NEXT I
120 GOTO 30
```

Le possibilità di programmazione delle porte I/O sono praticamente illimitate. I principi fondamentali dovrebbero essere noti a tutti coloro che intendano lavorare con questo apparecchio, perché la spiegazione di tutti i particolari sull'argomento supererebbe i limiti di questo articolo.

In figura 7 appare lo schema della disposizione dei componenti sul circuito stampato.

Circuito ausiliario pilota/invertitore

Oltre al circuito stampato descritto in precedenza è stato anche progettato un circuito invertitore/pilota che permette di invertire e di riportare alla fa-

se normale i segnali provenienti dalla scheda principale, poichè quest'ultima, a sua volta, inverte i segnali provenienti dal computer (figura 8). I LED indicheranno però il giusto stato del corrispondente conduttore e rispettivamente del segnale proveniente dal computer, che dipende dalla programmazione: quando il LED è acceso, il conduttore sarà a livello logico "1". Ai piedini di uscita c'è però un segnale invertito; quando debbano essere pilotate apparecchiature esterne sarà perciò necessario invertire il segnale.

Il segnale così elaborato pilota un transistore, nel quale può passare una corrente sufficiente a pilotare un relè od un analogo dispositivo.

Per il pilotaggio di apparecchi esterni esistono due possibilità:

1. Impiegare il circuito invertitore, in modo da poter collegare direttamente l'apparecchio.

2. Non desiderando impiegare la scheda di inversione, dovrà essere predisposto un circuito invertitore che dovrà essere collegato agli ingressi del circuito da pilotare; sarà anche possibile programmare il computer in modo che al corrispondente conduttore appaia un "1" invece di uno "0" e viceversa. ■

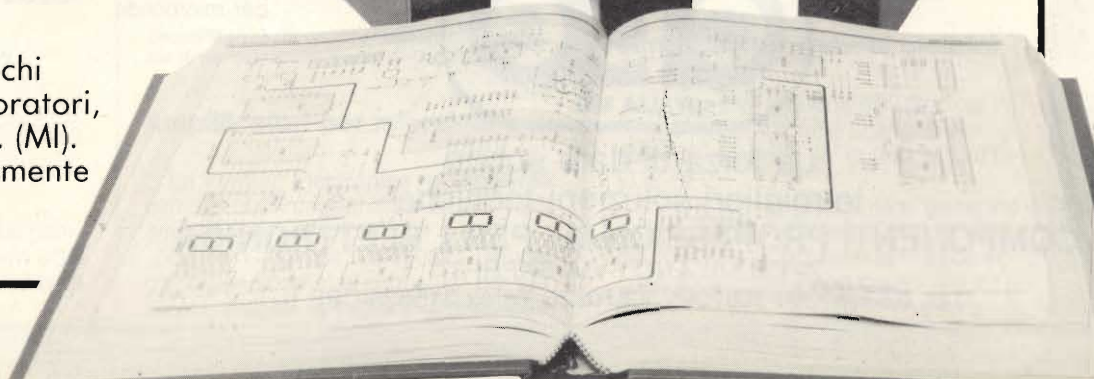
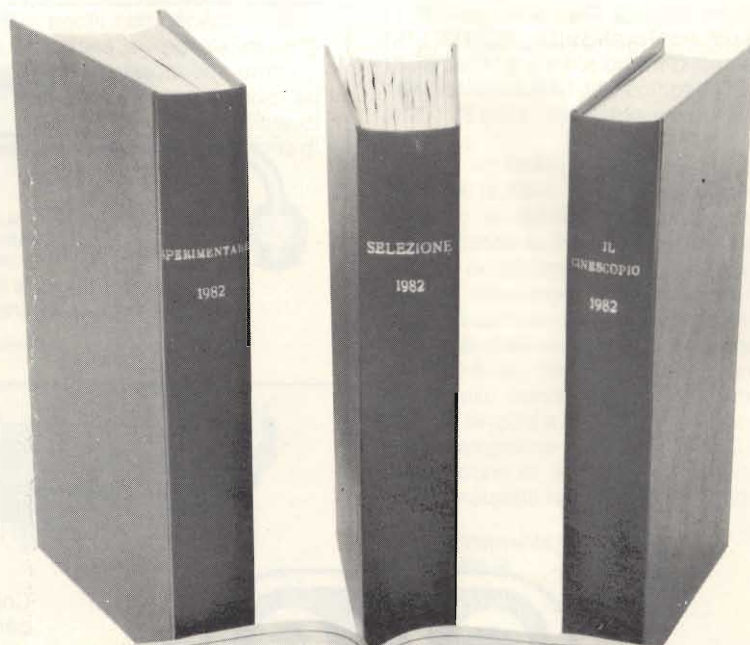
ANNATE RILEGATE

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

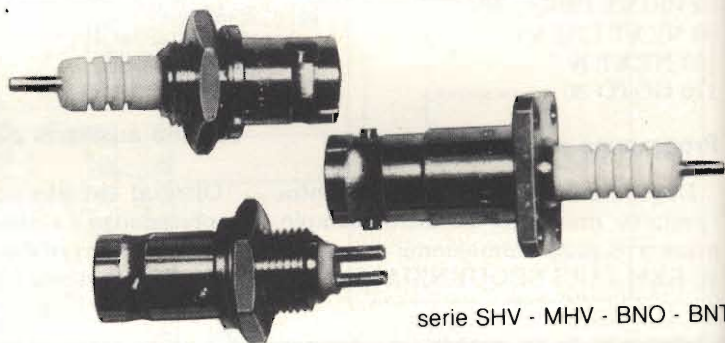




PROFESSIONALITA' E TECNOLOGIA PER UN SERVIZIO SEMPRE PIU' DISPONIBILE

Greenpar

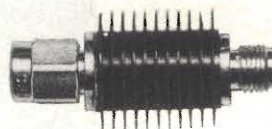
Connettori cavi e componenti per microonde



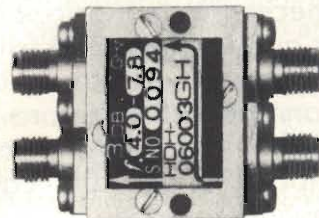
serie SHV - MHV - BNO - BNT



Cavi semirigidi e flessibili
per frequenze fino a 18 GHz



Componenti
per microonde



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

COMPONENTI

Moltiplicatore veloce 8 x 8

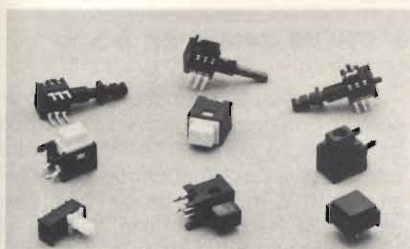
La Monolithic Memories annuncia la disponibilità di un moltiplicatore 8 x 8 veloce in grado di fornire il risultato 16 bit double-length in 60 ns max.

Il dispositivo 54/74S558 è stato progettato per applicazioni di processo di segnali digitali o calcoli floating-point ad alta velocità.

Il moltiplicatore può essere impiegato in serie o in parallelo e consente espansioni in ogni direzione in incrementi di 8 bit.

Le applicazioni includono processori FFT, filtri digitali, radar ed in generale processo di segnali digitali.

COMPREL
V.le Romagna, 1
Cinisello B. (MI)



Switch a pulsante miniaturizzati per impieghi in apparecchiature elettroniche che usano semiconduttori.

Switch a pulsante miniaturizzati

La Switchcraft ha aggiunto 11 tipi di pulsanti alla sua gamma di switch.

Studiati per essere impiegati nelle apparecchiature elettroniche che usano semiconduttori, i pulsanti illuminati e non della serie P70000 offrono una corsa breve, una lunga durata, un "click" udibile che si accompagna alla sensazione tattile per dare la sicura conferma dell'avvenuta commutazione.

I contatti sono autopulenti e a bassa resistenza.

Gli switch SPDT miniatura possono essere montati direttamente sul circuito stampato.

LITTON PRECISION PRODUCTS
Via Arco, 4
Milano

Circuiti a ponte SCR

La Gentron ha potenziato la sua gamma di circuiti a ponte Powertherm SCR della serie S con un tipo con la placca di base ceramica.

La ceramica consente di mantenere le temperature di funzionamento della giunzione più basse, con conseguente aumento della affidabilità e riduzione delle dimensioni dei dissipatori di calore.

L'isolamento è superiore ai 2500 V.

I raddrizzatori a ponte della serie S sono disponibili per circuiti monofase e trifase, per correnti nominali da 42,5 A a 110 A con tensioni di rete che possono arrivare a 480 V.

Tutti i moduli della serie misurano 0,6 x 2,25 x 1,75 pollici.

ELTRONIC
C.so Sempione, 60
Milano

Decodificatore stereo AM

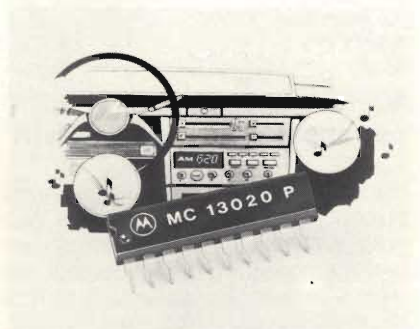
La Motorola Semiconductor ha introdotto un decoder AM stereo integrato progettato per essere compatibile con il sistema di radiodiffusione AM stereo C-QUAM sviluppato dalla stessa Motorola.

L'MC13020P fornisce tutte le funzioni di decodifica per questo sistema.

Il nuovo decoder accetta un segnale IF di 200 mV rms e fornisce un segnale di uscita audio di 100-200 mV.

Alcune caratteristiche del dispositivo: rivelazione dell'involuppo ad onda piena di L + R, modo stereo permesso solo quando si ha un segnale stereo valido, necessità di pochi componenti esterni, nessuna necessità di regolazioni o di bobine aggiuntive, distorsione armonica totale dello 0,5%, separazione dei canali di 30 dB, stereo lockup time di 300 ms, reiezione L-R nel modo mono di - 50 dB.

MOTOROLA
V.le Milanofiori A1C
Assago (MI)



Decodificatore stereo AM compatibile con il sistema di radiodiffusione stereo C-QUAM.

Amplificatori per microfoni

La Ferranti Electronics ha raggiunto altri 3 circuiti integrati alla sua gamma di amplificatori per microfoni.

Come l'originale ZN470AE, i nuovi dispositivi sono stati progettati per essere impiegati nell'ultima generazione



Amplificatori per essere impiegati nell'ultima generazione di telefoni.

di telefoni oltre che per sostituire le attuali capsule telefoniche a granuli di carbone.

I dispositivi ZN475E, ZN476E e ZN477E sono adatti per l'impiego con trasduttori piezoelettrici, a bobina mobile o semplicemente elettrici.

I circuiti integrati sono forniti in package DIL ad 8 pin.

MIB MERCANTILE IT. BRITANNICA
Via B. Oriani, 34
Roma

128K bit UV-EPROM

La NEC ha completato lo sviluppo della μ PD 27128D EPROM con capacità doppia della μ PD 2764D; infatti la μ PD 27128B, realizzata in tecnologia N-MOS floating gate, è organizzata come 16K parole da 8 bit ed è compatibile con la 27128 della Intel pin-to-pin ed elettricamente.

Alla richiesta crescente di UV-EPROM, la NEC si è impegnata nello sviluppo di EPROM ad alta densità, completando la 27128 in tecnologia N-MOS e definizione di 2 μ m che contribuisce, riducendo la dimensione del chip, ad abbassare la dissipazione.

Le principali caratteristiche della μ PD 27128D sono: 16K word per 8 bit, tempo di accesso standard di 250 ns, alimentazione singola a 5 V \pm 5%, tensione di programmazione di $V_{pp} = 21 V \pm 0,5 V$, dissipazione di 600 mW nel funzionamento normale di 210 mW in stand-by.

NEC ELETTRONICS ITALIANA
Via Cardano, 3
Milano

Simulatori di disturbi elettrici

La Koepfer produce simulatori di interferenze elettriche e scariche elettrostatiche secondo le norme MIL-IEC-VDE-SEV.

Il mod. SG-41 consente di generare disturbi impulsivi a bassa ed alta energia sulle linee che alimentano apparecchiature elettriche con carico fino a 16 A.

L'ampiezza degli impulsi raggiunge i 6 KV, mentre l'energia massima è di 2,8 Joule.

Sono pure disponibili alcuni modelli per la simulazione di buchi di rete o sovratensioni

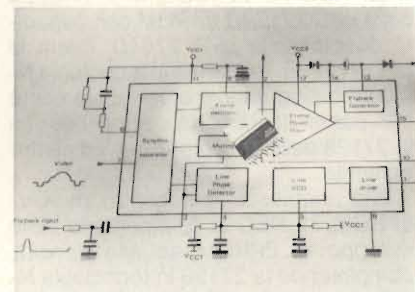
RADIEL
Residenza degli Archi, 22 - Milano 2
Segrate (MI)

Circuito di deflessione verticale e orizzontale

Il TEA 2017 è un circuito integrato per la deflessione verticale e orizzontale studiato dalla Thomson-EFCIS per i televisori in bianco e nero e per i video display.

Esso consiste in un separatore sincro di linea e quadro, un oscillatore verticale con sincronismo, un amplificatore di potenza verticale con protezione termica e contro i corto circuiti, un oscillatore orizzontale, un comparatore di fase per la sincronizzazione di linea, un condizionatore di impulsi con uscita a collettore aperto, un circuito di inibizione per la parte audio.

THOMSON-CSF Componenti
Via M. Gioia, 72
Milano



Circuito di deflessione per i televisori in bianco/nero e per video display.

Resistore di basso valore

La Welwyn ha presentato la serie di resistori di basso valore a strato metallico LO-MET, tipo 2504.

Progettato per operare nel campo delle basse tensioni e delle correnti forti, il nuovo resistore può essere fornito in qualsiasi valore tra 0,025 e 1 Ω , in tolleranze $\pm 1\%$ e $\pm 2\%$. La potenza dissipabile è di 2 W.

Il resistore LO-MET viene tarato al valore preciso non con la tecnica tradizionale della spiralizzazione, ma con un nuovo processo che assicura la minima induttanza. Esso può essere fornito a norme DEF - STAN 05-21.

I campi di applicazione includono alimentatori, regolatori di tensione, derivatori di misura, circuiti sensori di corrente, circuiti di controllo di corrente in uscita, radar, televisione.

Le dimensioni max del resistore sono 14,5 x 5,1 mm con terminali a filo assiali da 0,8 mm di diametro. Il rivestimento protettivo è costituito da un cemento autoestinguente e resistente ai solventi.

La tensione di isolamento standard è 100 V e la categoria climatica è 55/200/56.

La stabilità è migliore dello 0,2% dopo 1000 ore di carico alla potenza nominale a 20 °C.

WELWYN
Via V. Monti, 8
Milano

Diode emettitore a infrarossi in microcontenitore

La Motorola ha allargato la sua linea di diodi ad emissione infrarossa includendo una piccola unità assemblata in contenitore plastico trasparente "Micro-I" di 2,34 mm di diametro e 1,47 mm di lunghezza.

Malgrado le piccole dimensioni, il diodo MLED15 ha un'uscita di 1,3 mW (tipici) ed una corrente diretta di 30 mA.

Con un'alta densità di radiazione assiale di 1000 μW per steradiante, ad una lunghezza d'onda di emissione di picco di 930 nm, il dispositivo è ideale in quelle applicazioni dove viene richiesta una piccola dimensione, un'uscita per alti livelli ed un veloce tempo di risposta, come lettori di schede e di nastri, codificatori a raggio o di posizione e commutatori ottici.

A 930 nm, l'MLED15 può essere fisicamente e spettralmente accoppiato al rivelatore a fototransistor MRD150, anch'esso assemblato nel contenitore Micro-I, così da essere utilizzato in moduli "Interrupter" e in accoppiatori riflettenti.

MOTOROLA
V.le Milanofori - A1C
Assago (MI)

Microcomputer per apparecchi radiotelevisivi

L'integrato SDA 2010, costituito da 20.000 componenti su un unico chip (16,2 mm²) in custodia a 40 terminali, è una memoria di programma e di dati della Siemens, che consente di pilotare la sintesi digitale di frequenza, di realizzare una economica ricerca automatica di stazione e di accendere o spegnere l'apparecchio ad ore prestabilite; nei videoregistratori comanda il complesso movimento del nastro.

Sono state realizzate due nuove versioni, con la stessa custodia (SDA 2020/2030), che consentono una modifica del numero delle funzioni e del contenuto della memoria.

Tutti e 4 i microcomputer della serie SDA derivano dalla famiglia dei mono-



Microcomputer per apparecchi radiotelevisivi.

chip SAB 8048. Il chip contiene anche elementi logici per la ricezione e la decodifica delle istruzioni inviate dal comando ad infrarossi.

Questi microcomputer sono ideati per impieghi standard, funzionano con tempo di ciclo di 10 μs e richiedono una tensione di alimentazione di 5 V.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

E²PROM da 256 bit a 5 V

La National Semiconductor ha presentato una memoria non volatile di 256 bit seriale (16 registri di 16 bit) microwire compatibile, funzionante con alimentazione a 5 V, in package ad 8 pin, che elimina la necessità della batteria di back-up per mantenere le informazioni, progettata soprattutto per il mercato consumer.

Pertanto la NMC 9306/COP 494 potrà essere usata ogni qualvolta non sia tollerata una mancanza di alimentazione, come nei contachilometri elettronici, nei controlli delle macchine, per memorizzare le stazioni nelle radio e nelle TV, nelle lavatrici, nei forni a microonde, per i controlli di cicli di lavorazione, nei sistemi di sicurezza, nei videogiochi per memorizzare i punti.

Il dispositivo può essere usato anche per la calibrazione delle matrici switching nelle telecomunicazioni.

Uno dei maggiori impieghi si ha per sostituire gli interruttori DIP.

La memoria NMC 9306/COP 494 è compatibile con qualunque microprocessore.

NATIONAL SEMICONDUCTOR
Via Solferino, 19
Milano

Relé d'impulso all'eccitazione

A completamento della sua gamma di temporizzatori, la Tesch presenta il relé d'impulso elettronico all'eccitazione, a tempo regolabile.

Il relé E 73 vengono costruiti in 7 camipi regolabili fra 0,05 ÷ 1 s fino a 15 ÷ 300 s. Vengono forniti normalmente per le

tensioni di alimentazione normalizzate fra 24 e 220 V. In particolare le esecuzioni da 24 a 60 V possono lavorare sia in c.a. che in c.c..

Le unità possono essere fornite sia nell'esecuzione a spina undecal per innesto su zoccolo che nella custodia stretta avente larghezza massima di 22,5 mm, adatta per fissaggio a vite oppure a scatto su guida normalizzata.

Unitamente a questa esecuzione, la Tesch fornisce l'esecuzione E48 che è un relé d'impulso all'eccitazione, a tempo fisso.

SIEI PETERLONGO
Via Lomellina, 37
Milano

Amplificatori operazionali di precisione

OPA 27 e OPA 37 sono degli amplificatori della Burr-Brown, studiati per applicazioni ad alta velocità, alto guadagno e ogniqualvolta il rumore di ingresso è un parametro critico.

Il rumore di ingresso è $3,8 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ a 1 KHz e 180 nV picco-picco nella banda da 0,1 Hz a 10 Hz, mentre l'offset voltage è $25 \mu\text{V}$ e l'offset voltage drift è $0,6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Entrambi i modelli raggiungono guadagni ad anello aperto di 120 dB e 114 dB di CMR.

Sia l'OPA 27 che l'OPA 37 funzionano ad alta velocità e sono identici eccetto che per la compensazione in frequenza: OPA 37 è leggermente compensato con uno slew rate di $17 \text{ V}/\mu\text{s}$, un prodotto banda-guadagno di 40 MHz ed è stabile per guadagni maggiori di 5; OPA 27 è compensato maggiormente per ottenere migliore stabilità in frequenza in applicazioni a basso guadagno, ha $2,8 \text{ V}/\mu\text{s}$ di slew rate e frequenza a guadagno unitario di 8 MHz.

Il consumo è di soli 4,7 mA.

OPA 27/37 sono pin-to-pin compatibili con OP-07, OP-05, 725, AD 510 e AD 517 e sono disponibili in due gamme di temperatura, da -25 a $+85^\circ\text{C}$ e da -55 a $+125^\circ\text{C}$, in contenitore TO-99 oppure 8 pin DIP ermetico. Le versioni per il range di temperatura militare possono essere fornite con screening MIL-STD-883.

BURR-BROWN
Via Zante, 14
Milano

Relé allo stato solido

Come tutti i relé della International Rectifier, il tipo D2W202F effettua la commutazione al passaggio per lo zero di tensione, mantenendo un isolamento (accoppiatore ottico) tra input e output di 2500 V rms e, per la presenza di uno snubber interno, sopporta dv/dt di $200 \text{ V}/\mu\text{s}$.



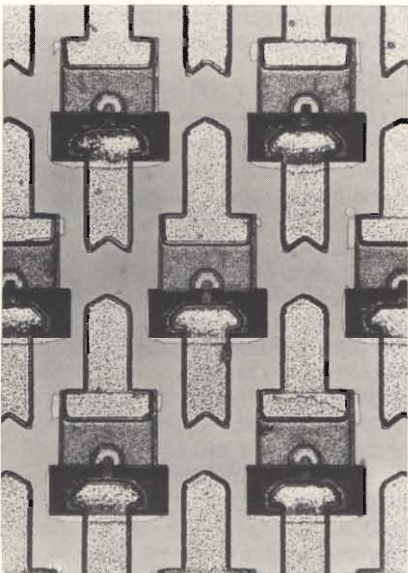
Relé allo stato solido con configurazione di pin-out in linea compatibile con moduli standard AC.

Per la sua tensione di blocco di 600 V, il D2W202F può essere utilizzato con tensione di alimentazione compresa tra 60 e 280 V rms ac e commutatore, a temperatura ambiente di 30°C , una corrente di carico di 2A efficaci.

L'impedenza del circuito (1500Ω) è compatibile con i più comuni sistemi logici di comando ($3-38 \text{ V}$) incluse le logiche TTL.

Il relé presenta una configurazione di pin-out in linea compatibile con moduli standard AC e può essere saldato direttamente sul circuito stampato o inserito su connettore.

INTERNATIONAL RECTIFIER
Via Liguria, 49
Borgaro Torinese (TO)



Progresso per i diodi Schottky beam Lead

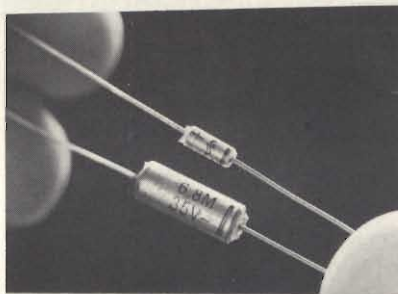
La Siemens ha realizzato per prima diodi Schottky beam lead per la gamma delle microonde. Questi componenti, in tecnica "Guard-ring" e chiusura in vetro, offrono una elevata resistenza ai sovraccarichi elettrici e, in confronto a quelli standard dello stesso tipo, un mi-

nor rumore 1/f; la struttura meccanica, con leads d'oro (spessore $10 \mu\text{m}$), assicura una resistenza alla trazione superiore a 7 pond.

I nuovi diodi Schottky presentano coefficienti di rumore tipici di 6 dB (banda C). Questo valore si riferisce al rumore in banda laterale compreso un coefficiente di rumore F1 di 1,5 dB. Nel caso di reattanza di dispersione più basse, è possibile impiegare i diodi in miscelatori MIC ed in rilevatori fino a 40 GHz.

I diodi Schottky vengono forniti singolarmente, in coppia o ad anello (4 diodi); questi ultimi sopprimono frequenze secondarie indesiderate. Tutti i tipi sono disponibili a richiesta anche in custodia 50 MIL o CEREC.

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
Milano



Piccoli condensatori elettrolitici al tantalio

I nuovi condensatori elettrolitici al tantalio, realizzati dalla Siemens sono molti più ridotti dei precedenti, grazie all'impiego di materiale microsinterizzato e di custodie più compatte. Il volume della nuova serie B 45179, al confronto di quello della vecchia serie B 45178, risulta ridotto di oltre un quarto; ciò consente di risparmiare spazio sui circuiti stampati; anche il prezzo ha subito una riduzione del dieci per cento. Sono già disponibili quattro versioni con capacità da 0,1 a $10 \mu\text{F}/40 \text{ V}$. Un esempio illustra meglio i progressi ottenuti: un condensatore del volume di 220 mm^3 (custodia cilindrica lunga 6,8 mm) ha una capacità fino a $10 \mu\text{F}$ mentre prima arrivava solo a $6,8 \mu\text{F}$ mantenendo le stesse dimensioni.

I condensatori elettrolitici al tantalio hanno una capacità di carica maggiore rispetto a tutti gli altri. Fino alla fine degli anni settanta essi avevano un leggero vantaggio sul mercato ma tendevano a regredire. I lunghi studi di ricerca effettuati nel settore della polvere di tantalio danno ora i primi risultati. Il materiale può essere polverizzato più finemente e ciò aumenta la superficie e quindi la capacità di carica del tantalio; inoltre sono stati migliorati anche i processi di sinterizzazione e stampaggio.

Non esistono condensatori che durino più a lungo di quelli al tantalio; il tantalio infatti presenta una insuperabile "stabilità nel tempo" e consente di "conservare" quasi illimitatamente i parametri elettrici. Gli apparecchi che devono funzionare con la massima sicurezza anche dopo un lungo periodo di magazzino, moduli particolarmente importanti come per esempio quelli per EDP, telex, impianti telefonici ecc. richiedono condensatori con le suddette caratteristiche.

I cosiddetti "condensatori di blocco" al tantalio proteggono i circuiti logici da interruzioni di tensione.

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
Milano

STRUMENTAZIONE

Stazione dissaldante, saldante, ripristino CS

La stazione mod. PRS-475 della OK Machine costituisce un set completo per la riparazione dei circuiti stampati.

Essa è composta dalla sezione dissaldante con controllo temperatura e aspirazione (con pompa incorporata), dalla sezione saldante con controllo temperatura e pressione (uscita d'aria), dalla sezione termica con controllo tensione di uscita, sezione trapano con controllo velocità, e viene fornita completa di utensile dissaldatore, saldatore, supporto attrezzi con spugnetta, utensile termico per la riparazione di piste interrotte, mini trapano flessibile, kit di punte e fresette, spazzoline pulizia, kit riparazione circuiti stampati.

La PRS 475 può essere fornita con qualsiasi tensione di ingresso e, su richiesta, anche con il dispositivo "Zero Voltage Switch".

OK ITALIA
Via Ravizza, 34/1
Milano

Misura elettronica del volume polmonare e della capacità respiratoria

Con lo spirometro Siregnost FD1 la Siemens completa la nuova generazione di apparecchi per il controllo della funzionalità respiratoria.

Il Siregnost FD1 opera in "sistema aperto", cioè il flusso d'aria genera nell'apposito rilevatore di tipo spiroricelettore a diaframma, una differenza di pressione che viene convertita in segnale elet-



tronico. Partendo da questo segnale di flusso, l'apparecchio elabora mediante integrazione elettronica, diversi valori volumetrici quali per esempio la ventilazione alveolare al minuto, il volume corrente, il volume forzato massimo al secondo e la capacità vitale. Questi valori appaiono in coppia su due display digitali a 3 cifre:

- VEMS (volume espirato durante il 1° secondo)
- capacità vitale VC.

L'indicazione risulta dai valori massimi memorizzati di VEMS e VC, rilevati durante parecchi movimenti respiratori.

— Ventilazione alveolare al minuto MV, inspirata

— volume d'aria corrente TV, espirato.

Una scala bicolore a diodi luminosi consente di riconoscere immediatamente l'intensità e la direzione del flusso d'aria: inspirazione = verde, espirazione = rosso. Per tarare il Siregnost FD1 è disponibile un'apposita pompa da 3 litri.

Il grado di sensibilità del rilevatore di flusso viene trasmesso all'apparecchio premendo un apposito pulsante; i rivelatori possono pertanto essere sostituiti senza ulteriori tarature.

Un posto di misura completo per spirometria e tecnica respiratoria si ottiene accoppiando fra loro il Siregnost FD1, il Siregnost FD5 (misura della resistenza respiratoria secondo il metodo oscillatorio e determinazione della capacità funzionale residua) ed un registratore.

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Sistema di collaudo RF

La Hewlett-Packard ha introdotto un sistema che semplifica il collaudo di ricetrasmittitori AM ed FM nella gamma di frequenza tra 150 KHz e 1.000 MHz.

L'HP 8955A combina le possibilità di

misura di più strumenti per usi generali con un completo package di software dedicato.

Questo sistema non solo permette il collaudo dei ricetrasmittitori, ma risolve anche due problemi che accompagnano tradizionalmente i sistemi automatici: lo sviluppo del software e la rapida obsolescenza.

Per ridurre il tempo e superare i problemi relativi, è stato sviluppato un package che permette di effettuare il collaudo del ricetrasmittitore poco dopo che il sistema è stato attivato. Per fare ciò non è necessaria alcuna programmazione.

Il package comprende il sistema operativo e più di 60 routine che permettono misure secondo gli standard EIA e CEPT per ricerca AM ed FM.

L'HP 8955A è dotato di un sistema automatico di inizializzazione e, durante l'esecuzione del programma, il sistema operativo mette in grado l'utilizzatore di interagire con il sistema, di arrestare l'esecuzione per modificare i parametri, di ripetere determinate prove o di conoscere ulteriori parametri inerenti il comportamento del sistema.

I package di software HP 11724A ed HP 11725A sono scritti in Basic per i computer da tavolo HP 9835A ed HP 9845B.

Al fine di eliminare l'obsolescenza, il sistema è modulare per meglio adattarsi alle esigenze attuali e future dell'utente.

La configurazione base dell'HP 8955A è costituita da 4 strumenti: l'analizzatore audio HP 8903A che verifica i parametri relativi alla bassa frequenza dei ricetrasmittitori collaudati; l'analizzatore di modulazione HP 8901A che caratterizza il TX misurando direttamente frequenza e modulazione RF; il generatore sintetizzato di segnali HP 8656A, un generatore in channel per usi generali; il misuratore di potenza HP 436A.

Tutti gli strumenti sono compatibili HP-IB (IEEE-488) e possono funzionare sia manualmente che tramite programma.

HEWLETT-PACKARD
Via G. Di Vittorio, 9
Cernusco S/N (MI)

Convertitore di standard

È disponibile dalla Video International il convertitore mod. STC 2003 di standard, un'apparecchiatura broadcast in grado di trattare segnali provenienti da sistemi di trasmissione via satellite o da ponti radio a microonde.

È possibile la conversione di standard tra i sistemi PAL-SECAM ed NTSC. Altra possibilità di impiego è la conversione di standard tra VTR.

Le principali caratteristiche dell'STC 2003 sono: memoria di due semiquadri 625 linee, correttore della base dei tempi incorporato in grado di correggere

segnali provenienti da VTR U-Matic 3/4", possibilità di sincronizzazione tra due segnali tra quelli disponibili PAL-SECAM/PAL-NTSC/SECAM-NTSC, possibilità di congelamento (freeze) di ciascun semiquadro, generatori di barre incorporati con standard PAL-SECAM-NTSC, generatore di sincronismi incorporato negli standard 525/60 Hz o 625/50 Hz.

TELVAV INTERNATIONAL
Via Leonardo Da Vinci, 43
Trezzano S/N (MI)

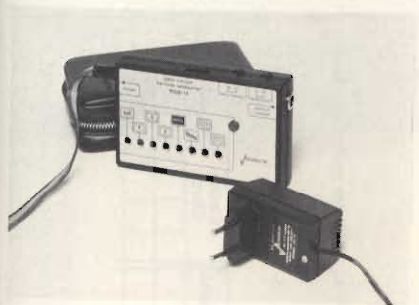
Video color pattern generator

L'RGB-11 è stato concepito dalla Sadelta per l'impiego nella produzione, nella installazione e nel service di display video, per il monitoraggio di immagini, grafici e caratteri alfanumerici funzionanti partendo da segnali di interfaccia rosso, verde e blu (RGB) e sincronismi a livello TTL o più basso.

Vengono forniti per osservazioni dello schermo 8 pattern commutabili, per controllare e regolare i vari parametri dei monitor.

L'apparecchio funziona alimentato da batterie al Ni-Cd ricaricabili.

SADELTA
Avda. Jordan, 12
Barcellona, 35 (Spagna)



Generatore video color.

Soluzione integrata per lo sviluppo software, l'emulazione, l'analisi

I nuovi miglioramenti portati dalla Hewlett-Packard al suo sistema di sviluppo HP 64000 hanno permesso di ottenere, in un unico sistema, la soluzione totale per le esigenze dell'intero ciclo di sviluppo di prodotti controllati a microprocessore. Per rendere l'HP 64000 uno strumento di sviluppo completo e veramente all'avanguardia, la Hewlett-Packard vi offre ora l'analisi temporale a 400 MHz e l'analisi di software fino a 120 canali.

I nuovi sottosistemi di analisi, accendono agli stessi archivi dati usati per lo sviluppo del software e per l'emulazione, permettono notevoli aumenti della



produttività con cicli di sviluppo più brevi e costi di sviluppo inferiori. Le stazioni di sviluppo sono ora dotate di una memoria di massa a disco flessibile che permette di estendere le possibilità di applicazione e costituisce un efficace mezzo di analisi sia in produzione, che nelle installazioni in campo.

Grazie alla presenza di questi sottosistemi e di queste stazioni, il nuovo sistema HP 64000 offre combinazioni interattive di sviluppo del software, di emulazione e di nuove potenti capacità di analisi.

Queste nuove possibilità possono essere utilizzate nell'ambito di una rete costituita da più stazioni (fino a sei) in una configurazione centrata attorno ad una unità a disco rigido, collegata ad un computer centrale, oppure come singola unità autonoma.

Una nuova stazione portatile, con un'unità a doppio disco flessibile e la possibilità di funzionare in modo autonomo, può essere inserita nella rete come stazione supplementare, oppure può essere collegata al computer centrale, direttamente o via Modem.

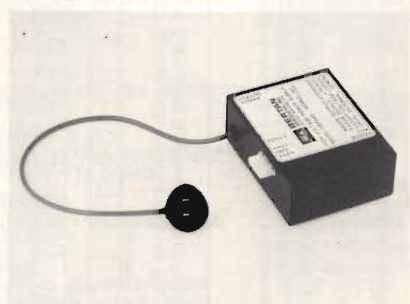
HEWLETT-PACKARD ITALIANA
Via G. Di Vittorio, 9
Cernusco S/N (MI)

Alimentatore multi-uscite

Il CRT-440 della Bertan è un alimentatore per CRT a basso rumore, progettato per fornire l'affidabilità e le prestazioni richieste dai CRT display ad alta risoluzione.

Le interferenze causate dal ripple e dai transistori sono praticamente eliminate.

Il CRT-440 fornisce una tensione di



Alimentatore multi-uscite per CRT a basso rumore.

anodo regolabile da +5 a +15 KV con 250 μ A di corrente e un ripple piccolissimo minore dello 0,05%, e una regolazione dello 0,01%. L'uscita del fuoco va da +250 a +750 V con una corrente di 1 mA.

Questo alimentatore compatto misura 4 15/16" x 3 3/4".

SINGER PRODUCTS
875 Merrick Ave.
Westbury, N.Y. 11590 (USA)

Misuratore di potenza ottica

L'Anritsu ha annunciato il modello ML 93, uno strumento digitale ad alta risoluzione (0,01 dB) che misura sia la potenza assoluta (dBm o W) che quella relativa con una precisione del 5%.

I sensori attivi adottati, utilizzando un sistema di modulazione meccanico della luce a 270 Hz, consentono di misurare fino a -90 dBm a 850 nm e fino a -80 dBm a 1300 nm.

Dovendo misurare sorgenti LED o laser a diverse lunghezze d'onda, il fattore correttivo di calibrazione del sensore viene impostato sul display di destra e la misura di potenza è automaticamente corretta.

Si può entrare direttamente con la fibra multimodo (50/125) o monomodo (10/125) utilizzando un esclusivo adapter.

Le elevate specifiche tecniche rendono questo strumento particolarmente adatto a laboratori di ricerca e sviluppo che operano nelle finestre Ia - IIa e IIIa.

VIANELLO
Via T. da Cazzaniga, 9/6
Milano

Analizzatore di combustione con stampante

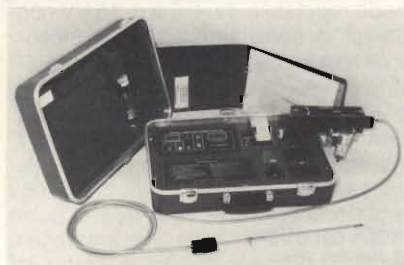
La Neotronics Ltd. indubbiamente è da considerarsi il leader nella strumentazione portatile per controllo combustione, dopo il notevole successo ottenuto con gli analizzatori F.E.M. e P.C.O. ha completato la gamma presentando un nuovo strumento che consente la registrazione numerica dei dati rilevati.

Questo nuovo strumento presenta su due distinti display il contenuto di ossigeno (eccesso d'aria) e l'ossido di carbonio (difetto d'aria).

La lettura continua ed in tempo reale di questi dati consente la messa a punto ottimale del processo di combustione.

Raggiunta la condizione di esercizio ottimale lo strumento rileva la temperatura dei fumi, calcola il rendimento di combustione e stampa su carta termica i seguenti dati:

- Ora e data dell'operazione;
- Tipo di combustibile;
- Rendimento di combustione;
- Temperatura fumi;



Analizzatore di combustione con stampante.

- Contenuto di ossigeno in %
- Contenuto di ossido di carbonio in ppm.

Lo strumento è alimentato a mezzo di batterie al Ni-Cd ricaricabili oppure da rete e può essere utilizzato come strumento portatile oppure montato su consolle.

TECNOCONTROL S.r.l.
Via Carpi, 4
Milano
Tel. 0362981 - 2365166

Sistema di comunicazione a distanza

L'apparecchio prodotto dalla Golden Eagle Electronics Manufactory, chiamato Com-Page, consiste in una unità di base per la trasmissione e di sei ricevitori. Il raggio di azione arriva fino a 3

Km di spazio aperto. All'interno dell'unità di trasmissione si trova una fessura che contiene il cartellino in cui sono inseriti i nomi delle persone che portano i ricevitori. L'apparecchio trasmette su varie frequenze.

HONG KONG TRADE DEVELOPMENT COUNCIL
P.tta Pattari, 2
Milano



Sistema di comunicazione a distanza il cui raggio d'azione arriva fino a 3 Km di spazio aperto.

Segnalatore di gas portatile

La Tecnocontrol ha realizzato un nuovo segnalatore di gas portatile di dimensioni e peso limitati (0,300 Kg.) che ha lo scopo di individuare presenza di gas infiammabili (metano, gas liquido, ossido di carbonio, etere, alcool, acitile-



Segnalatore di gas portatile dalle dimensioni e dal peso limitato.

ne, idrogeno ecc.). È un dispositivo destinato alla ricerca di perdite nelle tubazioni, di impianti termici a gas oppure per individuare uno stato di inquinamento ambientale dovuto a difetto di ossigeno o a presenza di gas.

Il dispositivo utilizza un elemento sensibile a semiconduttore.

Lo strumento in ambiente non inquinato fornisce un segnale acustico alla frequenza di 1 impulso al secondo.

È sufficiente la presenza del 0,03% di gas metano per causare un apprezzabile aumento della frequenza degli impulsi consentendo di determinare la presenza di gas.

Lo strumento di costo molto limitato è alimentato a pile ed ha un'autonomia di 7 ore.

TECNOCONTROL S.r.l.
Via Carpi, 4
Milano
Tel. 2362981 - 2365166

SE 7/8-83

Tagliando ordine abbonamenti riviste da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

- Desidero sottoscrivere un abbonamento alla proposta n°
- L'abbonamento dovrà decorrere dal mese di

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. Città

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

- Pagherò al postino il prezzo indicato al ricevimento del 1° fascicolo
- Allego assegno n° di L.
- Pagherò al ricevimento della vostra fattura (formula riservata alle sole aziende)

Data _____ Firma _____

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.

SE 7/8-83

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

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. Città

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Inviatemi i seguenti libri:

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

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

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>

- 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.

AZDEN BY C.T.E. INTERNATIONAL



PCS 4000 RICETRASMETTITTORE 144 MHz FM • **PCS 4300** RICETRASMETTITTORE 430 MHz FM • **PCS 4500** RICETRASMETTITTORE 50 MHz FM • **PCS 4800** RICETRASMETTITTORE 28 MHz FM • **PCS 300** RICETRASMETTITTORE PORTATILE • **M1** RICETRASMETTITTORE PORTATILE MARINO • **DX 344** MICROFONO DA BASE • **DX 357** MICROFONO DA BASE • **DX 358** MICROFONO DA BASE • **MEX 56** MICROFONO • **AF 6F** ALTOPARLANTE SUPPLEMENTARE • **DSR 50** CUFFIA DINAMICA • **DSR 51** CUFFIA + MICROFONO • **HX 005 -XB 46** MICROFONO A CORNETTA CON SUPPORTO

CONCESSIONARI DI ZONA:

CAMPANIA

ELETRONICA TELECOMUNIC. SCIALLA
Via Nazion. Appia 123 - Tel. 0823/460762
81022 CASAGIOVE - CASERTA

ELETRONICA DE CARO
Via Napoli - Tel. 0828/22992
84091 BATTIPAGLIA - SALERNO

EMILIA ROMAGNA

ELETRONICA CENTER
di Bianchini e Ori snc
Via Malagoli, 36 - Tel. 059/235219
41100 MODENA

TEKNO DI CAPUTO
Via R. Emilia, 10 - Tel. 051/463209
40139 BOLOGNA

LIGURIA

FRASSINETTI F.LLI snc
Via Redipuglia, 39/R - Tel. 010/395260
16147 GENOVA

HOBBY RADIO CENTER
Via Napoli, 5117
16134 GENOVA

I.L. ELETTRONICA snc
Via Lunigiana, 481 - Tel. 0187/
511739
19100 LA SPEZIA

ELETTROMARKET 2002
Via Monti 15/R - Tel. 019/25967
17100 SAVONA

G.B.R. di Pollio
Via Patrioti, 34 - Tel. 0182/540146
17031 ALBENGA

LOMBARDIA

CART
Via Napoleone, 6/8 - Tel. 031/274003
22100 COMO

PB ELETTRONICA
Via Spluga, 69 - Tel. 0341/680082
22057 OLGINATE COMO

BERNASCONI
Via A. Saffi, 68 - Tel. 0332/229186
21100 VARESE

C.Q. BREK
Viale Italia, 1 - Tel. 0331/504060
21053 CASTELLANZA VARESE

ELETTROPRIMA
Via Primaticcio, 162 - Tel. 02/416876
20100 MILANO

MARCHE

TELERADIO CECAMORE
Via Ravenna, 5 - Tel. 085/26818
65100 PESCARA

PIEMONTE

TELESTAR di Argeri
Via Gioberti, 37 - Tel. 011/531832
10128 - TORINO

SICILIA

RIZZO ANTONINO
Via Campobello, 80 - Tel. 0922/891287
92027 LIGATA - AGRIGENTO

TOSCANA

PAOLETTI FERRERO srl
Via Il Prato, 40/R - Tel. 055/294974
50123 FIRENZE

ELECTRONIC SYSTEM
Viale Marconi, 13 - Tel. 0583/955217
55100 LUCCA


VENETO

COMPELETRONIC snc
Via Montereale, 83 - Tel. 0434/33075
33170 PORDENONE

CENTRO RADIO TV
Via Imbriani, 8 - Tel. 040/68051
34137 TRIESTE

ELCO
Via Manini, 26/8 - Tel. 0438/34692
31015 CONEGLIANO - TREVISO

CALDIRONI
Via Milazzo, 26/A - Tel. 049/657544
35100 PADOVA

 **C.T.E. INTERNATIONAL**

42100 REGGIO EMILIA - ITALY - Via R. Sevardi, 7 (Zona Ind. Mancasale) - Tel. (0522) 47441 (ric. aut.) - Telex 530156 CTE

PER RICEVERE IL NOSTRO
CATALOGO INVIARE
IN INDIRIZZO AL
ALLEGANDO
L. 300 IN
FRANCOPOLLI
C.C. &

NOME
COGNOME
INDIRIZZO

nt 1000 SERIES



*nt 1000 è "Telecinema"
nt 1000 è "Slow motion"
nt 1000 è "Raffinato design"
nt 1000 è "Modularità"
nt 1000 è "Investimento sicuro"
nt 1000 è "Flying Spot"
nt 1000 è "Audio ottico"
nt 1000 è "Digitale"
nt 1000 è "Tecnologia avanzata"
nt 1000 è "Base estendibile con computer"
nt 1000 è "Audio magnetico interno"
nt 1000 è "Audio magnetico esterno"
nt 1000 è "Il positivo e negativo"
nt 1000 è "Per ogni tipo di cinemascopo"
nt 1000 è "sedici millimetri"
nt 1000 è "trentacinque millimetri"
nt 1000 è "Per bobine da 2000 metri"
nt 1000 è "Una sola console che pilota da una a cinque macchine"
nt 1000 è "Quello che aspettavate"
nt 1000 è "Tutto italiano"*

NTV®

AD IMMAGINE DEL FUTURO

Via E. De Amicis, 42 - 20092 Cinisello Balsamo (MI) - Tel. 02/6122851-2-3-4 -TLX 322352 NTVMIL