

SELEZIONE 10

Copia riservata agli Abbonati
DI TECNICA

RADIO TV HIFI ELETTRONICA

OTTOBRE 1982

L. 2.500

Sped. in Abb. Postale Gruppo III/70



Compact disc
EFFETTI SPECIALI IN TV
Teletext e Videotex

GENERATORE DI FUNZIONI EM 139



- **Campo di frequenza:** da 0,1 Hz a 10 MHz
- **Funzioni:** Sinusoidale, rettangolare, triangolare, rampa, impulsi e burst
- **Modulazione d'ampiezza:** regolabile da zero al 100%
- **Modulazione di frequenza**
- **Generatore interno**

UNAOHM

START S.p.A.

Uff. Commerciale : Via F. Brioschi, 33 - 20136 MILANO
Tel. 02/8322852-3-4-5

Stabilimento : Via Di Vittorio, 45 - 20068 PESCHIERA BORROMEO (MI)
Tel. 02/5470424-5-6-7 - Telex: UNAOHM 310323

La guida sicura nel labirinto tecnologico.

TechnoClub è l'organizzazione di vendita per corrispondenza del libro tecnico (principalmente elettronica e informatica) nonché del software applicativo.

TechnoClub è anche il tuo consulente, la guida sicura per orientarsi nel labirinto dell'editoria tecnica, lo strumento ed il servizio essenziale per il numero crescente di persone che hanno compreso l'importanza della tecnologia nel mondo odierno.

Libri di base e didattici per imparare a capire; applicativi per realizzare e coltivare il proprio hobby; pratici per risolvere i problemi dell'attività quotidiana; di elevata specializzazione per migliorare il proprio background professionale o culturale. E altri ancora per soddisfare ogni esigenza.

TechnoClub offre solo il meglio della produzione tecnica editoriale. Per questo ha scelto di collaborare con qualificati editori italiani e soprattutto si avvale di un'équipe di professionisti che esamina, seleziona e propone le opere più significative e complete.



TechnoClub ha instaurato rapporti di collaborazione con i più prestigiosi editori e software-house stranieri, per offrire tempestivamente, già da quest'anno, le opere più innovative in lingua originale e il software più interessante, appena disponibili. Tutti possono aderire al TechnoClub, assicurandosi un servizio garantito, professionale, veloce, unico nel suo genere. Esamina le modalità per diventare Socio e considera i numerosi vantaggi che ne derivano.



TechnoClub

i migliori libri tecnici
e il software a casa vostra.



Cod. IFD01



Cod. IBH01



Cod. IFH11



Cod. IFH12



Cod. IFH09



Cod. IFH10



Cod. IFH04



Cod. IBF01



Cod. IBF02



Cod. IBF03



Cod. IBF04



Cod. IHF06



Cod. IHF07



Cod. IHF08



Cod. IFI01



Cod. IFI02



Cod. IFI03



Cod. IFI04



Cod. IFI08



Cod. IFI05



Cod. IFI06



Cod. III01



Cod. IFE01



Cod. IFE02



Cod. IFE03



Cod. ICE02



Cod. ICE05



Cod. ICE06

Associati subito. Hai almeno 8 buone ragioni per farlo.

1. Nessun impegno di acquisto.

I Soci non sono vincolati all'acquisto di un numero minimo di libri durante il periodo di adesione al **TechnoClub**. Di conseguenza, scelta libera e nessuna imposizione, acquistando quello che si vuole, quando si vuole.

2. Garanzia.

I libri proposti dal **TechnoClub** costituiscono sempre la versione originale e più aggiornata delle edizioni in commercio. Il **TechnoClub** garantisce quindi il contenuto e la veste tipografica originali.

3. Convenienza certa.

Il prezzo delle opere offerte ai Soci del **TechnoClub** è inferiore del 10% circa rispetto al prezzo di copertina dell'edizione in commercio. Il risparmio è perciò assicurato.

4. Consulenza professionale per una scelta sicura.

La selezione delle opere proposte dal **TechnoClub** è effettuata da un gruppo di esperti dei singoli settori. Viene in tal modo offerto ai Soci un orientamento sicuro e garantita la massima affidabilità nella scelta.

5. Informazione costante.

A tutti i soci del **TechnoClub** viene inviata gratuitamente, ogni tre mesi, la rivista "**TechnoClub Review**", che presenta l'assortimento, suddiviso per argomento e settore specifico di interesse, dei libri selezionati. Ogni libro viene illustrato con note esplicative che ne chiariscono il contenuto. Il Socio viene in tal modo facilitato nella scelta, secondo le sue specifiche esigenze.

6. Aggiornamento continuo.

"**TechnoClub Review**" garantisce inol-

tre l'aggiornamento costante sulle novità editoriali.

Considerando l'evoluzione continua dei settori trattati, i Soci dispongono così di uno strumento efficace per tenersi tempestivamente aggiornati.

7. Un ulteriore e interessante vantaggio.

I Soci ricevono anche la tessera **TechnoClub**, un documento strettamente personale che dà diritto a sconti speciali sugli acquisti effettuati presso i negozi convenzionati, indicati sulla rivista "**TechnoClub Review**".

8. Praticità e comodità d'acquisto.

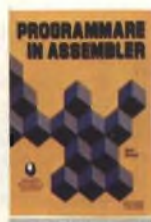
Aderire al **TechnoClub** significa poter scegliere con tranquillità a casa propria consultando semplicemente la rivista "**TechnoClub Review**". Garanzia di libri sempre disponibili, nessuna perdita di tempo in lunghe ricerche e i libri arrivano puntualmente a domicilio.



Cod. IFH08



Cod. IFK01



Cod. IFK02



Cod. IFK03



Cod. IHG03



Cod. IBI01



Cod. IBI03



Cod. IBI07



Cod. IBI08



Cod. IGI03



Cod. IHI02



Cod. IHI06



Cod. IHI03



Cod. III05



Cod. III02



Cod. IBM01



Cod. IBM03



Cod. ICN01



Cod. ICN04



Cod. IHN02

...e puoi già scegliere tra questi titoli.

GLI AMPLIFICATORI DI NORTON QUADRUPLI LM3900 & LM359 - CON ESPERIMENTI

G. Marano - pag. 441, 1981
Con oltre 100 circuiti fondamentali e applicativi (amplificatori, oscillatori, filtri, VCA, VCO, ecc.) e più di 160 circuiti pratici...

L. 19.800

CIRCUITI DIGITALI INTEGRATI E MICROPROCESSORI

V. Falzone - pag. 295, 1982
Il testo è diviso in quattro parti, dedicate alla teoria di base: algebra di Boole, sistemi di numerazione, codici binari...

L. 11.700

INTRODUZIONE AI MICROCOMPUTER VOL. 0 - IL LIBRO DEL PRINCIPIANTE

A. Osborne - pag. 240, 1980
Una visione complessiva su calcolatori ed elaboratori, con concetti generali e terminologia di base per capire la tecnologia usata...

L. 12.500

Come diventare socio...

Per diventare Socio è sufficiente scegliere tra queste due semplici possibilità:

- A) Versare l'importo di L. 8.000 quale quota di adesione
B) Effettuare un primo acquisto di libri, per un importo minimo di L. 30.000

In ambedue i casi, il Socio ha diritto a ricevere gratuitamente la rivista "TechnoClub Review" per ben due anni...

Il Socio che nel corso dei due anni di adesione effettuerà acquisti di libri per un importo di almeno L. 60.000 avrà diritto al rinnovo automatico...

Associati subito.

Spedisci oggi stesso la cedola di adesione

CEDOLA DI ADESIONE da compilare e spedire in busta chiusa a TechnoClub - Via Rosellini, 12 - 20124 Milano

Si, aderisco al TechnoClub scegliendo la seguente formula

- A) Solo adesione con versamento di L. 8.000
B) Adesione con acquisto dei seguenti libri per un importo totale di L. + L. 1.500 per contributo fisso per spese di spedizione

Cod. Cod. Cod.

Cod. Cod. Cod.

- Contanti o francobolli allegati
Assegno allegato n° ...
Banca ...
Ho spedito l'importo a mezzo vaglia postale
Ho versato l'importo sul ccp n° 19445204 intestato a TechnoClub - Milano
Pagherò in contrassegno al postino al ricevimento dei volumi (valido solo per la formula B)

Nome

Cognome

Via

Città Cap

Cod. Fiscale (per le aziende)

Data Firma

Sono interessato principalmente a Libri di ...

- Elettrotecnica
Elettronica e dispositivi elettronici
Elettronica pratica ed hobbyistica
Misure elettroniche
Radioriparazioni - TV Service
Equivalenti dei semiconduttori
Personal computer e calcolatrici
Linguaggi e metodi di programmazione
Informatica
Informatica e organizzazione aziendale
Comunicazioni: elementi e sistemi
Microprocessori
Saggistica elettronica e informatica
Energie alternative
Sistemi di regolazione e controllo
Altri (specificare)

Sono Interessato anche a libri in lingua originale ...

- Inglese
Francese
Tedesco
Sono Interessato a Software per ...
Apple
Atari
Commodore
Sinclair
Tandy Radio Shack
Altri (specificare)

...e puoi già scegliere tra questi titoli.

INTRODUZIONE AI MICROCOMPUTER VOL. 1 - IL LIBRO DEI CONCETTI FONDAMENTALI

A. Osborne - pag. 321, 1980

Il libro presenta la struttura logica fondamentale su cui sono basati i sistemi a microcomputer. Usando i concetti comuni a ogni sistema a microprocessore, viene illustrata l'architettura, la programmazione, le possibilità e l'operatività di un microcomputer, con un set finale ipotetico di istruzioni per la simulazione delle possibili situazioni reali in cui si verrà a trovare con i vari microprocessori.

Cod. IFH12 L. 14.400

MICROPROCESSORI: DAI CHIPS AI SISTEMI

R. Zaks - pag. 383, 1980

Dai concetti e definizioni base, il libro descrive l'architettura di un sistema microprocessore, le funzioni richieste per allestirlo, i componenti e loro interconnessioni, sino ad assicurare un sistema standard ed esaminare poi la reale interconnessione di un certo numero di sistemi reali. Presenta le caratteristiche che qualificano ciascun prodotto, distingue le aree di applicazioni principali in corrispondenza a specifiche architetture.

Cod. IFH09 L. 19.800

TECNICHE DI INTERFACCIAMENTO DEI MICROPROCESSORI

A. Lesea/R. Zaks - pag. 400, 1980

Indica le tecniche e i componenti necessari per assemblare un sistema completo, dalla fondamentale unità centrale di elaborazione ad un sistema equipaggiato con tutte le periferiche comunemente usate.

Cod. IFH10 L. 19.800

PROGRAMMAZIONE DEL 6502

R. Zaks - pag. 375, 1981

Libro ideato come testo autonomo e progettato sotto forma di corso per imparare la programmazione in linguaggio Assembler del microprocessore Z80: dai concetti di base alle tecniche di programmazione più avanzate, con risoluzione obbligatoria di vari esercizi.

Cod. IFH04 L. 19.800

APPLICAZIONI DEL 6502

R. Zaks - pag. 214, 1981

Tecniche e programmi per applicazioni tipiche del 6502.

I programmi sono, con poche varianti, applicabili direttamente su qualunque microcomputer su scheda basato sul 6502, quali il KYM, il SYM e l'AIM65 e altri, e consentono al lettore alcune realizzazioni pratiche.

Cod. IFH08 L. 12.000

CP/M CON MP/M

R. Zaks - pag. 309, 1982

Il libro si prefigge di rendere agevole l'uso del CP/M (nelle versioni CP/M 1.4 - CP/M 2.2 - sistema operativo multiutente MP/M): il sistema operativo progettato per semplificare l'utilizzo di un microcomputer, disponibile su quasi tutti gli elaboratori basati su microprocessore 8080 e Z80 e su certi sistemi utilizzanti il 6502.

Cod. IFK01 L. 19.800

PROGRAMMARE IN ASSEMBLER

A. Pinaud - pag. 153, 1982

Il libro, destinato in particolare a chi già ha una buona conoscenza di un linguaggio evoluto molto semplice come il BASIC, fornisce i rudimenti che consentono di programmare in Assembler, con numerosi esempi pratici. Come Assembler esistente è stato scelto quello dello Z80.

Cod. IFK02 L. 9.000

IMPARIAMO IL PASCAL

F. Waldner - pag. 162, 1981

Un libro di divulgazione, incentrato sull'autoapprendimento del linguaggio Pascal, con consigli, problemi.

Un testo da "usare" e non da "leggere", secondo l'intento dichiarato dall'autore.

Cod. IFK03 L. 9.000

ENERGIA SOLARE MANUALE DI PROGETTAZIONE

B. Anderson - pag. 398, 1980

Un libro utile ai progettisti che intendono intraprendere l'esperienza di una radicale trasformazione del processo progettuale per una diversa architettura, capace di regolare il clima interno con il minimo consumo di energia tradizionale.

Cod. IHG03 L. 16.200

SISTEMI IN AF E RADIORICEVITORI ANTENNE-TV IN B/N E A COLORI

E. Cavazzuti/C.A. Nobili/P. Tinarelli pag. 640, 1980

Terzo volume del "Corso di radio elettronica" degli stessi autori. Illustra i circuiti ed i sistemi di alta frequenza, compreso lo studio dei radioricevitori a modulazione di ampiezza e di frequenza. Vengono poi presentate le antenne riceventi ed i relativi amplificatori per impianti d'antenna TV singoli e centralizzati; la TV in b/n e a colori, con descrizione sia dei sistemi per la formazione delle immagini da trasmettere, sia dei ricevitori TV in b/n e a colori.

Cod. IBF01 L. 13.500

LINEAMENTI DI TELEFONIA E TELEGRAFIA

M. Mariani - pag. 382, 1979

Il testo si propone di fornire le essenziali basi teoriche e concettuali per una comprensione delle fondamentali tecniche telefoniche e telegrafiche. È opera propedeutica per chi si indirizza professionalmente nel campo delle comunicazioni su filo e di complemento culturale ai corsi di radioelettronica.

Cod. IBF02 L. 12.600

TECNICHE RADAR NAVALI

P. Monti - pag. 275, 1981

Il volume tratta in generale le tecniche radar impiegate in mare, la cui conoscenza è complemento essenziale dell'istruzione nautica. L'addestramento pratico degli operatori radar da parte degli Istituti Osservatori Radar, presuppone un minimo di formazione tecnica di base che il libro si prefigge di fornire.

Cod. IBF03 L. 10.800

SISTEMI RADAR

P. Monti - pag. 573, 1978

Un corso fondamentale di sistemi radar strutturato in modo da essere utilizzato dai tecnici del settore, anche non sistemisti e da chi desidera dedicarsi a questo settore della tecnica.

Cod. IBF04 L. 19.800

IL VADEMECUM DX

S. W. Best - pag. 195, 1981

Il testo affronta i problemi relativi alla ricezione ad onde corte, dalla scelta dell'apparecchio alla stesura del rapporto di ascolto. Con molti esempi di circuiti vengono illustrati i vari concetti della propagazione delle onde radio, della tecnica di ricezione e delle antenne.

Cod. IHF06 L. 4.850

MANUALE DELL'OPERATORE DX

G. Gerzelka - pag. 139, 1979

Il volume tratta: onde e frequenze, collegamenti sicuri, come si svolge il DX, modi di trasmissione vantaggiosi, servizi di radiotrasmissione e le loro frequenze; la ionosfera come propagatrice di segnali, traffico sulle onde corte per lunghe distanze, frequenze ed orari favorevoli e sfavorevoli, possibilità di collegamenti con tutti e cinque i continenti e i famigerati disturbi; il DX sulle onde ultracorte.

Cod. IHF07 L. 4.300

METODI DI MISURA PER RADIOAMATORI

W. Link - pag. 130, 1978

Si rivolge allo sperimentatore che intende eseguire misurazioni anche difficili, dimostrando che molte misure possono essere effettuate con sufficiente precisione anche con strumenti semplici.

Cod. IHF08 L. 4.300

ELETRONICA INDUSTRIALE - Sistemi e automazione - Vol. 1 - Introduzione ai sistemi di controllo

R. Mialich G. Rossi - pag. 468, 1982

Viene proposto uno sviluppo unitario di alcuni aspetti dell'elettronica fino ad oggi separati, quali: i controlli automatici, l'elettronica digitale, l'elettronica di potenza, il calcolatore nel controllo dei processi. Vengono affrontati gli argomenti della teoria dei controlli, procedendo allo sviluppo delle applicazioni di potenza più diffuse.

Alcuni capitoli descrivono i sistemi non lineari, i sistemi digitali, il microprocessore, il controllo di processi.

Cod. IB101 L. 13.500

ELETRONICA INDUSTRIALE - Sistemi e automazione - Vol. 2 - Applicazioni di elettronica industriale

R. Mialich G. Rossi - pag. 432, 1982

Cod. IB102 L. 13.500

ELETTROTECNICA ELETTRONICA RADIOTECNICA Vol. 1 - Fondamenti teorici e pratici

R. Giometti F. Frascari - pag. 432, 1981

Gli autori hanno inteso realizzare un corso completo che, senza richiedere una preparazione specifica al lettore, lo porti dai principi elementari dell'elettronica alle applicazioni dell'elettronica e delle telecomunicazioni.

Cod. IB103 L. 12.600

ELETTROTECNICA ELETTRONICA RADIOTECNICA Vol. 2 - Radiotecnica ed elettronica industriale

R. Giometti, F. Frascari - pag. 694, 1980

Cod. IB104 L. 14.400

DISPOSITIVI E CIRCUITI ELETTRONICI Elementi Fondamentali

Gasparini/Mirri - pag. 440

Si tratta di un'"edizione ridotta" di un corso in due volumi che pur trattando gli argomenti più significativi ed essenziali alle applicazioni, evita sia i problemi più complessi, sia le trattazioni matematiche più elaborate.

Cod. IB107 L. 10.800

ELETRONICA LINEARE E DIGITALE Vol. 1

Gasparini/Mirri - pag. 514

Oltre alla trattazione sintetica dell'elettronica lineare e digitale, l'opera intende far conoscere i dispositivi a semiconduttore e gli integrati attualmente disponibili, facendo riferimento ai dati forniti dai costruttori.

Vengono inoltre illustrate le caratteristiche sia dei diodi a semiconduttore che dei transistori (bipolari e ad effetto di campo).

Cod. IB108 L. 12.600

ELETRONICA LINEARE E DIGITALE Vol. 2

Mirri - pag. 546

Cod. IB109 L. 14.400

CORSO DI PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI A SEMICONDUOTTORE

P. Lambrechts - pag. 100, 1981

Esamina i problemi di fondo che sorgono nel progetto dei circuiti. Considera le tecniche circuitali tipiche dei circuiti integrati, l'indipendenza delle funzioni circuitali dalla variazione delle caratteristiche, l'uso di componenti attivi in sostituzione di induttanza, capacità e resistenze.

Cod. IGI03 L. 7.500

ELETTRONICA INTEGRATA DIGITALE

E. Taub/D. Schilling - pag. 713, 1981

400 problemi, dai più semplici ai più sofisticati. Vengono trattati i dispositivi di commutazione e gli amplificatori operazionali; la logica RTL e quella CMOS vengono analizzate in tutti i loro aspetti.

Cod. IFI01 L. 31.000

LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI

Titus, Rony, Larsen, Titus - pag. 280, 1979

Scritto per semplificare l'approccio alla progettazione ed alla sperimentazione dei filtri attivi, il libro utilizza diverse tavole e grafici, affiancando alla teoria una gamma di esperimenti da laboratorio.

Cod. IFI02 L. 13.500

LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI - CON ESPERIMENTI

Titus, Titus Rony & Larsen - pag. 263, 1979

Testo didattico che riguarda la progettazione e il funzionamento degli amplificatori operazionali. Descrive inoltre una serie di esperimenti che illustrano la progettazione ed il modo di operare di amplificatori lineari, differenziali ed integratori, convertitori, oscillatori, filtri attivi e circuiti a singola alimentazione.

Cod. IFI03 L. 13.500

GUIDA AI CMOS - FONDAMENTI, CIRCUITI ED ESPERIMENTI

H.M. Berlin - pag. 219, 1980

I fondamenti dei CMOS, il loro interfacciamento con altre famiglie logiche, LED e display a 7 segmenti, le porte di trasmissione e multiplexer, demultiplexer analogici, i multivibratori monostabili e astabili, i contatori, una tabella per convertire i circuiti da TTL a CMOS. Con 22 esperimenti.

Cod. IFI04 L. 13.500

COMPNDERE L'ELETTRONICA A STATO SOLIDO

Learning Center Texas - pag. 222, 1979

Articolato come corso autodidattico, in 12 lezioni, con quesiti e glossari, spiega la teoria e l'uso di diodi, transistori, tiristori, dispositivi elettronici e circuiti integrati bipolari, MOS e lineari, utilizzando semplici nozioni di aritmetica.

Cod. IFI08 L. 12.600

CORSO DI ELETTRONICA FONDAMENTALE CON ESPERIMENTI

Larsen, Titus, Titus & Rony - pag. 439, 1980

Configurato come corso per l'autodidatta, tratta l'elettronica dalla teoria atomica ai transistori. Ogni argomento viene svolto secondo i suoi principi base e ne vengono descritte le applicazioni pratiche e i circuiti reali.

Cod. IFI05 L. 13.500

LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI PLL CON ESPERIMENTI

H.M. Berlin - pag. 256, 1979

Principi dei circuiti PLL (ad anello ad aggancio di fase), con 15 esperimenti di laboratorio. Usando i circuiti integrati TTL e CMOS, questo libro teorico/pratico espone il funzionamento del rivelatore di fase dell'oscillatore controllato in tensione, del filtro ad anello dei sintetizzatori di frequenza e dei sistemi monolitici, con le relative applicazioni.

Cod. IFI06 L. 12.600

DIZIONARIO DEI SEMICONDUOTTORI

Buessler/Wiegelmann - pag. 162, 1978

Con 300 voci sui semiconduttori, è un dizionario che presenta in un quadro organico i termini che si riferiscono alla teoria ed alla tecnica dei dispositivi a semiconduttore. Serie di richiami tra le voci e circa 70 illustrazioni.

Cod. IHI02 L. 4.500

MANUALE DI OPTOELETTRONICA

Ratheiser/Pichler - pag. 174, 1979

Un'introduzione alla moderna tecnica dei componenti elettronici ottici: fototransistori, fotodiodi, LED, cristalli liquidi, laser. La trattazione teorica e pratica è preceduta da un'ampia introduzione alla fisica dei semiconduttori.

Cod. IHI06 L. 4.850

PRONTUARIO DI ELETTRONICA: FORMULE

G. Rose - pag. 174, 1980

Un'esposizione riassuntiva delle formule più importanti di matematica, meccanica, elettronica, misure, acustica, fotoelettronica. Per ottenere il risultato desiderato non è necessario trasformare le formule ma basta sostituire in esse i valori noti e fare dei semplici calcoli.

Cod. IHI03 L. 4.850

ELETTRONICA DEI CONVERTITORI

S. Cantarano/G.V. Pallottino - pag. 269, 1977

Con il crescente impiego delle tecniche digitali rispetto a quelle analogiche, si è posto il problema della trasformazione dei segnali tra queste due rappresentazioni dell'informazione. In questo libro sono considerate le tematiche di questo settore: spazio maggiore è stato dedicato ai convertitori A-D e D-A, senza trascurare gli altri tipi, in particolare gli A-F, coprendo anche il problema della compressione dei dati.

Cod. IHI05 L. 8.100

I TIRISTORI

Moeltgen - pag. 373, 1974

Nel testo, dopo un'essenziale rassegna sulla teoria del funzionamento dei tiristori e sulle tecnologie di realizzazione, vengono esposte le tecniche di impiego nel campo dei convertitori di potenza secondo un'estesa casistica.

Cod. IHI02 L. 10.800

L'ALGEBRA DI BOOLE E I CIRCUITI LOGICI

F. Cianflone - pag. 267, 5ª ediz. 1978

Nella prima parte, ad una introduzione sul sistema binario e sull'algebra delle classi, seguono i rudimenti della logica booleana; nella seconda si trattano i più elementari metodi di minimizzazione; nella terza si danno alcuni cenni sui circuiti sequenziali e sulle principali applicazioni ai circuiti logici elettronici, a relé e con elementi fluidici.

Cod. IHI01 L. 10.800

GUIDA MONDIALE DEI TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO JFET E MOS

pag. 79, 1978

Cod. IFE01 L. 9.000

GUIDA MONDIALE DEI TRANSISTORI

pag. 287, 1981

Cod. IFE02 L. 18.000

GUIDA MONDIALE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI INTEGRATI

pag. 195, 1981

Cod. IFE03 L. 12.900

Queste tre guide presentano l'esatto equivalente, le caratteristiche elettriche e meccaniche, i terminali, i campi di applicazione, i produttori e distributori di oltre 20.000 transistori, 5000 circuiti integrati lineari e 2.700 FET europei, americani, giapponesi.

MANUALE DEI SEMICONDUOTTORI

Vol. 2

A.E.C. Van Utteren - pag. 138, 1978

Il manuale costituisce una sorgente di informazioni tecniche sulla maggior parte dei diodi zener, thyristor varicap e diodi tunnel europei, americani e giapponesi, elencati alfabeticamente e numericamente.

Cod. ICE02 L. 12.900

CIRCUITI INTEGRATI LINEARI

Mueller - pag. 496, 1979

Il manuale tratta più di 1000 diversi tipi di IC, di cui più della metà sono amplificatori operazionali. Altri dispositivi inclusi sono gli stabilizzatori di tensione, di tutti i tipi, i comparatori, gli amplificatori video, i decodificatori stereo, i preamplificatori e gli stadi finali ad AF, i circuiti amplificatori a FM-IF e gli amplificatori a RF.

Cod. ICE05 L. 23.000

CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI

Mueller - pag. 496, 1978

Nelle tabelle del libro sono contenuti più di 2.200 diversi tipi di dispositivi digitali di varie famiglie logiche. Come dispositivi speciali e particolari, l'utilizzatore troverà oltre 200 tipi differenti di visualizzatori di tutte le tecnologie.

Cod. ICE06 L. 23.000

MANUALE PER IL LABORATORIO DI MISURE ELETTRONICHE

G. Giometti F. Frascari - pag. 477, 1982

Il volume intende sviluppare l'analisi degli strumenti in base all'esigenza, per il tecnico che effettua una misura, di conoscere la struttura ed i principi di funzionamento degli strumenti. Vengono descritti la struttura ed i circuiti interni degli strumenti, onde consentire allo studente di esaminare diversi esempi applicativi della teoria elettronica.

Cod. IBM01 L. 13.500

L'OSCILLOSCOPIO

M. Gasperoni - pag. 300, 1981

Il testo si prefigge di far conoscere non solo le caratteristiche tecniche di questo strumento, estremamente utile per garantire un "service" efficiente a strumenti ed apparati elettronici, ma anche il suo funzionamento, la interpretazione delle sue caratteristiche, oltre che la sua corretta utilizzazione.

Cod. IBM03 L. 13.500

IL TELECOMANDO

A. Piperno - pag. 186, 1981

Una breve trattazione sulla tecnica digitale introduttiva e alcuni elementi base di introduzione alla elaborazione dei dati (presupposti indispensabili per comprendere i manuali di servizio che accompagnano i televisori a colori più prestigiosi), precedono la descrizione di alcuni tipi significativi di telecomando. Il lettore avrà modo di approfondire descrizioni ed istruzioni sul servizio assistenza.

Cod. ICN01 L. 20.250

TV A COLORI

B. Rodekurt - pag. 186

Compendio dei difetti nell'immagine di un TV a colori, per trovare l'origine dei guasti il più rapidamente possibile. La guida mira a costituire un fondamento di istruzione per gli apprendisti.

Cod. ICN04 L. 20.250

GUIDA ILLUSTRATA AL TV COLOR SERVICE

Bochum, Doegl - pag. 97, 1979

Le numerose foto e le relative informazioni facilitano l'individuazione delle cause di diversi guasti. Vengono descritti inoltre i monoscopi più diffusi, con le indicazioni per la messa a punto dei TV color.

Cod. IHN02 L. 6.100

ECCO I VINCITORI.

Si è concluso il grande concorso "Abbonamenti JCE" riservato agli abbonati 1982. Dal sorteggio effettuato sono risultati vincitori i seguenti abbonati ai quali vanno le nostre congratulazioni.

1° PREMIO

Bertorelli Maurizio
Bardi (PR)

2° PREMIO

Di Liso Giuseppe
Varese

3° e 4° PREMIO

Ghizzi Remo
Campitello (MN)

Setaccioli Mario
Roma

5° PREMIO

Morini Angelo
Pieve P.to Morone (PV)

6° PREMIO

Bondioli Ermes
Pilastro di Gabbiana (MN)

7° PREMIO

Dominici Remo
Roma

DALL'8° AL 15° PREMIO

Lacquaniti Saverio
Palmi (RC)

Molino Anna
Napoli

Pescatori Tatiana
Milano

Lauro Giovanni
Casalbore (AV)

Sciarra Giovanni
Rodi Garganico (FG)

Nazari Federico
Roma

Carboni Giuseppina
Milano

Chinea Fernando
Ponte S. Giovanni (PG)

DAL 16° AL 20° PREMIO

Bachetti Attilio
Socavo (NA)

Mazzoni Giancarlo
Piacenza

Speranzini Gorizia
Fermo (AP)

Spinelli Luigi
Vimercate (MI)

Mennella Antonio
Casamicciola (NA)

DAL 21° AL 30° PREMIO

Corvino Felice
Torino

Mozzillo Vincenzo
Napoli

Onofri Marco
Igea Marina (FO)

Giannini Olindo
Ostra (AN)

Musarella Vincenzo
Villa S. Giovanni (RC)

Quinto Dino
S. Donato Milanese (MI)

Mariotti Piero
Chianciano Terme (SI)

Bellini Natale
Perugia

Turrini Corrado
Bocca di Magra (SP)

Olmetti Roberto
Baggio (MI)

DAL 31° AL 40° PREMIO

Bado Bruno
Padova

Bruciamonti Giulio
Rapallo (GE)

Regola Luigi
Ghedi (BS)

Zengarini Wando
Civitanova Marche (MC)

Padovan Gino
Civè (PD)

Di Sopra Nino
Udine

Betto Plinio
Padova

Morandi Remigio
Arzergrande (PD)

Baldo Flora
Fiesso D'Artico (VE)

Dal Porto Giannino
Casalserugo (PD)

DAL 41° AL 140° PREMIO

Campana Fabio
Gardone V. T. (BS)

Comini Augusto
Villanuova S. Clisi (BS)

Consoli Giacomo
Casalmorano (CR)

Schirotti Tiziano
Casalmaggiore (CR)

Bassani Giancarlo
Cremona

Contini Giuseppe
Lomello (PV)

Pettinaroli Angelo
Borgomanero (NO)

Bertozzi Antonio
Cameri (NO)

Giustetto Franco
Novara

Stabellini Franco
Sampolo (PC)

Rondena Battista
Lainate (MI)

Magistrelli Santino
Settimo Milanese (MI)

Contini Ersilio
Cornaredo (MI)

Bello Mauro
La Spezia

Banchieri Sergio
Pietra Ligure (SV)

Zuliano Enrico
Sampierdarena (GE)

Rigoli Paolo
Sampierdarena (GE)

Romano Alessandro
Recco (GE)

Bollea Lino
Bargagli (GE)

Bailo Romolo
Stazzano (AL)

Barbano Enrico
Casale Monferrato (AL)

Bottasso Vincenzo
Beinette (CN)

Pallard Roberto
Giaveno (TO)

Possio Basilio
Ciriè (TO)

Lai Sergio
Cagliari

Zazzera Luigi
Santena (TO)

Curcio Carmelo
Settimo Torinese (TO)

Barca Renato
Sant'Antioco (CA)

Lecis Ubaldo
Selargius (CA)

Branca Vittorio
Sassari

Vettori Pasquale
Anela (SS)

Pirchi Maurizio
Perugia

Casabianca Serafino
Magione (PV)

Apolloni Lorenzo
Foligno (PG)

Toni Rolando
Roma

Elettrofonica
Roma

Mattei Marcello Roma (EUR)	Agnoletti Alfio Firenze	Lamberti Pietro Cinisello B. (MI)	Di Giusti Luciano Manzano (UD)	Ghidotti Domenico Vesio (BS)
Biondi Claudio Acilia (Roma)	D'Agostini Michele Feltre (BL)	Maranelli Fabio Milano	Zenere Sergio Carré (VI)	Binetti Giuseppe Castelmella (BS)
Zaru Franco Velletri (ROMA)	Arguello Francesco Schio (VI)	Rancan Franco Casazuigno (VA)	Carbella Giovanni Como	Molteni Antonio Marcheno (BS)
Tizzano Paolino Guidonia-Villanova (ROMA)	Colombi Pasquale Vergato (BO)	Colombo Alfredo Paderno D'Adda (CO)	Sala Mariet Giuseppe Grosotto (SO)	Pompilio Biagio Laives (BZ)
Biancheri Natale Genova	De Rosa Domenico Isola Capo Rizzuto	Rosatì Mattia Roma	Valenti Giancarlo Brescia	Trevisan Antonio Ronchi dei Legionari (GO)
Branca Vittorio Sassari	Presti Antonino Castanea delle F. (ME)	Pintus Sandro Ittireddu (SS)	Muratori Claudio Piacenza	Scrivanti Italo Venezia
Ranieri Leo Roma	Di Serio Elpidio Messina	Secchi Angelo Cagliari	Leali Pierangelo Borgoforte (MN)	Bellinzoni Ulisse Castel S. Giovanni (PC)
Congiu Gino Pieve del Cairo (PV)	Sampieri Vincenzo Linguaglossa (CT)	Senis Alberto Tratalias (CA)	Vitolo Graziano Vergemoli (LU)	Fusi Guido Senago (MI)
Piloni Piermarco Calozziocorte (BG)	La Bua Erasmo Palermo	Orlando Carmine Baranzate (MI)	Prudente Doro Casamarziano (NA)	Luppo Giuseppe Borghetto Lodigiano (MI)
Cesari Stefano Fiera di Primiero (TN)	Bonaiuti Renzo Prato (FI)	Achilli Alberto Milano	Scilipoti Giovanni Messina	Fresolone Rosario Cologno Monzese (MI)
Duic Gian Battista Verzegnis (UD)	Olivetti Oriano Santa Sofia (FO)	Telloli Arturo Cernusco S/N (MI)	Gheri Luigi S. Casciano Val di Pesa (FI)	Garlaschi Rocco Milano
Mondardo Gianfranco Cologna Veneta (VR)	Salemi Giuseppe Messina	Vittori Luciano Frascati (ROMA)	Ciani Enrico Lardello (PI)	Frediani Renato Milano
Torini Luigi Limbiate (MI)	Cozzi Daniele Cornaredo (MI)	Frisone Vincenzo Vazia (RI)	Loizzi Vito Ceglie del Campo (BA)	Grassi Oreste Milano
Carai Paolo Pasquale Arzachena (SS)	Reale Danilo Milano	Griffo Marcello Strambino (TO)	Amoroso Giuseppe Napoli	Pacchioni Lino Scaldasole (PV)
D'Ambrogio Fiorenzo Fragagnano (TA)	Anzani Alessandro Castelvetto Piacentino (PC)	Formia Michele Cigliano (VC)	Rocchi Vittorio Cervia (RA)	Tieppo Lorenzo Robegano (VE)
Purini Pierluigi Camaione (LU)	Sacripanti Orlando Roma	Vangeli Rino Sarzana (SP)	Stefanini Claudio Taverne d'Arbia (SI)	Bazzani Stefano Cornigliano (GE)
Maggiapinto Domenico Putignano (BA)	Lazzarotti Lino Aosta	Mattei Marcello Roma (EUR)	Augugliaro Antonino Roncadelle (BS)	Beltramini Renato Cividale del Friuli (UD)
Jannello Pietro Vibo Valentia (CZ)	Ghironi Antonio La Spezia	Buccitti Giovanni Boville Ernica (FR)	Pregolato Italo Mirano (VE)	Bauce Diego Arzignano (VI)
Guidi Roberto Monza (MI)	Cordoni Gaetano S. Angelo Lodigiano (MI)	Marchisio Andrea Caselle Torinese (TO)	Schiavi Silvano Padova	Rossi Renato Civitella Marittima (GE)
Miotto Ambrogio Erba (CO)	E.R.A. Elettronica Romana Roma	Sala Riccardo Gera Lario (CO)	Aldrovandi Italo Bologna	De Rossi Sergio Roma
Zisa Emilio Gela (CL)	Gazzola Renzo Castello di Godego (TV)	Bergomi Edoardo Lomagna (CO)	Ist. Tec. Ind. Iesi (AN)	Zanchetta Gianni S. Maurizio Canavese (TO)
Centro E.N.A.I.P. Cittadella (PD)	Zerbini Angelo Cremona	Mollica Francesco Varese	Mangano Ercole Busto Arsizio (VA)	Carbone Antonio Asti
Face Costr. Eletttron. Nomaglia (TO)	Valetti Battista Albizzate (VA)	Fumeo S.p.a. Milano	Canova Manuele Vigliana Biellese (VC)	Strozzi Carlo Castel S. Giovanni (PC)
Carpanelli Maurizio Bologna	Abello Giuseppe Cassago Brianza (CO)	Moretto Carlo Milano	Bertoli Marco Bollate (MI)	Zangrando Leonardo Trieste
Giorla Giuseppe Petrizzi (CZ)	Mescia Ermete Ardenno (SO)	Weber Helmuth Bresso (MI)	Pandolfi Giorgio Caluso (TO)	Castellani Mirco Grezzana (VR)
Perna Olindo Isernia	Riva Giovanni Morbegno (SO)	Somenzi Dino Carpi (MO)	Volterri Roberto Roma	Bettega Adriano Imer (TN)
Fresogna Italo Ariano Irpino (AV)	Bonometti Roberto Brescia	Forgiarini Ermo Castions di Strada (UD)	Pirovano Bruno Gallarate (VA)	Brasini Sandro Cesena (FO)
Del Deo Paolo Napoli	Ravenoldi Maurizio Brescia	Ferrario Enrico Brizino di Stresa (NO)	Lovati Walter Casino d'Erba (CO)	Villavecchia Franco Bari
Oliva Raffaele Torre Annunziata (NA)	Benatti Agostino Castelnuovo Rangone (MO)	Piatti Gaetano Lurate Cacciavo (CO)	Castelli Aldo Merate (CO)	Essenne Enrica Nobile & C. snc Bracciano (ROMA)
Mandurrino Domenico Cutrofiano (LE)	Sontacchi Claudio S. Cristoforo (TN)	Cassiano Mario Foggia	Cernecka Manlio Como	Pelissero Cesare Torino
Bonfitto Daniele Lucera (FG)	Garofalo Aleardo Taranto	Lamboglia Emidio Lauria Inferiore (PZ)	Del Tugno Pier Luigi Spriana (SO)	Cacci Andrea Busto Arsizio (VA)
Ortenzi Domenico Tornimparte (AQ)	DAL 141° A 240° PREMIO	Perego Luigi Verberio Inferiore (CO)	Zandonà Giampaolo Casazza (BG)	Bellandi Ruggero Montichiari (BS)
Pavone Fabrizio Montesilvano (PE)	Bartolino Arturo Torino	Velardi Francesco Cameri (NO)	Pecis Fulvio Bergamo	Rossi Tarcisio Gazzola (PC)



SAMSUNG

EDITORE
Jacopo Castellfranchi

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castellfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

COMITATO DI DIREZIONE
Gianni Brazzoli
Lodovico Cascianini
Piero Scati

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

REDAZIONE
Sergio Cirimbelli
Daniele Fumagalli
Tullio Lacchini

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone

CONTABILITA'
Pinuccia Bonini
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Claudio Bautti
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Giuseppe Contardi
Vita Calvaruso
Renato Fantinato
Amadio Gozzi
Sandro Grisostolo
Stefano Guadagni
Michele Michelini

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
Ed. Piemonte - Trinita (CN)

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

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 2.500
Numero arretrato L. 3.500

Abbonamento annuo L. 30.000
Per l'estero L. 30.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castellfranchi 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.

Sommario

NEWSLETTER	12
VIDEO	
Effetti speciali in TV	16
COMPUTER	
Memorie e terminali video	23
AUDIO	
Lettura a laser e decodifica nel Compact Disc	30
La nuova dimensione dell'audio	38
Controllo della dinamica in un sintetizzatore audio	97
ELETTRONICA INDUSTRIALE	
Regolatore di velocità per motori trifase	43
Inverter trifase da 1,1 kW	47
PROGETTI	
Telecomando per 15 canali su una sola coppia di fili - Rosmetro automatico per il controllo dell'adattamento delle antenne - Regolatore del segnale video per telecamere e videoregistratori - Termometro clinico a bassissimo consumo	53
COMPONENTI	
Nuclei in ferrite per l'elettronica di potenza	64
IDEE DI PROGETTO	
Frequenzimetro universale da 0 a 30 MHz - Rivelatore di livello per motori diesel - Gong a tre note realizzato con il C. I. SAB 0600	71
TELECOMUNICAZIONI	
Nuove tecnologie dei radiogoniometri portatili	75
TELETEXT & VIDEOTEX	
Presentazione e analogie con i problemi dei TVC - I vari sistemi - Circuiti analogici e digitali in TV	78
TV DA SATELLITE	
Ricezione del satellite "Meteosat" - V parte	88
NUOVE TECNOLOGIE	
Telecamere con sensori allo stato solido	93
AUTO & MOTO	
Telefono per auto - III parte	104
NUOVI PRODOTTI	113

Spagna: aspettative deluse

Il Mundial di calcio non ha fatto il grande miracolo. Forse a causa della anticipata eliminazione della squadra di casa le vendite di TVC in Spagna molto difficilmente supereranno quest'anno le 890.000 unità, il livello raggiunto nello scorso anno. È invece una certezza che le vendite di videoregistratori a cassette non oltrepasseranno il limite dei 130 mila pezzi a fronte dei 150 mila del 1981. In occasione dei precedenti campionati di calcio, svoltisi in Argentina, le aspettative dell'industria iberica dell'elettronica erano state soddisfatte in modo migliore. L'ANIEL, l'Associazione nazionale delle industrie elettroniche, all'inizio dell'anno prevedeva vendite di videoregistratori prossimi ai 180-190 mila pezzi ed anche per i televisori a colori essa riteneva di superare abbondantemente il quantitativo '81. All'inizio del corrente anno alcune banche ed alcune istituzioni finanziarie, in previsione di un boom del colore, erano entrate loro stesse sul mercato creando apposite società di commercializzazione.

Uno spiraglio per la Emerson

La Giunta Regionale Toscana ha approvato un provvedimento che proroga la crisi aziendale della Emerson Electronics (stabilimenti a Siena e a Firenze). La delibera è di tre mesi a far data dal 22 agosto con scadenza, quindi, al 22 novembre. Negli stabilimenti Emerson-Electronics, nel dicembre '81, - inizio della prima richiesta di cassa integrazione - i lavoratori ammontavano a 589 unità; considerato, specifica la deliberazione, che vi è stata una riduzione di 77 unità ci si trova in una situazione che riveste una particolare urgenza specialmente per mantenere il posto agli attuali 512 lavoratori. "Occorre inoltre considerare - precisa un comunicato della regione - che possono esserci le condizioni per una ripresa delle attività produttive principalmente per il fatto che recentemente è stato approvato il piano nazionale relativo alla ristrutturazione dell'elettronica civile. Piano nel quale sono state individuate strategie per la completa riattivazione delle società che operano nel settore e della Emerson-Electronics stessa. L'ulteriore periodo di proroga può consentire la determinazione di condizioni, anche a livello nazionale, utili alla ripresa".

Crolla il mito del TV tedesco?

È quanto si sono chiesti in molti dopo l'introduzione sul mercato germanico di un televisore "made in Finland" in grado di riprodurre i segnali ad alta fedeltà meglio di qualsiasi apparecchio costruito dall'industria tedesca. Il televisore costruito dalla società finnica Salora Oy, a differenza dei prodotti tedeschi, utilizza tre anziché due canali per la diffusione del suono di cui uno che combina i segnali di entrambi. Un sistema che riproduce nei televisori il principio acustico noto come "Ortheperspecta" utilizzato negli apparecchi radiofonici di cui i tedeschi sono i depositari; da qui la citazione in giudizio della Salora per usurpazione di brevetto. La società finlandese si dice però sicura del fatto suo ed ha annunciato nuovi prodotti basati sull'impiego di questa tecnologia, da promuovere ancora sul mercato teutonico.

Il videogame in Spagna

Entro l'anno almeno 20.000 abitazioni iberiche saranno equipaggiate con sistemi videogames. Le stime sono della Audelic che ha raddoppiato in due anni le vendite. La Philips è molto attiva sul locale mercato dei videogames, come del resto avviene in Italia. Ma il sistema più venduto in Spagna è l'HANIMEX che ha una fetta di mercato di oltre il 45%.

PRODOTTI CHIMICI



DISSOLVENTE "BITRONIC" Mod. DSL-102

Prodotto purissimo da impiegare per la rapida depurazione delle testine magnetiche, degli apparecchi video e dei nastri sonori. Rimuove gli insudiciamenti anche se induriti attraverso una azione fisica e meccanica contemporanea.

È dielettrico e pertanto può essere usato anche con apparecchi in funzione, garantendo un'alta sicurezza di impiego asciuga rapidamente senza lasciare tracce.

Bombola spray da 200 ml.
LC/5100-00

GRAFITE "BITRONIC" Mod. GFT-114

Prodotto a base di grafite colloidale per la formazione di strati conduttivi di qualsiasi spessore si impiega in elettronica, radio tecnica, video tecnica, galvano tecnica, per la formazione di pellicole conduttive su materiale isolante.

Aderisce perfettamente su tutte le superfici comprese quelle in vetro o in materie plastiche ottimo per la riparazione di schermature difettose di tubi catodici. Elimina le cariche elettrostatiche producendo un'ottima schermatura.

Bombola spray da 200 ml.
LC/5110-00

LACCA SALDANTE "BITRONIC" Mod. LA/SL-104

Lacca di altissima qualità che impedisce la formazione di patine e ossidazione, particolarmente adatta per circuiti stampati e qualunque tipo di contatto che non sia a scorrimento.

Eccellente mezzo per la saldatura.

Bombola spray da 200 ml.
LC/5120-00

LACCA FOTOCOPIANTE "BITRONIC" Mod. LA/FT-105

Lacca per la produzione di circuiti stampati con il processo di fotoincisione positivo. Circuiti a disegno trasparente possono essere copiati direttamente su piastre coperte da una pellicola di lacca LA/FT-105.

Bombola spray da 200 ml.
LC/5130-00

LUBRIFICANTE A SECCO "BITRONIC" Mod. LB/TF116

Trattasi di un lubrificante altamente sofisticato al teflon, chimicamente inerte, resistente anche a temperature di esercizio elevate, non superiori però a 260 °C.

Si utilizza nei settori ove si renda necessaria una lubrificazione, stabile nel tempo in cui il lubrificante, per effetti di ossidazione o di assorbimento di particelle atmosferiche, non subisca alterazioni che potrebbero avere gravi conseguenze alle parti applicate.

È particolarmente indicato per accoppiamenti striscianti plastica metallo nel settore elettronico, meccanico di precisione, ottica macchine e calcolatori per ufficio equipaggiamenti missilistici, orologerie, macchine fotografiche e cinematografiche.

Absolutamente inerte per le materie plastiche.

Bombola spray da 200 ml.
LC/5140-00

VASELINA SPRAY "BITRONIC" Mod. VLS117

Si tratta di un olio di vaselina purissimo ad alta concentrazione, particolarmente adatto alla lubrificazione di particolari meccanici di alta precisione, là dove si deve evitare l'uso del silicone.

Non ossida nel tempo.

Absolutamente inerte per le materie plastiche.

Bombola da 200 ml.
LC/5150-00



CLEANER "BITRONIC" Mod. TF118

Depuratore al teflon altamente sofisticato, impiegato in svariati campi di utilizzazione derivanti dalle sue particolari proprietà.

Dato l'elevato potere penetrante pulisce particolarmente anche le più piccole particelle di sporco, unto o grasso in qualsiasi apparecchiatura senza necessità di smontarle.

È assolutamente inerte sia al caldo che al freddo nei confronti dei materiali plastici, consentendo al prodotto di evaporare senza raffreddare le superfici trattate senza lasciare residui.

Bombola spray da 200 ml.
LC/5160-00

LACCA FOTOCOPIANTE NEGATIVA Mod. LF/NE115

Lacca per la riproduzione di circuiti stampati con processo di fotoincisione negativo. Il negativo di un qualsiasi circuito, può essere riportato direttamente su piastre ramate.

Bombola spray da 200 ml.
LC/5170-00

GENERAL CLEANER "BITRONIC" Mod. GC-201

Pulisce qualsiasi tipo di contatto togliendo gli strati di ossido e di zolfo.

Elimina immediatamente i ronzii e le resistenze di transizione troppo elevate, non danneggia i materiali plastici usualmente impiegati e i componenti.

Lascia uno strato protettivo permanente per potenziometri e interruttori.

Bombola spray da 140 g
LC/5200-00

DISTRIBUITI DALLA

G.B.C.
italiana

Sistemi Philips per la RAI Coreana

La Pye TVT, la compagnia di telediffusione della Philips, ha annunciato dalla fine di febbraio un grosso contratto, con la Korean Broadcasting Systems (KBS), per l'installazione di una serie di trasmettitori televisivi, il cui valore supera i 24 miliardi di lire.

I trasmettitori saranno costruiti a Cambridge, dove pure si terranno dei corsi di formazione per familiarizzare gli ingegneri della KBS, con le apparecchiature. Sebbene la fornitura includa trasmettitori di tutte le potenze della gamma abituale Pye TVT, l'installazione e la manutenzione delle apparecchiature in Corea, saranno semplificate grazie all'alto livello di standardizzazione che caratterizza, come connotato di progetto, tutti i trasmettitori della gamma Pye TVT.

La Pye TVT non è comunque nuova a questo tipo di forniture in Corea: essa vende in questo paese sin dal 1960. Nel 1969 ha fornito un'altra grossa partita di trasmettitori a una emittente commerciale indipendente, la MBC, cui ha fatto seguito, tre anni fa, la consegna di cinque trasmettitori UHF da 10kW a Canale 3, il canale culturale della KBS.

Le consegne copriranno, a partire da quest'estate, un arco di due anni.

Cambio di importatore per la Canton

La Polinia, Divisione Audio della Exhilo S.p.A., ha assunto la distribuzione per l'Italia delle casse acustiche e degli accessori prodotti dalla Canton Elektronik GmbH.

Un nuovo acquisto atto a rafforzare il motto della Polinia "il suono viaggia con noi".

Slancio professionale per i videodischi

È stato più volte rilevato anche in questa rubrica: i lettori di videodischi non hanno sfondato. Contrariamente alle mirabolanti performance di videoregistratori a cassette e di personal computers questo prodotto ha clamorosamente mancato i suoi obiettivi.

La RCA che aveva investito più di 260 miliardi di lire in tale business contando di vendere nel solo primo anno di attività intorno ai 200.000 sistemi è la società che è rimasta più colpita.

Negli Stati Uniti durante il 1981 sono stati venduti 157.000 lettori e 3 milioni di videodischi, contro rispettivamente 40.000 lettori e 300 mila dischi nel 1980. Sono dati della Associazione delle industrie americane dell'elettronica, confortanti visti in un'ottica da un anno sull'altro ma insoddisfacenti se rapportati agli investimenti delle industrie e alle aspettative di crescita formulate nel marzo del 1981, al momento dell'entrata in scena della RCA con il Selectvision.

Oggi, forse per addolcire l'amaro boccone ma forse anche a ragion veduta, si sostiene che si è peccato di ottimismo nelle previsioni e che non si è sufficientemente tenuto conto di alcune necessità come quella di un rodaggio piuttosto lungo. In ogni caso, le difficoltà incontrate sul mercato di consumo ha indotto più di un operatore a desistere dal continuare gli sviluppi e a ritardare certe azioni commerciali.

Concrete possibilità di ripresa comunque esistono e vanno ricollegate alla riduzione dei prezzi degli apparecchi e ad una più ricca disponibilità di videodischi.

Inoltre il mercato sta conoscendo una diversificazione che non potrà che giovargli.

Si illude alla realizzazione di lettori di videodischi per applicazioni professionali i quali stanno già incontrando, in alcune grosse industrie, un successo insperato fino a poco più di un anno fa.

Per i fabbricanti di orologi si prospettano tempi difficili

I fabbricanti di orologi elettronici di Hong-Kong hanno deciso di stringersi assieme per una ennesima controffensiva nel campo della riduzione dei pezzi, controffensiva che sembra oramai inevitabile alla luce della prevista offensiva giapponese.

Rispetto al corrispondente periodo dello scorso anno, le esportazioni di orologi elettronici digitali di Hong Kong hanno registrato un incremento del 32% in termini di quantità nei primi mesi dell'anno, ma in termini monetari il valore è sceso del 18%.

“Dallo scorso novembre - ha detto Mr. Hui in qualità di Presidente dell'Associazione dei Fabbricanti di Orologi di Hong Kong il prezzo degli orologi analogici al quarzo “made in Hong Kong” è calato in media del 30%. Il calo è stato soprattutto causato dai bassi prezzi praticati dai fabbricanti stranieri; inoltre l'aumentata capacità produttiva ha ulteriormente ridotto i margini di profitto.

Secondo Mr. Hui, notizie provenienti dal Giappone indicano che i principali fabbricanti di orologi di quel Paese stanno preparando una nuova offensiva sul mercato degli articoli elettronici di largo consumo.

Rosso per la Pioneer

Il più grosso produttore giapponese di apparecchiature audio, la Pioneer Electronic, sta operando in perdita.

Al termine dei primi nove mesi di esercizio, al 30 giugno scorso, la società aveva registrato perdite per 1,61 miliardi di yens (ogni yen vale 5,4 lire circa) a fronte di un fatturato di 69 miliardi di yens e contro un utile netto di 3,46 miliardi di yens nel corrispondente periodo del precedente esercizio.

Le perdite sarebbero da mettere in relazione soprattutto agli elevati costi di magazzino delle consociate estere.

TV finlandese: è previsto un rafforzamento

La Nokia, il principale gruppo finlandese di elettronica, ha assunto una partecipazione del 18% nella Salora, il grosso produttore nazionale di televisori.

In pari tempo il gruppo Hollming, che controllava interamente la Salora, ha ceduto alla Nokia la quota del 50% posseduta nella Mobira, la società che produce sistemi radiotelefonici mobili.

Si ritiene che sia il primo passo verso la fusione della Salora con la Lohja Electronics, con la conseguente nascita di una industria finlandese dell'elettronica civile più competitiva dell'attuale.

Utili dimezzati per la Aiwa

La Aiwa, l'azienda nipponica di sistemi di alta fedeltà e di altre apparecchiature audio nella quale ha una partecipazione del 54,6% la Sony, ha registrato nei primi sei mesi di esercizio una flessione del 59,8% negli utili operativi della casa madre che sono scesi in valore a 336 milioni di yens (ogni yen vale 5,4 lire circa).

Nel semestre chiuso il 31 maggio scorso la Aiwa ha realizzato un utile netto di 252 milioni di yens (-49,1%) a fronte di una progressione nelle vendite a 28,53 miliardi (+ 12%).

La società ha iniziato la produzione di videoregistratori totalizzando con gli stessi 4,9 miliardi di yens, pari al 17,3% di tutto il fatturato e l'equivalente di circa 60000 sistemi venduti.

EFFETTI SPECIALI IN TV

di R. Solderini

La memorizzazione digitale di immagini televisive permette di risolvere una notevole quantità di problemi relativi alla trasformazione digitale del segnale video, e soprattutto di ottenere effetti speciali di un certo interesse. Il dispositivo proposto è utilizzato principalmente con un registratore video ma le sue caratteristiche lo rendono adatto anche per una produzione di serie.



Fig. 1 - Codifica PCM composta del segnale video a colori completo.

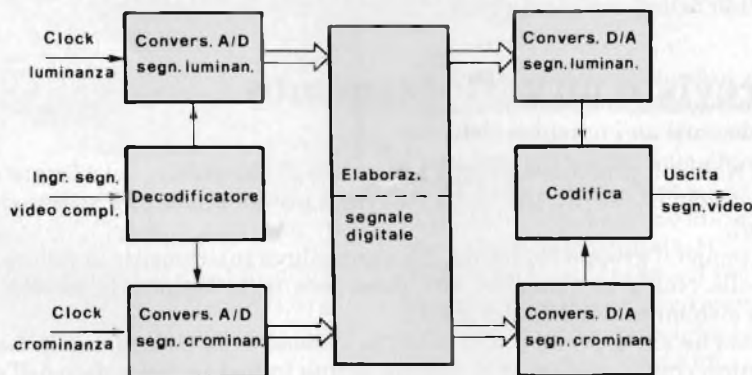


Fig. 2 - Codifica PCM della componente di luminanza e di crominanza.

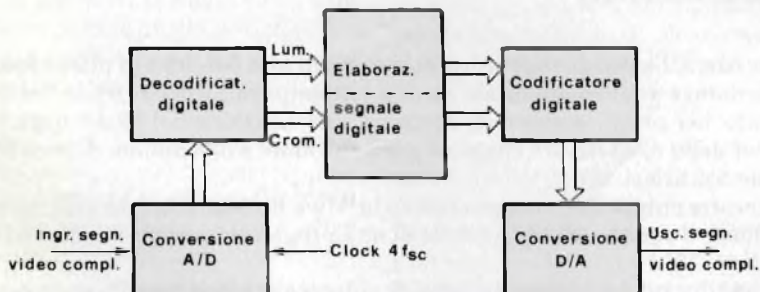


Fig. 3 - Codifica composta del segnale video a colori completo e separazione della luminanza e della crominanza.

Evoluzione della tecnologia dei semiconduttori, con particolare riguardo alla famiglia dei componenti ad alta velocità e ad alta integrazione, ha offerto la via a nuove soluzioni nel campo dell'ingegnerizzazione del televisore, tanto da far ritenere la televisione in bianco e nero ormai superata e quella a colori vicina ai limiti imposti dal sistema.

La strada su cui ora ci si sta incamminando insegue l'obiettivo della trasformazione del segnale televisivo in segnale digitale. Tale obiettivo, per la verità non nuovo, consiste nella codifica di un segnale analogico variabile nel tempo in una serie di codici binari facilmente memorizzabili. In particolare, l'impiego di elementi di memoria per creare linee di ritardo di lunghezza variabile e di convertitori analogici-digitali permette applicazioni nei televisori che non sarebbero possibili con tecniche analogiche né economicamente né quantitativamente. Un esempio sono i convertitori standard, i circuiti di sincronismo, i riduttori di rumore, la memorizzazione di immagini per creare particolari effetti. Comunque, la realizzazione di un televisore che sia in grado di trattare in modo completamente digitale l'informazione video è ancora lontana.

Codifica digitale

Per convertire il segnale video in forma digitale sono disponibili due sistemi: codifica PCM composta e codifica PCM delle componenti. Con il primo sistema (figura 1), il segnale video com-

pleto è campionato con un multiplo (max 4) della frequenza della sottoportante e i campioni sono codificati solitamente con 8 bit, talvolta anche con 9 bit. In questo caso sono disponibili 256 o 512 valori per l'intera escursione del segnale.

Il secondo sistema (figura 2) consiste nel separare il segnale video nelle sue componenti di luminanza e di cromaticanza prima della conversione analogica digitale. Successivamente si effettua il campionamento delle componenti con adatte frequenze, a seconda della loro larghezza di banda, e la codifica separata con 6, 7 o 8 bit secondo le necessità. È pure possibile un sistema misto (figura 3), in cui come per la codifica PCM composita, si usa un solo convertitore analogico digitale e le componenti vengono separate con adatto filtro a livello di segnale digitale.

Un requisito indispensabile per questo tipo di elaborazione è la correlazione precisa che deve esistere fra la frequenza di campionamento e la sottoportante colore, (per esempio, tre o quattro volte la frequenza della sottoportante colore).

Facendo riferimento alle applicazioni della memorizzazione digitale dell'immagine, la codifica PCM delle componenti offre numerosi vantaggi:

- quadro fermo senza problemi dovuti alla sottoportante colore
- semplice elaborazione del segnale digitale
- nessuna necessità di correlare la frequenza di campionamento con la sottoportante
- possibilità di molteplici effetti geometrici.

Di conseguenza, in tutte le applicazioni dove la geometria dell'immagine

è alterata e si effettuano delle trasformazioni dell'immagine mediante algoritmi di calcolo (per esempio, convertitori di standard e memorizzatori per la generazione di effetti geometrici), deve essere usata la codifica PCM delle componenti. D'altra parte la codifica PCM composita risulta vantaggiosamente utilizzata in tutte quelle applicazioni dove la memorizzazione digitale è usata come una semplice linea di ritardo (per esempio, nei sincronizzatori di quadro e correttori dei tempi).

La memoria: dispositivo per la conservazione delle immagini

Nel nostro sistema televisivo, l'immagine è scandita linea per linea da sinistra in alto a destra in basso. In un sistema di questo tipo, ogni elemento dell'immagine si rende disponibile in certi istanti e la corrispondenza fra posizione geometrica dell'elemento nell'immagine e l'istante di inserimento dell'elemento in quella posizione è assicurato dal segnale di sincronizzazione. Utilizzando un dispositivo per la memorizzazione del segnale video è possibile fare in modo che la corrispondenza fra informazione relativa all'elemento dell'immagine e sua posizione sullo schermo sia assicurata non più dal segnale di sincronizzazione ma dalla posizione dell'elemento nel dispositivo di memoria, e quindi dall'indirizzamento della cella che contiene l'informazione dell'elemento dell'immagine.

Si produce così un'immagine elettronica intermedia come è mostrato dalla figura 4. Da ciò deriva l'innegabile vantaggio di non avere più l'inflessibile relazione tra tempo e posizione dell'elemento nell'immagine ed è quindi possibile, durante la lettura della memoria

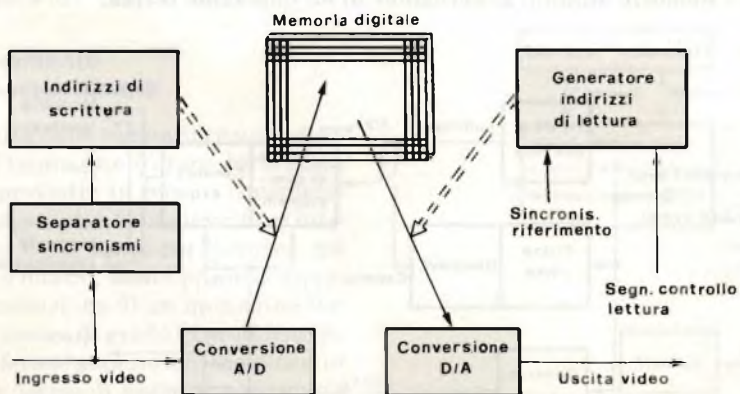


Fig. 4 - Memorizzazione digitale intermedia dell'immagine video.

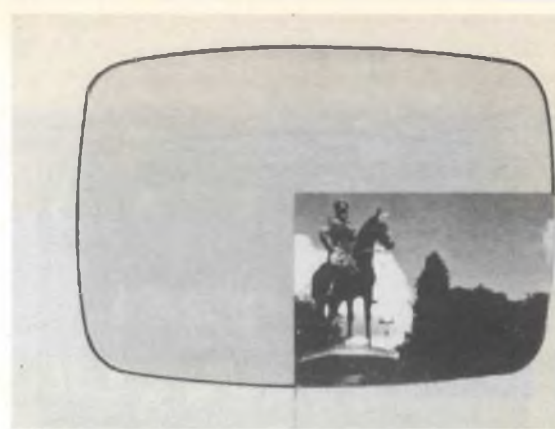


Fig. 5 - Spostamento dell'immagine.



Fig. 6 - Suddivisione dell'immagine.



Fig. 7 - Effetto di riflessione con inversione laterale e verticale.

per la generazione dell'immagine, variare la sequenza degli indirizzi a piacere e cambiare la posizione di qualsiasi elemento, ripeterlo o scambiare fra loro gli elementi dell'immagine.

È quindi facile capire a questo punto come le RAM ad alta integrazione siano particolarmente utili per questo tipo di applicazione. Ogni locazione di memoria all'interno della RAM può essere selezionata a piacere e può essere selettivamente scritta e letta senza distruggerla. Un tale metodo di memorizzazione deve perciò disporre di almeno un contatore che fornirà gli indirizzi di scrittura e un secondo contatore che fornirà la voluta sequenza di lettura degli indirizzi.



Fig. 8 - Cambiamento delle dimensioni dell'immagine.



Fig. 9 - Suddivisione in quattro campi.

Una memorizzazione di immagini effettuata con registro a scorrimento analogico o digitale non offre questa libertà di accesso ad ogni elemento dell'immagine ma si limita ad essere una più o meno rigida linea di ritardo.

Effetti speciali

Per la generazione di effetti geometrici sullo schermo ci si avvale della memorizzazione degli elementi di un'immagine in una memoria organizzata a matrice il cui contenuto è costantemente aggiornato dal segnale video. L'indirizzamento delle RAM offre la possibilità di accedere in qualsiasi momento alle diverse locazioni della memoria. Una limitazione imposta da questo metodo che appare evidente qui, è l'impossibilità di accedere simultaneamente a diverse locazioni della memoria, cosa necessaria per poter ottenere i nuovi elementi dell'immagine con un algoritmo che esegue la media dei valori di diversi punti dell'immagine. Tali calcoli sono necessari, per esempio nella compressione o conversione dello standard.

Per essere in grado di effettuare questi calcoli di media occorre fare uso di piccole memorie intermedie che siano

in grado di memorizzare i diversi punti dell'immagine e entro cui gli elementi dell'immagine richiesta per il calcolo sono stati precedentemente trasferiti dalla memoria principale.

Usando una memoria di immagine digitale si possono ottenere molteplici effetti geometrici.

— Posizionamento (figura 5)

Il contenuto dell'immagine può essere spostato rispetto al segnale di sincronizzazione di una quantità a piacere o orizzontalmente o verticalmente. In questo modo per esempio, un'immagine può essere, visualizzata in basso a destra dello schermo mentre si inserisce un'altra immagine nella memoria che potrà essere visualizzata in alto a sinistra dello schermo.

— Separazione (figura 6)

L'immagine è suddivisa da un'asse orizzontale o verticale in due metà tra cui è inserita una fascia, ad esempio, colorata per applicazioni sul segnale di crominanza.

Con qualche difficoltà in più nel calcolo degli indirizzi di memoria è possibile effettuare la divisione dell'immagine secondo un qualsiasi asse. È pure possibile separare l'immagine in due o più parti.

— Riflessione (figura 7)

La più semplice riflessione ottenibile è l'inversione laterale e verticale dell'immagine mantenendo gli assi di riflessione sui dati dell'immagine. Se questi assi sono spostati dai lati al centro dell'immagine, si ottiene l'impressione di specchi inseriti nell'immagine. Il contenuto dell'immagine può essere ripetuto o lateralmente o verticalmente.

— ECO

Parti selezionate dell'immagine, possono essere ripetute un numero qualsiasi di volte orizzontalmente o verticalmente. Per esempio, un dettaglio nell'angolo più basso a sinistra può essere ripetuto più volte sull'intero schermo. Altri effetti eco possono essere ottenuti attraverso la miscelazione di effetti speciali. Le molteplici combinazioni possibili rendono difficile prevedere la varietà delle immagini permesse.

— Cambiamento delle dimensioni delle immagini (figura 8)

Lo zoom elettronico è forse l'effetto più impressionante che si possa ottenere con la memorizzazione delle immagini. Il sistema utilizzato è la riduzione o l'aumento delle dimensioni del punto. Ma mentre per la riduzione delle dimensioni dell'immagine è possibile ri-

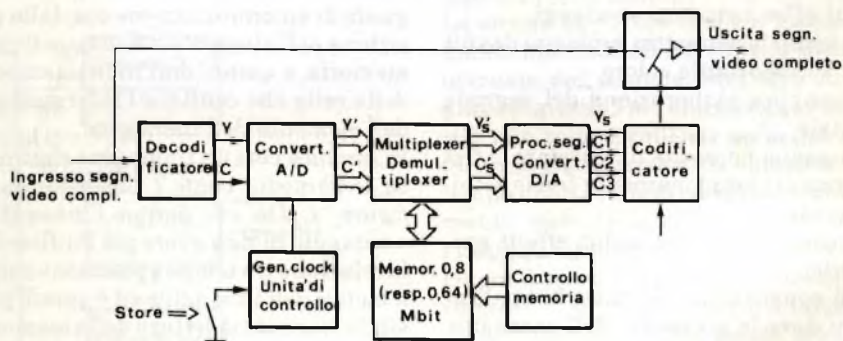


Fig. 10 - Memorie digitali: generazione di un'immagine ferma.

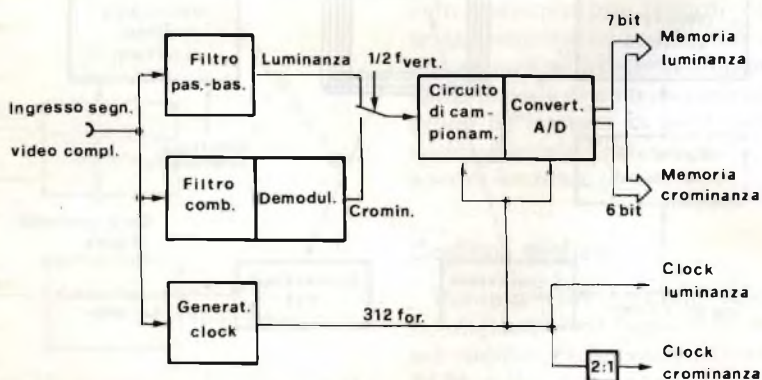


Fig. 11 - Conversione analogico/digitale.

Tabella: Parametri dell'apparecchiatura.

Capacità della memoria	PAL SECAM NTSC	0,8 Mbit 0,64 Mbit
1 Convertitore digitale		
Luminanza	- Frequenze di campionamento = 312 x frequenza orizzontale - Codifica a 7 bit - Correttore digitale della larghezza orizzontale - Interpolazione digitale del secondo campo	
Crominanza	- Frequenza di campionamento = 156 x frequenza orizzontale - $1 U + V/U - V$ segnale di crominanza - codifica a 6 bit	

dure, senza troppi inconvenienti, le dimensioni del punto, per l'espansione, l'aumento delle dimensioni del punto introduce i limiti dovuti alla sfocatura dell'immagine mentre la risoluzione non ne beneficia. Poichè i cambi di dimensioni possono essere ottenuti mediante circuiti separati (per dimensione orizzontale e verticale) è possibile ottenere il rapporto altezza/larghezza di qualsiasi valore riuscendo anche a distorcere l'immagine.

La memoria può pure essere caricata con immagini di forma ridotta provenienti da diverse fonti. Condizione indispensabile per ottenere ciò è che il numero di convertitori A/D deve corrispondere al numero di ingressi video e che esista un circuito adatto ad effettuare la compressione delle immagini prima che esse vengano caricate in memoria.

La memoria opera con la sequenza normale di indirizzamento. È così possibile la composizione delle immagini, per esempio suddivisione in quattro parti come nei film tecnici convenzionali (figura 9).

Funzionamento dell'apparecchiatura

La scelta della memorizzazione digitale dell'immagine (figura 10) è stata fatta soprattutto in base a considerazioni economiche. Inizialmente, si intese usarla come aiuto per l'editing nei registri a nastro. Il suo primo compito fu la generazione di un'immagine ferma. Per essere in grado di produrre immagini ferme persino da sequenze in moto, fu deciso di usare una memoria in quanto i due semiquadri a 25 Hz congelati producono un fastidioso sfarfallio. Per via dei vantaggi menzionati

prima, si scelse la codifica delle componenti che offre la possibilità di adattare la frequenza di campionamento e quindi la capacità di memoria (figura 11) alla particolare applicazione. Fu scelta inoltre la soluzione della conversione A/D di quadri in sequenza per inserire un solo convertitore A/D. La selezione della frequenza di campionamento della luminanza fu determinata da considerazioni sulla capacità di memoria e alla risoluzione ottenibile nell'immagine. Con la frequenza di campionamento a 4,875 MHz (312 volte le frequenze orizzontali; 4,90900 MHz per l'NTSC) fu trovato un compromesso soddisfacente per le immagini.

Effettuando una selezione accurata dei filtri passa-basso precedenti la conversione A/D e seguenti la conversione D/A, si ottengono ancora tempi di salita di 200 ns all'uscita della memoria.

La frequenza di campionamento della crominanza è ottenuta dividendo la frequenza di campionamento della luminanza per due. Questo significa che la larghezza di banda del segnale di

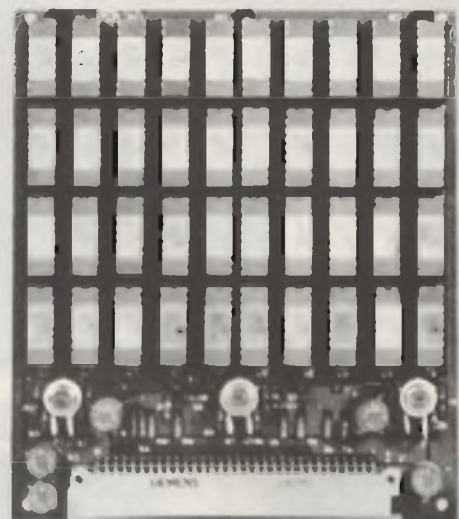


Fig. 13 - Piastra con 40 RAM e apparecchiatura completa.



Fig. 14 - Effetti di riflessione.

uscita della memoria è maggiore di 1 MHz. La crominanza è ottenuta per mezzo del filtro *comb* a demodulazione sincrona ed è una combinazione lineare dei segnali differenza di colore U e V¹⁾.

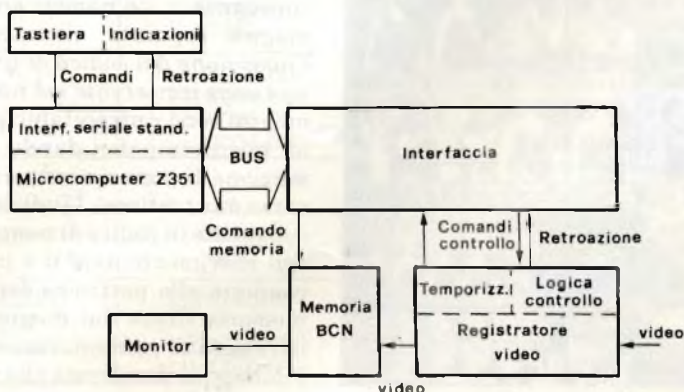


Fig. 12 - Configurazione dell'hardware per la visualizzazione dei quadri singoli da registratore video.



Fig. 15 - Congelamento dei quadri.



Fig. 16 - Nuova memorizzazione.

Immediatamente prima della riconversione D/A si usa una memoria per la crominanza per ottenere contemporaneamente i segnali ($U + V$ e $U - V$) che, dopo una adatta matricizzazione, sono forniti al codificatore di colore della memoria per la rimodulazione.

La luminanza è codificata con 7 bit, in altre parole in 128 livelli; la crominanza è codificata con 6 bit che danno ancora una sufficiente risoluzione dell'area di colore coperta da U e V.

Con i parametri descritti sopra, la



Fig. 17 - Combinazione di effetti di riflessione e suddivisione dello schermo in quadranti.

capacità di memoria richiesta nella versione PAL è di circa 560 kbit per la luminanza, e di circa 240 kbit per la crominanza (460 kbit e 195 kbit rispettivamente per NTSC); nessuna porzione di memoria è prevista per gli intervalli di blanking. La memoria è costituita da 4096 kbit di RAM dinamica. La sezione di memoria consiste di 5 schede ognuna di 40 RAM (32 RAM per NTSC figure 12 e 13). L'apparecchiatura è in grado di memorizzare anche un segnale video non sincronizzato, mentre la generazione del segnale video in uscita dalla memoria avviene con un segnale di sincronismo di riferimento generato internamente. Ciò è reso possibile dall'indipendenza della scrittura e dalla lettura.

Modificando la sequenza di indirizzamento della memoria si possono ottenere gli effetti geometrici.

I vantaggi della produzione di immagini ferme da un nastro magnetico con l'aiuto di una memoria digitale sono i seguenti:

— Il registratore a nastro non è più richiesto dopo la memorizzazione dell'immagine nella memoria digitale. Il registratore diventa libero e il nastro può essere posizionato come desiderato. Il nastro inoltre non è soggetto ad un uso superiore al normale e le testine non si muovono continuamente sulla stessa traccia.

La generazione di un'immagine ferma permette un certo numero di applicazioni:

— è possibile produrre, per esempio, backgrounds fermi. Così un'azione improvvisa da una scena in movimento o un ritratto, possono essere memorizzati e conservati senza limiti di tempo senza sfarfallio o rumore.

— Con l'uso della memoria, il registratore video può essere utilizzato come archivio (figura 14). Per questo scopo i quadri sono registrati su nastro, e di conseguenza, un numero enorme di immagini separate, rintracciabili con l'inserimento del codice di tempo possono essere conservate sul nastro. Le immagini sono rintracciabili per mezzo di un microcomputer, dando come informazione di ingresso (ad esempio, attraverso una tastiera), l'indirizzo che poi è convertito in codice di tempo e il nastro con movimento avanti e indietro è ricondotto alla posizione desiderata. La memoria riceve dal microcomputer le istruzioni di memorizzazione e genera l'immagine desiderata che risulta essere disponibile e ferma per un tempo comunque lungo. Il registratore entra quindi nel modo "stop" e può posizio-

narsi su un nuovo punto del nastro da cui prelevare in due secondi le informazioni relative alla nuova immagine quando richiesto, oppure rimanere in condizioni di attesa.

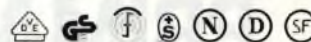
— La memorizzazione è anche utile per ottenere un movimento lento dell'immagine. Questo modo di funzionamento è associato alla possibilità di produrre immagini ferme prima dell'arresto del nastro e selezionare quadro dopo quadro le immagini prima e dopo la posizione raggiunta.

Ogni immagine è riprodotta alla normale velocità del nastro e scritta nella memoria che ripeterà ininterrottamente l'immagine visualizzata fintanto che non viene inviata una nuova istruzione di memorizzazione. Durante il tempo di ripetizione dell'immagine, il registratore può porre la testina poco prima dell'immagine successiva e quindi può inserire la nuova immagine alle normali velocità del nastro nella memoria. Se questa commutazione di quadro è ottenuta automaticamente e a velocità regolabile si ottiene un movimento lento avanti o indietro alla velocità di circa 0,2 volte quella normale. Controllato manualmente, il nastro può muoversi avanti e indietro un quadro per volta. Di conseguenza, la memoria offre considerevoli possibilità di semplificazione per l'editing.

È possibile ottenere che particolari immagini vengano congelate sullo schermo mentre contemporaneamente si esegue la ricerca di altre immagini. Questo modo di funzionamento può essere esteso ulteriormente facendo uso degli effetti speciali, ad esempio congelando fino a 4 immagini (figura 14 e 15). Inoltre è possibile visualizzare immagini già visualizzate in modo ridotto, in un altro quadrante (figura 16) rimandando le uscite di memoria agli ingressi. Tutti gli effetti di riflessione possono essere combinati con tutti gli altri (figura 17). ■

Bibliografia

- Robert Bosch GmbH: 50 Years of Fernseh 1929/79
 J. Heitmann: Ein systemkompatibles digitales Farbfernseh signal. Rundfunktechnn. Mitt. 20 (1976) 6, 236-41
 L. Stenger, G. Wengenroth: Möglichkeiten der digitalen Codierung von Farbfernsehsignalen. NTZ (1971) 6, 321-325
 L. Altman: Semiconductor random-access memories. Electronics, June 13, 1974
 H.P. Maly: Möglichkeiten der Bildbeeinflussung bei Farbvideospichern. Fernseh- und Kino-Technik 31/(1977) 12, 440-442
 H.P. Maly: Studio Applications of Digital Field Store BM/E, September 1977.



STAZIONE DI SALDATURA ERSA TE50

Descrizione

Costruito secondo la tecnica più avanzata, la stazione ERSA TE50. Comprende un saldatore (LU/3740-10) con termocoppia incorporata e potenza massima di 50 W, un'unità elettronica completamente transistorizzata e montata su schede modulari (LU/3736-10) e un supporto per saldatore (LU/4150-20).

La temperatura della punta è controllabile $190 \div 400$ °C, con regolazione fine e continua, ben visibile sul quadrante; questa possibilità di regolazione garantisce ottime saldature ed un lavoro razionale anche per saldature in rapida successione con trascurabile diminuzione della temperatura inizialmente impostata.

La punta a lunga durata è in acciaio e può fare un elevatissimo numero di saldature prima di essere sostituita.

Il saldatore è a bassa tensione, con doppio isolamento dalla rete.

La presa di terra del connettore ha un'impedenza di 220 kΩ ed è in grado di evitare eventuali cariche elettrostatiche che possono danneggiare i componenti sensibili, come MOS, FET ecc.

CARATTERISTICHE

Potenza: 50 W

Tempo di riscaldamento: 34 s per 350 °C

Controllo di temperatura: $190 \div 400$ °C con regolazione continua.

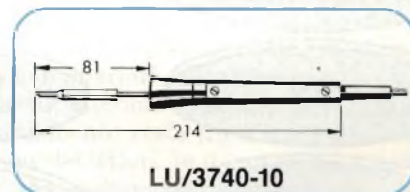
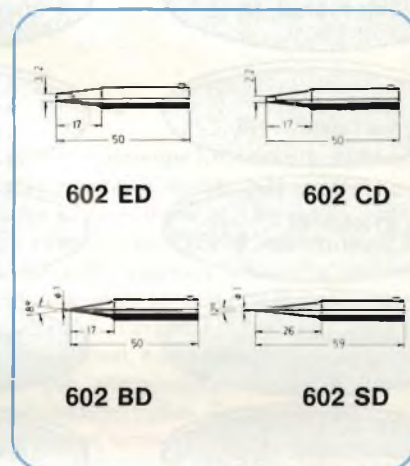
Peso del saldatore senza cavetto: 25 g

Tensione al saldatore: 24 V (fornita dall'unità elettronica)

Tensione all'unità elettronica: 220 V

Saldatore completo di punta in acciaio (intercambiabile).

604 CD LU/3740-00



PUNTE INTERCAMBIABILI

Codice ERSA	Descrizione	Codice GBC
602 ED	Lunga durata ERSADUR	LU/5002-00
602 CD	Lunga durata ERSADUR	LU/5004-00
602 BD	Lunga durata ERSADUR	LU/5006-00
602 SD	Lunga durata ERSADUR	LU/5008-00

PARTI DI RICAMBIO

Codice ERSA	Descrizione	Codice GBC
600 CD	Saldatore con punta ERSADUR (intercambiabile) 24 V - 50 W	LU/3740-10
505	Scheda controllo temperatura	LU/3736-10
601	Resistenza 24 V - 50 W	LU/4485-00

LA PRIMA E LA PIÙ GRANDE CATENA DI COMPUTER

**ALESSANDRIA**

Via Savonarola, 13

AREZZO

Via F. Lippi, 13

BARI

Via Capruzzi, 192

BERGAMO

Via F. D'Assisi, 5

BOLOGNA

Via Brugnoli, 1/A

CAGLIARI

Via Zagabria, 47/60

CAMPOBASSO

Via Mons. II Bologna, 10

CESANO MADERNO

Via Ferrini, 6

CINISELLO BALSAMO

V.le Matteotti, 66

COMO

Via L. Sacco, 3

COSENZA

Via Dei Mille, 86

FAVRIA CANAVESE

C.so Matteotti, 13

GALLARATE

Via A. Da Brescia, 2

GENOVA SESTRI

Via Chiaravagna, 10/R

IMPERIA

Via Delbecchi, 32

L'AQUILA

Via Strada 85, 2

MESSINA

Via Del Vespro, 71

MILANO

Galleria Manzoni, 40

MILANO

Via Petrella, 6

MILANO

Via G. Cantoni, 7

MILANO

P.zza Firenze, 4

MILANO

Via Altaguardia, 2

MILANO

V.le Corsica, 14

NOVARA

Via Q. Sella, 32

PADOVA

Via Fistomba, 8

PALERMO

Via Lamarmora, 82

PARMA

Via Borghesi, 16

PAVIA

Via C. Battisti, 4/A

PERUGIA

Via R. D'Andreotto, 49/55

PESCARA

Via Guelfi, 74

PISA

Via XXIV Maggio, 101

PISTOIA

V.le Auda, 350

POZZUOLI

Via Pergolesi, 13

RIMINI

Via Bertoia, 75

ROMA

Via Cerreto Da Spoleto, 23

ROMA

P.zza San Donà di Piave, 14

SONDRIO

Via Nazario Sauro, 28

TERAMO

Via Martiri Pennesi, 14

TERNI

Via P. Gori, 8

TORINO

Via Chivasso, 11

TORINO

C.so Grosseto, 209

TORINO

Via Tripoli, 179

TRENTO

Via N. D'Arco, 15/2

TRIESTE

Via F. Severo, 138

VARESE

Via Carrobbio, 13

VERONA

Via Pontiere, 2

VIAREGGIO

Via Volta, 79

VOGHERA

P.zza Carducci, 11

MEMORIE E TERMINALI VIDEO

a cura di Paolo Bozzola

Circa tre anni fa scrissi su Selezione uno dei miei primi articoli di questa rubrica "microcomputer", descrivendo in alcune puntate quello che allora era il più conveniente e funzionale terminale video: il vecchio e caro "VAB-2". Ora, alla luce delle nuove innovazioni tecnologiche, ritorniamo sull'argomento descrivendo una nuova linea di periferiche video basate sui nuovi chip EFCIS e Motorola. In denominatore comune è la funzionalità ed il basso costo.

La MOSTEK ha cessato la costruzione del VAB-2 dai primi del 1980, e da quel momento penso che il terminale video più diffuso fra gli utenti di piccoli sistemi di sviluppo sia diventato il Keyboard Terminal Module, ovvero il celeberrimo "KTM" Synertek, nelle versioni 2/80, 2/40 e 3/80. Non c'è che dire: ancora oggi tale terminale è fra i migliori nel campo delle applicazioni professionali su sistemi di sviluppo (Motorola 680X MOS 650X, è l'ho visto usare collegato a Nanocomputers, SBC Intel, TMS, nonché

in una miriade di applicazioni industriali di Input/Output di dati ove necessitavano un'alta definizione, una grande velocità di comunicazione e una grande capacità dello schermo); però va anche detto che il KTM si paga - ahimè - in dollari USA, ed ormai tutti conoscono l'andamento (con manifesta... tendenza al rialzo) di tale moneta. Se dunque 590 dollari erano un buon prezzo (\$USA=825 Lire), adesso il KTM è decisamente troppo costoso per applicazioni non strettamente professionali.

È per questo che ho ricevuto moltissime richieste in merito alla esistenza o meno di terminali e/o memorie video con costi accessibili: raccolte allora le debite informazioni, eccomi a presentarvi sia i dati tecnici che le applicazioni di due integrati "dedicati" ormai molto diffusi, e che permettono di lavorare con completezza e semplicità in applicazioni video. In questo articolo, dunque, vi sono mostrati i dati tecnici del chip SF.F 96364 (A o B), unitamente a sue applicazioni in memorie video e terminali completi, con costi intorno - se non inferiori - alle trecento mila lire. Per un ulteriore approfondimento dell'argomento resto fin d'ora a disposizione dei lettori. In un prossimo articolo, poi, vedremo le caratteristiche e le applicazioni di un altro integrato per gestione video molto diffuso: l'MC 6845 della Motorola (il 96364 è della EFCIS francese). Come dicevo, entrambi i chip hanno - da circa due anni a questa parte - permesso una radicale semplificazione di tutti i progetti di memorie e/o terminali video, con conseguente calo dei costi. Sarà comunque utile rinfrescare per prima cosa le idee sul metodo di rappresentare caratteri vari su di un video, anche se, per una maggiore ricchezza di documentazione (e per un eventuale costruttivo confronto di carattere prettamente tecnologico!) consiglio la rilettura degli articoli prima accennati, pubblicati su Selezione dal numero 12/1 del 1979/80.

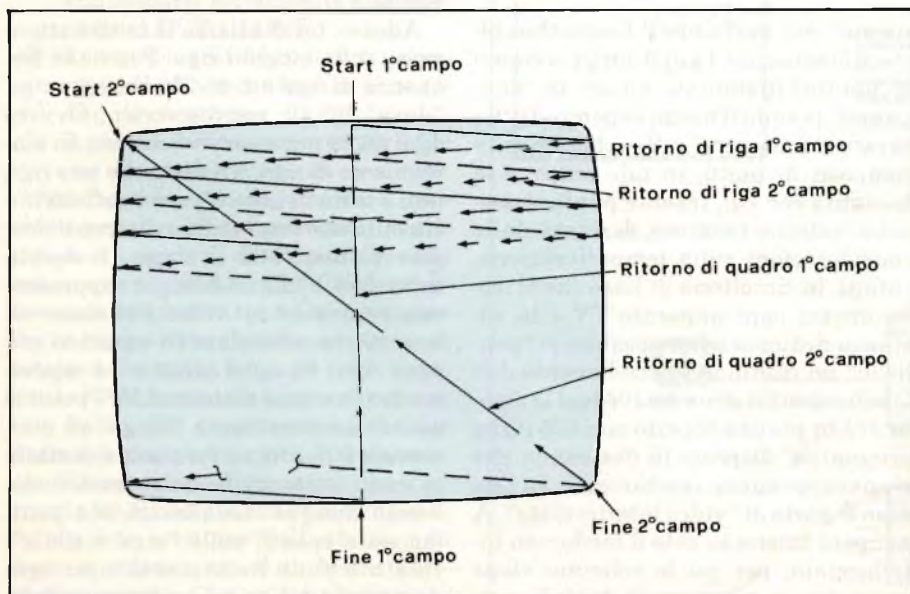


Fig. 1 - Spazzolamento dello schermo video.

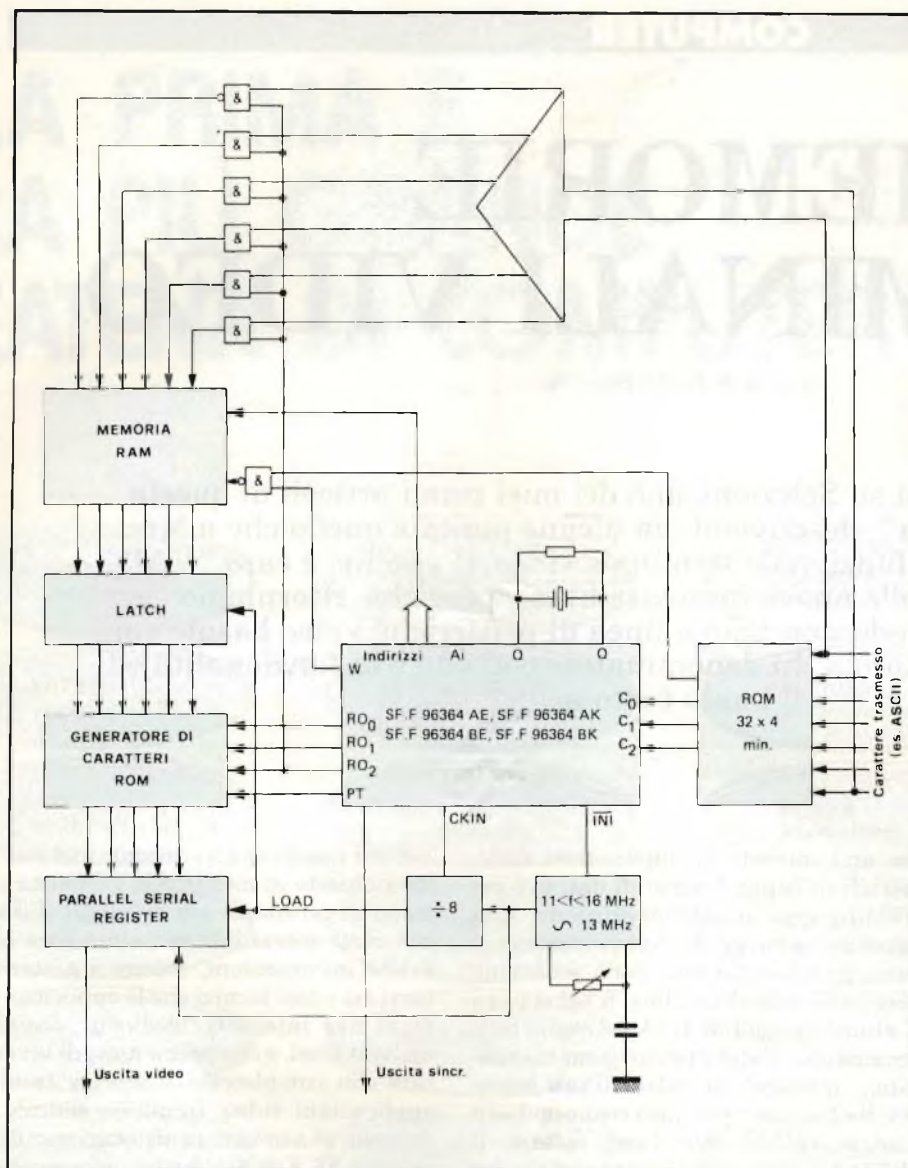


Fig. 2 - Schema generale.

Concetti basilari per la presentazione di immagini sul video

È difficile pensare che qualcuno dei lettori non sia a conoscenza perlomeno dei principi in base ai quali funziona un televisore; è però senz'altro meglio rinfrescare le idee, più che altro per quanto riguarda le definizioni e le cifre. Si sa che una immagine sullo schermo di un televisore o di un monitor video si ottiene modulando opportunamente un fascio di elettroni per cui il fosforo si eccita in maniera univocamente dipendente dalla intensità del pennello di elettroni. In una normale ricezione TV, il segnale che "modula" l'intensità del fascio è analogico, il che permette tutta la rappresentazione dei toni intermedi fra nero e bianco. Nel nostro campo, invece, l'idea-base è quella di usare un segnale digitale, "1 o 0", "acceso o

spento" per modulare il fascio che colpisce lo schermo. In definitiva, avremo un puntino illuminato oppure un "non-puntino" quando il fascio è spento. Tutti i caratteri presentati sullo schermo sono composti di punti, in tale senso, e le modalità con cui, tramite punti, si possono costruire caratteri, derivano dalle considerazioni sulla temporizzazione. Infatti, la circuiteria di base che si trova dentro ogni apparato TV è in sostanza dedicata a fare eseguire al "pennello" un continuo spazzolamento dello schermo. Lo schermo (vedasi la figura 1) è in pratica coperto con 625 righe orizzontali, disposte in due campi che si sovrappongono esattamente. In tale caso si parla di "video interlacciato". A noi però interessa solo il modo non interlacciato, per cui lo schermo viene spazzolato in maniera più "rada", esattamente ricoprendolo con metà delle

625 righe (normali in ricezioni di trasmissioni TV). Siccome non è possibile "spazzolare" frazioni di una riga, poi, in pratica un campo non interlacciato lo si compone con 312 o più righe: il nostro chip 96364 ad esempio lavora con 315 righe. La pratica mostra che rappresentando i caratteri in modo non-interlacciato l'immagine è ottima e la gestione dei segnali di sincronismo è anche più semplice. Ogni "spazzolata" del video intero avviene 50 volte al secondo (con la frequenza della rete, dunque) e dunque ogni cinquantesimo di secondo vengono percorse dal pennello 315 righe, il che porta alla frequenza di riga che è:

$$1 / [(1/50) / (315)] = 15.750 \text{ Hertz}$$

Questo dato è importante in quanto la circuiteria che pilota - all'interno del monitor - il fascio di elettroni, deve giocare forza "sapere" quando la riga percorsa è terminata per cui il pennello deve essere portato a capo della riga successiva. L'informazione su questo fatto, che prende il nome di "ritorno di riga" deve dunque essere fornita dall'interfaccia digitale con la frequenza di 15.750 Hertz, e sottoforma di un impulso che prende il nome di "sincronismo di riga". È ovvio che ogni cinquantesimo di secondo il pennello avrà "ricoperto" tutto il campo: a questo punto il circuito che lo controlla dovrà riportarlo al punto di partenza. Per effettuare questo, che si chiama "ritorno di campo", è necessario fornire un altro impulso di sincronismo, che ovviamente si chiama "sincronismo di campo". L'interfaccia digitale dovrà generare dunque 50 sincronismi di campo al secondo.

Adesso, focalizziamo la nostra attenzione sulla singola riga. Poiché la frequenza di riga è di 15.750 Hz, ogni riga "dura" 63,49 microsecondi. Ovvero ogni 63,49 microsecondi vi sarà un sincronismo di riga. Va detto che una riga non è tutta "visibile", ma in effetti inizia e finisce fuori dallo schermo video: per cui non tutto il tempo di durata della riga è utilizzabile per rappresentare i caratteri sul video. Pensiamo allora di rappresentare 64 caratteri per ogni riga. Se ogni carattere è rappresentato con una matrice di 5 x 7 punti (e quindi un carattere è "lungo" in orizzontale 5 punti), ed un punto è destinato come separazione fra i caratteri, dovremo dunque visualizzare 384 punti (accesi e spenti) sulla "riga visibile"; Infatti 5 punti in orizzontale per ogni carattere + 1 di spazio = 6 punti; e $6 \times 64 = 384$ punti/riga spazzolata. Con un

Dot Clock (cioè la frequenza con cui vengono "sparati" i punti sul video) di 12.096 MHz, si ha che ogni carattere effettivo (6 punti) "dura":

$(1/12.096) \times 6 = 0.496$ microsecondi, mentre la riga visibile dura $0,496 \times 64 = 31,75$ microsecondi, ben entro i circa 64 microsecondi della durata totale della riga. Gli strani valori usati, d'altronde, sono tutti correlati fra di loro, e sono ulteriormente legati ad altri importanti fattori. Vediamo al fine in che modo.

Il Dot Clock dipende, in primo luogo, dal tempo di accesso delle memorie usate sull'interfaccia video. È infatti la memoria "buffer video" che contiene espressi in zeri e uni secondo il codice ASCII - i codici dei caratteri alfanumerici che devono andare sul video. In questa memoria (si veda la figura 2) i caratteri ad esempio giungono dalla tastiera alfanumerica, codificata ASCII. Il chip che gestisce la interfaccia video ha in definitiva il compito di:

- generare i segnali di sincronismo
- leggere la RAM buffer video e...
- ...rappresentare i relativi caratteri sul video.

Il punto "c)" è effettuato nel seguente modo:

- la RAM viene letta, cella dopo cella, continuamente (si dice che la RAM viene "rinfrescata")
- ogni carattere letto viene passato alla ROM che genera il carattere
- la ROM emette il dato (zeri e uni) relativo alla prima fila di punti di quel carattere
- il dato viene caricato nello shift register
- il dato viene "sparato" fuori dallo shiftregister serialmente alla velocità del DOT CLOCK
- in seguito la ROM genererà il dato relativo alla seconda fila di punti di quel carattere
- il procedimento prosegue per 7 file per ogni 64 caratteri di ogni riga.

Nel frattempo il chip dedicato deve emettere i corretti sincronismi, deve riconoscere codici di "lavoro" sullo schermo, etc. Il DOT CLOCK deve essere tale da garantire un buon margine fra il tempo visualizzato ed il tempo totale della riga, tenendo però conto che le RAM hanno un tempo di accesso non basso. Da questa considerazione deriva la scelta dei circa 500 nanosecondi come tempo di carattere, che d'altronde va diviso per due se si tiene conto che una scrittura dall'esterno non deve interferire con il rinfresco automatico interno. Con un "clock di puntino" di 12.096 MHz, è giusta la scelta di

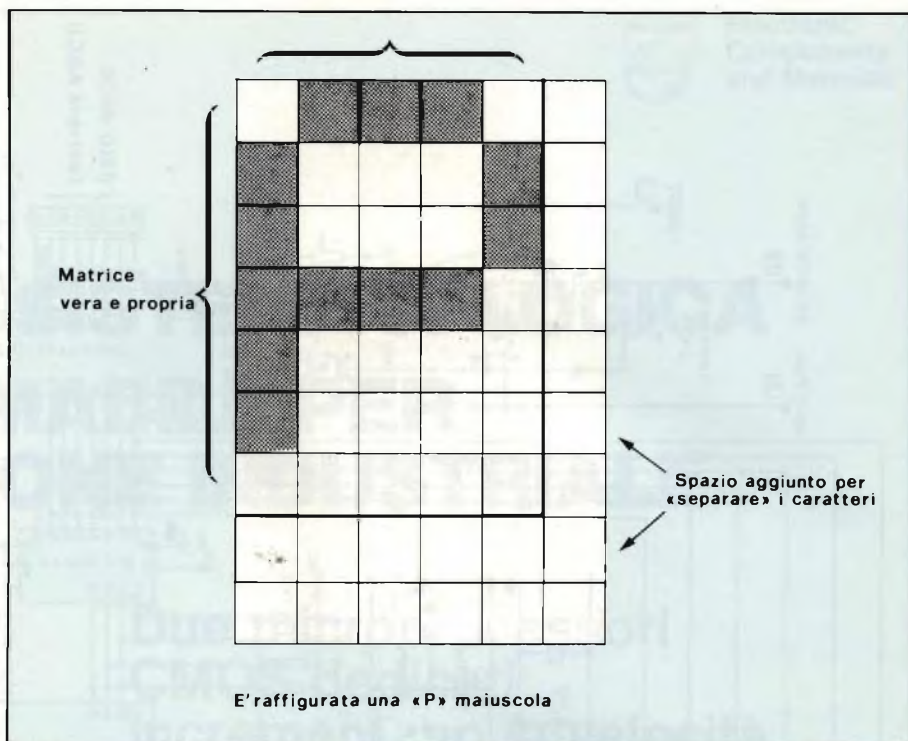


Fig. 3 - Matrice di singolo carattere (generatore 5 x 7).

un clock di 1.008 MHz (= 12.096/12) come clock del chip, che guarda caso è esatto nei confronti del numero di righe (315) e della frequenza di riga (15750 Hz), per cui la generazione del sincronismo di campo (50 Hz) è esatta e sul video non vi saranno battimenti e fasce di disturbo ("hum bars").

Due parole, come annunciato, per meglio spiegare la figura 2. Se infatti si vuole generare un carattere, occorrono più righe affinché quel carattere sia

completato. La tecnica allora impone di generare tutte le prime file di puntini dei caratteri di una riga: e questo si ha "sparando" i suddetti 384 puntini. La riga di scansione successiva, porterà quindi sullo schermo la seconda fila di puntini dei 64 caratteri. E così via, di riga in riga, per 7 volte per ogni fila di caratteri, in quanto la "matrice" di ogni carattere è costituita da 5 x 7 punti, come si vede in figura 3. A generare i puntini relativi ad un determinato co-

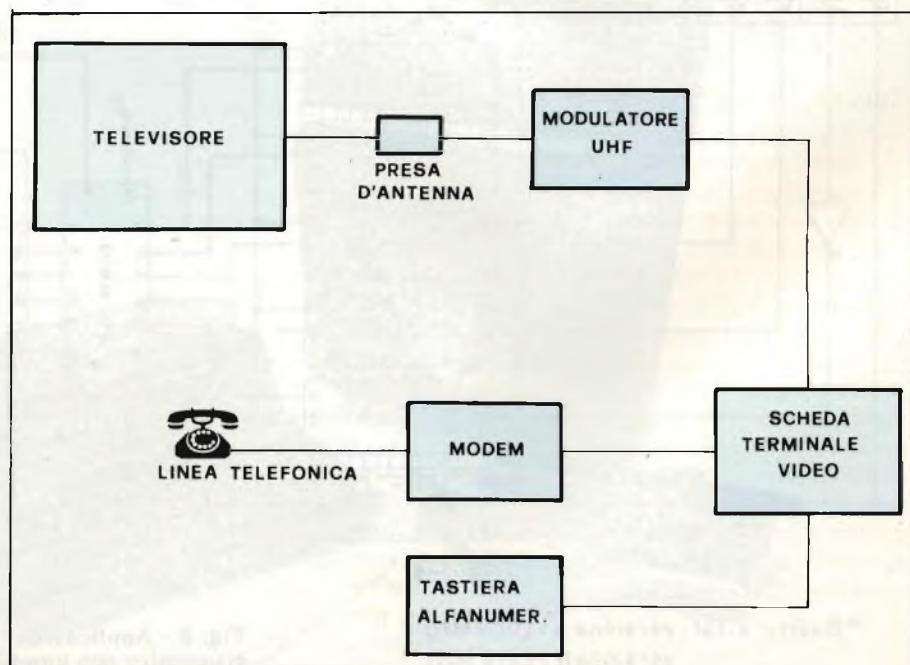
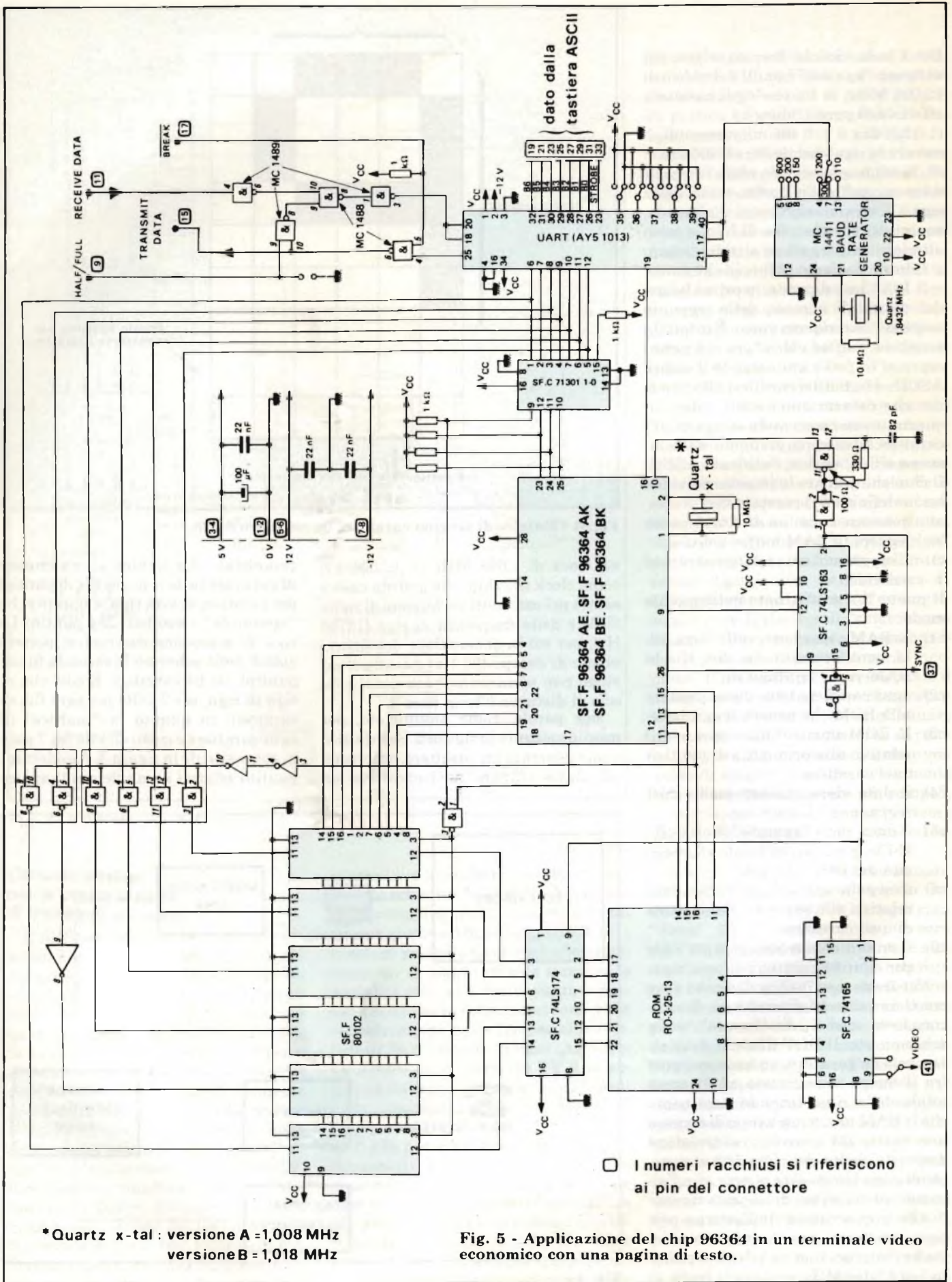


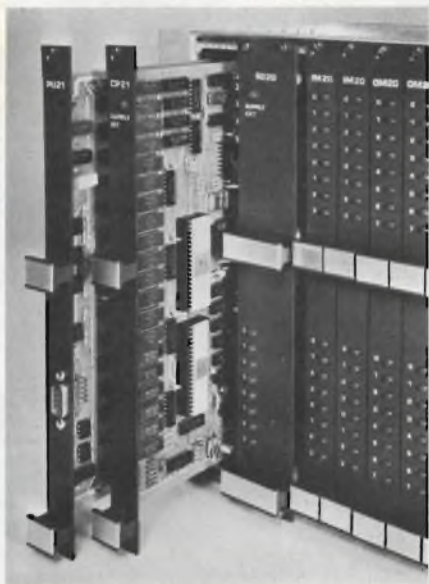
Fig. 4 -



* Quartz x-tal : versione A = 1,008 MHz
 versione B = 1,018 MHz

Fig. 5 - Applicazione del chip 96364 in un terminale video economico con una pagina di testo.

PC 20: SISTEMA A LOGICA PROGRAMMABILE PER AUTOMAZIONE INDUSTRIALE



**Due microprocessori
CMOS dedicati
incrementano la velocità
del sistema**

Tempo di ciclo
tip. 1 ms per 1 K di programma

Memoria fissa a 8 K
EPROM o RAM CMOS con batteria tampone

- Apparecchiatura di programmazione versatile, compatta e facile da usare
- Modulare per un migliore adattamento alle esigenze del cliente
- Formato doppio Europa
- Elevata immunità ai disturbi grazie alla tecnologia CMOS
- Ingressi/uscite fotodisaccoppiati
- 32 istruzioni logiche/aritmetiche di trasferimento dati e di salto
- Possibilità di macroistruzioni



dice provvede appunto il "generatore di caratteri" (una normalissima ROM). A "contornare" il carattere con una colonna a lato e due righe sul basso provvede invece, il chip: così si ha la separazione dei caratteri ed una leggibilità decisamente migliore. Il codice generato di volta in volta dalla ROM viene caricato in modo parallelo in un registro a scorrimento (shift register), che viene poi obbligato - dal famoso dot clock - ad emettere i bit del codice in modo seriale. È tale segnale che va in effetti a modulare il fascio di elettroni. Ovviamente non da solo, ma opportunamente sommato ai sincronismi di riga e di quadro generati dal chip di gestione dell'interfaccia video. Detto ciò, anche se in maniera forse troppo "compressa", penso si possa passare alla distinzione fra una memoria ed un terminale video.

Memoria e terminale video

Una "MEMORIA VIDEO" è un circuito che ha un ingresso ed una uscita; l'ingresso è costituito da un bus di segnali digitali (zeri e uni) di solito provenienti da un computer o da un altro mezzo (es.: una tastiera alfanumerica). Il dato parallelo in ingresso di solito rispetta un codice ben definito, il codice ASCII, visibile nella *Tabella 1*. Il cuore della memoria video è l'integrato - un chip dedicato come l'SF 96364 - che appunto gestisce l'interfaccia stessa, e che recepisce il dato ASCII in input, abilita la sua scrittura nella RAM "buffer video" e provvede alla generazione dei sincronismi video, nonché al riconoscimento ed esecuzione dei codici di controllo (erase line, screen, CR, LF, etc.) L'uscita della interfaccia è in vece un segnale video composito, ovvero segnale video + sincronismi di riga e di campo. Tale segnale va collegato direttamente ad un monitor video o - tramite modulatore VHF - ad una normale TV dalla parte della presa di antenna. La funzione di una memoria video è ne' più ne' meno quella di presentare sul video il carattere ricevuto all'ingresso parallelo, posizionandolo sullo schermo sotto completo controllo esterno dell'utente (che controlla il "cursore" con i relativi codici ASCII di posizionamento). Una interfaccia di memoria video è utilissima nella rappresentazione di messaggi, di dati in via di elaborazione e/o di misura, e costituisce in tale senso una vera e propria espansione del sistema a microprocessore.

D'altro canto, però, una semplice memoria video non è usabile come termi-

					b ₇	0	0	0	0	1	1	1	1
					b ₆	0	0	1	1	0	0	1	1
					b ₅	0	1	0	1	0	1	0	1
b ₄	b ₃	b ₂	b ₁			0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	0	0	0	NUL	DLÉ	SP	0	@	P		p	
0	0	0	1	1	SOH	DC1	!	1	A	Q	a	q	
0	0	1	0	2	STX	DC2	"	2	B	R	b	r	
0	0	1	1	3	ETX	DC3	#	3	C	S	c	s	
0	1	0	0	4	EOT	DC4	\$	4	D	T	d	t	
0	1	0	1	5	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u	
0	1	1	0	6	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v	
0	1	1	1	7	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w	
1	0	0	0	8	BS	CAN	(8	H	X	h	x	
1	0	0	1	9	UPS	EM)	9	I	Y	i	y	
1	0	1	0	10	LF ↓	SUB	*	:	J	Z	j	z	
1	0	1	1	11	LUP ↑	LF ↓	+	:	K	[k	}	
1	1	0	0	12	Clear →	H →	.	<	L	\	l	;	
1	1	0	1	13	Clear →	RC →	-	=	M		m	}	
1	1	1	0	14	SO	RS	.	>	N		n	~	
1	1	1	1	15	SI	US	/	?	O	-	o	DEL	



Codice ignorato



Codice per un movimento del cursore

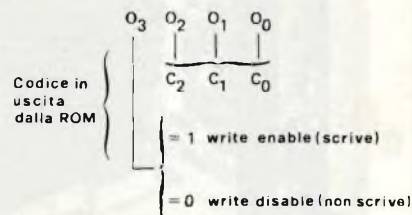


Tabella 1 - Code ASCII Programming.

nale di INPUT dei dati, in quanto, anzi, come si è visto, i dati relativi ai caratteri da presentare sul video li riceve dal computer stesso! Ovvero una sola memoria video è una periferica che provvede all'OUTPUT, alla emissione di dati in elaborazione. Occorre allora rendere più complessa l'interfaccia video, dotando la memoria di un dispositivo di ricezione e di trasmissione dei dati (in modo seriale di norma), e di un dispositivo di input dei dati, che consiste di solito in una tastiera ASCII alfanumerica (e in futuro di un riconoscitore vocale, molto probabilmente!). Il sistema prende così l'aspetto della *figura 4*. Si nota la scheda di interfaccia, che ora è il vero e proprio terminale video, collegata sempre al TV, però ora collegata anche ad una tastiera ASCII, ed al computer (in figura addirittura tramite Modem e linea telefonica). Il collegamento avviene tramite linea seriale RS232C, uno standard diffusissimo, con velocità fino a 1200 Baud. Con un terminale video l'utente adesso può non solo ricevere, ma anche introdurre dati nel computer, purché questo sia predisposto, tramite opportune routi-

nes di solito sempre presenti nel programma di monitor, a ricevere e trasmettere dati in tale modo. La *figura 5* presenta un semplice schema applicativo dell'integrato, in una configurazione come terminale video e collegamento seriale. L'utilità del terminale video risalta nell'uso del computer con Assembler, Editor, BASIC e così via, là ove sarebbe impossibile lavorare con la tastiera esadecimale normalmente in dotazione sulla scheda CPU di base.

Abbiamo preso in considerazione dunque, gli aspetti innovativi dovuti alla introduzione di un sofisticato chip nell'ambito della rappresentazione di dati su video. Abbiamo anche visto come diventa semplice lo schema di una tipica applicazione. La prossima volta illustrerò più in dettaglio le caratteristiche del chip, esaminando le funzioni dei vari piedini e la sua struttura interna. Dirò fin d'ora che lo spazio su Selezione non permetterà certamente la edizione integrale del data-sheet del video-controllore, per cui, come sempre, resto a disposizione di coloro che eventualmente fossero interessati ad approfondire l'argomento. ■



A LEADER IN COMMUNICATIONS



CTE INTERNATIONAL®

AMPLIFICATORI DI POTENZA 1 ÷ 8 KW

- 1) **KT 2000**
TRASMETTITORE SINTETIZZATO
 87,5 ÷ 108 MHz
 Potenza d'uscita = 20 W
- 2) **KT 1415**
TRASMETTITORE PER PONTI DI TRASFERIMENTO IN UHF
 470 ÷ 520 MHz
 Potenza d'uscita = 12 W
- 3) **KT 2430**
TRASMETTITORE STEREOFONICO PER PONTI DI TRASFERIMENTO IN UHF
 470 ÷ 520 MHz
 Potenza d'uscita = 12 W

- 4) **AMP 1000**
AMPLIFICATORE DI POTENZA
 87,5 ÷ 108 MHz
 Potenza d'uscita = 1000 W
- 5) **AMP 4000**
AMPLIFICATORE DI POTENZA
 87,5 ÷ 108 MHz
 Potenza d'uscita = 4000 W
- 6) **KT 4320 TRANSPOSER**
(RICEVITORE + TRASMETTITORE) PER PONTI UHF
 Frequenza d'ingresso 470 ÷ 520 MHz
 Frequenza d'uscita 87,5 ÷ 108 MHz
 Potenza d'uscita = 20 W

We are
 looking for agents
 all over the world

LETTURA A LASER E DECODIFICA NEL COMPACT DISC

di Lodovico Cascianini

La lettura mediante raggio laser presenta due vantaggi rispetto ai tradizionali sistemi di lettura elettromeccanica: non "consuma" le piste dove si trova l'informazione audio, e di conseguenza il disco ha una durata teoricamente illimitata, non logora la "puntina" essendo il pick-up di natura ottica. In questo articolo vengono presentati per la prima volta anche i circuiti LSI contenenti tutte le complesse funzioni richieste per la decodifica del segnale letto dal raggio laser

Il Compact Disc rappresenta una vera rivoluzione nel settore Hi-Fi. Con la sua piccolezza (12 cm di diametro, 1,2 mm di spessore) può dare, sfruttando una sola facciata, una riproduzione audio stereo della durata di un'ora. Un disco LP stereo normale è molto più grande; può dare pressoché la stessa durata di riproduzione ma ricorrendo alle due facciate del disco (*figura 1*).

L'informazione audio viene quantizzata, come già detto in altro articolo, linearmente, con una risoluzione di 16 bit, e successivamente registrata sul disco sotto forma di piccolissime tacche, i cosiddetti "pozzi" (il pozzo rappresenta la cifra binaria "1" mentre la superficie pianeggiante tra un pozzo e l'altro rappresenta la cifra binaria "0"). Pozzi e non-pozzi si susseguono sulla superficie del disco lungo un cammino elicoidale che inizia dalla parte centrale del disco.

Il disco mentre ruota viene letto dal di sotto partendo dalla parte centrale (*figura 3* in basso) da un raggio laser che rivela l'informazione audio contenuta nei pozzi ("1") e nei non-pozzi ("0"), che in un numero veramente grande (4,3 milioni x 3600) si snodano lungo la lunghissima pista del disco.

Ciascuna parola binaria, formata da





Fig. 1 - Disco normale LP confrontato con un Compact Disc. Entrambi danno un'audizione di circa un'ora, con la differenza che il Compact Disc, contiene tutta l'informazione audio su una sola facciata, e non occorre pertanto girarlo.



16 bit, e contenente l'informazione audio relativa ad un istante di campionamento del primitivo audio analogico, viene letta a *velocità costante*; ciò significa che la velocità di rotazione del disco dovrà variare in modo inversamente proporzionale rispetto alla distanza (raggio) esistente tra il punto di lettura e il centro del disco. La velocità di rotazione è infatti 500 g/m al momento dell'inizio della lettura (centro del disco), e 200 g/m quando il raggio laser legge l'ultima pista (bordo del disco). Questa decelerazione regolata della velocità viene controllata da un'informazione codificata assieme all'informazione audio.

Via via che il raggio laser esplora dal di sotto il disco, la sua luce, riflessa completamente quando colpisce la superficie tra due pozzi ("0") e dispersa quando colpisce l'interno di un pozzo

("1"), viene fatta pervenire su dei fotodiodi che trasformeranno questi on/off di luce in una "fila" quasi interminabile di impulsi codificati PCM (figura 3). Successivamente, questi impulsi vengono demodulati, eventualmente corretti se necessario, instradati sui canali rispettivamente destro e sinistro, e ripresentati in dati seriali, formato 16 bit, per essere infine ritrasformati nei segnali analogici di partenza (figura 4).

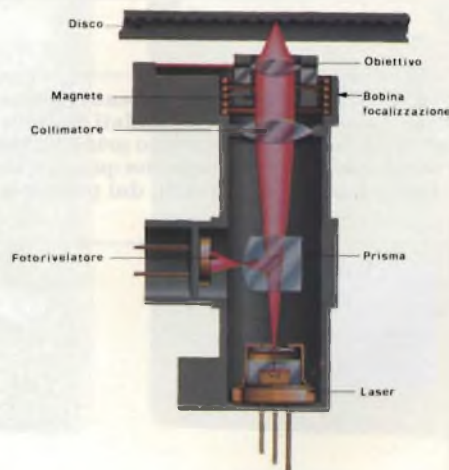


Fig. 2 - In alto. Il lettore a laser del Compact Disc. In basso, spaccato del lettore a laser, che mette in evidenza i vari componenti. Siccome il raggio viene messo a fuoco sulle piste, eventuali ditate e graffiature, presenti sullo strato trasparente che ricopre le piste, non potranno essere lette, e quindi non saranno causa di disturbi audio.

Letture mediante raggio laser delle piste del Compact Disc. La sorgente laser è arseniuro di gallio e alluminio. La radiazione è infrarossa. Il raggio viene focalizzato sulle piste dove si trovano i pozzi/non pozzi e non sulla superficie del disco. Quando il raggio colpisce un pozzo, la luce viene dispersa, non arriva cioè al fotodiode (segnale binario = "1"); quando colpisce la superficie riflettente tra due pozzi perviene, riflessa da un prisma semitrasparente, sui fotodiodi, i quali producono il segnale binario "0". Particolari servomeccanismi che ricevono segnali codificati immessi nelle piste assieme a quelli audio, provvedono a mantenere costantemente il raggio laser focalizzato sulle piste e al centro delle medesime dall'inizio alla fine dell'audizione del disco.

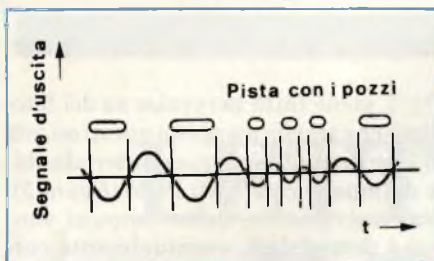


Fig. 3 - Segnale audio PCM all'uscita del rivelatore (fotodiodi).

Tabella 1

	Compact Disc	Convenzionale LP
Frequenze riproducibili	20 Hz - 20 kHz	30 Hz - 20 kHz
Dinamica	>90 dB	< 55 dB (1 kHz)
Rapporto segnale/disturbo	>90 dB	~ 60 dB
Separazione canali	>90 dB	25 - 35 dB
Distorsione armonica	<0,01%	0,2%
Wow e flutter	assente	0,03%
Durata ascolto	60 minuti	20 minuti per facciata

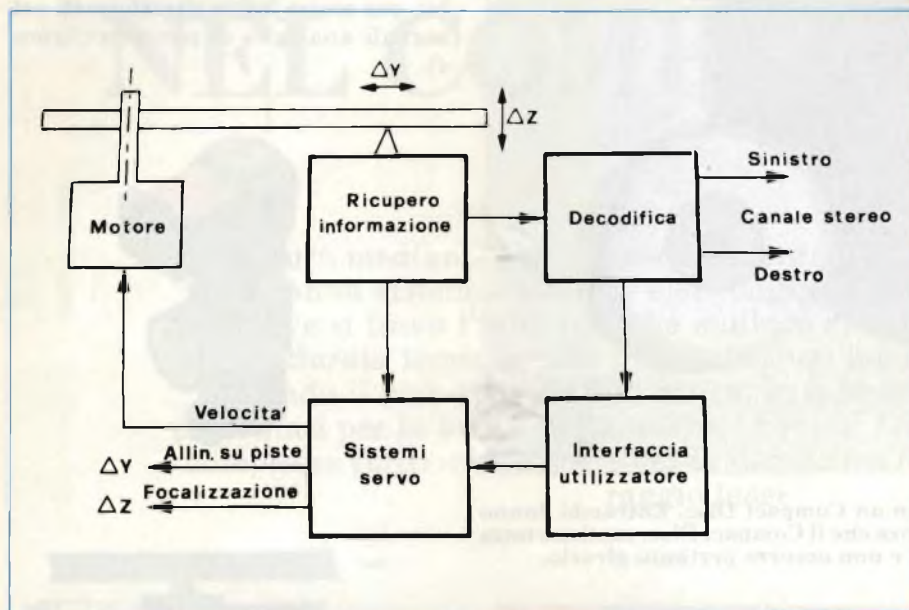


Fig. 4 - Schema a blocchi indicante le funzioni presenti nel giradischi del Compact Disc. I sistemi servo, comandati da informazioni che coabitano con l'informazione audio codificata, servono principalmente a mantenere il fuoco del raggio laser costantemente sui pozzi/non-pozzi, e a far sì che lo stesso si trovi al centro delle piste (e cioè sopra i pozzi), dal principio alla fine della lettura del disco.

Gli amanti dell'alta fedeltà avranno modo di apprezzare tre caratteristiche peculiari del Compact Disc.

- 1) impossibilità che la superficie dove si trova l'informazione audio possa essere deteriorata o danneggiata dato che essa è ricoperta da un sottile velo trasparente di plastica. Le ditate e le graffiature eventualmente presenti su questo velo non possono contaminare l'informazione audio "sepolta", in quanto vengono a trovarsi prima del punto di focalizzazione del raggio laser (il punto di focalizzazione giace infatti sulla superficie dei pozzi/non pozzi come si può vedere in figura 2).
- 2) impossibilità che la superficie dove si trova l'informazione audio possa essere "consumata" da questo particolare "pick-up" che, essendo di natura ottica, non può deteriorarla allo stesso modo che non può essere "consumato" il testo stampato di questa pagina da par-

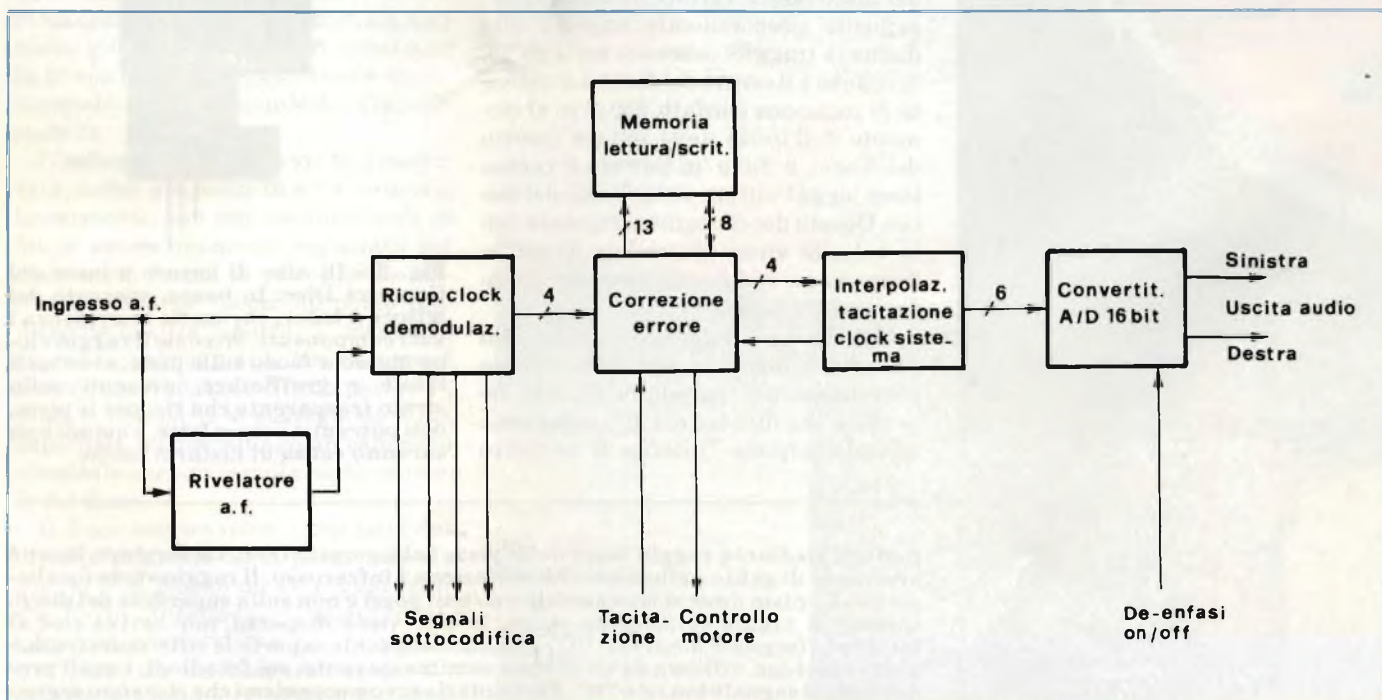


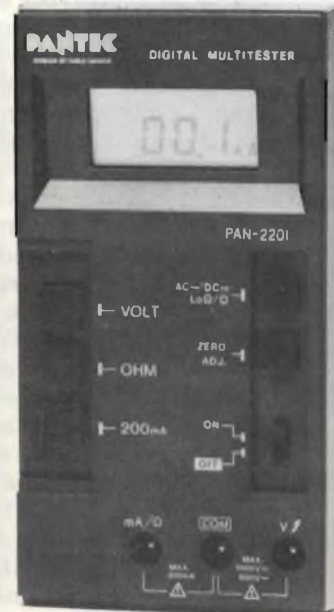
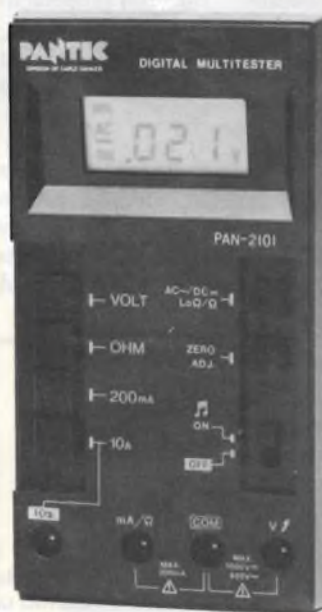
Fig. 5 - Schema a blocchi del decodificatore incorporato nel giradischi del Compact Disc.

TESTER AVANZATI SOLO UNA MULTINAZIONALE GARANTISCE TECNOLOGIA AFFIDABILITA' E CAPILLARITA'

CARLO GAVAZZI MULTINAZIONALE ANCHE NUCLEARE

LE CARATTERISTICHE PIU' AVANZATE
NEI NUOVI MULTIMETRI DIGITALI
PAN 2101 - PAN 2201

- Tecnologia CMOS - VLSI.
- Utilizzo di un circuito integrato "Flat pack" 64 pins.
- Selezione automatica delle portate.
- Display con indicazione automatica dei simboli e delle funzioni.
- Estrema compattezza.
- Autonomia di oltre 300 ore.
- Alimentazione: 3 Volt (2 x 1,5 V).



- DISPLAY: LCD 3 cifre 1/2, h = 10 mm, max indicazione 1999
simboli: mV, V, mA, KΩ, AUTO, BATT, ADJ, LO, -, AC, A.
- Impedenza DI INGRESSO: 10 MΩ.
- AUTORANGE IN VOLT ED OHM.
- POLARITA' AUTOMATICA.
- RONZATORE (solo nel PAN 2101) PER LA PROVA DI CONTINUITA' E L'INDICAZIONE DEL FUORI CAMPO.
- INDICAZIONE AUTOMATICA EFFICIENZA PILE.
- REGOLAZIONE DELLO ZERO.
- PROTEZIONE TOTALE CONTRO LE ERRATE INSERZIONI.
- DIMENSIONI: 155 x 85 x 30 mm.
- PESO: 270 gr.
- COMPLETI DI PUNTALI - PILE - CUSTODIA IN SIMILPELLE.

PORTATE PAN 2101

Volt c.c.: 200 mV ÷ 1000 Volt 5 portate
Volt c.a.: 2 V ÷ 600 Volt 4 portate
Ampere c.c.: 200 mA ÷ 10 A 2 portate
Ampere c.a.: 200 mA ÷ 10 A 2 portate
Ohmmetro: 200 Ω ÷ 2000 KΩ 5 portate
Ohmmetro "Low Power": Tensione di misura 0,4 Volt
 2 Ω ÷ 2000 KΩ 4 portate

Precisione Base

0,8% rdg ± 0,2% f.s.

PAN 2201

200 mV ÷ 1000 Volt 5 portate
 2 V ÷ 600 Volt 4 portate
 200 mA 1 portata
 200 mA 1 portata
 200 Ω ÷ 2000 KΩ 5 portate
 Tensione di misura 0,4 Volt
 2 Ω ÷ 2000 KΩ 4 portate

0,8% rdg ± 0,2% f.s.

Carlo Gavazzi: sistemi di controllo per reattori nucleari. Presente in 9 Paesi con Stabilimenti o Filiali. La gamma più completa di tester analogici e digitali. Design professionale. Affidabilità assoluta. Protezione su tutte le portate contro errate inserzioni. Assistenza tecnica unica. Rete di 10 centri di assistenza convenzionati Pantec. Preso i migliori distributori di materiale elettrico e elettronico.

PANTEC

DIVISION OF CARLO GAVAZZI

20148 MILANO • Via Ciardi, 9 • Tel. 02/40.201

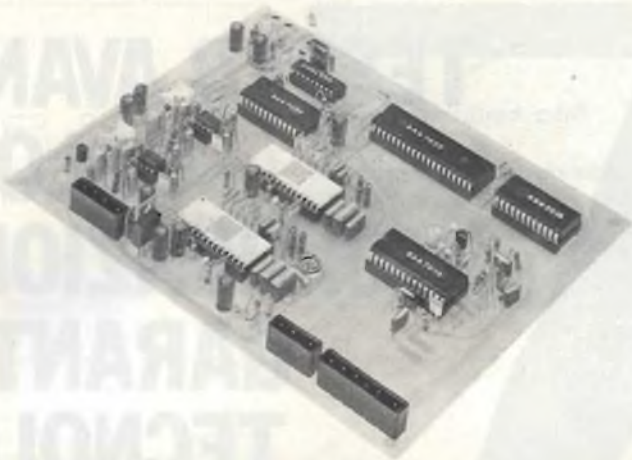


Fig. 6 - Prototipo di decodificatore del segnale audio digitale del Compact Disc. Ogni secondo, il decodificatore effettua 4 milioni di operazioni tra decodifica, controllo e correzione dell'errore. Tutte le funzioni di decodifica vengono effettuate da 4 circuiti integrati NMOS.

te dell'occhio che legge.

- 3) assenza di errori di tracking, dato che all'allineamento del raggio laser sui pozzi provvede un'informazione incisa sul disco stesso.

In termini di vera "alta fedeltà", il Compact Disc ha raggiunto obiettivi insperati. La quantizzazione con parole di 16 bit dell'audio campionato assicura un rapporto segnale/disturbo di 96 dB ($S/D = 6n\text{dB}$, dove n indica il numero dei bit usati per codificare l'ampiezza del segnale audio campionato), valore notevole quando si pensa che in un normale LP questo stesso rapporto è dell'ordine di 50 ÷ 60 dB (e addirittura 30 dB nei vecchi 78 giri). Siccome i segnali audio dei canali destro e sinistro compaiono alternativamente come informazioni digitali (parole) completamente separate, essi non potranno essere soggetti a fenomeni di *cross-talk*. La separazione dei canali è infatti dell'ordine di 90 dB (un buon pick-up dà una separazione di soli 30 dB).

La distorsione per intermodulazione (detta in questo caso aliasing) è determinata dal rapporto tra la frequenza audio più elevata e la velocità con cui avviene il campionamento del segnale analogico. Tecniche speciali, impiegate nel sistema di conversione digitale/analogica a 16 bit, assicurano un valore di distorsione inferiore allo 0,03%.

La frequenza di risposta del sistema è assolutamente piatta da 20 Hz a 20 kHz. Qualsiasi fenomeno di wow o flutter prodotto dalla meccanica del sistema è eliminato dal decodificatore che sincronizza lo "scorrimento" dei dati mediante un clock controllato a cristallo di quarzo. Il "rumble" infine viene eliminato dallo stadio demodulatore del decodificatore.

Il decodificatore

Compito del decodificatore incorporato nel giradischi del Compact Disc è quello di ricavare dal segnale digitale fornito dal "pick-up" a laser, il segnale audio analogico da applicare a due convenzionali canali stereo. La funzione di decodifica può essere per maggior chiarezza divisa in due parti (figura 5).

- 1^a demodulazione, rivelazione/correzione dell'errore, interpolazione e muting (tacitazione).
- 2^a conversione digitale/analogica.

Per realizzare le funzioni della prima parte sono stati sviluppati tre circuiti LSI:

- SAA 7010 demodulazione e recupero del clock
- SAA 7020 rivelazione/correzione dell'errore
- SAA 7000 interpolazione/muting

La conversione digitale/analogica a 16 bit è effettuata, a sua volta, mediante due circuiti integrati:

- SAA 7030 filtro digitale oversampling
- TDA 1540 convertitore digitale/analogico.

Nella figura 6 è indicato un prototipo di laboratorio di un decodificatore per Compact Disc.

Questi circuiti integrati si presentano in contenitore standard DIL; richiedono un numero ridotto di componenti periferici e sono tutti controllati da un unico clock. Dato l'elevato grado di integrazione dei c.i., sarà possibile realizzare un decodificatore completo dall'ingresso in alta frequenza all'uscita audio in una piastra di circuito stampato con superficie di soli 220 cm².

A titolo di confronto riportiamo nella tabella 1 i valori dei parametri più significativi di un sistema di riproduzione audio convenzionale e compact disc.

La televisione ed i satelliti

In una intervista rilasciata al "Journal du Dimanche" il ministro francese delle comunicazioni, Georges Fillioud, ha manifestato la possibilità di creare nel vicino Paese un quinto canale televisivo commerciale da finanziare con spots pubblicitari e da diffondere in futuro con il satellite di cui lancio è previsto nel 1985. Ancora, tuttavia, non è stato definito il quarto canale televisivo per cui l'evocazione di un quinto canale appare prematura e strategicamente anche inopportuna ad avviso di alcuni osservatori. Ciò, infatti, potrebbe stimolare la concorrenza a modificare i programmi di sviluppo allo scopo di svuotare di contenuto l'iniziativa abbozzata dal ministro. Quando si dice concorrenza ci si riferisce innanzitutto al Lussemburgo che sulla TV via satellite ha intenzioni serie. Le Compagnie Luxembourgeoise de Télévision (CLT), come noto, sta attrezzandosi per diffondere via satellite programmi televisivi in diversi Paesi europei, nelle lingue madri. Il progetto, di un costo valutato in oltre 400 miliardi di lire, verrebbe finanziato e gestito con introiti pubblicitari, sottratti principalmente a Francia e Germania. Da qui l'opposizione tedesca e, fino ad ora, in misura minore dei francesi. La proposta del ministro Fillioud, per quanto avveniristica, rischia però di rimettere in discussione il progetto dell'ente lussemburghese ma potrebbe anche essere una astuta mossa politica per stringere una cooperazione con la CLT a tutto vantaggio della Francia e a completo svantaggio della Germania. La questione verrebbe così definitivamente chiusa e si passerebbe dagli studi di fattibilità alla fase di attuazione del progetto, magari ampliato negli obiettivi da raggiungere e quindi nei costi da sostenere.

DOVE TROVARE I PRODOTTI DISTRIBUITI DALLA G.B.C.

Per utilità dei nostri lettori, pubblichiamo l'elenco in ordine alfabetico delle città, e gli indirizzi dove si acquistano i componenti elettronici G.B.C.

ABBIATEGRASSO
Via Novara, 74

ALBA
Via Rio Misurato, 6/A

ALBANO LAZIALE
B.go Garibaldi, 288

ALBENGA
Via Mazzini, 37

ALBINO
Via Mazzini, 2

ALESSANDRIA
Via Donizzetti, 41

ALGHERO
Via Lofrasso, 21/23

ANCONA
Via De Gasperi, 40

ANDRIA
V.le Venezia Giulia, 107

ANDRIA
Via Genova, 31/33/35

AOSTA
Via Adamello, 12

APRILIA
Via delle Margherite, 21

AREZZO
Via M. da Caravaggio, 10/12/14

ARONA
Via Milano, 32

ASTI
C.so Savona, 281

AVENZA CARRARA
Via XX Settembre, 246

AVEZZANO
Via Monte Grappa, 28/30

BARI
Via Capruzzi, 192

BARLETTA
Via Vitrani, 58

BARZANO'
Via Garibaldi, 6

BASSANO DEL GRAPPA
Via Parolini Sterni, 36

BELLUNO
Via Bruno Mondin, 7

BERGAMO
Via S. Francesco D'Assisi, 5

BIELLA
Via Tripoli, 32/A

BITONTO
Via E. Labini, 34

BOLOGNA
Via Brugnoli, 1/A

BOLOGNA
Via Lombardi, 43

BOLZANO
Via Napoli, 2/A

BOVALINO MARINA
Via F.lli Bandiera

BRA'
Via Mercantini, 28/30

BRESCIA
V.le Piave, 215/219

BRINDISI
V.le Togliatti, 22/32

BUSTO ARSIZIO
Via C. Correnti, 3

CAGLIARI
Via Dei Donoratico, 83/85

CALTANISSETTA
Via R. Settimo, 10

CAMERINO
Via C. Lili, 39

CAMPOBASSO
Via Isernia, 19/19A

CANELLI
Via A. Soria, 4/6

CARBONIA
Via Cagliari, 81

CARMAGNOLA
Via XX Settembre, 3

CASALE MONFERRATO
Via Lanza, 114/A

CASERTA
Via C. Colombo, 13

CASSINO
Via Pascoli, 116

CASTELLANZA
Via Lombardia, 59

CATANIA
Via Tonno, 13

CATANZARO
Via Milelli-P.zza Borelli

CHIETI SCALO
Via B. Croce, 259

CHIVASSO
Via S. Marco, 31

CIAMPINO
Via S. Francesco D'Assisi, 68

CINISELLO BALSAMO
V.le Matteotti, 66

CITTIGLIO
Via Valcuvia, 27/29

CIVITANOVA MARCHE
Via G. Leopardi, 15

COLLEGNO
Via Cefalonia, 9

COMO
Via Sacco, 3

COSENZA
Via Sicilia, 65/67/69

CREMA
Via IV Novembre, 56/58

CREMONA

Via Del Vasto, 5

CUNEO

P.zza Libert , 1/A

DARFO BOARIO

P.zza Donatori di Sangue, 14

DOMODOSSOLA

C.so Moneta, 66

EMPOLI

Via G. Masini, 32

FANO

P.zza A. Costa, 11

FASANO

P.zza Kennedy, 3

FERRARA

Via Beata Lucia da Narni, 24

FIRENZE

Via G. Milanesi, 28/30

FOGGIA

Via Francia, 42

FORL'

Via Anderlini, 32

FORMIA

Via Paone Zona Rialto

FOSSANO

C.so E. Filiberto, 6

FROSINONE

Via Aldo Moro, 146

FROSINONE

P.zza Caduti di via Fani, 4

GALLARATE

Via Torino, 8

GARDONE VAL TROMPIA

Via G. Pascoli, 7

GELA

Via F. Crispi, 171

GENOVA

P.zza J. Da Varagine, 7/8R

GENOVA

Via Borganatti, 23/IR

GENOVA SESTRI

Via Chiaravagna, 10/R

GENOVA

Via Cecchi, 51/R

GIOIA DEL COLLE

P.zza Blebiscito, 14

GORIZIA

C.so Italia, 191/193

GROSSETO

Via Oberdan, 47

GROTTAFERRATA

P.zza V. Bellini, 2

GUASTALLA

Via Cisa Ligure, 28/A

IMPERIA

Via Del Becchi, 34

INTRA

C.so Cairoli, 17

ISERNIA

C.so Risorgimento, 50/52

IVREA

Via Circonvallazione, 6

LANUSEI

Via Roma, 9

L'AQUILA

Strada 85. N 2

LA SPEZIA

V.le Italia, 481

LATINA

Via C. Battisti, 15

LECCE

V.le Marche, 21/A/B/C/D

LECCO

Via Dell'Isola, 3

LECCO

Via Azzone Visconti, 9

LIVORNO

Via G. Galilei, 3/5

LODI

V.le Rimembranze, 36/B

LUGANO PARADISO

Via F. Zorzi, 27

MACERATA

Via Spalato, 126

MANTOVA

P.zza Arche, 8

MARGHERA

Via Agnoletti, 9

MARTINA FRANCA

C.so Messapia, 91

MATERA

Via XX Settembre, 12

MELZO

Via De Micheli, 12

MENTANA

Via A. Moscatelli, 104

MERANO

Via Dante, 25

MESAGNE

Via Tenente R. Antonacci, 139

MESSINA

P.zza Duomo, 15

MESTRE

Via C  Rossa, 21/B

MILANO

Via Cantoni, 7

MILANO

Via Petrella, 6

MILANO

Via Mussi, 15

MILANO

Via Zante, 20

MILANO

Via Noera, 14

MODENA

Via Cesari, 7

MOLA DI BARI

Via A. De Gasperi, 253

MOLFETTA

Via P. L. da Palestrina, 11

MONFALCONE

Via Barbarigo, 28

MONOPOLI

Via Diaz, 13

MONZA

Via G. Tosi, 7

NETTUNO

Via Romana, 93

NOVARA

Via S. Francesco D'Assisi, 20

NOVI LIGURE

Via Dei Mille, 43/45

NUORO

Via Ballero, 65

ORISTANO

Via V. Emanuele, 15/17

LIDO DI OSTIA

Via Stefano Consacchi, 8

PADOVA

Via Milazzo, 26

PALAZZOLO SULL'OGGIO

Via Brescia, 3

PALERMO

P.zza Castelnuovo, 44

PALERMO

Via A. Da Saliba, 32

PARMA

Via E. Casa, 16

PAVIA

Via G. Franchi, 6

PERUGIA

Via XX Settembre, 76

PESARO

V.le Verdi, 14

PESCARA

Via F. Guelfi, 74

PIACENZA

Via IV Novembre, 60

PINEROLO

Via Buniva, 83

PISA
Via F. Tribolati, 4

PISTOIA
V.le Adua, 350

PORDENONE
V.le Grigoretti, 51

PORTO SAN GIORGIO
Via Rosselli, 158

POTENZA
Via Mazzini, 72

PRATO
Via Emilio Boni, 76/78

RAGUSA
Via Ing. Miglionisi, 49/53

RAVENNA
Via Rubicone, 85/87/89

REGGIO CALABRIA
Via Possidonea, 22/D

REGGIO EMILIA
V.le Isonzo, 14/A/C

RHO
Via Donizzetti, 16

RIETI
Via G. Ferrari, 39

RIMINI
Via Flaminia, 76

RIONERO IN VOLTURE
Via Monte Grappa

ROMA
V.le IV Venti, 152

ROMA
Via Dei Platani, 36/B

ROMA
Via Cerreto da Spoleto, 23

ROVIGO
Via Carducci, 82

SALERNO
Via Posidonia, 71

SALUZZO
C.so Roma, 4

**SAN BENEDETTO
DEL TRONTO**
Via L. Ferri, 92

SAN DONA' DI PIAVE
Via Iesolo, 15

SAN REMO
Via P. Agosti, 48/50

SAN SEVERO
Via G. Pepe, 27

SAN VITTORE OLONA
Via Matteotti, 18

SARONNO
Via Varese, 148/A

SASSARI
Via C. Felice, 24

SASSUOLO
Via Castel Fidardo, 26

SAVONA
Via Scarpa, 13/R

SCALA TORREGROTTA
Via Nazionale, 205

SEREGNO
Via Alfa Porcella, 19

SIRACUSA
Via Mosco, 34

SONDRIO
Via Credaro, 14

SORA
Via XX Settembre, 25/27

SULMONA
Strada Privata P. Celidonio, 45

TARANTO
V.le Magna Grecia, 252

TEMPIO PAUSANIA
Via Vittorio Veneto, 24

TERAMO
P.zza Martiri Pennesi

TERNI
Via Porta Sant'Angelo, 23/A

TERRACINA
P.zza Buozzi, 2

TIVOLI
Via Tiburtina, 90

TORINO
Via Nizza, 34

TORINO
Via Chiavasso, 8/10

TORINO
Via Pollenzo, 21

TRADATE
Via Manzoni, 8

TRENTO
Via Madruzzo, 29

TREVIGLIO
Via Pontirolo, 8

ROMA
Via Pantano, 6

TREVISO
Via IV Novembre, 19

TRIESTE
Via Fabio Severo, 138

UDINE
Via Martignacco, 62

UDINE
Via Volturmo, 80

VARESE
Via Frattini, 2

VASTO
Via Del Giglio, 76

VENEZIA
S.Polo 2305 Rio Tera dei Frari

VERCELLI
C.so Duca degli Abruzzi, 20

VERONA
Via Aurelio Saffi, 1

VIAREGGIO
Via A. Volta, 79

VICENZA
Via Monte Zovetto, 65

VICENZA
Via Benedetto Marcello

VIGEVANO
Via Raffele, 17

VILLORBA
Via Della Repubblica, 19/B

VOGHERA
Via Arcalini, 5

in

GBC

c'è

Compact disc Philips/Sony



LA NUOVA DIMENSIONE DELL'AUDIO

di Lodovico Cascianini

Verso la fine di quest'anno verrà posto in commercio il giradischi per il Compact Disc. Il sistema che sta alla base del Compact Disc (o disco digitale) ha consentito di realizzare nel campo dell'HI-FI un salto di qualità, mai finora effettuato e non paragonabile a quello pur notevole fatto quando si passò dai 78 giri ai dischi microscolco LP.

L'amante dell'alta fedeltà consideri questi dati e ci darà ragione: dinamica, rapporto segnale/disturbo, separazione dei canali, tutti con un valore oltre i 90 dB. Distorsione armonica inferiore allo 0,01%. Wow e flutter inesistenti. Tempo di ascolto - una sola facciata - 60 minuti. Diametro del disco 12 cm.

Il Compact Disc o disco audio digitale è attualmente il sistema più avanzato di memorizzazione di una informazione audio. Quest'ultima viene incisa sul disco sotto forma di numeri binari ("0" e "1"), strutturati in forma di tacche o *pozzi*/non-pozzi (pozzo = "1", non-pozzo = "0"), allineati lungo una pista elicoidale che parte dal centro e finisce al bordo del disco (figura 1).

Il passaggio dal sistema di incisione analogico e cioè quello dei dischi LP al sistema di incisione digitale ha spazzato via tutti i vecchi problemi come la dinamica, il rumore, wow, flutter e rumble, che la passata *cosiddetta* Alta Fedeltà non è mai riuscita ad eliminare

del tutto. Anche il disco digitale, se non fossero stati adottati particolari accorgimenti, sarebbe andato incontro a due inconvenienti, e cioè, al *rumore di quantizzazione* (detto anche rumore bianco), dovuto al processo di conversione analogico/digitale, e al *dropout*, e cioè all'eventuale perdita d'informazione (perdita di "uni o di zeri") che potrebbe verificarsi lungo tutta la catena di trasmissione dell'informazione.

Il rumore di quantizzazione può però essere ridotto a livelli assolutamente trascurabili semplicemente aumentando il numero di bit contenuti nella parola che esprime una data ampiezza dell'informazione audio. Le parole impiegate nel Compact Disc sono però sufficientemente lunghe: sono formate infatti da 16 bit (2^{16}).

Compensare eventuali perdite di qualche "uno" o di qualche "zero" da parte di una o più parole (dropout) è invece un problema più complesso. Nel campo dell'individuazione e della correzione del dropout sono stati fortunatamente compiuti molti studi e ricerche. Ne è derivata una circuiteria molto complessa al punto che si è pensato di realizzarla in forma di circuito integrato (SAA 7020).

Le regole del processo di conversione analogico/digitale

Un segnale analogico, e cioè un segnale ad andamento continuo nel tempo, per essere trasformato in un equivalente segnale digitale, deve passare attraverso quattro fasi (figura 2).

- 1^a fase - Campionamento (Sampling), e cioè il prelievo di determinate ampiezze (o campioni) del segnale analogico attuato secondo una cadenza ben determinata (frequenza di campionamento).
- 2^a fase - Trattenimento del campione (Holding) per un tempo sufficiente a realizzare la relativa codifica.
- 3^a fase - Quantizzazione (Quantising), e cioè il numero di livelli in cui viene suddivisa l'ampiezza campionata del segnale analogico.
- 4^a fase - Codifica (Encoding), e cioè la trasformazione dei livelli quantizzati in corrispondenti valori in codice binario.

Le regole della conversione analogico/digitale sono le seguenti:

- 1^a. La frequenza di campionamento deve essere per lo meno doppia della massima frequenza del segnale da trasformare in digitale.

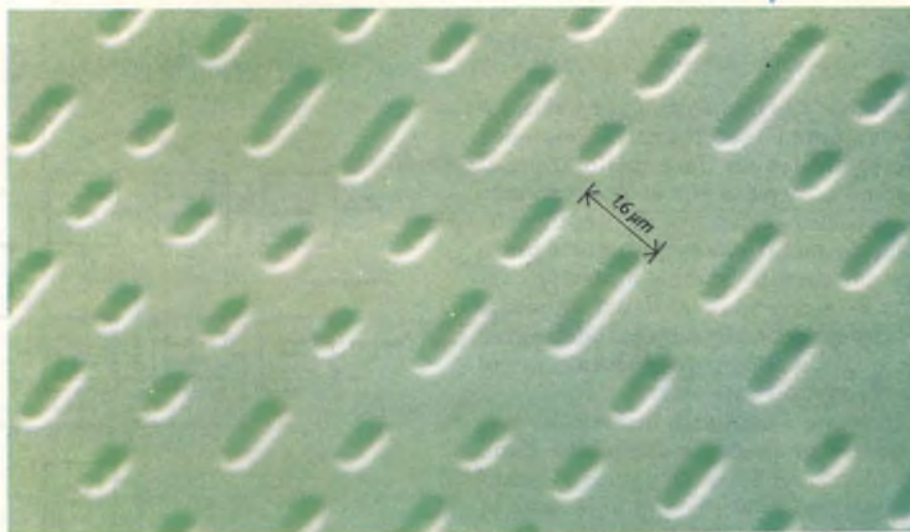


Fig. 1 - Superficie del Compact Disc ingrandita 12.500 volte. Un pozzo corrisponde alla cifra binaria "1". Un non-pozzo (e cioè la superficie esistente tra due pozzi consecutivi) corrisponde alla cifra binaria "0".

Così, per l'audio (regola di Shannon);
 frequenza massima = 20 kHz
 frequenza di campionamento ~ 40 kHz

- 2^a. Il numero di bit che deve possedere la parola che esprime un dato

livello di quantizzazione, dipende dall'entità del rumore di quantizzazione tollerato. Per il segnale audio, il numero n di bit della parola è determinato da

$$S/D \sim 6 \text{ ndB}$$

dove S/N è il rapporto segnale/rumore. Per un sistema di vera alta fedeltà, ponendo $S/D = 96 \text{ dB}$, si vede che la parola binaria che dovrà esprimere un dato livello di quantizzazione dovrà avere 16 bit. Una parola di 16 bit consentirà di ottenere 65.536 combinazioni o livelli di quantizzazione (infatti $2^{16} = 65.536$).

Conversione analogico/digitale nel Compact disc

Il Compact Disc contiene, come già detto, l'informazione audio in forma digitale. La quantità di informazione memorizzata è tale da consentire un'ora di ascolto in stereofonia. La informazione audio originale, di natura analogica, viene codificata in digitale e poi usata per "stampare" il disco. Le tappe percorse dal segnale audio dal momento in cui si trova in forma analogica (che è poi la sua forma naturale e nella quale dovrà poi alla fine ritornare) al momento in cui si ritrova in forma digitale sono riportate nello schema a blocchi di figura 3.

Per prima cosa il segnale audio viene fatto passare attraverso un filtro passa-basso a pendenza ripida che ha lo scopo di mantenere la larghezza di banda del segnale audio ad un valore uguale o leggermente inferiore a metà valore della frequenza di campionamento, che, com'è noto, è 44,1 kHz.

I livelli discreti di ampiezza (campioni) del segnale audio si succederanno

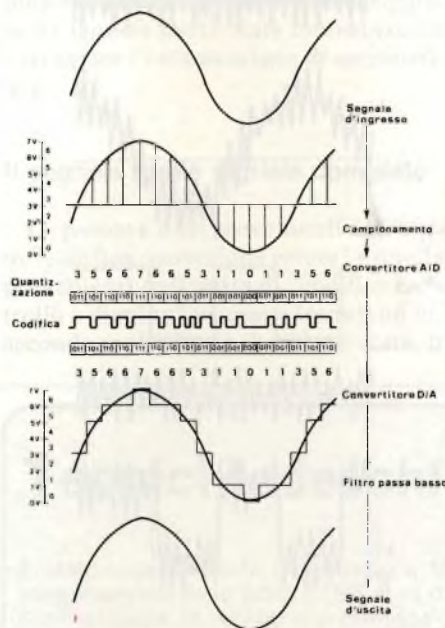


Fig. 2 - Principio di funzionamento della conversione analogica/digitale e digitale analogica. Il segnale analogico viene campionato; il campione viene quantizzato e codificato in un numero binario (parola). La maggiore o minore lunghezza della parola definisce la precisione con cui avviene la conversione analogica/digitale. Un convertitore digitale/analogico seguito da un filtro s'incarica di recuperare dal segnale digitale il segnale analogico di partenza.

pertanto alla frequenza di 44,1 kHz (fase di sample), e ciascun "campione" verrà trattenuto (fase di hold) per il tempo occorrente alla sua conversione in un corrispondente valore digitale. Questa operazione è effettuata in pratica dai circuiti "sample and-hold" dai quali escono impulsi le cui ampiezze corrispondono alle ampiezze del segnale audio analogico nell'istante in cui viene campionato.

Il numero dei livelli discreti in cui il segnale analogico campionato viene suddiviso è 65.536 (2^{16}), (fase di quantizzazione), tanti cioè quante sono le combinazioni cui dà luogo una parola binaria di 16 bit. Compito del convertitore analogico/digitale sarà pertanto quello di assegnare ad ogni impulso campionato in uscita dai circuiti sample and-hold, un corrispondente valore binario, e cioè una parola di 16 bit (fase di codifica). Questi numeri binari vengono codificati in formato complementare a due.

Com'è noto, il segnale analogico ha un andamento continuo nel tempo, e di conseguenza, può essere espresso da un numero infinito di livelli o ampiezze; il segnale digitale del Compact Disc ha invece un andamento discontinuo nel tempo in quanto tutte le possibili ampiezze da esso assunte possono essere espresse con soli 65.536 livelli discreti (separati cioè l'uno dall'altro). È a causa di questa limitazione che i convertitori analogico/digitali possono introdurre una certa distorsione del segnale, meglio nota come rumore di quantizzazione o rumore bianco. In un sistema a 16 bit, il rapporto segnale/rumore (dinamica) è maggiore di 96 dB, e pertanto è di gran lunga superiore ai valori sin qui ottenuti anche nei più sofisticati sistemi HI-FI analogici. (figura 4).

Le parole binarie a 16 bit che lasciano il convertitore analogico/digitale vengono introdotte in un multiplexer. Quest'ultimo serializza i dati digitali a 16 bit provenienti dai canali rispettivamente destro e sinistro. I dati seriali in uscita dal multiplexer pervengono all'unità di codifica della correzione dell'errore. Siccome gli errori che potrebbero introdursi nei segnali digitali si tramuterebbero in segnali audio indesiderati, è della massima importanza che questi errori vengano corretti o compensati. Per attuare questa compensazione, l'informazione digitale in uscita dal multiplexer, prima di essere trasferita materialmente sul disco viene sottoposta ad una ulteriore codifica,

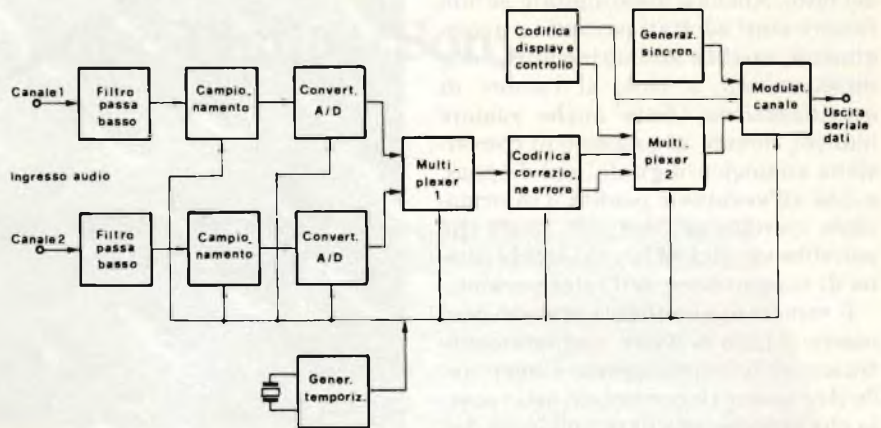


Fig. 3 - Schema a blocchi indicante le varie fasi a cui deve sottostare il segnale audio prima di essere trasformato nel segnale audio digitale per compact disc. È interessante notare la codifica aggiuntiva che permetterà in sede di riproduzione di compensare eventuali perdite di informazione (dropout, o perdita di bit) che potrebbero verificarsi in tutto il processo.

la quale permetterà, in sede di riascolto, di compensare eventuali bit "persi per strada".

Sistema di compensazione del bit perduti

Il sistema di compensazione impiegato è basato sui bit di parità e sul processo di "interleaving", meglio noto come codifica CIRC (Cross Interleave Reed-Solomon Code). Essenzialmente, il processo di interleaving prevede il riordino nel tempo dei campioni audio digitali. Questo sistema di correzione permette di compensare una perdita pari a 3500 bit successivi (equivalenti ad una lunghezza di 2,4 mm di pista nel disco). Inoltre, per interpolazione, il sistema di correzione riesce a compensare una perdita di bit pari a 12.000 (equivalenti ad un tratto di pista di 8,5 mm). In figura 5 è riportato il principio di funzionamento della correzione "interleaving". In figura 5a è indicata una sequenza di elaborazione di segnale senza interleaving. Un segnale audio viene campionato in corrispondenza degli istanti 1, 2, 3 ecc., trasformato in digitale, e i dati, rappresentanti i valori campionati, registrati su disco. Se nella lettura del disco si verifica il dropout, nel segnale letto avremo perdita di alcune parole.

Nella figura 5a sono andate perse 3 parole. Se la lunghezza della regione di dropout è maggiore dell'abilità di correzione dell'errore da parte del decodificatore, i valori perduti non possono essere ricostruiti, e se non si vogliono sentire dei "clicks" nell'audio riprodotto,

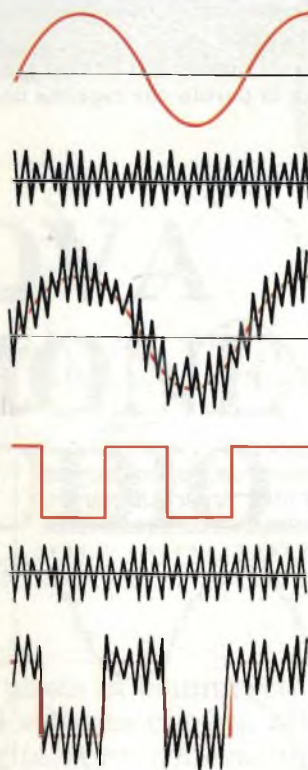


Fig. 4 - Comportamento del rumore in un segnale analogico e in un segnale digitale. Nel primo caso è impossibile "staccare" il disturbo dal segnale. Il disturbo è come "incollato" sul segnale, per cui qualsiasi processo di amplificazione del segnale implicherà anche una corrispondente amplificazione del disturbo. Anche nel secondo caso il disturbo è incollato sul segnale digitale (segnale a impulsi) ma i circuiti digitali riescono a "scollarlo" in quanto rispondono solo agli "alti" e ai "bassi" del segnale, e di conseguenza inoltrano solo questi, e cioè il segnale utile.

occorrerà ricorrere ad una operazione di tacitazione di questi istanti.

Nella figura 5b è riportata la stessa sequenza di eventi, in questo caso con l'intervento del processo di interleaving (interposizione) dei dati. Anche qui, il segnale audio subisce la campionatura ma ora prima della registrazione sul disco, si provvede a *ridisporre* in modo diverso la sequenza dei valori campionati. Anche in questo caso è previsto un dropout (perdite) di tre parole. Ristabilita la primitiva successione delle parole dei dati, vediamo però che ora la zona di dropout risulta estesa nel tempo, e di conseguenza siamo in presenza di errori singoli separati (linee tratteggiate) che potranno pertanto essere corretti più facilmente.

Caratteristiche particolari del giradischi Compact Disc

Siccome il Compact Disc rappresenta una "dimensione" del tutto nuova nel campo della riproduzione dei suoni, si comprende facilmente come anche il relativo giradischi debba possedere caratteristiche solitamente non incorporate nei giradischi convenzionali. Così, la pausa esistente tra due successivi brani musicali potrà essere sfruttata per memorizzare funzioni come ripetizione o ricerca di un dato brano, indicazione del tempo di audizione trascorso o del tempo di ascolto che rimane ancora, messa in funzione o bloccaggio automatico del giradischi, e così via. Dato che tutte queste informazioni di controllo e di display non devono essere udite, occorrerà codificarle a parte.

Ciò è effettivamente realizzato dall'unità di codifica di controllo e di dis-

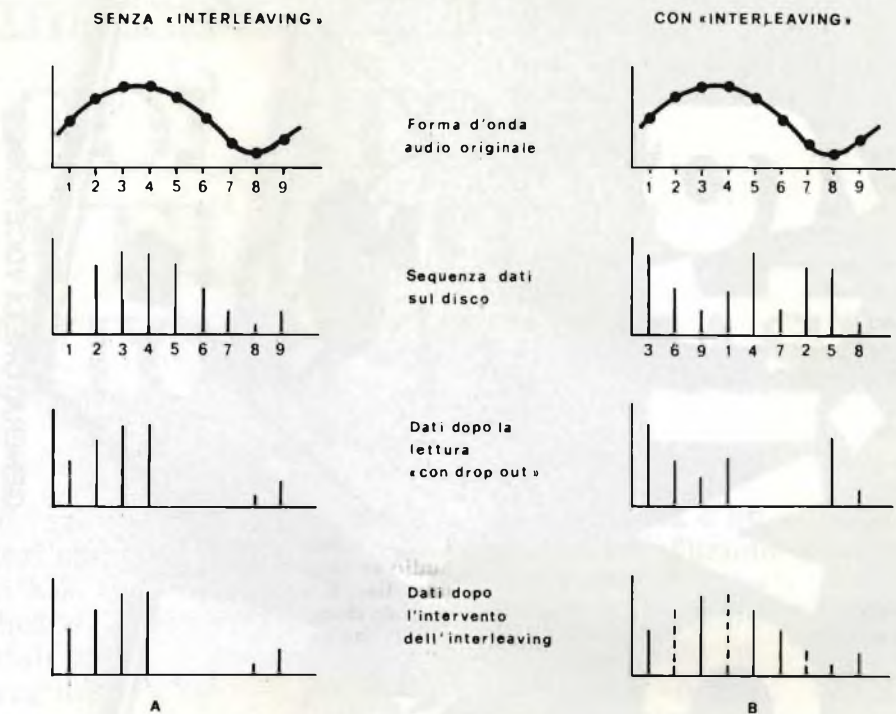


Fig. 5 - Principio del sistema di compensazione del dropout (interleaving). in (A) si ha perdita effettiva di alcune parole; in (B) le parole perdute vengono intercalate nel tempo e pertanto possono essere più facilmente corrette.

play che lavora con parole di 8 bit (figura 3). Questa particolare informazione costituisce l'informazione di sottocodifica.

Il segnale audio digitale completo

Le parole a 8 bit provenienti dall'unità "codifica/correzione errore" e quelle provenienti dall'unità di "codifica controllo e display" vengono inviati ad un secondo multiplexer che, a sua volta, li

applicherà con una certa sequenza al modulatore di canale.

Il modulatore di canale (figura 3) converte questi segnali e quelli di sincronizzazione in parole (o simboli) a 14 bit servendosi di un modulatore "da 8 a 14 bit", detto modulatore EFM (EFM = Eight-to-Fourteen Modulator). Il segnale di uscita a 14 bit, modulato a codice d'impulsi (PCM), è quello che alla fine verrà inciso sotto forma di pozzi = "1"/non pozzi = "0" sul disco.

**leggete
MILLECANALI
l'unica rivista
italiana di
Broadcasting**

Tecnici tedeschi per la SGS-ATES

È stato recentemente inaugurato a Monaco, in Germania, il primo centro di progettazione della SGS ATES al di fuori dell'Italia. Esso impiega 18 tecnici e si prefigge di sviluppare una ventina di nuovi circuiti all'anno, ciascuno dei quali in grado di generare una media di circa tre miliardi di lire di vendite nei tre-quattro anni di vita utile del prodotto. Un altro centro di progettazione è in fase di completamento a Phoenix in Arizona, dove la società si accinge anche ad inaugurare uno stabilimento di produzione che va ad aggiungersi a quelli di Singapore, Malaysia, Francia, Malta, oltre naturalmente agli impianti italiani. Nel 1985 la SGS-ATES vuole arrivare a realizzare metà circa delle sue vendite, previste in 600 milioni di dollari, al di fuori dell'Europa. Negli Stati Uniti l'obiettivo è di raggiungere i 200 milioni di dollari in luogo dei 22 milioni di vendite registrate nel 1981.

BREMI®

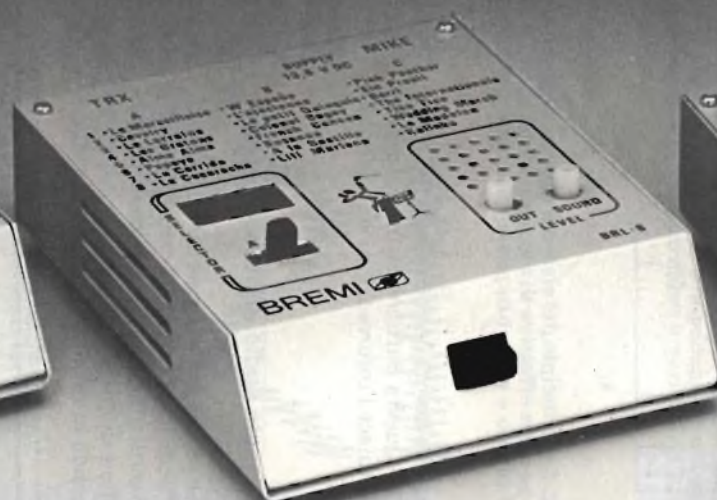


le tre novità



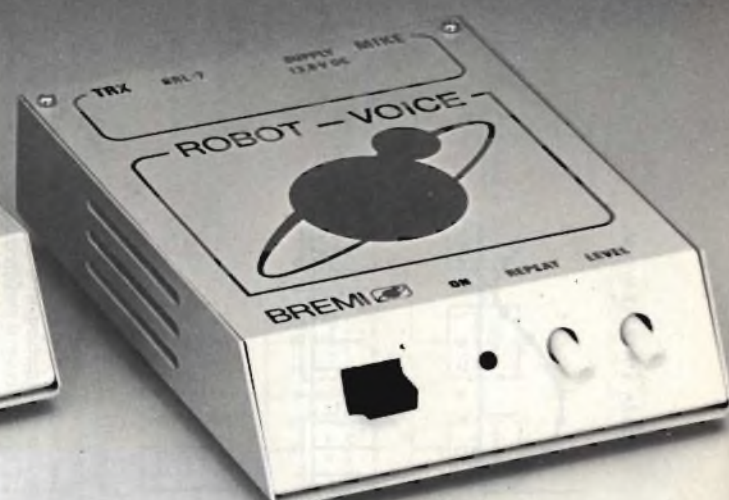
GENERATORE DI ECO MOD. BRL 8

- Inserzione passante tra microfono e apparecchio utilizzatore
- Regolazione dell'effetto e del livello d'uscita
- Alimentazione: 10 ÷ 15V



GENERATORE DI MOTIVI MOD. BRL 6

- 24 temi musicali selezionabili
- Inserzione passante tra microfono e apparecchio utilizzatore
- Regolazione del livello d'uscita e del volume sonoro
- Alimentazione: 10 ÷ 15V



GENERATORE DI VOCE ROBOT MOD. BRL 7

- Inserzione passante tra microfono e apparecchio utilizzatore
- Regolazione dell'effetto e del livello d'uscita
- Alimentazione: 10 ÷ 15V

BREMI®

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

REGOLATORE DI VELOCITA' PER MOTORI TRIFASE

a cura della Redazione

Questo sistema di regolazione è basato sul c.i. LSI HEF 4752 e un inverter a transistori che può azionare un motore trifase a induzione con potenza di 1,1 kW. Il c.i. fornisce all'inverter segnali a impulsi modulati in larghezza, in maniera tale da far circolare nel motore correnti sinusoidali trifasi a frequenza variabile, consentendo in questo modo di regolare la velocità del motore entro ampi valori. L'inverter è alimentato dalla rete monofase a 220 V raddrizzata.

I progettisti di sistemi di regolazione della velocità dei motori industriali in c.c. e in c.a., da un po' di tempo a questa parte prestano sempre più attenzione ad un sistema di regolazione della velocità dei motori trifasi a induzione incentrato sull'integrato LSI HEF 4752 (Philips). Questo integrato è infatti in grado di fornire all'inverter che alimenta il motore in c.a. segnali di pilotaggio tali per cui le tensioni trifasi d'uscita dell'inverter possono variare in frequenza e tensione, e di conseguenza permettono di regolare con continuità la velocità del motore.

Sulle riviste specializzate di elettronica, questo sistema è stato inizialmente descritto con un esempio applicativo basato su un inverter a tiristori, dimensionato per azionare un motore a induzione da 2,2 kW.

Un'indagine di mercato ha però recentemente rivelato che sarebbe stato altrettanto interessante un analogo progetto, basato su un inverter a transistori, alimentabile non dalla rete trifase ma da quella monofase a 220 V, e capace di alimentare a sua volta un motore a induzione di 1,1 kW. Questo secondo progetto sarebbe stato ovviamente molto più facile da realizzare in

quanto un inverter a transistori richiede una circuiteria molto meno complessa di un analogo inverter a tiristori. Non avrebbe avuto ovviamente tutti i vantaggi dell'inverter a tiristori (e cioè compensazione della IR, correzione dello scorrimento, e così via), questo però non significava che anche questo sistema non avesse potuto averli, solo che allora sarebbe risultato complicato e costoso come quello a tiristori. Sono state pertanto considerazioni di semplicità ed economicità che hanno portato a studiare e a realizzare questo sistema di regolazione della velocità basato su un inverter da 1,1 kW a tran-

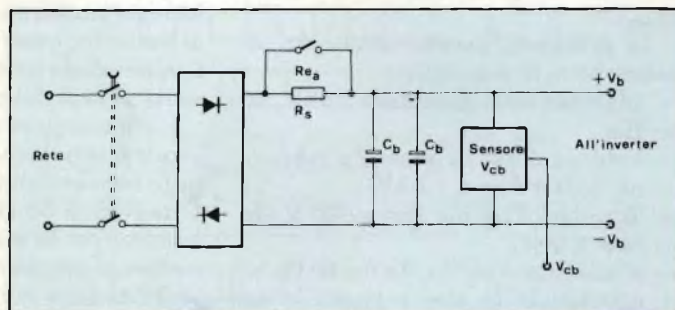
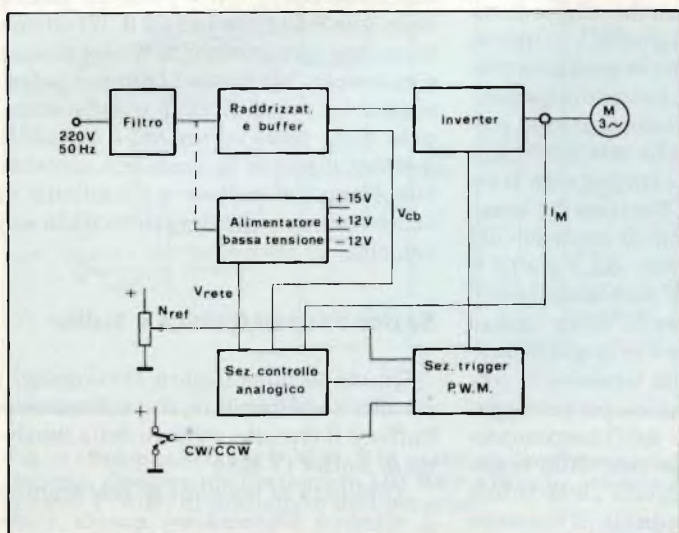


Fig. 2 - Sezione raddrizzatrice e buffer. Il segnale V_{cb} è direttamente proporzionale alla tensione presente sul condensatore buffer.

Fig. 1 - Schema a blocchi del sistema di regolazione della velocità dei motori trifasi a induzione. La tensione continua per l'inverter è ricavata in questo caso dalla tensione monofase di rete a 220 V, e l'inverter è a transistori.

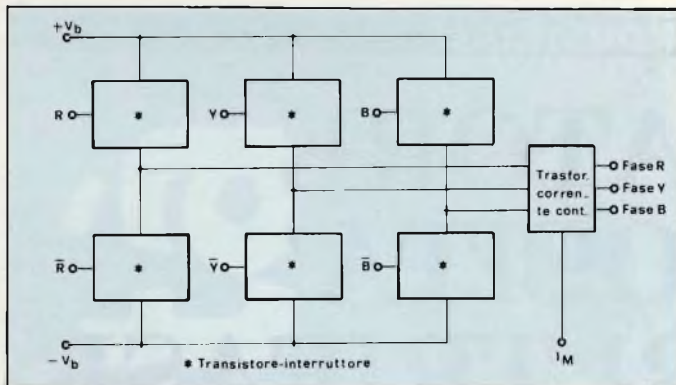
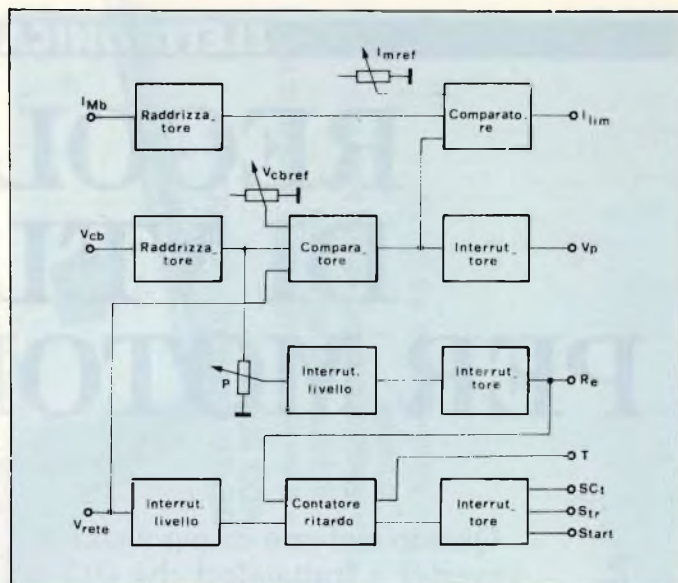


Fig. 3 - Sezione inverter e relativo trasformatore in c.c. L'inverter lavora con 6 coppie di transistori (darlington) che funzionano da interruttori. I segnali di pilotaggio di ciascuna coppia darlington sono forniti dall'integrato HEF 4752 tramite opportuno decoder.

Fig. 4 - Sezione di controllo analogica. Presiede al corretto funzionamento dell'inverter.



sistori, alimentabile dalla rete monofase raddrizzata a 220 V.

Il cuore del sistema è, come già detto, l'integrato LSI HEF 4752, impiegato come generatore degli impulsi di comando dell'inverter; questi impulsi sono modulati in larghezza in modo tale da far circolare nel motore correnti a frequenza variabile ad andamento sinusoidale. Il sistema contiene inoltre tutta la circuiteria per far sì che esso lavori con sicurezza in tutte le condizioni di lavoro prevedibili.

Caratteristiche del sistema

I transistori impiegati nell'inverter sono i tipi BUS 11/ BUS 12 (Philips). Montati in configurazione darlington, consentono di alimentare un motore con potenza fino a 1,1 kW.

Naturalmente, impiegando transistori di maggiore potenza e ristrutturando la sezione alimentatore sarà possibile ottenere potenze d'uscita superiori.

Le principali caratteristiche del sistema sono le seguenti:

- Ingresso rete: monofase 220 V, 50 Hz
- Potenza d'uscita: motori a induzione, trifasi fino a 1,1 kW
- Tensione d'uscita: fino a 220 V (da fase a fase)
- Frequenza d'uscita: da 0 a 60 Hz bidirezionale (è anche possibile un massimo di 100 Hz)

Le funzioni di controllo del sistema sono le seguenti:

- Regolazione della velocità del motore da 0 fino a 60 Hz. È possibile anche una regolazione a distanza mediante variazione di tensione da 0 a +10 V.

- Regolazione della corrente del motore fino a un massimo di 6 A_{eff}
- Regolazione del tempo di accelerazione e decelerazione in fase di variazione della velocità del motore
- Protezione nei confronti di sovratensioni sul condensatore buffer in fase di decelerazione.

Il sistema incorpora inoltre particolari circuiti di protezione che descriveremo più avanti.

Schema a blocchi del sistema

È riportato in figura 1. La rete monofase a 220 V, 50 Hz viene applicata alla sezione raddrizzatrice tramite un filtro che provvede a bloccare tensioni di interferenza generate dal sistema. La tensione raddrizzata viene livellata da un condensatore-buffer, e successivamente applicata all'inverter, che a sua volta fornirà le tensioni trifasi al motore. La sezione raddrizzatrice e di buffer fornisce un segnale anche alla sezione di controllo; questo segnale (V_{cb}) indica il valore della tensione in continua presente ai capi del condensatore-buffer.

L'alimentatore a bassa tensione, collegato direttamente alla rete 220 V, è in tutto convenzionale e impiega un trasformatore a 50 Hz. Fornisce le basse tensioni per la sezione di controllo del motore, e precisamente -12 V e +12 V stabilizzati, e +15 V non stabilizzati. Alla sezione di controllo viene inoltre applicata la tensione V_m la quale indica l'esatto livello della tensione di rete a 220 V e viene impiegata per proteggere il sistema all'atto dell'inserimento/disinserimento della rete. Alla sezione analogica di controllo viene infine applicato un terzo segnale di reazione

(I_m), che indica il valore reale della corrente di uscita dell'inverter applicata al motore.

Questi tre segnali di reazione servono a limitare la corrente nel motore, a proteggere il sistema nei confronti delle sovratensioni e a proteggerlo all'atto della messa in funzione (on) e disinserimento (off) del sistema stesso.

La sezione inverter è comandata dalla sezione trigger PWM (Pulse Width Modulation) nella quale si trova l'integrato LSI HEF 4752. Questo integrato, come già detto, produce tre coppie di segnali complementari a impulsi modulati in larghezza secondo la legge del seno.

La frequenza di alimentazione del motore, e cioè la velocità del motore, viene regolata dalla tensione V_{ref} , la quale potendo essere variata da 0 a +12 V, consente di regolare la velocità del motore da zero al massimo.

Agendo sull'interruttore del senso di rotazione CW/CCW è possibile passare da una rotazione oraria (CW) ad una rotazione antioraria (CCW) del motore e viceversa. Mediante i trimmer potenziometrici presenti sulle piastre stampate delle relative sezioni è possibile mettere a punto la massima corrente circolante nel motore e l'intensità di accelerazione e decelerazione della sua velocità.

Sezione raddrizzatrice e buffer

Questa sezione (figura 2) contiene il circuito raddrizzatore, il condensatore-buffer e il circuito sensore della tensione di buffer (V_{cb}).

Applicata la tensione di rete tramite il relativo interruttore, questa viene

raddrizzata da un circuito a ponte formato da 4 diodi. Successivamente, il condensatore-buffer verrà caricato tramite un resistore in serie R_s il cui compito è di limitare la corrente di carica del condensatore e mantenerla al di sotto dei massimi valori ammessi dai diodi raddrizzatori. Il resistore R_s verrà a sua volta cortocircuitato da un contatto del relè Re₁ non appena la tensione presente ai capi del condensatore-buffer avrà superato l'80% circa del valore a fine carica.

In questa sezione viene formato il segnale V_{ch} che, come già detto, verrà inoltrato alla sezione analogica di controllo.

La sezione inverter

Lo schema a blocchi dell'inverter è riportato in figura 3. Questo inverter è formato da 6 coppie identiche di interruttori-transistori (ogni coppia è montata in configurazione darlington), le quali producono tre tensioni d'uscita trifasi ad impulsi, sfasate di 120°, modulate sinusoidalmente in larghezza. Questi 6 "interruttori" a transistori sono comandati ciascuno da un impulso fornito dalla sezione trigger del sistema che incorpora, come già detto, l'integrato HEF 4752. Nell'articolo "Inverter a transistori..." daremo una descrizione più dettagliata di questi interruttori a transistori.

Viene anche impiegato un trasformatore di corrente continua (D.C.C.T. = D.C. Corrent Transformer). Il segnale d'uscita fornito da questo trasformatore indica il valore della corrente trifase circolante nel motore e costituisce il

segnale di reazione (I_M) che verrà applicato alla sezione di controllo analogica incaricata di limitare la corrente stessa.

L'alimentatore a bassa tensione

L'alimentatore a bassa tensione è in tutto convenzionale, e impiega un trasformatore di rete a 50 Hz. Esso fornisce tre uscite e cioè:

- + 15 V, 700 mA
- + 12 V, 300 mA
- 12 V, 300 mA.

L'uscita non stabilizzata a + 15 V viene impiegata come tensione di alimentazione dell'amplificatore ad impulsi che pilota i transistori-interruttori. Le tensioni di uscita + 12 V e - 12 V vengono stabilizzate mediante transistori in serie. Queste tensioni vengono impiegate per alimentare la sezione analogica di controllo e la sezione trigger. In questa sezione viene formato un segnale di controllo (V_{ref}) che viene applicato alla sezione analogica. Questo segnale misura l'ampiezza della tensione di rete applicata all'ingresso.

Naturalmente, anche in questo caso poteva essere impiegato un alimentatore stabilizzato a commutazione come è stato proposto per l'inverter a tiristori. Non l'abbiamo suggerito perché questa sarebbe stata una soluzione più complicata e più costosa, e di conseguenza, contraria allo scopo di questo progetto.

La sezione di controllo analogica

Compito della sezione analogica è proteggere l'inverter contro correnti ec-

cessivamente elevate che potrebbero insorgere in fase di accelerazione e di sovraccarico del motore, e contro eventuali sovratensioni che potrebbero avere luogo in fase di decelerazione del motore. In questa sezione è incorporato anche un circuito che serve a fare lavorare correttamente l'inverter durante le operazioni di messa in funzione (switching-on) e di bloccaggio (switching-off) del sistema. Nella figura 4 è riportato uno schema a blocchi indicante la sezione analogica di controllo.

Il segnale d'ingresso I_M è, come già detto il segnale fornito dal trasformatore di corrente continua (DCCT) collegato tra l'uscita dell'inverter e il motore. Nel caso in cui nel motore circolasse una corrente superiore al valore precedentemente regolato mediante il potenziometro I_{max}, comparirebbe all'uscita I_{lim} una tensione negativa tendente a diminuire la frequenza di lavoro dell'inverter, e di conseguenza, anche la corrente circolante nel motore. Durante la protezione nei confronti di sovratensioni, la funzione I_{lim} viene disinnescata da parte della sezione della tensione di controllo.

In fase di frenaggio del motore, quando cioè il motore rigenera un certo valore di potenza che viene instradata verso la sorgente di alimentazione in c.c., succederà che la tensione ai capi del condensatore buffer C_b tenderà ad aumentare il valore. Siccome una tensione eccessivamente elevata danneggerebbe i transistori-interruttori e il condensatore buffer, si provvede a misurare questa tensione (e cioè V_{cb}) e ad applicarla alla sezione analogica. Nel

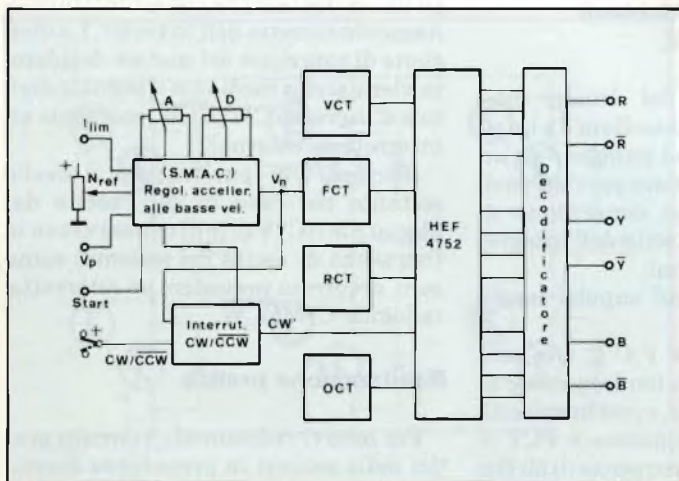


Fig. 5 - Sezione trigger P.W.M. È la parte più importante del sistema. Comprende l'integrato LSI HEF 4752 che produce i segnali P.W.M. di pilotaggio dell'inverter.

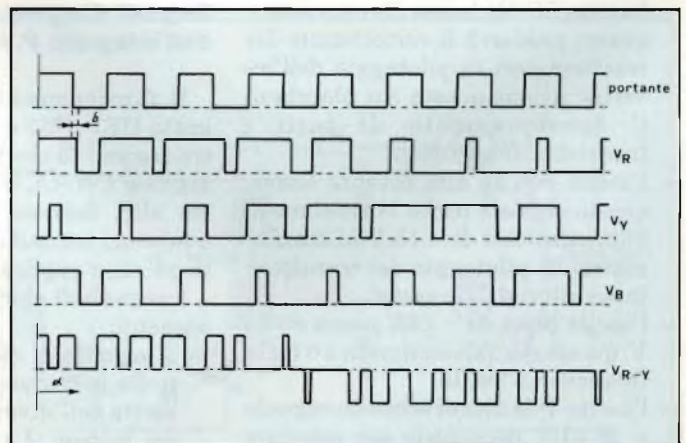


Fig. 6 - Tensioni presenti all'uscita dell'inverter. In alto: portante a 9 impulsi. V_R, V_Y, V_B = tensioni delle fasi rispettivamente R, Y e B modulate su entrambi i fianchi. V_{R-Y} = tensione da fase a fase ottenuta sottraendo la tensione della fase Y da quella della fase R.

caso in cui V_{cb} assumesse un valore più elevato della tensione di ingresso di rete (V_{rete}), il segnale d'uscita V_p diventerebbe zero. Il punto di riferimento corretto potrà essere messo a punto mediante il potenziometro $V_{cb.ref}$. Il segnale di uscita V_p provvederà a commutare il circuito di riferimento della velocità verso un tempo di decelerazione più lungo possibile.

Al momento della messa in funzione del sistema (switching-on), il condensatore-buffer viene caricato attraverso un resistore che verrà successivamente cortocircuitato da un relè non appena V_{cb} supererà un dato punto di riferimento. Questo relè viene attivato dal segnale R_c . Il momento esatto di entrata in funzione di questo relè potrà essere fissato mediante il potenziometro P in corrispondenza di un certo valore di V_{cb} .

L'inverter verrà reso inoperativo qualora:

- la tensione d'ingresso di rete risulti uguale oppure al disotto di 180 V. In queste condizioni, le tensioni di uscita dell'alimentatore di bassa tensione diventerebbero troppo basse e incapaci di far lavorare correttamente l'inverter
- il relè R_c non sia entrato in funzione. Non è infatti desiderabile che l'inverter entri in funzione quando ancora il resistore risulta in serie alla rete.

Nel caso in cui V_{rete} risultasse troppo bassa o nel caso in cui R_c risultasse troppo elevata, il contatore di ritardo resettirebbe a zero, e l'inverter verrebbe disattivato.

Ciò avrà luogo nelle seguenti condizioni:

- l'uscita SC_T da bassa diventa alta, e questo produrrà il cortocircuito dei trasformatori di pilotaggio dell'inverter; azione questa che bloccherà il funzionamento di tutti i transistori-interruttori.
- l'uscita S_{TR} da alta diventa bassa; questo segnale toglie la tensione di alimentazione di +15 V ai trasformatori di pilotaggio dei transistori-interruttori dell'inverter
- l'uscita Start da -12 V passa a +12 V; questo segnale commuta a 0 Hz la frequenza d'uscita.
- l'uscita T da alta diventa un segnale a 25 kHz, necessario per resettare l'HEF 4752 dopo l'operazione di messa in funzione (switching-on).

Mediante una normale messa in funzione (switching-on), tutte queste quattro uscite ritorneranno nella posizione

invertita dopo circa 1 secondo, dopo di che l'inverter tornerà a funzionare normalmente.

Sezione trigger P.W.M.

In figura 5 è riportata mediante uno schema a blocchi la sezione trigger P.W.M. La parte più importante di questa sezione è costituita dal circuito integrato HEF 4752. Compito di questo integrato è applicare ai sei ingressi dell'inverter segnali tali per cui all'uscita del medesimo si abbiano tre treni d'impulsi di portante modulati in larghezza secondo la legge del seno; in particolare, i due fianchi di ciascun impulso dovranno essere modulati in maniera tale che la differenza tra le tensioni a impulsi di due fasi qualsiasi (per esempio V_{RY}) vari sinusoidalmente. In figura 6 questo meccanismo di modulazione è illustrato partendo da una portante avente 9 impulsi per ogni ciclo (sinusoidale) di uscita dell'inverter.

I vantaggi di questo sistema di modulazione della larghezza dell'impulso sono i seguenti:

- minimo contenuto di armoniche di ordine superiore nella corrente del motore
- coppia del motore costante durante un giro completo del motore anche a bassi valori di velocità
- elevate prestazioni del sistema.

Il trasformatore di pilotaggio dei transistori-interruttori dell'inverter richiede un impulso trigger ricavato dalle uscite dell'integrato P.W.M. È questo il motivo per cui gli impulsi di uscita dell'integrato P.W.M. vengono "elaborati" in un piccolo decodificatore.

Segnali d'ingresso richiesti dall'integrato P.W.M.

Il funzionamento del circuito integrato HEF 4752 è controllato da quattro segnali di clock ad impulsi e da un segnale CW/\overline{CCW} . Sono previsti inoltre altri ingressi che consentono di adattare i segnali d'uscita dell'integrato ad altre applicazioni.

I segnali di clock ad impulsi sono i seguenti:

- il segnale di clock F.C.T. che controlla la frequenza fondamentale di uscita dell'inverter, e cioè la velocità del motore. La relazione è $FCT = 3360 \times f_{uscita}$. Alla frequenza di 50 Hz: $FCT = 168$ kHz.
- il segnale di clock V.C.T. che determina il rapporto frequenza d'uscita/tensione. La tensione d'uscita del-

l'inverter è inversamente proporzionale al clock VCT. Per una uscita nominale 127/220 V a 50 Hz, il clock V.C.T. dovrebbe essere 296 kHz.

- il clock R.C.T. che fissa la frequenza massima di commutazione dell'inverter. Normalmente, la frequenza del clock R.C.T. si aggira sui 300 kHz; ciò dà una portante con frequenza massima di circa 1070 Hz, che è poi la massima frequenza di commutazione dell'inverter
- il clock OCT che fissa la minima larghezza dell'impulso, vale a dire il tempo di cortocircuito dei trasformatori di pilotaggio. Per un tempo di 16 μs , $OCT = 500$ kHz.

Il segnale di riferimento della velocità

Il circuito di accelerazione alle basse velocità (SMAC = Slow Motion Acceleration Circuit; figura 5) fornisce il segnale di controllo al generatore dell'impulso di clock F.C.T. Il segnale di riferimento della velocità applicato all'ingresso può essere regolato da 0 a 12 V mediante il potenziometro N_{ref} .

Questa variazione di tensione consente di controllare la velocità del motore partendo da 0 al massimo valore ammesso.

Una variazione a scatti di N_{ref} si tradurrà in un incremento o decremento lineare del segnale d'uscita V_n . La tendenza della variazione di V_n può essere regolata tramite i potenziometri di accelerazione e decelerazione rispettivamente A e D. La tensione d'uscita V_n dal blocco SMAC viene controllata anche dai segnali di controllo I_{im} , V_p e "start"; essi fissano infatti l'uscita V_n su un valore tale che consente il funzionamento corretto dell'inverter. La direzione di rotazione del motore desiderata viene scelta mediante il segnale digitale d'ingresso CW/\overline{CCW} (mediante un interruttore esterno).

Siccome CW' può variare il livello soltanto nel caso in cui l'uscita dal blocco SMAC (V_n), (e di conseguenza la frequenza di uscita del sistema) siano zero, occorrerà prevedere un interruttore logico CW/\overline{CCW} .

Realizzazione pratica

Per motivi redazionali, i circuiti pratici delle sezioni in precedenza esaminate, corredate delle relative liste dei componenti, il lettore li troverà in calce all'articolo "Inverter trifase da 1,1 kW". ■

INVERTER TRIFASE DA 1,1 kW

a cura della Redazione

Questo inverter a transistori è quello impiegato nel sistema di regolazione della velocità di un motore trifase, descritto in altra parte di questa rivista. In questo articolo sono riportati anche i circuiti elettrici, corredati dalle rispettive liste dei componenti, delle altre parti di questo sistema di regolazione.

In un articolo che compare su questa rivista è illustrato mediante schemi a blocchi, il principio di funzionamento di un sistema di regolazione della velocità di motori trifasi a induzione, che da un po' di tempo desta molto interesse tra gli specialisti di azionamenti industriali. Il cuore del sistema è un integrato LSI appositamente realizzato per questa applicazione e capace di pilotare le tre sezioni dell'inverter trifase in maniera tale da far circolare nel motore correnti trifasi, variabili in frequenza, ad andamento sinusoidale. Ciò consente, com'è noto, di poter regolare la velocità del motore trifase entro ampi valori, con continuità anche a bassi valori di velocità senza produrre fenomeni di riscaldamento

in quanto le tensioni sinusoidali trifasi hanno un basso contenuto di armoniche.

Qui di seguito illustriamo in dettaglio il funzionamento dell'inverter di questo sistema di regolazione che, a differenza di altre edizioni di questo progetto, è a transistori, e pertanto più semplice e più economico di quello a tiristori. Un'altra novità è che la tensione continua di alimentazione dell'inverter è ricavata dalla tensione di rete monofase a 220 V raddrizzata e non dalla rete trifase. Ciò rappresenta un'ulteriore semplificazione del sistema, anche se pone un limite ben determinato alla potenza del motore da impiegare. Il progetto in questione è stato infatti dimensionato per azionare un

motore trifase da 1,1 kW.

Per ragioni redazionali, in fondo a questo articolo riportiamo gli schemi elettrici, completi dei relativi componenti, riguardanti le altre sezioni di questo interessante sistema di regolazione dei motori trifasi a induzione.

Struttura e funzionamento dell'inverter a transistori

Compito dell'inverter è trasformare la tensione continua (V_b) in tre tensioni alternate. In figura 1 è riportata la struttura base dell'inverter trifase a 6 transistori darlington (in realtà i transistori sono 12 ma strutturati a coppie in configurazione darlington). L'inverter contiene tre sezioni chopper, rispet-

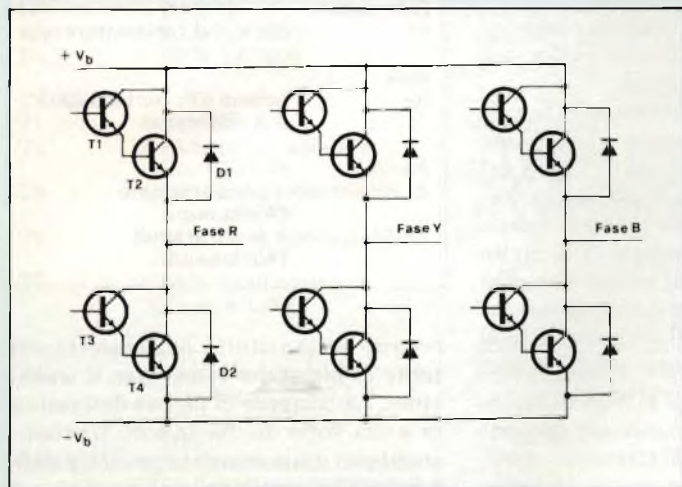


Fig. 1 - Inverter trifase a transistori. I transistori sono montati in configurazione darlington.

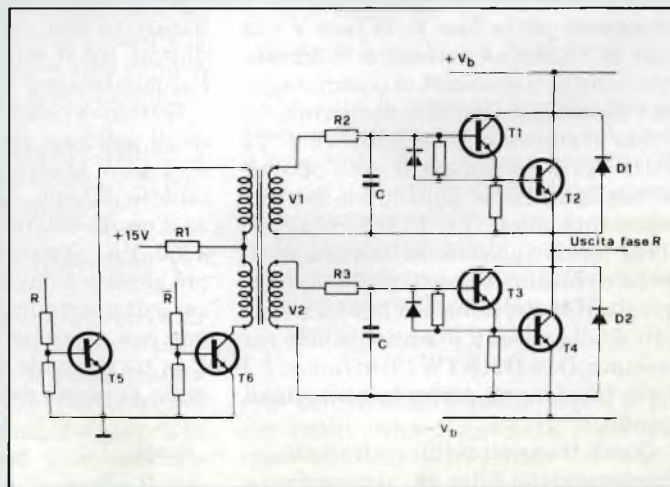


Fig. 2 - Circuito pilota di una sola fase dell'inverter a transistori (fase R). T5/T6 sono, ciascuno, darlington con un diodo in antiparallelo (BD 677) incorporato.

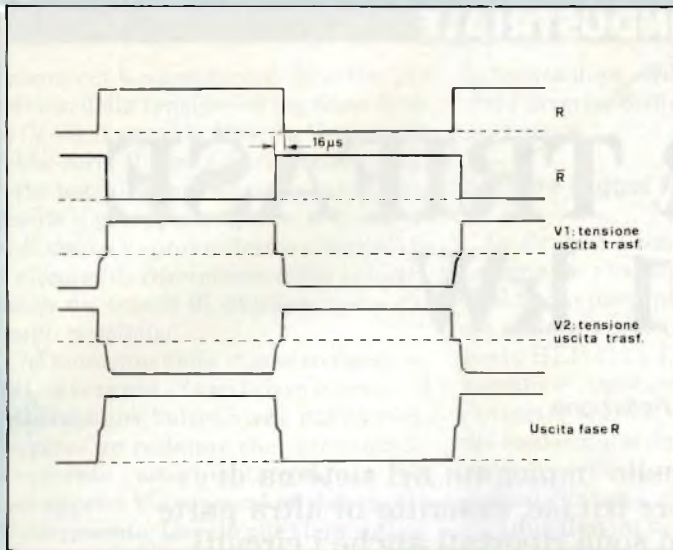


Fig. 3 - Tensioni di pilotaggio e di uscita del circuito della fase R dell'inverter.

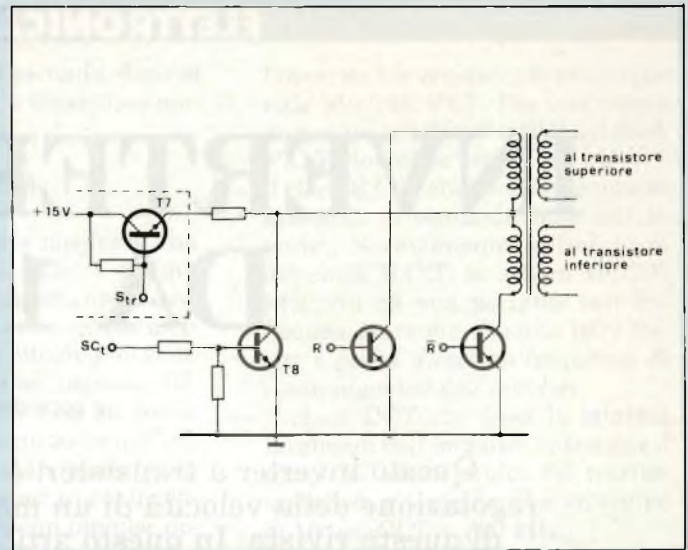


Fig. 4 - Circuito per il bloccaggio dei transistori dell'inverter (T7 e T8).

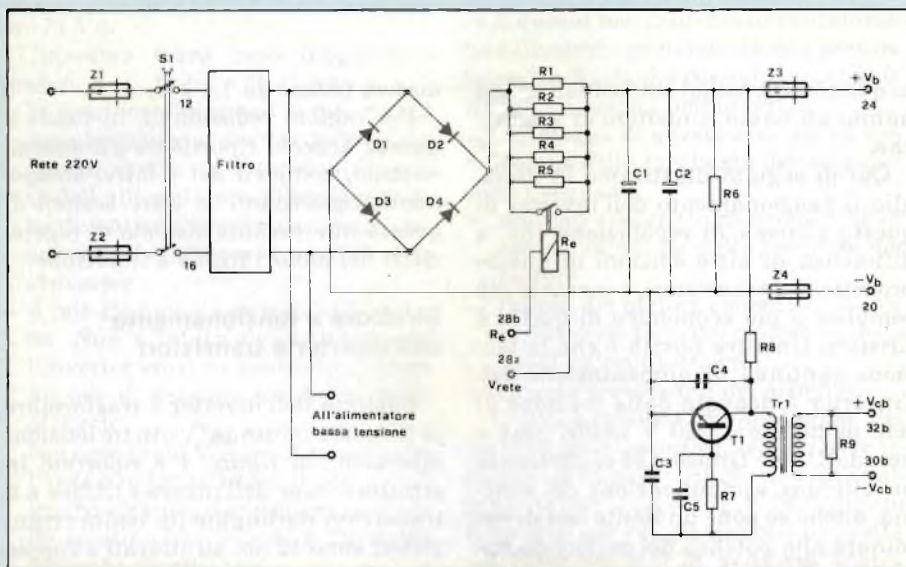


Fig. 5 - Schema elettrico del raddrizzatore e della sezione buffer.

tivamente per la fase R, la fase Y e la fase B. Ciascuna sezione è realizzata con quattro transistori di commutazione e due diodi collegati in antiparallelo. I due transistori principali T2 e T4 (BUS 12) della sezione R sono pilotati in configurazione darlington dai due transistori pilota T1, T3 (BUS 11).

Per lasciar passare la corrente di ritorno richiesta da questi particolari interruttori bidirezionali vengono impiegati diodi collegati in antiparallelo per esempio, D1 e D2 (BYW 19) in figura 1. I diodi funzionano pertanto come diodi volano.

Questi transistori-interruttori non richiedono alcun filtro RC almeno fino a quando la tensione V_{CE} non supererà la tensione ammissibile V_{CEO} del BUS 12. Condizione questa non difficile a rea-

lizzare se non verrà inserito alcun induttore tra il condensatore buffer dell'alimentatore e l'inverter.

Questo inverter a transistori è in grado di azionare un motore a induzione da 1,1 kW. Questa potenza di 1,1 kW del motore richiede a sua volta una potenza d'uscita dell'inverter pari ad almeno 1850 VA. Questo prodotto VA molto più elevato è dovuto al rendimento e al $\cos\phi$ di questo motore a induzione. La potenza di uscita dell'inverter di 1850 VA, corrisponde ad una effettiva corrente di uscita dell'inverter pari a:

$$I_{\text{eff}} = \frac{1850}{3 \times 127} = 4,86 \text{ A}$$

Per sapere il valore minimo della corrente di base richiesta dai transistori collegati in configurazione darlington

Elenco componenti di fig. 5

Resistori

- R1÷R5 = 4,7 Ω , serie WRO617E o ACO4
- R6 = 18 k Ω , serie WRO865E o AC20
- R7 = 150 k Ω , serie CR 25
- R8 = 150 k Ω , serie CR52
- R9 = 10 k Ω , serie CR 25

Condensatori

- C1÷C2 = 470 μF , 400 V, ELCO
- C3 = 33 nF, 347 o 352
- C4÷C5 = 3,3 nF 347 o 352

Diodi

- D1-D3 = BYX 42/600 R su dissipatore
- D2-D4 = BYX 42/600 su dissipatore

Transistori

- T1 = BC547

Trasformatore

- TR1 = AT 4043/48

Interruttore

- S1 = 220 V, 5 A interruttore rete

Relè

- Re = bobina 5V; contatti 220 V, 5 A (Siemens)

Fusibili

- Z1-Z2 = 12 A ultrarapidi (Wickmann)
- Z3-Z4 = 5 A ultrarapidi (Wickmann)

occorre innanzitutto calcolare la corrente di picco che attraversa il transistor. La corrente di picco è determinata a sua volta da due fattori. Il primo è costituito dalla corrente prodotta dalle armoniche originate nel processo di modulazione dell'ampiezza dell'impulso; questa corrente non supera mai il 20% della corrente complessiva.

Elenco componenti di fig. 6

Resistori

- R1 = 2,2 k Ω, CR25
- R2-R3 = 220 Ω, CR25
- R4-R5 = 10 kΩ, CR 25

Condensatori

- C1 = 4700 μF, 25 V, ELCO
- C2 = 1500 μF, 25 V, ELCO

Diodi

- D1 = BY179
- D2 = BY179
- D3 = BZX79, C12
- D4 = BZX79, C12

Transistori

- T1 = BD 226
- T2 = BD 226
- T3 = BD 227

Trasformatore

- TR1 = trasformatore rete, 50 Hz
220 V, primario; 13 V, 1 A e
13 V, 0,3 A sec.

Fusibili

- Z1 = 1 A normali (Wickmann)
- Z2-Z3 = 0,5 A normali (Wickmann)

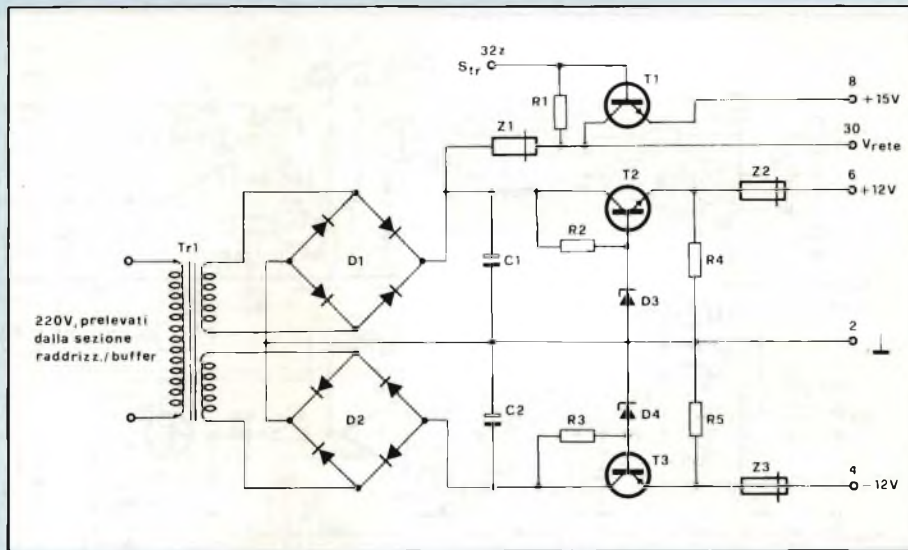


Fig. 6 - Schema elettrico dell'alimentatore bassa tensione.

Elenco componenti di fig. 7

Resistori

- R1 = 2,2 k Ω, CR25
- R2 = 2,2 k Ω, CR25
- R3 = 10 Ω, CR68
- R4 = 2,2 k Ω, CR25
- R5 = 2,2 k Ω, CR25
- R6 = 2,2 k Ω, CR25
- R7 = 2,2 k Ω, CR25
- R8 = 10 Ω, CR52
- R9 = 10 Ω, CR52
- R10 = 180 Ω, CR37
- R11 = 33 Ω, CR37
- R12 = 180 Ω, CR37
- R13 = 33 Ω, CR37

Condensatori

- C1-C2 = 2,2 μF, 344

Diodi

- D1 = BAX 13
- D2 = BAX 13
- D3 = BYW 19/1000
- D4 = BYW 19/1000

Transistori

- T1 ÷ 3 = BD677
- T4 = BUS 11 su radiatore
R_{th} = 4 °C/W
- T5 = BUS 12 su radiatore
R_{th} = 4 °C/W
- T6 = BUS 11 su radiatore
R_{th} = 4 °C/W
- T7 = BUS 12 su radiatore
R_{th} = 4 °C/W

Trasformatori

- TR1 = trasformatore 50 Hz, 2 x 15 V primario, 2 x 7,5 V secondario; nucleo A8-H16
- TR2-TR3 = trasformatore di corrente, nucleo toroidale 4322 020 18280
N_p = 1 n_s = 50 spire, CuEm 0,3 mm

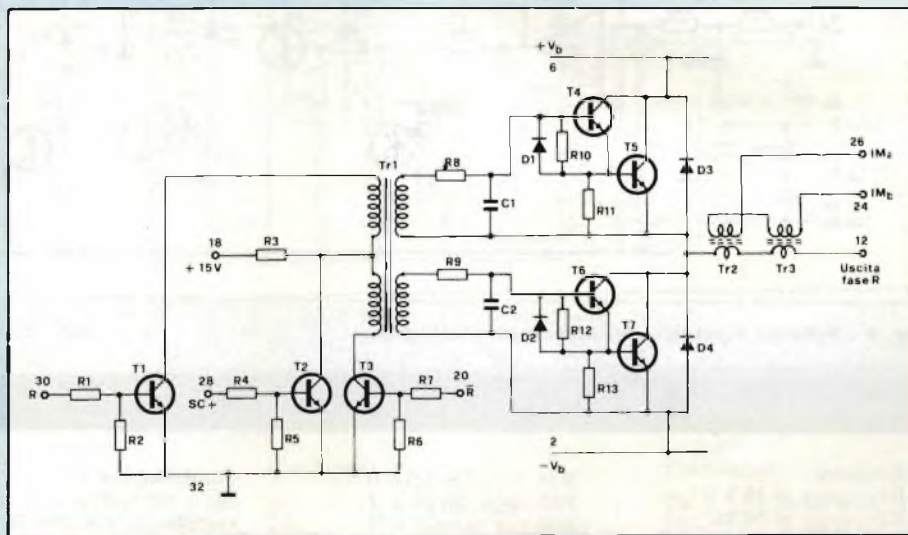


Fig. 7 - Schema elettrico di una fase dell'inverter a transistori (fase R)

Il secondo è costituito dal meccanismo di limitazione della corrente che, essendo molto rapido, può bloccare il sovraccolpo di corrente a non oltre il 10% della corrente di picco nominale del motore.

I suddetti fattori daranno pertanto luogo ad una massima corrente di picco I_p con valore assoluto pari a

$$I_p = 1,2 \times 1,1 \times \sqrt{2} \times 4,86 = 9,07 \text{ A}$$

Il ciclo di utilizzazione del picco di corrente d'uscita dei transistori è piuttosto basso in quanto il suo massimo valore si aggira sul 15%. Pertanto, nel caso di massima corrente di picco si potrà ammettere per i transistori-interruttori darlington, una tensione di saturazione pari a 5 V.

In base ai dati caratteristici del BUS 12, il valore minimo dell'hfe, per una

corrente di collettore I_c pari a 8 A, assumerà il valore di

$$hfe_{\min} = 5,33 (I_c = 8 \text{ A}, V_{CE} = 5 \text{ V})$$

Pertanto, la corrente di pilotaggio di base I_B richiesta per una I_c di 8 A avrà il valore di 1,5 A. Questa corrente di base del transistore d'uscita corrisponde, a sua volta, alla corrente di collettore del transistore pilota, per cui la corrente complessiva che attraverserà la configurazione darlington sarà

$$I_{cp} = 8 + 1,5 = 9,5 \text{ A}$$

Se confrontiamo questo valore di I_{cp} con quello della I_p richiesta vedrà che esso è del tutto sufficiente.

La tensione di saturazione V_{CE} del transistore pilota corrisponde a 5 V, dai quali dovrà essere sottratta la tensione di saturazione V_{BE} del transistore

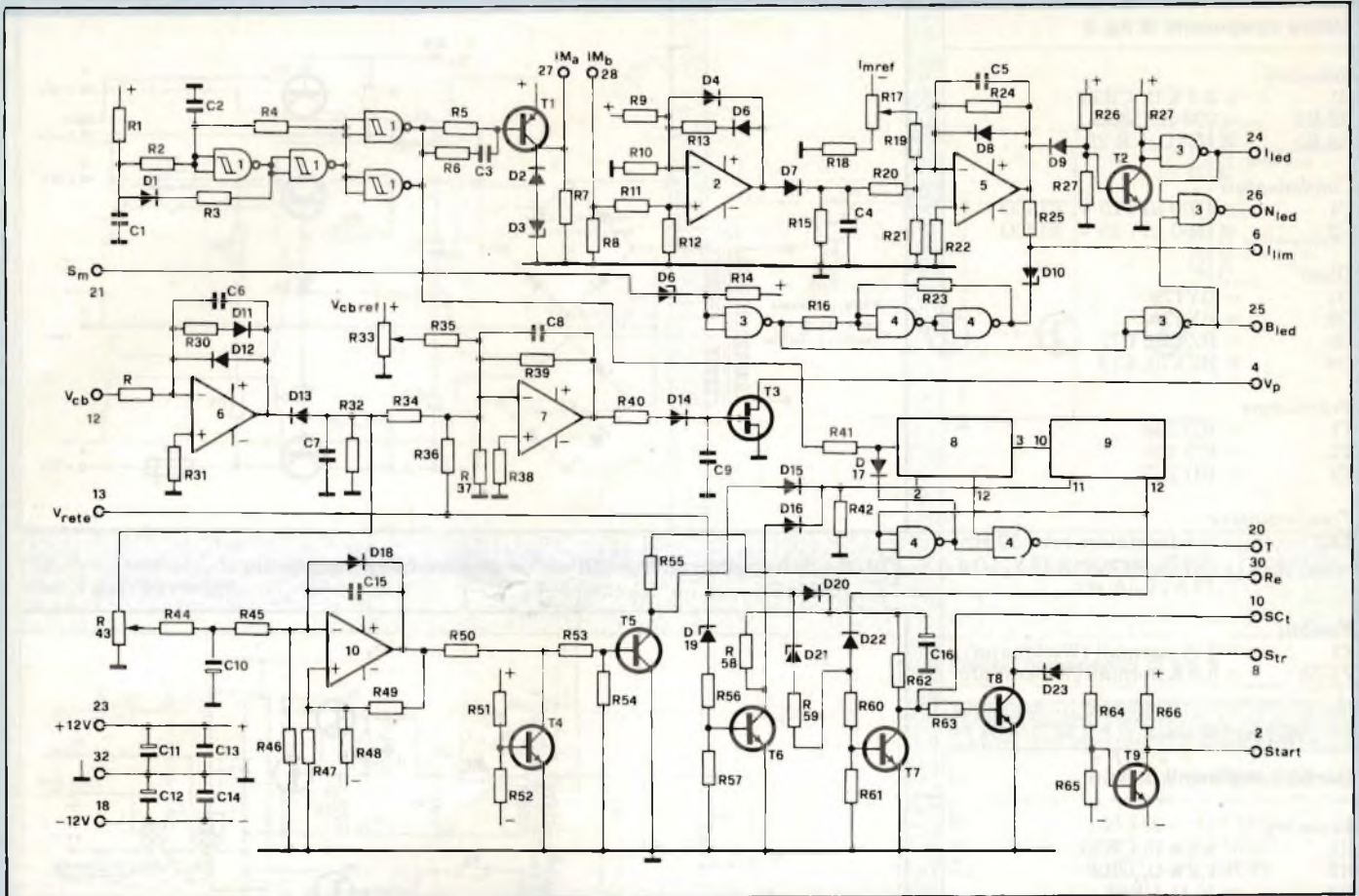


Fig. 8 - Schema elettrico della sezione analogica.

Elenco componenti di Fig. 8

Resistori

R1	= 18 k Ω
R2	= 56 k Ω
R3	= 3,3 k Ω
R4	= 220 k Ω
R5	= 390 Ω
R6	= 100 Ω
R7	= 1 k Ω
R8	= 3,9 Ω, CR37
R9	= 220 k Ω
R10	= 1 k Ω
R11	= 2,2 k Ω
R12	= 2,2 k Ω
R13	= 5,6 k Ω
R14	= 100 k Ω
R15	= 4,7 k Ω
R16	= 1 k Ω
R17	= 10 k Ω trimmer
R18	= 4,7 k Ω
R19	= 470 k Ω
R20	= 100 k Ω
R21	= 10 k Ω
R22	= 10 k Ω
R23	= 22 k Ω
R24	= 1 M Ω
R25	= 22 k Ω
R26	= 100 k Ω
R27	= 100 k Ω
R28	= 100 k Ω
R29	= 10 k Ω
R30	= 6,8 k Ω
R31	= 10 k Ω
R32	= 4,7 k Ω
R33	= 10 k Ω trimmer

R34	= 5,6 k Ω
R35	= 10 k Ω
R36	= 22 k Ω
R37	= 1 k Ω
R38	= 1 k Ω
R39	= 1 M Ω
R40	= 10 k Ω
R41	= 10 k Ω
R42	= 10 k Ω
R43	= 4,7 k Ω trimmer
R44	= 3,3 k Ω
R45	= 3,3 k Ω
R46	= 1 k Ω
R47	= 1 k Ω
R48	= 47 k Ω
R49	= 330 k Ω
R50	= 5,6 k Ω
R51	= 10 k Ω
R52	= 6,8 k Ω
R53	= 5,6 k Ω
R54	= 2,2 k Ω
R55	= 180 Ω, CR52
R56	= 5,6 k Ω
R57	= 5,6 k Ω
R58	= 5,6 k Ω
R59	= 5,6 k Ω
R60	= 2,2 k Ω
R61	= 10 k Ω
R62	= 680 Ω, CR37
R63	= 5,6 k Ω
R64	= 22 k Ω
R65	= 22 k Ω
R66	= 10 k Ω

Condensatori

347 o 352, salvo diversamente specificato, 100/250 W

C1	= 1,2 nF, 424
C2	= 15 pF, 650
C3	= 1,5 nF, 630
C4	= 68 nF
C5	= 1 nF, 630
C6	= 100 pF, 650
C7	= 47 nF
C8	= 15 nF
C9	= 15 nF
C10	= 33 μF 10 V, ELCO
C11	= 150 μF, 16 V, ELCO
C12	= 150 μF, 16 V, ELCO
C13	= 150 nF
C14	= 150 nF
C15	= 100 nF
C16	= 1000 μF, 16 V, ELCO

Diodi

D1	= BAW 62
D2	= BAW 62
D3	= BZX61, C20
D4	= BAW62
D5	= BAW62
D6	= BZX79, C9V1
D7	= BAW62
D8	= BAW62
D9	= BAW 62
D10	= BZX79, C11
D11	= BAW62
D12	= BAW62
D13	= BAW62

D14	= BAW62
D15	= BAW62
D16	= BAW62
D17	= BAW62
D18	= BAW62
D19	= BZX 79, C10
D20	= BAW62
D21	= BZX79, C9V1
D22	= BAW62
D23	= BZX79, C15

Transistori

T1	= BD 227
T2	= BC 547
T3	= BFW 10
T4	= BC 547
T5	= BC 547
T6	= BC 547
T7	= BC 547
T8	= BC 547
T9	= BC 547

Circuiti integrati

1	= HEF 4093
2	= NE 535
3	= HEF 4011
4	= HEF 4093
5	= NE 535
6	= NE 535
7	= NE 535
8	= HEF 4024
9	= HEF 4040
10	= NE 535

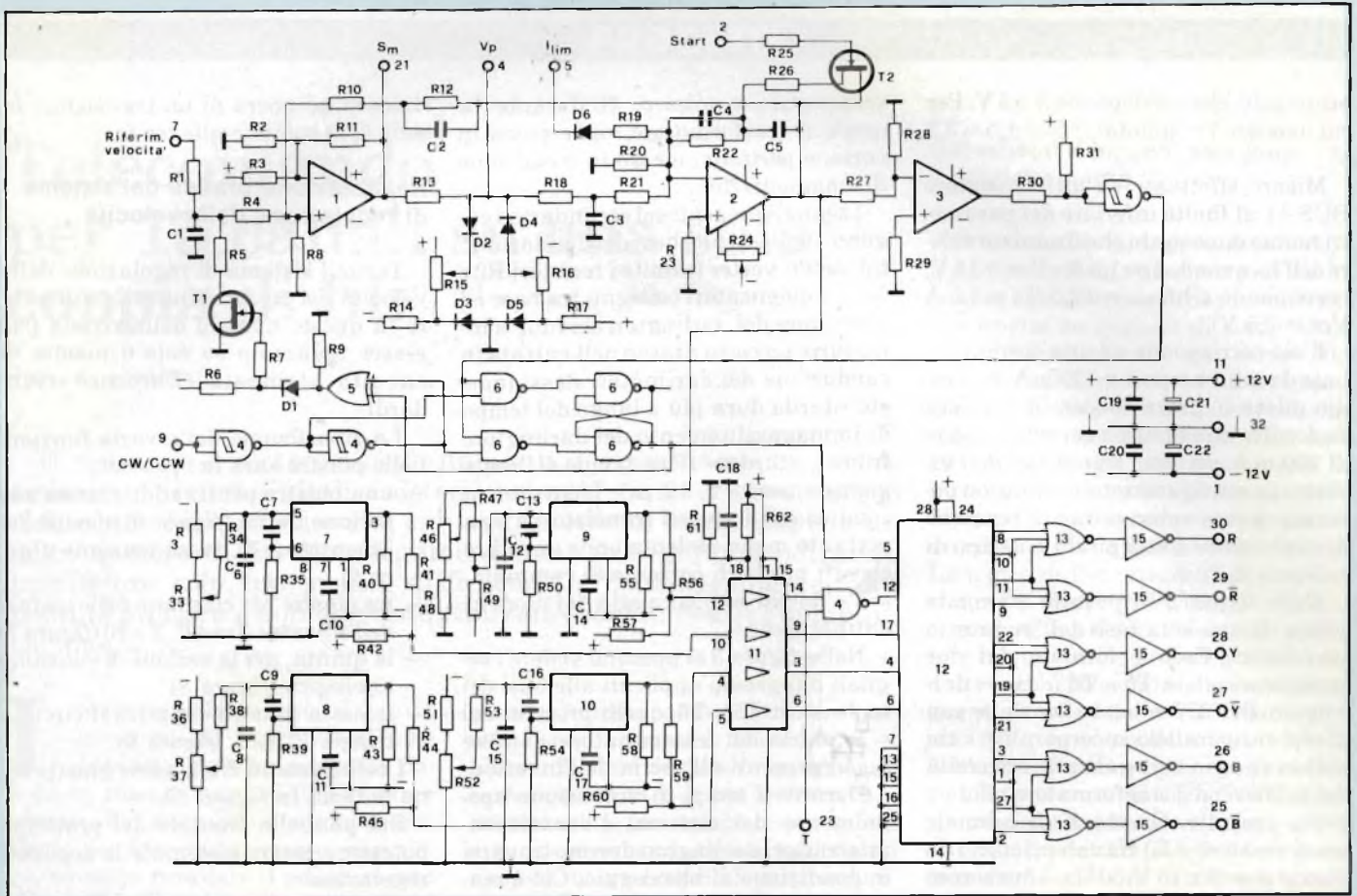


Fig. 9 - Schema elettrico circuito trigger P.W.M.

Elenco componenti di fig. 9

Resistori serie CR25 (salvo diversamente specificato)

R1	= 33 k Ω
R2	= 1 k Ω
R3	= 5,6 MΩ
R4	= 33 k Ω
R5	= 4,7 Ω
R6	= 10 k Ω
R7	= 22 k Ω
R8	= 1 k Ω
R9	= 10 k Ω
R10	= 5,6 k Ω
R11	= 1 M Ω
R12	= 22 k Ω
R13	= 4,7 k Ω
R14	= 1,8 k Ω
R15	= 4,7 k Ω, trimmer
R16	= 4,7 k Ω, trimmer
R17	= 1,8 k Ω
R18	= 47 k Ω
R19	= 22 k Ω
R20	= 10 k Ω
R21	= 220 k Ω
R22	= 8,2 k Ω
R23	= 10 k Ω
R24	= 1 k Ω trimmer
R25	= 22 k Ω
R26	= 1 k Ω
R27	= 10 k Ω
R28	= 1 k Ω
R29	= 1 k Ω
R30	= 6,8 k Ω

R31	= 10 k Ω
R32	= 1,5 k Ω
R33	= 1 k Ω, trimmer
R34	= 1 k Ω
R35	= 2,2 k Ω
R36	= 1,5 k Ω
R37	= 1 k Ω, trimmer
R38	= 1 k Ω
R39	= 2,2 k Ω
R40	= 5,6 k Ω
R41	= 10 k Ω
R42	= 18 k Ω
R43	= 5,6 k Ω
R44	= 10 k Ω
R45	= 18 k Ω
R46	= 1 k Ω, trimmer
R47	= 1 k Ω
R48	= 1 k Ω
R49	= 270 k Ω
R50	= 2,2 k Ω
R51	= 1,5 k Ω
R52	= 1 k Ω, trimmer
R53	= 1 k Ω
R54	= 2,2 k Ω
R55	= 5,6 k Ω
R56	= 10 k Ω
R57	= 18 k Ω
R58	= 5,6 k Ω
R59	= 10 k Ω
R60	= 18 k Ω
R61	= 4,7 k Ω
R62	= 6,8 Ω

Condensatori

C1	= 10 nF, 629
C2	= 100 nF, 347 o 352
C3	= 470 nF, 347 o 352
C4	= 10 nF, 629
C5	= 2,2 μF, 344
C6	= 10 nF, 629
C7	= 100 pF, 650
C8	= 10 nF, 629
C9	= 100 pF, 650
C10	= 10 k Ω
C11	= 1,2 nF, 324
C12	= 10 nF, 629
C13	= 100 pF, 650
C14	= 820 pF, 324
C15	= 10 nF, 629
C16	= 100 pF, 650
C17	= 1,2 nF, 324
C18	= 10 nF, 629
C19	= 150 nF, 347 o 352
C20	= 150 nF, 347 o 352
C21	= 150 μF, 16 V, ELCO
C22	= 150 μF, 16 V, ELCO

Transistori

T1	= BFW10
T2	= BFW10

Circuiti integrati

1	= NE 535
2	= NE 535
3	= NE 535
4	= HEF 4093
5	= HEF 4030
6	= HEF 4011
7	= NE 566
8	= NE 566
9	= SE 566
10	= HE 566
11	= HEF 4104
12	= HEF 4752
13	= HEF 4025
14	= HEF 4025
15	= HEF 4049

Diodi

D1	= BZX 79, C6V8
D2	= BAW 62
D3	= BAW 62
D4	= BAW 62
D5	= BAW 62
D6	= BAW 62

principale, che corrisponde a 1,5 V. Per cui avremo $V_{CE}(\text{pilota}) = 5 - 1,5 = 3,5$ V.

Misure effettuate su un transistorore BUS 11 al limite inferiore dei parametri hanno dimostrato che il minimo valore dell' h_{fe} quando $I_c = 1,5$ A e $V_{CE} = 3,5$ V, corrisponde a $h_{fe_{min}} = 12,5$ ($I_c = 1,5$ A $V_{CE} = 3,5$ V).

E ciò corrisponde ad una corrente di base I_B minima pari a 120 mA. Lo stadio pilota è dimensionato in maniera da fornire una minima corrente di base di 200 mA, per cui i transistori dell'inverter in configurazione darlington potranno avere valori ottimi di tensione di saturazione fino a picchi massimi di corrente di 10 A.

Nella figura 2 è riportato il circuito pilota di una sola fase dell'inverter a transistori. Esso è formato dai due transistori pilota T5 e T6 (e cioè i darlington BD 677 a bassa tensione con diodo antiparallelo incorporato), i cui collettori sono collegati alle estremità del primario del trasformatore pilota a presa centrale. Questo è un normale trasformatore a 50 Hz con primario diviso in due (2 x 15 V, 50 Hz) e due secondari per 7,5 V, 50 Hz, avvolti su nucleo standard A8 - H16.

Alle basi dei transistori T5 e T6 vengono applicati i segnali P.W.M. complementari forniti dall'integrato HEF 4752, previa operazione di gating allo scopo di fornire due segnali in opposizione di fase e cioè R e R invertito. Questi segnali presentano una certa so-

vrapposizione (figura 3) durante la quale il trasformatore viene posto in corto, e pertanto, messo in condizione di smagnetizzarsi.

I segnali presenti sul secondario vengono applicati alle basi dei due darlington dell'inverter tramite i resistori R2 e R3. I condensatori collegati tra base ed emettitore dei darlington servono a introdurre un certo ritardo nell'entrata in conduzione dei darlington stessi (questo ritardo dura più a lungo del tempo di immagazzinamento dei darlington. Infatti, ritardo = 16 μ s; tempo di immagazzinamento = 12 μ s). L'entrata in conduzione di questi transistori è resa pertanto meno violenta onde impedire elevati picchi di corrente di commutazione dovuti al bloccaggio dei diodi in antiparallelo.

Nella figura 3 si possono vedere i segnali d'ingresso applicati alle basi dei transistori T5 e T6, quelli presenti sul secondario del trasformatore e infine quelli presenti all'uscita dell'inverter.

Durante i tempi di accensione/spegnimento del sistema, i transistori-interruttori darlington devono trovarsi in condizione di bloccaggio. Ciò è realizzato da due transistori inseriti nella sezione di pilotaggio del sistema (figura 4). Il bloccaggio completo di tutti i transistori dell'inverter viene ottenuto in pratica cortocircuitando i tre terminali delle prese centrali dei tre trasformatori pilota (per es. mediante T8, nel circuito pilota della fase R). Contemporaneamente la tensione + 15 V verrà

rimossa ad opera di un transistorore in serie (T7) comune alle tre fasi.

Realizzazione pratica del sistema di regolazione della velocità

Tutto il sistema di regolazione della velocità dei motori a induzione descritto in questo numero della rivista può essere realizzato su sole 6 piastre di circuito stampato (Eurocard standard).

La ripartizione delle varie funzioni nelle piastre sarà la seguente:

- una piastra per il raddrizzatore e la sezione buffer (figura 5) nonché l'alimentatore di bassa tensione (figura 6)
- tre piastre per ciascuna delle tre fasi dell'inverter (fase R, Y e B) (figura 7)
- la quinta, per la sezione di controllo analogica (figura 8)
- la sesta piastra conterrà il circuito trigger P.W.M. (figura 9)

I collegamenti fra le varie piastre sono indicati in figura 10.

Sul pannello frontale del prototipo potranno essere sistemate le seguenti regolazioni:

- regolazione grossolana e fine della velocità del motore
- commutatore per rotazione oraria-/antioraria del motore
- interruttore per regolazione a distanza della velocità
- presa per ingresso regolazione a distanza della velocità
- interruttore di rete e relativa lampada spia.

indicazione mediante LED del modo di funzionamento del sistema e cioè normale, limitazione di corrente, condizione di frenaggio (normale - I_{lim} - frenaggio).

In figura 10 sono riportati anche i collegamenti con il pannello frontale.

Conclusione

Il sistema di regolazione descritto parte da una tensione di rete di 220 V, monofase, per andare ad alimentare un normale motore trifase. Il sistema è incentrato sul circuito LSI HEF 4752 che fornisce segnali di pilotaggio all'inverter realizzato con transistori darlington. L'uscita dell'inverter fornisce tensioni trifasi ad impulsi le quali, essendo a frequenza variabile, consentiranno di variare entro ampi margini la velocità di un motore a induzione. Il motore può avere una potenza fino a 1,1 kW.

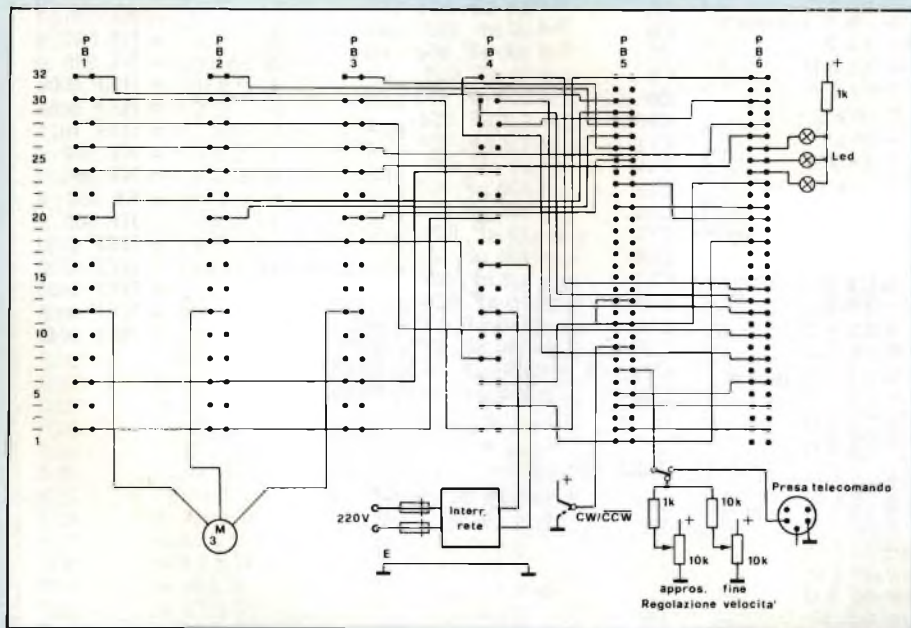


Fig. 10 - Schema dei collegamenti da effettuare tra le sei piastre del sistema.

Telecomando per 15 canali su una sola coppia di fili

Hans Thanscheidt

Il comando a distanza degli impianti di riscaldamento, la trasmissione di dati digitali, i sistemi cercapersone, eccetera, spesso richiedono l'installazione di cablaggi piuttosto complessi con un gran numero di fili di collegamento, che in seguito si potranno modificare solo con grandi difficoltà. La trasmissione dei dati tramite un cavo a soli due conduttori sarebbe un'enorme semplificazione.....

In questo articolo descriviamo un impianto di trasmissione che permette il trasferimento dei dati da un trasmettitore ad un ricevitore tramite un cavo a soli due conduttori. Tanto per fare alcuni esempi d'impiego, potremo ricordare il collegamento in parallelo di molti orologi digitali, la trasmissione di dati ricavati da misuratori, gli impianti cercapersone, i visualizzatori numerici a distanza, i telecomandi per impianti di riscaldamento. L'installazione di questo apparecchio sarà opportuna quando occorra trasmettere tutte insieme un certo numero di funzioni e quando la diminuzione del numero di conduttori elettrici rappresenta un notevole vantaggio nella gestione, nell'installazione e nel costo degli impianti.

La figura 1 ci mostra il principio secondo il quale funziona questo circuito. Il braccio selettore S1 analizza in successione e con una certa frequenza tutte le uscite 1 6. Il secondo selettore E1 lavora in sincronismo con il primo, ed eroga l'informazione dallo stesso canale in cui era introdotta nel trasmettitore. Per garantire la perfetta concordanza dei movimenti di S1 e di S2, occorre anche un sistema di sincronizzazione.

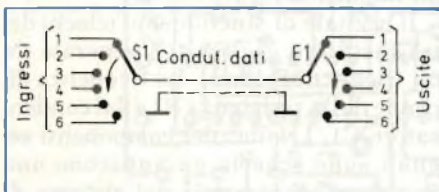


Fig. 1. Schema semplificato di trasmissione di dati tramite un cavo a due conduttori, basato sull'impiego di selettori sincroni d'ingresso e di uscita.

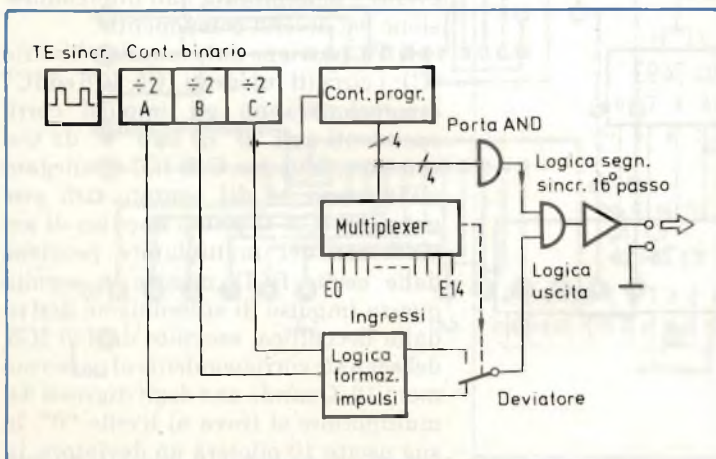


Fig. 2. Schema a blocchi del generatore di segnali del trasmettitore.

Gli schemi a blocchi spiegano il funzionamento

Il trasmettitore, rappresentato in figura 2 sotto forma di schema a blocchi, contiene un generatore di sincronismo, che emette un segnale di sincronizzazione primaria ossia un "tempo elementare" (TE) diretto ad un contatore binario (divisore per 8). L'uscita C commuta di un passo in avanti dopo ogni giro completo del programmatore. Le informazioni binarie che escono da C liberano il corrispondente ingresso di un circuito multiplexer (o multiplatore). La logica di formazione degli impulsi, composta da porte NAND, predispone i segnali A, B e C provenienti dal contatore binario in modo che i dati sul conduttore che li trasferisce avranno le seguenti caratteristiche: un livello logico alto ("1") corrisponde ad una durata dell'impulso pari a sei tempi elementari TE, la durata di un solo TE corrisponde invece ad un livello logico basso ("0"). Il selettore, pilotato dal circuito multiplexer, decide la trasmissione di un livello "0" oppure "1", valutando l'informazione presente al suo ingresso.

Il sincronismo tra il trasmettitore ed il ricevitore è garantito dal fatto che, quando si arriva al sedicesimo passo del selettore, viene trasmessa una pausa invece di un segnale. Durante il passo No 16 tutte le uscite del contatore di programmazione si porteranno al livello "1". Una porta AND riconosce questo stato del sistema ed interdice la logica di uscita.

Il ricevitore (figura 3) ha il compito di riconvertire la serie di impulsi emessa

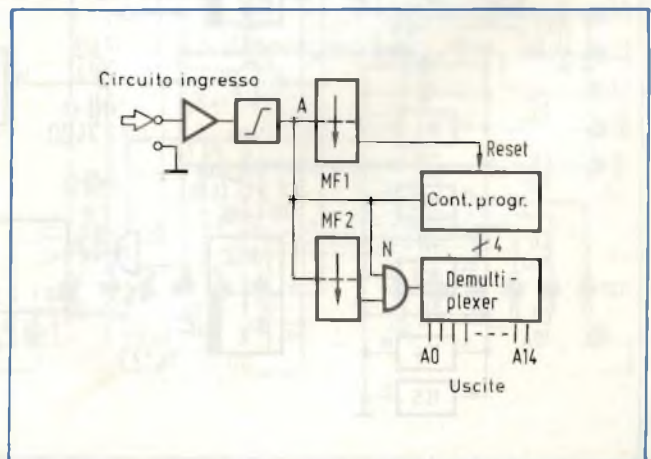


Fig. 3. Elaborazione del segnale da parte del ricevitore (schema a blocchi).

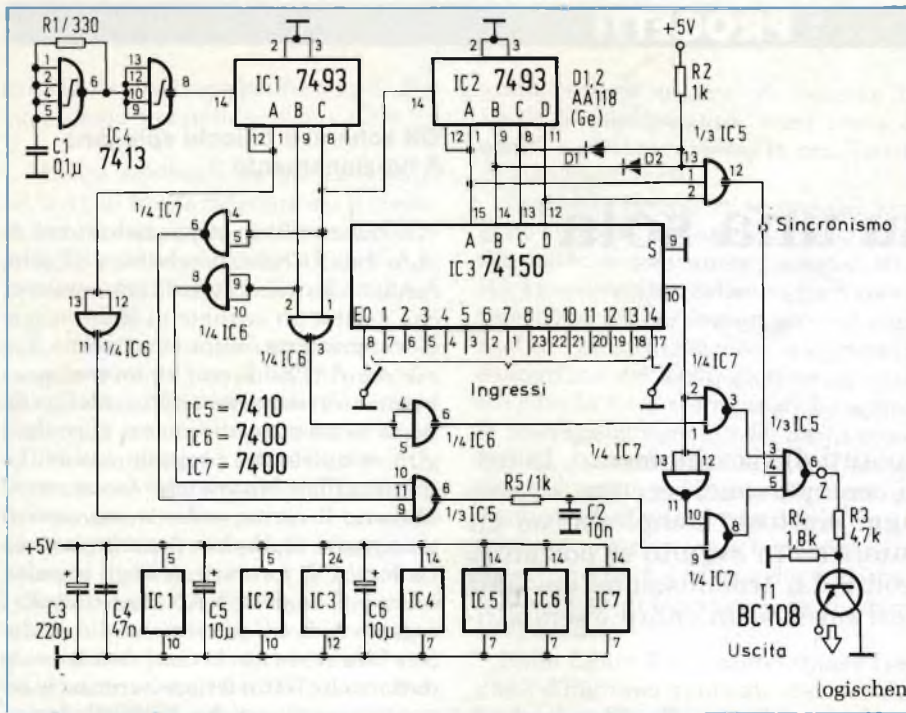


Fig. 4. Schema del trasmettitore adatto alla trasmissione seriale di 15 stati logici.

dal trasmettitore in un'informazione composta da dati in parallelo. Si ricordi che il ricevitore deve operare in sincronismo con il trasmettitore, in modo che le informazioni all'uscita corrispondano esattamente a quelle d'ingresso: per ottenere questo risultato, il contatore di programma del ricevitore dovrà essere azzerato in un istante ben definito mediante un segnale prove-

niente dal trasmettitore. Il ritorno a zero avviene durante la pausa della trasmissione, ossia al sedicesimo passo. Il multivibratore monostabile MF1 è del tipo ad avviamento ripetitivo ed è predisposto in modo da mantenere lo stato instabile per la durata di 9 TE.

Un passo di programma deve corrispondere ad 8 TE, e perciò ciascuno dei passi a 1 a 15 fa ripartire il monostabi-

le. Se il passo No 15 è seguito da una pausa della trasmissione, l'ingresso A di MF1 non riceve l'impulso di avviamento, passa allo stato di stabilità e rimette a zero il contatore di programma. L'informazione successiva sarà perciò il primo passo del trasmettitore: così è garantito il sincronismo tra il ricevitore ed il trasmettitore.

Il monostabile MF2 distingue se l'impulso trasmesso è un segnale "1" oppure uno "0". Premesso che al livello "0" corrispondono sei TE e che ad un livello "1" ne corrisponde solo uno, si deve regolare il tempo di MF2 in modo che lo stato di instabilità sia mantenuto per 2 TE. I segnali che durano più di 2 TE sono certamente degli "0". All'uscita del demoltiplicatore si troverà infine un segnale che dura un tempo pari alla differenza tra uno "0" trasmesso (6 TE) ed il tempo di MF2 (2 TE), ossia 4 TE.

Realizzazione del circuito in tecnica digitale TTL

Le figure 4 e 5 mostrano la versione pratica degli schemi a blocchi. Il trasmettitore ed il ricevitore sono realizzati in tecnica TTL. Per comprendere meglio il funzionamento dei circuiti, i punti significativi dello schema sono contrassegnati da lettere maiuscole che saranno poi ripetute nel diagramma degli impulsi di figura 6.

Il segnale di sincronismo (clock) del trasmettitore (figura 4) è generato da un trigger di Schmitt. La frequenza dipende dalla resistenza R1 e dal condensatore C1. I valori dei componenti segnati sullo schema garantiscono una frequenza di esercizio del sistema di circa 27 kHz, che corrisponde ad un tempo elementare TE di circa 37 μ s. Non occorreranno altre regolazioni perchè la corretta successione degli eventi è determinata dall'interconnessione dei diversi componenti.

Il TE proviene dal contatore binario IC1; i circuiti integrati IC5, IC6 ed IC7 dimensioneranno gli impulsi corrispondenti agli "0" ed agli "1" da trasmettere. L'uscita C di IC1 è collegata all'ingresso 14 del contatore di programma IC2. Il primo impulso di avviamento del moltiplicatore proviene dalle uscite BCD, mentre in seguito questo impulso di sincronismo deriva dalla decodifica, eseguita da 1/3 IC5, del segnale corrispondente al passo numero 16. Quando uno degli ingressi del moltiplicatore si trova al livello "0", la sua uscita 10 piloterà un deviatore, in modo che l'impulso trasmesso duri esattamente 6 TE, che corrispondono

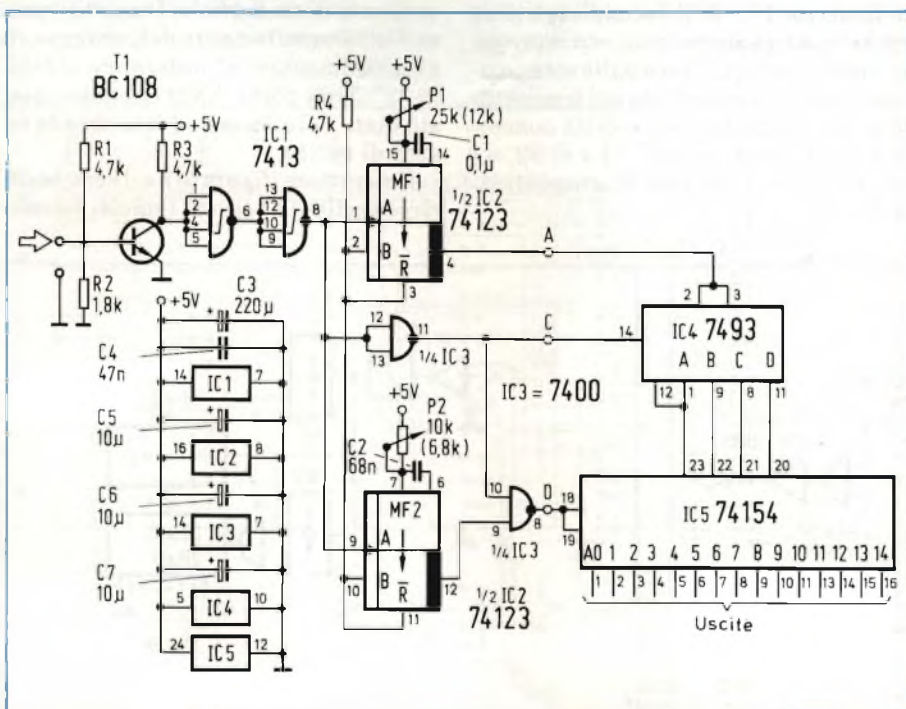


Fig. 5. Il circuito ricevitore interpreta i segnali provenienti dal trasmettitore: la sincronizzazione avviene automaticamente.

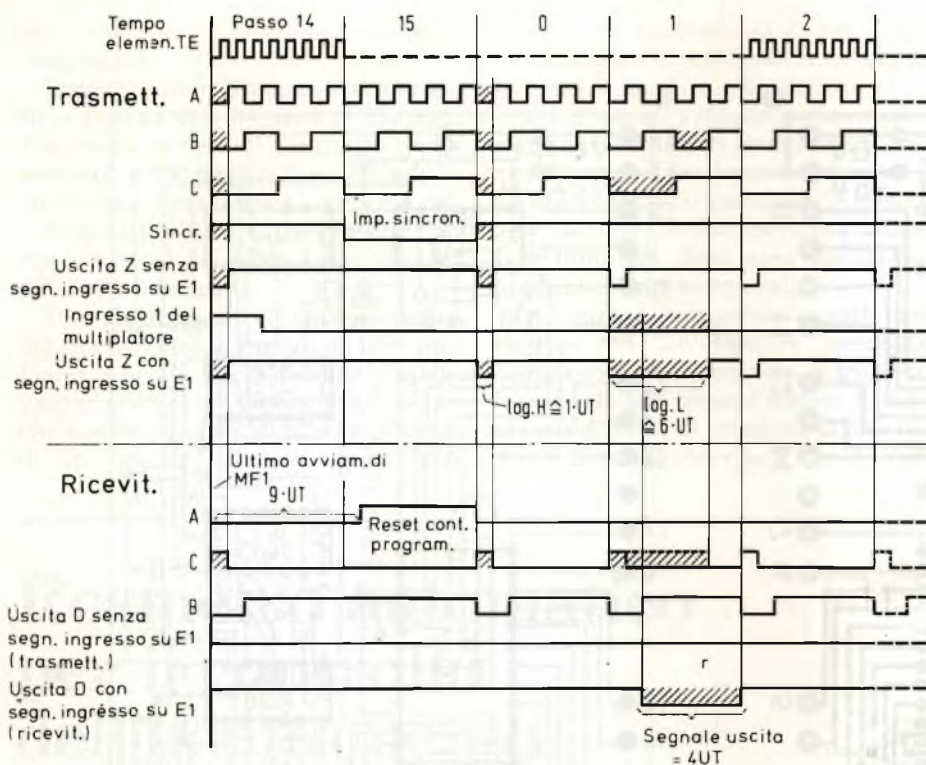


Fig. 6. Diagrammi degli impulsi nei punti più importanti del circuito: servono a comprendere la sequenza degli stati logici e a far vedere come appaiono sullo schermo dell'oscilloscopio.

al livello "0". Alla successiva commutazione del moltiplicatore il deviatore riprende la sua posizione primitiva, a meno che l'ingresso successivo non sia al potenziale di massa. Il transistor T1 amplifica infine il segnale da mandare nella linea.

Il ricevitore (figura 5) provvede per prima cosa a dare ai segnali ricevuti una forma compatibile con gli ingressi TTL: questo avviene grazie a T1 ed al trigger di Schmitt. Il multivibratore monostabile MF1 è regolato in modo che il suo stato di attività duri circa 9 TE, ossia circa 330 μ s; il tempo del monostabile dipende dal potenziometro P1 (regolato a circa 12 k Ω) e dal condensatore C1 (0,1 μ F). Un passo di programma, che comprende 8 TE (equivalenti a 290 μ s), durerà certamente meno dell'impulso del monostabile.

Durante la pausa della trasmissione (sedicesimo passo) appare all'uscita un breve impulso a livello "1" ed il contatore di programma viene azzerato. Nello stesso istante in cui parte MF1, il contatore di programma IC4 avanza di un passo ed MF2, il cui periodo è di 2 TE, viene anch'esso attivato. Se dal trasmettitore arriva un livello logico "1" (1 TE), il collegamento di pilotag-

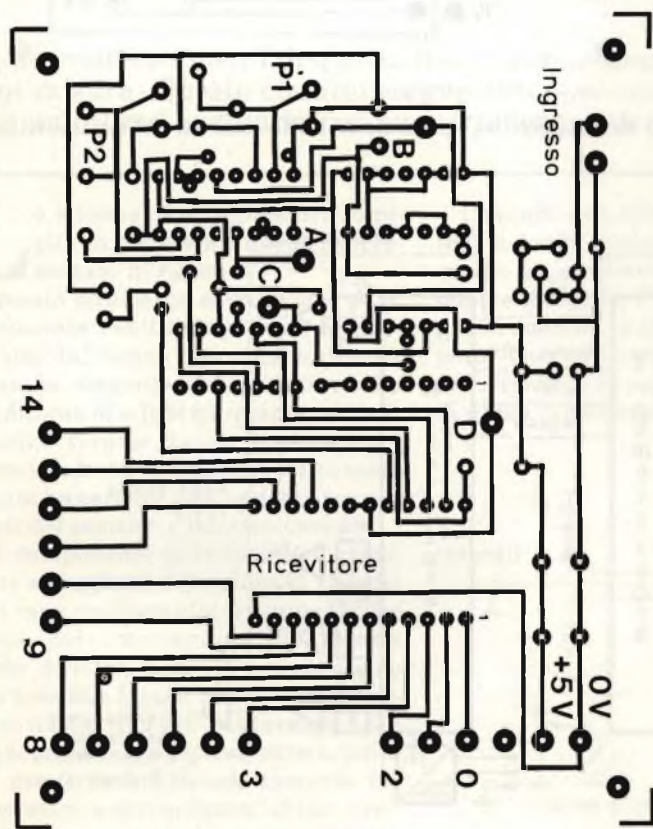


Fig. 7. Le piste del circuito stampato del ricevitore. Per non dover utilizzare una piastra ramata sulle due facce, saranno inevitabili alcuni ponticelli.

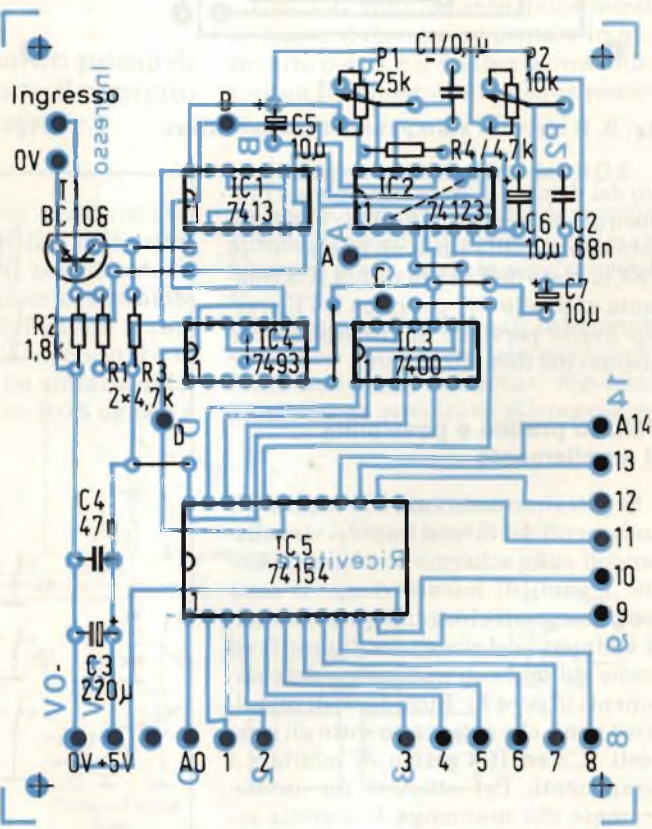


Fig. 8. Montaggio dei componenti sul circuito stampato. Attenzione ai due ponticelli sottostanti ai circuiti integrati IC2 ed IC4.

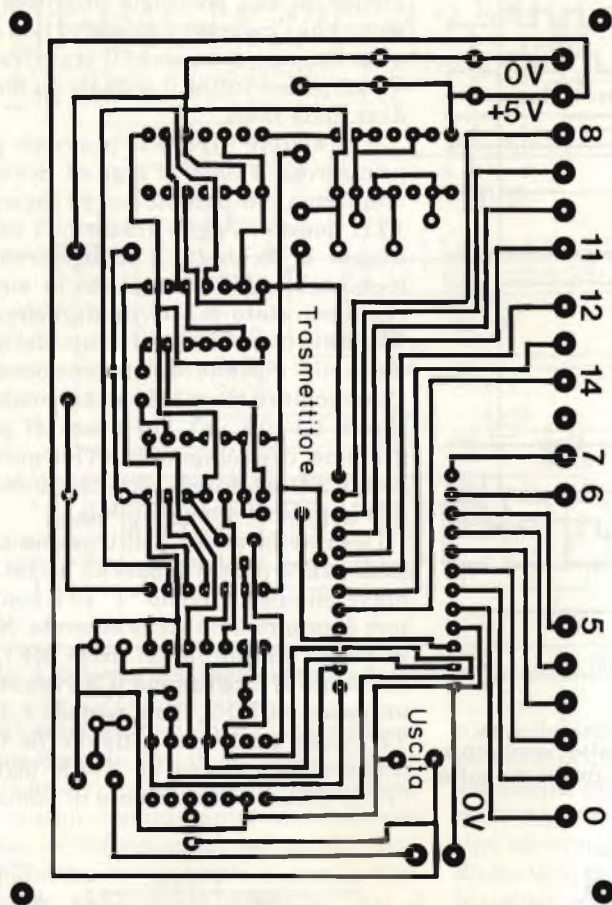


Fig. 9. Il circuito stampato del trasmettitore.

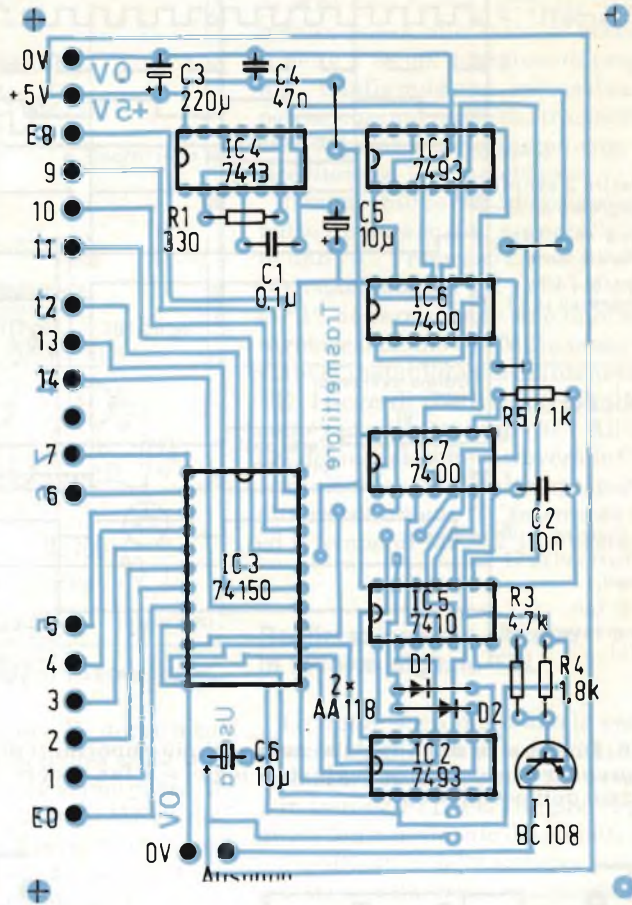


Fig. 10. Montaggio dei componenti sulla basetta del trasmettitore

gio del demoltiplicatore non subisce l'influenza della porta NAND 1/4 IC3. Se però arriva dalla linea un livello "0" (6 TE), lo stato dell'uscita di 1/4 IC3 commuta al livello "0" per circa 4 TE; questo livello perviene al corrispondente piedino del demoltiplicatore.

Utilizzo pratico e possibilità di ampliamento

Si potranno osservare con facilità gli andamenti dei diversi impulsi visualizzandoli sullo schermo di un oscilloscopio. I punti di misura A D sono contrassegnati chiaramente sul circuito stampato del ricevitore (figura 7) ed anche sul piano di montaggio dei componenti (figura 8). Ricordarsi di installare i ponti che si trovano sotto gli integrati IC2 ed IC4 prima di montare i componenti. Per ottenere un oscillogramma che mantenga le corrette sequenze temporali, bisogna collegare il segnale di sincronismo del circuito all'ingresso di trigger esterno dell'oscilloscopio. In figura 9 si vede la basetta stampata del trasmettitore ed in figura

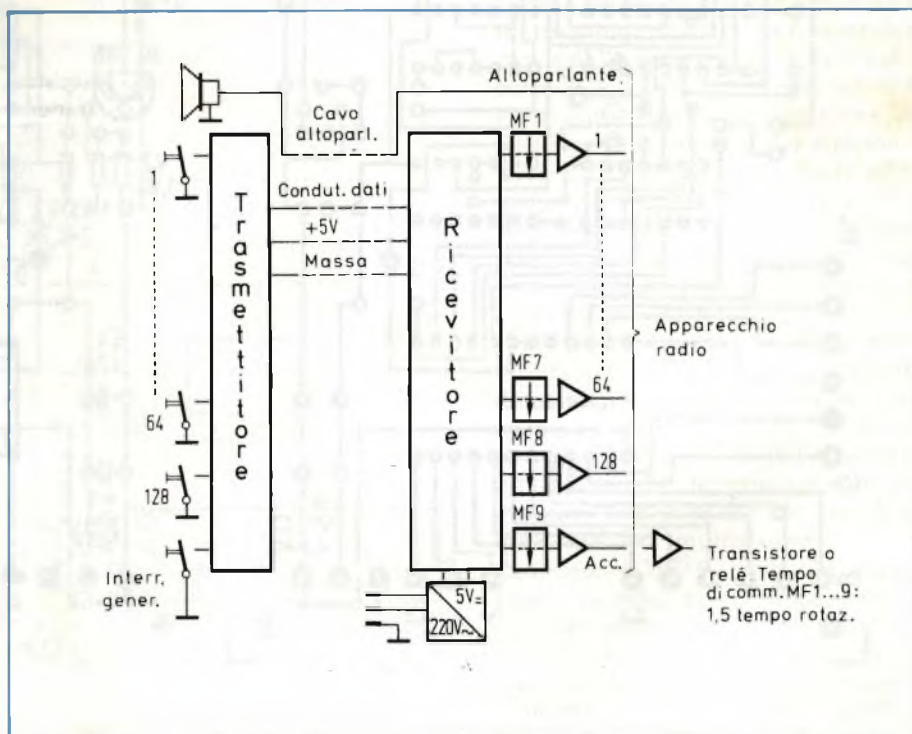


Fig. 11. Montaggio sperimentale dell'Autore per l'azionamento a distanza di un radoricevitore.

10 si vede come si dovranno montare i componenti.

Il telecomando funziona senza modifiche fino ad una distanza di 20 metri. L'alimentazione sarà fornita da un regolatore a tre piedini tipo 7805. Non riteniamo di pubblicare lo schema dell'alimentatore in quanto, essendo un tipo standard, la sua realizzazione non presenterà difficoltà.

I circuiti stampati del trasmettitore e del ricevitore sono ramati su una sola faccia e perciò la costruzione non dovrebbe presentare problemi, tanto più che lo schema non prevede componenti di tipo speciale. Questo circuito può

avere molte applicazioni diverse e perciò la scelta del mobiletto entro cui sistemarlo è lasciata all'utilizzatore.

Se i 15 canali a disposizione non bastano ancora, non ci sono problemi: se ne può aumentare il numero disponendo più circuiti in parallelo, ciascuno provvisto del suo moltiplicatore e del suo demoltiplicatore. Non sarà necessario cambiare i parametri scelti.

In figura 11 appare un circuito che rappresenta un'ulteriore proposta d'impiego: questo circuito si trova in fase di collaudo presso l'Autore. Si tratta dello schema di principio di un pilotaggio per radioricevitore tipo IC 240.

3: il risultato sarà che $U_R = 0,5 U_D$. L'indice di I2 avrà perciò una deviazione che è la metà di quella di I1. In conclusione l'indice di I2 si troverà a metà della sua corsa. Un'opportuna suddivisione della scala permetterà la lettura diretta del ROS.

Regolazione manuale

La taratura potrà essere corretta solo se I1 viene posizionato a fondo scala prima di ogni misura. La regolazione di P dovrà essere quasi sempre rifatta quando varia il ROS oppure la potenza del trasmettitore. Nella costruzione delle antenne, nella messa a punto dei trasmettitori, oppure quando si lavora con potenze di trasmissione variabili, è alquanto noioso dover tarare lo strumento prima di ogni misura. Un'indicazione continua del ROS sarebbe certamente un vantaggio sotto tutti i punti di vista.

Si potrebbe risolvere il problema con uno strumento ad indici incrociati, che indichi sullo stesso quadrante l'onda diretta e quella riflessa. Nel punto d'incrocio dei due indici si legge, su di una speciale scala, il rapporto delle onde stazionarie. L'unico neo di questo sistema è il prezzo.

Una soluzione più economica potrebbe essere il circuito presentato in questo articolo, con il quale si potrà utilizzare un ROSmetro già in nostro possesso.

Indicazione automatica del ROS

Questo circuito permette di eseguire automaticamente il lavoro che prima si faceva a mano, ossia la regolazione di P.

I componenti principali del circuito sono due interruttori elettronici che funzionano da resistenze regolabili grazie ad un circuito di pilotaggio che

Rosmetro automatico per il controllo dell'adattamento delle antenne

Harald Pietzko (DD2JI)

I normali strumenti di questo tipo devono essere tarati prima di ogni misura. Questo circuito esegue automaticamente il compito ed è un ottimo ausiliario per uno strumento già esistente.

Lo schema di un ROSmetro somiglia in generale a quello rappresentato in figura 1.

Questo strumento serve, com'è noto, a misurare l'entità di potenza non assorbita dal carico (antenna) e riflessa verso la sorgente (trasmettitore). La condizione ideale si ha quando tutta la potenza fornita da un trasmettitore viene irradiata dall'antenna. In questo caso si ha perfetto adattamento tra sorgenti del segnale e relativo carico.

Il componente principale è il cosiddetto accoppiatore direzionale. Uno dei suoi rami reagisce alla tensione U_D che scorre dal trasmettitore all'antenna (onda diretta), l'altro è sensibile solo alla tensione U_R che passa in senso inverso (onda riflessa). Tanto maggiore è la quota riservata a quest'ultima, tanto più grave sarà il disadattamento tra generatore e carico (quest'ultimo composto, per esempio, dal cavo e dall'antenna). Il ROS (rapporto delle onde stazionarie) si ricava come rapporto tra l'onda diretta e l'onda riflessa:

$$(U_D + U_R) / (U_D - U_R)$$

Dovendo eseguire una misura, si porterà a fondo scala l'indice dello strumento I1, mediante il potenziometro doppio P. Poiché P agisce su entrambi gli strumenti, I2 indicherà ora il rapporto U_R / U_D , ossia il rapporto tra la deviazione di I2 e quella unitaria di I1. Si abbia per esempio un ROS uguale a

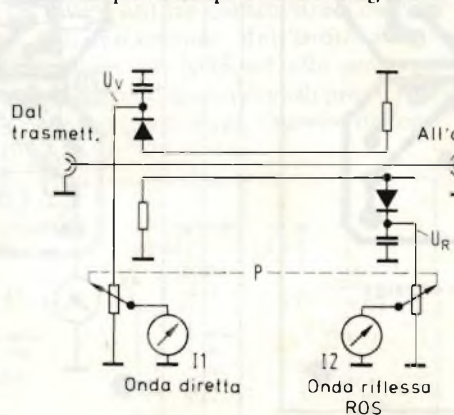


Fig. 1. Schema di principio di un normale ROSmetro. Il ROS può essere letto su I2, dopo aver portato a fondo scala mediante P l'indice di I1.

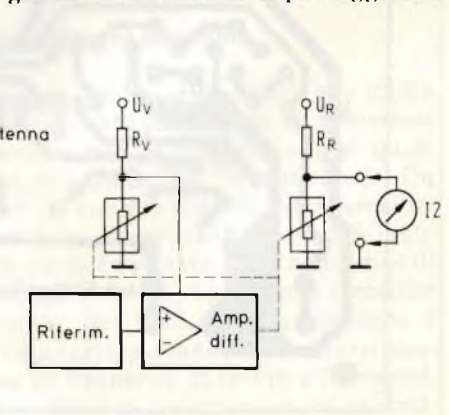


Fig. 2. Schema a blocchi del ROSmetro automatico. Le resistenze a regolazione elettronica si assumono le funzioni dei potenziometri regolati a mano.

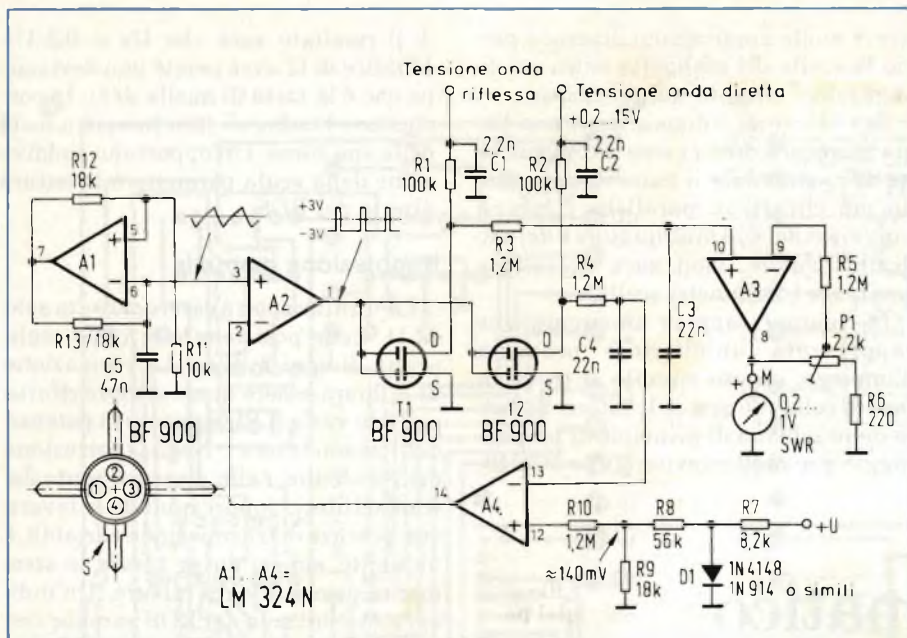


Fig. 3. Versione pratica dello schema di un ROSmetro automatico.

sarà descritto più tardi. Questi commutatori elettronici, insieme ad R_D ed R_R , formano due partitori di tensione uguali che sostituiscono il potenziometro doppio impiegato nella versione "manuale" (figura 2).

Un circuito di regolazione fa variare le resistenze in modo che la tensione all'uscita del partitore resti sempre costante ad un valore prestabilito (U_{ref}). Se, per esempio, i valori di U_D e di U_R aumentano a causa di un aumento delle grandezze U_{Ded} ed U_{Rdel} del trasmettitore (per esempio al doppio dei valori precedenti), il partitore di tensione provve-

derà a dimezzare U_D , in modo che questa possa riprendere il valore fisso prestabilito. Contemporaneamente, come avveniva con il procedimento manuale, interviene il secondo regolatore che riduce, ancora alla metà, U_R .

La deviazione dell'indice dipenderà solo dal rapporto U_R / U_D e non dai valori assoluti dei termini del rapporto stesso.

Versione adatta alle misure pratiche

La precisione di questo metodo di misura dipende dall'uniformità dei due

partitori di tensione. Il rapporto di divisione dei due partitori non deve mostrare differenze apprezzabili nell'intero campo di misura, altrimenti si avrebbe una variazione del rapporto U_R / U_D ; per questo motivo gli optocoppiatori formati da LDR e LED non sono adatti a questo scopo, in quanto le curve caratteristiche possono variare sensibilmente da un esemplare all'altro. Un sistema digitale sarà la soluzione migliore di tutti i problemi.

I regolatori impiegati nello schema pratico (figura 3) sono dei FET (T1 e T2) che però, a rigore, svolgono esclusivamente una funzione di commutazione. La loro resistenza è di circa 50Ω quando $U_{GS} = 3 V$. Se i commutatori sono nello stato di apertura $U_{GS} = -3 V$, la resistenza sarà superiore ai $10 M\Omega$. Il pilotaggio avviene con una tensione ad onda quadra che presenta dei fronti di commutazione molti ripidi. Il risultato è determinato dal rapporto tra il tempo di apertura e quello di chiusura. Se il commutatore resta chiuso per la maggior parte del tempo, all'uscita apparirà solo un brevissimo impulso della tensione che entra nei circuiti partitori R1, T1 e rispettivamente R2, T2.

Dopo l'integrazione effettuata da due filtri passa-basso (R3, C3 e rispettivamente R4, C4), si otterrà di nuovo una tensione continua che sarà tanto minore, quanto più lungo sarà il periodo di chiusura dell'interruttore durante il ciclo di commutazione. Questo circuito sarà perciò in grado di sostituire una resistenza regolabile. Il rapporto di

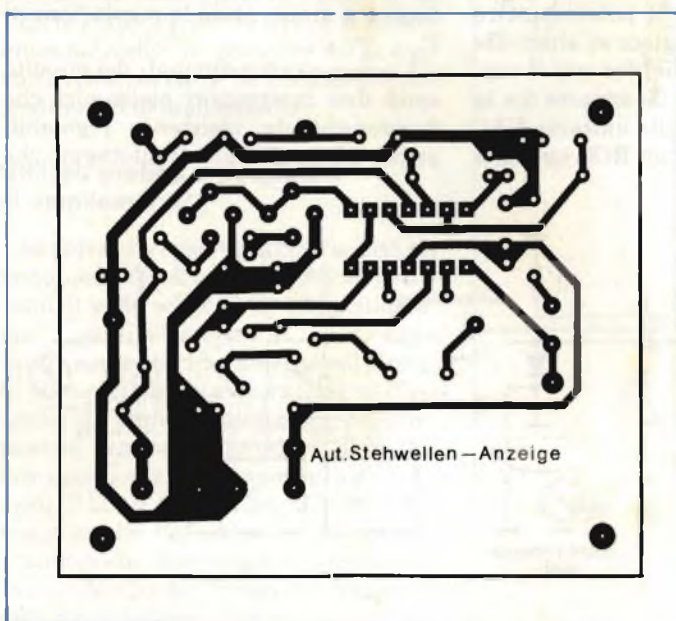


Fig. 4. Il circuito potrà essere montato su una basetta stampata incisa secondo la traccia di questa figura.

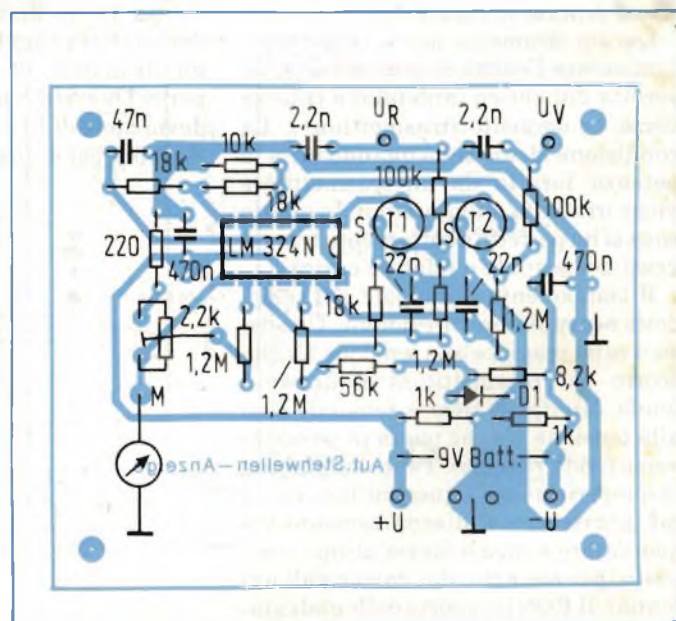


Fig. 5. Montaggio dei componenti sul circuito stampato. Bisogna fare molta attenzione alla corretta polarità dei transistori e dei circuiti integrati.

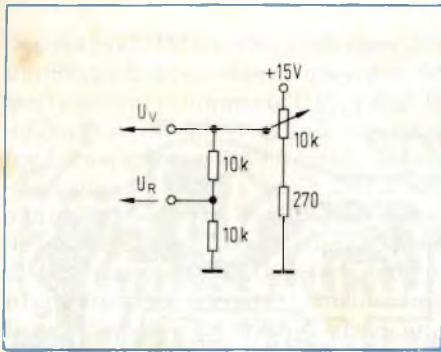


Fig. 6. Circuito di prova per la taratura dello strumento. Per ogni posizione del potenziometro, l'indice dello strumento di figura 3 dovrà essere al centro della scala.

questo partitore di tensione digitale dipende soltanto ed unicamente dal rapporto tra impulso e pausa della frequenza di pilotaggio e questo è il maggiore vantaggio del sistema. Le differenze tra i diversi componenti hanno perciò un'influenza trascurabile sull'uguaglianza tra i due partitori.

Un amplificatore differenziale nell'anello di regolazione

La prima parte del circuito di regolazione consiste nell'amplificatore differenziale A4 ed in un generatore di tensione di riferimento R7 ... R9 - D1. Se la tensione all'ingresso invertente supera questo valore di riferimento, il livello d'uscita dell'amplificatore cade.

A1 funziona da oscillatore a dente di sega e pilota a sua volta un comparatore. L'uscita del comparatore assume il livello alto solo quando l'onda a dente di sega supera il valore della tensione di soglia (ingresso invertente, piedino 2). Un segnale ad onda quadra con rapporto tra impulso e pausa, variabile a seconda della tensione di soglia apparirà all'uscita: proprio questa è l'onda quadra che servirà al pilotaggio dei commutatori del partitore di tensione. Se aumenta la tensione d'ingresso U_D , l'amplificatore differenziale provoca un abbassamento della soglia di com-

mutazione del comparatore e si ottengono degli impulsi di pilotaggio positivi di maggior durata per i commutatori, che rimarranno perciò chiusi più a lungo. U_D viene diminuita fino a raggiungere nuovamente l'equilibrio con il livello della tensione di riferimento, che è di 140 mV.

I partitori di tensione devono avere una grande resistenza ohmica, allo scopo di permettere un allargamento del campo di regolazione, nonostante la pur piccola resistenza in chiusura del commutatori a FET. Per questo motivo, lo strumento di misura deve essere collegato solo tramite A3, che funziona da amplificatore ed adattatore di impedenza. Il guadagno è regolabile tra 1 e 10 con P1. Ci sono inoltre le resistenze R5 ed R10 che compensano la corrente di offset degli amplificatori A3 ed A4, per evitare l'aumento dell'errore di misura. C6 e C7 eliminano gli impulsi parassiti trasmessi dall'alimentazione.

La costruzione è semplice e la taratura è facile

Il circuito potrà essere montato su una piastrina preforata oppure su una basetta stampata incisa secondo la serigrafia che appare in figura 4. Montando i componenti come in figura 5, bisogna saldare il circuito integrato ed i FET rispettando i collegamenti ai piedini. I collegamenti dei transistori BF 900 appaiono in figura 3, mentre per gli integrati occorre rispettare la posizione della tacca di orientamento.

Al momento della taratura si collegano provvisoriamente all'alimentazione positiva gli ingressi di U_D e di U_R . Si porta l'indicazione dello strumento a fondo scala con P1, e così la taratura è completa. La scala dello strumento, suddivisa in unità ROS, resta quella del ROSmetro originale.

Si dovrà ancora controllare il corretto funzionamento dell'indicazione automatica del ROS, ed allo scopo si può collegare il dispositivo di prova che appare in figura 6 agli ingressi del cir-

cuito. Questo dispositivo simula un ROS fisso di 3, mentre l'onda diretta e quella riflessa possono essere aumentate o diminuite mantenendone costante il rapporto. Si potrà ora portare l'indice dello strumento al centro della scala, indipendentemente dalla regolazione dei potenziometri montati sul ROSmetro originale. Sono ammessi piccoli scostamenti, dell'ordine del $\pm 5\%$.

Quando tutti questi controlli saranno stati eseguiti correttamente, si potranno collegare le tensioni U_D ed U_R la massa del circuito ai corrispondenti ingressi dell'accoppiatore direzionale. Perché il ROSmetro automatico possa operare correttamente, sarà necessaria una tensione minima d'ingresso di almeno 200 mV. La massima tensione d'ingresso dovrebbe restare al di sotto dei 15 V, per non sovraccaricare i transistori. Il prototipo dello strumento ha una precisione di $\pm 1,5\%$, se fatto funzionare entro questi limiti, a tutti i valori del ROS. Questa precisione è del tutto sufficiente, quando si tenga conto delle grosse imprecisioni che affliggono parte degli accoppiatori direzionali di tipo più semplice.

Se lo strumento deve essere prodotto in versione portatile, il circuito dovrà essere montato, insieme all'accoppiatore direzionale, in un astuccio metallico; per l'alimentazione si useranno due batterie piatte da 4,5 V. Grazie al basso assorbimento di corrente (2 x 2 mA), l'alimentazione a batteria è sufficiente a garantire una notevole autonomia. Chi disponga soltanto di un alimentatore a tensione unica di 8 ... 12 V, dovrà far uso del circuito partitore simmetrico della figura 7, che è munito delle due resistenze R14 ed R15. La corrente assorbita salirà di conseguenza a circa 8 mA. Bisogna anche tenere presente che il punto di massa non coincide con il negativo dell'alimentazione.

Le versioni possibili

Il ROSmetro automatico può anche essere usato per pilotare un adattatore automatico di antenna con il quale equipaggiare un trasmettitore. Un adatto circuito di regolazione permetterà di far ruotare mediante motore i condensatori variabili di un adattatore di antenna fino a raggiungere il miglior valore del ROS. Questa soluzione è vantaggiosa quando si cambiano spesso la frequenza di lavoro o l'antenna. Lo spazio di sperimentazione garantito da questo circuito è molto vasto. ■

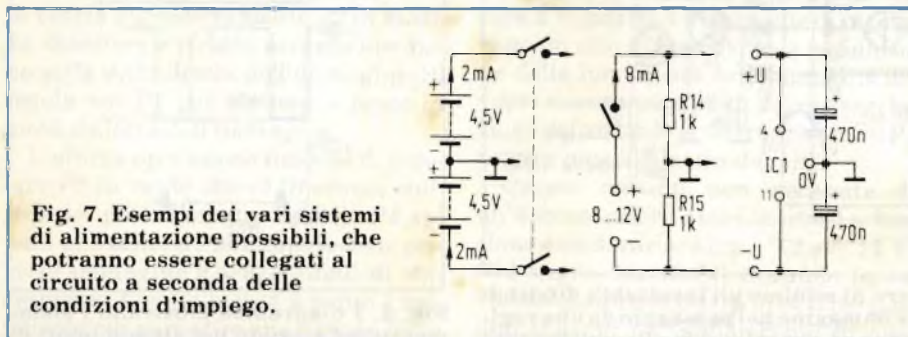


Fig. 7. Esempi dei vari sistemi di alimentazione possibili, che potranno essere collegati al circuito a seconda delle condizioni d'impiego.

Regolatore del segnale video per telecamere e videoregistratori

Klaus Gano

È un regolatore di luminosità per i segnali video a colori e può essere applicato a telecamere ed a registratori video. Le dimensioni del circuito stampato sono state ridotte al minimo per facilitare l'inserimento negli apparecchi. Questo dispositivo è stato montato dall'autore in un videoregistratore Beta e funziona da più di un anno senza inconvenienti.

La singolarità di questo videoregolatore sta nel fatto che la regolazione di ampiezza riguarda soltanto il segnale video immagine, mentre i segnali di sincronismo e di burst restano invariati. Il circuito potrebbe anche essere paragonato ad un controllo di luminosità.

Il segnale segue due strade

Il segnale presente in MP1 può seguire due percorsi: uno di questi passa per T6, sul cui emettitore si trova il segnale

non regolato. Questa quota del segnale viene "ancorata" ad una tensione di valore fisso tramite D10 e P3 (in questo caso "ancorare" significa fissare il valore minimo del segnale video ad un livello costante).

L'altra via conduce il segnale attraverso un discriminatore d'ampiezza, formato da T1...T3. T2 è un inseguitore di emettitore e T3 l'amplificatore vero e proprio. I due transistori formano un amplificatore dotato di controreazione non lineare. T3 viene pilotato solo dai picchi dell'impulso di sincronis-

mo, cosicché anche su MP2 appare soltanto questo impulso (vedi diagramma di figura 2). Tale impulso provoca l'avviamento di due multivibratori monostabili, formati dalle quattro porte logiche di IC2. Con P1 e P2 si possono regolare le durate degli impulsi in modo che su MP4 appaia solo il segnale di cancellazione. I segnali di cancellazione e di sincronismo vengono ricongiunti in una porta NAND ed associati con il segnale video non regolato attraverso due altri circuiti a porta logica formati da D4, D6, R11 e rispettivamente da D5, D7, R10.

Se il potenziometro esterno di regolazione della luminosità P4 si trova al finecorsa sinistro (+2,6 V), la base di T4 riceve i segnali di sincronismo e di burst che in precedenza sono passati attraverso D8. Questi segnali arrivano

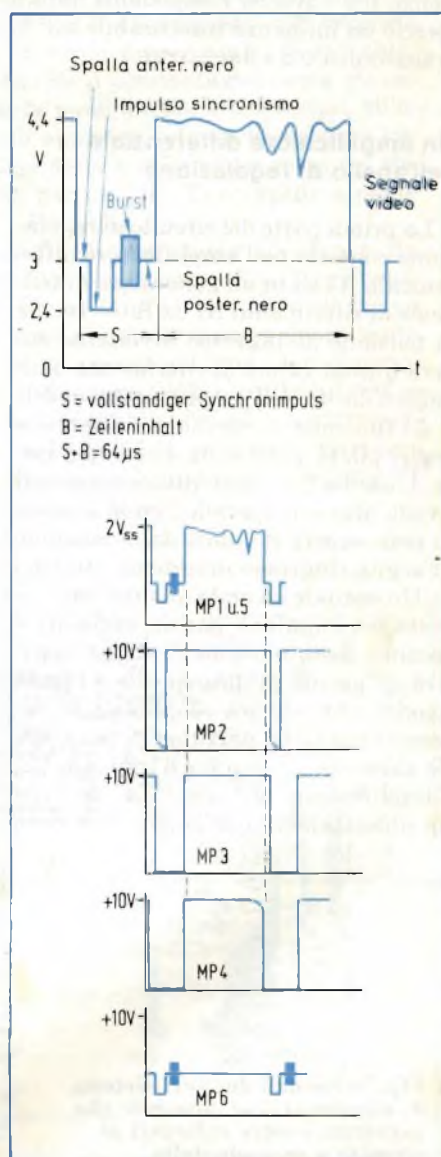


Fig. 2. I diagrammi mostrano l'andamento del segnale nei singoli punti di misura.

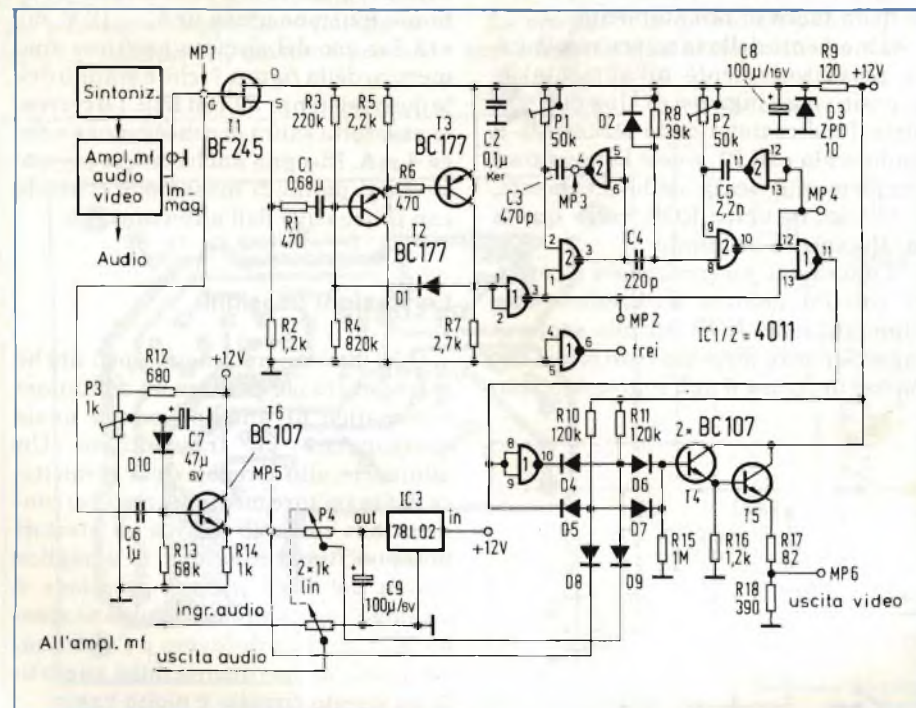


Fig. 1. Con questo circuito si possono ridurre al minimo gli inevitabili difetti di sincronizzazione che portano a disturbi dell'immagine nel passaggio da una registrazione vecchia ad una nuova. L'inserzione può avvenire dopo l'amplificatore di media frequenza.

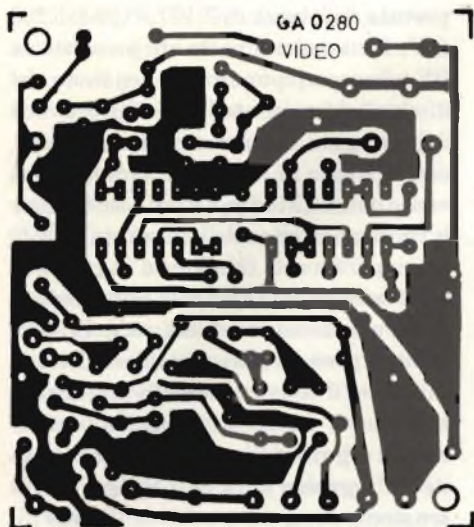


Fig. 3. Questa piccola basetta può essere inserita in qualsiasi videoregistratore già esistente.

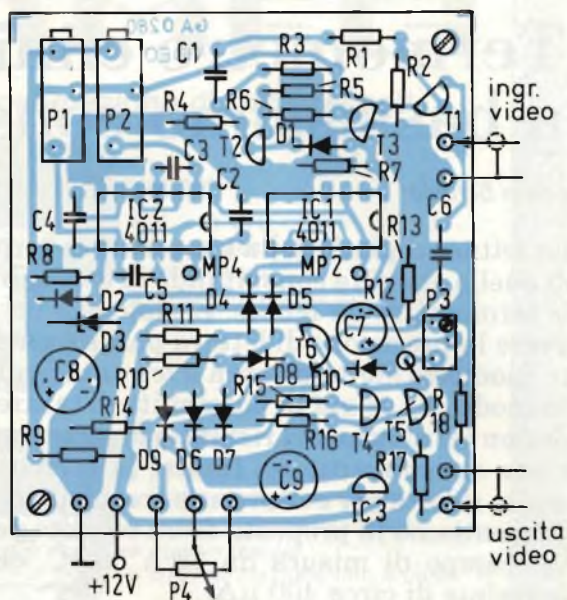


Fig. 4. Disposizione dei componenti sulla basetta. Con P1 si possono togliere tutti i difetti della metà sinistra dell'immagine.

durante l'intervallo S e passano attraverso i diodi D5 e D7. Nell'intervallo B arriva invece alla base di T4 il segnale d'immagine cancellato, tramite D9 e D4. Questi segnali resteranno immutati anche nelle altre posizioni del regolatore, in modo da garantire una perfetta sincronizzazione.

Se il potenziometro P4 è ruotato gradualmente verso destra, una quota variabile dell'informazione riguardante l'immagine viene lasciata libera di proseguire. L'ampiezza massima del segnale sarà di circa 4,4 V. Questa informazione è sovrapposta al segnale di scansione presente su D4 tramite D9 e D6. Tale variazione di ampiezza permette la regolazione continua della luminosità dell'immagine fino al suo totale oscuramento.

La messa a punto e consigli per la costruzione

Il segnale video non regolato, che ha una tensione di circa 1 2 Vp-p, si trova nel punto MP1. Gli eventuali difetti di sincronismo che si possano riscontrare al finecorsa destro del potenziometro di luminosità potranno essere eliminati quasi del tutto regolando P3. Si regola successivamente P2 in modo da eliminare le striscie nere che appaiono sulla metà destra dell'immagine. Si regola poi P1 per mettere a posto la metà sinistra dell'immagine.

L'ultima operazione richiede di regolare P3 in modo che al finecorsa sinistro del potenziometro esterno P4 appaia uno schermo totalmente nero, privo di immagine e senza difetti di sincronismo. Questa messa a punto è sufficiente per garantire una riproduzione perfetta dell'immagine.

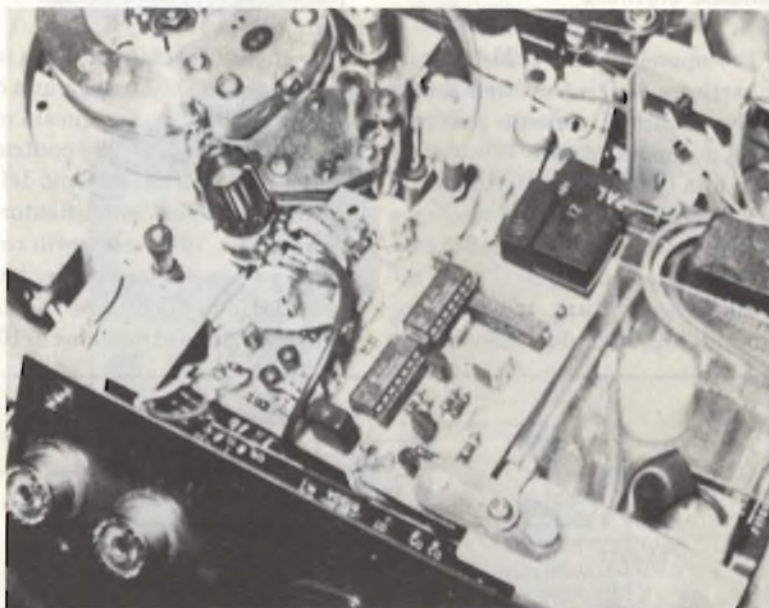


Fig. 5. La basetta del regolatore video montata in un videoregistratore tipo Beta.

La costruzione del regolatore non presenta problemi, specialmente se si adotta la basetta stampata di figura 3. P3 dovrebbe essere un trimmer miniatura a 10 giri da 1 kΩ con vite di regolazione in alto (figura 4). Se la regolazione della luminosità dell'immagine dovesse essere completata da una regolazione del volume, si dovrà sostituire P4 con un potenziometro doppio.

Questo circuito non necessita di un'alimentazione stabilizzata. La tensione potrà variare tra + 12 e + 14 V. Chi voglia inserire il controllo in un videoregistratore dovrà provvedersi di uno schema dell'apparecchio in questione. L'inserzione del regolatore po-

trà di solito avvenire sul commutatore che collega il registratore alla telecamera od al sintonizzatore. I normali registratori, nei quali il tuner e gli amplificatori di media frequenza suono e video formano un unico complesso, oppure si trovano in posizioni molto ravvicinate, hanno di solito un cavo coassiale collegato alla basetta di selezione degli ingressi: questo è un altro punto dove può avvenire l'inserzione. La figura 5 mostra il nostro circuito montato all'interno di un registratore video formato Beta.

Termometro clinico a bassissimo consumo

Edwin Schmidt

La lettura digitale della temperatura corporea è molto più comoda di quella che si fa consultando la colonnina di mercurio del normale termometro da febbre. E' noto che un termometro clinico deve avere la precisione di lettura pari ad un decimo di grado: perciò il termometro digitale dovrà avere una risoluzione di almeno 0,01 °C, in modo che esista la possibilità di tarare esattamente il circuito e di non introdurre nel risultato della misura gli errori di quantizzazione del convertitore. Inoltre la corrente assorbita dovrà essere molto ridotta per evitare una frequente sostituzione della batteria. Presentiamo la proposta di un circuito per termometro clinico con un campo di misura da 30 a 50 °C, che assorbe una corrente massima di circa 400 μ A.

Lo schema elettrico

Il componente ICL 7126 è un convertitore A/D a tre cifre e mezza che adotta il sistema dell'integrazione a doppia rampa. L'integrato impiega una tensione di riferimento di 100 mV e perciò permette una risoluzione di 100 μ V. Ciò significa che, per ottenere la risoluzione di 1/100°C nella misura della temperatura, si dovrà presentare all'ingresso del convertitore

(piedini 30/31) una variazione di tensione pari a 10 mV/K.

Il sensore di temperatura a semiconduttore tipo AD 590 eroga una corrente che varia di 1 μ A; per questo motivo il componente in oggetto è contrassegnato nello schema dal simbolo del generatore di corrente. L'amplificatore operazionale ICL 7612, collegato come convertitore tensione-corrente, trasforma la variazione di corrente di 1 μ A/K in una variazione di tensione di 10 mV/K.

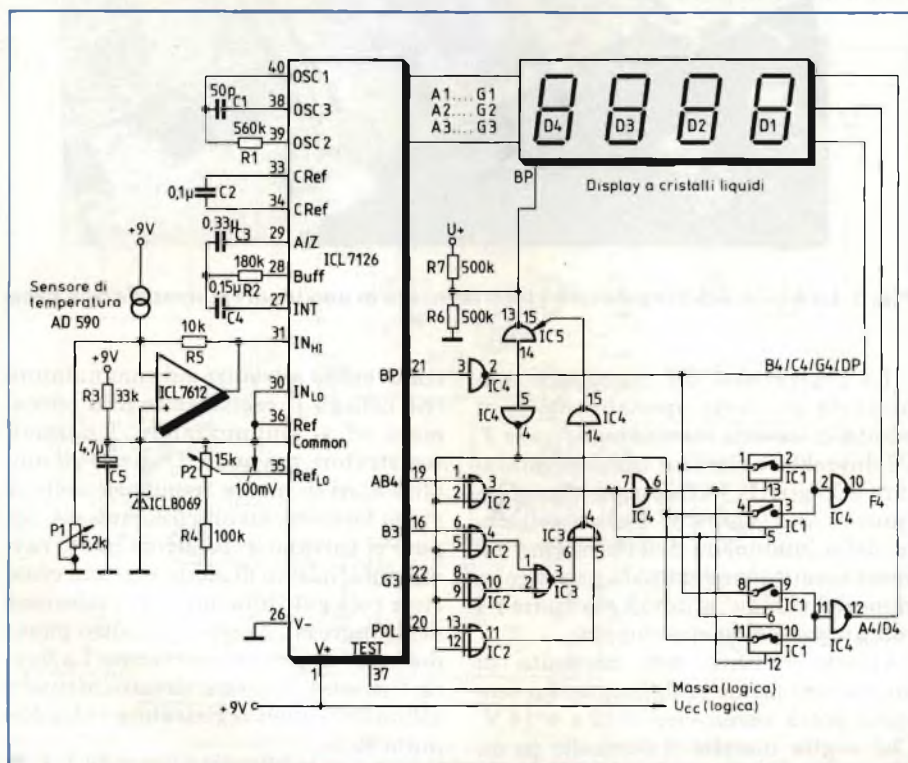


Fig. 1 - Questo termometro clinico elettronico assorbe in esercizio una corrente massima di 400 μ A (IC1: 401 IC2: 4070 IC3: 4001 IC4: 4009 IC5: 80C98 LCD: Toshiba F2012-32P1).

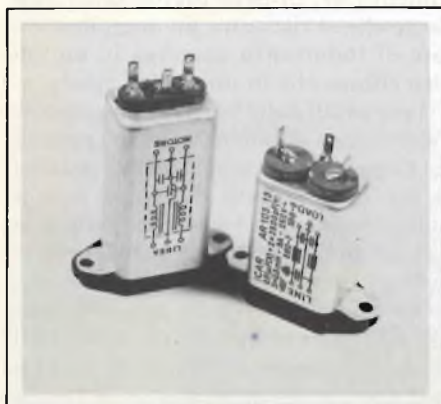
Le misure di temperatura sono delimitate entro un campo di 20°C perchè la portata di misura dell'ICL 7126 è di 200 mV. La tensione costante presente su P1 (che corrisponde alla tensione del diodo di riferimento ICL 8069) provoca il passaggio di una corrente costante, con la quale la misura di temperatura viene delimitata tra i 30 ed i 50. Si regola P2 in modo che alla temperatura di 30 corrisponda una tensione d'ingresso al convertitore di 0 V ed alla temperatura di 50 una tensione di 200 mV. Si deve inoltre prendere in considerazione il fatto che il convertitore dovrà indicare la cifra "3" invece di "0" nella posizione più significativa, quando la tensione all'ingresso sarà di 0 V. Quando la tensione d'ingresso sarà di 100 mV, il display dovrà mostrare nella posizione più significativa la cifra 4. Otterremo lo scopo con una logica esterna di decodifica di questa cifra. Se i segnali relativi al piano di sfondo ed al segno, provenienti dal convertitore, sono in opposizione di fase (questo fatto caratterizza un segnale d'ingresso negativo), oppure se i due segnali dei segmenti B3 e G3 sono in fase con il segnale del piano di sfondo (a causa di un segnale d'ingresso maggiore di 200 mV), il buffer a tre stati IC5 viene commutato nella stato di massima resistenza. Il partitore di tensione R6/R7 fa in modo che il segnale del piano di sfondo abbia un livello pari alla metà della tensione di pilotaggio del display a cristalli liquidi: così saranno pilotati tutti i segmenti, siano essi in fase o meno con il segnale del piano di sfondo. La tensione di alimentazione di 5 V per la logica di pilotaggio viene messa a disposizione dal convertitore A/D, precisamente tra i piedini "V+" e "TEST". Il circuito nel suo complesso lavora ad una tensione di alimentazione di 6 V, che permette un'ottima utilizzazione della capacità della batteria da 9 V.

Considerazioni sulla precisione

Per ottenere la massima precisione, la tensione di riferimento destinata al convertitore deve essere regolata con precisione sui 100 mV, mediante il potenziometro P2; in seguito si regola P1 per effettuare la taratura a 40. Lo scostamento dalla linearità perfetta presentato dall'AD 590 ammonta a 0,3 K, per un intervallo di temperatura tra -55 e + 150. Nel campo che interessa

la misura della temperatura corporea (tra 36 e 42), l'errore di linearità è di soli 0,02. Un grande significato deve essere annesso anche alla deriva termica della corrente costante che passa per P1. Per limitare questo valore bisognerà tenere conto dei coefficienti termici della resistenza (+50 ppm/K), del diodo di riferimento (± 10 ppm/K) e della tensione di offset dell'amplificatore operazionale ($\pm 10 \mu\text{V/K}$). I coefficienti di temperatura delle due resistenze R5 e P1 si compensano a vicenda. Le variazioni della tensione di riferimento e della tensione di offset rispetto alla temperatura non possono essere trascurate, anche se entrano nell'errore finale per una quota parte molto ridotta. Infatti un aumento della tensione di offset, oppure di quella di riferimento, diminuirebbe la differenza di tensione tra I_{NH} ed I_{LO} . Il conseguente aumento della corrente che passa per R5 agisce però nel senso di contrastare l'errore, aumentando il valore della tensione d'ingresso. Con l'impiego dell'amplificatore operazionale stabilizzato a chopper ICL 7650, in luogo dell'ICL 7612, la deriva della tensione di offset potrebbe essere ridotta a valori trascurabili, però la corrente assorbita dal circuito nel suo complesso aumenterebbe ad un valore di circa 2.....3 mA.

Filtri antidisturbo



Nella gamma di filtri antidisturbo la ICAR ha realizzato la serie AR 103 di filtri con spina a norme IEC. Questa serie trova applicazione in tutte le apparecchiature elettroniche.

ICAR
Via F. Casati, 44
Milano

HAMEG

Una nuova generazione di oscilloscopi!



HM 307

- 3" - 10 MHz - 5 mV
- monotraccia con prova componenti
- sincronizzazione fino a 20 MHz



HM 203

- 20 MHz - 5 mV
- CRT rettangolare 8 x 10
- reticolo interno illuminato
- doppia traccia
- sincronizzazione fino a oltre 30 MHz
- funzionamento X/Y
- base tempi da 0,5 μs a 0,2 s in 18 passi
- espansione X x 5



HM 412

- 20 MHz - 2 mV
- CRT rettangolare 8 x 10
- reticolo interno illuminato
- doppia traccia
- sincronizzazione fino a oltre 40 MHz
- funzionamento X/Y e somma/differenza 40 MHz
- base tempi a 21 passi da 0,5 μs a 2 s ritardabile 100 ns/1 s
- espansione X x 5
- Hold-Off regolabile



HM 705

- 70 MHz - 2 mV
- CRT rettangolare 8 x 10 - 14 kW post-accelerazione
- reticolo interno illuminato
- sincronizzazione fino a 100 MHz
- funzionamento X/Y e somma/differenza canali
- base tempi a 23 passi da 50 ns a 1 s ritardabile - 100 ns/1 s after delay trigger
- espansione X x 10
- Hold-Off regolabile

TELAV

INTERNATIONAL s.r.l.

- MILANO** : TELAV INTERNATIONAL S.r.l. - Via L. da Vinci, 43
20090 Trezzano S. N. - Tel. 02/4455741 - 5 linee r. a.
- ROMA** : TELAV INTERNATIONAL S.r.l. - Via Salaria, 1319
00138 Roma - Tel. 06/6917058-6919312
- PIEMONTE** : TELMA - P.zza Chironi, 12 - 10145 Torino - Tel. 011/740984
- TRE VENEZIE** : ELPVAV - Via Bragni, 17/A - 35010 Cadoneghe (PD)
Tel. 049/701177
- EM. ROMAGNA** : ELETTRONICA DUE - Via Zago, 2 - 40128 Bologna
Tel. 051/375007
- MARCHE** : JOHNVOX - P.le dei Cappuccini, 2 - 62019 Recanati (MC)
Tel. 071/980574
- PUGLIA** : SIRETEL - V.le della Libertà, 38 - 74015 Martina Franca (TA)
Tel. 080/723188
- CAMPANIA** : TESAI - Via L. Pirro, 23 - 80129 Napoli - Tel. 081/376553

NUCLEI IN FERRITE PER L'ELETTRONICA DI POTENZA

ing. Carlo Ruschmeyer - O. Pretz

Le ferriti trovano un impiego sempre più crescente in tutti i settori dell'elettronica. Per ogni applicazione sono stati studiati e sviluppati materiali adatti che successivamente sono stati utilizzati per la produzione di nuclei in ferrite dalle forme più svariate. Da qui sorge il problema di una loro corretta scelta. Nel campo dell'elettronica di potenza assume preminenza assoluta il corretto dimensionamento dei trasformatori e delle induttanze realizzate con i nuclei in ferrite. In questo articolo si fa un confronto tra le forme e le dimensioni degli attuali nuclei in ferrite di potenza allo scopo di facilitare il lavoro del progettista.

Il rapido sviluppo in questi ultimi tempi dell'elettronica di potenza ha comportato un impiego sempre più crescente dei nuclei in ferrite. Da un po' di tempo a questa parte si assiste alla tendenza ad impiegare al posto dei convenzionali alimentatori, i cosiddetti alimentatori a commutazione nei quali i trasformatori e le impedenze assumono una grande importanza. I nuclei in ferrite sono anche impiegati in induttanze antidisturbo solitamente inserite a monte di questi alimentatori.

Occorre subito dire che la scelta di un dato nucleo in ferrite è sempre soggetta a valutazioni di compromesso. Per esempio, il componente magnetico deve assumere una forma più compatta possibile e nello stesso tempo deve essere chiuso magneticamente nei confronti dell'ambiente esterno. Questa condizione è però poco favorevole alla dispersione del calore (valore R_{th}) dato che impedisce che il calore sviluppato nella bobina possa trasferirsi direttamente all'aria circostante. Il calore infatti do-

vrà essere prima trasmesso al nucleo di ferrite, poi trasportato per conduzione verso la superficie esterna, e da questa infine disperso nell'aria. Compromessi analoghi s'impongono per l'induttanza dispersa. Questa infatti dovrà essere più ridotta possibile per cui occorrerà aumentare la larghezza dell'avvolgimento b_w . Si deve inoltre tener presente che si riscontra un maggiore valore di induttanza dispersa in un nucleo chiuso che in un nucleo aperto.

I materiali delle ferriti impiegate nell'elettronica di potenza devono presentare una induzione più elevata possibile alla temperatura di lavoro; solo a queste condizioni è possibile ridurre le dimensioni del nucleo. Anche le perdite debbono essere ridotte il più possibile, ed ecco quindi che anche in questo caso si dovranno combinare nel migliore dei modi, le esigenze derivanti da un funzionamento alla massima temperatura d'esercizio con quelle relative al minimo ingombro da assegnare al nucleo. Anche la permeabilità (e cioè la permeabilità iniziale e la permeabilità complessiva) deve avere un valore elevato; solo infatti a queste condizioni sarà possibile ottenere il valore di induttanza richiesto con il minimo volume sia del nucleo che dell'avvolgimento.

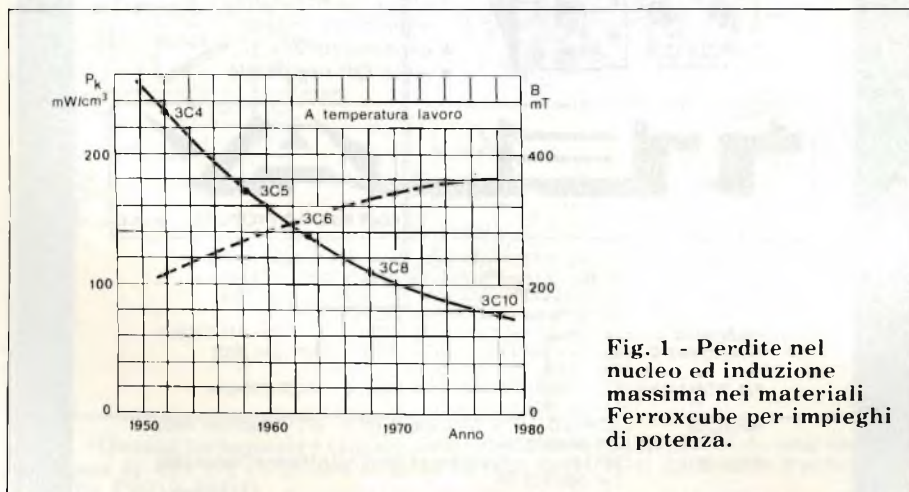


Fig. 1 - Perdite nel nucleo ed induzione massima nei materiali Ferroxcube per impieghi di potenza.

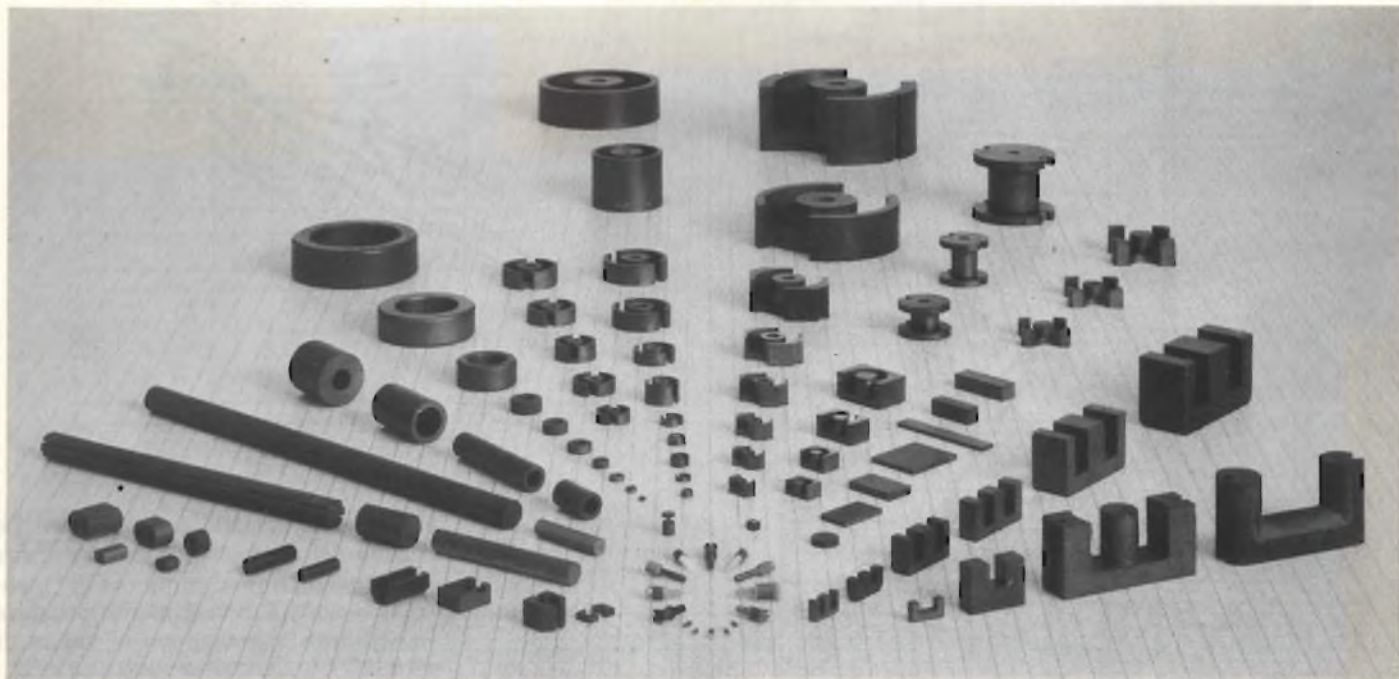


Fig. 2 - Nuclei di varia forma e grandezza (Siemens).

Tabella 1.

Designazione	Temperatura θ (°C)	Induzione \hat{B} (mT)	Intensità di campo H (A/m)	Perdite P (W/Coppia)
E 55/28/21-00-3C8	25 100	200 200	— —	$\leq 5,5$ $\leq 5,0$
Frequenza di misura: 16 kHz	100	≥ 315	250	—

La figura 1 mostra come i miglioramenti tecnologici apportati ai materiali impiegati per la realizzazione dei nuclei in questi ultimi trenta anni abbia influito sia sulla riduzione delle perdite nel nucleo sia sul contemporaneo aumento della massima induzione consentita. Questi valori sono stati rilevati alla temperatura di lavoro di 100 °C.

Nella tabella 1 sono riportati i valori dei parametri caratteristici di alcuni nuclei magnetici più usati.

Confronto tra le forme e le dimensioni dei nuclei

Nelle considerazioni che seguono verranno posti a confronto i vari tipi di nuclei che compaiono nella tabella 1 e nella figura 2. A questo scopo sarà utile riportare l'andamento dei vari parametri in funzione della sezione del nucleo dato che la potenza ammissibile P risulta direttamente proporzionale a quest'ultima.

$$P = C \cdot f \cdot B \cdot A_k$$

f = Frequenza

ΔB = Incremento dell'induttanza

A_k = Sezione del nucleo

Questa proporzionalità è valida per un determinato nucleo ma solo a temperature inferiori ai valori limite. Alle prestazioni limite, essa vale però anche per nuclei con sezione (A_k) di diverso valore.

1) La sezione dell'avvolgimento A_w

Siccome ogni applicazione richiede un diverso volume dell'avvolgimento, è

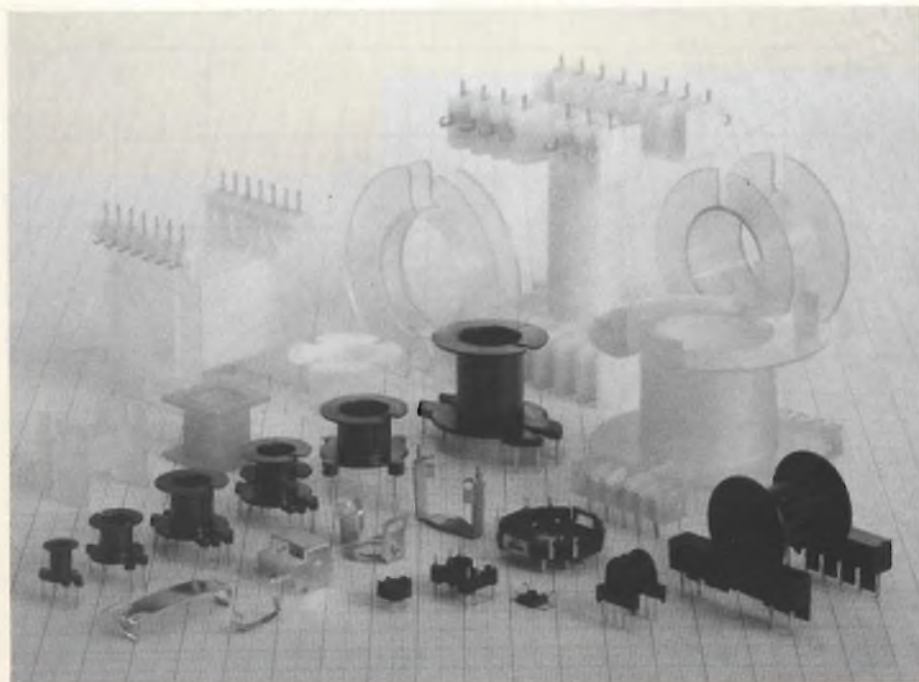


Fig. 2a - Supporti per gli avvolgimenti (Siemens).

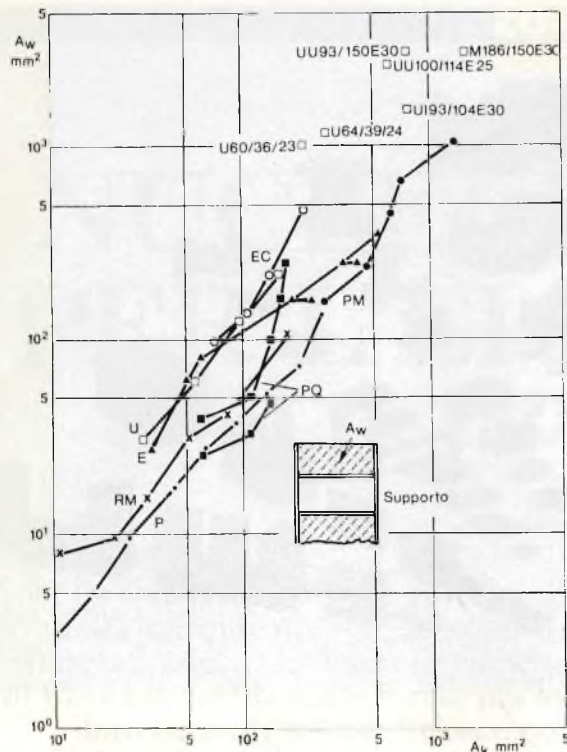


Fig. 3 - Sezione dell'avvolgimento A_w in funzione della sezione del nucleo A_k .

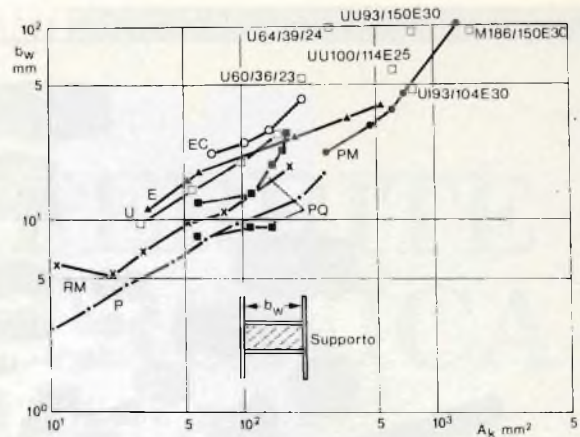


Fig. 4 - Larghezza dell'avvolgimento in funzione della sezione del nucleo A_k .

stata scelta come ordinata, una volta per tutte, la sezione dell'avvolgimento A_w . Una induttanza di blocco richiede normalmente una massa di avvolgimento relativamente piccola, mentre un trasformatore di un alimentatore a commutazione ne richiederà una più grande. In questo secondo caso infatti dovranno essere previsti non solo molti avvolgimenti con i relativi collegamenti e isolamenti ma anche schermi con i relativi isolanti. Nel caso di secondari a bassa tensione e a potenza elevata anche le notevoli sezioni dei conduttori possono creare delle difficoltà. Nella figura 3 è riportata l'interdipendenza esistente tra la sezione dell'avvolgimento e la sezione del nucleo. Si notino in questo caso le notevoli differenze sia nei valori numerici sia nell'andamento delle curve tracciate. Tra le sezioni di avvolgimento con valori bassi troviamo quelle dei nuclei a olla tipo P; ciò non deve meravigliare dato che questi nuclei sono destinati ai filtri ad elevata stabilità, impiegati in campo telefonico. Ai livelli immediatamente più elevati troviamo nuclei della serie RM; segue la vasta gamma dei nuclei ad E. Infine, il limite superiore è occupato dai nuclei EC, impiegati negli alimentatori a commutazione. Tra i nuclei a E e i nuclei EC si colloca la serie dei piccoli nuclei ad U con sezione quadrangolare.

La serie dei nuclei a P (a olla) comprende anche sezioni abbastanza

grandi (nuclei PM). Tra i nuclei a grandi sezioni troviamo anche un certo numero di nuclei ad U con sezione rettangolare oppure rotonda.

I nuovi nuclei PQ di recente introduzione fanno parte di quasi tutte le serie dei nuclei descritti. La parte iniziale della curva riferita alle sezioni più piccole del nucleo è molto caratteristica come lo è del resto anche la successiva

ripida risalita della curva stessa. Le sezioni del nucleo riportate in ascissa si estendono fino al campo di 10^2 mentre le sezioni di avvolgimento riportate in ordinata si estendono al valore di oltre 10^3 .

2) Larghezza dell'avvolgimento b_w

Un altro importante parametro è rappresentato dalla larghezza dell'avvolgimento b_w ; ciò vale in particolare nel caso di trasformatori impiegati negli alimentatori a commutazione. In questo caso, il criterio base di progetto è ridurre il più possibile l'induttanza dispersa. L'induttanza dispersa è provocata dall'avvolgimento vero e proprio, e non deve essere affatto confusa con la dispersione magnetica esterna del nucleo e degli avvolgimenti. L'induttanza dispersa dell'avvolgimento

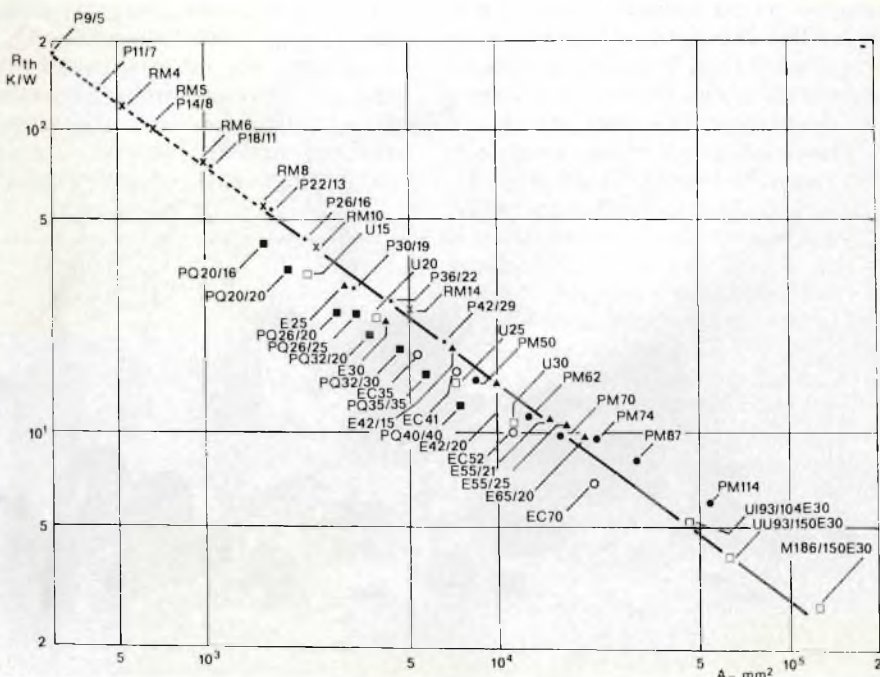
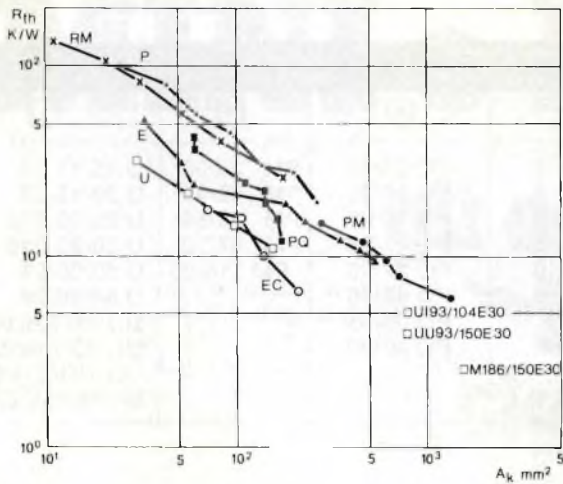


Fig. 5 - Resistenza termica R_{th} in funzione della superficie disperdente A_c .



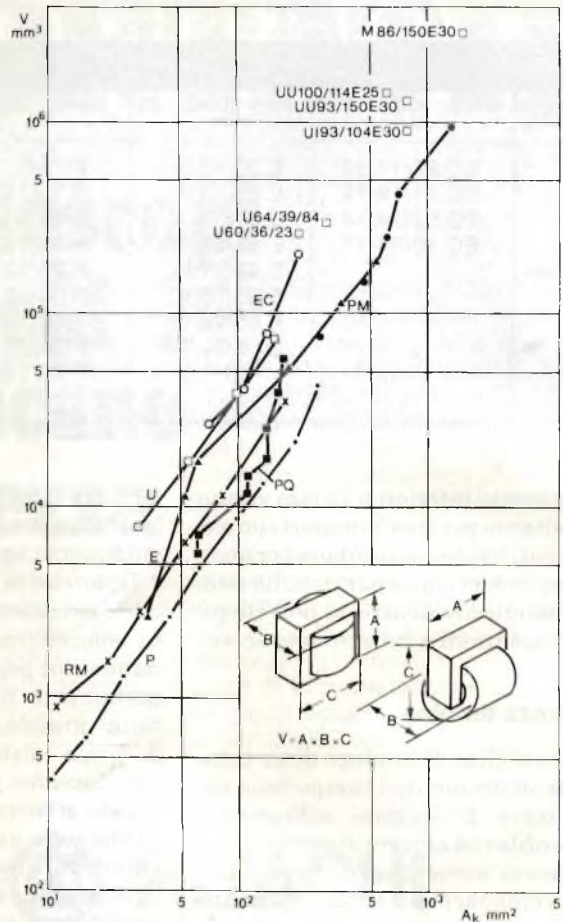
primario viene calcolata con la seguente formula:

$$L_{31} \sim \mu_0 N^2 L_w \frac{A_k}{b_w^2}$$

Per una data sezione di avvolgimento A_w , la larghezza dell'avvolgimento b_w dovrà essere più grande possibile nel caso di trasformatori di separazione dalla rete. Una notevole larghezza dell'avvolgimento dipenderà anche dal maggiore o minore isolamento che si desidera ottenere. Nei trasformatori non impregnati, per poter avere una sufficiente separazione elettrica all'estremità degli avvolgimenti, si dovrà fare in modo che il materiale isolante risulti più lungo di alcuni millimetri rispetto all'avvolgimento.

In figura 4 è riportata la larghezza dell'avvolgimento in funzione della se-

▲ Fig. 6 - Resistenza termica R_{th} in funzione della sezione del nucleo A_k .



▶ Fig. 7 - Volume V in funzione della sezione del nucleo A_k .

zione del nucleo per tutte le serie dei nuclei presi in considerazione nelle figure precedenti. Anche in questo caso, le reciproche posizioni dei vari tipi di nuclei sono analoghe a quelle osservate nei diagrammi precedenti. Anche

qui infatti si riscontra un andamento anomalo della curva riferita ai nuclei PQ; in questo grafico, i valori della larghezza dell'avvolgimento riportata in ordinata si estendono poco più di una potenza di 10. I nuclei con larghezza di

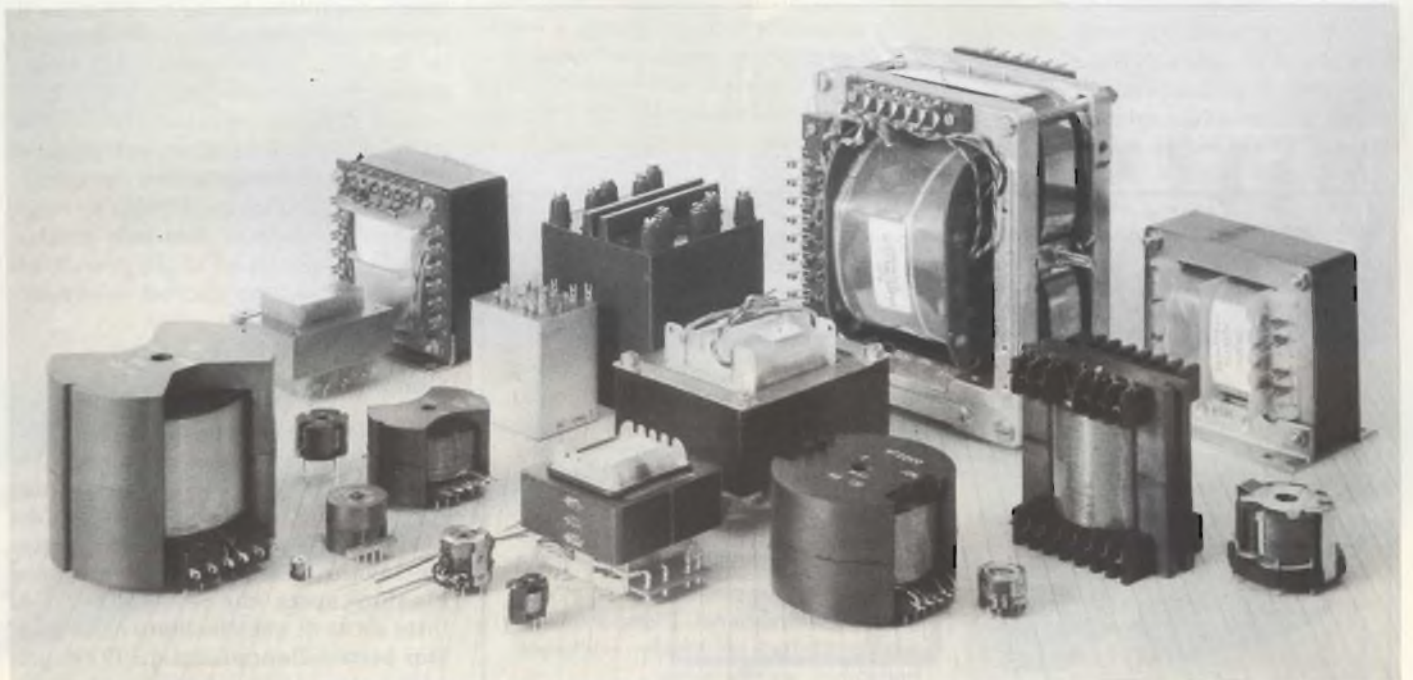


Fig. 7a - Esempi di trasformatori realizzati con i nuclei in ferrite descritti (Siemens).

Tabella 2.

Simbolo	⊙	△	+	×	⊗	⊕	□
Tipi di nuclei	EC 35/17/10	E 20/10/5	P 9/5	RM 4	PQ 20/16	PM 50/39	U 15/11 E6
	EC 41/19/12	E 25/13/7	P 11/7	RM 5	PQ 20/20	PM 62/49	U 20/16 E7
	EC 52/24/14	E 30/15/7	P 14/8	RM 6	PQ 26/20	PM 74/59	U 25/20 E13
	EC 70/34/17	E 42/21/15	P 18/11	RM 8	PQ 25/25	PM 87/70	U 30/25 E16
	E 42/21/20	P 22/13	RM 10	PQ 32/20	PM 114/93	U 60/36/23	
	E 55/28/21	P 26/16	RM 14	PQ 32/30		U 64/39/24	
	E 55/28/25	P 30/19		PQ 35/35		UU 93/104/E30	
	E 65/32/27	P 36/22		PQ 40/40		UU 93/150/E30	
		P 42/23				UU 100/114/E25	
						M 188/150 E30	

avvolgimento inferiori a 12 mm vanno bene soltanto per trasformatori con avvolgimenti impregnati oppure per quelli con secondari non separati dalla rete. Per le induttanze di arresto non valgono le precisazioni a cui abbiamo accennato.

Resistenza termica

La possibilità di impiego di un componente elettronico nel campo della potenza trova limitazioni solitamente nelle perdite che occorre dissipare e nel conseguente aumento della temperatura del componente. Occorre pertanto tenere in considerazione anche la resistenza termica dei nuclei in ferrite della serie che si vuole impiegare. In questa valutazione si suppone che il nucleo sia già completamente avvolto; inoltre, il rilievo della temperatura potrà essere effettuato in varie maniere. Assumono pertanto notevole importanza le seguenti condizioni:

In quale proporzione tra nucleo e bobina viene ripartito il calore? Durante la misura, il nucleo pende libero nell'aria, o è posato invece sul banco del laboratorio? O ancora; la misura viene ef-

fettuata con il nucleo montato su telaio? Il punto più caldo si trova nell'avvolgimento oppure nel nucleo?

Dato che la valutazione di un'eventuale sovratemperatura può essere fatta solo approssimativamente (esaminando cioè per via sperimentale il comportamento nei singoli casi) assumeranno grande importanza le differenze di forma esistenti fra i vari tipi di nuclei. Siccome nella letteratura specializzata si trovano su questo argomento valutazioni un pò contrastanti, abbiamo ritenuto molto importante riportare l'andamento di R_{th} in funzione della superficie disperdente dei vari tipi di nuclei. Come punto più caldo è stato scelto il punto del nucleo che si trova al centro della bobina. I risultati di queste misure sono stati riportati nella figura 5.

Nonostante alcune differenze nei valori misurati, i risultati più o meno coincidono. Alcuni valori sono stati ottenuti mediante interpolazione o estrapolazione; anche in questo caso si evidenziano notevolmente i valori relativamente bassi dei nuclei PQ. Per analogie strutturali ci si potrà attendere un

comportamento analogo a quello dei nuclei RM. Nel caso dei nuclei molto chiusi (per esempio i nuclei a P), le perdite nella bobina vengono prima trasmesse al nucleo e poi da questo all'aria circostante. Per questo motivo potremmo attenderci un valore di R_{th} maggiore rispetto a quello dei nuclei più aperti (per esempio a quello dei nuclei ad U), nei quali la bobina può disperdere il calore direttamente nell'aria.

Nella figura 6 sono riportati per le serie dei nuclei finora presi in considerazione, i valori di R_{th} in funzione della sezione nucleo. In proposito si deve anche osservare che la curva della serie PQ dovrebbe teoricamente trovarsi più in alto di quanto in realtà non avvenga, e che i nuclei PQ 26/20 e 26/25 dovrebbero avere valori diversi di R_{th} .

Il volume

Nella figura 7 si può vedere l'andamento complessivo dei nuclei avvolti, (considerati come dei parallelepipedi) in funzione della sezione del nucleo stesso. Per esempio, nei nuclei ad E i volumi vengono calcolati moltiplicando tra loro le dimensioni complessive d'ingombro avvolgimento compreso. Per nuclei ad U molto piccoli, l'avvolgimento è disposto su una sola gamba, mentre nei nuclei ad U più grandi, gli avvolgimenti sono disposti su entrambe le gambe.

Conclusione

I confronti riportati in questo articolo non sono certo omnicomprensivi. Potrebbe anche succedere che si dimostrassero determinanti per la scelta del nucleo anche punti di vista che in questo lavoro non stati presi in esame. L'autore spera che le considerazioni fatte siano di qualche aiuto nella maggior parte delle applicazioni. Si è di proposito rinunciato ad esprimere preferenze per l'una o l'altra serie di nuclei.

Tubo da 12", 90° per monitor EDP

Il tubo M31-340, ha una diagonale di 12" ed un angolo di deflessione di 90°. Il suo impiego riguarda principalmente



Tubo da 12", 90° per monitor EDP.

personal computer, terminali singoli e word processors.

La caratteristica di questo cinescopio è di avere uno schermo più piatto e più rettangolare di tubi analoghi. Possiede un raggio di curvatura dello schermo di 635 mm ed un rapporto di aspetto 3x4, e cioè lo stesso di quello dei tubi da 110". Il diametro del tubo dell'M31-340 misura 20 mm. La risoluzione è circa 1300 righe. Il tubo può presentare fino a 2000 caratteri alfanumerici. È disponibile in quattro differenti tipi di fosfori e differenti trattamenti antiriflessione.

MULLARD-Londra

MINI o PORTATILI

gli oscilloscopi

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

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

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

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

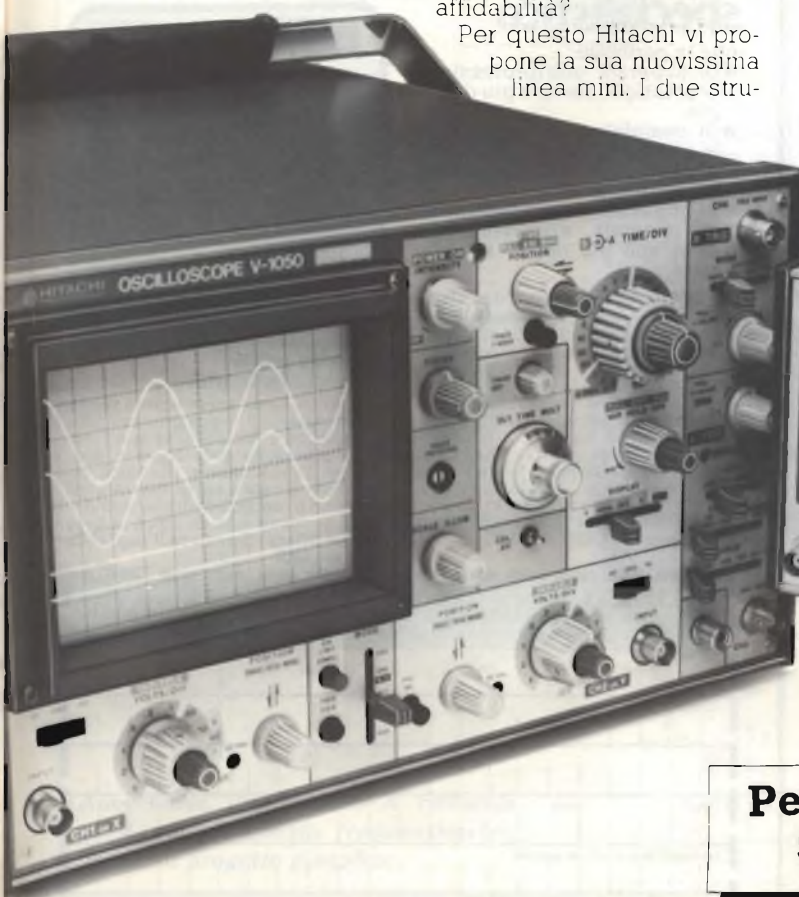
Per questo Hitachi vi propone la sua nuovissima linea mini. I due stru-

Hitachi
significano
sicurezza

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



HITACHI



**Pesa solo
5 Kg!**

MELCHIONI ELETTRONICA

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

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"

tele e radio in 18 fascicoli e 6 scatole-laboratorio



siticap 8222/A

finalmente un nuovissimo corso specialistico

che le permette

- Di imparare una professione di prestigio, sempre più richiesta.
- Di completare ed aggiornare le sue conoscenze attuali, per affrontare un lavoro redditizio ed appassionante.
- Di imparare meglio l'elettronica generale, attraverso una delle sue più ricche applicazioni.

Un corso equilibrato, "dal vivo"

Partendo da zero, esso alterna la teoria (18 fascicoli di studio) e la pratica (lei riceverà 1200 componenti per realizzare 90 esperimenti). Le insegna dapprima l'elettronica, e poi la sua applicazione nella tecnica TV e Radio. Attraverso la costruzione di precisi strumenti modulari, scambiabili fra di loro, lei vedrà "vivere" sotto gli occhi la "sua" elettronica, scoprendone le funzioni e gli impieghi. Non solo, ma lei verrà stimolato a "ricercare e creare" in proprio. Al termine avrà anche la soddisfazione di giungere al **CERTIFICATO** di fine corso!

IST ISTITUTO SVIZZERO DI TECNICA

- L'IST è associato al Consiglio Europeo Insegnamento per Corrispondenza (che ha lo scopo di proteggere gli Allievi).
- L'IST insegna altre materie tecniche (documentazioni su semplice richiesta). Iscrizioni aperte tutto l'anno.
- L'IST non ha rappresentanti per visite a domicilio e non chiede alcuna tassa di adesione o di interruzione.
- L'IST raccomanda ai giovanissimi: Prima di spedire il tagliando, parlare con i genitori. Ti aiuteranno nella decisione in modo che sia in armonia con i tuoi attuali impegni.

Richiedi gratis un fascicolo in prova

Lo riceverà senza spese e potrà valutare con comodo il linguaggio impiegato, la chiarezza e velocità delle spiegazioni, la precisione delle figure e degli schemi, l'importanza e ricchezza del materiale. E capirà anche perché sono così tanti gli appassionati che danno fiducia al nostro Istituto, attivo in Italia da oltre 35 anni. **Spedisca il tagliando oggi stesso!**

TAGLIANDO Speditemi in prova - solo per posta, senza spese e senza impegno per me - **UN FASCICOLO** del nuovissimo corso **TV RADIO (TELE-RADIO)** e la documentazione relativa (scrivo una lettera per casella).

Cognome _____

nome _____ età _____

via _____

C.A.P. _____ città _____ prov _____

professione o studi frequentati _____

Da ritagliare e spedire in busta chiusa a:

IST - ISTITUTO SVIZZERO DI TECNICA
Via S. Pietro 49/42R - 21016 LUINO VA

Tel. 0332/53 04 69
(dalle 8,00 alle 17,30)

Frequenzimetro universale da 0 a 30 MHz

Il progetto è basato sul contatore di frequenza SDA 5680A (Siemens) e SDA 5680B, che possono lavorare in onde lunghe, medie, corte e VHF. Questi due integrati incorporano gli stadi per il pilotaggio di un LCD a 5 cifre (FAN 5132T), per cui la circuiteria esterna risulterà ridotta al minimo. La differenza tra l'integrato A e B sta solo nel valore della frequenza intermedia, che nel SFA 5680A è 460 kHz e 10,7 MHz mentre del SDA 5680B è 452 kHz e 10,7 MHz.

Solitamente, in un ricevitore, il contatore di frequenza effettua il conteggio della frequenza dell'oscillatore lo-

cale, e per realizzare il conteggio della frequenza del segnale che si riceve, provvede a sottrarre dalla frequenza dell'oscillatore, il valore della frequenza intermedia (FI). L'integrato SDA5680A può però essere impiegato per il conteggio diretto della frequenza del segnale che si riceve. Per ottenere ciò, basta applicare al terminale 5 dell'integrato il segnale FI a 460 kHz (figura 1). Il segnale da contare va invece applicato al terminale 4 (diversamente impiegato per la ricezione delle onde lunghe, medie, corte) tramite il preamplificatore IS1. Nel caso di ricezione di onde corte a doppia conversione di frequenza, i terminali 6 e 7 rimangono scollegati.

La frequenza dell'oscillatore è determinata da due filtri ceramici SFZ460A i quali, da una parte sono collegati ai terminali 11 e 13 del mixer IS1, e dal-

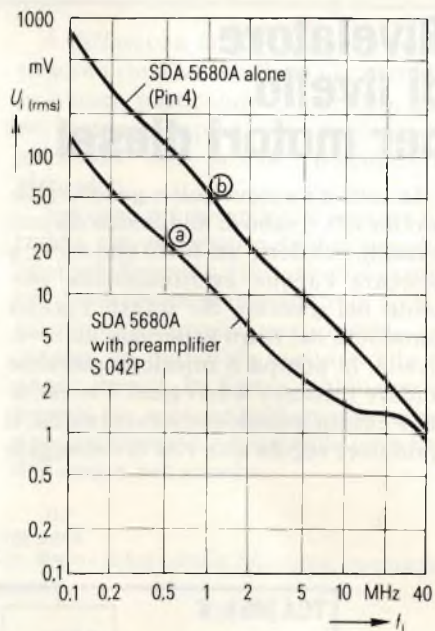
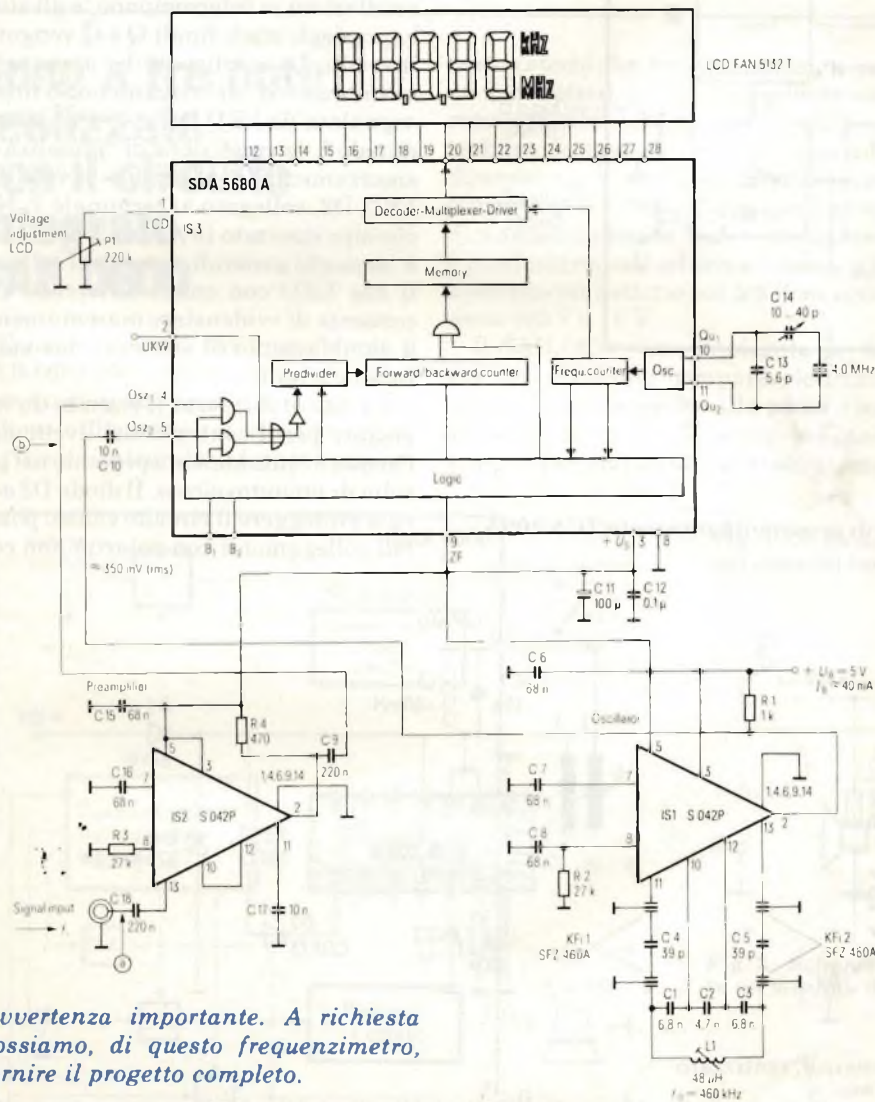


Fig. 2 - Tensione d'ingresso (V_i) (valore efficace) in funzione della frequenza f_i . Le curve a e b sono state misurate nei corrispondenti punti indicati nello schema di fig. 1.

l'altra sono collegati ad una rete formata da L1, C1, C2 e C3. Se questa rete non viene accordata sulla frequenza del filtro ceramico, l'oscillatore non oscilla. Quest'ultimo oscillerà soltanto nel caso in cui il circuito risonante suddetto verrà accordato in maniera tale che la sua banda passante si trovi tra 459 e 460 kHz.

Questo frequenzimetro lavora correttamente entro ampie variazioni di temperatura, per cui il punto di azzeramento potrà mantenersi invariato nel tempo.

Il display a cristalli liquidi a 5 cifre viene utilizzato in modo completo a partire da 10 MHz. La risoluzione è di 1 kHz nella banda audio e in radiofrequenza. In questo caso, il display a cristalli liquidi FAN5132T indica "MHz" illuminandosi contemporaneamente anche il punto che si trova a sinistra. I due zeri prima del punto non vengono illuminati. Il conteggio, come già detto, va da 0 Hz a oltre 30 MHz. La sensibilità d'ingresso va da 140 a 1 mV a seconda della frequenza del segnale che si riceve. A causa della risoluzione limitata che in questo frequenzimetro è di 1 kHz, potranno essere misurate con sufficiente accuratezza (e cioè con l'1%), soltanto frequenze superiori a 100 kHz. L'impedenza d'ingresso del mixer S042P è 5 kΩ. Nel circuito equivalente parallelo, la capacità è 3 pF.



Avvertenza importante. A richiesta possiamo, di questo frequenzimetro, fornire il progetto completo.

Fig. 1 - Schema elettrico del frequenzimetro per impieghi generali.

Rivelatore di livello per motori diesel

In tutti gli autoveicoli a gasolio (motori diesel), il tubo di adduzione del carburante contiene un filtro che serve a bloccare l'acqua eventualmente presente nel gasolio. Se infatti l'acqua contenuta nel filtro superasse un certo livello, la pompa a iniezione potrebbe andare incontro a seri guai. Per escludere questa indesiderata eventualità, il guidatore regola una vite di drenaggio

che serve a far uscire l'acqua non appena questa ha raggiunto nel filtro un livello critico.

Il circuito integrato (TCA 205) che presentiamo è un rivelatore di prossimità e serve a segnalare per tempo all'autista, il raggiungimento di questo livello critico dell'acqua mediante accensione di un LED situato sul cruscotto. Richiede pochi componenti esterni. È molto robusto e pertanto ben si adatta alle particolari sollecitazioni meccaniche presenti sull'autoveicolo.

L'impiego di questo interruttore di prossimità non è però limitato soltanto al settore auto. Può infatti essere impie-

gato in tutti quei casi nei quali occorre segnalare il raggiungimento di un certo livello da parte di un liquido di qualsiasi natura.

L'interruttore di prossimità TCA 025 (Siemens) possiede al suo ingresso un oscillatore (figura 1). La frequenza dell'oscillatore è determinata dai componenti esterni L1 e C1 e ovviamente anche dalla capacità C_e del sensore S (figura 2). Quest'ultima tende ad aumentare quando il sensore viene a trovarsi immerso nel liquido. L'oscillazione prodotta dal TCA 205 viene raddrizzata e usata per comandare l'interruttore di soglia che, a sua volta, controlla gli stadi finali digitali Q e \bar{Q} . Quando il circuito oscillante viene smorzato da un carico resistivo applicato in parallelo al sensore S (come, per esempio, potrebbe succedere nel caso in cui il sensore si trovasse immerso nell'acqua), le oscillazioni si interrompono, e gli stati logici degli stadi finali Q e \bar{Q} vengono invertiti. La condizione di "assenza di smorzamento" del circuito oscillante è segnalata da LED D1, collegato al terminale 5, la condizione di "presenza di smorzamento" è segnalata invece dal LED D2, collegato al terminale 7. Nel circuito riportato in figura 2, destinato a impieghi generali, sono stati collegati due LED con colori differenti. Ciò consente di evidenziare marcatamente il cambiamento di stato dei due stadi finali digitali.

La figura 3 riporta il circuito da impiegare per il controllo del livello dell'acqua eventualmente presente nel gasolio di un autoveicolo. Il diodo D3 serve a proteggere il circuito contro possibili collegamenti con polarità non cor-

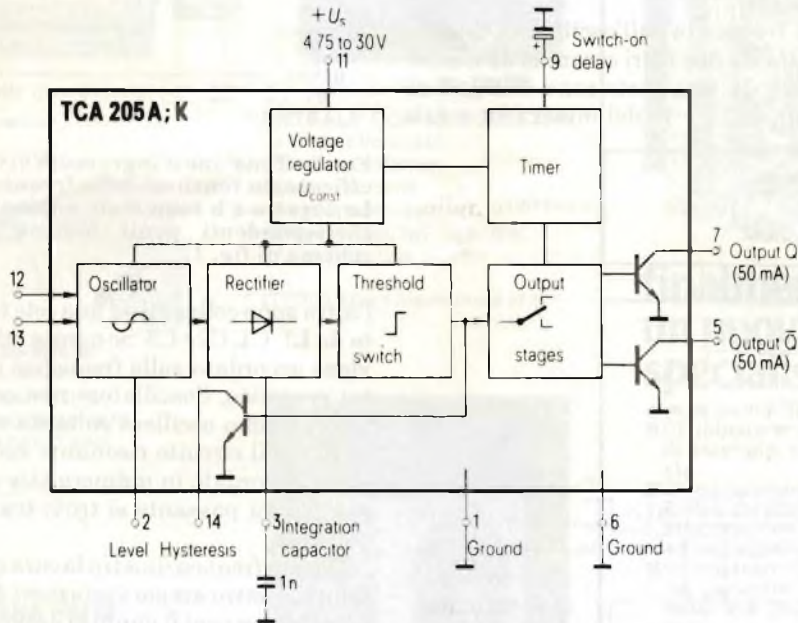


Fig. 1 - Schema a blocchi dell'interruttore di prossimità integrato TCA 205A.

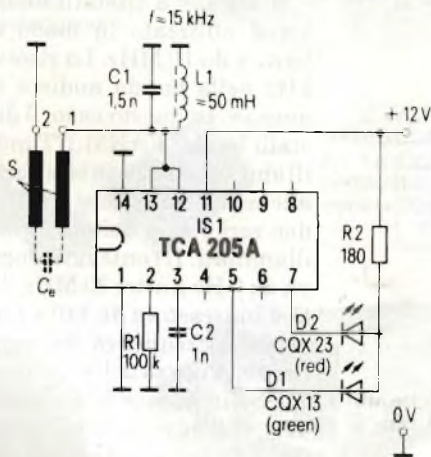


Fig. 2 - Indicatore di livello per impieghi generali, realizzato con il TCA 205A e due LED di segnalazione. S = Sensore (costituito da due semplici elettrodi di rame o di ottone). C_e = capacità equivalente del sensore.

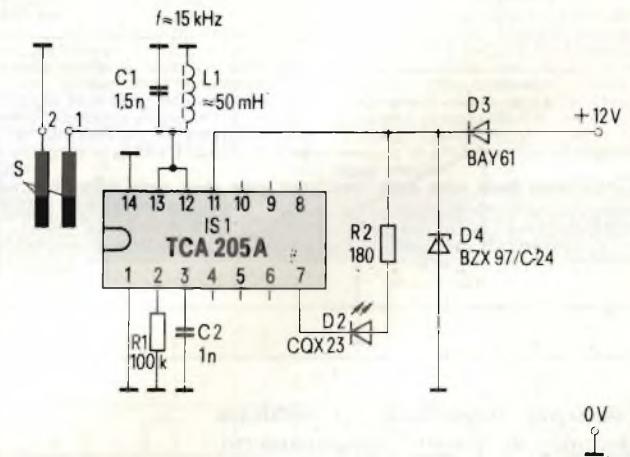


Fig. 3 - Controllo del livello del liquido (acqua) per impieghi in campo automobilistico. I diodi D3 e D4 sono diodi di protezione.

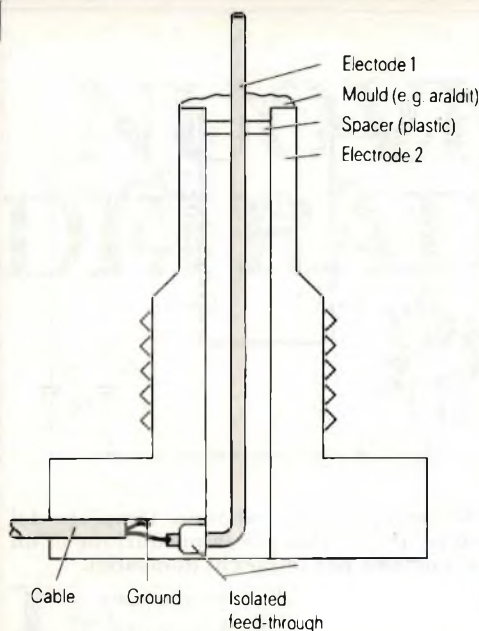


Fig. 4 - Esempio di sensore realizzato mediante la vite di drenaggio dell'acqua (impiego in campo automobilistico).

retta. Picchi di tensione eventualmente provenienti dagli strumenti presenti sul cruscotto vengono limitati a 24 V dal diodo zener D4. Quando il sensore viene a trovarsi immerso nel carburante, le oscillazioni (con frequenza di circa 15 kHz) sono ancora presenti. Soltanto quando gli elettrodi risulteranno immersi nell'acqua, le oscillazioni si interromperanno, e il LED 2 si illuminerà segnalando in questa maniera al guidatore presenza di acqua.

A differenza di altri sistemi che impiegano correnti continue per segnalare questa particolare condizione, questo sistema, impiegando una tensione alternata, non produce fenomeni di elettrolisi.

Nel caso più semplice, il sensore potrebbe essere formato da due semplici elettrodi di rame o di ottone. Nel caso in cui dovesse essere impiegato in acidi o altri liquidi corrosivi, occorrerebbe impiegare un materiale inattaccabile da questi liquidi. In figura 4 abbiamo riportato un sensore solitamente impiegato per la segnalazione della presenza dell'acqua nel gasolio.

Avvertenza importante. Di questo progetto, segnalatoci dalla Siemens, possiamo fornire a richiesta una descrizione completa.

Gong a tre note realizzato con il circuito integrato SAB 0600

Il nuovo circuito integrato bipolare SAB 0600 (Siemens) permette di realizzare un gong dal suono piacevole e melodioso utilizzando tre sole frequenze. Il circuito integrato e i pochi compo-

nenti esterni che, nel caso più semplice, sono costituiti da un altoparlante, un resistore, due condensatori e uno elettrolitico, formano un circuito di piccole dimensioni. A causa del ridotto assorbimento di corrente, che in condizione di standby è appena 1 μ A, il dispositivo è particolarmente adatto ad essere alimentato con batterie con tensione comprese tra 7 e 11 V.

Il SAB 0600 viene impiegato per lo più per realizzare campane elettroniche (o gong) sistemate alla porta d'ingresso di casa. Questi gong vengono sempre più impiegati in sostituzione

dei vecchi sistemi elettromeccanici. La sostituzione del gong al posto del vecchio sistema elettromeccanico è abbastanza semplice nel senso che il sistema elettronico può utilizzare l'impianto di alimentazione già esistente.

Il campo d'impiego di questo integrato non si limita naturalmente alla realizzazione della campana della porta di casa, ma può essere esteso anche a sistemi di allarme, a temporizzatori, a giocattoli, in campo automobilistico, in campo medico, negli ascensori ecc. Un circuito aggiuntivo consente di variare la frequenza della nota musicale.

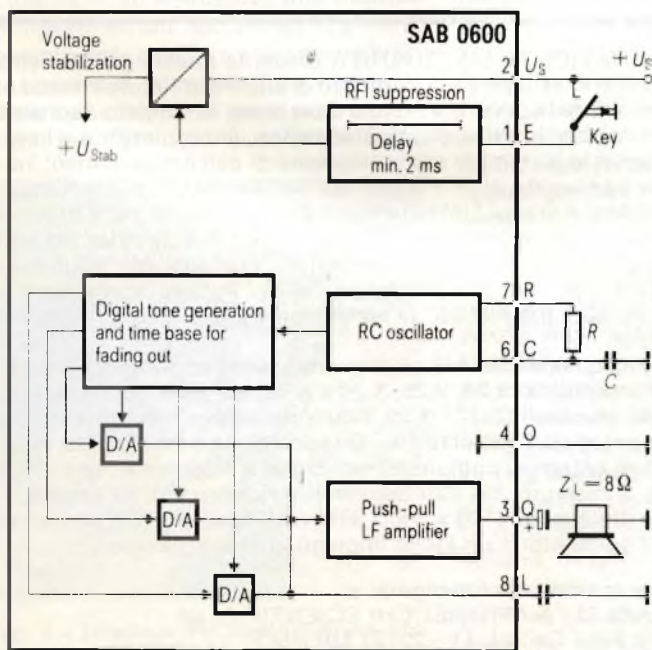


Fig. 1 - Schema a blocchi indicante le funzioni contenute nel circuito integrato "campana a 3 note" SAB 0600.

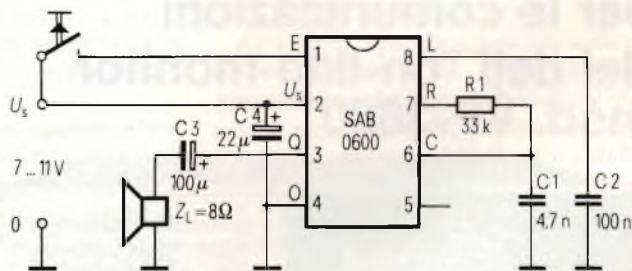


Fig. 2 - Schema applicativo-base del SAB 0600 richiedente un minimo di componenti esterni.

Nella figura 1 sono riportate le funzioni incorporate in questo integrato. La frequenza dell'oscillatore master (13,2 kHz) viene suddivisa in tre frequenze, e precisamente, 660, 550 e 440 Hz. La frequenza fondamentale è fissata da una rete RC esterna, collegata ai terminali RC. Una delle tre frequenze viene ulteriormente suddivisa. Nel cammino di ciascuna frequenza viene inserito un convertitore digitale/analogico a 4 bi. I tre convertitori influenzano il rispettivo segnale di bassa frequenza in maniera tale che le tre note da essi fornite tendono a sovrapporsi quando stanno per estinguersi. L'uscita Q pilota un altoparlante da 8Ω con una potenza d'uscita di 0,16 W. Questo volume sonoro si è dimostrato sufficiente per gli impieghi previsti. La forma della tensione di uscita è rettangolare. Una eventuale regolazione del volume è possibile impiegando un potenziometro da 25 Ω collegato in serie all'altoparlante; desiderando un tono con un minore contenuto di frequenze armoniche bisognerà collegare al terminale L un condensatore. Il circuito assorbe corrente soltanto quando viene energizzato e si blocca automaticamente dopo che la sequenza dei toni si è attenuata lentamente nel tempo. La messa in funzione della campana si ottiene applicando momentaneamente una tensione di +1,5 V, ricavata da U_s , e applicata al terminale E (piedino 1). Se questa tensione di eccitazione risultasse applicata all'integrato anche dopo la fine della prima suonata, avrem-

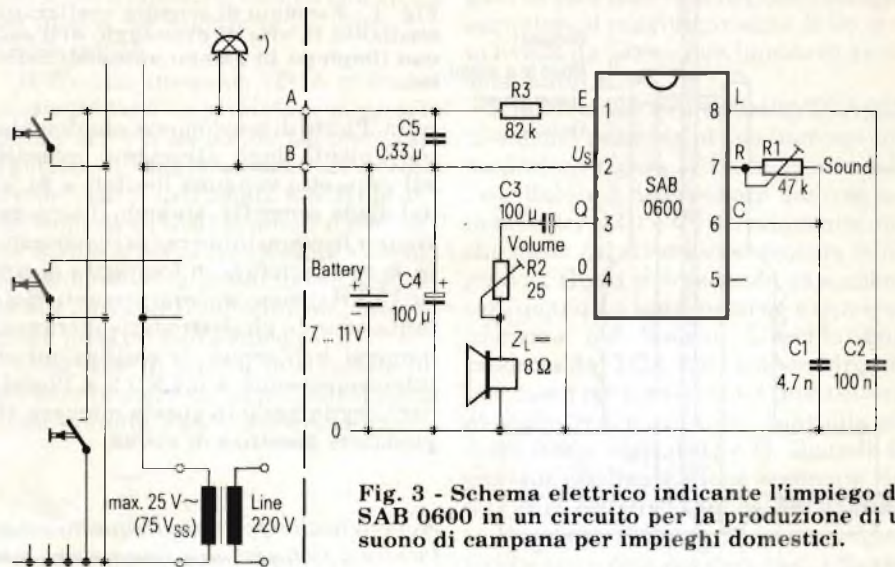


Fig. 3 - Schema elettrico indicante l'impiego del SAB 0600 in un circuito per la produzione di un suono di campana per impieghi domestici.

mo automaticamente una seconda suonata. Non si avrebbe ripetizione della suonata soltanto nel caso in cui venisse applicata ad E la tensione per un tempo inferiore a 2 ms (protezione contro le interferenze). Per eliminare probabili fenomeni di interferenze dovuti a transistori captati da linee di collegamento molto lunghe, occorrerà limitare a 0,3 V la tensione applicata al terminale 1.

In figura 2 è riportato un circuito del SAB 0600 che richiede un numero ridotto di componenti esterni. Nella figura 3 si vede il SAB 0600 impiegato per la realizzazione della campana di cui già abbiamo parlato. L'alimentazione in continua dell'integrato può essere

realizzata, per esempio, tramite una batteria da 9 V. Il pulsante della campana viene collegato all'ingresso dell'integrato tramite una linea di alimentazione in alternata; in questo caso è possibile regolare sia l'intensità che la frequenza del suono. Il resistore R3 serve a limitare la tensione applicata in E mentre il condensatore C5 blocca eventuali segnali interferenti presenti sulla linea dei pulsanti. Nel caso di alimentazione a batteria è indispensabile la presenza del condensatore-buffer C4.

Avvertenza importante: Di questo circuito possiamo fornire il progetto completo.

Apparecchiatura diagnostica per le comunicazioni dei dati "on-line-monitor mod. VP-3680"



La NATIONAL MATSUSHITA presenta questo potente strumento di sviluppo e di controllo di apparecchiature che usano packet networks. Il VP-3680 è un tester sviluppato espressamente per lo sviluppo, l'installazione, la regolazione e l'assistenza in sistemi di comunicazione di dati o di terminali; inoltre è provvisto di un monitor per dati seriali di linee di comunicazioni e di una funzione per la simulazione di reti o di terminali. Lo strumento, oltre a funzionare come monitor, ha altre nuove funzioni come la possibilità di analisi del "High-level Data Link Control producers" e di "Packet" come pure la "protocol translation" in tempo reale e la funzione "Selective trace".

Tutte queste funzioni, unitamente a facilitazioni come la scelta di interfacce (V.24, V.35, X.20 e X.21) e il protocol translation con comandi CCITT X.25, riducono notevolmente i tempi per lo sviluppo, l'installazione, la regolazione e l'assistenza tecnica di sistemi di comunicazioni di dati e di terminali. La capacità di memoria dei dati trasmessi e ricevuti è di 32 kbytes. Le dimensioni (199 x 380 x 470) ed il peso (kg. 14) contenuti, ne consentono un facile impiego anche in campo.

Per informazioni rivolgersi a:
BARLETTA APPARECCHI SCIENTIFICI srl
 Via Fiori Oscuri, 11 - 20121 MILANO
 Tel. 865.961/3/5 - Telex 334126 BARLET I

NUOVE TECNOLOGIE DEI RADIOGONIOMETRI PORTATILI

di Piero Soati

In questo scorcio di secolo in cui la tecnologia delle radiocomunicazioni ha compiuto dei progressi veramente sensazionali e l'elettronica è praticamente presente in ogni settore in cui si svolge la vita umana, talvolta, specialmente nelle attività proprie del tempo libero, sono completamente ignorate talune apparecchiature, di minimo ingombro, che in certe evenienze possono dimostrarsi della massima utilità per la salvezza della vita stessa. Prendiamo il caso della gamma dei 27 MHz, riservata ai CB, cioè alla *citizen-band*. Essa è prevalentemente utilizzata più a sproposito che a proposito: magari per delle tediose conversazioni prive di alcun interesse mentre è poco conosciuta da coloro che si dedicano all'alpinismo, alla nautica da diporto ed alle escursioni in genere, specialmente quelle in zone poco abitate. Eppure il possesso di un modesto rice-trasmittitore, di poco peso e poco ingombro, funzionante sulla suddetta

gamma molte volte può significare la salvezza di una o più vite umane.

È recente il caso di un giovane che mentre veleggiava con il suo *surf*, per l'improvviso scatenarsi di un forte vento di tramontana, venne spinto al largo allontanandosi rapidamente dalla costa. Con una imbarcazione del genere ogni tentativo di farsi notare sarebbe stato vano se fortunatamente il giovane navigatore non avesse avuto la buona idea di portarsi dietro un piccolo rice-trasmittitore CB contenuto in una custodia di plastica. Ciò gli permise di mettersi in contatto con un altro CB e nel giro di poche ore di ritornare sano e salvo a riva.

Un discorso del genere è molto valido anche per coloro che, ormai sempre più numerosi, si dedicano ai raid in località desertiche o comunque lontane dagli abitati. In queste condizioni può succedere che, si incontrino delle serie difficoltà nel stabilire la propria posizione e nell'individuare con sicurezza la strada da seguire per raggiungere la meta oppure per fare ritorno al punto di partenza.

In questo caso la radiogoniometria può venire senz'altro in aiuto agli escursionisti. Infatti i moderni apparecchi RDG oltre che a consentire il tracciamento delle rette di posizione tramite il rilevamento di due o più stazioni radio consentono il cosiddetto *homing* il quale permette di dirigersi verso una stazione radio la cui posizione sia nota (sia essa radiofonica, radiofaro o di altro genere), mantenendo la vettura, o l'imbarcazione, nella direzione di segnale massimo (senza dilungarci su questo argomento, che tratteremo in altra occasione, precisiamo che in pratica si preferisce la *sintoniz-*



Fig. 2 - Vista nel suo insieme di un RDG SEABEAM completo di bussola che può essere usata indipendentemente per il rilevamento di punti cospicui.



Fig. 1 - Impiego del radiogoniometro portatile SEABEAM, a bordo di un automezzo.

zazione sul minimo tramite una correzione già preventivata di 90°).

All'estero, specialmente nel settore dei radioamatori, si effettuano frequentemente delle gare di radiogoniometria che consistono nell'individuare e raggiungere una data località dalla quale irradia una stazione radio.

Se in passato il radiogoniometro era da considerare un apparecchio alla portata soltanto dei professionisti e per impieghi prevalentemente marittimi ed aerei attualmente, con la diffusione di alcuni modelli di tipo portatile, effettivamente efficienti, essendo stati realizzati secondo dei concetti tecnologici che riteniamo molto validi, esso ha trovato vasta utilizzazione da parte di coloro che si dedicano ai viaggi molto impegnativi sia per lunghezza sia per le asperità del percorso, e che lo ritengono

di valido aiuto per stabilire con certezza la direzione da seguire.

È ovvio che quando parliamo di *radiogoniometri portatili efficienti* non ci riferiamo ai molti esemplari che sono stati messi in commercio con tale nome ma che in pratica non sono altro che dei *modesti ricevitori a semiconduttori* muniti di un altrettanto modesta antenna a ferrite la quale senza particolari disposizioni circuitali, pur avendo proprietà direttive, non consente certamente di effettuare rilevamenti precisi.

Radiogoniometro portatile sintetizzato

Il SEABEAM è un modernissimo radiogoniometro portatile sintetizzato adatto a ricevere tutti i radiofari marittimi ed aerei che trasmettono, in tutto il mondo, sulla gamma $150 \div 399,9$ kHz. Il peso del tutto trascurabile (1300 gr) ne consente l'uso in qualsiasi posto, in vettura, all'aperto, a bordo di imbarcazioni anche a remi e così via. La sua semplicità d'impiego assicura la massima riduzione di errori potenziali e ne consente l'uso anche a coloro che in tale tecnica non hanno alcuna esperienza. Esso è munito di una bussola la cui graduazione procede a passi di un grado e quindi molto precisa.

La selezione della frequenza si effettua come in tutti i dispositivi di sintonia a sintetizzatore agendo su una tastiera sistemata sul pannello frontale. Un circuito C.A.F. perfettamente stabilizzato, provvede ad eliminare nel modo più assoluto qualsiasi fluttuazione di frequenza ragione per cui quest'ultima viene mantenuta costante nel tempo, cosa della massima importanza specialmente nei rilevamenti del tipo homing. La sensibilità del ricevitore è dell'ordine dei $6,5 \mu V$ un valore notevole per un apparecchio di tipo portatile funzionante nella gamma delle onde lunghe; ciò consente di avere un rapporto *segnale/disturbo* notevolmente elevato anche a distanze notevoli dalla stazione ricevuta. Il segnale ricevuto può essere ascoltato in cuffia ed anche visualizzato tramite un quadrante detto "indicatore di segnale nullo". In linea di massima nell'uso corrente del RDG si utilizza esclusivamente l'indicatore visivo mentre in presenza di segnali molto deboli è consigliabile l'impiego dei due sistemi contemporaneamente.

L'antenna è stata oggetto di studi particolari da parte dell'*Electronics*

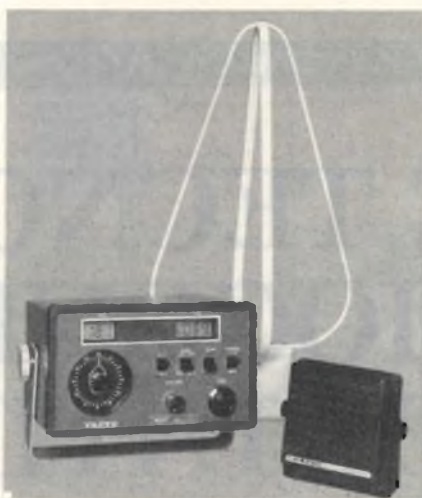


Fig. 3 - Radiogoniometro digitale automatico, modello TD-L1101 per installazione fissa a bordo di automezzi ed imbarcazioni da diporto.

Laboratories, ed è stata preferita la soluzione che consiste in un tondino di ferrite a scanalatura longitudinale costruito secondo una tecnologia molto avanzata che oltre a consentire l'esecuzione di rilevamenti molto accurati, che come abbiamo detto non sono possibili con le normali antenne a ferrite, assicura una buona sensibilità al ricevitore.

Siccome il SEABEAM è stato realizzato per essere usato automaticamente con le reti di radiofari costituite da tre stazioni che trasmettono nell'arco di sei minuti, esso è stato munito di un orologio al quarzo che fa capo ad un circuito di tempo che funziona per l'appunto su un ciclo di sei minuti. In questo caso una volta che si è sincronizzato l'orologio su di un segnale orario emesso da una fonte di precisione qualsiasi (stazione radio, emissioni stan-

dard, cronometro di precisione) esso manterrà una precisione di ± 2 sec la settimana alla temperatura media di $22,5$ °C.

Questo sistema permette l'identificazione di ogni radiofaro di un gruppo tramite il suo periodo orario di trasmissione senza che sia necessario ascoltare il nominativo. L'indice indicatore del quadro seguirà infatti il numero della sequenza nel tempo di qualsiasi radiofaro del gruppo. Non appena inizierà la trasmissione del radiofaro successivo l'ago si sposterà sul numero successivo e così via.

Naturalmente il SEABEAM viene usato prevalentemente per rilevamenti eseguiti con il sistema convenzionale, specialmente per quanto concerne l'homing. In questo caso dopo aver effettuata la sintonia sulla stazione desiderata si effettuerà il rilevamento fino ad ottenere la ricezione di segnale nullo (in pratica si ottiene un *segnale minimo* poichè è ben difficile trovare un segnale di valore zero) e leggendo contemporaneamente il valore del rilevamento stesso attraverso il prisma della bussola.

Volendo ad esempio raggiungere la stazione che irradia il segnale tramite l'homing è sufficiente orientare la vettura in modo da udire alla cuffia (o di osservare sul quadrante dell'indicatore) la posizione di *segnale nullo* ed apportando le relative correzioni al volante del mezzo mobile via via che si prosegue nella fase di avvicinamento.

Da notare che lo strumento può essere usato altresì quale ottima bussola per il rilevamento di punti cospicui la qualcosa frequentemente è utile, in



Fig. 4 - Uno fra i più completi radiorecettori per la ricezione della gamma 50 kHz \div 25 MHz a salti di $0,1$ kHz, doppia conversione di frequenza, memorizzazione di frequenze e dispositivi di allarme. Si tratta del modello HOMER 5.

molti casi, anche ai geologi ed ai geometri.

La bussola ha un diametro di 48 mm con graduazioni di 1°. La lettura avviene attraverso un prisma di ingrandimento. Molto elevato è il potere di smorzamento delle oscillazioni che consente sbandamenti fino a 20°. Essa è munita di illuminazione notturna del tipo Beta.

Lo strumento indicatore, al quale abbiamo accennato sopra, svolge tre funzioni ben distinte. Con l'interruttore di funzionamento posto sulla *posizione D/F* e con la cuffia inserita l'ago dell'indicatore segnala il numero del rilevamento nella sequenza del gruppo che sta trasmettendo. Con la cuffia disinserita l'ago indica la posizione di nullo sulla scala graduata sulla sinistra della gamma centrale. Con l'interruttore in *posizione di IDENT* e la cuffia inserita si sente in cuffia il segnale della stazione. Con l'interruttore su *BATT* si possono infine controllare le condizioni delle pile.

L'alimentazione viene effettuata mediante batterie a 9 V con un assorbimento di 10 mA massimo e di 15 μ A per l'orologio al quarzo. Per illuminare i quadranti si utilizza una pila da 1,5 V 45 mA per uso intermittente.

In pratica la durata delle batterie raggiunge i dodici mesi.

Radiogoniometro automatico digitale

Un altro radiogoniometro il quale può anche essere installato in modo permanente a bordo di autovetture,



Fig. 5 - L'HERON il dispositivo radiogoniometro per la gamma 190 \div 415 kHz, utilizzabile unitamente al ricevitore HOMER 5.

roulotte, camper e che ovviamente è stato progettato ad uso delle imbarcazioni da diporto è il modello *TD-L1101* della *TAIYO MUSEN CO* il quale ha delle caratteristiche più professionali valendosi di un'antenna a doppio quadro incrociato più l'antenna di senso.

Si tratta di un radiogoniometro molto adatto per coloro che effettuano raid su vasti territori desertici e che oltre a permettere il rilevamento dei radiofari della gamma 190 \div 420 kHz consente anche quello, oltre al relativo ascolto, delle stazioni radiofoniche della gamma 550 \div 1600 kHz.

Tanto l'indicazione delle frequenze quanto quella relativa ai rilevamenti

sono riportate, in forma digitale, su due appositi quadranti.

La sensibilità è dell'ordine di 15 μ V/m nella gamma dei radiofari con un rapporto d'immagine, sempre nella stessa gamma, maggiore di 60 dB. La selettività minima è di ± 1 kHz a 6 dB e quella massima ± 7 kHz a 60 dB.

L'alimentazione è del tipo in continua a 12, 24 o 32 V con un assorbimento di 0,6 A ed a richiesta anche in alternata.

Le misure del radiogoniometro sono 130 x 220 x 210 mm con un peso di 2800 g. mentre quelle dell'antenna a quadri incrociati sono 475 mm in altezza e 250 mm di circonferenza (base 125 mm). Peso 800 g.

Homer 5 ricevitore tutto fare

La Brookes & Gatehouse Ltd ha realizzato recentemente un ricevitore per le onde lunghe, medie e corte che ha delle caratteristiche veramente eccezionali e sul quale avremo occasione di intrattenerci in futuro più a lungo.

Si tratta di un circuito a doppio cambiamento di frequenza, 10.7 MHz e 20 kHz, che consente la ricezione continua delle frequenze comprese fra 50 kHz e 25 MHz a salti di 1 kHz con una precisione di ± 50 Hz e ± 10 Hz per megahertz.

Questo interessantissimo ricevitore che permette la ricezione AM, USB, LSB, IDENT/FAX, CW/DF, NULL ha una sensibilità in SSB, con larghezza di banda 0,3 \div 2,7 kHz, di 1 μ V; di 5 μ V in AM (larghezza di banda ± 3 kHz). Per la ricezione in telegrafia e per i rilevamenti radiogoniometrici la sensibilità è migliore di 0,3 μ V.

Le varie disposizioni circuitali vengono modificate mediante dei pulsanti facenti parte della tastiera frontale.

Particolari dispositivi di memoria e di allarme consentono la memorizzazione di ben diciotto frequenze diverse e di ricordare tramite segnale sonoro l'ora in cui si deve procedere alla ricezione dei loro messaggi.

All'HOMER 5, che ha incorporato un orologio al quarzo di grande precisione, può essere accoppiato l'HERON il quale consente di effettuare rilevamenti radiogoniometrici nella gamma 190 \div 415 kHz ed è munito di bussola con graduazioni ogni 0,5°. Alimentazione con batterie incorporate 12 \div 24 Vcc, 0,3 A con possibilità di alimentazione esterna. ■

Cala il prezzo dei videoregistratori

Sul mercato americano il costo dei videoregistratori sta calando vistosamente. Secondo alcuni osservatori, parecchie società starebbero per avvicinarsi al break-even-point, ossia a quel livello di costo all'ingrosso scendendo sotto il quale iniziano a perdere.

Da gennaio ad agosto sono state mediamente effettuate tre riduzioni: 10%, 15% e 20%. Alcuni modelli di videoregistratori possono oggi venire acquistati a circa 600 dollari; un anno fa per gli stessi occorrevano da 900 a 1000 dollari.

È diffusa convinzione che fra non molto i prezzi si stabilizzeranno intorno ai 500-600 dollari.

All'origine di questo rapido e repentino calo nei prezzi gli esperti mettono due fattori: le eccessive scorte accumulate durante il 1981 e le eccessive previsioni di vendita formulate all'inizio dell'anno.

Le stime più alte si erano spinte a prevedere per quest'anno vendite di 3 milioni di pezzi rispetto a 1,4 milioni del 1981.

Viceversa l'aumento verrebbe contenuto intorno al 35-40%.

TELETEXT &

Il televisore a colori sta diventando, nei sistemi teletext e videotex, il terminale domestico di un sistema di telematica.

Al lettore che si interessi per la prima volta a questi sistemi possono venire alla mente alcune domande che qui di seguito elenchiamo, e alle quali cercheremo di dare per il momento una breve risposta.

Cosa sono il teletext e il videotex?

Sono due termini generici (vanno scritti quindi in lettere minuscole) per indicare due serie di sistemi per trasmettere e riprodurre informazioni (consistenti di pagine di dati sotto forma di parole scritte e grafici elementari a colori) sul cinescopio del televisore a colori opportunamente modificato. Non vengono trasmessi né riprodotti segnali acustici.

Cos'è un televisore teletext?

È un televisore a colori convenzionale modificato per ricevere anche i segnali teletext.

Come provengono le informazioni al televisore teletext?

Nei sistemi teletext le informazioni (segnali teletext) vengono trasmesse assieme al normale programma e pervengono via etere all'antenna del televisore teletext. Il telespettatore può solo scegliere e ricevere le informazioni sul

cinescopio: i sistemi teletext sono ad una via.

Cos'è un televisore videotex?

È un televisore a colori convenzionale modificato per colloquiare mediante i segnali videotex.

Come pervengono le informazioni al televisore videotex?

Nei sistemi videotex, le informazioni (segnali videotex) pervengono al televisore (solo su richiesta) tramite il filo del telefono. Il telespettatore ha una linea diretta ed individuale per richiedere, ricevere ed inviare le informazioni e le comunicazioni che gli interessano: i sistemi videotex sono a due vie.

Perché esistono vari sistemi teletext e videotex?

Ogni nazione interessata ai sistemi teletext e videotex ha caratterizzato il

Presentazione e analogie con i problemi dei TVC

ing. Fabio Ghersi

Presentiamo i principi generali dei sistemi di telematica chiamati teletext e videotex, rispondendo alle domande che possono sorgere al lettore che si interessi per la prima volta a questi sistemi.



VIDEOTEX

suo particolare sistema con sigle e nomi convenzionali. Il principio fondamentale è lo stesso, variano i dettagli (i sistemi teletext e videotex si possono realizzare con molte varianti). Esistono quindi attualmente parecchie proposte per sistemi teletext e videotex in Europa e nel mondo.

Il sistema teletext (per ora sperimentale) italiano è denominato *Televideo*; il sistema videotex (per ora sperimentale) italiano è denominato *Videotel*.

Esiste il problema dello standard per il teletext e il videotex?

Sì, in modo analogo a quanto è avvenuto per i sistemi della televisione a colori, si pone il problema della scelta degli standard (insieme di norme che specificano i segnali) anche per i sistemi teletext e videotex.

Esistono sistemi teletext in funzione nel 1982?

Esistono in funzione in Inghilterra due sistemi teletext (denominati CEEFAX e ORACLE) con standard definitivo, dal settembre 1976. Sono in corso trasmissioni sperimentali, proposte e prove per altri standard in Europa e nel mondo.



Esistono sistemi videotex in funzione nel 1982?

Nessun sistema videotex è stato ancora adottato con standard definitivo, ma sono in corso trasmissioni sperimentali, proposte e prove, per standard di videotex in Europa e nel mondo.

In che cosa consiste il servizio teletext?

Le informazioni che il servizio teletext permette di ricevere (con una ripetizione ciclica di pagine) sono, fra l'altro: notizie lampo aggiornate, previsioni del tempo, programmi televisivi delle giornate, listini borsa, messaggio di allarme della polizia, dei pompieri, dei guardiacosta, risultati sportivi, offerte speciali e promozionali di vendita, disponibilità di biglietti per eventi culturali e sportivi.

In che cosa consiste il servizio videotex?

Le informazioni che il telespettatore può richiedere e ricevere (attraverso la rete telefonica ad un centro di dati) sono tra l'altro: informazioni di carattere generale - notizie giornalistiche, sportive, orari, elenchi telefonici, informazioni professionali (bancarie, finanziarie, di mercato), informazioni didattiche (istruzione programmata).

VIDEOTEL 1a

L'Indice Generale:

IL MONDO ECONOMICO	10 VALUTA E FINANZA
	11 AZIENDE
	12 IMPIEGO
	13 CONSULENZA
	14 ASSOCIAZIONI
LE ATTIVITA'	20 VIAGGI - TURISMO
	21 TRASPORTI
	22 SCUOLE
	23 SERVIZI SOCIALI
	24 IL COMMERCIO
TEMPO LIBERO	30 ATTUALITA' - SPORT
CULTURA	31 CULTURA
ATTUALITA'	32 TEMPO LIBERO
	33 CONSIGLI UTILI
	34 CONVEGNI - MOSTRE

Che tipo di segnali usano i sistemi teletext e i sistemi videotex?

I sistemi teletext e videotex usano segnali digitali codificati, uguali a quelli usati nei calcolatori elettronici.

Qual'è la parte fondamentale da aggiungere ad un televisore a colori convenzionale per ottenere un televisore teletext e un televisore videotex?

È un nuovo decodificatore, il decodificatore teletext o il decodificatore videotex (in aggiunta al decodificatore PAL). Questi nuovi decodificatori fanno uso di circuiti integrati a grande (LSI) e a grandissima (VLSI) scala di integrazione e comprendono circuiti che sono comuni a quelli usati nei calcolatori.

In definitiva in cosa si differenziano il televisore teletext ed il televisore videotex dal televisore a colori normale?

Il televisore a colori normale o convenzionale ci presenta programmi con immagini a colori e suoni trasmessi dalle stazioni.

Il televisore teletext ed il televisore videotex offrono al telespettatore, in aggiunta a ciò, nuovi servizi sotto forma di informazioni scritte, che egli stesso



Queste sono alcune pagine che compaiono dopo che l'utente ha realizzato tramite un telefono il collegamento con il Videotel (e cioè il Videotex).

può scegliere e far apparire o sparire sul cinescopio, in aggiunta o in sostituzione al programma normale. Nei sistemi teletext e videotex il televisore a colori diviene il terminale domestico di un sistema di telematica. I televisori

teletext e i televisori videotex sono i nuovi televisori a colori degli anni ottanta.

Passiamo ora a rispondere ad un'altra domanda:

Quali sono le analogie fra i problemi dei sistemi teletext e videotex negli anni ottanta ed i problemi dei sistemi di

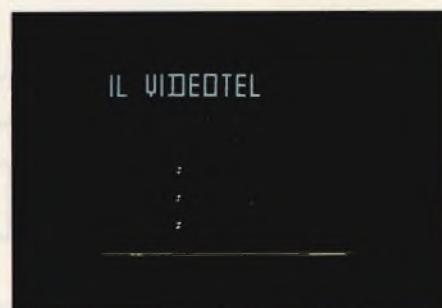


Tabella 1 - I sistemi di televisione a colori

Nazione	Denominazione del sistema	Stato dello standard	
		Sperimentale dal	Definitivo dal
Francia	SECAM I SECAM II SECAM III	1950	autunno 1967
Germania Occ.	FAM PAL	1962 1962	(poi abbandonato) autunno 1967
Inghilterra	British NTSC European NTSC ART SEQUIN PAL	1955 1962 1964 1965	(poi abbandonato) (abbandonato nel 1967) (poi abbandonato) (poi abbandonato) autunno 1967
Italia	PAL		1° febbraio 1977
Olanda	PAL		autunno 1967
Unione Sovietica	NIR SECAM III	1966	(abbandonato nel 1967) autunno 1967
USA	Sequenziale (CBS)	1940	adottato giugno 1951 abbandonato ottobre 1951
	NTSC (RCA)	1949	dicembre 1953

Significato delle sigle e degli acronimi

CEEFAX	(see facts): sistema teletext inglese trasmesso dalla BBC
LSI	(large scale integration): integrazione a grande scala
NTSC	(National Television System Committee): comitato tecnico nazionale per un sistema di TV in USA; anche sigla del sistema di TVC sviluppato in USA
ORACLE	(Optional Reception of Announcements by Coded Line Electronics): sistema teletext inglese trasmesso dalla IBA
PAL	(Phase Alternation Line): sistema di TVC sviluppato in Germania occidentale
SECAM	(Sequentiel Couleur A' Memoire): sistema di TVC sviluppato in Francia
VLSI	(Very Large Scale Integration): integrazione a grandissima scala

(acronimo = parola formata dalle lettere o sillabe iniziali di parti successive di termini composti).

televisione a colori NTSC, PAL, SECAM negli anni sessanta?

I sistemi teletext e videotex stanno agitando negli anni ottanta (in Europa e nel mondo) problemi di natura tecnica, industriale, economica e politica che hanno molte analogie con quelli nei quali si sono trovati i sistemi di televisione a colori negli anni sessanta.

Ricordiamo le tappe dello sviluppo dei sistemi di televisione a colori. Dopo più di un decennio di prove e di studi negli Stati Uniti e in Inghilterra, fu adottato ufficialmente negli Stati Uniti il sistema NTSC nel dicembre 1953: da tale data la televisione a colori ha iniziato ad operare su base commerciale. In Europa seguirono anni di proposte, prove e discussioni per scegliere un sistema "migliorato" dell'NTSC per l'Europa. Quello che si voleva migliorare nel sistema NTSC era l'eliminazione degli errori di fase (che significano errori di tinta) nell'immagine riprodotta nei televisori NTSC. Furono proposti vari sistemi, tutti varianti dell'originale NTSC, con vari nomi, alcuni divenuti famosi ed altri perduti per strada dopo poco tempo. In questi sistemi si eliminava l'errore di tinta facendolo invertire da riga a riga in modo che potesse compensarsi ogni due righe. Non si è però riusciti ad accordarsi su un sistema unico per l'Europa, e nel luglio 1966 sono stati decisi due altri sistemi di televisione a colori per l'Europa: SECAM e PAL. Sono quindi stati adottati nel mondo tre sistemi di televisione a colori: NTSC, SECAM, PAL. La situazione dei vari sistemi di televisione a colori è riassunta nella tabella 1.

Nel 1967 avvenne la scelta ufficiale per il sistema SECAM da parte della Francia e dell'Unione Sovietica, per il sistema PAL da parte dell'Inghilterra, Germania occidentale e Olanda; queste nazioni iniziarono per prime in Europa un servizio regolare di trasmissioni di televisione a colori.

L'introduzione delle trasmissioni regolari di televisione a colori in Italia, con la scelta ufficiale per il sistema PAL, è avvenuta solo dal febbraio 1977, con un ritardo di un decennio, ritardo di cui il sistema produttivo ed industriale italiano dell'elettronica civile risente tuttora.

Qual'è la situazione dei sistemi teletext e videotex?

La situazione attuale dei sistemi teletext è analoga a quella della televisione a colori all'incirca nel 1962: è stato scel-

to un sistema (con uno standard definitivo) e iniziato il servizio in Inghilterra dal settembre 1976, e si stanno proponendo e sperimentando vari altri sistemi teletext, in Europa, e nel mondo, tutti derivati da quello inglese. La situazione attuale dei sistemi videotex è la seguente: sono in funzione trasmissioni con sistemi sperimentali in varie nazioni, ma non è stato ancora scelto nessuno standard definitivo.

Concludiamo facendo osservare che l'argomento dei sistemi teletext e videotex è molteplice, per vari motivi. Un primo motivo è che in questi sistemi intervengono e interagiscono tecniche che sono quelle della televisione a colori convenzionale, (trasmettitori e televisori), dei microcalcolatori, delle linee di trasmissione telefoniche, delle trasmissioni via satelliti. Queste tecniche sono ora applicate assieme in questi sistemi, ma erano fino a poco tempo fa ben separate e seguivano programmi diversi e prospettive industriali differenti. Un secondo motivo è che questi sistemi, benchè già avviati su scala industriale in alcune nazioni (e l'Europa si è posta in questo campo all'avanguardia nel mondo), sono ancora in piena evoluzione e fanno intravedere (attraverso una strada piena di problemi, nazionali ed internazionali), la possibilità di nuove applicazioni e di nuovi importanti sviluppi nei prossimi anni. Un terzo motivo è che i sistemi teletext e videotex sono non solo delle nuove tecnologie, ma anche e specialmente un nuovo fenomeno complesso e dinamico.

Definizioni di termini

Informatica - (informazione-automatica, elaborazione elettronica di dati, trattamento automatico dei dati, EDP). L'insieme delle apparecchiature e dei metodi per il trattamento automatico dell'informazione.

Telematica - (telecomunicazioni-informatica, tele-informatica). L'informatica realizzata con i mezzi offerti dalle telecomunicazioni.

Teletext - Un servizio (di trasmissione di dati digitali) associato ad un segnale televisivo, avente lo scopo di riprodurre pagine di testo o grafici elementari sul cinescopio di un televisore a colori opportunamente modificato. Questo sistema impiega una ripetizione ciclica di pagine.

Videotex - Un servizio interattivo (di trasmissione di dati digitali) funzionante attraverso la rete telefonica e capace di riprodurre pagine di testo o grafici elementari sul cinescopio di un televisore a colori opportunamente modificato. Questo sistema fornisce pagine solo su richiesta.

I vari sistemi

ing. Fabio Ghersel

Nella descrizione dei sistemi teletext e videotex compare un gran numero di nuovi termini, sigle e nomi. Aiutiamo il lettore ad orientarsi in questo campo, chiarendo i motivi di questa situazione e raccogliendo in due tabelle i nomi e le sigle dei vari sistemi teletext e videotex usati attualmente nelle varie nazioni.

Il lettore che abbia iniziato a documentarsi sui sistemi teletext e videotex e sui televisori teletext e videotex avrà trovato un gran numero di nuovi termini, sigle e nomi, che l'avranno certamente disorientato. Questo fatto non è nè voluto nè casuale, ma deriva da motivi ragionevoli.

Un primo motivo è che il televisore teletext ed il televisore videotex sono televisori a colori e usano tutte le sigle comuni alla televisione a colori.

Un secondo motivo è che i televisori teletext e videotex fanno grande uso di circuiti integrati e da questi prendono tante altre sigle.

Un terzo motivo è che i televisori teletext e videotex impiegano anche nuove

tecniche digitali, comuni ai calcolatori elettronici, con le sigle normalmente usate in quel campo.

Un quarto motivo è che i televisori teletext e videotex hanno da fare con i mezzi di telecomunicazione terrestri e da satellite e da questi prendono ancora altre sigle.

Un ultimo motivo è che per i vari sistemi teletext e videotex sono state introdotte da ogni nazione nuove sigle e denominazioni.

Per dare una visione completa dei vari nomi e sigle dei sistemi teletext e videotex, li abbiamo raccolti nelle Tabelle 1 e 2 rispettivamente, indicando le nazioni interessate, la denominazione del sistema (nome o sigla) e lo stato dello standard.

Sui vari nomi e sigle dei sistemi teletext e videotex sono da fare parecchie osservazioni.

In primo luogo le denominazioni dei sistemi (spesso provvisori), hanno subito molte variazioni. Gli stessi termini teletext e videotex non sono stati esenti da questo stato di cose. Ricordiamo infatti che teletext e videotex sono ora accettati come nomi generici dei tipi di sistemi e sono perciò scritti in lettere minuscole. All'inizio però la situazione non era così chiara. Infatti, dal 1974 al 1978 teletext era scritto Teletext e si riferiva solo al sistema inglese. Il videotex era chiamato *viewdata* fino al 1979, anno in cui in ambito CCITT si è adottata la nuova denominazione (provvisoria) videotex (e spesso si tro-

Tabella 1 - I sistemi teletext

Nazione	Denominazione del sistema	Stato dello standard	
		Sperimentale dal	Definitivo dal
Canada	Telidon (one-way)	1979	
Francia	Antiope	prima dimostrazione pubblica settembre 1976 (Cannes)	
Germania occid.	Videotex	prima dimostrazione pubblica agosto 1977 (Berlino)	
Inghilterra (BBC)	CEEFAX	settembre 1974	settembre 1976
Inghilterra (IBA)	ORACLE	giugno 1975	
Italia	Televideo	maggio 1981	
Olanda	Teletekst	aprile 1980	
Svezia	Text-TV	1979	
USA	(Touch-Tone) (KEYFAX)	giugno 1978 gennaio 1981	

Sono inoltre iniziate trasmissioni sperimentali nelle seguenti nazioni: Australia, Austria, Belgio, Danimarca, Finlandia, Giappone, Svizzera, Venezuela.

Significato delle sigle e degli acronimi

ANTIOPE	(Acquisition Numérique et Télévisualisation d'Images Organisées en Pages d'Écriture): sistema teletext francese
BBC	(British Broadcasting Corporation): organizzazione statale inglese per le trasmissioni televisive finanziata dalle tasse pagate dai teleutenti.
CAPTAIN	(Character And Pattern Telephone Access Information Network system): sistema videotex giapponese.
CCITT:	Comitato Consultivo Internazionale Telegrafico Telefonico.
CEEFAX	(See Facts): sistema teletext inglese trasmesso dalla BBC.
FIRS	(Farm Information Retrieval System): sistema videotex in USA.
IBA	(Independent Broadcasting Authority): organizzazione privata inglese per le trasmissioni televisive finanziata dalla pubblicità che trasmette durante i programmi.
ORACLE	(Optional Reception of Announcements by Coded Line Electronics): sistema teletext inglese trasmesso dalla IBA.
VIEWDATA	= videotex

Il collegamento con la banca-dati del Videotel si effettua formando il numero 165, dopodiché si udirà una nota (1300 Hz) e sullo schermo del televisore comparirà la scritta: FATE IL VOSTRO PASS-WORD, e cioè, il numero che la SIP assegna ai richiedenti il servizio Videotel. Fatto questo numero, l'allacciamento con la banca-dati della SIP è fatto, e l'utente vedrà sullo schermo l'indice generale degli argomenti ai quali potrà accedere. Da questo momento in avanti, tramite il telecomando, potrà richiamare la pagina desiderata. Esiste però anche una procedura che esegue i sopradetti comandi in modo completamente automatico.

Tabella 2 - I sistemi videotex

Nazione	Denominazione del sistema	Stato dello standard	
		Sperimentale dal	Definitivo dal
Canada	Telidon (interactive)	giugno 1979	
Finlandia	Telset	1980	
Francia	Télétext	1977	
Germania occ.	Bildschirmtext	1980	
Giappone	CAPTAIN	1979	
Inghilterra	Prestel	marzo 1979	
ITALIA	Videotel	febbraio 1981	
Olanda	Viditel	agosto 1980	
Svezia	Televerket		
USA	(FIRS)	1980	

Sono inoltre iniziate trasmissioni sperimentali nelle seguenti nazioni: Danimarca, Honk Kong, Spagna, Svizzera.

va anche in pubblicazioni tecniche recenti ancora viewdata al posto di videotex).

In secondo luogo quasi tutte le nazioni hanno scelto una sigla particolare per il loro sistema. Non contribuisce certo alla chiarezza il fatto che il teletext tedesco sia chiamato Videotel (con t finale) ed il videotex tedesco Bildschirmtext (ma i tedeschi hanno fatto la loro scelta alcuni anni prima della scelta del nome videotex), o che per il videotex siano stati scelti da Olanda e Italia termini molto simili quali Viditel e Videotel. Altre sigle sono state coniate da fabbricanti di sistemi: ad esempio la Mullard ha introdotto il marchio Multitext per indicare i sistemi e componenti per teletext e videotex.

In terzo luogo alcuni sistemi (ad esempio ANTIOPE) hanno effettuato notevoli cambiamenti nello standard sperimentale nell'arco di alcuni anni, di modo che lo standard è stato sostanzialmente modificato.

Esempi di grafica realizzabile con il sistema Videotel.



zionalmente modificato.

In conclusione, la situazione è in via di evoluzione; le Tabelle 1 e 2 riassumono la situazione attuale esistente e saranno certamente da rivedere entro breve tempo.

Si può prevedere quando saranno decisi e quali saranno in Europa e nel mondo gli standard per il teletext ed il videotex?

Difficile è prevederlo. Certo è che (a parte la proliferazione dei nomi e delle sigle), i sistemi teletext e videotex sono una realtà pratica in Inghilterra e oggetto di trasmissioni sperimentali, studi (da parte dei laboratori della società in esercizio) e sviluppi tecnologici (da parte dell'industria sulla preparazione dei circuiti integrati per i decodificatori) in molte nazioni. I televisori teletext e videotex stanno diventando una realtà tecnica, finanziaria ed industriale negli anni ottanta in tutto il mondo.

Circuiti analogici e digitali in TV

ing. Fabio Ghersel

I televisori teletext e videotex coinvolgono nuove tecniche che non sono familiari ai tecnici della televisione, abituati a tecniche puramente analogiche. Indichiamo i principi delle nuove tecniche digitali nel campo dei televisori e le nuove tendenze generali dei sistemi di televisione.

I televisori a colori convenzionali contengono circuiti che si possono classificare in due tipi fondamentali: analogici (o lineari) e digitali. Sono digitali solo i circuiti usati nel telecomando; sono analogici tutti gli altri circuiti (del selettore, del canale video, del canale suono, delle deflessioni, dei circuiti associati al cinescopio).

I circuiti che nei televisori teletext e nei televisori videotex dobbiamo aggiungere al televisore a colori convenzionale sono in piccola parte analogici e in gran parte digitali.

Vediamo la differenza fra circuiti digitali ed analogici.

Un *circuito digitale* è un circuito che funziona come un commutatore. In termini più tecnici, un circuito digitale è un circuito nel quale i segnali di ingresso e di uscita rappresentano variabili digitali; una variabile digitale essendo una quantità fisica rappresentante una proprietà o una proposta, e che può prendere ciascun valore fra un numero finito di valori discreti, compresi fra due limiti specificati. Alcuni circuiti digitali sono caratterizzati dalla relazione che esiste fra gli stati delle variabili digitali agli ingressi e alle uscite; altri possono essere caratterizzati da variabili addizionali. La variabile digitale può essere una tensione, una corrente, una impedenza. Un circuito digitale si dice *binario* quando in esso il numero degli stati delle variabili digitali è solo due.

Un *circuito lineare* o *analogico* è un circuito che opera su un segnale elettrico per cambiare la sua forma aumentare la sua ampiezza o modificarlo per

una data funzione finale. L'esempio del controllo di una lampadina elettrica può illustrare le definizioni dei compiti dei circuiti digitali e lineari: la possibilità di un circuito digitale è ristretta alla commutazione di accensione e spegnimento della lampadina; un circuito lineare può far variare continuamente la luminosità della lampadina. I circuiti digitali funzionano quindi con una risposta discontinua, quelli lineari con una risposta continua e proporzionale.

Passiamo ora a considerare i segnali. I segnali che vengono trattati nei circuiti analogici sono *segnali analogici*, i segnali che vengono trattati nei circuiti digitali sono *segnali digitali*. La differenza fondamentale fra segnali analogici e digitali sta nel *modo* nel quale i segnali vengono *inviati* al televisore e da esso *utilizzati*. Vediamo come.

La televisione è stata tradizionalmente legata alla trasmissione e alla ricezione di *segnali analogici*, mentre

nella trasmissione dei segnali del telecomando, dei segnali teletext e di quelli videotex si usano *segnali digitali codificati*.

Nella trasmissione con segnali analogici l'ampiezza del segnale è resa proporzionale all'informazione da trasmettere. In termini semplificati, una zona luminosa di una immagine televisiva può essere rappresentata da un segnale di grande ampiezza e una zona scura da un segnale di piccola ampiezza. I dettagli pratici sono un poco più complicati, poichè questa ampiezza variabile deve essere modulata su di un'onda portante di alta frequenza per una trasmissione pratica, ma il principio rimane lo stesso. La funzione dei circuiti analogici del televisore è di raccogliere (mediante l'antenna) il segnale, separarne il segnale video, amplificarlo e usarlo per pilotare il cinescopio.

Il principio della trasmissione ed utilizzazione dei *segnali digitali* è interamente differente. Riferiamoci, per rife-

Significato delle sigle e degli acronimi

NTSC	(National Television System Committee): comitato tecnico nazionale per un sistema di TV in USA; anche sigla del sistema di TVC sviluppato in USA.
PAL	(Phase Alternation Line): sistema di TVC sviluppato in Germania occidentale
SECAM	(Séquentiel Couleur A' Memoire): sistema di TVC sviluppato in Francia
SMPTÉ	(Society of Motion Picture and Television Engineers): società dei tecnici del cinema e della televisione (in USA)
UER	(Union Européenne de Radiodiffusion): unione europea di radiodiffusione (detta in inglese (EBU))
VLSI	(Very Large Scale Integration): integrazione a grandissima scala.



rici a dati concreti, al segnale teletext (i segnali videotex e quelli del telecomando funzionano in modo analogo). In questo caso l'informazione da trasmettere si riduce ad una serie di cifre (digit = cifra) e queste cifre vengono trasmesse sotto forma di un adatto codice. Il televisore deve prima decodificare il segnale, e poi usare l'informazione da esso ottenuta per generare il suo particolare segnale per il cinescopio.

Grazie all'industria dei calcolatori, le tecniche per descrivere l'informazione nella forma numerica di un codice binario sono ben sviluppate. In un codice binario, tutti i caratteri sono rappresentati da un numero espresso in zeri (0) e uni (1). Un impulso elettrico può rappresentare il numero 1, l'assenza di un impulso può rappresentare 0. Il codice Morse è un primo esempio dell'impiego di una forma di codice binario nelle telecomunicazioni, costruendo tutte le lettere ed i numeri mediante punti e righe.

Il vantaggio principale di trasmettere i segnali in forma digitale anziché analogica è che il segnale teletraspresso può essere molto più semplice. Un segnale digitale, che se inviato al cinescopio come un segnale analogico apparirebbe come una piccola serie di punti, può generare ad esempio una lettera A completa. Una volta che il televisore ha decodificato il segnale quale "lettera A", esso può riprodurre tale lettera in qualunque modo esso scelga di farlo. È quindi il segnale locale, generato nel televisore, che il telespettatore vede praticamente formante una lettera A sul cinescopio, cosicché i caratteri

sono sempre quasi perfetti (per quanto lo può permettere il televisore). Il televisore è nella posizione di un telegrafista che riceve con il codice Morse la istruzione "lettera A": egli può indovinarla, stamparla o dipingerla su un grande pannello.

Questa è una importante differenza dalla teletrasmissione convenzionale, ed influenza la qualità ed il tipo di servizio teletext che il telespettatore può ricevere.

La trasmissione digitale ha ovviamente anche degli vantaggi.

Le interferenze nel cammino di trasmissione non influenzano la qualità delle pagine riprodotte che il telespettatore vede, ma possono far sì che le varie lettere e caratteri non siano bene interpretate, cosicché nel caso peggiore il contenuto della pagina si riduce ad un nonsenso.

In definitiva, la differenza fra segnali analogici e digitali sta nel fatto che nel primo caso si invia una rappresentazione diretta, o analogica, dell'immagine da riprodurre, nel secondo caso si trasmette una descrizione dell'immagine in forma codificata che deve essere decodificata nel televisore.

La prima applicazione dei segnali binari codificati nel televisore a colori è stata nel telecomando, la seconda nel teletext e videotex.

L'impiego delle tecniche digitali nei sistemi teletext o videotex ci porta a fare alcune considerazioni sulle tendenze generali dei sistemi di televisione.

La qualità delle immagini televisive a colori ha senza dubbio raggiunto un



Esempi di pagine pubblicitarie realizzabili con il sistema Videotel. Le aziende commerciali e gli enti pubblici possono servirsi del Videotel per comunicare le loro informazioni o i loro messaggi pubblicitari.



livello molto alto, e le possibilità dei sistemi di televisione a colori sono pienamente sfruttate sia in trasmissione che in ricezione. Tuttavia, nuovi sviluppi tecnologici sensazionali sembrano attenderci negli anni ottanta (anche fuori del campo dei sistemi teletext e videotex). La decade 1980-1990 è prevista quale "decade digitale" per la televisione, cioè la decade durante la quale la tecnologia video digitale avrà un impiego notevolmente maggiore nei sistemi televisivi, sia in trasmissione che in ricezione.

In trasmissione uno dei problemi principali è la scelta di uno standard di video digitale (chiamato anche standard di codificazione numerica della televisione). Dal 1967 esiste nel mondo una diversità dei procedimenti di codificazione della televisione a colori (PAL, SECAM, NTSC). Mediante la scelta di un adatto standard di codificazione digitale si potrebbero eliminare molti dei problemi nello scambio internazionale dei programmi.

Un singolo, universale, standard digitale di interscambio potrebbe rimpiazzare le presenti specificazioni di interscambio basate sui sistemi di codificazione (analogici) PAL, SECAM, NTSC. Solo nello stadio finale del processo, cioè nella trasmissione dei segnali nelle case degli telespettatori, sarebbe necessario usare gli attuali stan-

All' inizio c'era solo l'autoradio,

Poi vennero i booster, gli equalizzatori, ogni genere di accessori, perchè anche il suono in viaggio doveva essere un suono veramente hi-fi. Un impianto hi-fi in auto, però, può anche essere un problema. Ecco perchè noi abbiamo progettato l'autoradio hi-fi.

- Con le più avanzate tecnologie.
- Con i migliori componenti.
- Con amplificatori ad alta potenza e bassa distorsione.
- Con l'equalizzatore grafico per un suono su misura.
- Con il riproduttore di nastri Metal e l'autoreverse.
- Con i sistemi acustici ultralineari ad alta affidabilità.
- Con tutto.

Tutto nell'autoradio.



alla fine c'è l'autoradio hi-fi.



Bandridge

1 York Road, London SW19 8TP, England.

dard analogici, per mantenere la compatibilità con le centinaia di milioni di televisori già in funzione. Nel campo della produzione dei programmi televisivi, le tecniche digitali (numeriche) offrono molti vantaggi, fra i quali la possibilità di migliorare considerevolmente i mezzi di produzione e la qualità delle immagini.

A questo progetto di standard di video digitale lavorano da 1972 i comitati tecnici della UER. Per non limitarsi ai bisogni dei sistemi di televisione a 625 righe utilizzati in Europa, ma considerando anche quelli delle regioni dove si utilizza un sistema a 525 righe, la UER ha coordinato i suoi studi con quelli della SMPTE degli Stati Uniti. Le proposte della UER e della SMPTE sono che lo standard digitale non sia basato sui sistemi PAL, SECAM, NTSC, ma su un principio di codificazione con caratteristiche che si applichino sia alle nazioni con sistemi a 525 righe che a 625 righe. Una decisione importante sulle proposte della UER e della SMPTE per lo standard di video digitale è attesa in sede internazionale entro il 1981.

Nel campo della ricezione, cioè nel televisore a colori, le prospettive future sono per un impiego sempre maggiore dei circuiti digitali (oltre a quelli attuali indicati nel paragrafo precedente), in sostituzione dei circuiti analogici convenzionali. Ciò segue dal fatto che sono sempre più disponibili circuiti integrati digitali a bassissimi prezzi e quindi diventa economico realizzare funzioni originariamente di tipo analogico con circuiti di tipo digitale (anche se l'effettivo circuito elettrico risulta più complicato).

A questo proposito la società tedesca ITT Intermetall ha annunciato l'introduzione sul mercato nel 1982 di una serie di circuiti integrati digitali e VLSI per il segnale video nei televisori a colori. In queste applicazioni, centinaia di componenti discreti usati nell'amplificatore video, nei circuiti di deflessione e nel canale suono vengono sostituiti da circuiti integrati digitali e da un microcalcolatore che controlla e orchestra il trasferimento dei dati fra di essi. I segnali digitali devono essere poi convertiti in segnali analogici per pilotare l'altoparlante, il cinescopio, la deflessione orizzontale e verticale. Vengono rispettate riduzioni dei costi di montaggio e di taratura (i dati di taratura vengono immagazzinati in una memoria programmabile).

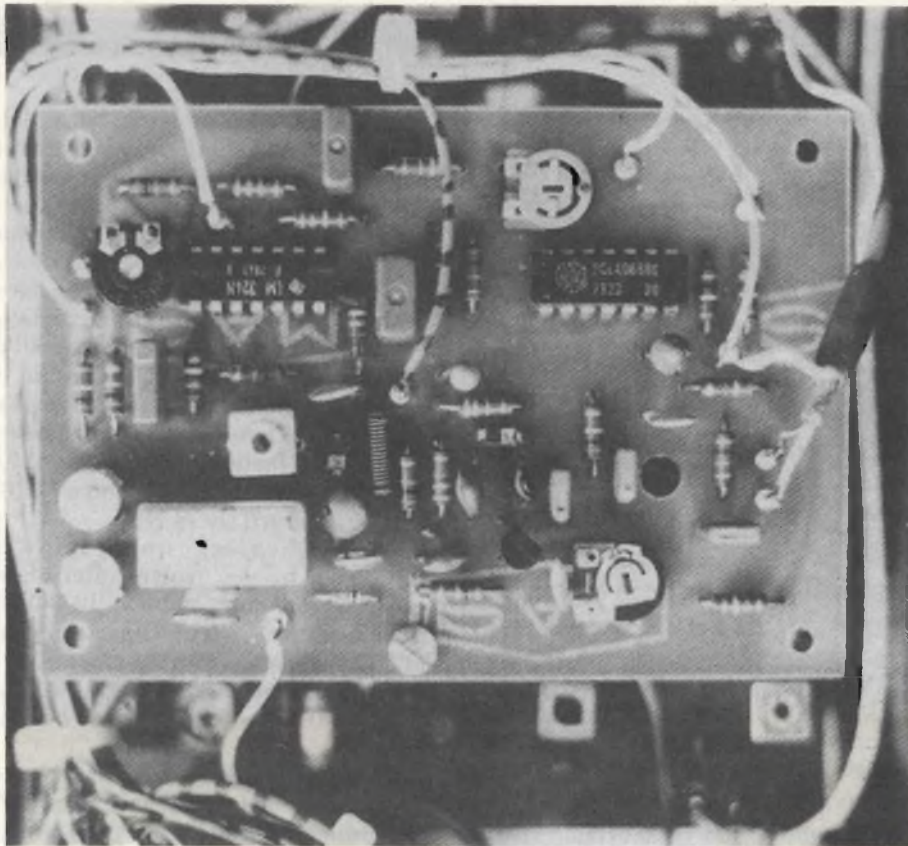


Fig. 3 - Vista dell'oscillatore locale, e circuiti accessori, montato ed installato nel ricevitore FM che abbiamo descritto nella puntata scorsa.

per ciascun sistema. Il modello 4016 ha le medesime connessioni ai terminali, però non ha i "buffers" incorporati, e visto che lo squelch eroga delle tensioni che vanno da 0V in più, sino al valore operativo, se non vi sono gli amplificatori s'incorre in una commutazione incerta, inaffidabile.

Parliamo ora della realizzazione.

L'oscillatore con facoltà di scansione che abbiamo descritto, è progettato per il montaggio su bassetta stampata che utilizza una sola ramatura (figura 2) e le dimensioni al naturale sono 100 mm per 70 mm. L'oscillatore può essere racchiuso in un contenitore metallico schermante provvisto di fori per l'allineamento (in pratica per i compensatori della L1, e per i vari trimmer potenziometrici).

Osserviamo le connessioni e la taratura.

Tra il modulo ricevitore (codice DC3 NT003), l'oscillatore descritto (codice DC3 NT 004) e gli altri settori si devono eseguire le connessioni dettagliate in tabella 1.

È inoltre necessario connettere il potenziometro disposto sul pannello frontale dell'apparecchio che serve per la sintonia fine come si vede nello schema elettrico, e collegare lo strumento del discriminatore ai punti "Pt 7" e "Pt 8", anche se tale sistema d'indicazione non da poi questi grandi vantaggi, impiegando l'oscillatore descritto. In pratica, lo strumento, in questo caso, mostra lo stato del procedimento di "scanning"; la posizione sulla quale si ferma l'indice, da un'idea della frequenza. La figura 3 mostra la foto del modulo ultimato ed impiantato. Durante la taratura, un frequenzimetro digitale si manifesta assai utile. Le frequenze attese,

saranno situate aggiustando il nucleo della bobina ed i compensatori, sottraendo sempre il valore della media frequenza: 10,7 MHz. Durante queste regolazioni, il potenziometro della sintonia fine deve essere centrato, e lo squelch sarà aperto.

Il trimmer che fa parte del circuito che situa il punto di lavoro sarà regolato in modo tale, con lo squelch aperto, che lo strumento connesso tra "Pt 7" e "Pt 8" si muova lentamente in una delle due direzioni. Per controllare il funzionamento, è necessaria la captazione di un segnale. L'indicazione della frequenza misurata, deve bloccarsi, una volta avvenuto l'agganciamento ed una tensione dal valore di metà circa di quella d'alimentazione (come dire mediamente 6V) deve essere presente al terminale 2 dello I3 nel ricevitore VHF. Per la misura è necessario impiegare un voltmetro ad alta impedenza interna. Il valore di tensione indicato, sarà presente solo quando il segnale ricevuto ha una frequenza situata esattamente al centro della curva caratteristica del discriminatore, in una posizione simmetrica.

In normali condizioni d'impiego, lo squelch sarà chiuso, visto che si apre immediatamente non appena si capta un segnale.

L'elaborazione dei segnali video

Passeremo ora all'analisi del sistema video, tramite l'aiuto di uno schema a blocchi, e della sua realizzazione pratica, esponendo il pannello frontale del ricevitore.

Il sistema, non solo offre la scelta tra due sistemi di display (macchina FAX, oppure tubo catodico con relativa macchina fotografica), ma consente la scelta da varie sorgenti di segnali, come il convertitore-ricevitore METEOSAT, il solo ricevitore VHF ecc. La circuiteria permette di scegliere la velocità di funzionamento di 48 linee al minuto e via di seguito sino a 240 linee e comprende i sistemi che vagliano i vari segnali di avvio e stop.

Tuttocò, da modo al costruttore di decidere il tipo ed il modo di lavoro ancor prima d'iniziare la realizzazione. Logicamente, è possibile che si richiedano solo un paio di modi di lavoro. In tal caso, le circuiterie supplementari possono essere lasciate da parte, trascurate. I circuiti stampati previsti, dei quali abbiamo già parlato in precedenza, comprendono tutti i singoli circuiti; tuttavia, i componenti che non s'impiegheranno, volendo ignorare qualche

TABELLA 1

DC3 NT 003	DC3 NT 004	Connessioni
Pt 3	Pt 1	+12 V
Pt 2/massa	Pt 3/Pt 4	Uscita del VFO
Pt 13	Pt 2	Squelch
Pt 7	Pt 5	Discriminatore
Pt 17	Pt 9	Tramite un interruttore

funzione, saranno indicati nella descrizione dettagliata in seguito.

Di questa stazione ricevente, sono stati realizzati via via tre interi prototipi con dei miglioramenti dettati dall'esperienza. Nell'ultimo, il complesso di elaborazione video è montato su otto basette a circuito stampato. Tre di queste sono montate accanto al tubo monitor: si tratta dell'alimentazione ad alta tensione codice DC 3 NT 010, del sistema di deflessione codice DC3 NT 011, e dell'alimentatore per il motorino della macchina fotografica DC 3 NT 012. Gli altri cinque pannellini stampati che hanno i codici relativi che vanno da DC 3 NT 005, sino a DC 3 NT 009, hanno il formato Eurocard e sono compresi in singoli contenitori. La figura 4 mostra il disegno del pannello dell'elaboratore d'immagini con tutti i relativi controlli.

Nel primo modulo da sinistra, sono compresi i commutatori delle varie sorgenti di segnali BF, per la sottoportante (AM/FM), e per la velocità di registrazione. In più vi è l'interruttore generale.

Il secondo modulo comprende la logica di "start - stop": i due filtri BF regolabili tra 200 e 500 Hz, sono completi d'indicatori LED. Per esempio, questi filtri possono essere regolati a 300 Hz e 500 Hz nel caso della ricezione METEOSAT, per attivare il circuito di valutazione. L'impulso d'inizio-lavoro può avere un andamento sia positivo che negativo. Gli altri controlli del modulo servono per dare inizio alla trascrizione dell'immagine nel caso di satelliti meteorologici posti in orbita polare, come il TIROS N, o il NOAA 6. Tali satelliti, trasmettono le loro immagini APT nella gamma dei 137 MHz, come sappiamo, in continuità. Ciò vuol dire che non vi è un segnale che marca l'inizio dell'invio delle immagini, e della fine. Tuttavia, i satelliti detti, trasmettono un treno d'impulsi (Burst) all'inizio di ogni riga. Il "burst" può essere impiegato per dare il via al sistema che elabora le immagini, ed allo scopo, si prevede un pulsante sul pannello frontale. Se si vuole iniziare l'immagine da una determinata riga, o segmento, è necessario conoscere l'orbita del satellite e l'istante esatto in cui attraversa l'equatore. Avendo tali dati a disposizione, è possibile ricavare una immagine dall'inizio con l'impiego di un cronometro.

Va rammentata una particolare caratteristica dei satelliti TIROS N e NOAA 6: ambedue trasmettono le informazioni che formano le immagini

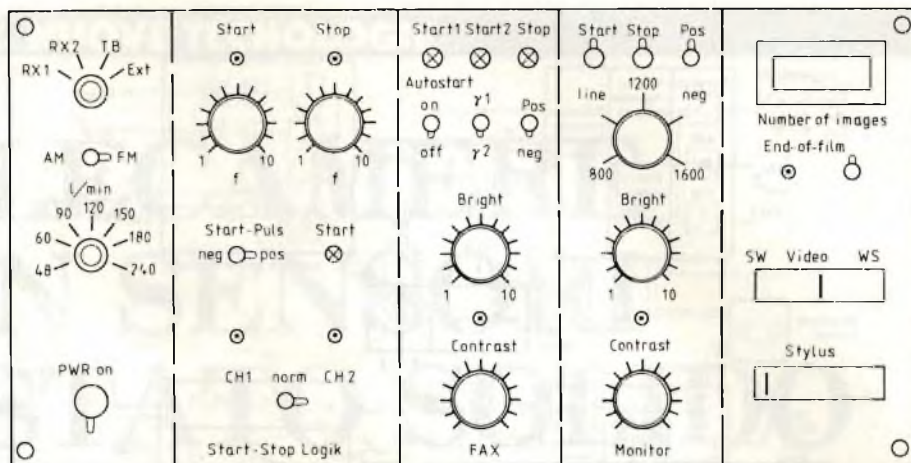


Fig. 4 - Pannello frontale del sistema elaboratore d'immagini. Le diciture sono facilmente comprensibili, ed il testo spiega l'utilizzo dei vari controlli.

su due canali separati, uno relativo alla luce visibile, e l'altro per quella infrarossa. I due canali possono essere incisi fianco a fianco, con l'impiego dei burst di pilotaggio-identificazione, come si vede nella figura 5. In tal modo è possibile registrare le immagini affiancate, utilizzando la velocità di 120 linee al minuto, o registrando a 240 linee per minuto con la cancellazione del canale indesiderato tramite i burst d'identificazione.

Il terzo modulo dalla sinistra, comprende gli elementi di controllo per la macchina del facsimile (FAX).

Con lo Start 1, s'inizia il lavoro in sincronismo quando il pulsante è premuto durante gl'impulsi di sincro; con lo Start 2, l'elaborazione ha un inizio immediato, sino a che non si preme il pulsante di stop. Quest'ultimo, disabilita il circuito d'inizio-lavoro. Per disabilitare la macchina che effettua la trascrizione facsimile, il pulsante relativo deve essere premuto solo per un istante. Un altro deviatore, consente di registrare sia l'immagine in positivo che in negativo, ed un ulteriore controllo commuta tra due circuiti "equalizzatori-gamma", come dire i sistemi che regolano la scala dei grigi. Vi sono infine i controlli della luminosità e del contrasto. L'ultimo detto può essere variato tra 0 e l'infinito (solo bianco e nero). Il

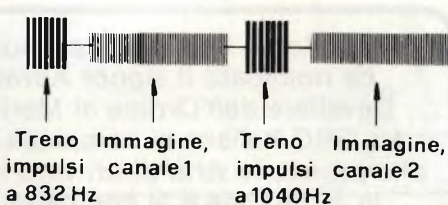


Fig. 5 - Singola riga di segnale video dei satelliti TIROS e NOAA6.

funzionamento della macchina è indicato tramite una lampada spia.

Il quarto modulo da sinistra, è altrettanto simile al terzo, e serve per il controllo del tubo monitor. Sono previsti i controlli di inizio istantaneo del lavoro, di stop ed il commutatore "immagine positiva-immagine negativa". Se le immagini devono essere utilizzate in un proiettore, dopo il necessario trattamento fotografico, si deve scegliere la posizione "POS". Se si vogliono eseguire degli ingrandimenti, è bene che l'immagine sia registrata nella posizione "NEG".

Il potenziometro "Lines" (linee), per il Meteosat deve essere regolato ad 800, e per il TIROS N ed il NOAA 6 a 1600, e se l'ingresso proviene da segnali APT irradiati per la trascrizione delle mappe del tempo nelle gamme OL ed OC, sarà regolato tra 900 e 1800.

I controlli di luminosità e contrasto sono indipendenti da quelli della macchina facsimile.

L'ultimo modulo venendo da sinistra, comprende dei commutatori numerici che servono per scegliere il numero delle immagini, una indicazione del termine del film fotografico, con relativo interruttore di spegnimento, ed uno strumento per la valutazione del pilotaggio video che serve per regolare al meglio i potenziometri di luminosità e contrasto, nonché un secondo strumento che indica la corrente dello stilo per la macchina facsimile.

Osserviamo ora lo schema a blocchi: figura 6.

Come è stato detto in precedenza, il settore comprende i moduli dal DC3 NT 005 al DC 3 NT 009; vediamo le varie funzioni svolte dai settori anche perchè, quando il lettore avrà valutato minuziosamente il tutto potrà anche decidere quali sezioni adottare, ed

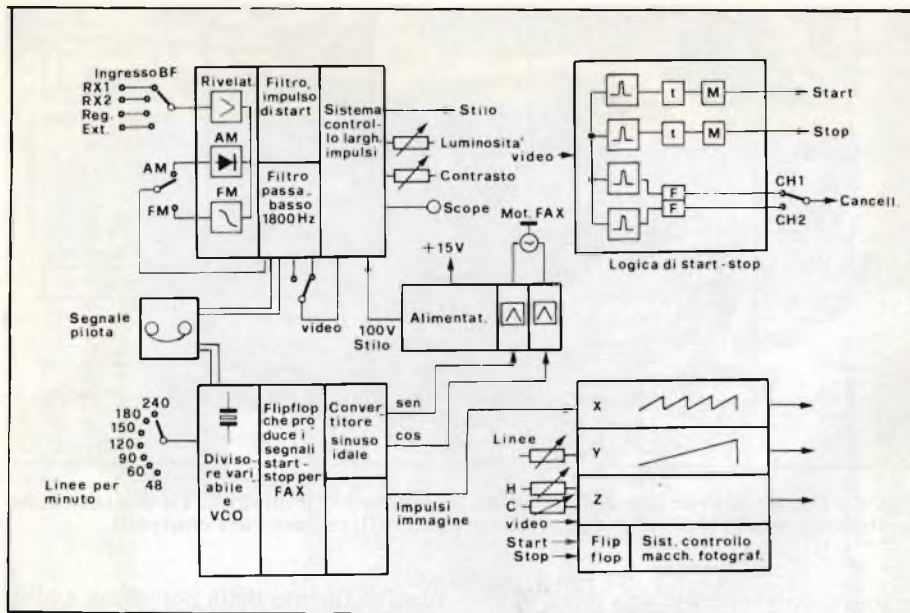


Fig. 6 - Schema a blocchi del sistema elaboratore d'immagini.

eventualmente lasciar da parte, in base agli obiettivi che si prefigge, ed alla forma ed alla sostanza che intende dare alla stazione ricevente.

Il modulo DC 3 NT 005 è il cosiddetto "elaboratore video".

A questo, si presenta la sottoportante ricavata dalla bassa frequenza del ricevitore VHF. I potenziometri trimmer collocati sul pannello posteriore, consentono di regolare tutti i livelli ai valori preferiti. È inoltre possibile scegliere l'ingresso dal rivelatore FM ed AM (nel funzionamento METEOSAT). Il rivelatore è seguito da un filtro passabasso per ridurre il rumore della banda passante. Il segnale video può essere ripreso a questo punto ed inciso su di una pista di un registratore stereo. Simultaneamente, sull'altra pista è inciso un segnale di sincronizzazione a 1350 Hz che proviene dal modulo DC 3 NT 008. Questa nota serve come riferimento durante il playback, e controlla l'intero sistema tramite un circuito PLL.

Il modulo DC 3 NT 005 comprende anche il filtro per gli impulsi d'inizio lavoro ed il modulatore in ampiezza per la corrente dello stilo del registratore FAX. Lo stilo è pilotato da una tensione di 100V, che dal modulatore, è applicata anche ad un bocchettone, al quale si può collegare un oscilloscopio a scopi di monitor.

L'alimentatore DC 3 NT 006, eroga una tensione stabilizzata di 15V per i vari circuiti elettronici, nonché i 100V necessari per lo stilo del registratore facsimile. In questo modulo, sono compresi anche i due stadi d'uscita per il pilotaggio del motore della macchina

facsimile. Il detto, è un modello sincrono da 6W che per il funzionamento necessita di due tensioni sinusoidali CA slittate in fase di 90°.

IL modulo DC 3 NT 007 comprende il circuito logico di valutazione per i segnali di avvio e di stop, che è bicanale. Ciascun canale prevede un filtro BF seguito da una linea di ritardo e da un monoflop. Il tutto è previsto per l'elaborazione delle immagini provenienti dal METEOSAT. Nel caso che si preveda la ricezione dei segnali provenienti dal TIROS N o dal NOAA 6, i filtri BF sono seguiti da un circuito selettore dei canali.

Il modulo DC 3 NT 008 è il generatore dei segnali. Impiega un oscillatore a quarzo ed un divisore di frequenza che eroga 1350 Hz. Tale frequenza, è impiegata come riferimento per il circuito PLL, sia direttamente, che tramite il registratore a nastro. Il VCO del PLL oscilla a 86,4 kHz. La frequenza detta è divisa da un divisore programmabile per ricavare la velocità di registrazione necessaria.

La frequenza prescelta, controlla la deflessione orizzontale del tubo monitor.

Nel caso del segnale d'uscita per la macchina facsimile, gli impulsi che

provengono dal divisore programmabile, hanno la forma sinusoidale. Una tensione slittata in fase di 90° nel coseno, è derivata da questa tensione sinusoidale; ambedue i segnali sono inviati agli stadi d'uscita compresi nel modulo alimentatore.

Il modulo DC 3 NT 009, comprende i generatori a dente di sega per la deflessione orizzontale (X) e verticale (Y).

La frequenza della deflessione orizzontale è controllata dal generatore di segnali commutabile, mentre la temporizzazione per l'immagine è stabilita tramite un potenziometro. Ambedue i circuiti hanno una tensione d'uscita compresa tra 5 e 10V. L'amplificatore dell'uscita video nel modulo DC 3 NT 009 è indicato come "Z". La relativa funzione è modulare la corrente del raggio catodico nel tubo che serve quale monitor, quando anche la relativa luminosità. Quando non è presente alcun segnale, la tensione d'uscita giunge solamente a +1 V, quindi il pennello elettronico è cancellato; un valore di circa +7,5 V corrisponde ad un livello intermedio di grigio.

Questo modulo comprende anche i circuiti di controllo per la macchina fotografica. È necessario che l'otturatore sia aperto e chiuso, e che il motore "winder" di trasporto della pellicola sia messo in azione, e poi a riposo, quando ha spostato un fotogramma (per esempio da 26 mm, o da 35 mm). Tutto il sistema che elabora le immagini, deve essere posto a riposo, quando termina la pellicola. È anche necessario che il termine della pellicola sia indicato da una lampada spia posta nel pannello frontale.

Speriamo così di avere dato un'idea al lettore del funzionamento del sistema che elabora le immagini. Nei prossimi articoli, saranno discussi i singoli moduli nei dettagli, con i loro schemi e la parte pratico-costruttiva, il piazzamento delle parti ecc.

Al termine, esporremo anche un piano d'interconnessione tra i settori, e tutti i dettagli che servono per l'allineamento generale.

Il Presidente Pertini, su proposta del Ministro dell'Industria, ha nominato il signor Alfredo Bonaventura di Catania Cavaliere dell'Ordine al Merito della Repubblica Italiana. La GBC Italiana si compiace del meritato riconoscimento che premia le virtù di un vero lavoratore, quali sono l'onestà, la rettitudine e la competenza professionale del nuovo Cavaliere. Congratulazioni vivissime e fervidi auguri.

TELECAMERE CON SENSORI ALLO STATO SOLIDO

di G. Martinetti

Le nuove camere elettroniche si presentano come temibili concorrenti per le tradizionali cineprese e macchine fotografiche.

I sensori allo stato solido del tipo a trasferimento di cariche CCD (Charge Coupled Devices) e del tipo a elementi MOS (Metal Oxide Semiconductor) sono in attiva fase di sviluppo presso le principali compagnie di componenti elettronici del Giappone e degli Stati Uniti.

Essi permetteranno entro 1-2 anni di sostituire il tradizionale tubo di ripresa sia in bianco e nero che a colori con una struttura planare di vetro e silicio avente dimensioni, peso, prezzo ridotti e prestazioni ottime.

In particolare il beneficio dell'introduzione di sensori CCD è risentito nelle telecamere per uso domestico dove è richiesto il miglior compromesso fra prestazioni, prezzo e robustezza.

L'adozione di circuiti LSI e videoregistratori con mini-cassette permette-

ranno di integrare la ripresa e la video-registrazione in un'unica camera elettronica, che finirà col soppiantare la cinepresa super-8.

Infine la ripresa con sensore allo stato solido, unita alla registrazione su memoria a bolle o su floppy magn. disc, viene presa in considerazione come nuovo sistema di fotografia completamente elettronica.

I sensori allo stato solido

I sensori allo stato solido possono essere del tipo a CCD (Charge Coupled Devices) e del tipo MOS (Metal Oxide Silicon).

Nei sensori del primo tipo i dispositivi CCD vengono impiegati per trasferire l'informazione luminosa da ogni elemento fotosensibile (denominato pix-

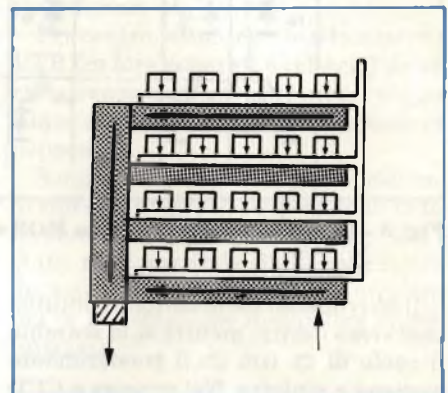


Fig. 2 - Sensore di immagine tipo CCD.

cel), realizzando così la scansione dello schermo di ripresa.

Infatti il CCD è costituito da un array monolitico di condensatori MOS strettamente spazati fra loro ed è in grado di trasferire la carica, esprime il campione di un segnale analogico, da un condensatore ad un altro per mezzo di buche di potenziale, originate dai segnali di clock applicati agli elettrodi.

In figura 1-a è rappresentato un array di MOS a tre fasi realizzato su un semiconduttore tipo P. L'impulso di clock ϕ_1 applicato nell'istante t_1 ai gate 1, 4, 7, ecc. (figura 1-b) determina sotto di essi una zona di svuotamento o buca di potenziale in cui vengono immagazzinate le cariche derivanti da un pixel. L'impulso successivo ϕ_2 applicato ai gate 2, 5, 8, ecc. nell'istante t_2 determina il passaggio progressivo della buca di potenziale e quindi delle cariche in esso contenute fino ad ottenere nell'istante t_3 il passaggio completo delle cariche sotto quegli elettrodi (figura 1-c).

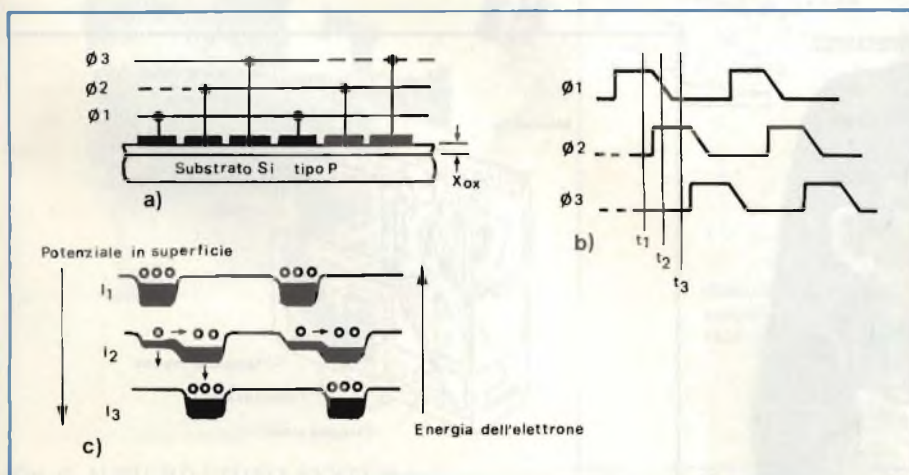


Fig. 1 a) - Dispositivo CCD a 3 fasi costituito da un array di condensatori MOS. b) Andamento degli impulsi di clock applicati agli elettrodi dei MOS. c) Trasferimento di carica fra buche di potenziale adiacente visto in 3 istanti successivi.

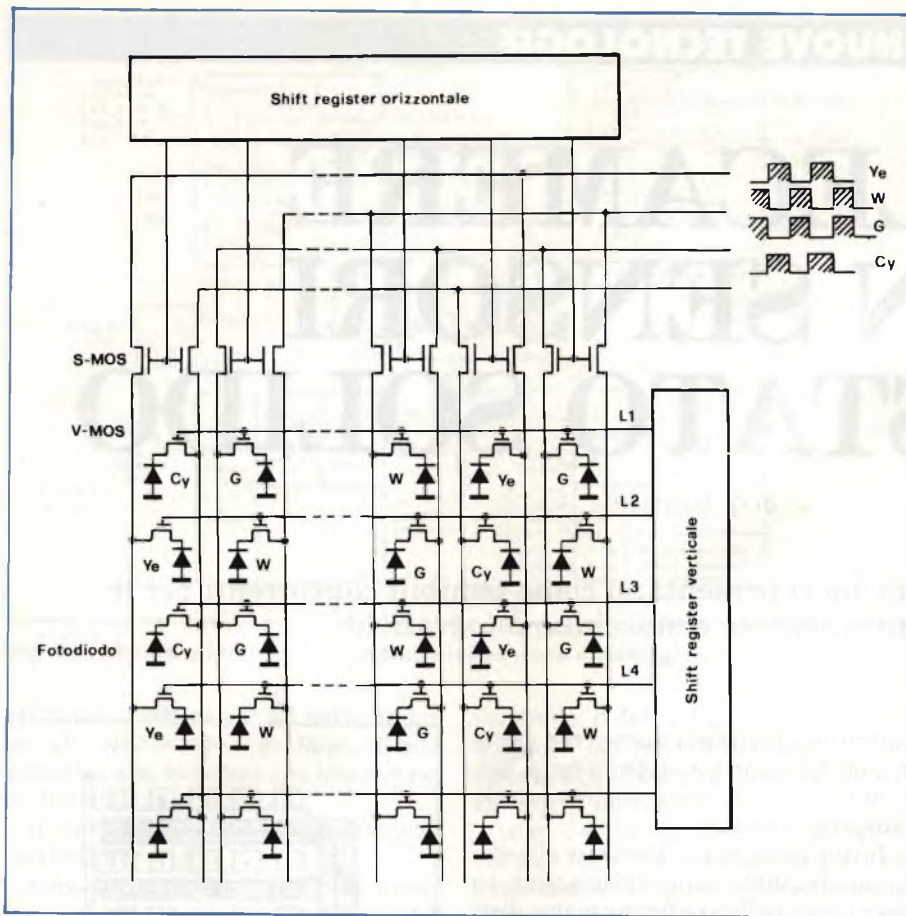


Fig. 3 - Sensore a colori del tipo MOS a indirizzamento X-Y della HITACHI.

Il movimento delle cariche continua così verso destra, mentre se si scambia il ruolo di \odot con \ominus il trasferimento avviene a sinistra. Nel sensore a CCD di figura 2 si hanno array verticali di pixel applicati ai registri di scorrimento verticale e un unico registro di scorrimento orizzontale alla cui uscita si ottiene il segnale video completo.

Da notare che i pixel sono costituiti dalle stesse sezioni MOS dei CCD verti-

cali realizzando gli elettrodi con un conduttore trasparente.

In tal modo i fotoni attraversano i gate e producono nel substrato le cariche per effetto fotoelettrico.

I sensori di tipo MOS impiegano una matrice con indirizzamento X-Y. In ogni nodo viene posto un fotodiode e un dispositivo MOS che, pilotato dai segnali di scansione orizzontale e verticale, determina il trasferimento della

carica da quel fotodiode.

L'indirizzamento X-Y permette in particolare di effettuare la scansione in modo anche non sequenziale, ma ad es. secondo criteri che permettono di ridurre la banda occupata dal segnale TV.

In figura 3 è riportato un sensore a colori di tipo MOS con indirizzamento X-Y realizzato dalla Hitachi. Il sensore è costituito da un solo chip da 8,5 x 10 mm nel quale sono realizzati i fotodiode per quattro colori Ciano (Cy), Giallo (Xe), Bianco (W) e Verde (G).

Un'opportuna scansione e combinazione dei quattro colori permette di ottenere i 3 colori fondamentali Rosso (R) Blu (B) e Giallo (Y).

Telecamere con sensori allo stato solido

Nelle telecamere a colori di tipo domestico abbiamo assistito negli ultimi anni all'introduzione di tubi da ripresa da 2/3" in luogo del tradizionale tubo da 1", per ridurre il peso e le dimensioni della camera. L'introduzione dei sensori allo stato solido consente un'ulteriore drastica riduzione delle dimensioni e del peso oltre a una riduzione del consumo, maggiore robustezza e diminuzione di prezzo.

Lo sviluppo dei sensori "solid-state" ebbe inizio nel 1976.

Esistono tuttora problemi di produzione di massa e miglioramento delle caratteristiche.

Per ottenere un sensore allo stato solido di qualità paragonabile a quello di un tubo da ripresa professionale devono essere migliorati la risoluzione, il rapporto S/N e la sensibilità spettrale.

Tuttavia si trovano in commercio te-

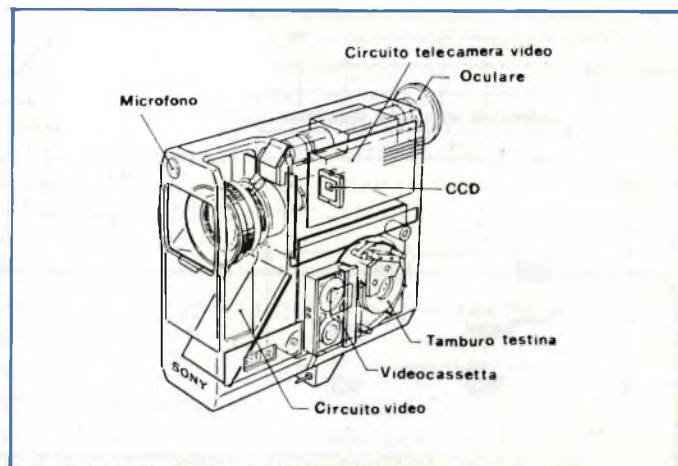
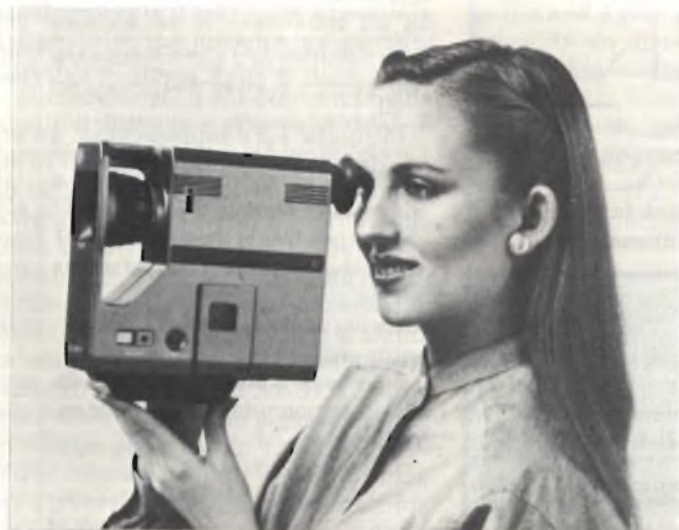


Fig. 4 - Il sistema video-movie della Sony consente 2 ore di registrazione nella video-cassetta incorporata.

lecamere per uso domestico equipaggiate con sensori allo stato solido che permettono di ottenere un'elevata qualità di riproduzione.

Ad esempio la telecamera a colori VK-C 1000 della Hitachi impiega un sensore del tipo MOS. Il suo prezzo è attualmente di 1.700 \$, ancora elevato rispetto al modello a tubo di ripresa, ma ha dimostrato una buona reputazione per la precisione.

Il singolo sensore da 1" è ricoperto da un filtro di colore a mosaico ed ha 186.000 elementi sensibili (pixels) sistemati in 485 colonne e 384 righe. La risoluzione orizzontale è di 260 linee, quella verticale di 350 linee, il rapporto S/N del segnale di illuminazione è 47 dB con una illuminazione minima del soggetto di 3000 lux, che è inferiore rispetto al tubo da ripresa.

La NEC ha elaborato un sistema di ripresa a singolo sensore del tipo CCD con 190.000 pixels sistemati su 490 colonne e 384 righe. Gli elementi sensibili impiegano fotodiodi a giunzione P-N.

La risoluzione orizzontale è di 280 linee, quella verticale di 480 linee, la sensibilità standard è di 1500 lux a F2 e quella massima è di 180 lux a F 1,8 con S/N di 46 dB.

La telecamera a colori modello XC-1 della Sony impiega due sensori CCD a cui arrivano i colori separati (Rosso e Blu su un sensore e Verde sull'altro) da



Fig. 5 - Il sistema integrato MAG CAMERA della Hitachi impiega un unico sensore a colori di tipo MOS.

un prisma ottico da 2/3". Ogni sensore ha 210.000 pixels su 492 colonne e 245 righe, ed ha dimensioni di 10,6 x 9,1 mm. La risoluzione orizzontale è di 280 linee e quella verticale di 350 linee. La sensibilità standard è di 500 lux a F2 con S/N di 43 dB; la sensibilità massima è di 100 lux a F1,6 e S/N di 33 dB. Il prezzo della telecamera è di 12.000 \$ e viene attualmente impiegata a bordo dei Super Jumbo jet della A11 Nippon Airways per consentire anche ai pas-

seggeri delle file centrali di osservare sullo schermo a parete le immagini riprese all'esterno.

L'integrazione della telecamera con il video-registratore

Nelle telecamere a colori per mercato consumer si impiega un singolo sensore a cui viene sovrapposto un filtro a mosaico a tre colori. In tal modo, oltre a usare un solo sensore invece dei tre richiesti per le riprese professionali, non occorre l'ingombrante e costoso prisma ottico.

Il sistema di ripresa è completato da un video registratore portatile (Video Tape Recorder) che consente una durata della ripresa maggiore rispetto alle convenzionali cineprese Super-8. Inoltre, telecamera e VTR consentono riproduzione istantanea e costo di esercizio inferiore al Super 8.

Per contro, attualmente telecamera e VTR fra loro separati e collegati da un cavo, rappresentano un sistema più pesante e ingombrante della normale cinepresa.

Sono stati allora sviluppati sistemi di ripresa integrati comprendenti la telecamera e il video registratore. Ciò è stato reso possibile dall'applicazione dei sensori allo stato solido e un sistema di registrazione magnetica miniaturizzata.



Fig. 6 - Il MICRO VIDEO-SYSTEM della Matsushita può essere impiegato con i diversi standard NTSC, PAL e SECAM.

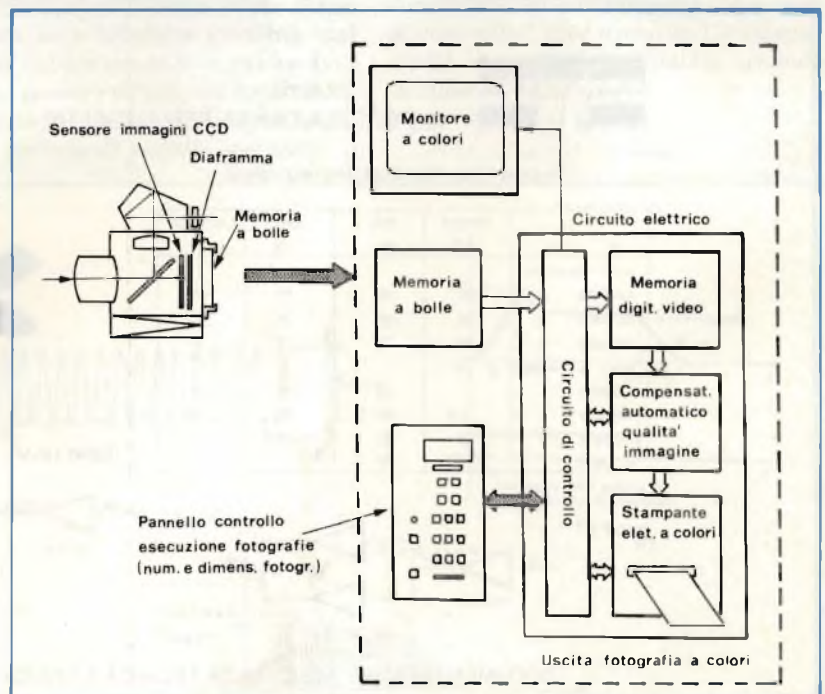


Fig. 7 - Il sistema di fotografia elettronica, che impiega una memoria a bolle in luogo della tradizionale pellicola, consente una stampa automatica con controllo preliminare su schermo TV.



Fig. 8 - La macchina fotografica elettronica MORITA impiega un floppy disk che permette la ripresa di 50 immagini.

Il sistema Video Movie della Sony, rappresentato in *figura 4 e 5*, impiega una video cassetta che misura 67x112x13,6 mm con un nastro da 8 mm di larghezza con cui è possibile ottenere 2 ore di registrazione.

Il registratore video impiega il sistema di scansione elicoidale mediante una testina magnetica ruotante.

La MAG Camera della Hitachi (*figura 5*) impiega anch'essa un sistema di scansione elicoidale ma con nastro magnetico di diversa larghezza.

La Matsushita ha annunciato il Micro Video System di *figura 6*. La videocassetta impiegata ha dimensioni 93x63x14 mm cioè è un pò più piccola delle normali cassette audio.

La camera completa misura 229x118x67 mm e pesa 2,1 Kg. comprese le batterie. La velocità di registrazione di 14,3 mm/sec. consente 2 ore di registrazione.

Grazie al nastro magnetico a metallo evaporato il sistema è utilizzabile non solo con lo standard NTSC ma anche PAL e SECAM (che richiede una densità di registrazione del 20% più elevata) semplicemente cambiando il diametro della testa cilindrica. L'impiego di circuiti integrati LSI consente di contenere il consumo in 5W cioè il 30% meno dei sistemi convenzionali.

La fotografia elettronica

Esistono per ora solo alcuni prototipi sperimentali. La camera contiene, oltre all'ottica tradizionale, un sensore

CCD, un generatore di scansione e una memoria realizzata con il sistema a bolle o con un floppy-disk.

In *figura 7* si vede come dopo la ripresa fotografica si estrae la cassetta della memoria a bolle e la si inserisce in un sistema automatico di stampa, dal quale, dietro pagamento, si può ottenere dapprima l'immagine su uno schermo di controllo e successivamente la stampa.

Vantaggi evidenti sono che è possibile stampare solo le immagini che interessano e si può recuperare la cassetta di memoria per una nuova ripresa fotografica.

Il sistema della Morita di *figura 8* denominato MAVICA, impiega un floppy disk come elemento di memoria estraibile, che permette la ripresa di 50 immagini. Il costo previsto per la camera è di 650 \$, per il disco 2,60 \$ e 220 \$ quello per il trasduttore che permette di visionare le immagini sul televisore di casa.

Bibliografia

- CCD: Stato dell'arte della tecnologia e delle applicazioni **Electronica Oggi** Giugno '79
- All Solid State Color Camera with single-chip MOD imager, Hitachi, IEEE Transaction on Consumer - **Electronics**. Febbraio 1981
- Solid State Image Sensors - **Journal of Electronic Engineering** Marzo 1981.



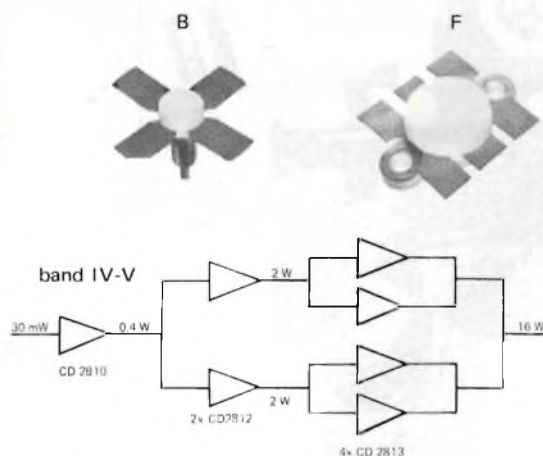
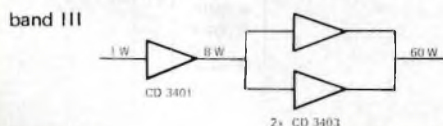
RAPPRESENTANTE PER L'ITALIA

CTC



TRANSISTOR ULTRALINEARI PER TELEVISIONE

	POWER W	IMD dBc	GAIN dB	PACKAGE
Band III - 175-225 MHz				
CD 3400	10	-55	10	F
CD 3401	20	-55	9	F
CD 3403	35	-55	7	F
Band IV - V - 470-800 MHz				
CD 2810	1	-60	10	B
CD 2811	1,8	-60	10	B
CD 2812	3	-60	8,5	B
CD 2813	4	-60	7,5	B



DOCUMENTAZIONE, ASSISTENZA TECNICA E PREZZI INDUSTRIA A RICHIESTA.

ST E s.r.l. - via maniago,15 - 20134 milano - tel. (02) 215.78.91-215.35.24 - cable stetron

CONTROLLO DELLA DINAMICA IN UN SINTETIZZATORE AUDIO

a cura dell'ing. Paolo Bozzola

In questo articolo si parlerà dei "VCA", ovvero degli "Amplificatori Controllati in Tensione, Voltage Controlled Amplified". Quanto qui di seguito descritto sarà assai utile per passare alla successiva analisi dei problemi riguardanti la progettazione dei filtri, problemi che affronteremo in un articolo successivo.

Penso che non occorra indugiarsi più di un tanto sulla definizione di "controllo della dinamica": è universalmente noto, infatti, che ogni suono è dotato di un ben preciso andamento, nel senso di "ampiezza che varia col passare del tempo".

Prescindendo, dunque, dal contenuto armonico del segnale (contenuto che è determinato come si sa dalle forme d'onda generate a monte dai VCO - oscillatori - e manipolate dai filtri) è necessario dotare la nostra struttura di sintesi di uno o più moduli atti a conferire al segnale sintetizzato la dinamica richiesta che, ripeto per maggior chiarezza, è la maniera in cui il segnale prende vita, cresce di intensità, per poi decrescere e - col passare del tempo - morire del tutto.

Senza alcun tema di sbagliare, si può definire che tutti i fenomeni acustici del mondo che ci circonda hanno questa caratteristica dinamica, anche se, come è ovvio, con i parametri diversissimi fra loro! Per ora non ci preoccupiamo neppure di come si ottenga il segnale di controllo che pilota il nostro VCA (Voltage Controlled Amplifier): diremo solo che questo segnale è una tensione la cui ampiezza varia nel tempo a partire da un ben determinato istante iniziale.

La figura 1 mostra, in sequenza: un

segnale audio qualsiasi generato da opportuni oscillatori, che ammettiamo abbia un contenuto armonico rispondente ai requisiti prefissati, ed una ampiezza assolutamente costante nel tempo; la seconda immagine mostra invece un "involuppo", come ossia viene chiamata una tensione variabile nel tempo il cui andamento possa genericamente essere evidenziato nelle quattro tipiche fasi: *attacco, primo decadimento, periodo di sustain, secondo* -

finale - decadimento; la terza immagine mostra infine quello che accade al segnale iniziale quando viene manipolato da un VCA a sua volta controllato dall'involuppo della figura 1/b. Si noti che il guadagno dell'amplificatore è controllato da una tensione ("tensione di controllo", cioè appunto l'involuppo visto), in modo proporzionale, secondo la classica relazione:

$$V_{out} = K \cdot V_{in}$$

(audio) (audio)

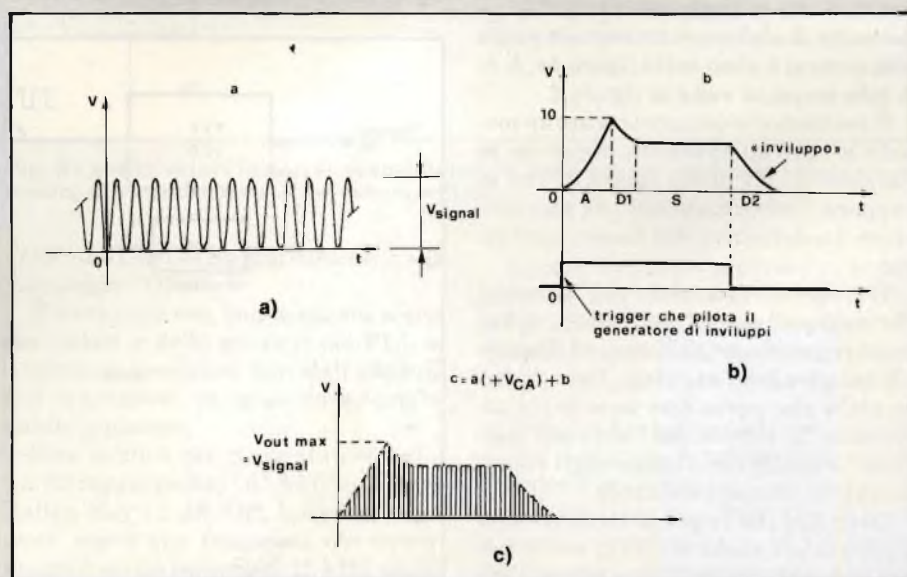


Fig. 1 - a = segnale audio; b = involuppo; c = segnale a) manipolato da un VCA.

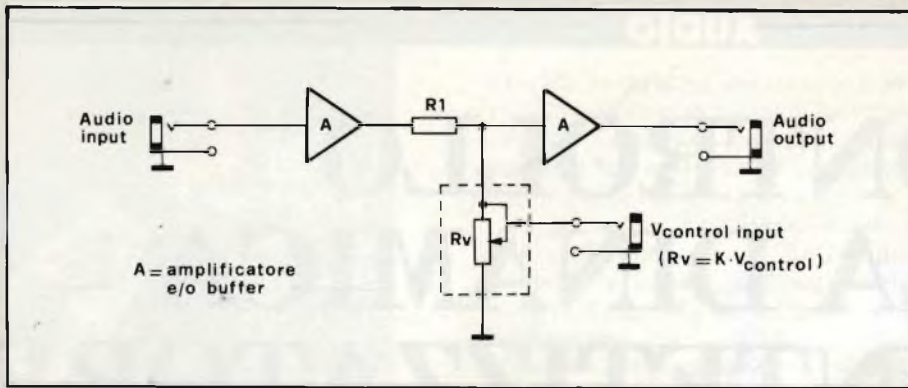


Fig. 2 - Schema di dispositivo che si comporta da VCA.

dove a sua volta è:

$$K = G \cdot V_{control}$$

Si noti che "G" è un "fattore di scala", ad esempio 0,1; 1; 10; mentre di solito $V_{control}$ assume valori compresi fra 0 e +10 V.

L'unità di misura di "G" è V^{-1} , onde deriva che K è un numero puro che varia fra 0 (che è sempre il limite inferiore) ed un valore che in genere è "1" (guadagno unitario per massimo valore di $V_{control}$). Il limite massimo di K dipende comunque dal fattore citato di scala "G"; se un VCA è un VCA "puro" avrà come massimo un guadagno unitario ed allora $G = 1/V_{control\ max}$; se invece il modulo deve permettere anche una attenuazione prefissata o una amplificazione ulteriore, allora G è variabile, ed all'atto pratico il modulo, esteriormente, avrà un potenziometro siglato con la dicitura "GAIN".

Impostazione del problema

È ora assai facile "inventare" un dispositivo che si comporti da "VCA", e permetta di elaborare un segnale audio così come si è visto nella figura 1a, b, c. A tale scopo, si veda la figura 2.

È evidente che occorre trovare un metodo e/o un componente per avere le funzioni di RV della figura 2, che si suppone "telecomandato" da una tensione (in definitiva dal nostro involuppo).

Tralascero i metodi più semplici "brute force" quali l'uso di diodi, di Fet come resistori variabili ecc., ed illustrerò, nei paragrafi seguenti, l'uso di due tecniche che posso dire sono le più affermate: la tecnica dei "chopped resistor" e quella che si basa sugli operazionali in transconduttanza.

Devo dire che la prima tecnica è senz'altro la più usata nei filtri, specie per uso industriale o dove una affidabilità eccezionale è richiesta: vedremo me-

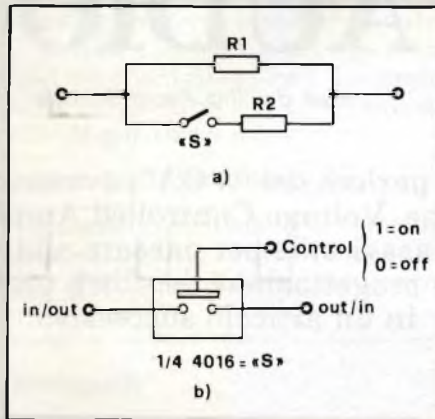


Fig. 3 - Schema elementare di chopped resistor.

glio questo la prossima volta, appunto parlando dei filtri. Per adesso, si acquisisca il metodo, tenendo però conto che, almeno per quanto riguarda il VCA, io consiglio senza dubbio l'uso degli operazionali in transconduttanza. Dirò, a proposito di questa seconda tecnica, che ho basato la discussione del paragrafo relativo sull'analisi dell'arcinoto 3080, perchè è appunto ... noto a tutti!

Le regole principali di funzionamento, però, ben si adattano a nuovi dispositivi assai migliorati nella dinamica e nella linearità, nonchè nel rapporto segnale/disturbo, essenziale in questi dispositivi.

A tale scopo segnaliamo che i VCA più moderni e funzionali in assoluto, sono gli E-mu della serie 2000.

"Chopped resistor"

Nella figura 3 si vede un resistore, R1, con un secondo resistore applicato in parallelo, però in modo che il collegamento possa essere interrotto aprendo l'interruttore "S".

In tale modo, se "S" è lasciato aperto, il bipolo presenta una resistenza totale eguale a R1; se invece "S" viene chiuso, la resistenza totale sarà data dal parallelo dei due resistori, cioè $R1/R2$ (NB: "///" = parallelo = $1/(1/R1 + 1/R2)$).

Se, con un poco di pazienza ed abilità noi riusciamo ad aprire e chiudere "S" con una velocità sufficientemente elevata, possibilmente agendo in modo che la frequenza di commutazione resti ben al di fuori della gamma audio (per il teorema del campionamento, detta F_{max} la massima frequenza passante basterebbe una frequenza di commutazione maggiore di $2F_{max}$, in realtà è meglio $(2,5 \sim 3 F_{max})$ ci accorgiamo che alcune interessanti proprietà scaturiscono da questa operazione.

È infatti ovvio pensare che la corrente che attraversa il bipolo dipenda dal modo in cui si effettui la "chiusura e apertura" dell'interruttore "S".

Questo, tra l'altro, è uno dei soliti "Switch C-MOS" analogici del tipo CD

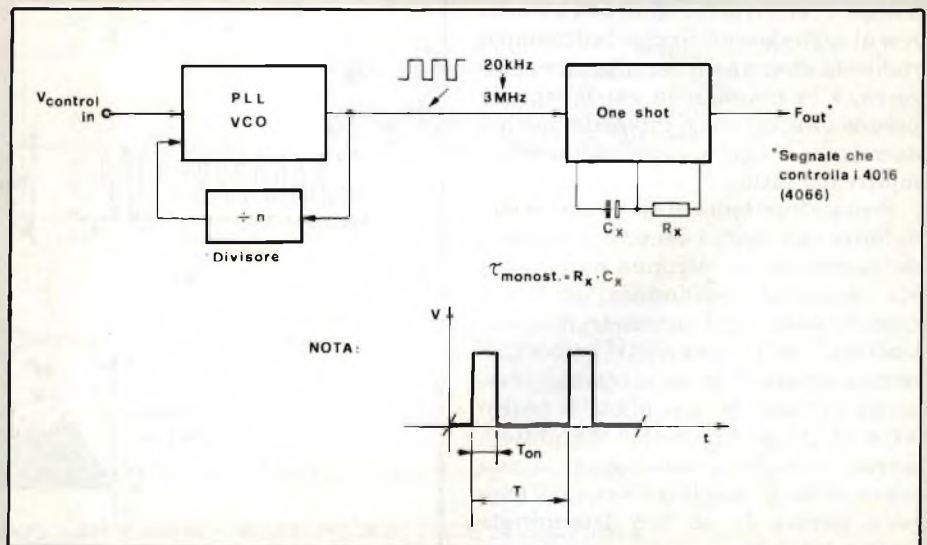


Fig. 4 - VCO per alte frequenze.

4016/4066, che, come si vede in figura 3b, si comporta proprio come un circuito chiuso se al terminale di controllo appare un "uno" logico, e si comporta in pratica come un circuito aperto se il terminale di controllo è pilotato da uno zero logico.

La resistenza "on" è di circa $280 \div 300 \Omega$ nel caso peggiore, mentre nello stato "off" si preferisce dare la corrente di perdita, che è minore di 10 pA per una V applicata di $+10 \text{ V}$.

Bene, sapendo tutto ciò, ora proviamo a controllare l'interruttore analogico con una onda quadra di frequenza variabile, tale che la sua F_{min} , però, sia sempre maggiore della frequenza dell'armonica di ordine superiore del segnale audio in ingresso.

Tale onda quadra viene fornita da un comune VCO tipo PLL, o altro, per cui non è qui mio compito esaminare il circuito del VCO per alte frequenze, che, tra l'altro, si comporta in linea di principio né più né meno come il VCO per basse frequenze visto l'altra volta.

Ci basti sapere che il "blocco" che fornisce l'onda quadra ad HF (High Frequency) è un I.C. che ha una entrata di controllo, tramite tensione o corrente, per cui la frequenza in uscita segue la nota caratteristica:

$$\text{Freq.}_{\text{out}} = K \cdot V_{\text{control}} - \text{in}$$

Inoltre, ed è qui che occorre prestare bene attenzione, l'onda quadra è immessa in un monostabile di precisione tale per cui il periodo "H" (o alto) diventa:

$$T_{\text{on}} = \tau_{\text{monost.}}$$

La figura 4 illustra l'applicazione.

Solo ora possiamo applicare tale serie di impulsi (tipicamente lunghi 200 ns) al terminale di controllo dello switch analogico.

Ricordiamo ancora: dell'onda quadra HF in ingresso al terminale di controllo, soltanto "T" è funzione della V_{c} del PLL. Il periodo "T_{on}" è fisso. È importante tenere a mente questo, quando si osserva la figura 5.

Si capisce chiaramente come, ciò che conta, è l'effettivo valore resistivo del bipolo, e quindi il valore R_{med} . È chiaro che l'integrale di figura 5/c non è altro che:

$$\text{(Area tratteggiata)} / \text{Periodo totale } T$$

Risultano così le relazioni di figura 5/e, la prima delle quali è ricavata per il caso di interruttore ideale, mentre la seconda considera anche la resistenza

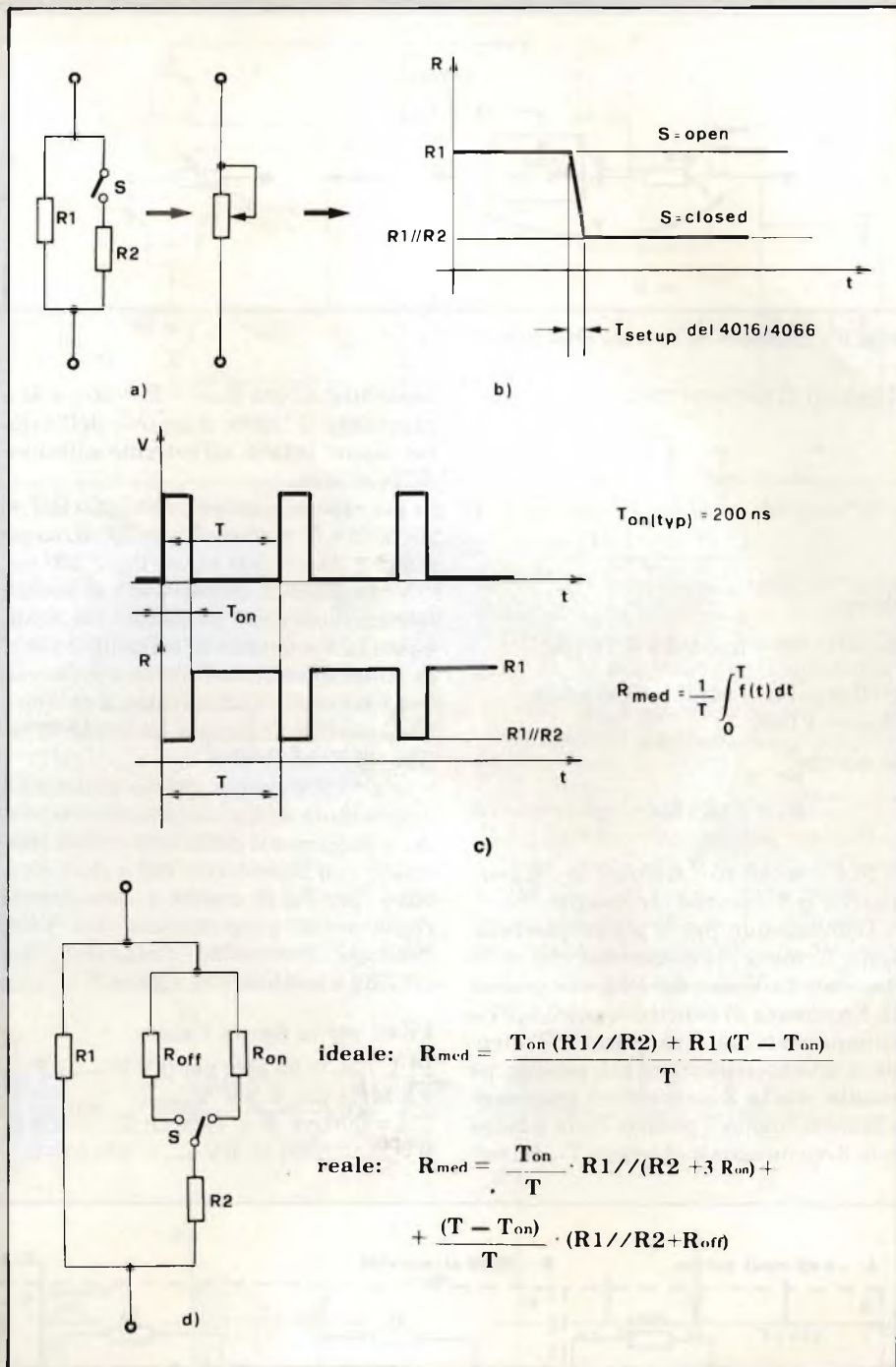


Fig. 5 - a) e b) valori resistivi; c) resistenza in funzione del controllo e suo valore medio; d) situazione reale; e) relazioni utili:

"ON" del C-MOS Switch nonché la sua resistenza "OFF".

È ovvio che con una accurata scelta dei valori e della gamma del PLL si ottengono "resistori variabili controllati in tensione" la cui gamma è prefissabile a piacere.

Una tecnica più accurata consiglia un filtraggio (solito OP-AMP con filtro Sallen Key 12 dB/Ott , lowpass) degli acuti sopra una frequenza che tipicamente è scelta intorno ai 15 kHz , eliminando così le intermodulazioni tipiche di un tale circuito in commutazione.

Ancora su questo argomento, accennerò ad un altro sistema di "chopping", che è detto "series chopping", in quanto l'aspetto del "resistore variabile" è come quello visibile in figura 6.

Tenendo qui buone tutte le indicazioni sul controllo descritte poco sopra, occorrerà piuttosto considerare la corrente media per una determinata V applicata, normalizzata, di 10 V . Questo, perchè nei Datasheet dei C-MOS Switch è data piuttosto la corrente di perdita in "off-state", invece che la R_{off} .

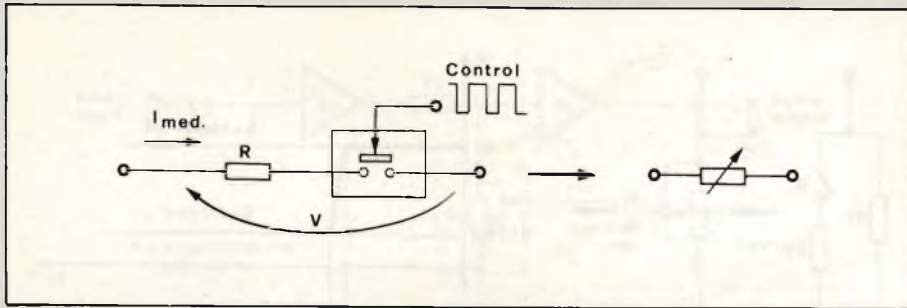


Fig. 6 - Esempio di "series chopping".

I calcoli diventano così:

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T I(t) dt = \frac{I_{on}(T_{on}) + I_{off}(T_{off})}{T}$$

dove:

$$I_{on} = V/(R + R_{on}) \text{ e } I_{off} = 10 \text{ pA.}$$

Sviluppando i conti e ricavando

$$R_{med} = VI_{med},$$

si ha che:

$$R_{med} = (R + R_{on}) \cdot \frac{T}{T_{on}} \quad (4)$$

Si è trascurato il termine in cui compariva la I_{off} perchè irrilevante.

Concludendo, ancor più da questa ultima formula (4) si osserva che se io aumento la $V_{control}$ del PLL che genera la Frequenza di controllo, poichè il T_{on} rimane costante, il rapporto T/T_{on} tende a diventare sempre più piccolo: ne risulta che la R_{med} si riduce progressivamente finchè il periodo della quadra non diviene eguale al tempo T_{on} del mo-

nostabile: allora $R_{med} = R + R_{on}$, e si è raggiunto il limite massimo dell'azione: siamo infatti all'estremo inferiore della gamma.

Se per esempio, usiamo: $R = 1200 \Omega$, $F = 25000 \text{ Hz}$, $T = 40 \mu\text{s}$, $R_{on} = 300 \Omega$, avremo che $R_{med} = 300 \text{ k}\Omega$ se $T_{on} = 200 \text{ ns}$.

Virtualmente questo sarà il nostro estremo superiore, in quanto più si abbassa la Frequenza di controllo e più il prodotto di intermodulazione si fa sentire nel canale audio, (filtro a parte). Diciamo che c'è dunque un limite "pratico" più che teorico.

È altresì ovvio, a questo punto, che disponiamo di un sistema che risponde, a incrementi della tensione di controllo, con decrementi nel valore resistivo, per cui di questo si deve tenere conto nella progettazione del VCA (Voltage Controlled Amplifier). Lo schema è visibile alla figura 7.

I dati per la figura 7 sono:

PLL $F_{min} = 25 \text{ kHz}$ per $0 \text{ V } V_{control}$; $F_{max} = 2,5 \text{ MHz}$ per $+5 \text{ V } V_{control}$.

$T_{on} = 200 \text{ ns}$. $R = 1200 \Omega$; $R_{on} = 300 \Omega$. $RV_{min} = 3000 \Omega$; $RV_{max} = 300.000 \Omega$.

Filter Gain = +6 dB.

$Z_{in} = 200 \text{ k}\Omega$.

Il circuito in sè è molto semplice, e a messa in opera non richiede alcuna taratura. I quattro operazionali sono racchiusi in un unico package, del tipo LM4136 o TL084N.

C'è da dire comunque, come avevo accennato, che un tale circuito non è molto usato come VCA, ma piuttosto entra a fare parte, nel ruolo di "VCA-tenuator", nei filtri controllati in tensione.

Dunque, nel mero circuito di VCA, è il circuito seguente che fa "la parte del leone", come descritto nel prossimo paragrafo.

L'uso dell'operazionale in transconduttanza.

Prima di tutto vorrei fare notare come la teoria che sta alla base di quanto spiegherò fra poco è ricavata dalle note RCA relative al suo CA3080. È inutile che qui io vada a fondo ripetendo le stesse parole: preleverò solamente quegli argomenti che serviranno a chiarire il discorso che segue.

La prima cosa, comunque, che mi interessa di fare notare, è che il concetto base di "un elemento resistivo che, controllato, varia la sua resistenza, in più o in meno", è validissimo: anzi, il cosiddetto circuito integrato "Amplificatore Operazionale in Transconduttanza" non è altro che un ottimo sostituto di un resistore variabile.

A parte il funzionamento intrinseco, il fatto che differenzia tale IC dal circuito

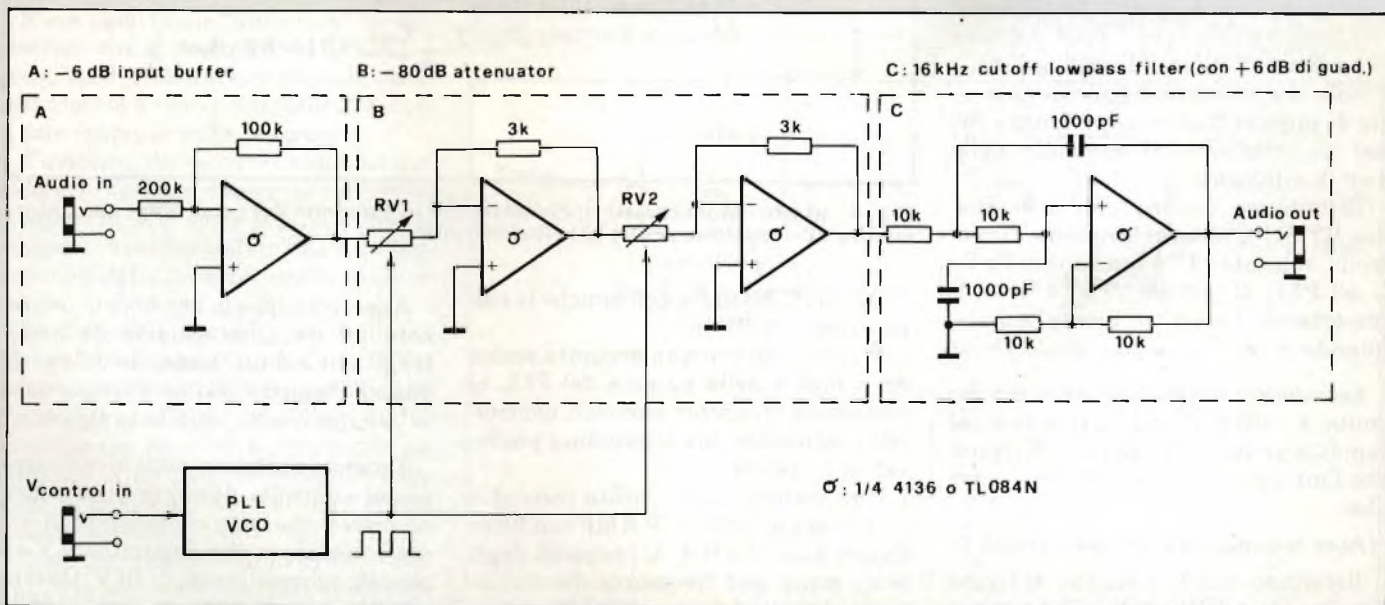


Fig. 7 - Esempio di VCA. a: -6 dB input buffer. b: -80 dB attenuator. c: 16 kHz cutoff lowpass filter. d: 1/4 4136 o TL084N.

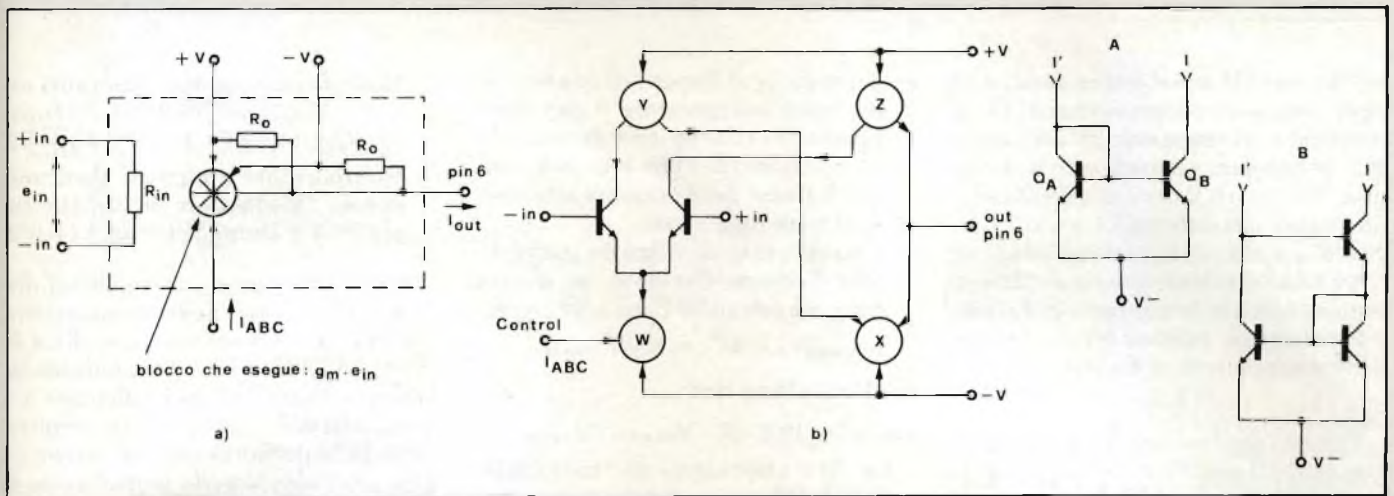


Fig. 8 - a) circuito equivalente di un O.T.A.; b) diagramma interno semplificato; "W" è un "current mirror" del tipo "A"; gli altri, X, Y e Z sono del tipo "B", over però Y e Z usano transistori P-N-P.

hardware introdotto nel paragrafo precedente, è che se prima il nostro "resistore variabile" diminuiva la sua resistenza con l'aumentare di $V_{control}$, ora noi abbiamo un circuito "tutto in un blocco" ove, però, il controllo deve essere fatto tramite una corrente. Niente di più facile: a proposito del VCO, infatti, avevamo a suo tempo considerato un ottimo Convertitore Tensione-Corrente che, anche adesso, fa proprio al caso nostro. Ma vediamo in particolare l'integrato che useremo. La figura 8 ci mostra l'interno del

CA3080, che dunque amplifica, come ogni altro operazionale, la differenza delle tensioni applicate alle due entrate ($I_n +$ e $I_n -$), però emette alla sua uscita (pin 6) una Corrente, la quale è proporzionale non solo alla suddetta differenza "+/- E_{in} ", ma anche alla cosiddetta "Amplifier Bias Current" (I_{ABC}) che controlla, in definitiva, il guadagno dell'amplificatore.

A dire il vero, di guadagno non è bello parlare, in quanto il CA3080, salvo che in particolari casi, *non è mai reazionato*, quindi, per amor di precisio-

ne, occorre introdurre il termine "transconduttanza".

Da quanto traspare dunque dalla figura 8a, si può ricavare la relazione:

$$I_{out} = g_m \cdot (+/- e_{in})$$

$$g_m (+/- e_{in})$$

Dove:

Transconduttanza = $g_m = 19,2$.

I_{ABC} e la I_{ABC} = corrente di controllo.

Si ha anche che le due R^o risultano: $R^o (M\Omega) = 7,5/I_{ABC}$, ma ipotizzando che variazioni termiche o altro influenzino equamente gli specchi di corrente inter-

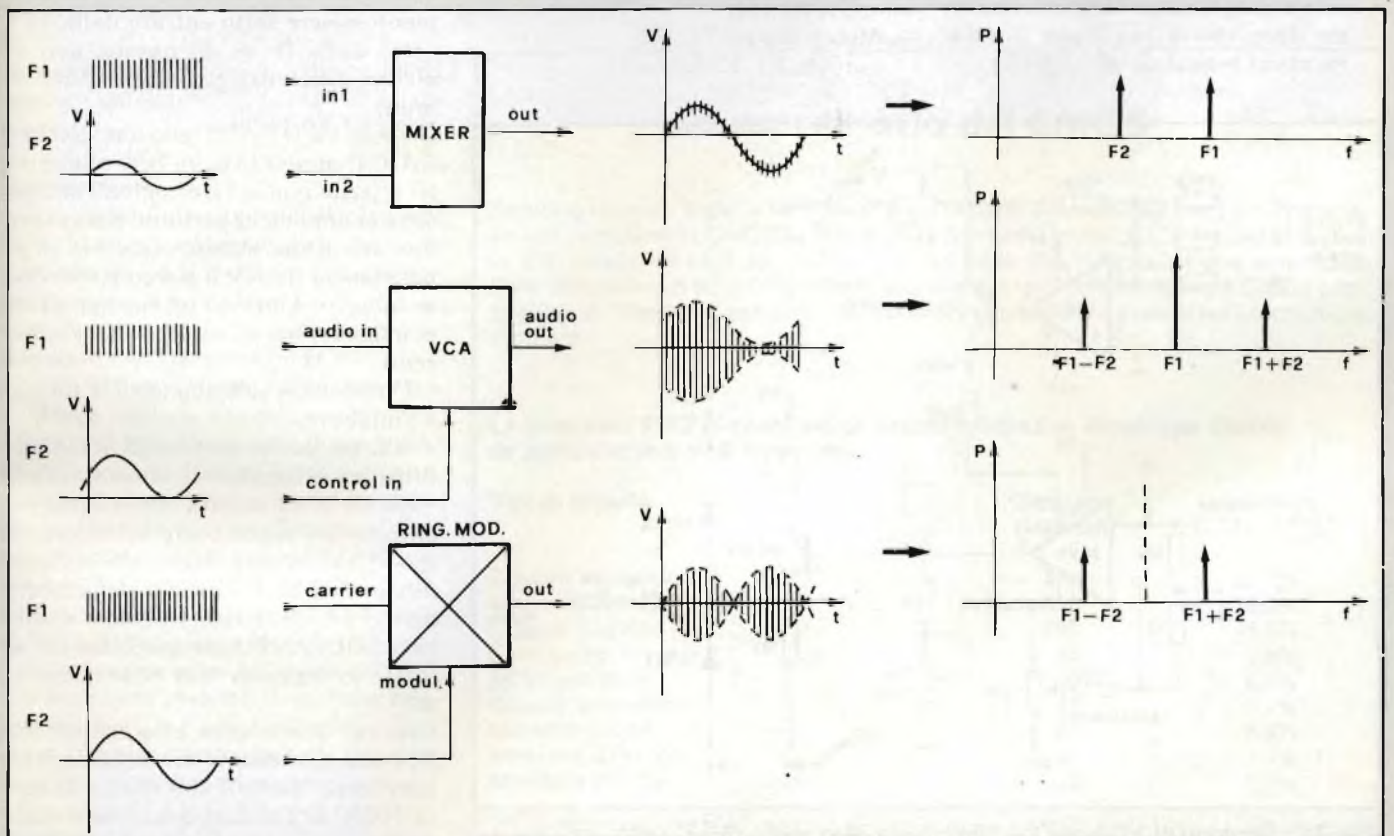


Fig. 9 - Tre differenti sistemi per "lavorare" due segnali audio di frequenza F1 e F2.

ni ("Current Mirrors"), si nota come, in ogni caso, il nodo che arriva al pin 6 rimanga costantemente polarizzato a 1/2 dell'alimentazione positiva, o, meglio, si trova a 0 V per una alimentazione duale e simmetrica.

Noi, d'ora in avanti, useremo sempre il CA3080 alimentato con + e - V (duale): ciò faciliterà le tarature dei circuiti.

Finalmente, dunque, fondendo le relazioni precedenti, si ha che:

$$I_{out} = 19,2 \cdot I_{ABC} \cdot (+/- e_{in})$$

Poichè l'uscita è una corrente, è dunque ovvio il significato che assume la "trasconduttanza", che dunque si può definire in generale:

$$g_m = \frac{\Delta i_{out}}{\Delta e_{in}}$$

e si misura, nel nostro caso, per avere numeri maneggiabili, in "mΩ⁻¹", altresì "mmho". Dal suo canto, I_{ABC} è misurata in mA.

Dunque, a parte formali differenze, il nostro CA3080 si comporta proprio come un resistore variabile, ammesso di avere l'accortezza di considerare che:

- l'uscita è una corrente e quindi in genere occorre applicare un carico resistivo per rilevare una tensione.
- l'entrata di controllo DEVE ricevere solo una corrente e MAI una tensione deve essere applicata direttamente al terminale di controllo.

- del resto, se si dispone di una tensione, basta interporre fra il rispettivo generatore e il terminale di controllo un resistore (R_m) che regolerà dunque il flusso della corrente attraverso il terminale stesso.

- è sempre meglio usare un convertitore Tensione-Corrente: se questo ha come relazione Uscita/Ingresso:

$$I_{out, converter} = I_{ABC} = K \cdot V_{control in},$$

risulterà allora che:

$$I_{out(OFA)} = 19,2 \cdot K \cdot V_{signal in} \cdot V_{control}; \quad (5)$$

La (5) è l'equazione di "modulazione", tipica di un modulatore a quattro quadranti.

C'è però da dire che, siccome il nostro convertitore Tensione/Corrente risponde solo a V_{control in} POSITIVE, la (5) si riduce, in pratica, a definire l'azione di un moltiplicatore a DUE quadranti. Ricordo che in un circuito detto "moltiplicatore" generalmente entrano due segnali, (per comodità possiamo considerarli sinusoidali), di frequenze F1 e F2d, mentre in uscita si hanno delle "bande" di segnale dovute appunto al prodotto di intermodulazione fra i due segnali in entrata.

Per essere più precisi, dati appunto i suddetti segnali e presi quindi in tre circuiti tipici che agiscono come modulatori, si ha che:

- Mixer: inputs F1, F2; outputs F1, F2 (ancora).

- Moltiplicatore a due quadranti ovvero "Amplitude Modulator": Input F1, F2; Output F1, F1 + F2, F1 - F2.

- Moltiplicatore a quattro quadranti ovvero "Modulatore bilanciato: Input F1, F2; Output F1 + F2, F1 - F2.

Senza introdurre qui complessi discorsi sulla teoria della trasmissione, basterà fare notare come, se F1 è la "PORTANTE" e F2 è il segnale modulante, soltanto nel moltiplicatore a 4 quadranti (bilanciato) si ha la soppressione della portante, che rimane invece bene in evidenza nella modulazione di ampiezza.

Noi, per il nostro VCA useremo sempre quest'ultima, poichè con estrema facilità, e ottima precisione, annullando la modulante siamo sicuri di annullare anche la portante, e più è negativa la modulante (V_{control} nel nostro circuito della (5)), più siamo sicuri che la portante non appare in uscita.

Cosa che invece non accade usando un moltiplicatore a 4 quadranti, per il quale - usabile anch'esso come VCA - occorre peraltro una maggiore complessità nella circuiteria esterna di controllo.

Si noti che la (5) è ricavata prescindendo dalla polarità del segnale portante: in effetti esso può convenientemente essere fatto entrare dalla In + come dalla In -. In questo, non c'è alcuna differenza con un OP-AMP comune.

E, come un OP-AMP comune, anche il CA3080 necessita di un Bias alle entrate: a parte quello fornitogli all'entrata dove si applica la portante dal generatore di segnale stesso, occorrerà in genere potere fissare il pin corrispondente all'altro ingresso ad un opportuno potenziale, per eliminare offset sull'uscita.

Un trimmer solitamente è la soluzione migliore.

Ancora una particolarità: il CA3080 funziona ottimamente alimentato con +/- 15 V, ed accetta segnali alle sue entrate che siano compresi nel range +/- 10 V (con la suddetta alimentazione): però si badi bene che il comportamento perfettamente lineare è assicurato SOLTANTO per ampiezze del segnale in ingresso non superiori ai 10 mV!

Ora, nel nostro caso, cioè usando tale IC come modulatore di ampiezza, e per puri scopi "audio", una stretta linearità NON È assolutamente essenziale: per altri scopi, invece, ove la linearità sia di primaria importanza, un partito-

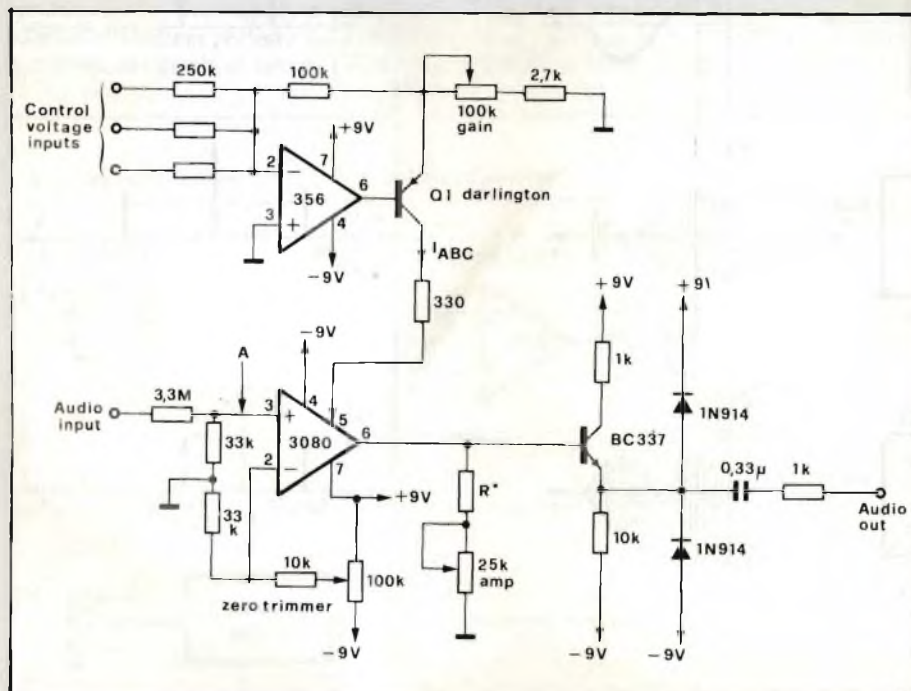


Fig. 10 - Esempio di VCA con CA 3080. Note: Max audio in +/- 10 V_{p-p}; Test point A: 100 mV_{p-p}. * Scegliere per avere 10 V_{p-p} in uscita con V_{control} = + 10 V, gain a metà, AMP a metà.

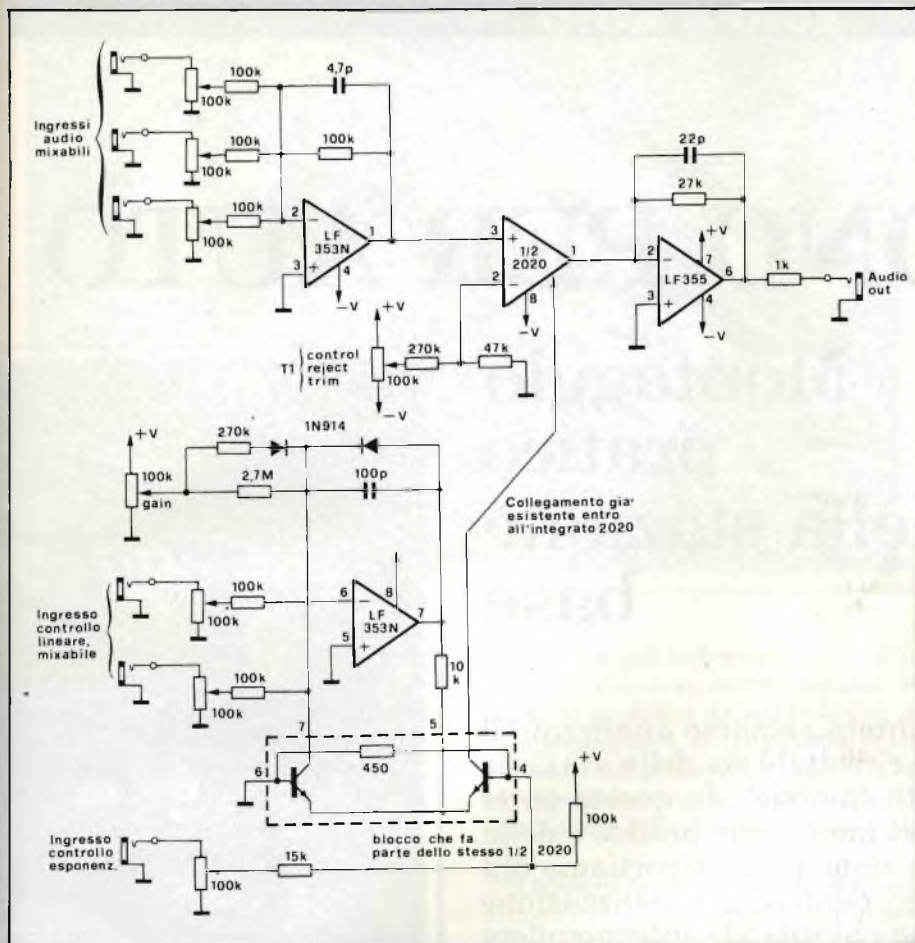


Fig. 11 - VCA costruito con 1/2 E- μ 2020. Signal in max = 10 V_{p-p}; Signal out max = 10 V_{p-p}; Control in = 10 V_{p-p}; Tarare T1 per il minimo disturbo del canale audio da parte di V_{control}.

re opportunamente dimensionato deve essere applicato all'ingresso al quale perviene il segnale portante, in modo da potere ridurne l'ampiezza entro i limiti concessi.

Nel nostro caso, ripeto, il discorso sulla linearità è inessenziale, anzi, riducendo molto il segnale di ingresso, peggioreremmo il rapporto S/N, che invece deve essere mantenuto il più alto possibile nel VCA.

A questo punto, dopo avere messo in evidenza tutto ciò che poteva servire a chiarire il funzionamento di un VCA, vi presento la *figura 9*, che mostra quanto è stato detto a proposito delle tre maniere diverse per "lavorare" due segnali audio di frequenza F1 ed F2 coi moduli normalmente disponibili in un sintetizzatore: mixer, VCA, Modulatore Bilanciato (o Ring Modulator).

Si tenga presente che le note relative alle frequenze presenti in uscita si riferiscono ai segnali presenti nello spettro del segnale in uscita; per cui se è pur vero che un mixer, ad esempio, somma i due segnali F1 ed F2, noi in uscita troveremo F1 ed F2, ben distinti nello spettro.

Così, per la modulazione l'ampiezza col VCA, troveremo F1, e quindi F1 + F2 ed F1 - F2, e così per il Ring Modulator, tranne che non compare la portante F1.

La *figura 10*, mostra un classicissimo schema di VCA con il solito CA3080, segue il data-sheet dell'integrato 2020 della E-mu, che è in pratica un doppio VCA dalle caratteristiche enormemente migliorate rispetto all'oramai anziano CA3080.

Non è qui il caso di impegnare almeno dieci pagine con la descrizione di tutte le note di applicazione relative; i Lettori, però, sappiano - come al solito - che se fossero ad esse interessati, come pure nei confronti del resto della documentazione riguardante tutti gli integrati per Musica Elettronica della Serie 2000 E-mu, è senza dubbio possibile contattarmi direttamente (Ing. Paolo Bozzola, Via Molinari, 20 - 25124 BRESCIA - Tel. 030/54878) ed io sarò ben lieto di affrontare, assieme agli interessati, ogni problema in merito.

Rimando dunque ad un prossimo articolo ove sarà spiegata la teoria che sta alla base dei *moduli VCF*, Voltage Controlled Filters, come al solito alla luce delle recenti innovazioni tecnologiche.

La supremazia del CMOS

Saranno i circuiti logici a fare quest'anno la parte del leone sul mercato americano dei componenti CMOS: a fronte di un consumo totale di 910 milioni di dollari la loro incidenza sarà del 35,7%. Il dato è della SIA (l'Associazione americana delle industrie dei semiconduttori) la quale assegna alla tecnologia CMOS prospettive di "destabilizzazione" nei riguardi della NMOS e della stessa tecnologia bipolare.

Le previsioni 1982 di consumo di circuiti integrati in tecnologia CMOS da parte dell'industria americana.

Tipi di circuito	Consumo (milioni)	Incidenza
Circuiti logici	325	35,7%
Memorie RAM statiche	150	16,5%
Circuiti custom	150	16,5%
Gate array	80	8,8%
MPU/periferici	80	8,8%
Circuiti analogici -	70	7,7%
Memorie ROM	35	3,8%
Memorie EPROM	10	1,1%
Memorie PROM	10	1,1%
	910	

TELEFONO PER AUTO

Montaggio pratico della stazione base

Nelle scorse puntate abbiamo analizzato il funzionamento circuitale sia della stazione "base" sia dell'unità "mobile". In questa parte ci occuperemo del montaggio pratico e della taratura della stazione base. Riportiamo ora alcuni consigli relativi alla realizzazione pratica, utili a chi intenda intraprendere la costruzione del "TELEFONO — PER — AUTO".

di Filippo Pipitone - Terza parte



Il circuito dell'unità base come abbiamo visto in precedenza è alquanto complesso. Con una minuziosa e attenta disposizione delle varie parti sarà però possibile effettuare il cablaggio su un circuito stampato di modeste dimensioni, e cioè non troppo ingombrante, monofaccia, il che semplificherà la costruzione essendo ramato solo sulla superficie inferiore. Questa soluzione non comporta nemmeno l'impiego di molti ponticelli per il completamento delle piste: ce ne sono appena cinque. In *figura 1* viene illustrato il circuito stampato in scala 1:1 visto dal lato rame, mentre la *figura 2* riporta il disegno serigrafico della disposizione pratica dei componenti.

Diciamo subito che l'autocostruzione dello stampato è sconsigliabile, per il semplice fatto che vi sono troppe piste ravvicinate per ottenere una copia valida con mezzi tradizionali come i trasferibili ed altri sistemi similari; di conseguenza, vi consigliamo di far riprodur-

re il circuito tramite fotoincisione. Come è noto diversi artigiani si sono attrezzati per eseguire delle piccole serie o dei pezzi singoli di circuiti stampati e il costo mediamente varia dalle 50 alle 60 lire al centimetro quadrato naturalmente su una basetta di vetronite.

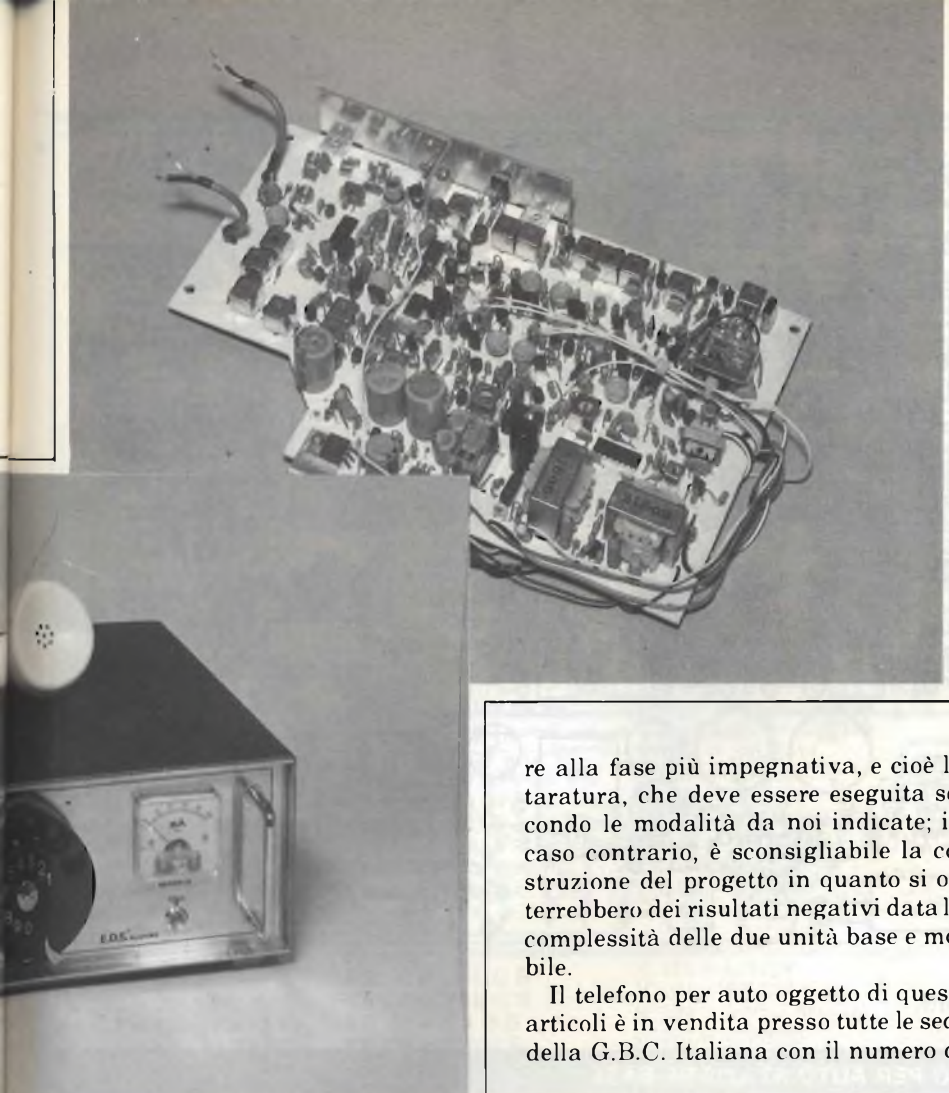
Il lettore che ha più esperienza nella realizzazione dei circuiti stampati, può anche realizzare la basetta da solo, con il metodo della fotoincisione. Vediamo un momento le parti, allora. Tutte le resistenze impiegate sono da 1/4 di W, al 5% di tolleranza, ad eccezione di R239 che è di 2 W. Tutti i condensatori sono ceramici a disco e quelli a bassissima capacità sono tutti del tipo stabilizzati in temperatura "N P O".

Mentre i condensatori elettrolitici sono tutti del tipo a montaggio "verticale" e devono avere le tensioni di lavoro come indicato nell'elenco componenti. A parte i consigli dati, il montaggio sarà effettuato in modo tradizionale.

Prima di tutto è bene sistemare i pon-

ticelli, che in seguito potrebbero essere dimenticati, poi tutte le resistenze fisse, quindi i trimmer e tutti i condensatori ceramici a disco, seguiranno quindi i diodi e i transistori, facendo molta attenzione ai relativi terminali, poi i condensatori elettrolitici. I circuiti integrati costituiranno il passo di lavoro seguente; ogni IC reca ben chiara la tacca di riferimento per la corretta inserzione; quest'ultimi è consigliabile montarli su zoccoli. Continuate quindi con la sistemazione di tutte le bobine e le medie frequenze, i due relè RL 101 e RL 102, i filtri ceramici CF 101 / CF 103, i quattro trasformatori T 101 / T 104, i tre quarzi X 101 / X 103 ed infine il microdiapason che andrà montato su zoccolo. Superata questa fase passate alla relativa filatura alla quale collegherete il microfono, l'altoparlante i diodi LED, il buzzer, i deviatori, gli interruttori, le prese per le antenne ecc....

Superata quest'ultima fase di cablaggio non vi rimane altro che passa-



catalogo ZR 8526 - 00 = 28/5630 - 20, oppure nei migliori negozi di componenti elettronici. La versione commerciale dell'apparecchio si presenta in un altro tipo di contenitore ed è denominata AUTOFON - 002.

Taratura della stazione base

Qui di seguito riportiamo la strumentazione richiesta per una corretta messa a punto della stazione base. Ogni strumento dovrà essere regolato e utilizzato nella maniera indicata.

1 - Alimentatore

a) Strumenti richiesti

1. Multimetro
- b) Accertarsi che il cambitensioni sia in posizione corretta.
- c) Controllare l'uscita del circuito di regolazione della tensione di alimentazione.

1° Circuito: 12 V.

— Misurare 12 V \pm 5% all'emettitore di TR 138

2° Circuito: 7 V.

— Misurare 7 V \pm 5% all'emettitore di TR 137

re alla fase più impegnativa, e cioè la taratura, che deve essere eseguita secondo le modalità da noi indicate; in caso contrario, è sconsigliabile la costruzione del progetto in quanto si otterrebbero dei risultati negativi data la complessità delle due unità base e mobile.

Il telefono per auto oggetto di questi articoli è in vendita presso tutte le sedi della G.B.C. Italiana con il numero di

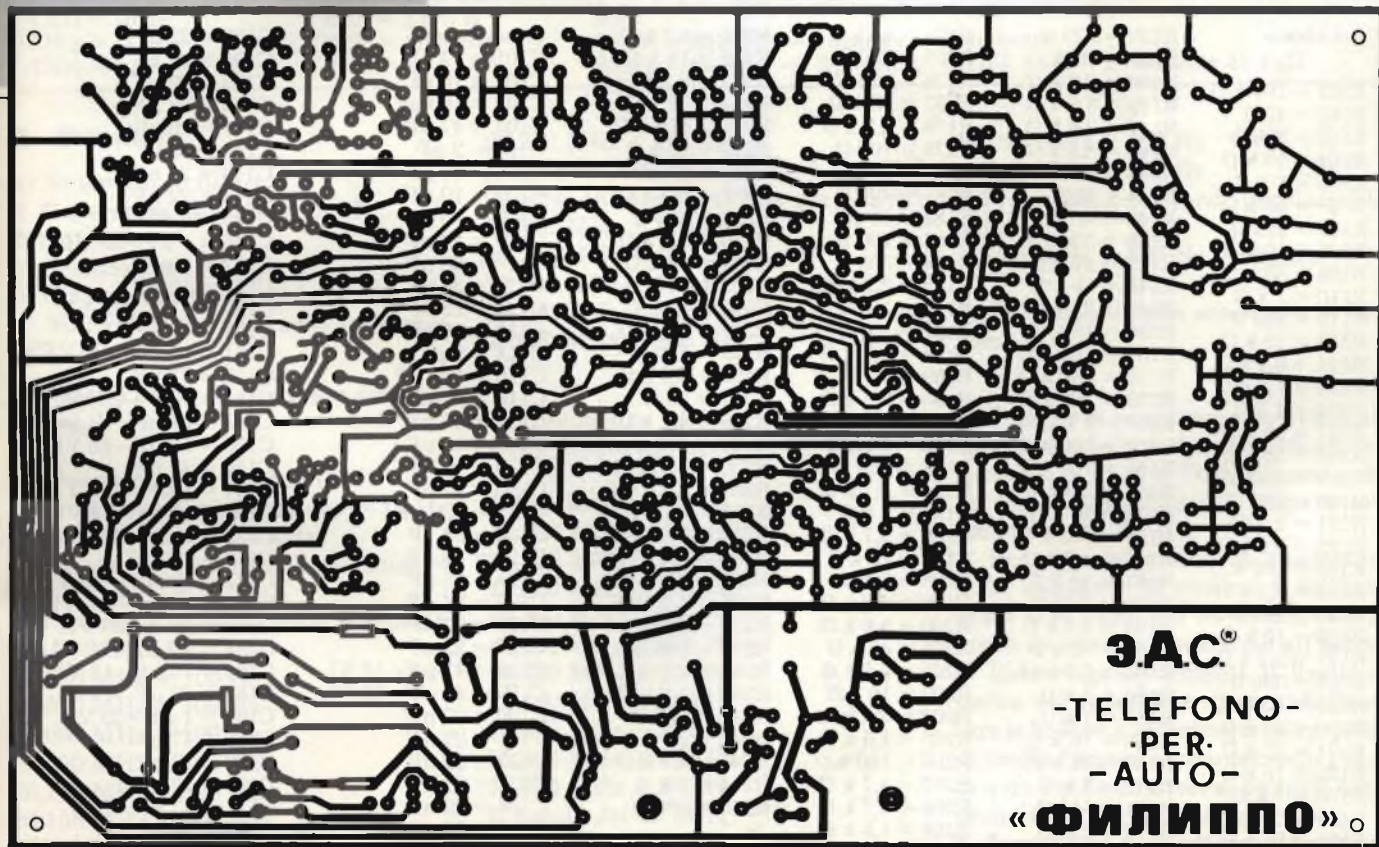


Fig. 1 - Circuito stampato della stazione base. Le dimensioni del c.s. sono 240 x 150 mm.

C174 = 22 nF
 C175 = 22 nF
 C176 = 10 nF
 C177 = 22 nF
 C178 = 22 nF
 C179 = 33 pF
 C180 = 3 pF
 C181 = 3 pF
 C182 = 33 pF
 C183 = 47 pF
 C184 = 82 pF
 C185 = 22 nF
 C186 = 10 nF
 C187 = 22 pF
 C188 = 2 pF
 C189 = 33 pF
 C190 = 22 nF
 C191 = 150 pF
 C192 = 22 nF
 C193 = 33 μ F-16 VL.
 C194 = 33 pF
 C195 = 120 pF
 C196 = 68 pF
 C197 = 18 pF
 C198 = 33 pF
 C199 = 22 nF
 C200 = 22 nF
 C201 = 33 pF
 C202 = 120 pF
 C203 = 22 nF
 C204 = 10 nF
 C205 = 19 nF
 C206 = 10 nF
 C207 = 6 pF
 C208 = 68 pF
 C209 = 33 pF
 C210 = 68 pF
 C212 = 220 pF
 C213 = 220 μ F-12 VL.
 C214 = 10 μ F-12 VL.
 C215 = 10 nF
 C216 = 10 nF
 C217 = 10 nF
 C218 = 47 nF
 C219 = 1 nF

C220 = 1 μ F-25 VL.
 C221 = 33 μ F-12 VL.
 C222 = 10 nF
 C223 = 1 μ F-25 VL.
 C224 = 1 nF
 C225 = 1 nF
 C226 = 4,7 nF
 C227 = 4,7 nF
 C228 = 1 μ F-25 VL.
 C229 = 1 μ F-25 VL.
 C230 = 1 μ F-25 VL.
 C231 = 3,3 nF
 C232 = 22 nF
 C233 = 3,3 nF
 C234 = 10 μ F-12 VL.
 C235 = 10 μ F-12 VL.
 C236 = 47 μ F-16 VL.
 C237 = 1 μ F-25 VL.
 C238 = 1 nF
 C239 = 10 μ F-12 VL.
 C240 = 1 μ F-25 VL.
 C241 = 10 μ F-12 VL.
 C242 = 100 nF
 C243 = 100 nF
 C244 = 10 μ F-16 VL.
 C245 = 47 nF
 C246 = 220 μ F-12 VL.
 C247 = 2200 μ F-25 VL.
 C248 = 1000 μ F-25 VL.
 C249 = 1000 μ F-12 VL.
 C250 = 1000 μ F-25 VL.
 C251 = 1 nF-600 VL.
 C252 = 1 nF-600 VL.

Trimmer
 VR101 = 10 k Ω B
 VR102 = 10 k Ω B
 VR103 = 1 k Ω B
 VR104 = 100 Ω B
 VR105 = 4,7 k Ω B
 VR106 = 10 k Ω B
 VR107 = 1 k Ω B
 VR108 = 470 Ω B
 VR109 = 4,7 k Ω B

Filtri ceramici
 CF101 = SFE 10,7 MHz
 CF102 = SFE 10,7 MHz
 CF103 = CFW 455 kHz

Diodi
 D101 \div 113 = IS 1588
 D114 = IS 553 Varicap
 D116 = IS 1588
 D117 = SR 1K
 D118 \div 121 = IS 1588
 D122 = SR 1 K
 D123 = Zener da 8 V.
 D124 = Zener da 6 V.
 D125 \div 128 = SR 1 K
 LED 101/102 = Led rossi

Transistori
 TR101 = FET 2SK61
 TR102 \div 107 = 2SC930
 TR108 \div 110 = 2SC536
 TR111 = 2SA659
 TR112 = 2SC536
 TR113 \div 114 = 2SA659
 TR115 \div 119 = 2SC930
 TR120 = 2SC2314
 TR121 = 2SC1971
 TR122 = 2SD439
 TR123 \div 136 = 2SC536
 TR137 = 2SD439
 TR138 = 2SD325
 TR139 = 2SC536

Integrati
 IC101 = LA1230
 IC102 = NE567
 IC103 = D1055 Murata
 IC104 = CD4069
 IC105 = μ A741

Relè
 RL101 = Relè 12 V-2 Scambi
 RL102 = Relè 6 V-2 Scambi

Trasformatori
 T101/T102 = Trasf. tipo SIE-003
 T103 = Trasf. d'uscita 8 Ω
 T104 = P. 115/230V - S. 20 V.

Quarzi
 X101 = 15,360 MHz
 X102 = 10,245 MHz
 X103 = 8,310 MHz

Foto-opto
 PC = HTV-P1141

BZ = Buzzer da 6 V.
 MF = Microdiapason - 3 poli
 MIC = Microfono piezo
 SP = Altoparlante da 8 Ω

Bobine e MF
 L101 = Bobina tipo REC-028
 L102 \div 104 = Bobina tipo REC-025
 L105 = Bobina tipo REC-030
 L106 = Bobina tipo REC-025
 L107 = Bobina tipo REC-035
 L108 = Bobina tipo REC-004
 L109 \div 111 = MF 455 kHz gialla
 L112 = Bobina tipo REC-039
 L113 = Bobina tipo REC-037
 L114 = Bobina tipo REC-030
 L115 \div 116 = Bobine tipo REC-025
 L117 = Bobina tipo REC-031
 L118 = Bobina tipo REC-025
 L119 = Bobina tipo REC-029
 L120 = 3 spire da 0,7 supp. da 7 mm
 L121 \div 124 = 6 spire in aria da 1 mm
 supp. da 5 mm
 L125 = 10 spire da 0,7 supp. toroidale da
 10 mm (Toroide AMIDON)

Induttanze
 CH101 \div 103 = Induttanze da 4 μ H

2 - Ricevitore

a) Strumenti richiesti

1. Generatore di segnali da 26 30 MHz (SG)
2. Oscilloscopio (O.S.)
3. Frequenzimetro digitale (F. C.)
4. Millivolmetro ad audio frequenza (VTVM)

b) messe a punto da effettuare nel generatore di segnali

1. Modulazione = Interna (FM)
2. Frequenza di modulazione = 1 kHz
3. Deviazione = \pm 1,5 kHz
4. Livello di uscita radiofrequenza = 100 dB μ (100 mV/50 Ω)
5. Frequenza di uscita nella banda RF dei 26 MHz
 26,000 MHz \pm 100 Hz
 26,030 MHz \pm 100 Hz
 26,060 MHz \pm 100 Hz
 26,090 MHz \pm 100 Hz
 26,120 MHz \pm 100 Hz
 26,150 MHz \pm 100 Hz
 26,180 MHz \pm 100 Hz
 26,210 MHz \pm 100 Hz
 26,240 MHz \pm 100 Hz

- 26,270 MHz \pm 100 Hz
 6. Frequenze di uscita nella banda dei 29 MHz (Al momento solo per U.S.A.)
 29,700 MHz \pm 100 Hz
 29,730 MHz \pm 100 Hz
 29,760 MHz \pm 100 Hz
 29,790 MHz \pm 100 Hz
 29,820 MHz \pm 100 Hz

c) Frequenze dell'oscillatore locale OSC. Frequenza del 1° OSC. locale

1. banda dei 26 MHz
 15,300 MHz \pm 200 Hz
 15,330 MHz \pm 200 Hz
 15,360 MHz \pm 200 Hz
 15,390 MHz \pm 200 Hz
 15,420 MHz \pm 200 Hz
 15,450 MHz \pm 200 Hz
 15,480 MHz \pm 200 Hz
 15,510 MHz \pm 200 Hz
 15,540 MHz \pm 200 Hz
 15,570 MHz \pm 200 Hz
2. banda dei 29 MHz
 19,000 MHz \pm 200 Hz
 19,030 MHz \pm 200 Hz
 19,060 MHz \pm 200 Hz

- 19,090 MHz \pm 200 Hz
 19,120 MHz \pm 200 Hz
 3. Frequenza del secondo oscillatore locale:
 10,245 MHz \pm 100 Hz (comune)

d) Regolazione della sensibilità in ricezione

1. Dopo aver positivamente verificato ogni punto delle sezioni precedenti, collegare il VTVM e l'OS all'uscita del secondo amplificatore separatore, emettitore di TR 108.
2. Regolare la bobina di quadratura L111 collegata al piedino 9 dell'integrato (LA 1230) per la rivelazione, in modo da avere un massimo all'uscita.
3. Ridurre gradualmente il livello di uscita del generatore di segnali. Regolare le bobine a radiofrequenza e quelle di media frequenza mantenendo l'uscita a un livello inferiore al punto di saturazione (L110 \div L101).
4. Aumentare nuovamente il livello di uscita dal generatore di segnali e regolare ancora la bobina di quadratura

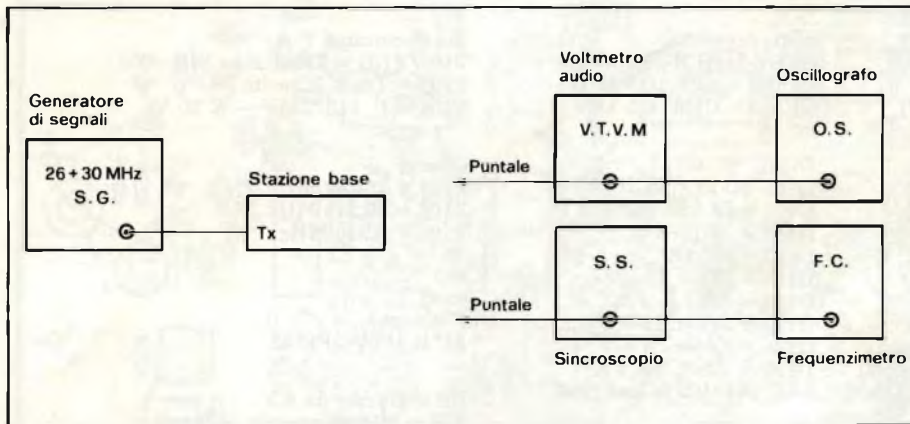


Fig. 3 - Strumentazione richiesta per la taratura della stazione base.

con il metodo descritto al punto 2).

5. Accertarsi che il livello detto sul voltmetro VTVM sia normale variando il livello in uscita nel campo da $-10 \text{ dB}\mu$ a $100 \text{ dB}\mu$ (da $0,3 \mu\text{V}$ a $100 \text{ mV}/50 \Omega$).

3 - Amplificatore audio, circuito del ronzatore e circuito di aggancio

a) Strumenti richiesti

1. Generatore audio (AG)
2. Altre apparecchiature come 1-2

b) Circuito del microdiapason

1. Regolazione del generatore di segnali
Modulazione = esterna
Frequenza di modulazione = frequenza del microdiapason
Deviazione = $\pm 3 \text{ kHz}$
Livello di uscita radiofrequenza = $60 \text{ dB}\mu$ ($1 \text{ mV}/50 \Omega$)
Frequenza d'uscita RF = La stessa di 1-2

2. Se la frequenza del generatore audio è uguale a quella del microdiapason, l'uscita dell'integrato H8D1055 varia dal livello alto al livello basso (inserito). Se il cambiamento non avviene, l'uscita del microdiapason è normale e si rende necessaria la sostituzione di un componente del circuito TR110 - MF - IC 103 che è difettoso.

c) Circuito del segnale pilota

1. Regolazione del generatore di segnali
Modulazione = esterna
Frequenza di modulazione = $4,7 \text{ kHz}$ oppure $5,3 \text{ kHz}$
Deviazione = Le istruzioni sono nei punti che seguono
Le altre prescrizioni sono le stesse dei punti precedenti
2. Regolare la deviazione del generatore di segnali a 0 kHz (condizione di assenza di modulazione) e verificare la frequenza al piedino 5 di LM567 \div IC 102

$$f = 4,7 \text{ oppure } 5,3 \text{ kHz} \pm 20 \text{ Hz}$$

Il trimmer VR 103 regola il valore della frequenza.

3. Accertarsi che l'uscita dal piedino 8 di LM 567 passi da livello alto a livello basso (inserito) quando la deviazione della frequenza del generatore di segnali arriva a $\pm 30 \text{ kHz}$.

d) Circuito di aggancio

1. Regolazione del generatore di segnali
Modulazione = esterna
Deviazione = $\pm 3,0 \text{ kHz}$
Altre condizioni come in b)
2. Regolare la frequenza di modulazione del generatore di segnali rendendola uguale a quella del microdiapason. Se la frequenza di modulazione viene mantenuta costante per un tempo di 5 7 secondi, l'uscita del flip-flop nel circuito di aggancio passa dal livello alto al livello basso (inserito). Di conseguenza, quando la frequenza di modulazione è uguale alla frequenza di oscillazione del PLL (LM 567), il circuito di commutazione viene attivato ed RL1 commuta.

e) Circuito di chiamata, ronzatore.

1. Preparare due generatori audio. Regolare uno per la frequenza del microdiapason e l'altro per la frequenza del PLL. Regolarne l'uscita in modo che entrambe le deviazioni siano $\pm 3,0 \text{ kHz}$. Gli altri generatori di segnali sono regolati come spiegato in b).
2. La porta AND collegata al ronzatore passa al livello alto ed il ronzatore suona.

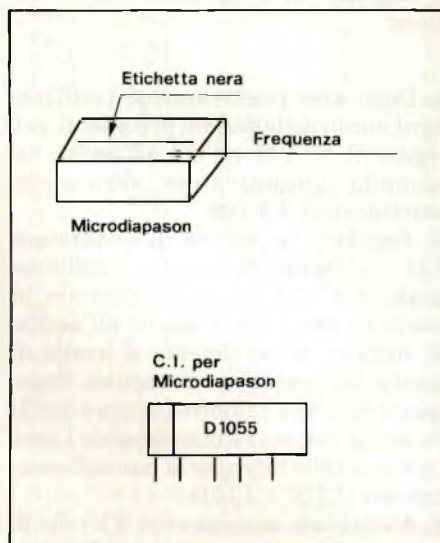


Fig. 4 - Microdiapason e relativo c.i.

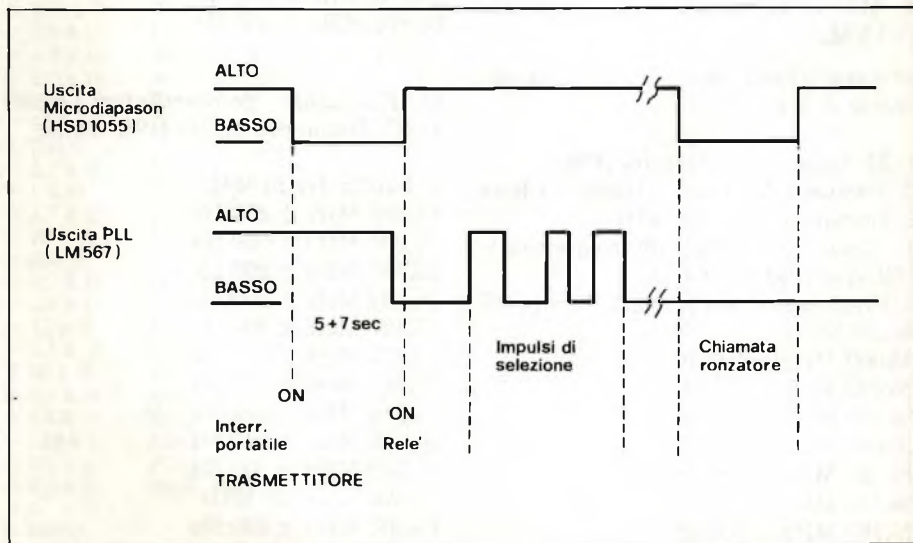


Fig. 5 - Diagramma di temporizzazione per ciascuna condizione operativa.

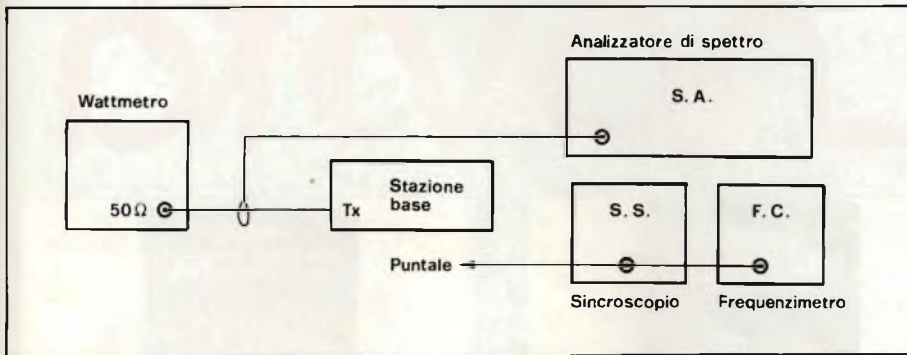


Fig. 6 - Strumentazione richiesta per la taratura del trasmettitore.

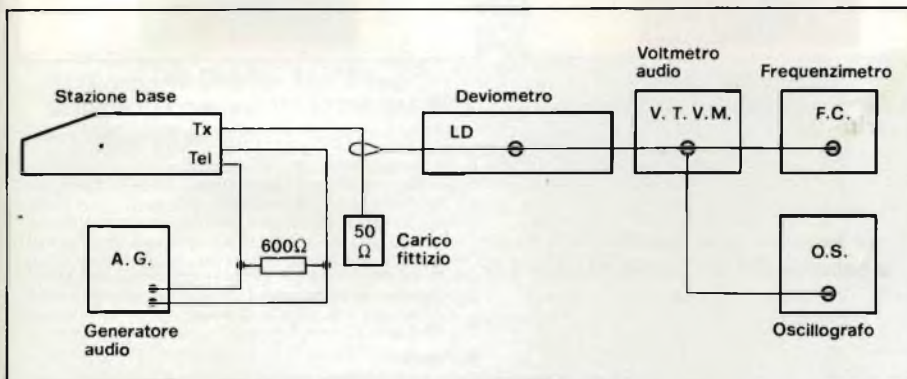


Fig. 7 - Strumentazione richiesta per la taratura della sezione audio in trasmissione.

f) Circuito amplificatore audio

1. Regolazione del generatore di segnali

Modulazione = esterna

Deviazione = ± 3 kHz

Il resto come in b)

2. Far attrarre il relè attivando il circuito del microdiapason e del PLL.

3. Collegare la resistenza di carico fittizio da 600 Ω alla linea telefonica TEL e collegare il VTVM e l'OS. Tarare la frequenza di modulazione del generatore di segnali SG alla stessa frequenza del PLL. Regolare quindi il trimmer VR108 da 500 Ω in modo che il livello del segnale pilota sulla linea sia il minimo possibile.

4. Staccare il generatore di segnali e preparare la stazione mobile che si accoppia con la stazione base. Parlare nel microfono mettendo la stazione mobile nella condizione di conversazione TALK, l'uscita della linea TEL assume un livello di $-6 \dots 0$ dBm. Se il livello di uscita non è esatto, regolare VR 109 fino al giusto valore.

4 - Trasmettitore

a) Strumentazione richiesta

1. Wattmetro RF a 50 Ω

2. Analizzatore di spettro (S.A.)
3. Frequenzimetro digitale (F.C.)
4. Sincroscopio (S.S.)

b) Potenza del trasmettitore

Premere il pulsante di chiamata dopo aver collegato il connettore del trasmettitore al wattmetro: $P_o = 4,5 \dots 5$ W

c) Frequenze di trasmissione

- 49,710 MHz ± 200 Hz
- 49,740 MHz ± 200 Hz
- 49,770 MHz ± 200 Hz
- 49,800 MHz ± 200 Hz
- 49,830 MHz ± 200 Hz
- 49,860 MHz ± 200 Hz
- 49,890 MHz ± 200 Hz
- 49,920 MHz ± 200 Hz
- 49,950 MHz ± 200 Hz
- 49,980 MHz ± 200 Hz

d) Taratura delle bobine del trasmettitore

Ripetere la taratura di tutte le bobine in modo da ridurre al minimo le spurie per massima potenza.

5 - Sezione audio in trasmissione

a) Strumentazione richiesta

1. Rivelatore lineare o deviometro (L.D.)
2. Frequenzimetro digitale (F.C.)
3. Generatore audio (A.G.)
4. Oscilloscopio (O.S.)
5. Millivoltmetro ad audiofrequenza (VTVM)
6. Carico fittizio da 50 Ω , 10 W

b) Regolazione del livello del generatore audio

1. Frequenza = 1 kHz
2. Livello di uscita = -10 dBm

c) Regolazione della deviazione

1. Mettere il circuito di aggancio in condizione di funzionamento per attivare il trasmettitore. Per far ciò basta alimentare il portatile e dopo aver collegato l'antenna, sollevare il microtelefono.
2. Controllare il guadagno dell'amplificatore audio osservando l'uscita ad 1 kHz mediante LD, in modo che la deviazione raggiunga il valore di $\pm 2 \div 3$ kHz. In caso diverso regolare VR107.

d) Regolazione della frequenza di chiamata

1. Staccare AG dalla linea TEL. Premere quindi il pulsante di chiamata Frequenza di uscita = 1300 oppure 1500 Hz ± 10 Hz
2. Se la frequenza si trova al di fuori del suddetto campo, regolare il valore mediante VR 105 del circuito oscillatore di chiamata, in modo da ricondurla nei limiti previsti.

e) Regolazione della deviazione del segnale di chiamata.

1. La deviazione del suddetto segnale di chiamata deve essere regolata mediante VR 106.
Deviazione = $\pm 4,5$ kHz $\pm 0,3$ kHz

6 - Osservazioni

a) Nel caso che il trasmettitore sia funzionante in tutti i passaggi di regolazione e di verifica, collegare un ROSmetro terminato con una resistenza di carico fittizio, oppure con un wattmetro RF a 50 Ω , all'uscita TX della base.

b) Nel caso che il rapporto di onde stazionarie (VSWR) sia superiore a 1 : 1,5, il circuito di protezione dello stadio finale entra in funzione, e non appare potenza d'uscita al carico del trasmettitore.

1982



COME PROGRAMMARE

di Jean Claude Barbance

Il libro insegna a chi programma, come deve enunciare e definire correttamente l'idea iniziale, come analizzarla e trasformarla e come verificare la correttezza dello stesso sino a giungere alla stesura di un programma ben documentato, leggibile e facilmente modificabile. Vengono esplicitate tutte le altre fasi intermedie del lavoro: le vie alternative che si presentano e tra cui scegliere, le eventuali estensioni, le prove e le verifiche che occorrono fare per ottenere un programma conforme a quanto ci si era proposti. Poiché era necessario appoggiarsi a un linguaggio, si è scelto il BASIC per la sua larga diffusione. I concetti esposti, comunque, sono utilizzabili con qualsiasi altro linguaggio. I programmi presentati sono stati tutti provati e girano su computer da 4 a 64 k di memoria.

Sommario

Realizzazione dei programmi, le fasi - La definizione degli obiettivi - Analisi - La codifica e la messa a punto del programma - Presentazione degli esempi - Rappresentazione di un numero decimale mediante una stringa di caratteri alfabetici - Il gioco del 421 - La contabilità personale.

Cod. 511A Pagg. 192 L. 12.000



MANUALE DEGLI SCR TRIAC ED ALTRI TIRISTORI, Vol. 1

di General Electric

Il manuale, mantenendo un'impostazione pratica, oltre che teorica, rappresenta una buona guida alle applicazioni per tutti i progettisti, studenti, insegnanti e sperimentatori che utilizzano o utilizzeranno questa famiglia di dispositivi a semiconduttore. Lo SCR è il più importante componente nel campo della conversione delle alte potenze elettriche e nei sistemi di controllo. Vengono affrontati non solo i circuiti e i dispositivi "consumer" cioè di largo impiego (elettrodomestici...), ma anche quelli "militari" in cui affidabilità e prestazioni costituiscono parametri fondamentali.

Sommario

Introduzione - Realizzazione dello SCR - Teoria fondamentale del lavoro - Simboli e terminologia - Caratteristiche e parametri dei tiristori - Caratteristiche dei trigger da applicare ai gate - Varii metodi - Caratteristiche dinamiche degli SCR - Funzionamento in connessioni serie-parallelo - Il Triac - Circuiti di commutazione statica - Il controllo in fase per i triac - Sistemi di controllo a fase per motori elettrici.

Cod. 612P Pagg. 378 L. 24.000



PROGRAMMARE IN PASCAL

di Daniel-Jean David e Jean-Luc Deschamps

Lo scopo del libro è di fare il punto sui vantaggi e svantaggi del Pascal. I vantaggi che emergono o sono numerosi, vengono descritti nel contesto delle applicazioni in cui sono realizzati. Per contro vengono anche indicate le situazioni dove questi non sono indispensabili. Non si poteva comunque discutere di Pascal senza descrivere la dottrina da cui il linguaggio ha avuto origine, la programmazione strutturata, ed è da questa che parte la trattazione dell'argomento, per passare nella parte centrale dell'opera, alla studio vero e proprio del Pascal e concludersi con l'analisi dei tipi di dati che il Pascal può trattare.

Sommario

La programmazione strutturata - Squarci d'insieme sul linguaggio Pascal - Istruzioni esecutive - Istruzioni di strutturazione - Tipi di dati - Le costanti e funzioni - Passi successivi - Sezione dinamica dei dati - Creazione di un punto sul Pascal - Programmazione strutturata in BASIC - Le costanti nuove del Pascal - Due realizzazioni del Pascal in Pascal UC50 - Il Pascal CBM - Soluzione degli esercizi.

Cod. 514A Pagg. 208 L. 14.000



ALLA SCOPERTA DEL TI 99/4A

della Texas Instruments

Il TI 99/4A vi può aiutare nell'apprendimento delle lingue o della matematica (a scuola o in ufficio), nell'educazione dei vostri figli, fare da passatempo per tutta la famiglia. Nel libro sono contenuti programmi di giochi divertenti e istruttivi (che sviluppano capacità logico-strategiche) e programmi musicali, così come programmi per tenere il bilancio familiare. Non è importante conoscere i "calcolatori", basta leggere le facili istruzioni di questo manuale.

Cod. 319D Pagg. 164 L. 16.000



GUIDA AL SINCLAIR ZX81 ZX80 NUOVA ROM

di Rita Bonelli

Questa guida, con chiarezza, semplicità espositiva e ricchezza di esemplificazioni, risulta un vero e proprio strumento operativo per tutti coloro che vogliono avvicinarsi all'informatica in generale, e imparare la programmazione in BASIC in particolare (travalicando i tre calcolatori ZX81, ZX80, ZX80 nuova ROM) a cui fa riferimento. L'ultima capitolo infine riporta parecchi programmi per ciascuno vengono fornite, dove possibile, le diverse versioni, tra l'altro si parlerà di file e di animazione delle figure.

Sommario

Introduzione - Il calcolatore - Installazione dell'hardware - La programmazione in linguaggio BASIC - Come lavorare - Utilizzo del memoriale - Caratteristiche macchina - Esempi di programmi - Caratteristiche del sistema - Scheda BASIC ZX80 - Scheda BASIC ZX81 nuova ROM e ZX81 - Segnali dalla macchina - Sistema operativo della ZX81 - Sistema operativo della ZX81 e nuova ROM.

Cod. 318B Pagg. 262 L. 16.500



PROGRAMMARE IN BASIC

di Michel Pioulin

Come tutte "le lingue viventi", il BASIC viene applicato in modo più o meno particolare. Questo libro si sforza di descrivere in modo metodico il BASIC delle tre macchine più diffuse sul mercato mondiale: Apple, PET, TRS-80 e, naturalmente, i loro derivati.

Ciò faciliterà anche la conversione di programmi scritti da un determinato personal computer agli altri. Numerosi esempi (programmi verificati attentamente) chiariscono i concetti proposti e sono immediatamente utilizzabili dai possessori dei sopraccitati personal.

Sommario

Introduzione - Le variabili - Funzioni - Logica di svolgimento di un programma - Dialogo con la macchina - Funzioni speciali (math, grafic, et alia) - Preparazione dei programmi - Codice ASCII e suoi usi speciali - Colori, binario ed esadecimale - Esempi di programmi.

Cod. 513A Pagg. 94 L. 8.000

Sconto 10% agli abbonati delle riviste JACKSON



GRUPPO EDITORIALE JACKSON
Divisione Libri



Goldatex. I telefoni che ti sono vicino anche quando non sei vicino al telefono.

Goldatex. Senza fili, per telefonare dove e quando vuoi. In auto, in barca, in fabbrica, nel cantiere, Goldatex ti tiene collegato al mondo attraverso il tuo telefono.

Apparecchi con raggio d'azione da 100 mt. a 5 km., tutti controllati uno per uno, tutti con garanzia di 12 mesi, tutti con prezzo Goldatex: richiedi i cataloghi alla Casella Postale 10488 - 20100 Milano.

Goldatex. Più di 1.000 negozi e oltre 20 centri di assistenza in tutta Italia.

Mod. V-3000. Raggio d'azione 1 km. Funzione interfono separata; funzione parla-ascolta incorporata con microfono indipendente. Memoria per 10 numeri telefonici; presa per registratore.



Passi avanti nella telefonia.

315. HUDSON STREET NEW YORK N. Y. 10013



SELEZIONE DI TECNICA

RADIOTV HIFI ELETTRONICA

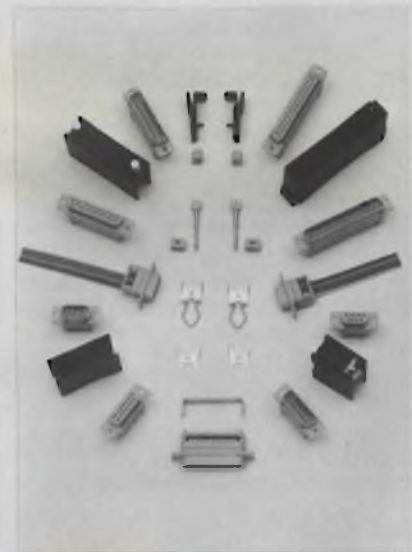
Rivelatore di fumo a tecnologia CMOS

L'MC14467P è un rivelatore di fumo a basso costo progettato dalla Motorola per essere utilizzato con camere di ionizzazione. Per formare un sistema completo sono richiesti pochi elementi esterni. Le caratteristiche del dispositivo sono: FET incorporato nel chip, Horn-Driver piezoelettrico incorporato nel chip, taratura interna regolabile esternamente, sensibilità e bassi livelli di alimentazione, modalità di test di aggiustamento, controllo del livello dell'alimentazione 90 volte/ora, controllo attivo su segnali di ingresso, segnali rivelatori di fumo e di basso livello di tensione. Le applicazioni includono sistemi di protezione e sicurezza delle proprietà abitative, commerciali e industriali.

MOTOROLA
V.le Milanofiori - 1AC
Assago (Mi)

Connettori subminiatura tutto plastica

I connettori D-Subminiatura della serie 17DFR sono disponibili dalla Amphenol Tuchel Elec. con 9-15-25-37 contatti a passo 1,27 mm. Si tratta di un connettore tutto plastica per cavi piatti avente lo spessore della flangia di montaggio se-



Connettori tutto plastica per cavi piatti

condo lo standard IEC 48B (CO) 126, ed è completamente interaccoppiabile e fissabile sul Buscable V 24 e sui connettori subminiatura D standard.

La protezione del contatto è una doratura grado industriale su nichel. Con il connettore viene fornito un reggisforzo del cavo.

AMPHENOL ITALIA
Via Plinio, 43
Milano

Generatori di segnali campione FM-AM

La Boonton Electronics presenta due generatori di segnali campione FM-AM progettati come alternativa di costo limitato, a comando manuale e facili da usare, ai più sofisticati e costosi generatori programmabili; il modello 102E ed il modello 102F sono identici eccetto l'aggiunta, per il modello 102F, dell'aggancio in fase per una stabilità garantita migliore di 0,05 ppm/ora.

Ambedue partono dalla frequenza inferiore di 450 kHz con risoluzione di 10 Hz, fino alla frequenza massima di 520 MHz. L'opzione -20 aggiunge una gamma ulteriore estendendo la frequenza generata fino a 1040 MHz.

L'uscita rf livellata è variabile da +13 a -130 dBm. La f. m. residua è inferiore a 10 Hz per larghezza di banda 300 Hz - 3 kHz fino a 520 MHz e inferiore a 20 Hz fino a 1040 MHz. Il rumore residuo è di soli -140 dBc/Hz.

La modulazione in frequenza è disponibile a qualsiasi frequenza portante fino a deviazione di picco di ± 300 kHz per una larghezza di banda da c.c. a 200 kHz. Nella banda di trasmissione f.m. si può ottenere la distorsione garantita inferiore a 0,05% fino alla deviazione di 75 kHz mediante l'opzione -19.

La separazione stereo FM è maggiore di 50 dB per cadenze 50 Hz - 15 kHz. La modulazione AM è fornita da 0 a 100%, con misura in vero valore di picco, con larghezza di banda da c.c. a 50 kHz, con distorsione armonica totale inferiore a 1% fino al livello di 30% AM.

Lo sfasamento nel canale AM è basso ed il ritorno di gruppo è stato limitato in modo che il generatore contribuisca con un errore aggiunto inferiore a 0,1° quando è usato per provare un ricevitore VOR (opzione -21).

Sono comprese 5 frequenze di modula-

zione standard interne. L'opzione -12 consente una ulteriore sorgente a 2 frequenze fisse di 400 Hz ed una frequenza variabile da 15 Hz a 15 kHz.

In entrambi i generatori l'indicatore di frequenza funziona anche come frequenzimetro per misura di segnali esterni da 50 Hz a 150 MHz con risoluzione di 1 Hz fino a 20 MHz e 10 Hz fino a 150 MHz.

VIANELLO
Via T. da Cazzaniga, 9/6
Milano



Portafusibile da 30 A/600 V a norme UL e CSA.

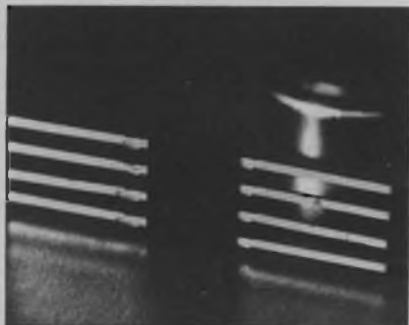
Portafusibili a norme UL e CSA

Il portafusibile Feme tipo 7620 ha ottenuto anche la certificazione CSA per portare fino a 30 A/600 V, che viene ad aggiungersi alla UL recognition.

Di costruzione robusta con corpo in materiale termoindurente, con spessore minimo di 1,5 mm, terminali in ottone nichelato, viti argentate, il portafusibile 7620 è previsto per il montaggio a pannello mediante viti di fissaggio ed è dotato di un tappo portafusibile inseribile con sistema a baionetta.

Il 7620 è disponibile nelle versioni con attacchi a vite o faston saldare 6,3 x 0,8, e può montare fusibili $\varnothing 10,3 \times 38$ (tipi FSM-FDM Feme).

F.E.M.E.
V.le Certosa, 1
Milano



Amplificatore da 80 mW nella banda da 200 a 5.000 Hz.

Amplificatore finale BF

L'integrato bipolare S 1531 realizzato dalla Siemens è adatto per cercapersone (ricevitore), funziona da amplificatore BF di elevata potenza e richiede una tensione di alimentazione da 1 a 1,7 V. L'S 1531 viene prodotto con custodia miniatura di plastica a 8 terminali; in futuro verrà prodotta anche la versione micropack. L'S 1531 fornisce una potenza di uscita di 80 mW a 1,2 V, con altoparlante a presa centrale (2 x 4 Ω). La risposta in frequenza va da 200 a 5.000 Hz.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Convertitore c.c./c.c. per alte tensioni

Il convertitore 716 prodotto dalla Microtest fornisce un'uscita ad alta tensione (da 1 a 3,5 KV a secondo dei modelli) a partire da una tensione di ingresso di 28 Vcc.

È possibile scegliere sia il funzionamento a corrente costante che a tensione costante; inoltre, quando occorre una potenza maggiore, si possono collegare più convertitori in parallelo.

Grazie all'alimentatore switch-mode il 716 offre un rendimento del 70-80%, con tensione e corrente programmabili a distanza.

Il ripple di uscita è inferiore, per tutti i modelli, a 5 Vpp a 20 kHz.

Microtest Ltd
18 Normkandy Way
Bodmin, Cornwall. PL31 1EX
(Inghilterra)

Commutatore a basso profilo passo DIL

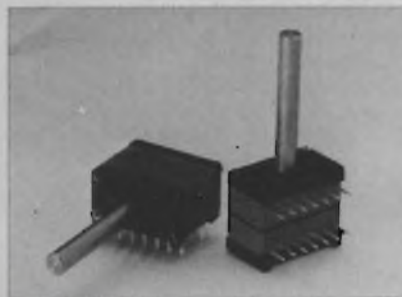
La OAK Europa introduce sul mercato un commutatore rotativo piatto con piedinatura standard DIL 0,01 identificato con la sigla LP Switch. È adatto alle costruzioni con uso intensivo di circuiti stampati, grazie alla sua struttura com-

patta, la piedinatura DIL e la tenuta alla saldatura a flusso ed alla pulitura con ultrasuoni.

Il commutatore può avere da 1 a 5 moduli di commutazione, ciascuno dei quali misura 11x18x16 mm, ed è stagno ai flussi contaminati e ai solventi a base di freon, con 14 pin DIL. I moduli possono essere assiemati su un unico alberino di comando oppure due alberini concentrici a comando separato.

Le caratteristiche elettriche dell'LP Switch prevedono una tensione di lavoro di 50 Veff 50 Hz, una corrente nominale di 1 A, resistenza di contatto inferiore a 50 mΩ, resistenza di isolamento di 1.000 MΩ a 50 Vcc, rigidità dielettrica 500, temperatura di funzionamento da -40 a +85 °C.

G.T.C.
Via di Monteverde, 29
Roma



Commutatore da CS con piedinatura DIL.

Mixer con limitatori incorporati

Con l'aggiunta di un limitatore a diodo PIN alla linea di ingresso MIC, i diodi mixer prodotti dalla RHG Electronics Laboratory sono protetti contro potenze di ingresso anche di 50 W di picco e di 1 W CW o di potenza media.

Le larghezze di banda multiottava e le cifre di rumore non hanno subito modifi-



Mixer doppio bilanciato con limitatore incorporato.

che rispetto ai precedenti modelli senza limitatore; ad esempio il tipo DMB2-18L offre una cifra di rumore di 11,8 dB con una potenza LO di 0 dBm.

Questo mixer polarizzabile copre il range RF/LO da 2 a 18 GHz e un range IF da 1 a 350 MHz. La perdita di conversione è minore di 12 dB, mentre l'isolamento LO-RF è 20 dB e il VSWR è 3,5:1.

RHG Electronics Lab.
161 East Industry Court
Deer Park, New York 11729 (USA)

Moduli a barre luminose

La Hewlett-Packard ha annunciato un miglioramento delle prestazioni ed una riduzione del prezzo dei suoi moduli a barre.

In particolare le intensità luminose minime a 20 mA sono state aumentate del 50%, mentre i prezzi sono stati ridotti fino al 12% per la serie HLMP-2300/-2400/-2500 e per la serie HLMP-2600/-2700/-2800.

I moduli a LED sono disponibili in un vasto assortimento di grandi superfici emittenti molto luminose ed uniformi per l'illuminazione da retro di messaggi fissi, i quali possono essere serigrafati sul pannello frontale o fissati sopra la superficie emittente mediante gli appositi supporti.

I moduli a barre sono selezionati sia per la tonalità che per l'intensità luminosa e sono disponibili in rosso, giallo e verde ad alta efficienza.

HEWLETT PACKARD
Via G. Di Vittorio, 9
Cernusco S/N (MI)

Convertitore A/D da 1,8 μs

L'AD579 prodotto dalla Analog Devices è un convertitore analogico/digitale veloce a 10 bit, che include il generatore di clock, il generatore di riferimento di precisione ed il comparatore; non è richiesto alcun componente esterno per la sua applicazione.

L'errore di linearità a 25 °C è di ± 1/2 LSB, il coefficiente di temperatura del guadagno è ±30 ppm/°C e la dissipazione è 775 mW. Altre caratteristiche sono l'uscita parallela o seriale, la capacità di ciclo ridotto, il riferimento a +10 V disponibile per applicazioni esterne, il clock interno aggiustabile.

Il range di ingresso può essere ±5 V, ±10 V, da 0 a -10V e da 0 a -20 V. È disponibile in 4 gradi di selezione (JN/KN/BD/TD) e per le versioni D è garantita l'ermeticità del package.

Ing. G. De Mico
V.le V. Veneto, 8
Cassina de' Pecchi (MI)

Oscilloscopi Gould la qualità che diventa tradizione



**2 ANNI
DI GARANZIA**

Il nuovo oscilloscopio **OS300** è la più recente conferma dell'impegno e della tradizione GOULD: costruire oscilloscopi di alta qualità ed elevata affidabilità a prezzi contenuti.

Derivato dal modello OS255, best seller degli oscilloscopi da 15

20 MHz, il nuovo OS300 offre prestazioni ancora più spinte: banda passante **DC-20 MHz**

elevata sensibilità **2 mV/cm** su entrambi i canali schermo **8x10 cm** con nuovo fosforo ad alta luminosità sincronismo TV automatico somma e differenza dei canali base dei tempi variabile da **50 ns/cm** a **0,2 sec/cm** x-y leggero (**5,8 Kg**) e compatto (**140x305x460 mm**).

Lire 850.000* completo di 2 sonde - consegna pronta

Il modello OS3500 offre una banda

60 MHz

passante **DC-60 MHz** e sensibilità **2 mV/cm** su tutta la gamma

ha **tre canali d'ingresso** con trigger-view

trace separation doppia base dei tempi trigger hold-off multimetro opzionale DM3010



Il modello **OS3600**

offre prestazioni eccezionali che lo

pongono ai livelli

più elevati della sua

categoria: banda passante

DC-100 MHz 3 canali d'ingresso con trigger-view trace separation

sensibilità **2 mV/cm** **16 KV EHT**

100 MHz doppia base dei tempi trigger hold-off multimetro opzionale DM 3010 per misure accurate di ampiezza, intervalli di tempo e frequenza.

Tutti i modelli hanno consegna pronta e sono garantiti 2 anni

una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettronucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via C. Magni, 71 - tel. (06) 51.39.455

*Gennaio 82 - Pag. alla consegna. IVA esclusa. 1 Lgs = Lire 2250 ± 2%

elettro**nucleonica** S.p.A.

Desidero

maggiori informazioni su gli Oscilloscopi Gould modello _____

avere una dimostrazione degli Oscilloscopi Gould modello _____

Nome e Cognome _____

Ditta o Ente _____

Indirizzo _____

**Quando una pila invece di Superpila?
Quando i castelli in aria avranno l'equo canone.**



LEADER

**c'è pila..
e c'è
Superpila**

Superpila la potente che dura nel tempo

