

SELEZIONI 1

DI TECNICHE ELETTRONICHE

Copia riservata agli abbonati

GENNAIO 1983

L. 2.500

**TELEVISORE
TELETEXT**

**PROGETTO
ALIMENTATORI
A COMMUTAZIONE**

**CONTROLLO
DELLA POTENZA
A MICROPROCESSORE**

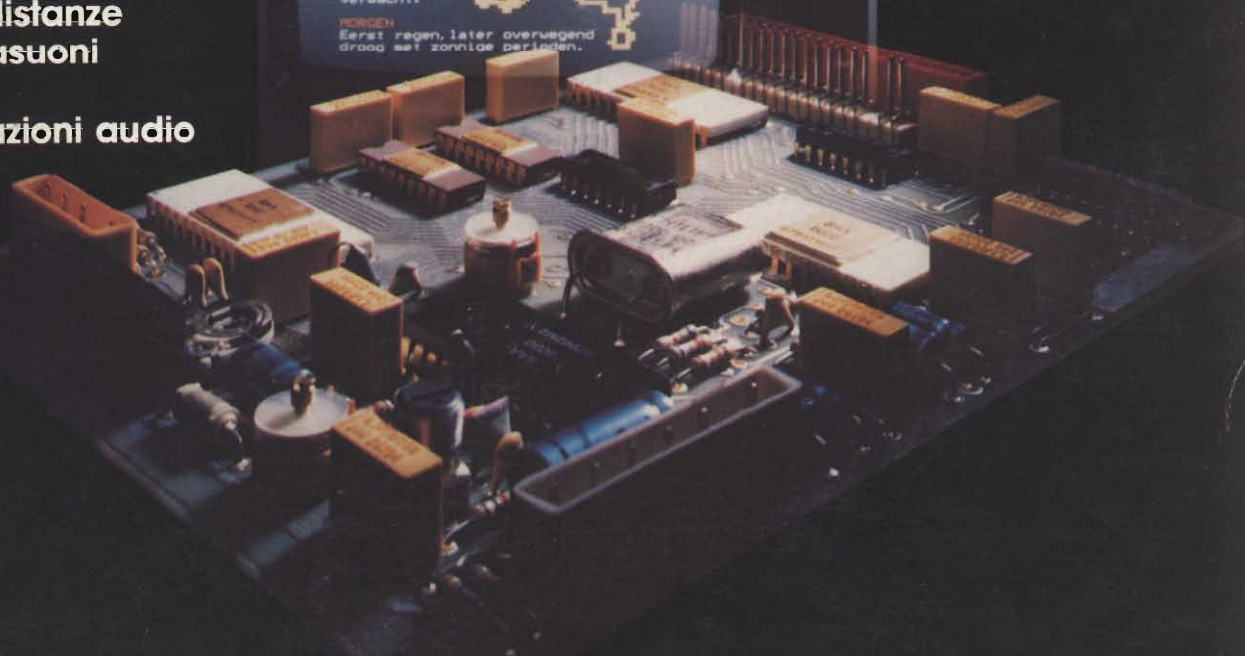
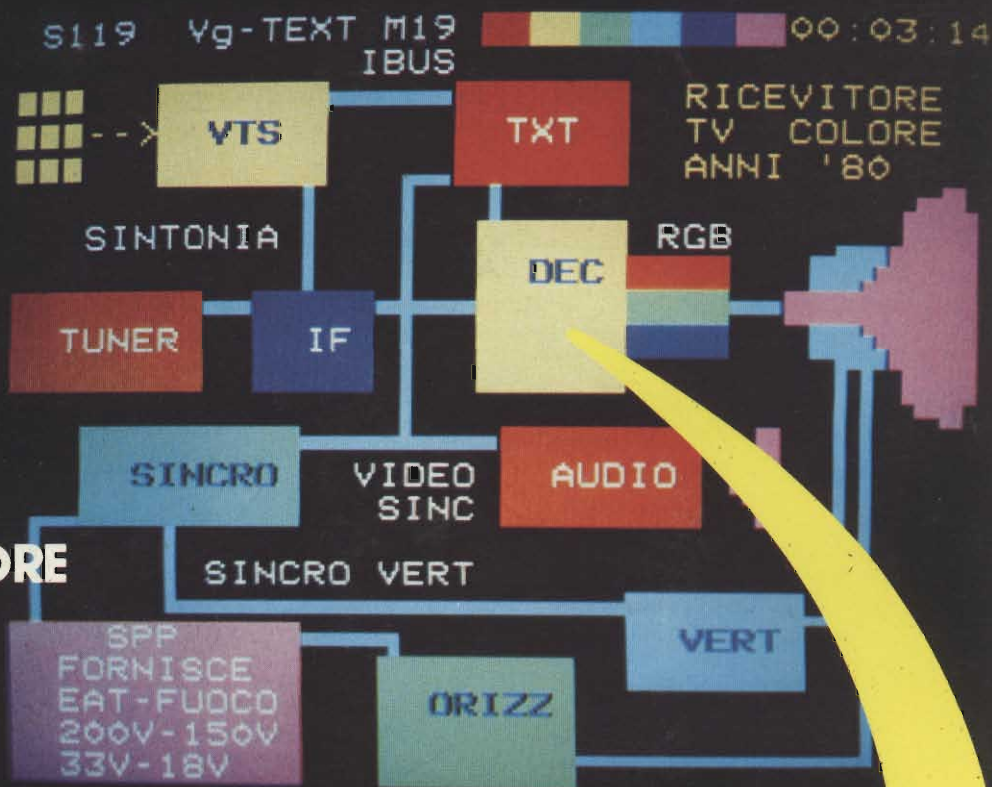
**TECNOLOGIE
PER L'ELETTRONICA
DEL FUTURO**

PROGETTI:

**Trasmettitore SSB
per onde corte**

**Misura delle distanze
mediante ultrasuoni**

**Burst di oscillazioni audio
per misure**





IL PIÙ PICCOLO
VIDEOREGISTRATORE
BETAMAX



SONY SL-F1 REGISTA, PRODUTTORE, SPETTATORE.

Il portatile Sony SL-F1 è un vero e proprio condensato di funzionalità, versatilità e compattezza. 4,3 Kg, solo 8 cm di spessore, 32,5 cm di lunghezza per un portatile che ha tutti i vantaggi e la funzione "moviola" del famoso Betamax SL-C7.

Ricerca veloce in avanti e indietro, fermo immagine, doppia velocità, rallenti che con lo swing search si può avere all'indietro oltre che in avanti.

Col dispositivo Record Review si rivedono automaticamente nel mirino gli ultimi secondi di registrazione.

Un microcircuito permette l'editing cioè un passaggio pulito e senza disturbi fra una sequenza e la successiva.

La telecamera Trinicon ha mirino e zoom elettronici, dissolvenza delle immagini, e il Record Review.

Il portatile SL-F1 è collegabile al tuner TT-F1, abilitato per le registrazioni dei programmi televisivi per un periodo di 14 giorni su 9 diversi canali.

MONITOR PROFEEL:
UNA TV
MODULARE

TELECAMERA
TRINICON



VIDEOREGISTRATORE
SL-F1E



SINTONIZZATORE
TT-F1E

SONY®



ABBONARSI CONVIENE

Per 7 ragioni...

Abbonarsi è sempre conveniente, ma ciò vale ancora di più per le riviste JCE. Le ragioni sono tante, ma sette le più importanti.

- **Si ricevono le riviste preferite a casa propria prima** che le stesse appaiano in edicola.
- Si ha la **certezza di non perdere alcun numero** (c'è sempre qualche cosa d'interessante nei numeri che si perdono...) Il nostro ufficio abbonamenti, infatti, rispedisce tempestivamente eventuali copie non giunte dietro semplice segnalazione anche telefonica.
- **Si risparmia fino al 25%** e ci si pone al riparo da futuri aumenti di prezzo pressoché certi in questa situazione di mercato.
- Si ha la possibilità di acquistare, fino al 28-2-83, **libri di elettronica con lo sconto del 30%**. Oppure durante tutto l'anno con lo sconto del 10% e ciò vale anche per le novità.
- Gli abbonati JCE ricevono anche preziosissime opere, qualche esempio: il **4° volume degli Appunti di Elettronica**, la pubblicazione a fogli mobili che ha riscontrato grandissimo favore. Le nuove **Schede di Riparazione TV** tanto utili a tecnici e ad autodidatti.
- Ma le **riviste JCE offrono anche di più: la carta GBC 1983**, per esempio, un privilegio che dà diritto a sconti speciali su determinati prodotti.
- E ... infine la **possibilità di vincere milioni in premi** partecipando al favoloso Concorso. **Abbonarsi alle riviste JCE è proprio conveniente!!**

Sperimentare è la più fantasiosa rivista italiana per appassionati di autocostruzioni elettroniche. Una vera e propria miniera di "idee per chi ama far da sé". I migliori progetti sono disponibili anche in kit.

Selezione di Tecnica è da decenni la più apprezzata e diffusa rivista italiana di elettronica per tecnici, studenti e operatori.

Audio, video, telecomunicazioni, alta frequenza, elettronica industriale, componenti oltre a realizzazioni pratiche di elevato livello sono gli argomenti trattati.

Millecanali la prima rivista italiana di broadcast. Grazie alla sua indiscussa professionalità, è la rivista che "fa opinione" nell'affascinante mondo delle radio e televisioni.

Cinescopio è l'ultima nata delle riviste JCE. La rivista tratta mensilmente i problemi dell'assistenza radio TV e dell'antennistica. Un vero strumento di lavoro per i radioteleriparatori, dai quali è largamente apprezzata.



**ABBONARSI
CONVIENE**

...per 15 v

PROPOSTE	TARIFFE	PRIVILEGI
1) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE	L. 23.000 anzichè L. 28.500	- Indice 1982 di Sperimentare - Carta sconto GBC 1983
2) Abbonamento annuo a SELEZIONE	L. 24.000 anzichè L. 29.000	- Indice 1982 di Selezione - Carta sconto GBC 1983
3) Abbonamento annuo a CINESCOPIO	L. 26.000 anzichè L. 33.000	- Indice 1982 di Cinescopio - Carta sconto GBC 1983
4) Abbonamento annuo a MILLECANALI	L. 29.000 anzichè L. 36.000	- Carta sconto GBC 1983
5) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE	L. 45.000 anzichè L. 57.500	- Appunti di Elettronica Vol IV - Indice 1982 Sperimentare - Indice 1982 Selezione - Carta sconto GBC 1983
6) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + CINESCOPIO	L. 47.000 anzichè L. 61.500	- Nuove schede di Elettronica Vol IV - Indice 1982 Sperimentare - Indice 1982 Cinescopio - Carta sconto GBC 1983
7) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + MILLECANALI	L. 50.000 anzichè L. 64.500	- Appunti di elettronica Vol. IV - Indice di Sperimentare - Carta sconto GBC 1983
8) Abbonamento annuo a SELEZIONE + CINESCOPIO	L. 48.000 anzichè L. 62.000	- Nuove schede di riparazione TV - Indice di Selezione - Indice di Cinescopio - Carta sconto GBC 1983
9) Abbonamento annuo a SELEZIONE + MILLECANALI	L. 51.000 anzichè L. 65.000	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Indice di Selezione 1982 - Carta sconto GBC 1983
10) Abbonamento annuo a CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 53.000 anzichè L. 69.000	- Nuove schede di riparazione TV - Indice di Cinescopio 1982 - Carta sconto GBC 1983



Fig. 6 - Completamento per costruire il primario del trasformatore...

Fig. 6 - Completamento per costruire il primario del trasformatore...

antaggi...

PROPOSTE	TARIFFE	PRIVILEGI
11) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO	L. 69.000 anzichè L. 90.500	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice di Sperimentare - Indice di Selezione - Indice di Cinescopio - Carta sconto GBC 1983
12) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI	L. 72.000 anzichè L. 93.000	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Indice di Sperimentare - Indice di Selezione - Carta sconto GBC 1983
13) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 74.000 anzichè L. 97.500	- Appunti di Elettronica - Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice 1982 di Sperimentare - Indice 1982 Cinescopio - Carta sconto G.B.C. 1983
14) Abbonamento annuo a SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 75.000 anzichè L. 98.000	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice di Selezione - Indice di Cinescopio - Carta sconto GBC 1983
15) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 94.000 anzichè L. 126.500	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice di Sperimentare - Indice di Selezione - Indice di Cinescopio - Carta sconto GBC 1983



Queste condizioni sono
valide fino al

28.2.1983

Dopo tale data sarà ancora
possibile sottoscrivere
abbonamenti a queste tariffe
ma
si perderà il diritto ai privilegi.

IMPORTANTE

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

ATTENZIONE

Per i versamenti utilizzate
il modulo di c/c postale
inserito in questa rivista.

**ABBONARSI
CONVIENE**

Favoloso concorso rivolto agli abbonati

Con la campagna abbonamenti 1983 ritorna il Grande Concorso Abbonamenti JCE, dotato di premi ricchi e stimolanti. Molti di voi sono già stati

...per milioni di premi!

tra i fortunati vincitori delle passate edizioni, altri potranno esserlo ora. Partecipare è facile, basta sottoscrivere l'abbonamento alle riviste JCE entro il 28.2.1983 e ... aspettare fiduciosi. Esiste, però, anche la possibilità di aiutare la fortuna a bussare alla vostra porta (in questo caso al vostro codice di abbonati). Come? ... Semplice! Basta abbonarsi a più riviste. L'abbonato a due riviste, infatti, ha diritto, per il sorteggio, all'inserimento del suo codice due volte, quindi doppia possibilità di vincita. L'abbonato a tre riviste avrà tripla possibilità di vincita. L'abbonato a tutte e quattro le riviste JCE avrà diritto ad altrettanti possibilità di vincita. Insomma la differenza che c'è tra l'acquistare uno solo o quattro biglietti di una lotteria particolare, riservata ad una ristretta e privilegiata élite, quella degli abbonati JCE. Stimolante vero? Allora non perdetevi altro tempo! Utilizzate l'apposito modulo di conto corrente postale inserito in questo fascicolo o inviate direttamente l'importo al nostro ufficio abbonamenti. Non ve ne pentirete! Effettuate i versamenti oggi stesso, vi assicurerete così la certezza di ricevere tempestivamente le riviste già dal primo numero del nuovo anno, evitando possibili disguidi postali.

I PREMI

1° PREMIO
TV Color 26"

2° - 3° PREMIO
Ciclomotore 48 cc.

4° PREMIO
Oscilloscopio

5° - 6° PREMIO
Personal Computer

DAL 7° ALL'11° PREMIO
Multimetro digitale

DAL 12° AL 16° PREMIO
Letto di cassette stereo

DAL 17° AL 20° PREMIO
Radiosveglia digitale

DAL 21° AL 140° PREMIO
Abbonamento 1984 a riviste JCE

DAL 141° AL 240° PREMIO
Buono di L. 10.000 per l'acquisto di libri JCE

REGOLAMENTO

1) L'editrice JCE promuove un concorso a premi in occasione della campagna abbonamenti 1983. 2) Per partecipare al concorso è sufficiente sottoscrivere un abbonamento 1983 ad almeno una delle quattro riviste JCE. 3) È condizione essenziale per l'ammissione alla estrazione dei premi sottoscrivere gli abbonamenti entro e non oltre il 28.2.1983. 4) Gli abbonati a più riviste JCE avranno diritto all'inserimento del proprio nominativo, per l'estrazione, tante volte quante sono le riviste cui sono abbonati. 5) L'estrazione dei premi indicati in questo annuncio avverrà presso la sede JCE entro il 30.6.1983. 6) L'estrazione dei 240 premi del concorso si svolgerà in un'unica soluzione. 7) L'elenco dei vincitori e dei premi in ordine progressivo, sarà pubblicato subito dopo l'estrazione sulle riviste Sperimentare, Selezione di Tecnica, Millecanali e Il Cinescopio. La JCE, inoltre, ne darà comunicazione scritta ai singoli vincitori. 8) I premi verranno messi a disposizione degli aventi diritto, entro 60 giorni dalla data di estrazione. 9) I dipendenti, i loro parenti, i collaboratori della JCE sono esclusi dal concorso.

Riabbbonarsi è ancora più conveniente.



Tutti gli abbonati 1983 alle riviste JCE che erano già abbonati nel 1982 ad almeno una delle riviste

Sperimentare, Selezione, Il Cinescopio e Millecanali riceveranno **anche**

IL NUOVISSIMO MANUALE DI SOSTITUZIONE FRA TRANSISTORI GIAPPONESI, AMERICANI ED EUROPEI

Si tratta di un utilissimo strumento di lavoro che raccoglie le equivalenze fra le produzioni giapponesi Sony, Toshiba, Nec, Hitachi, Fujitsu, Matsushita, Mitsubishi, Sanyo oltre a quelle fra questi e i corrispondenti modelli europei e americani.

Rinnovare l'abbonamento è un affare! Il libro è anche in vendita; chi desiderasse riceverlo contrassegno, può utilizzare il tagliando d'ordine riportato su questo annuncio.

Tagliando d'ordine

da inviare a JCE -
Via dei Lavoratori, 124 -
20092 Cinisello B.

Inviatemi n° copie
del Manuale di sostituzione
dei transistori giapponesi.
Pagherò al postino l'importo
di L. 10.000 per ogni copia
+ spese di spedizione.

NOME _____ COGNOME _____

VIA _____

CITTA' _____ Cap. _____

CODICE FISCALE _____ DATA _____

FIRMA _____



Best seller e novità di Elettronica.

**SCONTO SPECIALE 30%
AGLI ABBONATI**

IMPORTANTE:

- Gli abbonati ad una sola rivista possono acquistare fino a 6 volumi.
- Gli abbonati a 2 riviste possono acquistare fino a 12 volumi.
- Gli abbonati a 3 o 4 riviste possono acquistare libri senza limitazione.



Principi e Tecniche di Elaborazione Dati

Una trattazione chiara e concisa dei principi base di flusso e della gestione in un sistema di elaborazione elettronica. Il volume è concepito per l'autoapprendimento.

Cod. 309A
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

Elementi di Trasmissione Dati

Affronta in maniera chiara e facile gli argomenti relativi alla trasmissione dei dati e dei segnali in genere. Costituisce perciò un valido ausilio alla comprensione delle tecniche di comunicazione.

Cod. 316D
L. 9.000 (Abb. L. 6.000)



Programmazione e Progettazione Logica



8080 Cod. 325P
L. 16.500 (Abb. L. 11.550)

I libri descrivono l'implementazione della logica sequenziale e combinatoria con l'uso del linguaggio assembly all'interno di un sistema a microcomputer basato sul rispettivo microprocessore. I concetti tradizionali di programmazione in linguaggio assembly non sono utili né attinenti per usare i microprocessori in applicazioni logiche digitali: l'uso delle istruzioni in linguaggio assembly per simulare il package digitale è in tutti i casi errato.

Il libro chiarifica questi concetti per prima cosa simulando sequenze logiche digitali, poi illustrando alcune efficienti soluzioni per spiegare l'uso corretto del microcomputer. Un capitolo, infine, contiene il set completo di istruzioni del microprocessore studiato nonché alcune subroutine comunemente impiegate.



Z-80 Cod. 324P
L. 19.000 (Abb. L. 13.300)



Il Bugbook VII

Tratta soprattutto l'interfacimento di convertitori, digitali-analogici e analogici-digitali, con microelaboratori basati sui microprocessori 8080, 8080A, 8085 e Z80. Presenta, inoltre, molti esempi ed esperimenti.

Cod. 007A
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

La Progettazione dei Filtri Attivi

Insegna a costruire una varietà di filtri attivi tale da soddisfare la maggior parte delle necessità e per ogni tipo offre la scelta migliore. A numerose tavole e grafici affianca una serie di esperimenti pratici.

Cod. 603B
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)



Tecniche d'interfacimento dei Microprocessori

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. 314P
L. 22.000 (Abb. L. 15.400)

Z-8000

Descrive in dettaglio l'architettura ed il funzionamento dello Z-8000 e la sua famiglia di dispositivi di supporto. Presenta molti esempi di programmi Z-8000 al fine di illustrare i principi e le tecniche essenziali. Fa vedere come possono essere implementati con la programmazione importanti principi di ingegnerizzazione del software come la semplicità, la chiarezza dei commenti, la modularità, ecc.

Cod. 321D
L. 22.000 (Abb. L. 15.400)



Interfacimento di Microcomputer Esperimenti Utilizzanti il Chip 8255 PPI

L'8255 PPI, interfaccia periferica programmabile, è un componente della famiglia 8080. Come LSI programmabile è responsabile dell'I/O parallelo tra CPU, memoria e mondo esterno. Nel

libro, gli esperimenti vengono realizzati attraverso la tecnica del breadboarding usando una basetta SK-10 ed utilizzando come microcomputer un Mini-Micro Designer.

Cod. 004A
L. 10.500 (Abb. L. 6.850)

I Microprocessori e le loro Applicazioni: SC/MP

Le applicazioni presentate in questo libro, sono indirizzate alla risoluzione dei "classici" problemi che si presentano normalmente nella progettazione con sistemi a microprocessore.

Cod. 301D
L. 9.500 (Abb. L. 6.650)



Programmazione in Linguaggio Assembly



8080A/8085 Cod. 323P
L. 24.000 (Abb. L. 16.800)



Z-80 Cod. 326P
L. 29.500 (Abb. L. 20.650)

I libri esaminano il linguaggio assembly come mezzo di un sistema a microcomputer. Spiegano la programmazione in linguaggio assembly. Descrivono le funzioni di assembler e le istruzioni assembly. Trattano i concetti di sviluppo del software di base.

Una sezione particolare, dedicata alla programmazione strutturata, esamina esempi di programmazione, da un semplice ciclo di caricamento della memoria a un completo progetto di programma.

I libri costituiscono una panoramica completa sul particolare linguaggio assembly presentato, offrono, ed è questa la grande originalità dei volumi, gli strumenti di debugging, la relativa procedura di base, i tipi più comuni di errori, nonché alcuni esempi di debugging di programmi. Forniscono, inoltre, esempi di programmi pratici scritti nel linguaggio di interesse.

Questi libri, quindi, possiedono tutti i requisiti per essere adottati sia da tecnici che da studenti, non solo neofiti, ma anche da quanti vogliono diversificare le loro conoscenze relativamente al settore microcomputer.

Z-80 6502

Libro ideato come testo autonomo e progettato sotto forma di corso per imparare la programmazione in linguaggio Assembler del microprocessore Z-80: dai concetti di base alle tecniche di programmazione più avanzate, con risoluzione obbligatoria di vari esercizi.

Cod. 328 D
L. 24.000 (Abb. L. 16.800)





Guida Mondiale dei Transistori
Cod. 607H
L. 20.000 (Abb. L. 14.000)

Guida Mondiale degli Amplificatori Operazionali Integrati
Cod. 608H
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

Guida Mondiale dei Transistori ad Effetto di Campo JFET e MOS
Cod. 609H
L. 10.000 (Abb. L. 7.000)

Conoscere subito l'esatto equivalente di un transistoro, di un amplificatore operazionale, di un FET, significa per il tecnico, il progettista, l'ingegnere, come pure l'hobbista, lo studente, il ricercatore, risparmiare tempo, denaro e fatica. Queste tre guide, veramente "mondiali" presentano l'esatto equivalente, le caratteristiche elettriche e meccaniche, i terminali, i campi di applicazione, i produttori e distributori di oltre 20.000 transistori, 5.000 circuiti integrati lineari e 2.700 FET europei, americani, giapponesi, inglesi o persino russi.



Manuale pratico del Riparatore Radio TV

Il libro frutto dell'esperienza dell'autore maturata in oltre due decenni di attività come teleparatore, è stato redatto in forma piana e sintetica per una facile consultazione.
Cod. 701P
L. 18.500 (Abb. L. 13.000)

Introduzione al Personal e Business Computing

Il libro presenta in modo pratico e progressivo, Tutti gli elementi di un sistema finché i metodi di valutazione per una scelta oculata.

Cod. 303D
L. 14.000 (Abb. L. 9.800)



MICROPROCESSORI dai Chip ai Sistemi

Il libro si rivolge a tutti coloro che desiderano comprendere i concetti, le tecniche, e i componenti riguardanti il mondo dei microprocessori. Distingue le aree di applicazione principali in corrispondenza a specifiche architetture, dimostra che è semplice la costruzione di applicazioni progressivamente più complesse connettendo, in un progetto standard, una quantità crescente di moduli L.S.I. disponibili.

Cod. 320P
L. 22.000 (Abb. L. 15.400)



Guida ai CMOS

Il libro presenta 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. Il tutto con 22 esperimenti.

Cod. 605B
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)



Audio & HI-FI

Una preziosa guida per chi vuole conoscere tutto sull'HI-FI.
Cod. 703D
L. 6.000 (Abb. L. 4.200)

MICROELETTRONICA: La Nuova Rivoluzione Industriale

L'autore si propone di offrire la chiarificazione più semplice della logica dei computer al lettore che ignorava il problema o aveva le idee confuse. Il libro passa poi alla storia futura, cercando di prevedere lo scenario tecnico, economico e sociale che si andrà determinando per l'avvento dei microprocessori.



Cod. 315P
L. 10.000 (Abb. L. 7.000)

Le Radiocomunicazioni

Ciò che si deve sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri ecc.
Cod. 7001
L. 7.500 (Abb. L. 5.250)



Junior Computer Vol 1-Vol 2

Junior Computer è il microelaboratore da autocostruire su un unico circuito stampato. Il sistema base e questi libri sono l'occorrenza per l'apprendimento. Prossimamente verranno pubblicati altri volumi relativi all'espandibilità del sistema.

Cod. 3001
L. 11.000 (Abb. L. 7.700)
Cod. 3002
L. 14.500 (Abb. L. 10.150)



30 Programmi Basic per lo ZX 80

Programmi pronti all'uso che si rivolgono soprattutto ai non programmatori, quale valido ausilio didattico, nonché prima implementazione del BASIC studiato, ma che possono essere, da parte dei più esperti, anche base di partenza per ulteriori elaborazioni.

Cod. 5000
L. 3.000 (Abb. L. 2.100)



DBUG Un Programma Interprete per la Messa a Punto Software 8080

Permette di inserire e cambiare i passi di programma, procede attraverso una istruzione completa e non passo passo, è in grado di perforare e leggere un nastro di carta.



Cod. 313P
L. 6.000 (Abb. L. 4.200)

TEA: Un Editor Assembler Residente per l'8080/8085

Il programma TEA riportato nel libro, dà la possibilità di scrivere e modificare programmi sorgente scritti in assembler secondo i codici mnemonici dell'8080 e dell'8085.
Cod. 322P
L. 12.000 (Abb. L. 8.400)



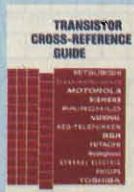
Guida alla Sostituzione dei Semiconduttori nei TVC

Equivalenze di-semiconduttori impiegati su 1200 modelli di televisori di 47 fabbricanti diversi.
Cod. 6112
L. 2.000 (Abb. L. 1.400)



Transistor Cross-Reference Guide

Circa 5.000 equivalenze fra transistori europei, americani e giapponesi, con i relativi parametri elettrici e meccanici.
Cod. 6007
L. 8.000 (Abb. L. 5.600)



Costruiamo un Microelaboratore Elettronico

Per comprendere con naturalezza la filosofia dei moderni microelaboratori e imparare a programmare quasi senza accorgersene.
Cod. 3000
L. 4.000 (Abb. L. 2.800)

TTL IC Cross - Reference Manual

Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressoché tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case mondiali, comprese quelle giapponesi.
Cod. 6010
L. 20.000 (Abb. L. 14.000)



I libri elencati possono essere ordinati anche dal non abbonato utilizzando la stessa cedola. In questo caso naturalmente non si avrà diritto a sconto alcuno.



Manuale di Sostituzione dei Transistori Giapponesi

Il libro raccoglie circa 3000 equivalenze fra transistori giapponesi.
Cod. 6005
 L. 5.000 (Abb. L. 3.500)



Le Luci Psichedeliche

Il libro descrive apparecchi psichedelici provati e collaudati, realizzazione di generatori psichedelici sino a 6 kW, flash elettronici, luci rotanti etc.
Cod. 8002
 L. 4.500 (Abb. L. 3.150)

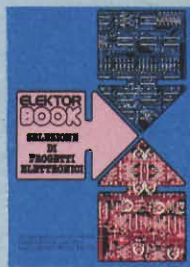
Tabelle Equivalenze Semiconduttori e Tubi Elettronici Professionali

Equivalenti Siemens di transistori, diodi, led, tubi elettronici professionali e vidicons.
Cod. 6006
 L. 5.000 (Abb. 3.500)



Il Moderno Laboratorio Elettronico

Autostruzione di tutti gli strumenti fondamentali; alimentatori stabilizzati, multimetri digitali, generatori sinusoidali ed a onda quadra, iniettore di segnali, provatransistor, wattmetri e millivoltmetri.
Cod. 8004
 L. 6.000 (Abb. 4.200)



Selezione di Progetti Elettronici

Una selezione di interessanti progetti pubblicati sulla rivista "Eletkor". Ciò che costituisce il "trait d'union" tra le varie realizzazioni proposte e la varietà d'applicazione, l'affidabilità di funzionamento, la facilità di realizzazione, nonché l'elevato contenuto didattico.
Cod. 6008
 L. 9.000 (Abb. L. 6.300)

Manuale degli SCR Triac ed altri tiristori, Vol. 1

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.
Cod. 612P
 L. 24.000 (Abb. L. 16.800)



Appunti di Elettronica Vol. 1 - Vol. 2 - Vol. 3

Un'opera per comprendere facilmente l'elettronica e i principi ad essa relativi. I libri sono costituiti da una raccolta di fogli asportabili e consultabili separatamente, ognuno dei quali tratta un singolo argomento. Grazie a questa soluzione l'opera risulta continuamente aggiornabile con l'inserimento di nuovi fogli e la sostituzione di quelli che diverranno obsoleti.

Cod. 2300
 L. 8.000 (Abb. L. 5.600)
Cod. 2301
 L. 8.000 (Abb. L. 5.600)



Alla Ricerca dei Tesori

Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica. Il libro, in oltre 110 pagine ampiamente illustrate spiega tutti i misteri di questo hobby affascinante. Dai criteri di scelta dei rivelatori, agli approcci necessari per effettuare le ricerche.
Cod. 8001
 L. 6.000 (Abb. L. 4.200)

Digit 1

Il libro mira a insegnare i concetti fondamentali di elettronica con spiegazioni semplici. Esperimenti pratici utilizzando una piastra sperimentale a circuito stampato consentono un'introduzione graduale all'elettronica digitale.
Cod. 2000
 L. 7.000 (Abb. L. 4.900)

Digit 2

Proseguo naturale del Digit 1, il libro presenta oltre 500 circuiti: dal frequenzimetro al generatore di onde sinusoidali - triangolari - rettangolari; dall'impianto semaforico alla pistola luminosa.
Cod. 6011
 L. 6.000 (Abb. L. 4.200)



Guida alla Programmazione in Assembler Z80 sul Pico-Computer

È una guida introduttiva alla programmazione assembler attraverso una progressione di esercizi. Il calcolatore usato è il Pico-computer. I programmi riportati possono essere facilmente adattati ad altri sistemi Z80 o 8080.
Cod. 3300
 L. 9.000 (Abb. L. 6.300)

Accessori per Autoveicoli

Dall'amplificatore per autoradio, all'antifurto, dall'accensione elettronica, al pluriampereggiatore di sosta, dal temporizzatore per tergilassante ad altri ancora.
Cod. 8003
 L. 6.000 (Abb. L. 4.200)



300 Circuiti

Il libro propone una moltitudine di progetti dal più semplice al più sofisticato con particolare riferimento a circuiti per applicazioni domestiche, audio, di misura, giochi elettronici, radio, modellismo, auto e hobby.
Cod. 6009
 L. 12.500 (Abb. L. 8.750)



Programmare in Pascal

Lo scopo del libro è di fare il punto sui vantaggi e svantaggi del Pascal. I vantaggi che emergono, e sono numerosi, vengono descritti nel contesto delle applicazioni in cui sono realizzati. Per contro vengono anche indicate le situazioni dove questi non sono indispensabili.
Cod. 514A
 L. 14.000 (Abb. L. 9.800)



Programmare in Basic

Questo libro si sforza di descrivere in modo metodico il BASIC delle tre macchine più diffuse sul mercato mondiale: Apple, PET, TRS80 e, naturalmente i loro derivati.
Cod. 513A
 L. 8.000 (Abb. L. 5.600)

Programmare in Assembler

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. 329
 L. 10.000 (Abb. L. 7.000)



CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

S.E. 1-83

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

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

Inviatemi i seguenti libri:

- Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione
 Allego Assegno n° _____ di L. _____ (in questo caso la spedizione è gratuita)
 Banca _____

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

- Non Abbonato Abbonato sconto 30% Selezione RTV Millecanali Sperimentare Il Cinescopio

Data _____ Firma _____

EDITORE
Jacopo Castelfranchi

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

COMITATO DI DIREZIONE
Lodovico Cascianini
Piero Soati

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

REDAZIONE
Sergio Cirimbelli
Daniele Fumagalli
Tullio Lacchini
Mauro Balocchi

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone

CONTABILITA'
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani
Antonio Taormino

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni
Giovanna Quarti

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Eduardo Boti
Giuseppe Contardi
Renato Fantinato
Fabio Ghersel
Amadio Gozzi
Giuseppe Martinetti

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
Nova Roto Srl - Opera (Milano)

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. 29.000
Per l'estero L. 43.500

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

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

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

Sommario

NEWSLETTER	12
VIDEO	
Immagini termiche con telecamere equipaggiate con Pyricon	15
Manutenzione degli impianti centralizzati d'antenna	20
PER IL PROGETTISTA	
Punto di lavoro ottimale nei convertitori in controfase	23
AUDIO	
La tecnica audio diventa digitale	29
Generatore sweep di bassa frequenza - III parte	34
Criteri di progetto per le casse acustiche	40
TELETEXT & VIDEOTEX	
Il televisore Teletext	44
PROGETTI	
Trasmettitore SSB per onde corte - Misura della distanza mediante ultrasuoni - Controllo dell'uniformità di avanzamento del nastro nei registratori - Produzione di "Burst" di oscillazioni audio per misure - Lineare - Pilota UHF per stazioni TV - Allarme antifurto a microonde	49
LE BASI	
Come funziona una CPU	67
ELETTRONICA INDUSTRIALE	
Sistemi di controllo della potenza da rete mono/trifase	73
Criteri di progetto degli alimentatori a commutazione	77
Controllore di potenza a microprocessore per rete trifase	87
TELECOMUNICAZIONI	
Decodificatore telegrafico digitale - III parte	82
NUOVE TECNOLOGIE	
Tecnologie per l'elettronica del domani	91
LABORATORIO	
Fissaggio corretto di un transistor BF al radiatore di calore	96
NUOVI PRODOTTI	106



Televisione via cavo: studio della Cit

La Cit, la società britannica per le ricerche di mercato ha pubblicato un nuovo rapporto sull'interesse dei consumatori ed il costo della televisione via cavo in base al quale risulta che nel Regno Unito il 30 per cento dei telespettatori è interessato alla varietà di scelta della televisione via cavo, ma solo il cinque per cento sarebbe disposto a pagare una quota di dieci sterline al mese per l'abbonamento.

Per quanto riguarda il costo di installazione dei cavi coassiali ed i canali di trasmissione, la Cit prevede una cifra tra i 260 ed i 480 dollari per abbonato, mentre entro il 1990 la nuova tecnologia potrebbe raggiungere il 35 per cento delle abitazioni.

Personal computer come noccioline (o quasi)

Alla fine del 1986 il valore delle installazioni da personal computer e di calcolatori da tavolo dovrebbe superare quello dei grossi elaboratori. A quella data il numero dei sistemi "personalizzati" in funzione nel mondo ascenderà a circa 20 milioni di unità per un valore stimato in 67 miliardi di dollari (contro 6,8 miliardi di dollari atteso a fine 1982). Tali proiezioni sono della Idc la quale prevede altresì in 18,2 miliardi il solo business del 1982, una cifra pari al fatturato IBM del 1977.

Limitate le speranze di ripresa

Nel prossimo triennio, secondo la bozza del piano per l'elettronica civile elaborata dagli esperti del Ministero dell'Industria, le prospettive di sviluppo del settore a livello mondiale sono alquanto limitate. Se per l'elettronica in generale si prevede un tasso di crescita del 10% l'anno, in termini reali, l'incremento medio-annuo del settore elettronica di consumo, sempre in termini reali, si aggira solo intorno all'1%. Le previsioni relative alla struttura del mercato europeo dell'elettronica di consumo nei prossimi anni vedono un calo significativo della quota del settore della televisione a colori, il cui grado di diffusione nell'81 ha raggiunto in Europa il 64% e si prevede che possa superare l'82% nel 1985. Al di sotto della media europea risulta il nostro Paese con un tasso di diffusione del 41% ed un tasso del 66% previsto per l'85.

Negative anche le prospettive per il comparto dei televisori in bianco e nero, il cui peso si avvia a scendere al di sotto del 5% nell'arco dei prossimi cinque anni. Stabili, o in leggera discesa, risultano invece le quote di mercato previste per l'hi-fi, l'elettroacustica, la radio e l'autoradio.

In forte aumento risultano essere solo i settori del videoregistratori e dei videodischi. Le quote di mercato dei due settori dovrebbero più che raddoppiare nel corso del prossimo quinquennio.

Grundig: riduce i costi dei VTR e fa nuovi annunci

Alla invasione di videoregistratori provenienti dal Giappone la Grundig ha deciso di rispondere in due modi: abbassando i prezzi degli apparecchi già in vendita e introducendo apparecchi più economici. I tedeschi sono preoccupati della avanzata dei prodotti "made in Japan" e sono sempre più determinati a contrastarlo. Impulsi in tal senso vengono dallo stesso governo e dalla ZWEI, l'associazione di categoria delle industrie elettrotecniche ed elettroniche. La ZWEI ha recentemente sferrato un duro attacco ai giapponesi accusandoli di fare una politica commerciale "troppo allegra" e dichiaratamente "anticompetitiva". La riduzione dei prezzi decisa dalla Grundig e applicata proprio alla vigilia delle festività natalizie doveva servire non solo a rilanciare il videoregistratore nazionale ma anche a stimolare la domanda. Purtroppo tale politica rischia di sottrarre alla società l'intero margine di guadagno. Da qui la decisione di sviluppare un apparecchio economico, dotato delle funzionalità basilari senza concessioni particolari alle funzioni supplementari.

Consuntivo in rosso per Pioneer

Un andamento definito "disastroso" delle vendite all'esportazione di prodotti audio, tanto sul mercato europeo che su quello americano, ha inciso drasticamente sui risultati della Pioneer Corp., che ha chiuso in passivo l'esercizio 1981-82. L'esercizio a fine settembre ha riportato un passivo consolidato di 3,04 miliardi di yen (ogni yen vale 5,7 lire circa) contro un utile netto di 14,30 miliardi dell'anno prima, già in ribasso del 25,9% sul 79-80. Il fatturato è sceso del 5,9% a 296,80 miliardi di yen da 315,36. Anche i dati non consolidati sottolineano l'andamento negativo: l'utile netto è sceso del 38,2% a 10,03 miliardi e le vendite del 16,5% a 224,44 miliardi. Per il nuovo esercizio aperto in ottobre la Pioneer prevede un ulteriore calo del 30,3% dell'utile non consolidato che dovrebbe ridursi a circa sette miliardi di yen su un fatturato previsto in ascesa del 6,9% a 240 miliardi.

Nuovo direttore generale per la Autovox

Ariempire il vuoto lasciato da Piero Panozzo alla carica di direttore generale della Autovox è stato chiamato Riccardo Winternitz. Viene dalla Ceat dopo avere maturato esperienze manageriali presso la Falconi e la Esso. Winternitz è quindi un nuovo nel settore dell'elettronica civile. Il manager è però conosciuto per la sua abilità nel risanare e ristrutturare le aziende in difficoltà, opera nella quale, in Autovox, si affianca al presidente Giorgio Potsios, un "anziano" dell'azienda romana.

La Autovox è leader in Italia nella produzione di autoradio: ritiene pertanto di avere i requisiti per venire ammessa a godere dei benefici previsti dal piano nazionale per l'elettronica. L'Autovox ha realizzato nel 1981 un fatturato di 42,45 miliardi di lire (contro 39,5 miliardi nel 1980) con un risultato economico positivo di 193 milioni (46 milioni nel 1980).

La consociata Autovox TV, dal canto suo, ha registrato nello stesso esercizio 22,37 miliardi (contro 34 miliardi) chiudendo con un sostanziale pareggio contabile dopo aver contabilizzato nel 1980 perdite per circa 2,2 miliardi di lire.

Videodisco: chi lascia e chi resta

Sembrava esserci in vista un definitivo chiarimento per il videodisco e invece la situazione è ritornata ad ingarbugliarsi in seguito alla decisione di tre società unitesi in partnership di sospendere l'operazione videodisco. La Victor Co. of Japan (51% Matsushita) ha precisato di avere sospeso il programma a causa delle incerte condizioni economiche e di mercato. La inglese Thorn EMI ha anch'essa provveduto a sospendere l'entrata sul mercato dei videodischi iscrivendo in bilancio una posta negativa di circa 40 miliardi di lire. L'americana General Electric si è tirata indietro più o meno con le stesse motivazioni, con la promessa però di continuare (come JVC e Thorn) ad occuparsi dei videodischi. Queste società, unitamente a Matsushita, si erano messe insieme per sviluppare sistemi a videodischi in tecnologia VHD (Video High Density). Si tratta di uno dei tre formati esistenti e fra loro competitivi. Gli altri sono il Selectavision della RCA (viene attualmente prodotto e promosso su larga scala a prezzi prossimi, sul mercato americano, ai 300 dollari per i modelli più economici) e il Laservision del duo Philips-Pioneer (è più sofisticato del Selectavision ma costa di più).

Videotex: quattro novità Sony

Quattro prodotti per applicazioni videotex sono stati lanciati dalla Sony. Questi i prodotti annunciati: un monitor televisivo che combinato con un nuovo adattatore si trasforma in un terminale videotex con tutte le caratteristiche di un sistema dedicato. Tale prodotto fa parte del nuovo sistema televisivo modulare sviluppato dalla Sony. La seconda novità è una stampante a matrice che offre una buona qualità di stampa.

Terzo prodotto è una tastiera con capacità di invio e ricezione messaggi. Infine l'ultima novità annunciata è un terminale con uno schermo di 14 pollici, utilizzabile in un'ampia gamma di applicazioni.

Sony: un nuovo disco ottico

La Sony ha annunciato la realizzazione di un nuovo disco ottico, superiore a quelli attualmente in uso, grazie ad un nuovo sistema di produzione che permette una migliore conservazione e chiarezza delle immagini televisive e dei dati registrati. I dischi ottici, definiti da qualcuno "gli eredi dei videoregistratori e dei microfilm", possono immagazzinare dati e immagini televisive trasformandoli in segnali ottici. Il nuovo sistema di produzione sfrutta la capacità di certe pellicole di leghe metalliche che, esposte ad un laser ottico, si riscaldano passando dallo stato amorfo a quello cristallino. Il disco ottico della Sony è composto di una doppia pellicola, una esterna di una lega di antimONIO e selenio, l'altra più interna di una lega di bismuto e tellurio destinata all'assorbimento del calore. Prima della registrazione, la pellicola di antimONIO e selenio si trova in stato amorfo. Quando viene colpita da un laser ottico modulato con il segnale dei dati e delle immagini televisive, si riscalda a circa 170 gradi centigradi, passando allo stato cristallino e aumentando di tre volte la sua capacità di riflessione luminosa. Appositi sensori leggono la intensità dei raggi di riflessione, trasformandoli in impulsi elettrici destinati a comparire su un videoterminale.

Il videotel è partito

Il Videotel, una delle più interessanti acquisizioni nel campo delle nuove tecnologie, si fa conoscere ufficialmente in Italia: dopo approfonditi studi, ha preso infatti il via il 29 novembre la fase di sperimentazione, che durerà due anni. Il Videotel sarà sperimentato su una fascia di mille utenti, per la precisione 800 aziende e 200 privati, sparsi in sei città italiane (Milano, Torino, Bologna, Venezia, Roma e Napoli).

Il nuovo servizio viene gestito dalla Sip.

Il Videotel, come noto, è una combinazione fra il mezzo telefonico e quello televisivo e ha per tramite un calcolatore centrale. In pratica, ogni utente avrà un televisore, adattato attraverso un codificatore: componendo per telefono il numero 165, in brevissimo tempo compare sullo schermo del televisore l'informazione che ha richiesto. Per sapere quale tipo d'informazione è oggi possibile attingere dal Videotel, occorre precisare che le fonti consultabili sono attualmente una sessantina.

Per noleggiare il Videoterminale (cioè il televisore dotato di tastiera telefonica e telecomando a tasti numerici) il canone mensile varia a seconda del grado di sofisticazione del modello, oscillando dalle 37 mila alle 73 mila lire. Questi videoterminali sono attualmente prodotti dalla Zanussi, dall'Olivetti e dalla Philips.

Al canone poi, occorre aggiungere le spese relative alla manutenzione (da 8 a 13 mila lire mensili) e il canone telefonico annuale per ogni linea abilitata al servizio Videotel (200 mila lire per le abitazioni private e 120 mila lire per le altre utenze). Inoltre, oltre alla IVA del 18% bisogna aggiungere i costi variabili, connessi al grado di utilizzo del servizio.

Esiste - spiegano alla Sip - una tariffa di accesso al collegamento, che consiste nella telefonata urbana per entrare in contatto con il Videotel e un'altra tariffa per utilizzo del servizio. Quest'ultima varia a seconda dell'orario: di giorno (fino alle 22) il contatore scatta ogni tre minuti, di notte ogni nove minuti. In Italia, almeno per il primo anno di sperimentazione, i fornitori d'informazioni non faranno pagare alcun onere per poter "colloquiare" con il Videotel. Ogni utente avrà un suo numero di codice, che dovrà essere battuto sull'apparecchio. La sigla, però, non sarà visualizzata sul video, per impedire che altri possano conoscerla ed usarla.

600.000 terminali Videotex per la Germania

Dopo la fase sperimentale, in corso a Düsseldorf e a Berlino, la tedesca Bundespost ha intenzione di espandere il servizio videotex in modo esponenziale. La data di inizio dell'operazione è il prossimo settembre. La Bundespost ha in programma di raggiungere nel 1986 l'obiettivo di un milione di utenti di cui 600.000 nell'area commerciale. Nel 1988 infine ci saranno sufficienti banche dati da dare a tutti gli abbonati telefonici tedeschi (più di 22 milioni oggi) la possibilità di accedere al servizio videotex.

IMMAGINI TERMICHE CON TELECAMERE EQUIPAGGIATE CON PYRICON

Ing. (grad.) Hartmuth Bergemann

Le apparecchiature per la ripresa di immagini termiche sinora usate operano con sensori all'infrarosso a semiconduttori e su questi ultimi viene proiettata, mediante un sistema ottico e specchi mobili, l'immagine dell'oggetto da osservare. Gli svantaggi non consistono soltanto nella limitata velocità delle parti meccaniche mobili, ma principalmente nella necessità di raffreddare i sensori mediante azoto liquido a 77 K. Le telecamere per la ripresa di immagini termiche equipaggiate con il tubo Pyricon funzionano in modo molto più semplice, perchè non richiedono raffreddamento o specchi di deflessione: la scansione dell'immagine avviene con sistemi esclusivamente elettronici

Il "Pyricon" (marchio registrato della ditta Thomson-CSF) è un tubo da ripresa televisiva che funziona in modo del tutto analogo al Vidicon, dal quale differisce per avere un target piroelettrico. La sensibilità spettrale raggiunge in genere gli 8...14 μm e si trova pertanto nella banda di massima emissione dei corpi a temperatura ambiente (intorno ai 20°C). Esistono anche Pyricon sensibili alla banda che va da 2,5 a 25 μm , ma il loro impiego è limitato in genere al campo scientifico.

L'irradiazione termica proveniente dall'oggetto da esaminare forma una "immagine termica", che viene focalizzata sul target del Pyricon dopo essere passata attraverso il sistema ottico della telecamera e la finestra d'ingresso del tubo. La temperatura dell'oggetto, che varia da un punto all'altro, provoca una diversa distribuzione delle cariche locali sul target: queste cariche vengono "spazzolate" da un raggio elettronico, proprio come avviene nel Vidicon (figura 1).

La lettura di un'immagine termica differisce però molto dalla lettura di

un'immagine ottica perchè, mentre l'immagine del Vidicon si forma su un materiale fotoconduttore, il target piroelettrico, essendo formato da materiale isolante, non può assorbire le cariche elettriche trasmesse dal raggio elettronico. La compensazione delle cariche elettriche è però possibile in quanto il target è portato, durante il ritorno di riga, ad un potenziale maggiore di quello presente durante l'esplorazione

della riga stessa, provocando in questo modo l'emissione di elettroni secondari. I due tipi di target (ottico e piroelettrico) differiscono anche perchè in quest'ultimo la ripartizione delle cariche non avviene proprio per effetto della radiazione (termica) incidente, ma per la sua variazione rispetto al semiquadro precedente: tale variazione dovrà quindi essere eventualmente prodotta con mezzi artificiali.

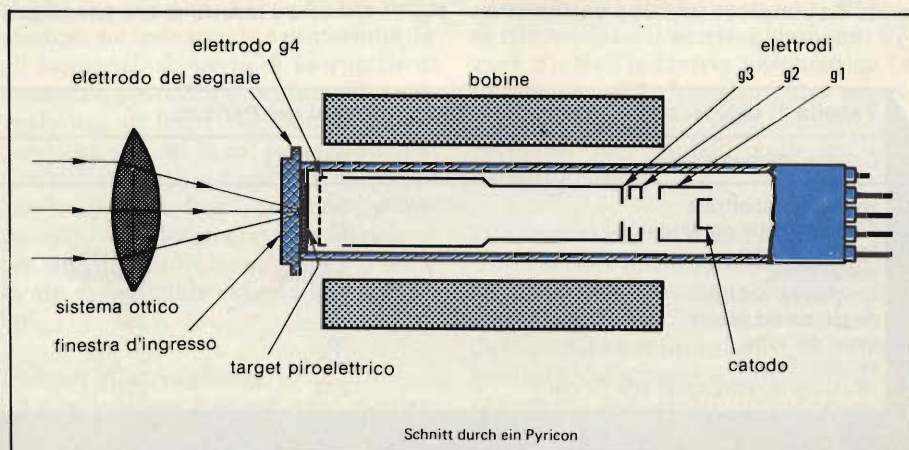


Fig. 1 - Struttura di un Pyricon.

I Pyricon differiscono dai normali Vidicon, anche per le caratteristiche della finestra d'ingresso: nel Vidicon essa è di vetro normale, mentre per il Pyricon occorre un vetro speciale al germanio. Lo stesso vale per il sistema ottico della telecamera, in quanto il vetro normale è opaco alla radiazione infrarossa a bassa frequenza. La costruzione meccanica dei Pyricon è analoga a quella dei Vidicon: le dimensioni sono quelle di un Vidicon da 1 pollice provvisto di zoccolo ad 8 piedini, la focalizzazione può essere di tipo elettromagnetico od elettrostatico, a seconda dei tipi, e la deflessione è di tipo elettromagnetico (figura 2).

Il futuro sviluppo dei Pyricon tende a rendimenti sempre migliori ed a dimensioni sempre minori, ad un minor peso e ad un minore assorbimento di corrente, in modo da poter costruire telecamere più leggere e maneggevoli. Nella tabella sono elencati i dati tecnici dei diversi tipi di Pyricon.

Telecamera con Pyricon

Nella progettazione di una telecamera con tubo Pyricon sono da tener presenti due caratteristiche peculiari del componente: la prima è che la lettura dell'immagine infrarossa sul target ne provoca la cancellazione, perciò anche un'immagine fissa deve essere continuamente rinnovata; la seconda prerogativa è che il target piroelettrico reagisce solo alle variazioni dell'irradiazione termica. Se l'irradiazione termica da parte dell'oggetto in esame è stabile, si potrà ottenere un'immagine fissa solo facendo variare la radiazione infrarossa che arriva al target. Esistono due possibilità per raggiungere questo scopo:

- 1) muovere reciprocamente l'oggetto e la telecamera;
- 2) modulare la radiazione termica incidente con un diaframma rotante, in modo da simulare una sua variazione.



Fig. 2 - Aspetto esterno di un Pyricon.

Le condizioni d'impiego determineranno la scelta tra le due soluzioni.

Il primo sistema ha il vantaggio di richiedere il minimo impegno tecnico, ma limita le possibilità di impiego della telecamera all'infrarosso. Le telecamere funzionanti secondo questo principio sono adatte per compiti di sorveglianza negli impianti industriali, dove gli oggetti siano in continuo movimento rispetto alla telecamera (per esempio su di un nastro trasportatore); volendo invece riprendere oggetti fermi, bisognerà muovere (brandeggiare) la telecamera: si dovrà in tal caso accettare che sul monitor appaia un'immagine in continuo movimento oppure prevedere un adatto circuito che la mantenga artificialmente fissa; si tratta comunque di soluzioni piuttosto impegnative.

La modulazione dell'irradiazione termica incidente mediante un diaframma rotante permette di tenere la telecamera stabilmente orientata sull'oggetto da osservare; l'immagine si ottiene grazie ad uno speciale sistema di elaborazione dei segnali video analogici d'uscita, messo a punto dalla Thomson-CSF. Un utile effetto collaterale è l'abbassamento del livello di rumore e la compensazione delle disuniformità del target.

Il diaframma rotante modula la radiazione termica incidente ad una frequenza pari alla metà di quella normalizzata di quadro per la televisione. Il segnale che così si ottiene è inviato ad un elaboratore video che memorizza le righe e sottrae tra di loro i due semiquadri immediatamente successivi. Si ottengono così segnali d'uscita di ampiezza pressochè doppia (che sono anche polarizzati alternativamente) liberi dall'effetto delle disuniformità del target e con una componente continua molto ridotta.

Il passo immediatamente successivo è l'inversione di un semiquadro su due, per ottenere segnali video di polarità uniforme che saranno poi ridotti ad un valore base unitario da un successivo circuito elettronico: la corrente che passa in assenza di luce è presa come valore di riferimento. Al segnale vengono

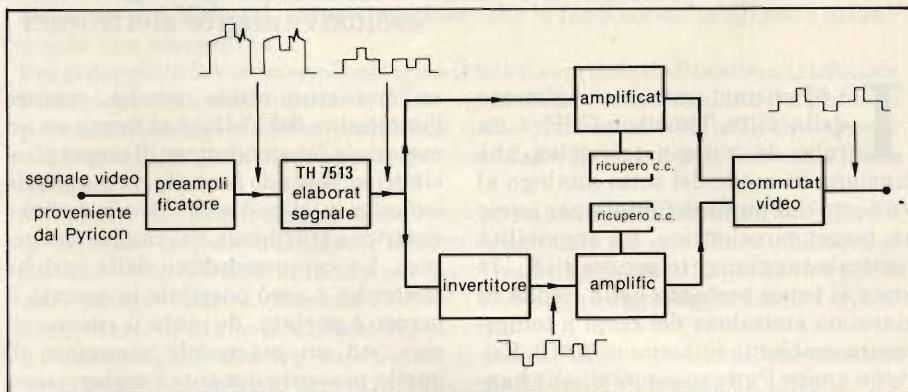


Fig. 3 - Schema a blocchi di una telecamera termografica equipaggiata con Pyricon.

Tabella 1: dati tecnici più importanti di tre versioni del Pyricon.

Caratteristiche tecniche	TH 9855	TH 9851	TH 9868	unità
sensibilità spettrale	2,5...25	8...14	8...14	μm
diametro utile del target	17	17	17	mm
focalizzazione	magnet.	magnet.	elettrostat.	—
deflessione	magnet.	magnet.	magnet.	—
lunghezza del tubo	165	165	165	mm
diametro del tubo	29	29	31,5	mm
peso del tubo	60	60	130	g
sensibilità	> 3,5	> 4,5	> 4,5	$\mu\text{A/W}$
risoluzione (immagine alta 17 mm)	238	270	270	righe TV



Fig. 4 - Telecamera Pyricon su treppiede (Sofretec).



Fig. 5 - Telecamera Pyricon portatile (Lentech/ISI).

poi aggiunti gli impulsi di sincronismo e di spegnimento allo scopo di adattare la termografia alle norme televisive correnti e permetterne la riproduzione su di un monitor. In *figura 3* è visibile lo schema a blocchi del circuito.

Il segnale video composito potrà essere anche codificato a colori in un altro circuito, oppure potrà essere diversamente elaborato per altri impieghi; si potrà anche registrare il segnale su nastro, come qualsiasi altra informazione video corrispondente alle norme CCIR.

I metodi illustrati in precedenza hanno entrambi trovato applicazione pratica in telecamere termografiche. Citiamo come esempio quella della ditta Sofretec, che funziona con il diaframma rotante (*figura 4*), e la telecamera "panning" messa a punto dalla ISI (*figura 5*). Le due telecamere hanno caratteristiche analoghe, differendo però parecchio nel prezzo. L'impegno tecnico molto ridotto richiama per costruire una telecamera panning mette a disposizione una soluzione economicamente valida qualora gli oggetti da osservare si mantengano in costante movimento (per esempio su un nastro trasportatore) oppure se la telecamera viene fatta costantemente oscillare o ruotare.

Possibilità d'impiego

I sistemi descritti dimostrano che i Pyricon e le telecamere termografiche con essi equipaggiate adempiono con sicurezza ai compiti che elencheremo in seguito e che perciò si possono impiegare senza limitazioni in tutte le applicazioni attualmente prevedibili. Ecco le caratteristiche prescritte per una buona telecamera termografica:

- La possibilità di risoluzione per la

misura delle temperature deve essere di circa $0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$.

- La risoluzione ottica deve essere corrispondente a quella del Vidicon per la luce visibile.
- La telecamera deve essere predisposta secondo le norme televisive correnti.
- La qualità dell'immagine (per esempio assenza di sfarfallio) deve corrispondere a quella ottenuta con le altre telecamere.

Le telecamere termografiche non sono adatte alla misura delle temperature assolute, possibile più agevolmente con altri metodi.

Telecamera all'infrarosso per impiego mobile

Le prime telecamere all'infrarosso richiedevano il raffreddamento del sensore IR e contenevano parti in movimento, per cui il loro impiego era per lo più confinato nei laboratori. Le telecamere equipaggiate con i Pyricon non conoscono tali limitazioni; la loro risoluzione termica le rende adatte agli impieghi più svariati: sorveglianza della produzione industriale e protezione degli impianti, scoperta di fuoruscite di materiali, protezione antiincendio, sorveglianza di forni a combustione con osservazione dei fumi, sorveglianza di conduttori elettrici e prove di materiali (per esempio le fessurazioni e disomogeneità nei calcestruzzi si evidenziano per un differente riscaldamento dello strato superficiale esposto ai raggi solari).

Compiti di sorveglianza

Le telecamere Pyricon sono particolarmente adatte per la sorveglianza antiincendio ed antiintrusione, poiché una variazione termica di qualunque

origine (per esempio un'intrusione indebita in un terreno oppure in un edificio, un pericolo latente d'incendio per anormale riscaldamento di una parte del macchinario) potrà essere rilevata più precocemente che con i sistemi di osservazione normali, sensibili solo alla radiazione visibile.

Alcune applicazioni della telecamera esigono un particolare grado di affidabilità. Per tali impieghi il Pyricon è la migliore soluzione, per le sue caratteristiche di robustezza simili a quelle del Vidicon.

Impieghi industriali

I più comuni impieghi industriali sono connessi a compiti di sorveglianza, sia con impianti mobili che fissi. Una telecamera potrà per esempio avere una sistemazione fissa in un laboratorio per le prove dei materiali, allo scopo di tenere sotto osservazione un pezzo meccanico e rilevare eventuali inclusioni o crepe, evidenziando la diversa irradiazione termica in corrispondenza dei difetti. Nel collaudo elettronico si potranno scoprire i componenti difettosi rilevandone il surriscaldamento (*figura 6*). Nell'industria aeronautica la telecamera all'infrarosso potrà essere utile per osservare i riscaldamenti superficiali dei modelli nelle gallerie aerodinamiche.

Impieghi in campo medico

Nel settore medico gli impieghi si basano sul fatto che il corpo umano irradia calore e che l'irradiazione dipende dal tipo del tessuto organico, dalla temperatura del sangue e dall'irrorazione sanguigna dello strato cutaneo superficiale. Le eventuali malattie modificano uno o più di questi fattori e producono perciò anomalie nella distribuzione ter-

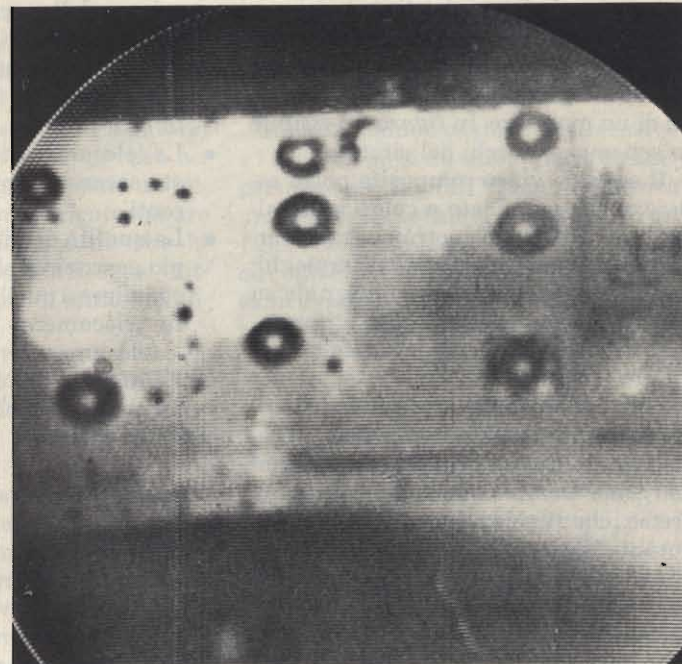
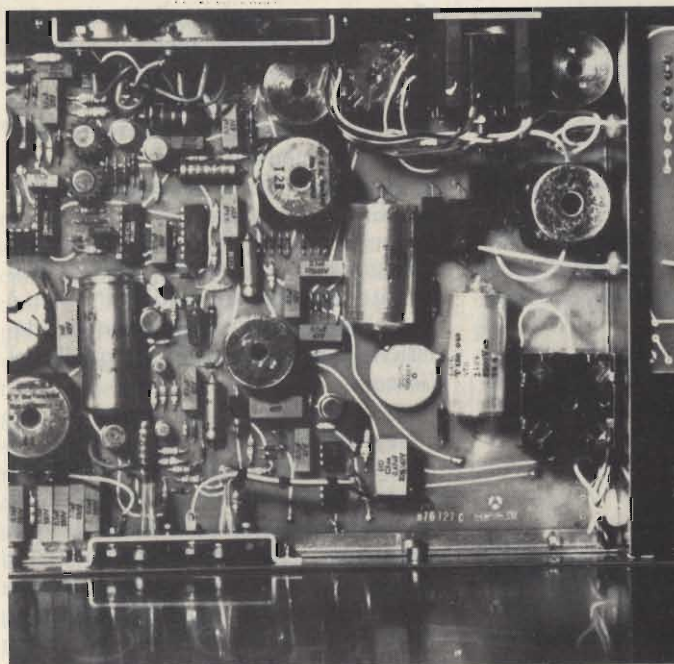
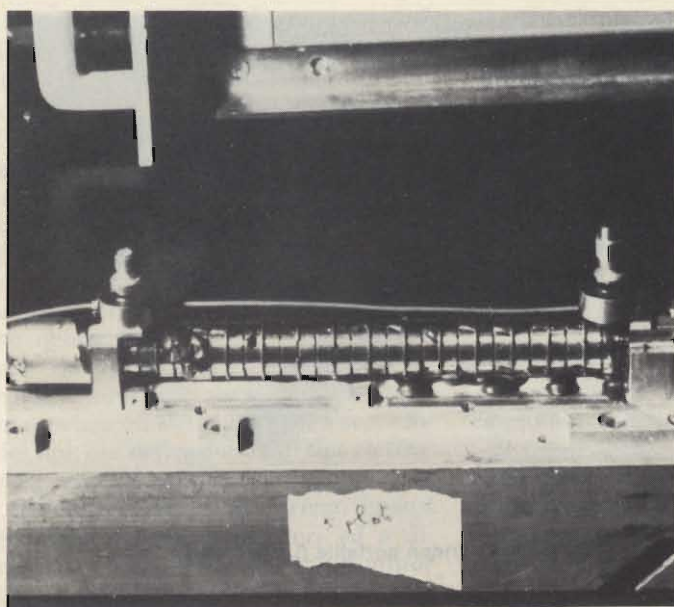


Fig. 6 - Il surriscaldamento di alcuni componenti elettronici si può facilmente osservare mediante una telecamera Pyricon; a sinistra ci sono le fotografie degli oggetti in esame ed a destra se ne possono vedere le termografie.

mica: la loro osservazione non presenta problemi con la telecamera Pyricon. L'applicazione più utile si ha nell'oncologia cutanea (tumori maligni della pelle) o nei disturbi dovuti a difetti circolatori. La termografia permette anche di trarre conclusioni sull'efficacia dei farmaci, semplifica il controllo della cicatrizzazione dopo gli interventi chirurgici, eccetera.

Negli impieghi medici non interessa tanto il valore assoluto della temperatura, quanto la sua distribuzione ed eventualmente la differenza rispetto al valore normale. Una differenza di temperatura minore di $0,5^{\circ}\text{C}$ non è mai un segno clinico; una differenza tra $0,5$ ed 1°C è indicativa di qualche anomalia,

mentre soltanto la differenza di $1,5^{\circ}\text{C}$ rappresenta uno stato morboso. Perciò la risoluzione ottenuta con il Pyricon ($0,5^{\circ}\text{C}$) corrisponde perfettamente allo scopo.

Conclusione

Con il Pyricon abbiamo a disposizione un rilevatore d'immagini che permette la costruzione di telecamere termografiche con prestazioni altrettanto buone delle telecamere di tipo "normale" e con notevoli vantaggi rispetto ai modelli precedenti:

- Azionamento più semplice
- Migliore qualità dell'immagine
- Maggiore affidabilità nell'impiego

- Mobilità assoluta

- Immagine termografica secondo le norme televisive, per cui non ci sono difficoltà ad inserire la telecamera in preesistenti impianti video; si possono inoltre registrare le immagini su nastro magnetico ed elaborarle successivamente secondo metodi normalizzati.

Infine ricorderemo che esistono due versioni: una per l'osservazione di oggetti immobili ed una, più a buon mercato, destinata ad osservare oggetti in movimento (telecamera panning), che risulta adatta comunque a moltissimi impieghi. ■

sinclair

Tandy

sirius

BMC

VIC-20

CASIO

HANIMEX

SEIKOSHA



GRUPPO EDITORIALE JACKSON

DAI THE DATA COMPUTER COMPANY

TEXAS INSTRUMENTS

ATARI



ALESSANDRIA
Via Savonarola, 13

CINISELLO BALSAMO
Viale G. Matteotti, 66

L'AQUILA
Strada 85 N. 2

MILANO
Via Jacopa Palma, 9

PISA
Via XXIV Maggio, 101

ANCONA
Via A. De Gasperi, 40

COMO
Via L. Sacco, 3

LECCO
Via L. Da Vinci, 7

MONZA
Via Azzone Visconti, 39

PISTOIA
Viale Adua, 350

TORINO
Via Chivasso, 11

AREZZO
Via F. Lippi, 13

COSENZA
Via Dei Mille, 86

LIVORNO
Via San Simone, 31

NAPOLI
Via Luigia Sanfelice, 7/A

POTENZA
Via G. Mazzini, 72

TORINO
Corso Grosseto, 209

BARI
Via Capruzzi, 192

CUNEO
Corso Nizza, 16

MERANO
Via S. Maria del Conforto, 22

NAPOLI
Corso V. Emanuele, 54

POZZUOLI
Via G.B. Pergolesi, 13

TORINO
Via Tripoli, 179

BARI
Via Devitofrancesco, 4/2 A

FAVRIA CANAVESE
Corso G. Matteotti, 13

MESSINA
Via Del Vespro, 71

NOVARA
Baluardo O. Sella, 32

RIMINI
Via Bertola, 75

TRENTO
Via Sighele, 7/1

BARLETTA
Via Vitrani, 58

FIRENZE
Via G. Milanese, 28/30

MACERATA
Via Spalato, 126

PADOVA
Via Fistomba, 8

ROMA
Via C. Da Spoleto, 23

TREVIGLIO
Via G. Mazzini, 10/B

BASSANO DEL GRAPPA
Via Jacopo Da Ponte, 51

FOGGIA
Via Marchianò, 1

MILANO
Via E. Petrella, 6

PALERMO
Via Libertà, 191

ROMA
Piazza S. Donà Di Piave, 14

TRIESTE
Via F. Saverio, 138

BERGAMO
Via S. F. D'Assisi, 5

FORLI
Piazza M. Degli Ambrogi, 1

MILANO
Via G. Cantoni, 7

PARMA
Via Imbriani, 41

ROMA
Viale Quattro Venti, 152

VARESE
Via Carrobbio, 13

BOLOGNA
Via Brugnoli, 1

GALLARATE
Via A. Da Brescia, 2

MILANO
Piazza Firenze, 4

PAVIA
Via C. Battisti, 4/A

ROMA
Largo Belloni, 4
Vigna Stelluti

VERONA
Via Pontiere, 2

CAGLIARI
Via Zagabria, 47

GENOVA
Via D. Fiasella, 51/R

MILANO
Via Altaguardia, 2

PERUGIA
Via R. D'Andreotto, 49/55

SONDRIO
Via N. Sauro, 28

VIAREGGIO
Via A. Volta, 79

CAMPOBASSO
Via Mons. Il Bologna, 10

GENOVA-SESTRI
Via Chiaravagna, 10/R

MILANO
Viale Corsica, 14

PESCARA
Via Guelfi, 74

TERAMO
Piazza Martiri Pennesi, 14

VOGHERA
Piazza G. Carducci, 11

CESANO MADERNO
Via Ferrini, 6

IMPERIA
Via Delbecchi, 32

MILANO
Viale Certosa, 91

PIACENZA
Via IV Novembre, 60

TERNI
Via C. Beccaria, 20



La prima e la più grande
catena di computer in Italia.

BIT SHOP PRIMAVERA

Piazzale Massari, 22 - 20125 MILANO - Tel. 60.82.255

MANUTENZIONE DEGLI IMPIANTI CENTRALIZZATI D'ANTENNA

di Fritz Knoch

I componenti elettronici attivi e passivi che formano un impianto d'antenna provvedono a captare, amplificare e ripartire il segnale radio o televisivo tra molti utenti, i quali si attendono di godere lo spettacolo in qualsiasi momento e con la migliore qualità possibile.

L'interruzione dello spettacolo televisivo proprio quando si fa più interessante (per esempio nel bel mezzo della finale dei campionati di calcio), causata da un guasto nell'impianto centralizzato, può essere un inconveniente molto fastidioso: siamo abituati al fatto che gli impianti d'antenna siano costantemente all'opera, notte e giorno: si tratta di quasi 8800 ore all'anno.

Accanto alle parti meccaniche ed ai componenti passivi, fanno parte di un

impianto d'antenna anche componenti elettronici attivi, il cui numero dipende dalle dimensioni dell'impianto da servire. Nel corso di un anno sono molte le sollecitazioni a cui è sottoposto un impianto di antenna comunitario: le più importanti riguardano le variazioni di tensione della rete elettrica di alimentazione, le sollecitazioni meccaniche per azione del vento, la differenza di temperatura tra estate ed inverno, eccetera.

I componenti dell'impianto devono

funzionare bene sia singolarmente che nel loro insieme ed è compito del servizio di assistenza garantire che questa situazione si protragga il massimo possibile. Le unità funzionali, predisposte per un normale carico elettrico e meccanico potranno assorbire anche sollecitazioni maggiori, grazie ai loro margini di sicurezza, ma se le situazioni di emergenza si ripetessero troppe volte, potrebbero anche manifestarsi fenomeni di fatica nei materiali.

L'assistenza regolare assicura il buon funzionamento dell'impianto

Nel corso delle ispezioni si potranno individuare i punti di potenziale debolezza o di invecchiamento. La tempestiva eliminazione del difetto garantirà contro le improvvise mancanze del segnale, permettendo anche di prevenire danni dovuti, per esempio, ad infiltrazioni di umidità attraverso il collegamento dell'impianto esterno a quello interno, oppure di verificare se il tetto è in buone condizioni. Sarà inoltre utile mantenere aggiornata una scheda riguardante l'impianto soggetto a manutenzione, che contenga i dati riguardanti i canali ricevuti e trasmessi ed il tipo di apparecchiature montate: si potranno così risparmiare molte inutili uscite dei tecnici al domicilio del cliente ed in caso di necessità sarà possibile caricare sull'automezzo di servizio la

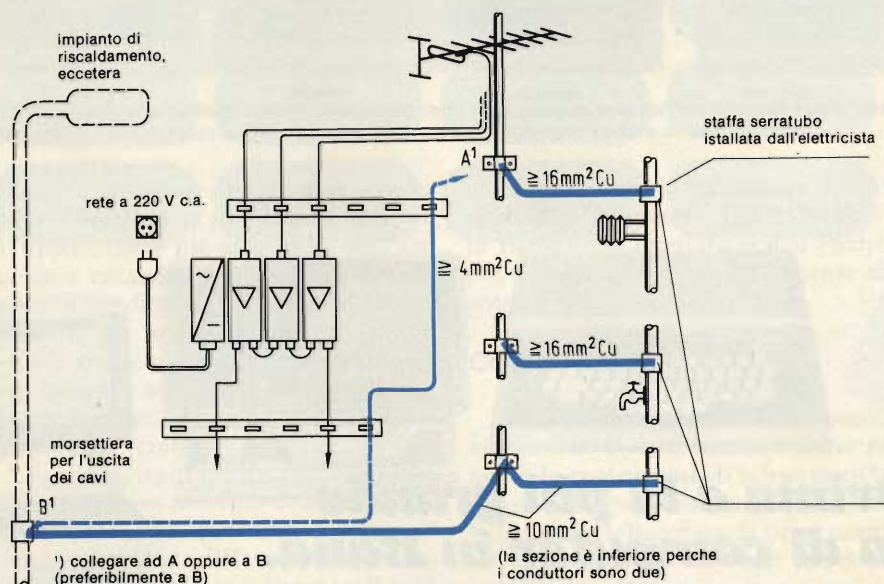


Fig. 1 - Un impianto di messa a terra ben eseguito protegge sia le persone che le cose.

Tabella: Caratteristiche dei segnali ricevuti e trasmessi

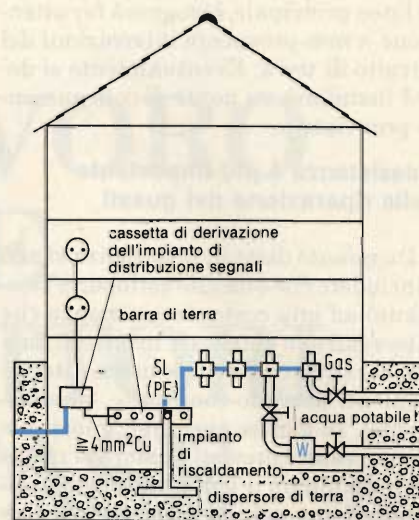
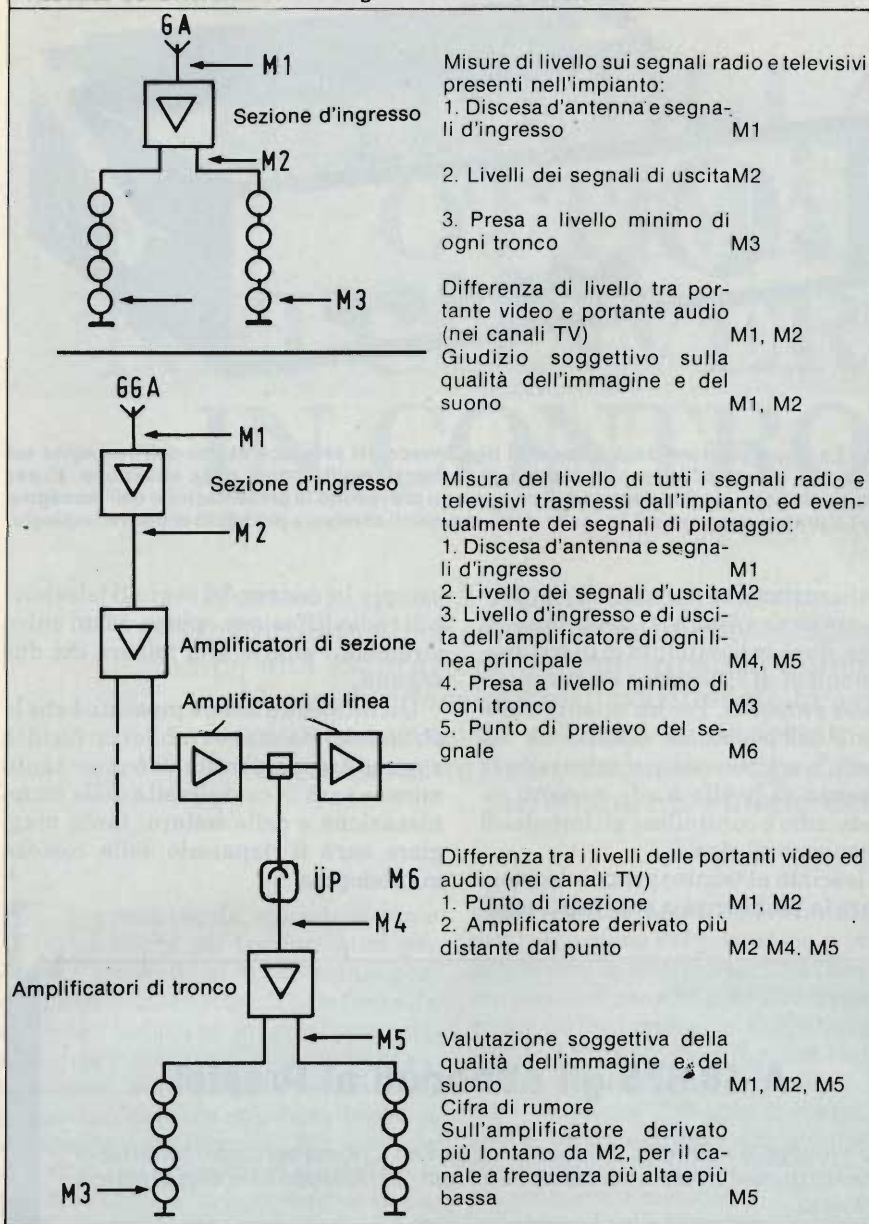


Fig. 2 - Esempio di sistema di messa a terra in un impianto privato a larga banda.



Fig. 3 - Gli strumenti di misura impiegati per il servizio di assistenza consentono di determinare con precisione i livelli nominali dei segnali.

scorta necessaria di pezzi di ricambio per una sostituzione immediata dei componenti eventualmente difettosi. Nella tabella sono elencati i punti nei quali effettuare di preferenza le misure.

Sarà molto utile conservare una copia dello schema dell'impianto, nel quale siano evidenziati i punti di misura (con i livelli di segnale) necessari all'assistenza, non solo nell'archivio della ditta che fa l'assistenza, ma anche presso il centralino ed eventualmente anche presso le sottostazioni di amplificazione (specialmente dove sono montati gli amplificatori principali o quelli delle derivazioni ai singoli edifici).

In questo modo potranno essere rilevate con facilità e, nella maggior parte dei casi eliminate, le eventuali varia-

zioni rispetto ai valori misurati al momento del collaudo od ai valori nominali.

Le misure dei livelli di segnale al termine della discesa d'antenna ed il loro confronto con i valori originali, permetteranno di rilevare piccole variazioni di livello dovute, per esempio, al sorgere di nuove costruzioni molto elevate nei dintorni; siffatte variazioni non sono, in genere, avvertite subito dall'utente.

Un impianto d'antenna non deve soltanto essere sempre pronto a funzionare, ma deve anche avere la massima sicurezza di esercizio. Dal cattivo funzionamento potrebbero anche derivare pericoli per le persone o le cose. Importantissimo allo scopo è un sistema di collegamenti a terra perfettamente ef-

ficiente (figura 1).

Quest'ultimo eviterà non solo la comparsa di livelli di potenziale eccessivi, ma servirà anche a disperdere le correnti vaganti prodotte dal normale impianto di alimentazione della rete. Anche il corretto collegamento dell'impianto di ricezione al sistema di protezione antifulmine dell'edificio contribuirà alla sicurezza dell'esercizio (figura 2).

Regolari controlli dei sistemi di messa a terra in occasione delle visite di assistenza metteranno in evidenza eventuali difetti nei collegamenti, che dovranno essere riparati senza indugio.

Qualora occorra smontare per riparazione un modulo attivo o passivo, per esempio una scatola di derivazione dal-

la linea principale, bisognerà far attenzione a non provocare interruzioni del circuito di terra. Eventualmente si dovrà installare un ponte di collegamento provvisorio.

L'assistenza è più importante della riparazione dei guasti

Da quanto detto in precedenza si può concludere che è meglio sottoporre l'impianto ad una costante assistenza che intervenire su chiamata in caso di guasto: saranno così evitate molte interruzioni del servizio (non tutte, naturalmente). In genere eventuali guasti potranno essere previsti qualora si riesca ad individuare il lento procedere di situazioni anomale ed il guasto potrà allora essere eliminato prima che uno o più canali vadano fuori servizio. Se, nonostante ciò, si verificasse un guasto, esso potrà però essere riparato con maggiore prontezza grazie ai dati rilevati nel corso del servizio di assistenza preventiva ed opportunamente archiviati.

L'assistenza non si limita però al solo lato tecnico. Il gestore di un impianto d'antenna è responsabile della corrispondenza delle caratteristiche dell'impianto alle norme di legge od a quelle emanate dagli organi di controllo. Se le disposizioni dovessero variare, gli impianti dovrebbero essere adattati senza indugio, entro il termine concesso.

Tecnici per l'assistenza

L'assistenza deve essere effettuata da personale altamente specializzato. Il tecnico deve essere in grado di giudicare la qualità dell'immagine o della riproduzione stereo e di individuare l'eventuale guasto in base ai difetti riscontrati; deve inoltre essere a conoscenza delle disposizioni tecniche vigenti e delle caratteristiche degli apparecchi montati nell'impianto.

I contratti di assistenza permettono di avere sempre a disposizione il personale necessario per qualunque riparazione: chi ha stipulato un contratto avrà sempre un trattamento preferenziale in qualsiasi caso di emergenza.

Gli strumenti necessari

Gli strumenti di misura necessari per questo tipo di assistenza devono essere adatti allo specifico impiego (figura 3). Essi devono essere in grado di valutare, oltre al livello del segnale, anche la qualità dei segnali video ed audio.

Un giudizio sulla qualità dell'immagine televisiva richiede sempre la sua

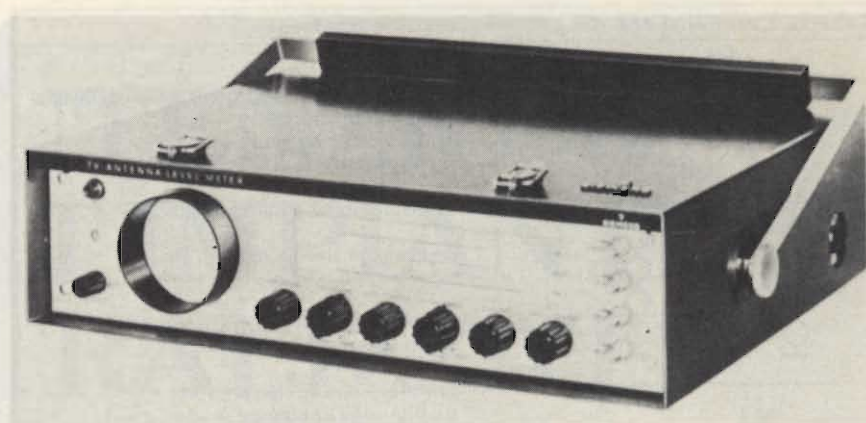


Fig. 4 - La visualizzazione degli impulsi di riga, invece del semplice esame dell'immagine sul teleschermo, permette spesso al tecnico di rendersi meglio conto della situazione. E' per questo motivo che alcuni misuratori di campo non prevedono la presentazione dell'immagine video. La pratica determinerà la scelta degli strumenti di misura più adatti ai diversi impieghi.

visualizzazione su un cinescopio. L'oscillogramma (figura 4) degli impulsi di riga, darà la possibilità di individuare fenomeni di riflessione ed eventuali impulsi parassiti. Per un'attenta valutazione dell'eventuale distorsione dei segnali, sarà necessario misurare la differenza di livello tra le portanti video ed audio e controllare gli impulsi di sincronismo di riga.

E' lasciato al tecnico pratico decidere se dare la preferenza a strumenti sepa-

rati per la misura dei segnali televisivi e di radiodiffusione oppure ad un unico strumento adatto alla misura dei due segnali.

Un fattore da tenere presente è che lo strumento sia manovrabile con facilità e senza troppa perdita di tempo: tanto minore sarà la complessità della sintonizzazione e della lettura, tanto maggiore sarà il risparmio della costosa manodopera.

A 18.675 gli abbonati al Prestel

Lo sviluppo del Prestel, il videotex inglese ed il primo servizio interattivo di questo genere a venire messo a punto, non ha rispettato il ruolino di marcia previsto.

Scarsa adesione è stata raccolta soprattutto presso l'utenza casalinga, quella inizialmente mirata. Per rilanciare il programma il British Telecom, l'organismo corrispondente grosso modo alla nostra Sip, ha deciso di svolgere una particolare azione di stimolo presso l'utenza domestica, modificando la struttura dei costi in senso ad essa più favorevole.

Dal primo ottobre l'utente domestico residente in Gran Bretagna può gratuitamente accedere alle banche dati del servizio Prestel la sera, il sabato pomeriggio e la domenica. È sufficiente che sottoscriva un abbonamento il cui costo trimestrale è di 5 sterline) per l'utenza professionale tale canone è stato invece elevato da 2 a 15 sterline).

Per tutti gli utilizzatori diurni, infine, il costo del collegamento è passato da 4 a 5 pennies al minuto.

Gli abbonati sono attualmente 18.675 di cui l'85% della categoria affari. La modifica nella struttura tariffaria fa seguito ad alcune altre iniziative varate nei mesi precedenti per imprimere slancio al videotex nazionale.

Sono da ricordare la proposta di fornire gratuitamente adattatori per il telebanking casalingo (il costo verrebbe suddiviso fra British Telecom e una società finanziaria) e adattatori per trasformare i personal computer in terminali in grado di accedere alle banche dati della rete Prestel.

PUNTO DI LAVORO OTTIMALE NEI CONVERTITORI IN CONTROFASE

del Dott. Otto Macek

L'articolo illustra come diminuire le dimensioni del nucleo dei trasformatori per convertitori in controfase evitando nello stesso tempo una saturazione asimmetrica del materiale ferromagnetico: si avrà così la massima utilizzazione della sezione del nucleo. La soluzione consiste nel rendere perfettamente simmetrico il funzionamento dello stadio in controfase del convertitore perfettamente simmetrica.

La nota regola, secondo la quale i nuclei dei trasformatori per convertitori in controfase possono essere magnetizzati solo fino alla metà dell'induzione magnetica massima (onde evitare ogni possibilità di saturazione), non vale più se si adottano particolari tecniche atte ad evitare una saturazione unilaterale. Per rilevare una situazione di pericolo si potrà tenere sotto controllo la componente in c.c. degli impulsi della corrente primaria oppure si potrà misurare la premagnetizzazione continua del nucleo. Anche la comparsa di picchi di tensione in un adatto avvolgimento ausiliario del

trasformatore potrà essere utilizzata per l'esclusione del pilotaggio o per la sua messa in simmetria. Tali tecniche renderanno possibile lo sfruttamento completo del volume del nucleo nei convertitori in controfase (oppure con circuito a ponte), che saranno così in grado di trasferire il doppio di energia rispetto ai convertitori non simmetrici equipaggiati con un trasformatore delle medesime dimensioni.

Ai bassi livelli di potenza vengono di solito impiegati convertitori asimmetrici, convertitori bloccati, a flusso passante e convertitori a bobina di reattanza di ogni tipo. Nei tipi non simme-

trici il nucleo non è completamente utilizzato perchè l'induzione magnetica B_m potrà aumentare da zero in una sola direzione, per esempio positiva, senza sfruttare la possibilità di andare anche in direzione opposta (negativa): ciò avviene invece nei convertitori in controfase o simmetrici.

La figura 1 mostra gli schemi di un convertitore sbilanciato e di un convertitore in controfase. Finora era regola limitare l'induzione magnetica B_m nei convertitori controfase ad un valore pari al 50% dell'induzione di saturazione B_{max} (1). In tal modo però si perdeva il vantaggio consentito dall'impiego

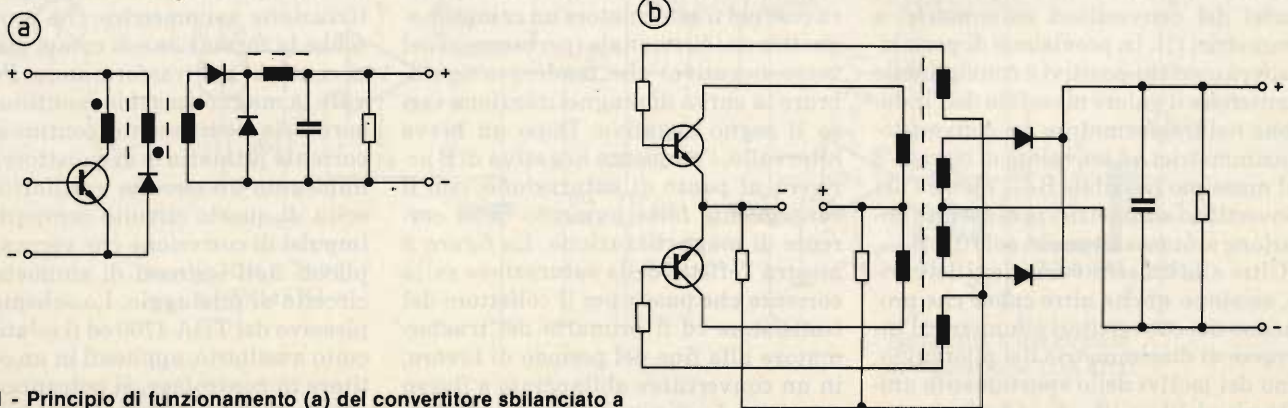
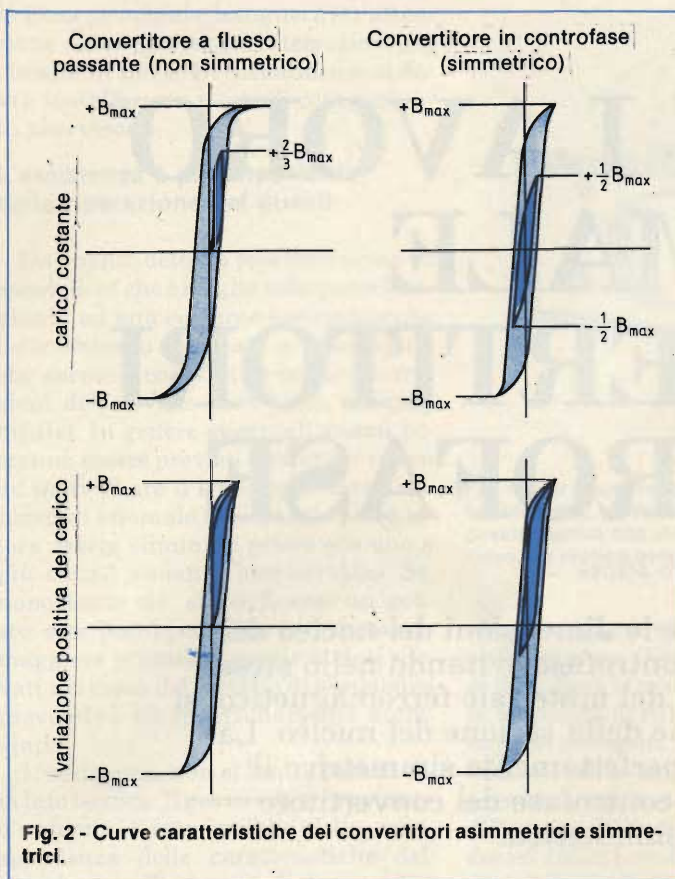


Fig. 1 - Principio di funzionamento (a) del convertitore sbilanciato a flusso passante e (b) del convertitore in controfase.



del convertitore controfase, consistente nel raddoppio della potenza a parità di sezione del nucleo. I nuovi circuiti integrati di pilotaggio contengono un circuito di simmetrizzazione che permette di far lavorare il nucleo di un convertitore simmetrico fino al limite di B_{max} , e di conseguenza consentono di sfruttare appieno la caratteristica fondamentale di questo tipo di convertitore, consistente nell'avere un nucleo di metà volume.

Asimmetrie magnetiche nel trasformatore

In figura 2 è riportata la curva caratteristica dell'induzione magnetica nei nuclei dei convertitori asimmetrici e simmetrici (1). In previsione di possibili sovraccarichi positivi è consigliabile mantenere il valore massimo dell'induzione nel trasformatore dei convertitori asimmetrici ad un valore di circa $2/3$ del massimo possibile B_{max} , mentre nei convertitori simmetrici la massima induzione ammessa è pari a solo $0,5 \cdot B_{max}$.

Oltre alle brusche variazioni del carico, esistono anche altre cause che producono nei convertitori simmetrici l'insorgere di dissimmetrie nel pilotaggio. Uno dei motivi dello spostamento unilaterale dell'anello di induzione magnetica rispetto alla linea dello zero si

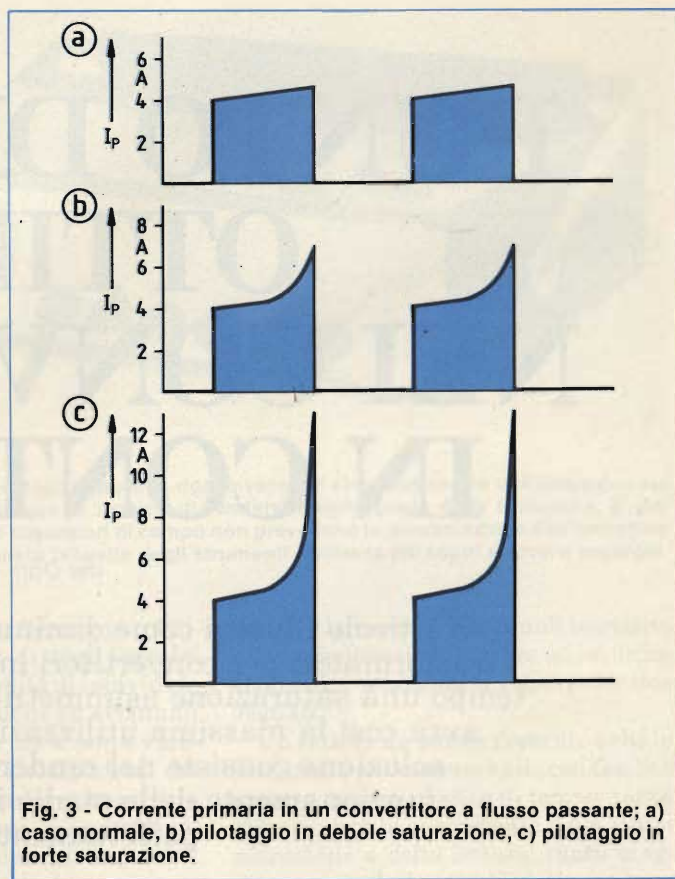
può ravvisare nel comportamento dei transistori di commutazione che differisce da un esemplare all'altro: nei tipi bipolari variano infatti i tempi di svuotamento e nei MOSFET di potenza sono diverse le resistenze residue (quest'ultimo fattore esiste però anche nei transistori bipolari).

Così, se i due transistori di un convertitore in controfase hanno tempi di svuotamento diversi, anche le durate degli impulsi della corrente primaria (ossia della corrente di collettore) differiranno tra loro. L'impulso più lungo causerà una magnetizzazione maggiore di quella provocata dall'impulso più breve, che non sarà compensata dalla minor durata di quest'ultimo: si formerà così nel trasformatore un campo magnetico unidirezionale (per esempio nel verso negativo) che tenderà a squilibrare la curva di magnetizzazione verso il segno negativo. Dopo un breve intervallo, l'ampiezza negativa di B arriverà al punto di saturazione, con il conseguente forte aumento della corrente di magnetizzazione. La figura 3 mostra l'effetto della saturazione sulla corrente che passa per il collettore del transistor e il primario del trasformatore alla fine del periodo di lavoro, in un convertitore sbilanciato a flusso passante. La figura 4 evidenzia l'effetto di un'eccitazione asimmetrica sulle

correnti primarie dei due transistori che compongono un convertitore controfase.

Eliminazione dei pilotaggi asimmetrici mediante misura della magnetizzazione continua

I nuovi circuiti integrati per convertitori a commutazione (per esempio il TDA 4700 della Siemens, figura 1 (2)) contengono, oltre a tutti i soliti circuiti, anche due ingressi di simmetria collegati ad un circuito AND disposto prima dei transistori d'uscita. Gli ingressi suddetti servono a controllare la durata degli impulsi di pilotaggio in modo che non possa verificarsi una magnetizzazione asimmetrica che provocherebbe la formazione di campi magnetici continui nel trasformatore. Per rilevare la magnetizzazione continua e misurare la componente continua della corrente primaria (e di collettore) viene impiegato un circuito ausiliario: all'uscita di questo circuito compariranno impulsi di correzione che verranno applicati agli ingressi di simmetria del circuito di pilotaggio. Lo schema complessivo del TDA 4700 ed il relativo circuito ausiliario, applicati in un convertitore in controfase, si potranno osservare nella figura 27 del testo citato nella bibliografia (2).



Il circuito di simmetria (figura 5) rileva la magnetizzazione asimmetrica confrontando tra loro i due impulsi di corrente dei transistori di commutazione e manda agli ingressi di simmetria del TDA 4700 i necessari impulsi di correzione. Un livello logico "alto" (≥ 2 V), che pervenga agli ingressi, interromperà immediatamente la corrispondente uscita.

Il principio secondo il quale viene effettuata la misura si basa sul rilievo della componente continua degli impulsi della corrente primaria. Il compito è reso piuttosto difficile dal fatto che la componente continua della corrente di magnetizzazione è la risultante della differenza tra due impulsi di corrente primaria che hanno un'intensità piuttosto elevata. I due impulsi di tensione proporzionali alla corrente primaria sono prelevati ai capi della resistenza di misura della corrente R_i (figura 5). Il circuito eroga alle uscite impulsi di correzione di durata diversa, che serviranno a ridurre la durata degli impulsi di pilotaggio.

Due "commutatori" analogici (BC 238) si trovano agli ingressi del circuito; le basi dei due transistori sono pilotate da due avvolgimenti ausiliari previsti sul trasformatore del convertitore e perciò risulteranno in fase con gli impulsi della corrente primaria che attraversa i transistori di commutazione T1

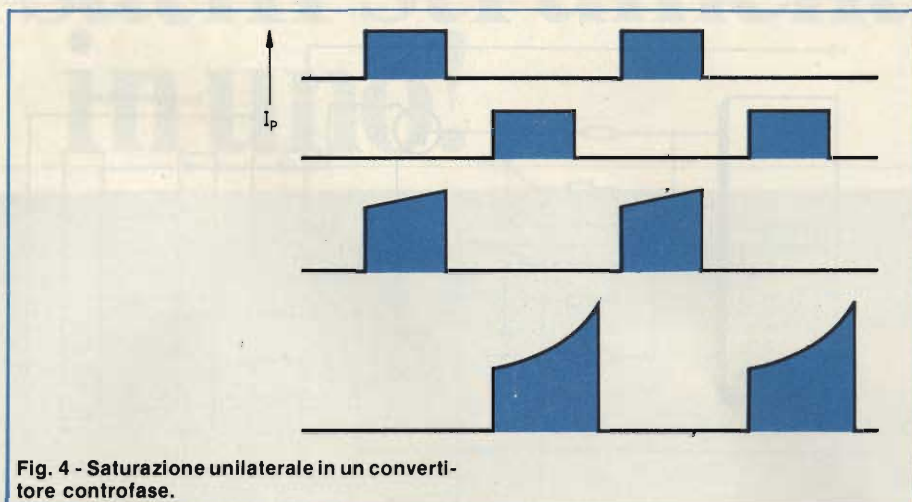


Fig. 4 - Saturazione unilaterale in un convertitore contofase.

e T2. I successivi memorizzatori dei valori di picco consistono in due amplificatori operazionali TAA 761, alimentati alternativamente da un impulso durante gli intervalli di attività dei transistori T1 e rispettivamente T2: tali impulsi sono proporzionali alla corrente primaria che passa per ciascuno dei due transistori di potenza. L'amplificatore operazionale OP 3 funge da regolatore della differenza di tensione tra i due memorizzatori dei valori di picco e manda il segnale al piedino 3 di un comparatore che modula la durata dell'impulso (multivibratore monostabile, 1/2 TDB 0556). L'operazionale OP 4

provvede alla tensione di controllo invertita necessaria per il secondo monostabile (piedino 11). Entrambi i monostabili vengono avviati da opportuni impulsi di sincronismo.

Gli ingressi invertenti di OP 3 e di OP 4 sono collegati ad una tensione di riferimento negativa $-V_B$ tramite resistenze: questa tensione di riferimento costituisce anche la tensione di alimentazione negativa degli amplificatori operazionali OP 1...4. Il potenziale ai due ingressi di pilotaggio dei monostabili è perciò fissato a +5 V per una tensione differenziale d'ingresso V_D su OP 3 pari a 0 V. In caso di impulsi primari

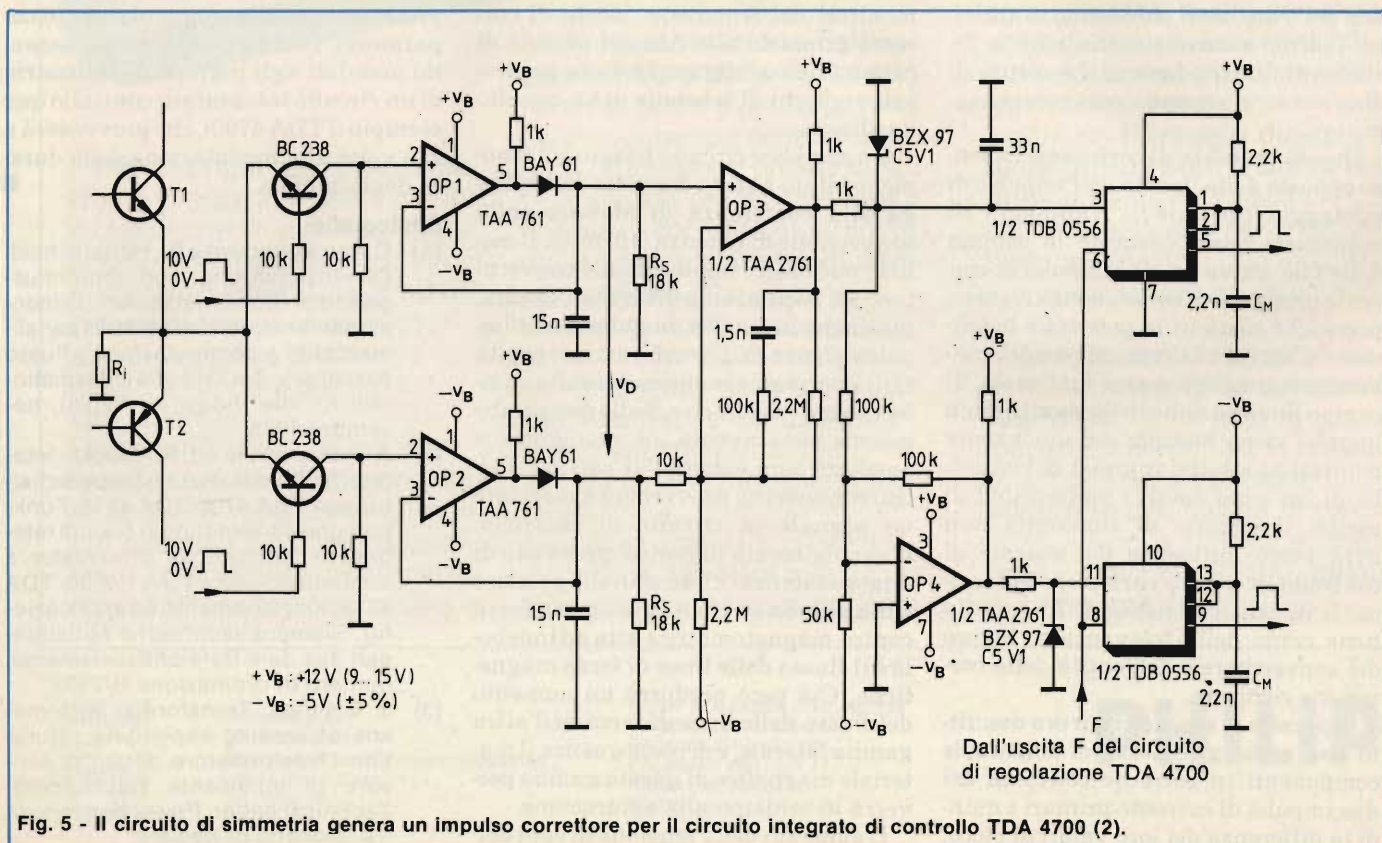


Fig. 5 - Il circuito di simmetria genera un impulso correttore per il circuito integrato di controllo TDA 4700 (2).

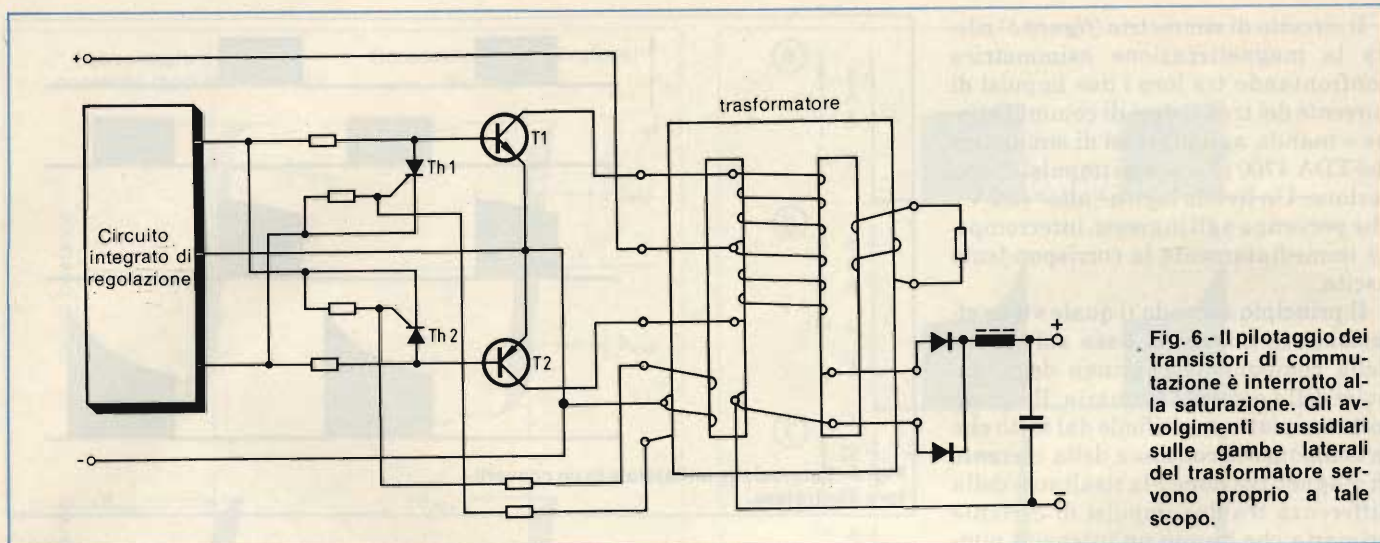


Fig. 6 - Il pilotaggio dei transistori di commutazione è interrotto alla saturazione. Gli avvolgimenti sussidiari sulle gambe laterali del trasformatore servono proprio a tale scopo.

non simmetrici, la tensione V_D assume valori diversi da 0 (positivi o negativi): con V_D positiva, la tensione di pilotaggio al piedino 3 del monostabile tende ad aumentare, e di conseguenza aumenta anche la durata dei suoi impulsi d'uscita. Nello stesso tempo però la tensione di pilotaggio al piedino 11 scende, facendo così diminuire la durata degli impulsi del monostabile inferiore.

Questi impulsi di correzione, la cui durata varia in modo opposto, sono applicati agli ingressi di simmetria del TDA 4700 e ritardano la chiusura di uno dei transistori chiudendo in anticipo l'altro, mentre rimane stabile l'istante di fine conduzione. Le eventuali dissimmetrie saranno così compensate.

Questo processo di correzione in senso opposto della durata dell'impulso di pilotaggio presenta il vantaggio di mantenere quasi costante la somma delle fasi attive dei due impulsi di corrente primaria: di conseguenza restano pressoché costanti la potenza e la tensione d'uscita e la regolazione del convertitore risulterà quasi inalterata. Il campo di variazione della durata degli impulsi viene limitato dai diodi zener montati ai relativi ingressi di controllo, di cui sono dotati i monostabili di uscita: il circuito di simmetria non avrà perciò influenza sul sistema di controllo in caso di variazione del carico. Il dimensionamento di R_s e di C_M tiene conto della frequenza di lavoro del convertitore e dell'entità della correzione richiesta.

Il circuito di simmetria ora descritto usa come grandezze di misura le componenti in corrente continua dei due impulsi di corrente primari e quindi la differenza dei loro valori di picco.

Un'altra possibilità potrebbe essere la misura della magnetizzazione continua nel traferro del nucleo del trasformatore con l'aiuto di piastrelle di rilevazione polarizzate o di generatori di Hall: i valori dovrebbero essere poi convertiti nei corrispondenti impulsi di correzione, con un sistema analogo a quello prima descritto.

Un metodo completamente diverso per rendere simmetrico il funzionamento di un convertitore od almeno per diminuire il pericolo di saturazione del nucleo, interrompe il circuito nell'istante in cui appaiono i tipici segni premonitori del fenomeno: picchi di corrente primaria alla fine del periodo di commutazione (figure 3 e 4) che generano picchi di tensione in un circuito ausiliario.

Un semplice circuito basato sul fenomeno citato è stato descritto da Bullinga alla conferenza di Monaco sulla conversione di potenza (1979) (3). Il metodo può essere impiegato nei convertitori ad oscillazione libera e pilotata, ma anche in quelli a modulazione d'impulso (figura 6). Il trasformatore ospita tutti i normali avvolgimenti sulla gamba centrale del nucleo. Sulle due gambe esterne sono avvolti gli avvolgimenti ausiliari: uno è detto "di carico", l'altro, simmetrico, provvederà a mandare un segnale al circuito di controllo. L'avvolgimento di carico, provvisto di una resistenza ai terminali, produce nella gamba su cui è avvolto una forza contro-magnetomotrice atta ad indebolire il flusso delle linee di forza magnetiche. Ciò però produrrà un aumento del flusso delle linee di forza nell'altra gamba laterale, e di conseguenza il materiale magnetico di questa gamba verterà in anticipo alla saturazione.

L'aumento della tensione ai capi del-

l'avvolgimento simmetrico, che si manifesta quando c'è pericolo di una saturazione della gamba centrale (perché è iniziata la saturazione della gamba laterale a flusso rinforzato), viene utilizzato per attivare un piccolo tiristore che interrompe il pilotaggio fino al termine del semiperiodo in corso. Nel convertitore in controfase qui descritto, il secondo semiperiodo è affidato ad un altro tiristore, che eseguirà il medesimo servizio, sempre in caso di pericolo di saturazione.

Si potrà impiegare, al posto dei piccoli tiristori citati nell'esempio, un commutatore a soglia sincronizzato (comparatore) i cui impulsi d'uscita saranno mandati agli ingressi di simmetria di un circuito integrato di controllo (per esempio il TDA 4700), che provvederà a sua volta alla modulazione della durata degli impulsi.

Bibliografia:

- (1) C. van Velthoven e W. Hettterscheid: Dimensionierung von Durchflusswandler-Schaltnetzteilen (Dimensionamento dei convertitori per alimentatori a commutazione a flusso passante). Technische Informationen für die Industrie (Valvo), novembre 1978.
- (2) A. Hauenstein ed R. Blöckl: Integrierte Schaltteil-Steuerschaltungen TDA 4700/TDA 4718, Funktion und Anwendung (I circuiti integrati di controllo per alimentatori a commutazione TDA 4700/TDA 4718, funzionamento ed applicazioni). Siemens Technische Mitteilungen aus dem Bereichbauelemente, numero di ordinazione B/2332.
- (3) J. Bullinga: Transformer with means of sensing impending saturation (Trasformatore dotato di sensore di imminente saturazione). Technical paper, Power conversion '79, Monaco di Baviera.

Due versatili strumenti in uno!

Multimetro automatico



Frequenzimetro e timer

Il **PM 2521** già come **multimetro** ha prestazioni ben superiori a quelle che vi aspettereste da uno strumento da banco. In più è anche un **contatore e misuratore di tempi** che vi risparmierà l'acquisto di un altro strumento e renderà più agile il vostro lavoro.

Grazie al controllo a microprocessore nel **PM 2521** sono state aggiunte validissime funzioni. Per esempio il cambio di gamma è completamente automatico anche per le correnti sino a

10 A. L'**automazione dell'azzeramento e della calibrazione** delle scale evita le tediose perdite di tempo delle procedure di regolazione preliminare. Una elevata precisione nelle misure di corrente è garantita dall'originale **sistema di compensazione**, che elimina virtualmente ogni caduta di tensione ai capi dello strumento. L'errore tipico dello 0,5% è insignificante, se comparato a quello del 4% circa che si ha con gli strumenti a shunt di corrente. L'incisivo display a cristalli liquidi da **4 1/2 cifre** mostra ogni informazione necessaria, com-

presi: polarità, punto decimale, unità di misura, indicazioni di fuori scala e scelta di cambio-gamma manuale.

Inoltre un **filtraggio digitale delle fluttuazioni a breve termine** garantisce stabilità dell'indicazione e risponde soltanto a variazioni che indichino una reale tendenza ad un nuovo valore.

Altre importanti funzioni includono le misure di **scostamento relativo** a valore preimpostato (particolarmente utili in collaudi di accettazione componenti), **misure in dB**, misure di frequenza sino a 10 MHz e, con sonda opzionale Pt 100, **misure di temperature**.



Philips S.p.A.
Divisione S & I
Strumentazione & Progetti Industriali
Viale Elvezia, 2 - MONZA
Tel. (039) 36.35.1

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

PHILIPS

TV AUDIO TX mod. PK 006

la nuova dimensione dell'ascolto TV



L.
25.500

DI COSA
SI
TRATTA?

È un dispositivo che installato su qualsiasi televisore permette l'ascolto individuale dell'audio senza alcun filo di collegamento.

La ricezione è possibile in un raggio di circa 10 metri tramite una qualsiasi radiolina con la gamma FM. Inserendo un auricolare o una cuffia nella presa auricolare del ricevitore si otterrà un ascolto individuale regolabile col controllo volume del ricevitore stesso. Questa è una soluzione ideale per i deboli di udito i quali potranno regolarsi a piacimento il volume di ascolto senza avere alcun filo di collegamento tra il televisore e le cuffie.

Il nostro apparecchio può inoltre venire usato per effettuare registrazioni dell'audio TV senza nessun cavo di collegamento; basterà infatti ricevere il segnale con un radioregistratore.

Il dispositivo è dotato di un commutatore che permette di trasmettere il segnale audio lasciando l'altoparlante del televisore inserito o disinserito. In ogni confezione del nostro articolo vengono inserite le istruzioni per il collegamento, le quali sono di estrema semplicità e chiarezza.

È
UN PRODOTTO



**APPARECCHIATURE
ELETTRONICHE**

BUONO D'ORDINE

COGNOME _____ NOME _____
INDIRIZZO _____
CAP _____ CITTA' _____
PROV. _____

SE-1-83

IN VENDITA PRESSO I MIGLIORI RIVENDITORI
oppure
richiedendolo direttamente
(tramite l'apposito buono d'ordine)

a: **Elettronica Sestrese S.r.l.**

Inviatemi in contrassegno N° PK 006 TV AUDIO TX al prezzo di L. 25.500 cad. + spese postali.
NB. Per pagamenti anticipati non verranno addebitate le spese postali.

Via Chiaravagna, 18H - Tel. 675.201
16154 GENOVA - SESTRI

LA TECNICA AUDIO DIVENTA DIGITALE

di G. Martinetti

Il salone SIM-HiFi 82 tenutosi in Settembre alla Fiera di Milano è stato caratterizzato dalla massiccia presentazione del sistema digitale Compact Disc (CD) da parte delle maggiori società del settore. Dopo l'esame dei principali lettori laser del CD, la cui disponibilità sul mercato è prevista per la primavera '83, il presente articolo passa in rassegna la catena di produzione del CD e in particolare le apparecchiature professionali che sono state sviluppate dalla Sony in forma completamente digitale.

La digitalizzazione dell'intera catena di riproduzione del suono è ormai in atto fin dal 1960 in virtù dei ben noti vantaggi che derivano dall'impiego del codice PCM. L'elevata velocità del segnale digitale corrispondente al segnale audio hi-fi e la complessità dei circuiti relativi hanno però fatto sì che solo l'avvento della tecnica d'integrazione LSI negli anni '70 abbia reso economicamente realizzabile il nuovo sistema.

Il nuovo disco digitale Compact Disc e il relativo sistema di lettura, sono il risultato di una catena di riproduzione del suono in cui è in corso un'evoluzione verso il digitale e che interesserà successivamente anche la radiodiffusione.



Fig. 1 - Il lettore per Compact Disc realizzato dalla Philips.



Fig. 2 - Il lettore CD modello DX-3 della Sharp-Optonica dispone di numerose funzioni ausiliarie controllate da microprocessore che consentono in particolare di programmare la lettura e accedere a qualunque punto del disco in soli 5 sec.



Fig. 3 - Il lettore CD della Denon-Nippon Columbia consuma 24W con un peso di 5,6 Kg.

I sistemi Compact Disc presentati al SIM '82

Il sistema Compact Disc è stato ampiamente descritto su questa rivista nella realizzazione della Philips, perciò rimandiamo a quegli articoli (vedi bibliografia) per una dettagliata descrizione del CD. Qui vogliamo ricordare che allo standard del CD si attengono finora circa 40 costruttori mondiali.

Anche i circuiti relativi hanno molte caratteristiche in comune anche se si differenziano per il diverso grado di sofisticazione delle parti di riproduzione e di ricerca del brano.



Fig. 4 - Il lettore CD della Sony.

Sistema Philips

Dopo 20 anni dal lancio delle cassette compact eccoci arrivati all'appuntamento del CD. Il riproduttore CD della Philips si presenta più ridotto in dimensioni rispetto alle versioni giapponesi, frutto evidentemente di successive versioni realizzate negli ultimi anni (figura 1).

La Philips ha presentato in modo suggestivo il suo lettore CD con un'apposita sala di audizione dove si è potuto apprezzare appieno la maggiore dinamica e separazione dei due canali stereo.

Il prezzo del lettore sul mercato sarà di circa un milione.

Un lettore CD sviluppato insieme alla Philips è stato presentato allo stand Grundig.

I lettori CD dal Giappone: Sony, Sharp, Nippon Columbia

La Philips ha sviluppato una nutrita collaborazione, con le industrie giapponesi ed in particolare con la Sony, consentendo in tal modo di ottenere interessanti miglioramenti al sistema. I lettori CD giapponesi visti al SIM si presentano tutti con posizionamento del disco verticale anziché quello orizzontale della Philips.

In particolare il lettore DX-3 della Sharp-Optonica (figura 2) possiede una ricca dotazione di display e di funzioni ausi-

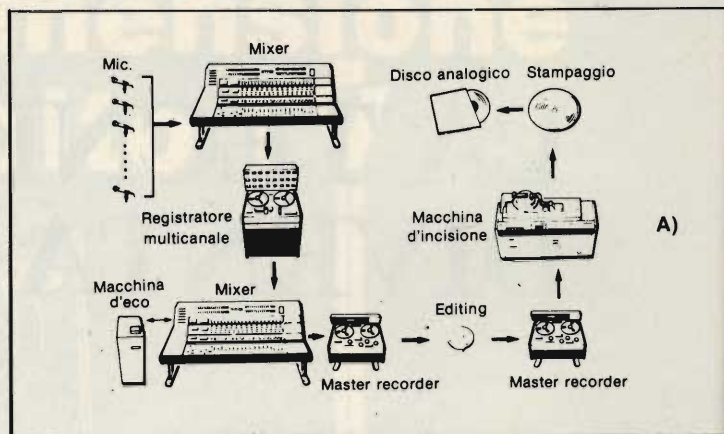


Fig. 6 - Evoluzione della produzione del disco dal sistema convenzionale completamente analogico (6-A) a un sistema misto analogico-digitale, fino a una catena completamente digitale (6-C). In fig. 6-B le unità comprese nella zona ombreggiata sono digitali mentre le altre analogiche.

liarie controllate da microprocessore. Così è possibile programmare la lettura dei brani secondo una qualunque sequenza desiderata, di localizzare automaticamente un certo punto del disco, e di raggiungerlo in soli 5 sec.

Il consumo è di 40 W e il peso 7 Kg.

Il lettore della Denon-Nippon Columbia è meno sofisticato come funzioni ausiliarie (figura 3) ma con consumo e peso più ridotti (rispettivamente 24W e 5,6 Kg).

Infine il lettore della Sony appare in figura 4.

Inutile dire che i produttori giapponesi si presentano particolarmente agguerriti in termini di prestazioni e prezzi e contano molto sul CD per risollevare le sorti del mercato HiFi attualmente in sensibile recessione sul mercato mondiale.

La produzione dei dischi

I dischi compact verranno posti sul mercato al prezzo di circa 12/13000 lire.

I gruppi Polygram-Philips, Sony-CBS e Denon hanno già inciso un ricco repertorio (figura 5).

Analogamente al disco convenzionale il disco base è formato mediante compressione, o iniezione. La definizione del prodotto richiede però master più accurati, essendo la distanza fra le tracce di 1,6 µ e lavorazioni in ambienti privi di polvere.



Fig. 5 - I dischi compact delle diverse case discografiche saranno disponibili ad un prezzo di circa 12/13.000 lire.

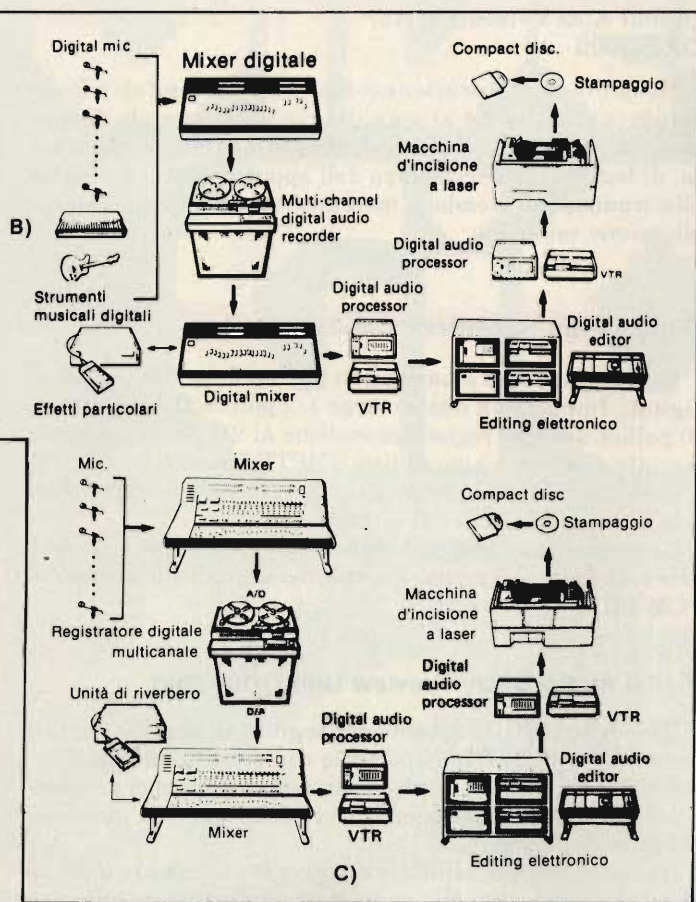


Fig. 7 - Digital Audio Processor PCM-1610 della Sony.

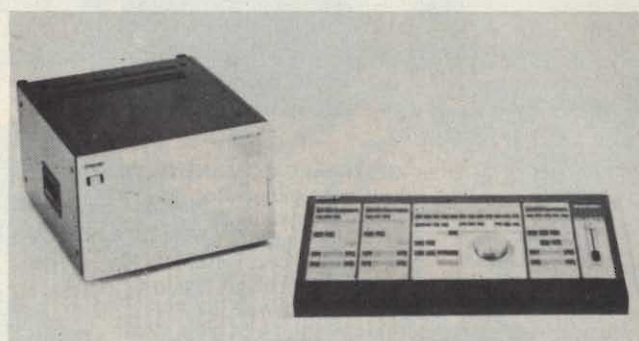


Fig. 8 - Digital Audio Editor DAE-1100.

La catena di riproduzione dell'audio digitale

È sufficiente trasferire brani musicali già esistenti su Compact Disc per avere un miglioramento determinante del suono. Ma per ottenere il massimo dal sistema è necessario realizzare registrazioni digitali completamente nuove.

Solo così si ottengono i più bassi livelli di rumore e di distorsione.

Nella figura 6 è schematizzata l'evoluzione della catena di produzione del disco dalla catena convenzionale completamente analogica (6-A), a un sistema misto (6-B) in cui il mixer rimane analogico e infine a una catena completamente digitale (6-C) compresi gli strumenti e il mixer.

La Sony ha già sviluppato una serie completa di apparati professionali digitali che permettono di realizzare il banco di figura 6-B e che sono: digital audio processor PCM-1610, digital audio editor DAE-1100 e un riverberatore DRE-2000.

In corso di sviluppo sono il registratore digitale PCM-3324 per 24 canali e l'unità audio delay/preview DDU-1500.

Infine verrà realizzato il mixer digitale relativo al banco 6-C.

Digital Audio Processor PCM-1610

L'elaboratore digitale converte un segnale a due canali analogico o digitale in un segnale video adatto al video-registratore BVU-200B che impiega un nastro del tipo U-matic.

L'Audio processor inoltre corregge e compensa eventuali distorsioni dei dati che derivino dal nastro stesso. L'elaboratore che opera con segnali di 16 bit ha le seguenti caratteristiche: banda 20-20000 Hz, distorsione 0,05%, dinamica 90

dB, separazione dei canali 90 dB wow e flutter non misurabili.

Digital Audio Editor DAE-1100

Il sistema di "editing" a due canali digitali impiega un elaboratore PCM-1610 e due o tre video-registratori BVU-200.

Tutte le operazioni sono completamente elettroniche in modo che i programmi registrati sul nastro originale non subiscono alterazioni. Tre secondi prima e dopo il punto interessato, i segnali sono immagazzinati in una memoria elettronica, mentre il punto può essere individuato accuratamente su un'ampia scala. La risoluzione che così si ottiene è di 363 μsec. Con l'impiego della dissolvenza digitale è possibile cambiare il livello da +6 dB a -∞ dB prima e dopo il punto interessato all'editing.



Fig. 9 - Digital Audio Reverberator DRE-2000.

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

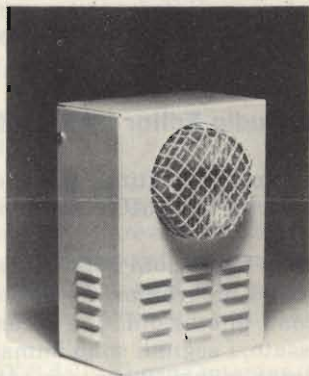
* ITS204 con chiave meccanica

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.



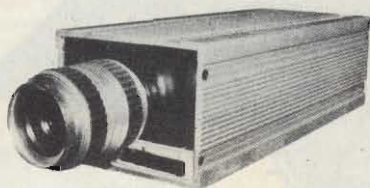
MONITOR

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



**TELECAMERA
 A CIRCUITO
 CHIUSO**

Vidicon 2/3"



**Digital Audio Reverberator
 DRE-2000**

Mediante un'elaborazione completamente digitale può aggiungere effetti d'eco al segnale originario secondo diverse modalità e durate. Le caratteristiche di maggiore compattezza, di leggerezza e resistenza dell'apparecchiatura rispetto alla tradizionale versione meccanica ne assicurano un'applicazione estensiva.

Digital Tape Recorder PCM-3324

È un registratore a nastro con testina fissa con 24 canali digitali. Impiega un nastro largo 1/2 pollice alla velocità di 30 pollici/sec. per registrare insieme ai 24 canali anche un segnale di sincronismo di tipo SMPTE o altri.

Il nastro può essere impiegato quanto si vuole senza alterare le caratteristiche del segnale.

La frequenza di campionamento può essere scelta fra 44,1 kHz e 48 kHz. Il formato digitale dei segnali è lo stesso del PCM-1610.

Digital Audio Delay/Preview Unit DDU-1500

Il modello DDU-1510 opera con segnali analogici e digitali mentre il modello DDU-1530 solo con segnali analogici.

Entrambi i modelli forniscono i segnali analogici necessari per il controllo di posizionamento della testina d'incisione del solco del disco.

Il ritardo che è possibile introdurre fra ingresso e uscita è di 1,48 sec. massimi che può essere triplicato con un'unità opzionale.



Fig. 10 - Registratore audio digitale a 24 tracce PCM-3324.

Conclusione

L'introduzione del disco audio digitale sul mercato, che è prevista per la primavera '83, dà un particolare impulso allo sviluppo di sistemi audio digitali che sfruttano appieno i vantaggi consentiti dal CD.

L'evoluzione verso l'audio digitale interesserà inoltre anche la radio-diffusione e la TV in modo da costituire così una catena completamente digitale in cui la qualità non sia minimamente alterata dal rumore e dove siano resi possibili sofisticati processi di elaborazione del segnale. ■

VIDEO GIOCHI



UNA PUBBLICAZIONE DEL
GRUPPO EDITORIALE JACKSON

LA PRIMA RIVISTA DI VIDEOGAMES - COMPUTER - GIOCHI ELETTRONICI GENNAIO 1983 - L. 2.500

TUTTI I PREZZI E LE NOVITÀ

ANTEPRIMA "TRON"

L'ULTIMO DISNEY

I TRUCCHI DEI CAMPIONI

GIOCHIAMO CON I COMPUTER

**IL PRIMO NUMERO
È IN EDICOLA!**

GENERATORE SWEEP DI BASSA FREQUENZA

di Edoardo Botti - terza parte

Il frequenzimetro in oggetto, realizzato espressamente per il generatore di B.F. descritto nelle due parti precedenti, può essere utilizzato anche in altre realizzazioni. L'unica parte che, in questo caso dovrà essere aggiunta è un preamplificatore che aumenti la sensibilità d'ingresso del frequenzimetro stesso.

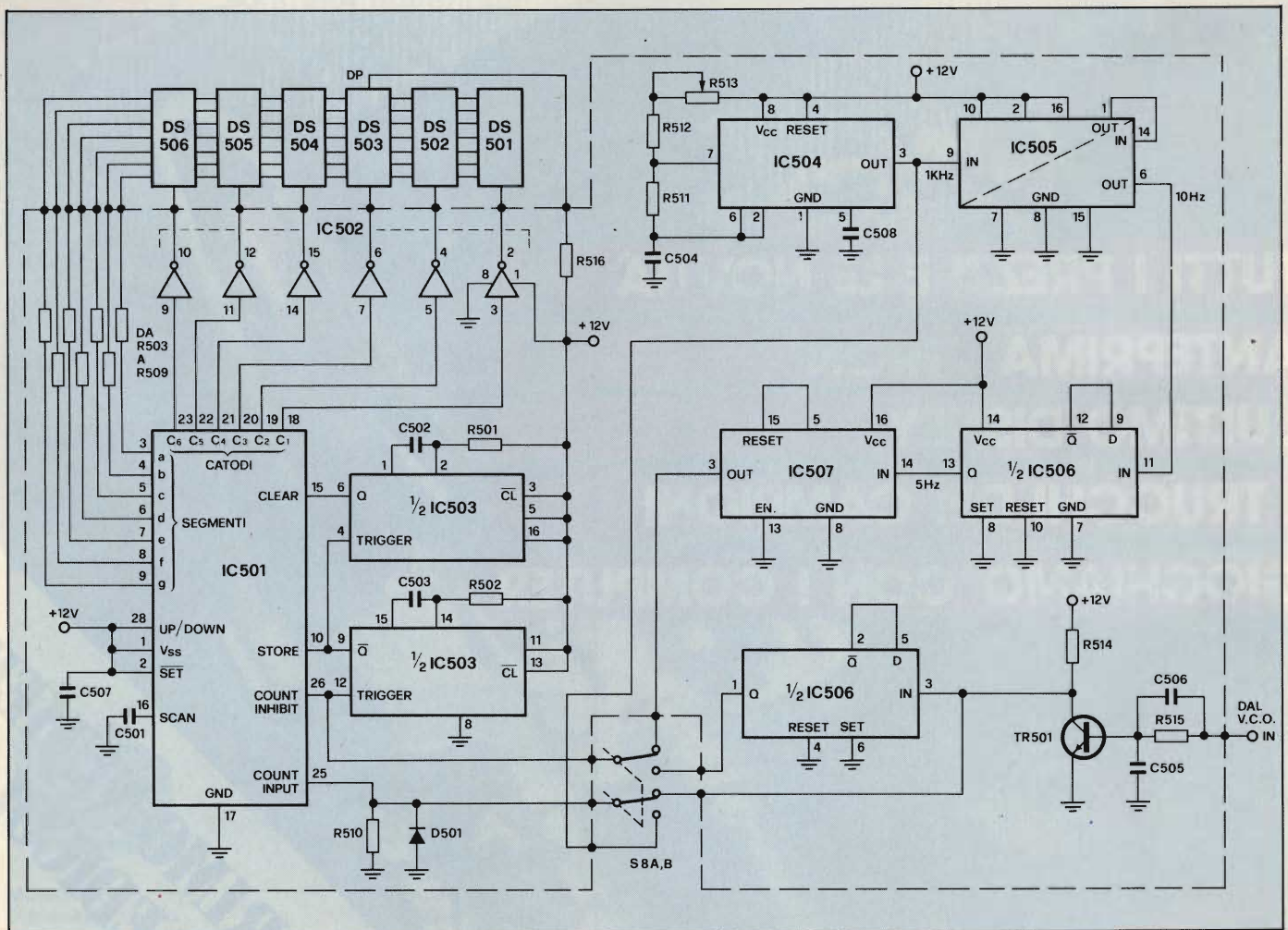
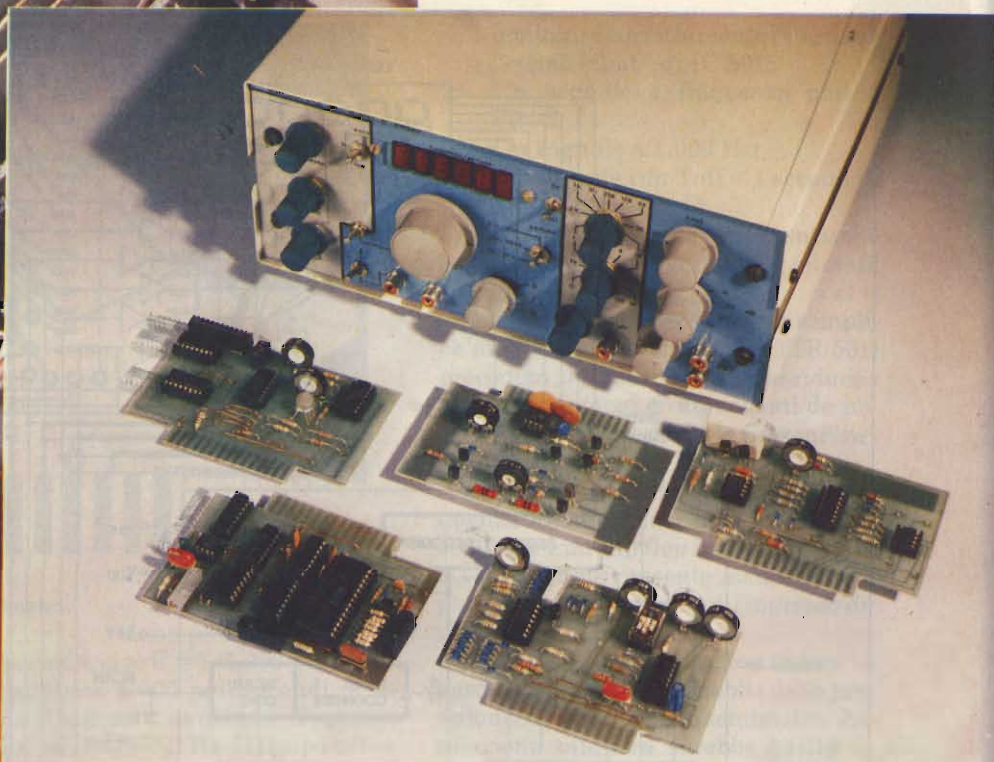
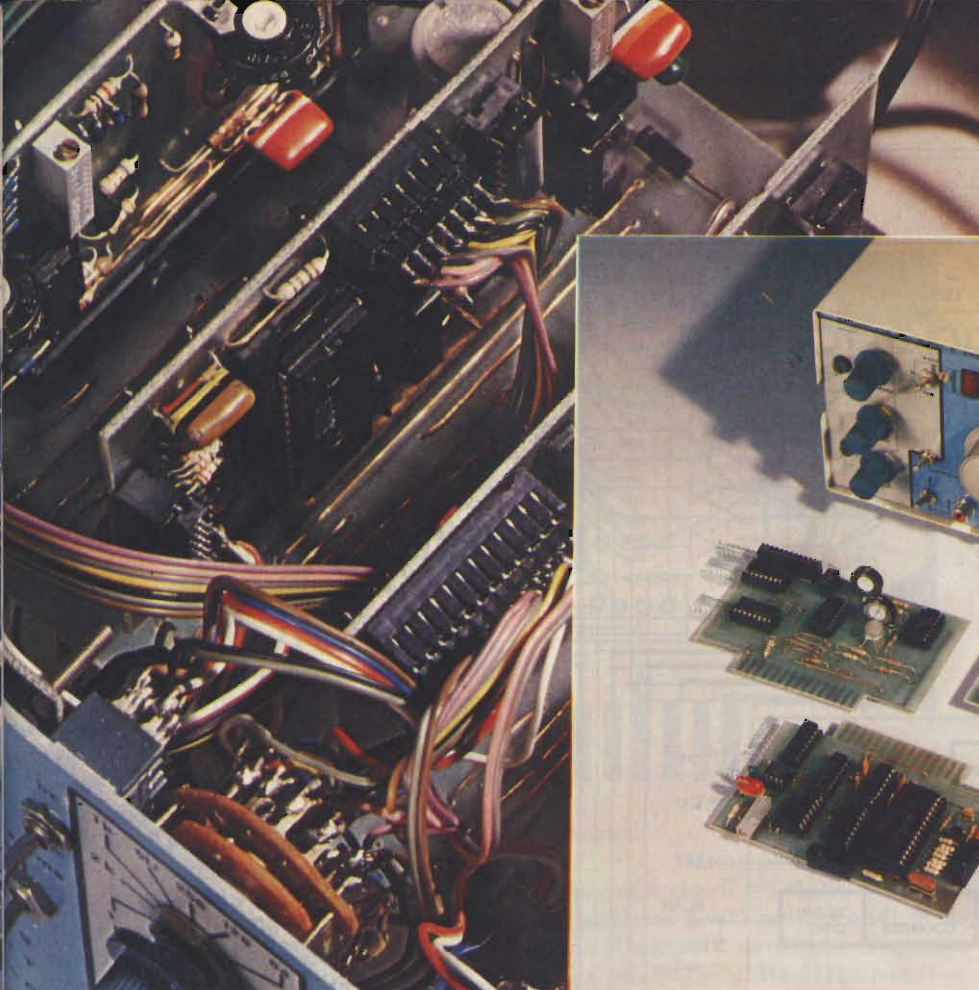


Fig. 1 - Schema elettrico del frequenzimetro/periodimetro.



Il frequenzimetro utilizzato nel generatore è stato studiato con le caratteristiche particolari elencate.

- 1) Dimensioni limitate, in modo da poter essere montato su una scheda uguale a quella usata per gli altri moduli;
- 2) Lettura a 6 digit, così da evitare la commutazione di gamma, automatica o manuale, che si sarebbe dovuta utilizzare se le cifre fossero state in numero minore. Nel nostro caso è un pregio per la precisione che, come vedremo, non supera le quattro cifre, ma per l'immediatezza della lettura su uno strumento che, con un'unica gamma, è in grado di spazzolare tre decadi;
- 3) Deve poter misurare sia la frequenza che il periodo, in modo di leggere agevolmente anche le frequenze al di sotto dei 30 Hz;
- 4) Costo limitato.

Lo schema che ne è derivato è illustrato in *figura 1*. Il cuore del sistema è l'integrato IC501, un MK 50398, contatore in grado di pilotare sei display e, tramite gli ingressi di "clear", "count inhibit" e "store", in grado di funzionare da periodimetro e da frequenzimetro. È poco costoso e di discreta reperibilità. La casa costruttrice è la Mostek.

Vediamo ora i segnali che necessitano a questo integrato per poter funzionare correttamente. In *figura 2* sono indicate le funzioni di ciascun pin e in *figura 3* si può vedere l'architettura in-

terna e l'applicazione tipica. Vediamo ora la funzione di ciascun terminale: V_{SS} va collegato a + 12 V (range di funzionamento compreso tra 10 e 15 V) SET: serve a fissare il comando dei display sulla sesta cifra, spegnendo nel contempo i display. Questo succede portando il terminale a massa, mentre portandolo a + 12 V il suo funzionamento è inibito, come richiesto.

I piedini 3, 4... 9 vanno collegati ai vari segmenti dei sei display multiplexato, i segmenti sono collegati assieme (tutti i segmenti "a" vanno collegati al pin 3, i segmenti "b" al pin 4 ecc.).

STORE: un'impulso negativo a questo piedino consente di memorizzare la cifra presente nel counter ed inviarla ai display.

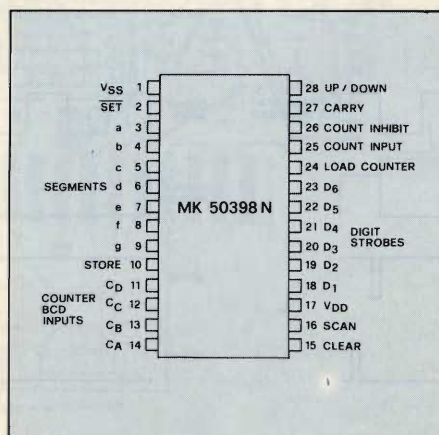


Fig. 2

COUNTER BCD INPUT: questi ingressi consentono di impostare un certo numero dal quale deve partire il contatore anziché partire da 0. Serve ad esempio, per sottrarre o sommare una certa cifra al numero conteggiato dal contatore come si deve fare nel caso in cui si debba visualizzare la frequenza di ricezione di un ricevitore supereterodina o sommando alla frequenza dello oscillatore locale quello della media frequenza. Nel presente progetto essi vengono lasciati liberi.

CLEAR: un'impulso positivo a questo comando azzerà il contatore.

SCAN: a questo ingresso si collega un condensatore che provvede a stabilire la frequenza di multiplexaggio.

V_{DD}: va collegato a massa (0 V).

D1...D6: vanno collegati ai catodi dei sei display (D1 con C1, D2 con C2 ecc.) tramite dei buffer invertenti che aumentano la massima corrente disponibile. Questo compito è affidato a IC 502, che è un 4049.

LOAD COUNTER: carica il contatore della cifra impostata sui contraves collegati ai "counter BCD input". Nel nostro caso rimarrà inutilizzato.

COUNT INPUT: ingresso del contatore.

COUNTER INHIBIT: un'impulso positivo a questo terminale blocca il conteggio.

CARRY: indica il superamento di capacità del contatore.

UP/DOWN: comanda la direzione del conteggio: in avanti se è a + 12 V,

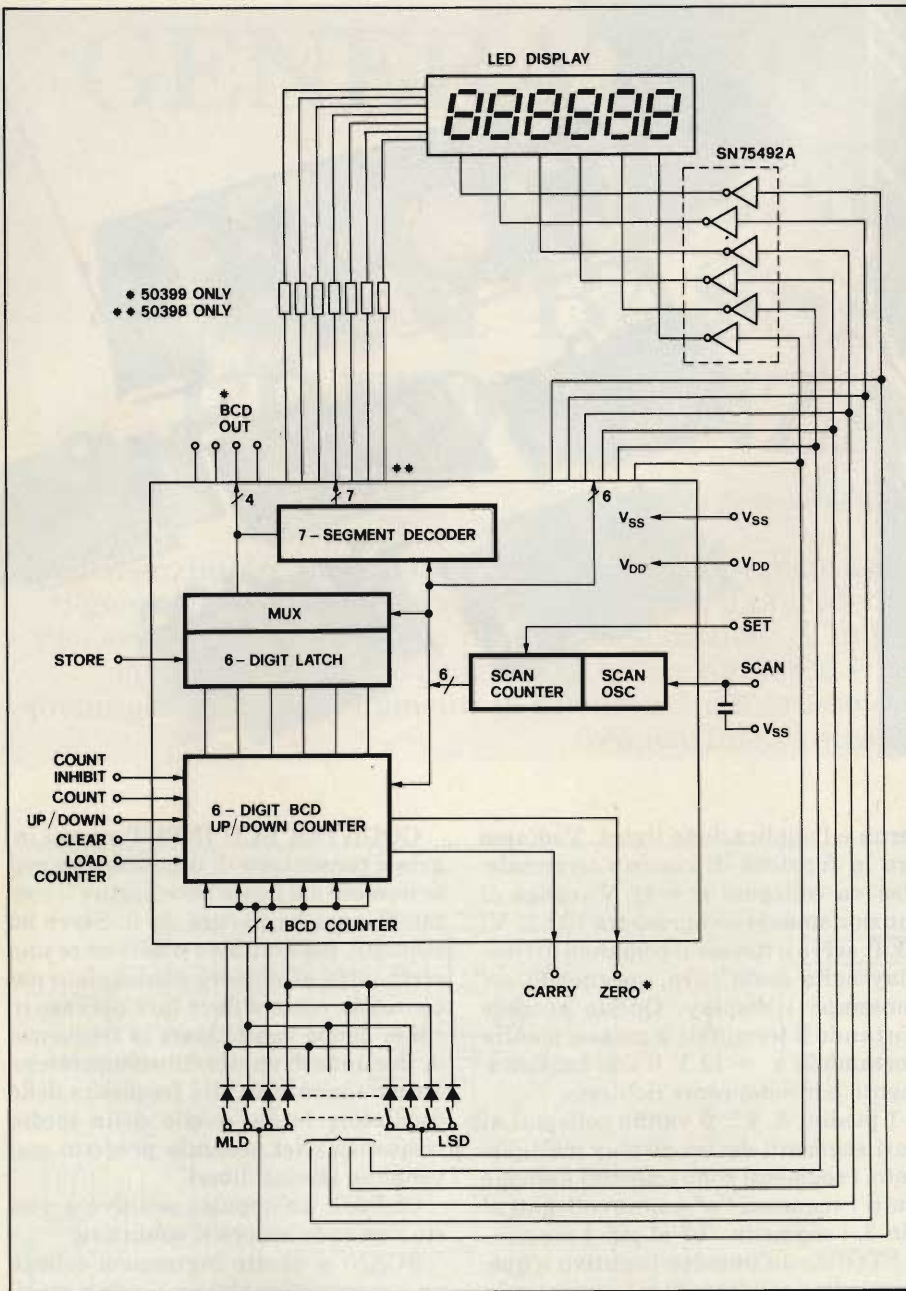


Fig. 3 - Applicazione tipica dell'integrato MK 50398.

all'indietro se è a massa. Nel nostro caso dovrà essere a +12 V.

Frequenzimetro

Vediamo ora la sequenza dei segnali necessari all'integrato per funzionare da frequenzimetro (figura 4). Il segnale da misurare è inviato al terminale "count input". Il contatore dell'integrato conta il numero di impulsi presenti a tale ingresso fino a quando l'ingresso count inhibit è basso. Se tale periodo è pari a 1 secondo, il numero di impulsi contati è pari alla frequenza del segnale. A questo punto occorre far comparire questo numero sui display, mandando l'impulso di store e, successivamente, si manda l'impulso di clear che azzerava il contatore e il tutto ricomincia da capo. Spesso nei frequenzimetri il segnale count inhibit è costituito da un segnale di frequenza pari a 0,5 Hz, che ha un periodo utile di 1 secondo durante il quale si effettua il conteggio e un altro periodo di 1 secondo per memorizzare il numero e azzerare il contatore. Poiché questa ultima operazione si può fare in un tempo molto più breve di un secondo, si è ritenuto opportuno fornire all'ingresso count inhibit, un segnale avente un periodo di 1 secondo per il conteggio e uno di soli 0,2 secondi per le operazioni successive. Così facendo si riduce il tempo che intercorre tra due letture.

Periodimetro

Per misurare il periodo del segnale d'ingresso, occorre inviare tale segnale, diviso per due, all'ingresso count inhibit e una frequenza pari a 1.000 Hz al pin 25, count input. Il contatore, in questo caso, misurerà quanti impulsi di 1 millisecondo entrano in un tempo pari al periodo del segnale d'ingresso. Se,

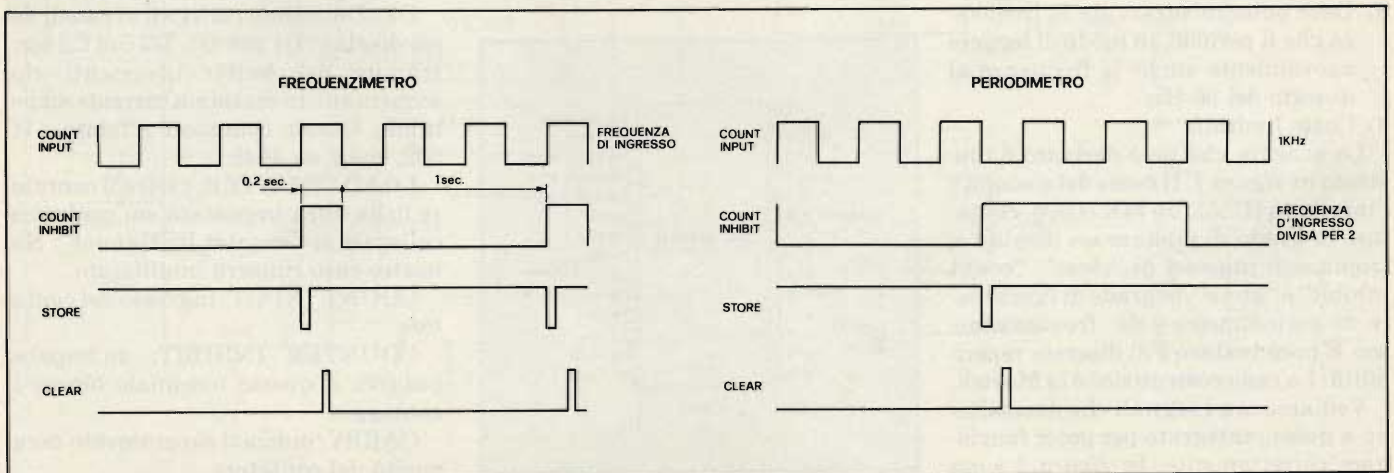


Fig. 4 - Schematizzazione dei segnali presenti su alcuni pin di IC 501.

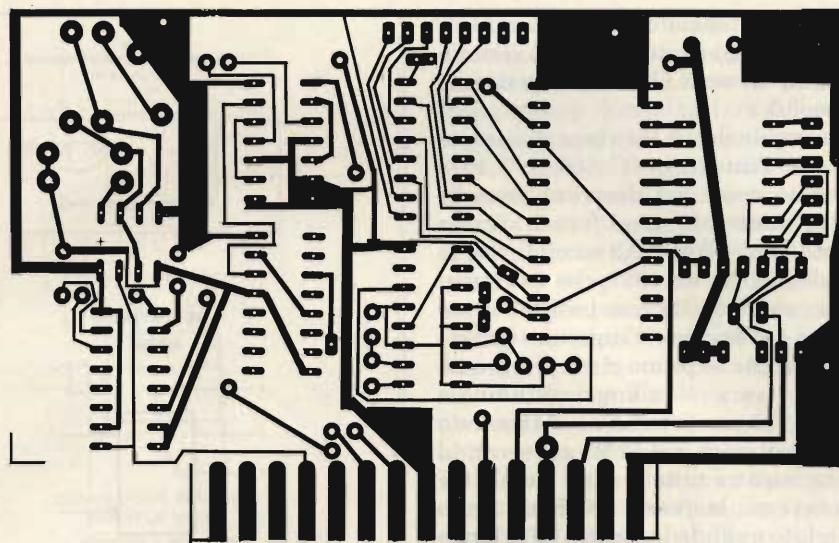


Fig. 5 - Circuito stampato in scala 1:1 del frequenzimetro.

per esempio, la frequenza d'ingresso ha periodo di 1 secondo, in questo tempo il contatore conterà 1.000 impulsi, e li farà apparire sul display tramite il solito comando di store. Si azzererà quindi il contatore tramite l'impulso di clear. Il numero memorizzato si dovrà leggere come "1.000 millisecondi" che corrisponde ad un secondo. Per risalire alla frequenza basterà fare l'inverso

del periodo, cioè $F = 1/1,000 = 1 \text{ Hz}$. Se si visualizza 5.000 millisecondi, il segnale d'ingresso avrà una frequenza pari a $1/5,000 = 0,2 \text{ Hz}$. Il tempo necessario alla misura del periodo è pari a 2 volte il periodo stesso, che per una frequenza di 0,2 Hz vale 10 secondi.

- 1) Un segnale con frequenza pari a quella d'ingresso e ampiezza compresa tra circa 0 e 12 V necessario

a pilotare correttamente l'ingresso "count input" di IC 501;

- 2) Un segnale a frequenza pari a $F_{in}/2$;
- 3) Un segnale a 1.000 Hz;
- 4) Un segnale con $T_{off} = 1$ secondo e $T_{on} = 0,2$ secondi;
- 5) Due impulsi in breve sequenza che non si sovrappongono per pilotare lo store e il clear.

Il primo punto è risolto da un semplice amplificatore a transistor (TR 501) preceduto da una rete RC che riduce i rischi di conteggi errati causati da impulsi spuri eventualmente presenti nel segnale d'ingresso.

La divisione per due di questa frequenza viene espletata da IC504, 1/2 4013, che è un flip flop D. Collegando D a \bar{Q} il segnale presente all'uscita Q è pari al segnale presente all'ingresso diviso per due.

Il segnale a 1.000 Hz costituisce la base-tempi, ed è responsabile della precisione di tutto il frequenzimetro. La soluzione migliore sarebbe quella di utilizzare un quarzo, per esempio da 1 MHz seguito da un divisore per 1 MHz seguito da un divisore per 1.000. Se si hanno elevate esigenze di precisione si può senz'altro realizzare questo tipo di base tempi, applicandola senza diffi-

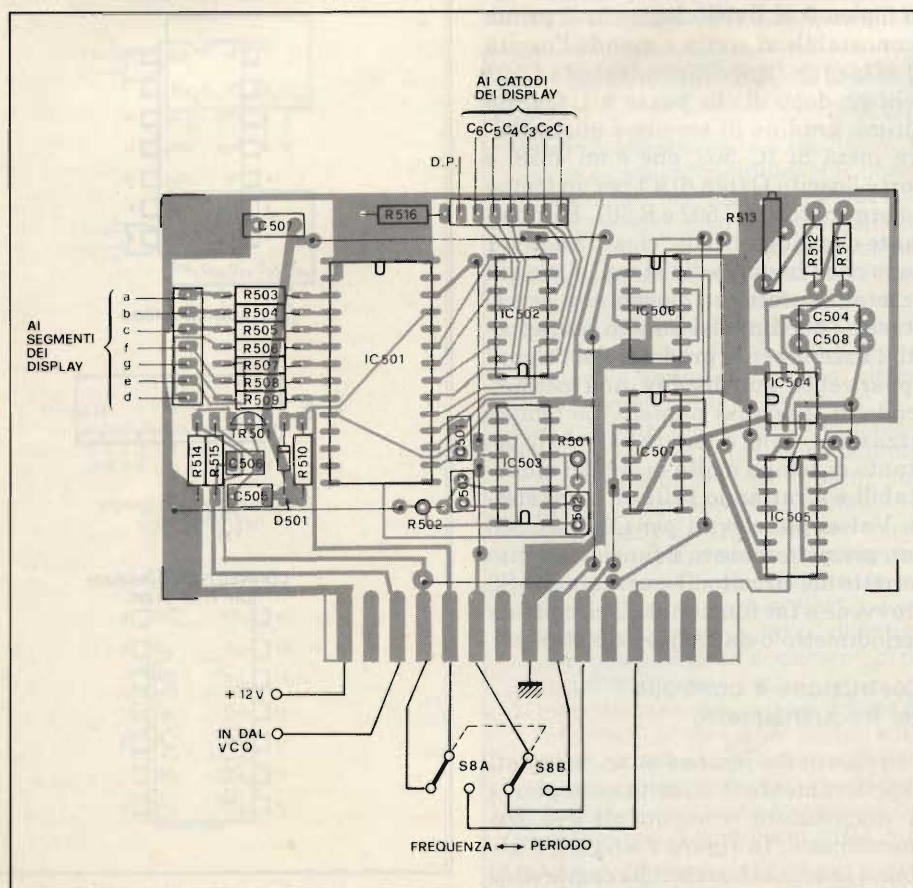


Fig. 6 - Disposizione dei vari componenti sul circuito stampato del frequenzimetro.

ELENCO COMPONENTI

Resistori

- R501 = 100 kΩ
- R502 = 100 kΩ
- DA R503
- A R509 = 270 Ω
- R510 = 100 kΩ
- R511 = 27 kΩ
- R512 = 220 Ω
- R514 = 20 kΩ - trimmer multigiri
- R515 = 100 kΩ

Condensatori

- C501 = 1.000 pF
- C502 = 470 pF
- C503 = 470 pF
- C504 = 22 kpF - polyester
- C505 = 100 pF
- C506 = 270 pF
- C507 = 22 kpF
- C508 = 100 kpF

Semiconduttori - Varie

- IC501 = MK 50398
- IC502 = 4049
- IC503 = 4528
- IC504 = μA 555
- IC505 = 4518
- IC506 = 4013
- IC507 = 4017
- TR501 = BC 237
- D 501 = 1N4148
- DS501 = FND 357
- DS502 = FND 357
- DS503 = FND 357
- DS504 = FND 357
- DS505 = FND 357
- DS506 = FND 357
- S8 = Deviatore 2 vie - 2 posizioni

coltà al frequenzimetro qui descritto. Si è preferito invece, per ragioni di economicità e di ingombro, utilizzare un oscillatore formato da noto integrato 555. La frequenza di oscillazione è determinata da R511, R512, R513 e C504. Quest'ultimo condensatore deve essere del tipo a basso coefficiente di temperatura (polyestere), mentre sono da scartare decisamente i ceramici. La precisione che si ottiene da tutto il sistema con un oscillatore di questo tipo è, nel nostro caso, sufficiente. Da prove effettuate ho notato che, al numero che si legge sul display si può credere ciecamente per quanto riguarda le prime tre cifre, è abbastanza attendibile la quarta mentre sulle altre due non si deve fare molto affidamento. Questo interessa naturalmente solo le misure di frequenza con sei cifre, cioè da 100 kHz in poi, mentre per frequenze a cinque cifre, il display ambiguo è solo l'ultimo. Con tre cifre o meno la precisione si ha su tutti i numeri. Questo corrisponde ad una precisione migliore dell'1% più che sufficiente per la maggior parte delle applicazioni del generatore di B.F.

Dal segnale a 1.000 Hz dobbiamo ora ricavare una forma d'onda con $Ton = 0,2$ secondi e $Toff = 1$ secondo. Per fare ciò si è prima diviso per 100 il segnale a

1.000 Hz, ottenendo 10 Hz tramite IC 505, (un 4518) contenente due sezioni collegate in serie che dividono ciascuna per 10.

Il segnale da 10 Hz viene diviso per due con l'integrato IC 506, 1/2 4013 collegato come già descritto precedentemente ottenendo una forma d'onda avente $Ton = Toff = 0,2$ secondi. Segue quindi IC 507, un 4017, che è un integrato con 10 uscite rese positive in sequenza dal segnale d'ingresso. Questo significa che al primo clock d'ingresso l'uscita 1 va a +12 V e vi resta fino a quando l'ingresso torna a 0. Al secondo impulso di clock a +12 V va la seconda uscita, mentre tutte le altre sono a 0 e così la terza, la quarta ecc. Resettando il circuito quando la sesta uscita tende ad andare a +12 V, mediante il collegamento tra il pin 5 e il pin di reset (15), il segnale presente su una delle prime cinque uscite avrà $Ton = 0,2$ secondi e $Toff = 0,2 \times 5 = 1$ secondo, come era nelle nostre intenzioni ottenere.

Gli impulsi che comandano prima lo "store" e poi il "clear", che devono avere una durata maggiore di due microsecondi, sono formati da due monostabili connessi in cascata (IC 503) il primo dei quali è pilotato dal segnale che arriva al count inhibit di IC 501.

Quando tale segnale passa dal livello logico 0 al livello logico 1, il primo monostabile si eccita e manda l'uscita Q a 0 per un tempo dipendente da C503 e R502, dopo di che passa a 1. Questo ultimo gradino di tensione pilota l'altra metà di IC 503, che è un 4528, e porta l'uscita Q (pin 6) a 1 per un tempo determinato di IC 502 e R 501. È importante che l'impulso di "clear" vada a 1 dopo che l'impulso di "store" si sia già azzerato; infatti, se questo non succedesse e i due impulsi fossero sovrapposti, l'azzeramento prodotto dal "clear" apparirebbe sul display non permettendo di leggere il numero. La temporizzazione viene ottenuta usando la costante di tempo molto breve dei monostabili e sfruttando i ritardi degli stessi. Valori più elevati per C502 e C503 non permetterebbero il funzionamento corretto del circuito. Il commutatore S8 provvede a far funzionare il circuito da periodimetro o da frequenzimetro.

Costruzione e controllo del frequenzimetro

In figura 5 e figura 6 sono disegnati rispettivamente il circuito stampato e la disposizione componenti del frequenzimetro. In figura 7 e figura 8 abbiamo invece la basetta che comprende i display, che andrà fissata al pannello anteriore del contenitore del generato-

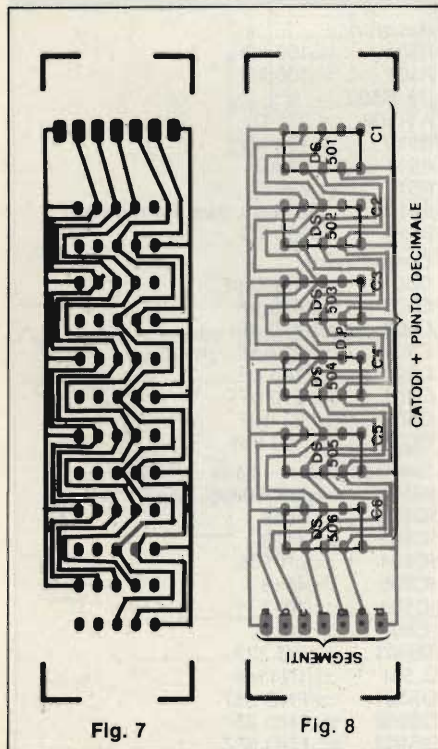


Fig. 7 - Circuito stampato della basetta dove verranno alloggiati i display.

Fig. 8 - Posizione dei display e collegamenti verso la basetta del frequenzimetro.

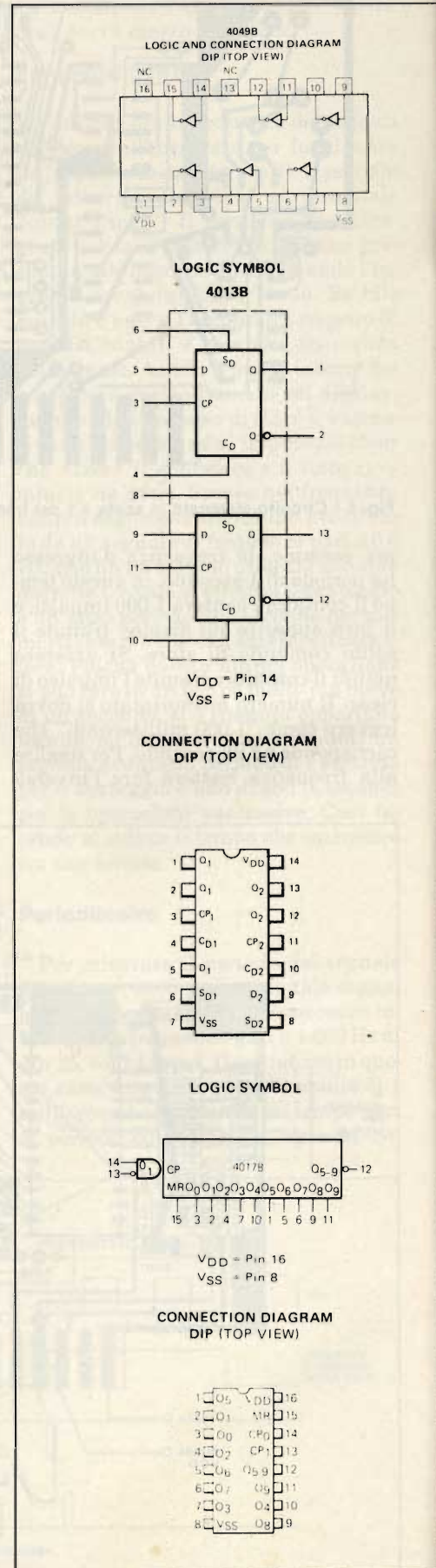
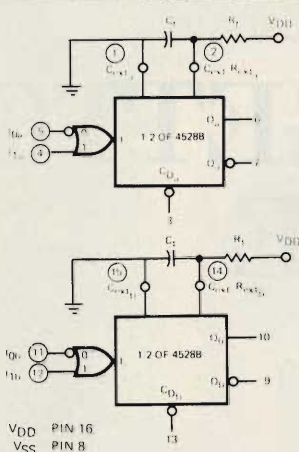
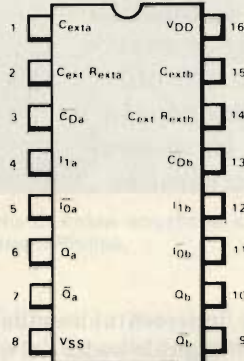


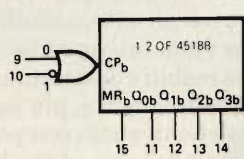
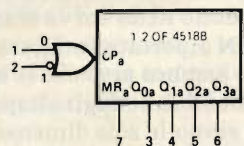
Fig. 9 - Disposizione dei terminali di alcuni integrati.



CONNECTION DIAGRAM
DIP (TOP VIEW)

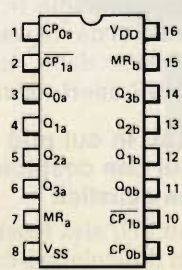


LOGIC SYMBOLS



VDD = Pin 16
VSS = Pin 8

CONNECTION DIAGRAM
DIP (TOP VIEW)



re B.F. Per la realizzazione di questi circuiti è bene utilizzare gli opportuni caratteri trasferibili. Essendo parecchi collegamenti ravvicinati tra di loro, occorrerà un po' più di precisione e pazienza che non per gli stampati tradizionali. Una volta realizzato si salderanno tutti i componenti passivi, i connettori, il transistor e gli zoccoli degli integrati. Supponendo che la restante parte del generatore di B.F. sia già costruita e funzionante si infilerà la scheda nel proprio zoccolo e si alimenterà il circuito. Il segnale d'ingresso, proveniente da V.C.O. (uscita onda quadra), lo dovremo ritrovare sul collettore di TR 501 ad un livello che va da circa 0 a circa 12 V. Ora inseriamo nel proprio zoccolo IC 504 e controlliamo che sul piedino 3 sia presente l'onda quadra. Collegando un frequenzimetro a tale uscita dovremo regolare R513 affinché il segnale presente abbia una frequenza pari a 1.000 Hz. Si innesti ora IC 505 e si controlli che ci sia un segnale di frequenza pari a 100 Hz sul pin 1 e 10 Hz sul pin 6. Occorre far presente che il "duty cycle" di tale segnale non è il 50%. Infilare nell'apposito zoccolo IC 506 e controllare che sul piedino 13 siano presenti 5 Hz, questa volta con "duty cycle" = 50%. Si inserisce IC 507 e, mediante un oscilloscopio o un periodometro collegato al pin 3, si controlli la

presenza di un segnale avente $T_{on} = 0,2 \text{ sec.}$ e $T_{off} = 1 \text{ sec.}$

Sul piedino 1 di IC 506 dovrà esserci un segnale di frequenza pari a $F_{in}/2$. Montiamo IC 503, e colleghiamo provvisoriamente ai capi di IC 502 e C503 due condensatori da 50 kF.

Mediante oscilloscopio si va poi a controllare che sul piedino 9 sia presente un segnale quasi totalmente positivo, con dei brevi impulsi a 0 V, mentre sul piedino 15 dovremo avere un secondo con andamento complementare rispetto al precedente.

Gli impulsi dovranno essere consecutivi: prima sul pin 9 e poi sul pin 6. Il commutatore S8 dovrà essere commutato nella posizione "frequenzimetro". A questo punto si toglieranno i condensatori da 50 kF, necessari a rendere più evidenti gli impulsi di clear e store altrimenti troppo brevi e difficilmente visualizzabili su un oscilloscopio. Si potranno collegare quindi i fili che vanno ai display e si inseriranno IC501 e IC 502. Alimentando il circuito sul display appariranno il periodo o la frequenza del segnale d'ingresso.

Concludiamo la descrizione del generatore di bassa frequenza che risulterà sicuramente utile nei laboratori di misura grazie alle particolari funzioni che è in grado di offrire.

IL BMC IF-800 COME TERMINALE HEWLETT PACKARD

È stato realizzato dalla Data Inform di Torino un monitor di comunicazione con un qualsiasi computer H.P. che consente di emulare con il BMC IF-800 un terminale H.P. della serie 2621.

Il BMC IF-800, distribuito in Italia dalla REBIT, divisione computer della GBC Italiana, è un personal prestigioso ben noto agli operatori del settore per le sue caratteristiche di elevata qualità (video grafico con 7 colori, 640 x 200 punti; doppio drive con 400 kb + 400 kb; stampante grafica integrata, uscita RS232, basic potenziato da istruzioni grafiche) e per una ricca serie di accessori (hard-disk con 5 Mb; digitizer; plotter; light-pen; interfaccia aggiuntive seriali e parallele; sistema operativo CP/M; tutti i linguaggi implementati sotto il CP/M).

Nell'applicazione annunciata dalla Data Inform, il BMC IF-800, oltre a conservare le caratteristiche di unità autonoma, è in grado di colloquiare con un sistema H.P. ed in particolare:

- svolge le funzioni di terminale;
 - memorizza sui suoi supporti magnetici ed elabora localmente le informazioni inviate dall'host-computer;
 - trasferisce all'host-computer le informazioni residenti sui suoi archivi.
- Questo prodotto apre al BMC nuovi campi di applicazione quali:
- visualizzazione su grafici, di lettura semplice ed immediata, dei risultati di procedure quali andamenti di produzione, statistiche di vendita, indicatori di servizio, etc. ...;
 - meccanizzazione di sedi aziendali periferiche che debbano attingere informazioni da archivi remoti e trasmettere al computer centrale i risultati di elaborazioni svolte localmente;
 - realizzazione di modelli decisionali.

È in fase di realizzazione l'estensione di questa applicazione del BMC ad altre famiglie di computer (IBM, Honeywell, Univac).

DATA INFORM srl Via Susa, 4 10138 TORINO

CRITERI DI PROGETTO PER LE CASSE ACUSTICHE

di Hartmut Oberhoff

Lo spettro delle frequenze riprodotte da un impianto Hi-Fi di qualità è compreso tra 20 e 20.000 Hz. Questa banda di frequenze deve essere riprodotta senza eccessive attenuazioni o esaltazioni. Quanto più lineare sarà la risposta in frequenza tanto più naturale e esente da "colorazioni" spurie risulterà il brano musicale riprodotto. In questo articolo vengono illustrati i criteri da seguire per autocostruirsi le casse acustiche.

Le componenti delle singole frequenze che costituiscono un segnale Hi-Fi posseggono, di regola, una potenza molto diversa tra loro. Tenendo presente questo dato di fatto, sono stati accuratamente esaminati in Laboratorio brani musicali di differente natura e da questo esame è stata ricavata una *curva caratteristica* che in un secondo momento è stata inserita nelle norme DIN 45573 (figura 1).

Questa differente ripartizione della potenza, a seconda delle varie frequen-

ze dello spettro audio, è molto importante al fine di una corretta progettazione di una cassa acustica. Questo stesso concetto si può esprimere quantitativamente nella seguente maniera: in un sistema di riproduzione audio, la potenza principale è fornita dall'altoparlante dei toni bassi (woofer), mentre l'altoparlante per i toni intermedi (squawker) si incarica di riprodurre dal 20 al 30% della potenza audio e l'altoparlante per i toni alti (tweeter) riproduce soltanto dal 3 al 10% di tutta la potenza audio trattata dal sistema. Na-

turalmente, le percentuali suddette valgono per un segnale audio nel quale la ripartizione della potenza delle varie frequenze abbia un andamento come quello riprodotto nella curva standard a norma DIN riportata in figura 1.

In pratica sembra però che le bobine mobili e le membrane degli altoparlanti dei bassi siano le sole dimensionate per sopportare tutta la potenza audio trattata mentre gli altoparlanti per i toni alti e per i toni intermedi sono muniti di bobine mobili e di membrane più piccole, e di conseguenza, più leggere. Così, in un sistema audio con potenza di 100 W troviamo vicino ad un altoparlante per i bassi da 100 W, un altoparlante per i toni alti che può sopportare una potenza d'uscita di 10 W, sempre naturalmente seguendo la ripartizione della potenza secondo le frequenze come riportato in figura 1.

Comunque, per una precisa ripartizione delle potenze audio in funzione della frequenza ci si dovrà sempre attenere all'andamento della curva della norma DIN 45573 riportata in figura 1.

I possibili errori in cui può incorrere colui che costituisce da sé la cassa acustica

Molti amanti dell'alta fedeltà solitamente ruotano il regolatore del tono in modo da portarlo dalla posizione normale (centrale), tutto ruotato in senso orario: più precisamente, il regolatore dei toni alti viene messo in condizioni

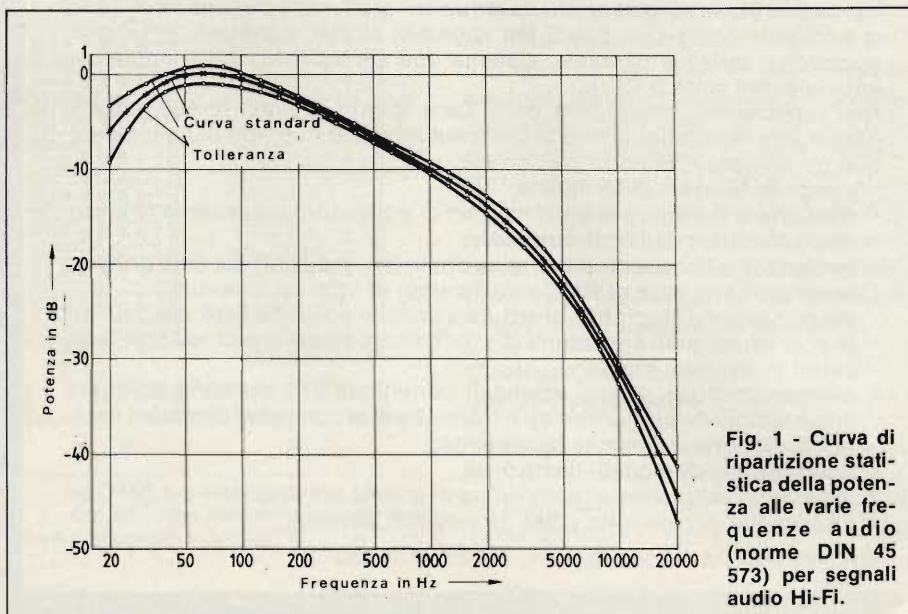


Fig. 1 - Curva di ripartizione statistica della potenza alle varie frequenze audio (norme DIN 45573) per segnali audio Hi-Fi.



Esempio di casse acustiche completamente chiuse, realizzate nel nostro laboratorio con altoparlanti Philips.

di effettuare la massima esaltazione dei toni alti, quello dei toni bassi viene ruotato tutto in senso orario in maniera da effettuare la massima esaltazione dei toni bassi. Per quanto detto nel paragrafo precedente, questa manovra tende ad alterare completamente la naturale ripartizione della potenza che si

ha in una riproduzione audio; in altre parole, questa operazione "sconvolge" completamente la curva standard di figura 1. Infatti, la manovra tendente ad esaltare i toni alti porta ad applicare agli altoparlanti dei toni alti (tweeter) e dei toni intermedi (squawker), una percentuale di potenza, riferita alle fre-

quenze in gioco, che non è affatto quella "naturale" indicata in figura 1. Volendo quantificare questa operazione errata possiamo dire che un'esaltazione pari a +3 dB dei toni alti vuol dire raddoppiare la potenza delle frequenze trattate. Se poi il regolatore di tono venisse ruotato al massimo, venisse cioè data un'esaltazione degli alti pari a +12 dB, la potenza assegnata così sconsideratamente a questo spettro di frequenze potrebbe assumere un livello



Fig. 3 - Per una combinazione bass-reflex da 120/180 W questo altoparlante per i toni bassi (woofer) avente un sistema di sospensione relativamente rigido, consente di ottenere ottime prestazioni.

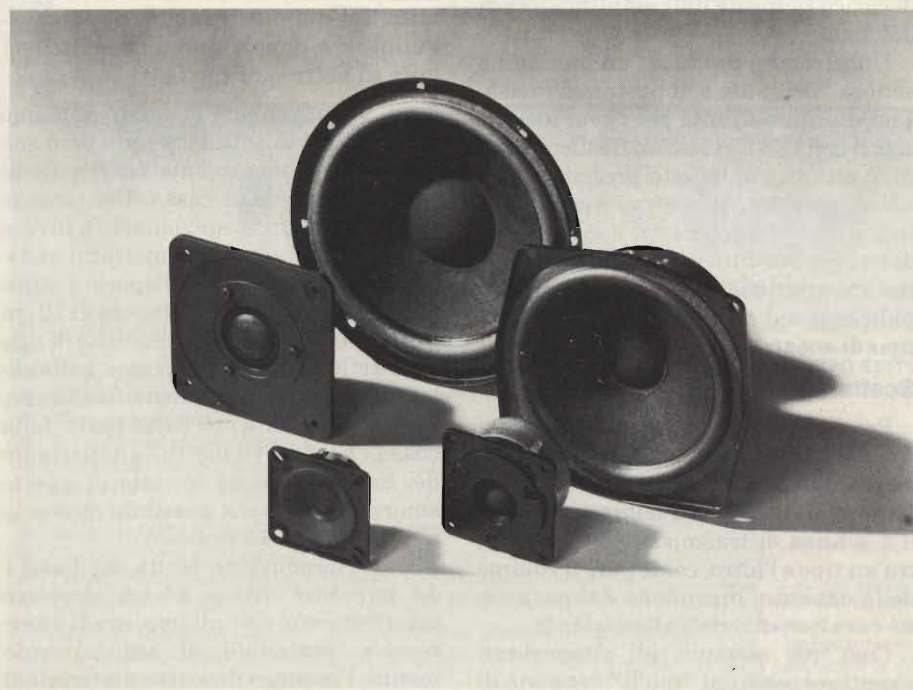


Fig. 2 - Nel campo dei toni alti, gli altoparlanti a calotta (dome tweeter al centro nella fotografia) consentono di ottenere un ottimo "effetto presenza".

dieci volte maggiore rispetto a quello che avrebbero queste stesse frequenze prodotte da un'orchestra o da qualsiasi complesso musicale.

Conseguenza: l'amatore che desidera avere un'esaltazione vivace, supponiamo delle frequenze elevate, dovrà ottenerle non con il sistema di regolazione suddetto ma piuttosto strutturando opportunamente la cassa acustica, impiegando, per esempio, altoparlanti di tipo piezoelettrico molto adatti, com'è noto, alla riproduzione dei toni alti.

Considerazioni di progetto

Prima di accingersi a costruire una cassa acustica occorrerà pertanto sapere in precedenza quali particolari effetti acustici si desidera ottenere e quale potenza si pensa che possa essere trattata dai singoli altoparlanti.

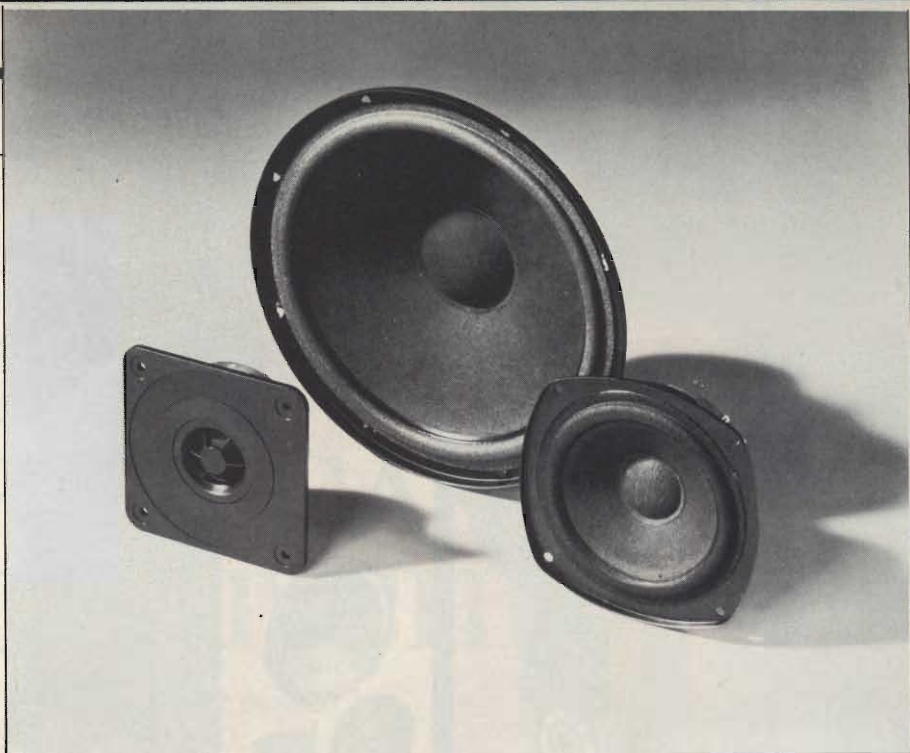
Un altro punto molto importante è rappresentato da una corretta scelta dei filtri di cross-over. Anche in questo caso, le indicazioni circa la loro potenza vanno riferite alla normale ripartizione della potenza nello spettro audio

come indicato in figura 1; così, per esempio, per il campo delle frequenze medie e alte, i loro avvolgimenti sono fatti con filo con diametro più piccolo di quello impiegato negli avvolgimenti dei filtri destinati alla selezione dello spettro delle frequenze basse. È per questo motivo che quando si effettua mediante i regolatori di tono o gli equalizzatori, una variazione verso le frequenze-limite del filtro, gli avvolgimenti del filtro tendono a riscaldarsi e in alcuni casi ad interrompersi. I condensatori presenti nei circuiti del filtro debbono possedere basse perdite e sopportare nello stesso tempo tensioni di picco. La frequenza di incrocio (cross-over) di un filtro deve cadere in un punto compreso tra mezza ottava fino ad un'ottava completa al di sopra della frequenza limite inferiore degli altoparlanti dei toni medi oppure alti (ottava=dimezzamento oppure raddoppio di una frequenza).

Di estrema importanza è anche la pendenza del fianco del filtro. Se si desidera infatti una separazione molto accurata tra una gamma e l'altra occorrerà che la pendenza del fianco del filtro risulti corrispondentemente più elevata. (12 dB/ottava oppure 18 dB/ottava). Ovviamente, questa netta separazione tra le varie gamme di frequenze operata dal filtro comporterà una maggiore complicazione e costo del medesimo. Il miglior compromesso



Fig. 4 - Esempio di cassa acustica bass-reflex da 120 W. La parete anteriore è trasparente e consente quindi un'osservazione dell'interno della cassetta. La cassa contiene un altoparlante per i toni bassi (woofer) CS 32 AW, un altoparlante per i toni intermedi DMS 15 AW e un altoparlante a nastro RHT 9.10.



Altoparlanti Philips per casse acustiche di media ed alta potenza (partendo da sinistra): AD01632T/8-tweeter; AD80671/W8 woofer; AD 50600/Sg8 - squawker: 8Ω impedenza.

lo dà un filtro con pendenza di 12 dB/ottava.

A quali esigenze debbono soddisfare gli altoparlanti?

La più importante riguarda la risposta in frequenza della banda riprodotta che deve essere più piatta e lineare possibile. Una curva di risposta che presenti ondulazioni lente è preferibile senz'altro a quella avente variazioni di livello brusche.

Collegando in serie (o in parallelo) più altoparlanti è possibile, scegliendo adatti valori di impedenza dell'altoparlante, riuscire ad avere il valore di impedenza corrispondente all'impedenza di carico richiesta dall'amplificatore di potenza.

Una tromba produce "un'immagine sonora" brillante e abbastanza incisa. Con un altoparlante per i toni alti del tipo a calotta (figura 2) si riesce ad ottenere un ottimo "effetto presenza". Da un altoparlante per i toni bassi (woofer) si può richiedere un suono molle, dolce, oppure duro e inciso. Queste ultime caratteristiche dipendono principalmente dal sistema magnetico e dal tipo di sospensione usato per il cono.

Scelta della cassa

Per riproduzioni Hi-Fi esistono vari tipi di cassette acustiche, e cioè cassette completamente chiuse, cassette bass-reflex ed infine quelle esponenziali e a linea di trasmissione. La scelta tra un tipo e l'altro, come pure il volume della cassetta, dipendono dai parametri caratteristici dell'altoparlante.

Così, per esempio, gli altoparlanti aventi sospensioni "molliti" vengono di preferenza inseriti nei tipi di cassette completamente chiuse. Le casse acustiche tipo bass-reflex richiedono altopar-

lanti con costruzione più rigida in modo da impedire in caso di forti variazioni di ampiezza, eventuali contraccolpi o flutter della membrana dovuti in parte ad un incorretto smorzamento effettuato dall'aria della cassa in corrispondenza delle frequenze basse.

Un fattore che di solito disturba l'audizione è costituito dalle risonanze della cassa, che possono insorgere a causa di pareti di legno troppo sottili, da componenti fissati male oppure da materiali impiegati non adatti.

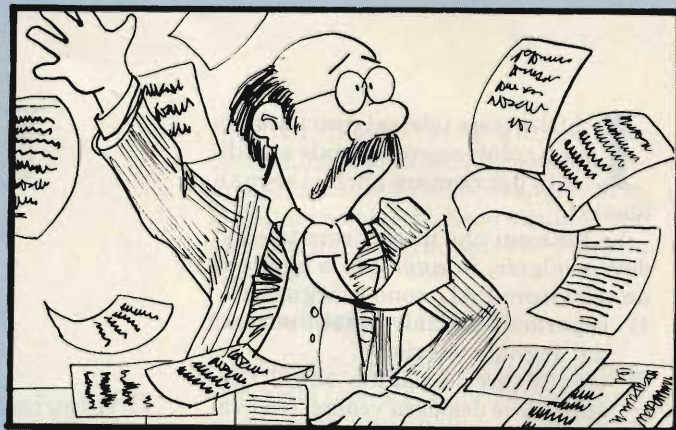
Il migliore rimedio in questi casi consiste nell'impiegare pannelli di legno molto spessi, per esempio da 22 mm, nel rivestire la superficie interna con bitume o con piastre sottili oppure nell'utilizzare doppie pareti riempite con lana di vetro o di roccia.

Gli accorgimenti ai quali abbiamo accennato più sopra servono però soltanto allo smorzamento dei fenomeni di risonanza della cassa. Per rendere inefficaci le onde stazionarie è invece necessario impiegare opportuno materiale di smorzamento e disporlo a strati fino a raggiungere lo spessore di 10 cm (figura 4). Nelle casse acustiche di tipo bass-reflex occorre smorzare soltanto le pareti ed eventualmente rinforzare questo smorzamento nella parte della cassa che si trova dietro l'altoparlante dei bassi. Il valore corretto di questo smorzamento sarà possibile ottenerlo mediante un test acustico.

Una riproduzione piatta dei bassi è da imputare invece ad un eccessivo smorzamento, cioè all'impiego di un eccessivo materiale di smorzamento mentre l'impiego di scarso materiale di smorzamento oppure una sua inesatta disposizione, tenderà a produrre toni bassi rintonanti. ■

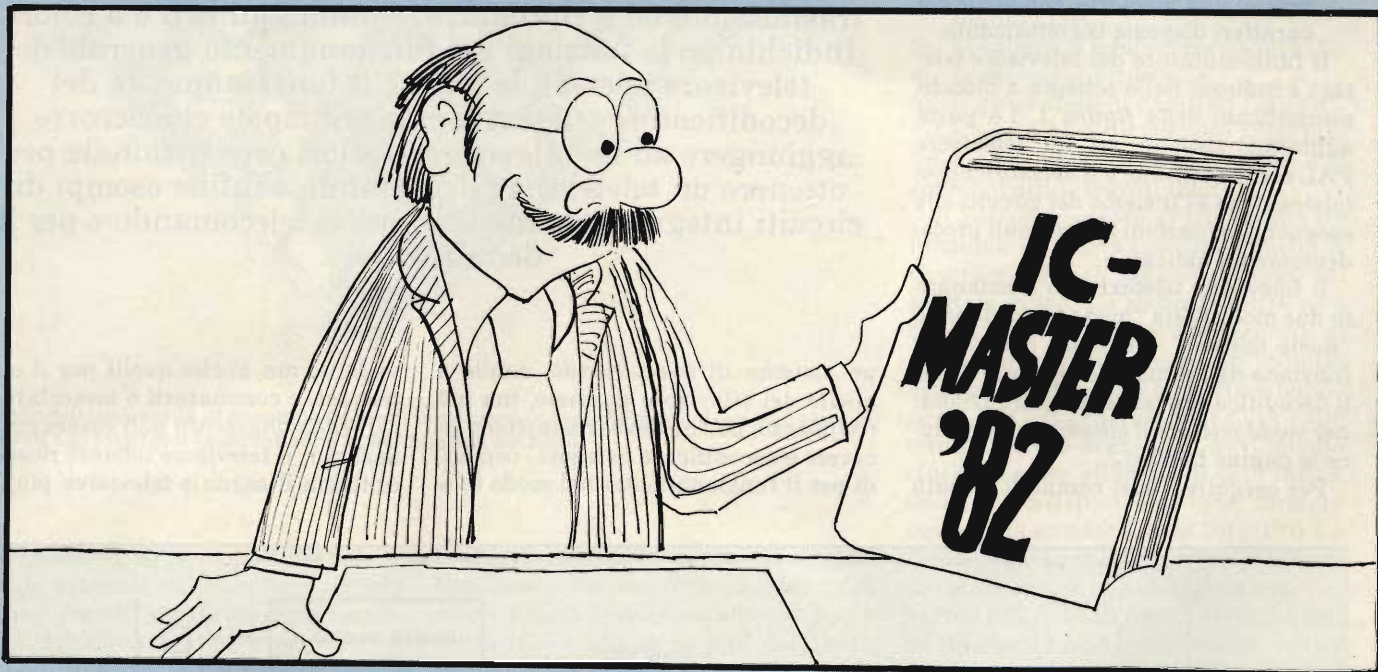
Dove posso trovare un amplificatore operativo quadruplo con tensione d'offset di 2mV? Quale sistema di sviluppo può supportare la CPU 8085? Chi produce una RAM dinamica di 16 K con tempo di accesso inferiore a 300 nA? Che note di applicazione esistono per i convertitori A/D veloci?

In che tipo di contenitore è presentato questo circuito integrato? ...



Ci si può rassegnare subito.....

..... cercare invano 25 ore al giorno



..... consultare semplicemente

IC-Master 1982

2 volumi - 11 sezioni - 3200 pagine - 6 aggiornamenti

- Circuiti digitali
- Circuiti di interfaccia
- Circuiti lineari
- Memorie
- Microprocessori
- Schede per microcomputer
- Schede di memoria e di supporto per microcomputer (nuova sezione)
- Circuiti integrati militari
- Circuiti integrati "custom"
- PROM (nuova sezione)
- Oltre 50.000 integrati

- Tutti i parametri più importanti
- Elenco delle equivalenze
- Note di applicazione
- 15.000 variazioni rispetto all'edizione 1981
- Introduzione in 5 lingue: inglese - tedesco - francese - spagnolo - giapponese
- 160 costruttori di circuiti integrati
- Indirizzi completi di produttori e distributori

Prezzo per entrambi i volumi (aggiornamenti compresi): L. 145.000 (IVA e spese di spedizione incluse). I volumi non possono essere inviati separatamente.

Tagliando d'ordine da inviare a:
GRUPPO EDITORIALE JACKSON s.r.l. - Via Rosellini, 12 - 20124 Milano

Inviatemi una copia (due volumi + aggiornamenti) dell'IC-Master 1982

Nome

Cognome

Via Cap.

Codice Fiscale (per aziende)

Allego assegno di L. 145.000
 Non si effettuano spedizioni contro assegno - I versamenti possono essere effettuati anche tramite vaglia postale o utilizzando il ccp n° 11666203 intestato a Gruppo Editoriale Jackson - Milano (in questi casi specificare la causale del versamento).



GRUPPO EDITORIALE JACKSON
 PUBBLICAZIONI TECNICHE PROFESSIONALI.

Il televisore Teletext

ing. Fabio Ghersel

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

Le funzioni che il televisore teletext deve svolgere, in aggiunta a quelle di un televisore PAL, sono le seguenti:

- 1) separare i segnali (i dati) teletext dal segnale televisivo;
- 2) identificare la pagina che il telespettatore desidera vedere, fra i vari dati teletext in arrivo;
- 3) immagazzinare la pagina desiderata in una memoria, con le file dei caratteri disposte correttamente.

Il funzionamento del televisore teletext è indicato nello schema a blocchi semplificato della figura 1. La parte aggiunta, rispetto ad un televisore PAL convenzionale, è il *decodificatore teletext*, che è l'insieme dei circuiti che eseguono le funzioni aggiuntive precedentemente indicate.

Il televisore teletext può funzionare in due modi, ossia "modo televisione" e "modo teletext". Nel *modo televisione* funziona da normale televisore PAL, e il decodificatore teletext non funziona; nel *modo teletext* il cinescopio riproduce le pagine teletext.

Per eseguire i vari comandi è usato

Il televisore teletext è adatto a ricevere i segnali teletext ed a riprodurre, a colori pagine di testo o grafici elementari sul cinescopio, oltre a ricevere le normali trasmissioni ed a riprodurre le immagini b/n e a colori. Indichiamo le funzioni e il funzionamento generale del televisore teletext, le parti e il funzionamento del decodificatore teletext (parte principale che occorre aggiungere ad un televisore a colori convenzionale per ottenere un teletext), i telecomandi, e infine esempi di circuiti integrati commerciali per il telecomando e per il decodificatore.

un sistema di *telecomando*, simile a quello del televisore normale, ma più complesso, poichè deve trasmettere, ricevere e decodificare non solo i comandi per il funzionamento nel modo tele-

visione, ma anche quelli per il modo teletext, e commutarli o mescolarli.

Il *funzionamento* può essere così riassunto: il televisore teletext riceve in antenna il segnale televisivo più i se-

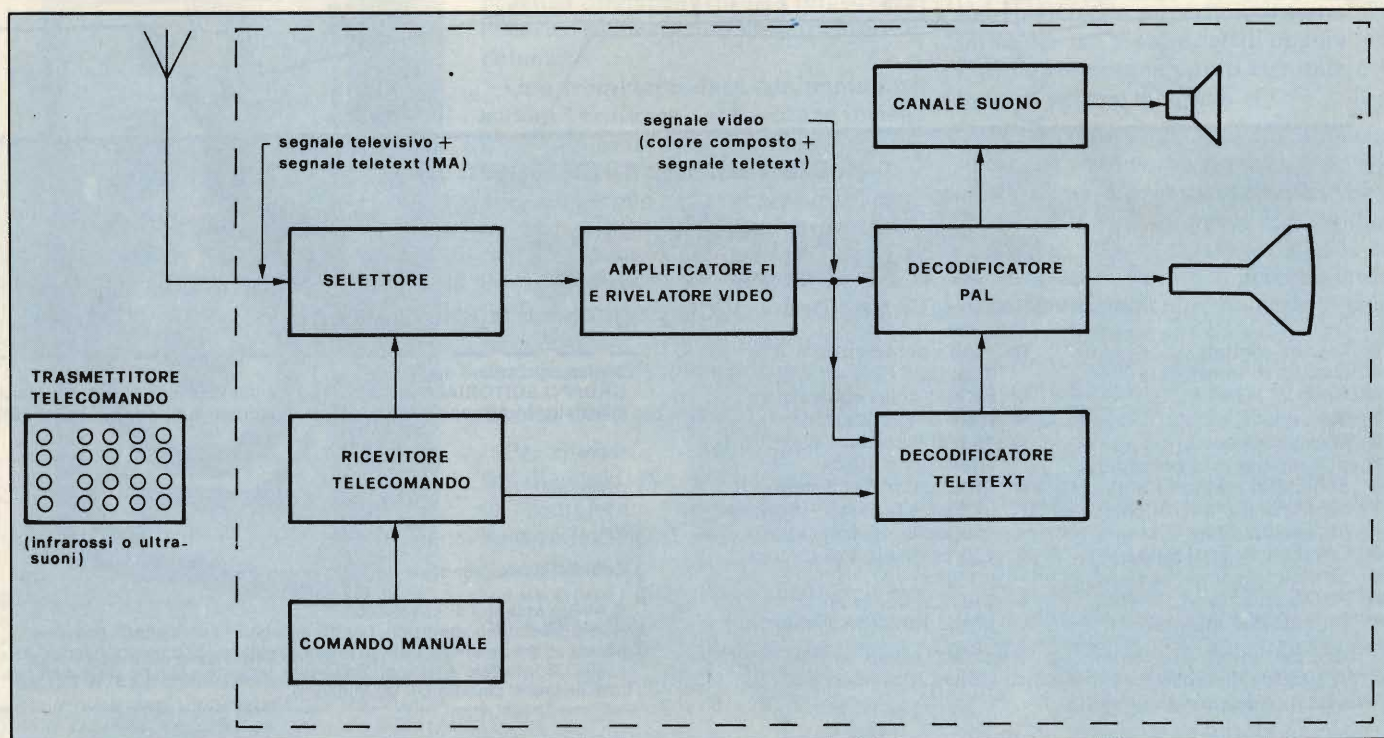
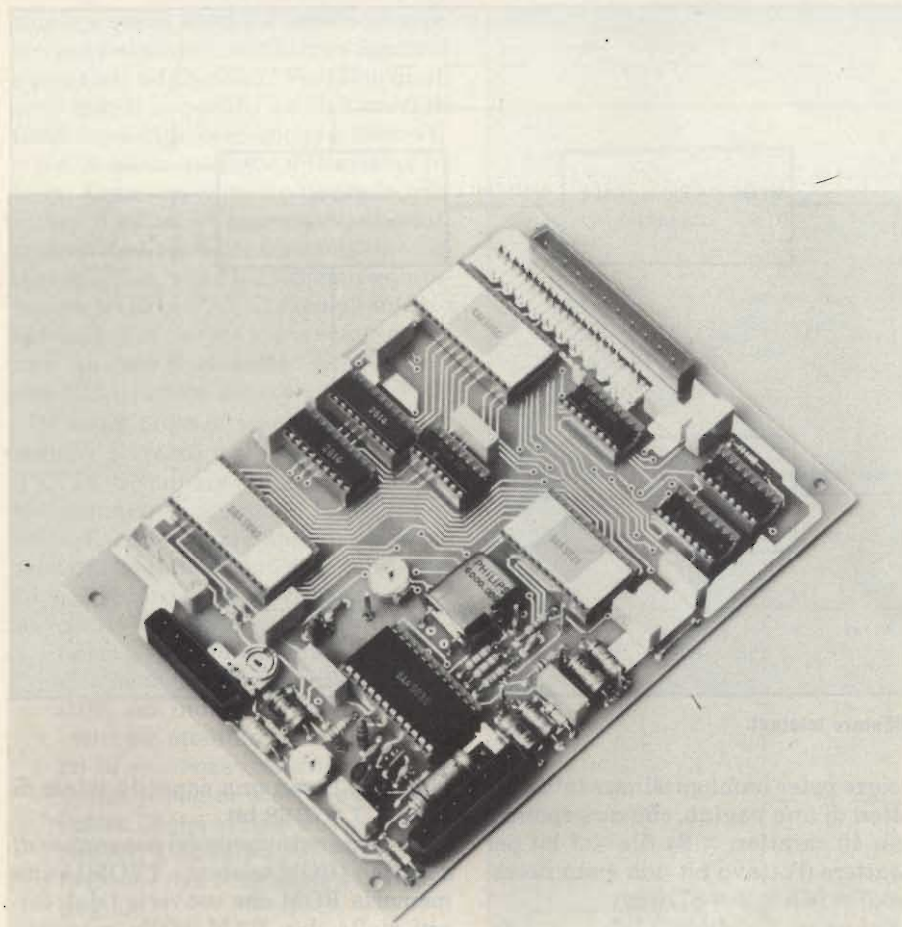


Fig. 1 - Schema a blocchi semplificato di televisore teletext.

VIDEOTEX



Prototipo di laboratorio di decodificatore per la ricezione delle informazioni teletext. I circuiti integrati LSI impiegati (quattro) sono quelli riportati nel testo.

gnali teletext. Il ricevitore del telecomando presente nel televisore riceve i segnali digitali codificati dal trasmettitore del telecomando, e provvede a presentarli al decodificatore teletext. Il decodificatore teletext riceve in ingresso il segnale video (colore composto + segnale teletext) rivelato dal rivelatore video e i segnali di comando del ricevitore del telecomando. La sua uscita fornisce i segnali (commutabili rispetto a quelli provenienti dal decodificatore PAL) per pilotare il cinescopio.

Quali sono in definitiva le novità principali del televisore teletext rispetto al televisore a colori convenzionale? Quali sono le limitazioni del televisore teletext come terminale domestico di un sistema di telematica?

Nel processo di trasmissione e ricezione delle informazioni dalle stazioni trasmettenti, il televisore teletext si differenzia dal televisore a colori convenzionale per due novità fondamentali. La prima novità sta nel modo in cui è trasmesso il segnale: per la prima volta l'informazione non viene trasmessa nella forma analogica tradizionale, ma

nella forma digitale usata nei calcolatori. La seconda novità sta nel fatto che viene offerta al telespettatore la possibilità della scelta immediata dell'informazione. Il telespettatore non deve più attendere che arrivi il tempo prestabilito per la trasmissione di notizie (ci riferiamo in particolare ad un telegiornale): egli può scegliere, fra vari argomenti continuamente aggiornati, la pagina di notizie che più gli interessa nel momento in cui è pronto a riceverla, e una volta scelta la pagina, può studiarla per il tempo che desidera (interrompendo un normale programma televisivo).

Un terminale di un calcolatore (o più in generale di un sistema di telematica) è quell'unità che è capace di lavorare attraverso una linea di comunicazione con un calcolatore lontano. In base a questa definizione, il televisore teletext è un terminale di calcolatore, che lavora con il calcolatore teletext della trasmittente lungo il canale di comunicazione televisivo. Esso può svolgere parecchie delle funzioni di un normale terminale, quali: acquisizione di dati, memorizzazione di dati, generazione di

caratteri. D'altro canto, gli manca la possibilità di dialogare col calcolatore, una funzione essenziale nei normali sistemi di calcolatori. Esso è quindi uno speciale tipo di terminale che può solo ricevere.

Il decodificatore teletext

Il decodificatore teletext è schematizzato nella figura 2. È formato dalle seguenti parti principali:

- 1) il videoprocessore (VIP);
- 2) la sezione elaborazione dati e comandi (TAC);
- 3) la catena di temporizzazione (TIC);
- 4) la memoria principale;
- 5) il generatore di caratteri (TROM).

La parte 1) è un circuito integrato lineare bipolare, le parti 2), 3), 4) e 5) sono circuiti integrati digitali.

Il videoprocessore (VIP) esegue tre funzioni. La prima funzione è quella di separare i dati (il segnale teletext) dal segnale video. La seconda funzione è quella di fornire un (primo) segnale di clock o di cadenza, ossia un impulso elettronico regolare che batte il tempo per il TAC. Il generatore di clock è sincronizzato dal segnale di avviamento clock presente all'inizio di ogni fila teletext e consiste di due byte, formato ognuno da una serie di bit 10101010. La frequenza di questo generatore di clock per stabilizzare la cadenza dei dati che vanno al TAC è di 6,9375 MHz. La terza funzione è quella di generare un (secondo) segnale di clock (a 6 MHz) per il TIC.

La sezione elaborazione dati e comandi (TAC) esegue due funzioni. La prima è quella di elaborare i dati teletext in modo che possano essere scritti nella memoria principale. La seconda funzione è quella di elaborare le informazioni che provengono dal ricevitore del telecomando e di usare queste informazioni per far eseguire i vari comandi.

La catena di temporizzazione (TIC) ha la funzione principale di utilizzare il segnale di clock a 6 MHz proveniente dal VIP, in vari divisori di frequenza, per ottenere tutti i segnali di temporizzazione necessari alla memoria principale e alla TROM.

La memoria principale è il centro del decodificatore teletext. Essa è interposta fra i circuiti che elaborano i dati e i circuiti (del TROM) che pilotano il cinescopio. Consiste di due memorie RAM

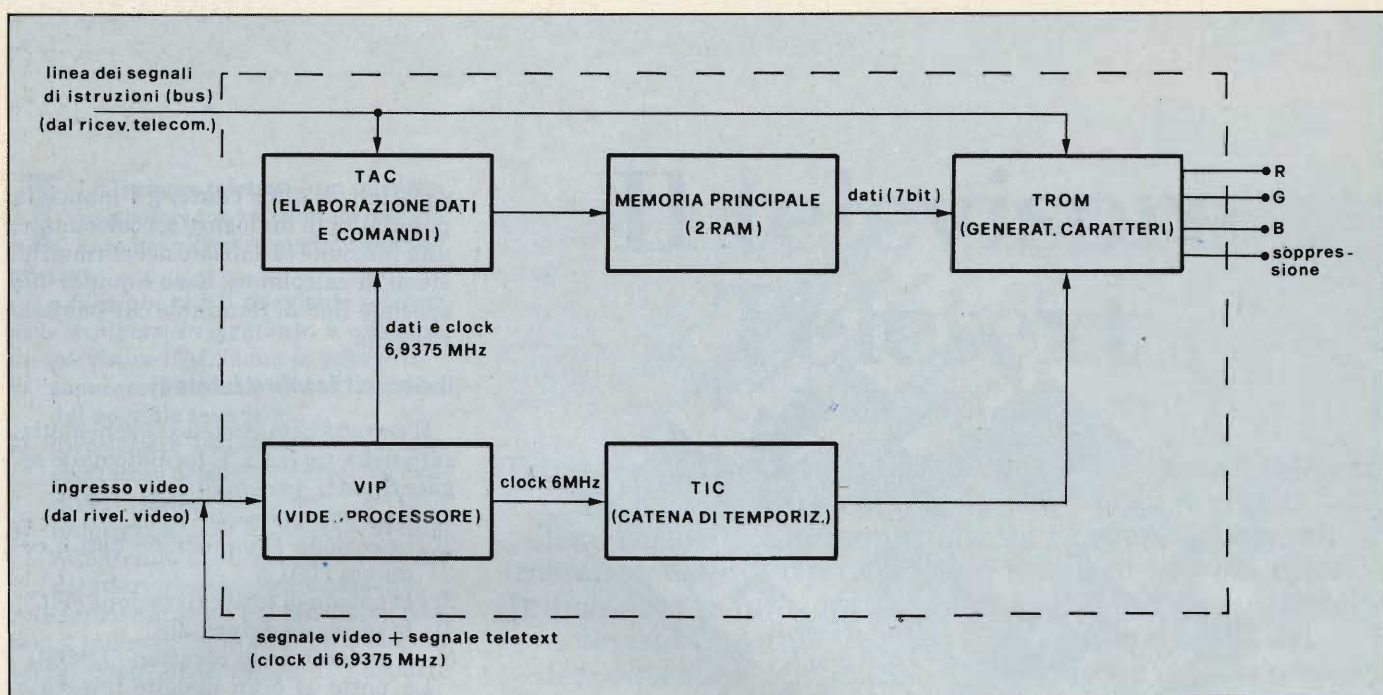


Fig. 2 - Schema a blocchi semplificato di decodificatore teletext.

statiche, ciascuna con una capacità di 1024 parole da 4 bit ($1\text{ k} \times 4$), cioè una capacità per memoria di 4096 bit. Le due memorie assieme hanno una capacità totale di $2 \times 4096 = 9192$ bit. In effetti, la capacità totale richiesta per il decodificatore teletext è di 6720 bit totali. Questo valore segue dal fatto che

occorre poter immagazzinare tutti i caratteri di una pagina, che corrispondono a 40 caratteri \times 24 file \times 7 bit per carattere (l'ottavo bit non è più necessario) = $960 \times 7 = 6720$ bit.

Nei primi tipi di decodificatore teletext, la memoria era costituita da sette RAM con una capacità singola di 1024

bit ($1\text{ k} \times 1$) con una capacità totale di $1024 \times 7 = 7168$ bit.

La parte principale del *generatore di caratteri* (ROM teletext o TROM) è una memoria ROM che converte i dati forniti dalle due RAM (della memoria principale) e che consistono di 7 bit per carattere, in un segnale che può generare la visualizzazione desiderata sul cinescopio. La memoria è fissa e non alterabile, e può essere considerata una tabella nella quale un certo carattere fornito dalle RAM produce il simbolo per la lettera A, un altro per la lettera B e così via. I generatori di caratteri sono facilmente disponibili poichè sono usati quali VDU nelle unità di visualizzazione nell'industria dei calcolatori.

Un solo generatore di caratteri ROM è sufficiente a fornire una riproduzione leggibile sul cinescopio. Occorrono però nel generatore di caratteri altri circuiti addizionali per migliorare la leggibilità (quale l'arrotondamento dei caratteri) o per permettere funzionamenti speciali (quali scelta di grafici, parole lampeggianti, sottotitoli, eccetera).

I segnali di uscita della TROM comprendono i segnali RGB e un segnale di soppressione (che serve, nel modo teletext, a sopprimere i segnali dell'immagine a colori).

I comandi

Per permettere al telespettatore di eseguire tutte le operazioni di scelta e di comando del televisore teletext, viene usato un sistema di *telecomando*. Il *trasmettitore* per telecomando teletext è

Significato delle sigle

CMOS = COS/MOS (Complementary-Simmetry/MOS): circuiti di transistori MOS a simmetria complementare.

EAROM (Electrically Alterable ROM): ROM riprogrammabile con cancellazione mediante segnali elettrici sulle singole celle.

ECL (Emitter-Coupled Logic): logica ad emettitori accoppiati.

EEROM (Electrically Erasable ROM): ROM riprogrammabile con cancellazione mediante segnali elettrici sull'intera memoria.

EPROM (Erasable Programmable ROM): ROM riprogrammabile con cancellazione mediante raggi ultravioletti.

LSI (Large Scale Integration): integrazione a grande scala.

PAL (Phase Alternation Line): sistema di TVC sviluppato in Germania occidentale.

MOS = MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor/FET): transistorore ad effetto di campo di tipo MOS.

MSI (Medium Scale Integration): integrazione a media scala.

NMOS (N channel MOS): transistorore MOS a canale N.

PROM (Programmable ROM): ROM programmabile (dall'utilizzatore).

RAM (Random-Access Memory): memoria a lettura e scrittura.

ROM (Read-Only Memory): memoria a sola lettura.

TAC (Teletext data Acquisition and Control): unità di elaborazione e controllo dati del decodificatore teletext.

Telematica (Tele-Informatica, Telecomunicazioni-Informatica).

TIC (Timing Chain): catena di temporizzazione del decodificatore teletext.

TROM (Teletext ROM): ROM del decodificatore teletext, o generatore di caratteri.

TTL (o T²L) (transistor-transistor logic): logica transistorore-transistorore.

VDU (Video Display Unit): il riproduttore o visualizzatore video (nel teletext e videotex, il cinescopio a colori).

VIP (Video Input Processor): videoprocessore del decodificatore teletext.

simile a quelli usati nei televisori a colori convenzionali, con alcune funzioni e comandi aggiuntivi. Vediamo quali sono questi comandi, nei due modi di funzionamento (televisione e teletext).

Nel *modo televisione* il televisore teletext funziona come un normale televisore a colori ed i comandi, ottenuti azionando i tasti del trasmettitore del telecomando, sono gli stessi di un normale televisore PAL. Il funzionamento nel modo televisione viene sempre ottenuto quando il televisore viene acceso con l'interruttore generale.

Il *modo teletext* viene ottenuto premendo il tasto teletext (abbreviato TEXT). Scompare allora l'immagine (ed il suono) e appaiono le pagine di testo. Esistono vari comandi nel modo teletext; ne indichiamo di seguito alcuni, con le loro caratteristiche.

a) *Scelta delle pagine.* Scelto il modo teletext (premuta il tasto TEXT) si ottiene automaticamente le pagine (100) dell'indice. La pagina scelta viene poi ottenuta premendo tre tasti in sequenza (centinaia, decine, unità): le pagine scorrono una dopo l'altra finché si riceve la pagina richiesta. La pagina viene mantenuta finché non si richiede una nuova pagina.

Alcune pagine contengono più informazioni di quelle riproducibili simultaneamente in una sola pagina sul cinescopio: esse sono allora suddivise in una serie di due o più sottopagine che vengono presentate in successione con un certo tempo di rotazione o possono essere fermate singolarmente.

Caratteri grandi. Nel modo teletext sono usati normalmente caratteri piccoli (maiuscoli e minuscoli). In certi casi può essere utile o necessario (per esempio se il telespettatore è lontano dal televisore) avere caratteri grandi (di altezza doppia). Questo si può ottenere con adatti tasti di comando per la richiesta di caratteri tutti grandi e per il ripristino a quelli piccoli. Quando si usano caratteri grandi la pagina viene divisa in due mezzepagine, e si può scegliere a caratteri grandi la prima o la seconda metà della pagina, o ambedue.

c) *Sovrapposizione.* Nel modo teletext normale l'immagine e le pagine teletext non compaiono simultaneamente. È però possibile anche ottenerle sovrapposte (simultaneamente) con un adatto comando di sovrapposizione o mescolazione (chiamato MIX) sulla tastiera del trasmettitore del telecomando.

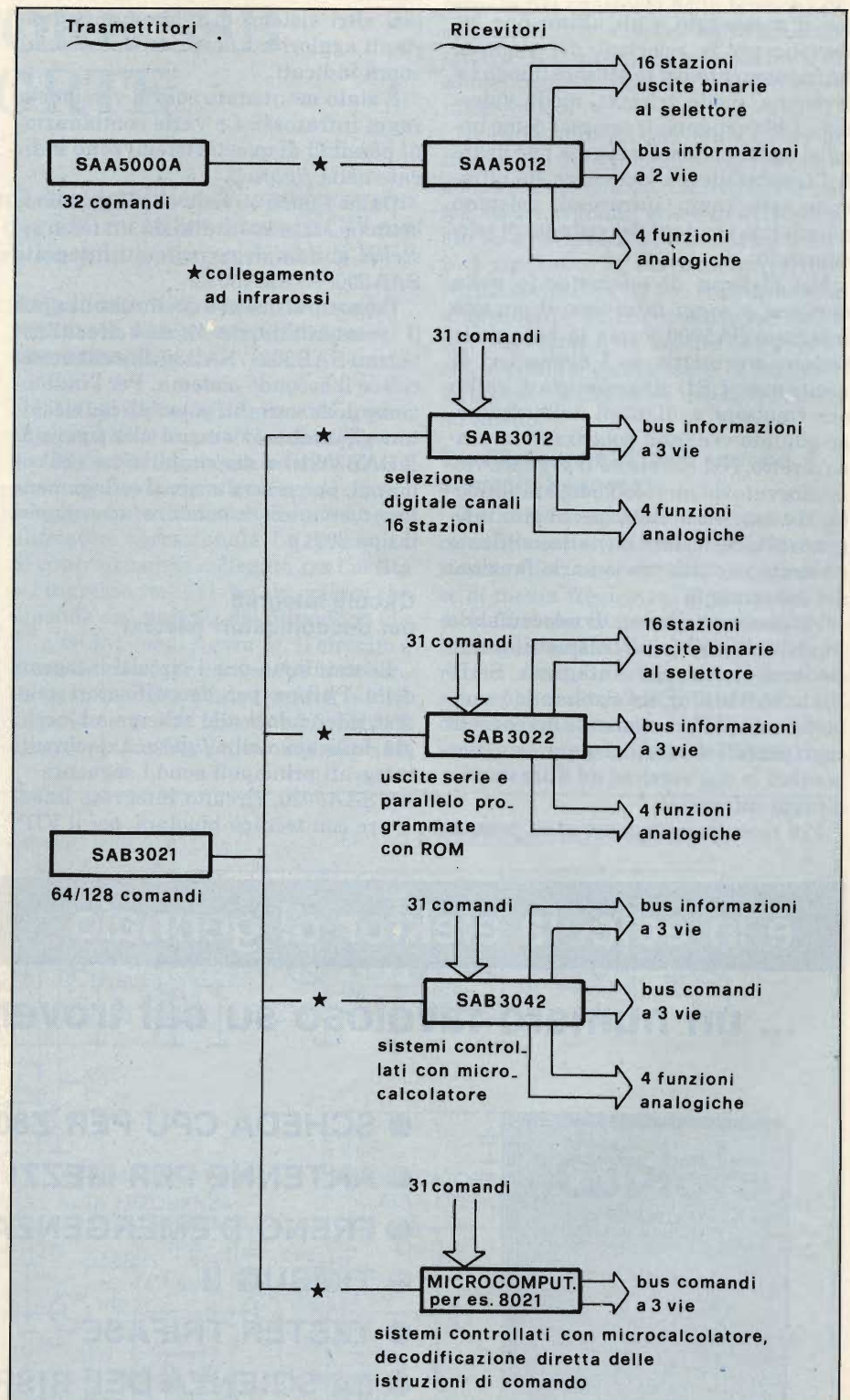


Fig. 3 - Possibili combinazioni dei sistemi di telecomando nei televisori teletext (e videotext) (Philips).

d) *Ritorno al modo televisione.* Un apposito comando fa ritornare il televisore teletext nel modo televisione.

Circuiti integrati per telecomandi

Passiamo ora a presentare dei dati pratici sui televisori teletext commerciali, riferendoci a soluzioni con circuiti

integrati e schemi della Philips.

Un primo sistema di telecomando è quello che usa per il trasmettitore/ricevitore i circuiti integrati digitali SAA5000/SAA5010.

È un sistema economico, senza quarzi e senza bobine. Sono disponibili 32 comandi, effettuati impiegando parole di 7 bit: i primi cinque bit sono utilizzati

per il messaggio e gli ultimi due bit servono per la selezione del modo di funzionamento del televisore (modo televisione, modo teletext, modo videotex). I bit vengono trasmessi come impulsi rettangolari. Il sistema può usare fra trasmettitore e ricevitore sia ultrasuoni sia raggi infrarossi: esistono quindi due versioni del sistema di telecomando.

Nel sistema di telecomando nella versione a raggi infrarossi il circuito integrato SA5000 forma la base della sezione trasmettitore. I dispositivi di uscita sono LED all'arseniuro di gallio che emettono radiazioni nell'infrarosso quando vengano polarizzati in senso diretto. Nel ricevitore il segnale viene ricevuto da un fotodiode, amplificato, rivelato ed inviato al circuito integrato SAA5010 dove viene decodificato ed usato per attivare le varie funzioni dei telecomandi.

Un secondo sistema di telecomando è quello che usa per il trasmettitore/ricevitore i circuiti integrati SAB3011/SAB3012. È un sistema più completo nel quale i comandi disponibili sono portati a 64. Anche qui sono disponibili le due versioni ad ultrasuoni e a raggi infrarossi.

Più recentemente sono stati presen-

tati altri sistemi di telecomando, varianti aggiornate dei primi due sistemi sopra indicati.

È stato mantenuto solo la versione a raggi infrarossi. Le varie combinazioni possibili di questi sistemi sono indicate nella figura 3.

Dalla figura si vede che il primo sistema è stato sostituito da un terzo sistema che impiega i circuiti integrati SAA5000A/SAA5012.

Il quarto sistema è quello che usa per il trasmettitore/ricevitore i circuiti integrati SAB3021/SAB3042, e che costituisce il secondo sistema. Per l'indicazione delle varianti possibili nel ricevitore rimandiamo ancora alla figura 3. Il SAB3021 ha disponibili 64 o 128 comandi: può essere usato il collegamento con un microcalcolatore (ad esempio il tipo 8021).

Circuiti integrati per decodificatori teletext

Esaminiamo ora i circuiti integrati della Philips per decodificatori teletext, riferendoci allo schema a blocchi già indicato nella figura 2. I circuiti integrati principali sono i seguenti:

- 1) SAA5030, circuito integrato lineare con tecnica bipolare, per il VIP;

- 2) SAA5040, circuito integrato digitale con tecnica NMOS, per il TAC;
- 3) SAA5020, circuito integrato digitale con tecnica NMOS, per il TIC;
- 4) SAA5050, memoria ROM, circuito integrato digitale con tecnica NMOS, per il generatore di caratteri TROM;
- 5) due memorie RAM statiche standard con una capacità singola di $1\text{ k} \times 4$, del tipo 2114 per la memoria principale.

Questi circuiti integrati sono stati preparati per i televisori teletext in Inghilterra. Sono state però anche rese disponibili varianti di questi circuiti integrati per i vari mercati esterni all'Inghilterra. Ad esempio il TAC è disponibile in sei versioni (fra queste: SAA5041 per l'Europa continentale e SAA5043 per l'Australia), il TIC è disponibile anche nelle versioni SAA5025A e SAA5025B per gli Stati Uniti (standard M a 525 righe).

La TROM è disponibile in varie versioni (fra queste: SAA5051 per la Germania, SAA5052 per la Svezia e SAA5053 per l'Italia).

L'SAA5050 genera i caratteri alfanumerici e grafici dell'alfabeto inglese, l'SAA5053 genera quelli dell'alfabeto italiano. ■

è in edicola elektor di gennaio

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



- SCHEDA CPU PER Z80-A
- ANTENNE PER MEZZI MOBILI
- FRENO D'EMERGENZA PER ALIMENTATORE
- TIMBUG II
- TESTER TRIFASE
- LA SCIENZA DEL RISPARMIO ENERGETICO
- SINTETIZZATORE POLIFONICO
- SENSORE INDUTTIVO

P.S. - La rivista **Elektor** da gennaio 1983 sarà edita dal GRUPPO EDITORIALE JACKSON. Per rinnovare gli abbonamenti a tale rivista è sufficiente versare l'importo di L. 24.500 sul c.c.p. n° 11666203 intestato a: Gruppo Editoriale Jackson - Via Rosellini, 12 - 20124 Milano.

TRASMETTITORE SSB PER ONDE CORTE

di Holger Eckardt

Il circuito descritto dimostra come sia semplice trasmettere con potenze ridottissime nella banda degli 80 metri, non solo in CW ma anche in telefonia: il trasmettitore ha una potenza di soli 2 W!

Il progetto descritto potrà essere impiegato anche come "eccitatore" per apparecchi ad onde corte di frequenze maggiori (banda dei 2 m). Questo trasmettitore può essere realizzato da tutti coloro che ancora non si sono cimentati con l'autocostruzione di apparecchi SSB vuoti per il timore delle complicazioni connesse a questa tecnica, vuoi per l'alto prezzo dei componenti speciali.

Si tratta di un trasmettitore a banda laterale unica con larghezza di banda massima di 500 kHz su una frequenza qualsiasi tra 2 e 25 MHz. La particolare versione descritta in questo articolo è tarata per la banda amatoriale degli 80 metri.

Amplificatore di bassa frequenza realizzato con un amplificatore operazionale

Il funzionamento del circuito appare chiaro dallo schema a blocchi di figura 2. Occorrerà aggiungere solo alcuni particolari: l'amplificatore di bassa frequenza è realizzato mediante un amplificatore operazionale. La resistenza di controreazione collegata tra l'uscita e l'ingresso del 741 ha un valore che dipende dal segnale del microfono (da 27 a 68 kΩ - vedi figura 1). Il circuito è dimensionato per consentire una banda pasante nella quale i punti a -3 dB si trovano a 300 Hz ed a 3,3 kHz. Il disaccoppiamento delle componenti al-

ternate nei confronti della tensione di alimentazione avviene grazie ad un circuito R-C che si trova nella linea di alimentazione in c.c. dell'amplificatore microfonico.

Il BFO impiega, per stabilizzare la frequenza, un economico filtro ceramico invece del quarzo. La frequenza potrà essere regolata entro limiti piuttosto ristretti mediante T1. Il trasformatore aperiodico T2 serve da convertitore di simmetria e da trasformatore d'impedenza. I due condensatori da 15 pF, che vanno a massa dal lato primario, servono a compensare la capacità di giunzione dei diodi del modulatore ad anello.

Tre filtri ceramici nella sezione di media frequenza

La particolarità più interessante del circuito consiste nell'impiego di tre economici filtri ceramici nell'amplificatore di media frequenza, al posto dei costosi filtri meccanici od a quarzo sinora impiegati a tale scopo. Questi filtri ceramici sono destinati principalmente alle applicazioni AM, ma si riesce ad ottenere una banda sufficientemente stretta ed una pendenza dei fianchi ab-

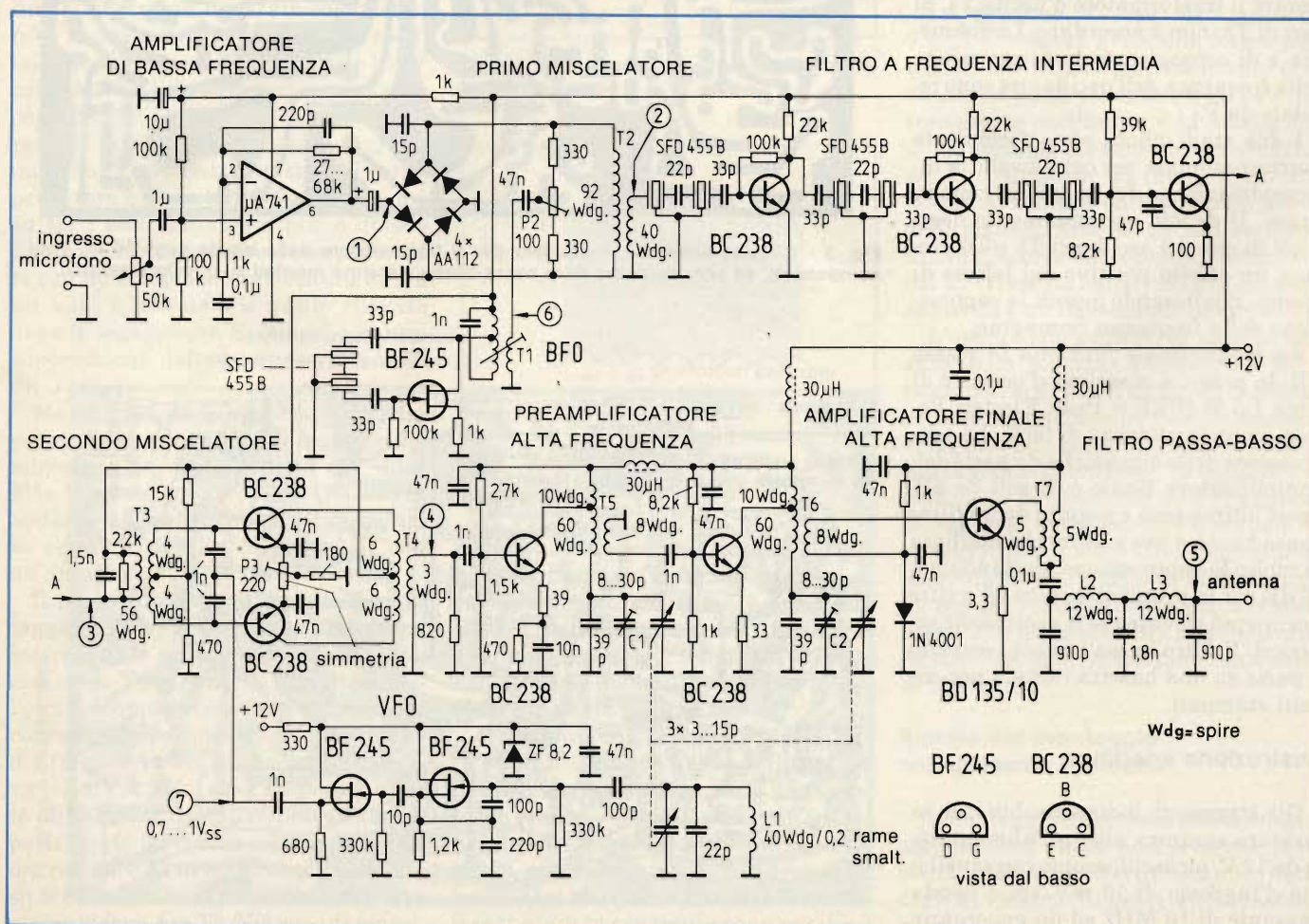


Fig. 1 - Schema completo del trasmettitore SSB. La potenza d'uscita può variare da 1,5 a 2 W a seconda della tolleranza dei componenti.

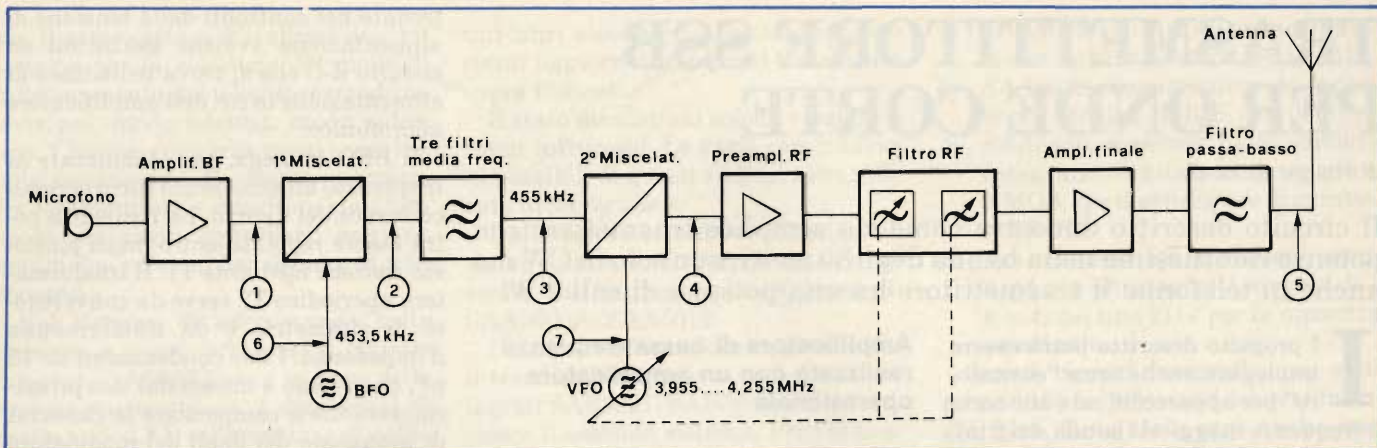


Fig. 2 - Schema a blocchi di un tipico trasmettitore SSB sintonizzabile nella banda amatoriale degli 80 m.

bastanza ripida ricorrendo ad un accoppiamento piuttosto lasco. Lo scopo è ottenuto mediante i condensatori da 22 pF e da 33 pF. I transistori disposti tra i filtri servono soprattutto a compensare l'elevata attenuazione introdotta dai filtri.

Il miscelatore simmetrico del trasmettitore lavora in controfase, classe AB. Il trasformatore d'ingresso T3 è accordato alla frequenza intermedia, mentre il trasformatore d'uscita T4, al pari di T2, non è accordato. La simmetria e di conseguenza la soppressione della frequenza dell'oscillatore sono regolate da P3.

I due stadi pilota sono fortemente controeazionati, per cui il livello di intermodulazione del segnale rimane basso. Il debole accoppiamento degli stadi ai circuiti oscillanti T5 e T6 produce un effetto positivo sul fattore di merito, migliorando quindi la soppressione della frequenza immagine.

Lo stadio finale funziona in classe AB: la potenza massima d'uscita è di circa 1,5 W (PEP = Peak Electric Power) su un'impedenza di 50 Ω. La soppressione delle armoniche da parte dell'amplificatore finale è di soli 23 dB, quest'ultimo però è seguito da un filtro passa-basso a due sezioni che migliora di molto la soppressione, portandola a 46 dB per la prima armonica ed a cifre ancora più elevate per le armoniche superiori. Il filtro passa-basso è costruito a parte su una basetta ramata per circuiti stampati.

Costruzione e taratura

Gli strumenti indispensabili per la taratura saranno, oltre all'alimentatore da 12 V, un oscilloscopio con sensibilità d'ingresso di 10 mV/cm e banda passante di 10 MHz ed un generatore audio capace di erogare una tensione d'uscita sinusoidale a 1000 Hz. Il fatto-

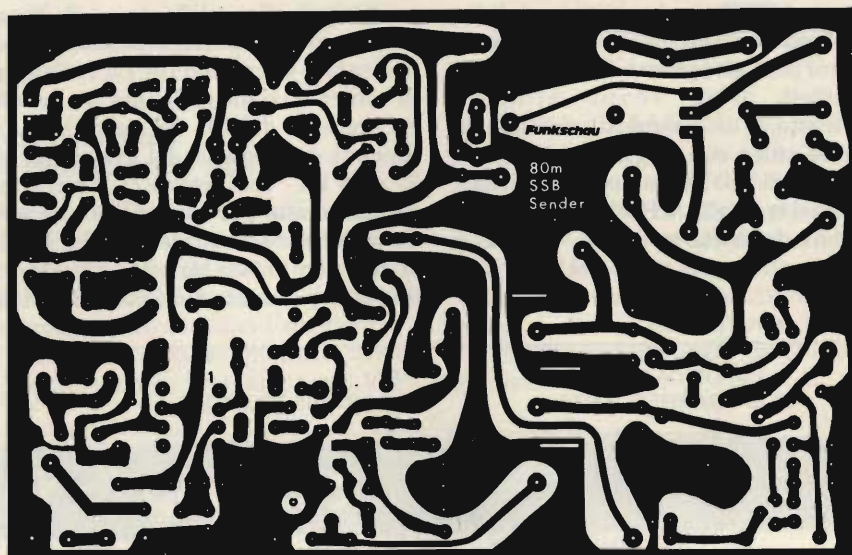


Fig. 3 - Circuito stampato collaudato per il trasmettitore nella banda degli 80 m. Tutti i componenti, ad eccezione del filtro passa-basso, saranno montati su questo stampato.

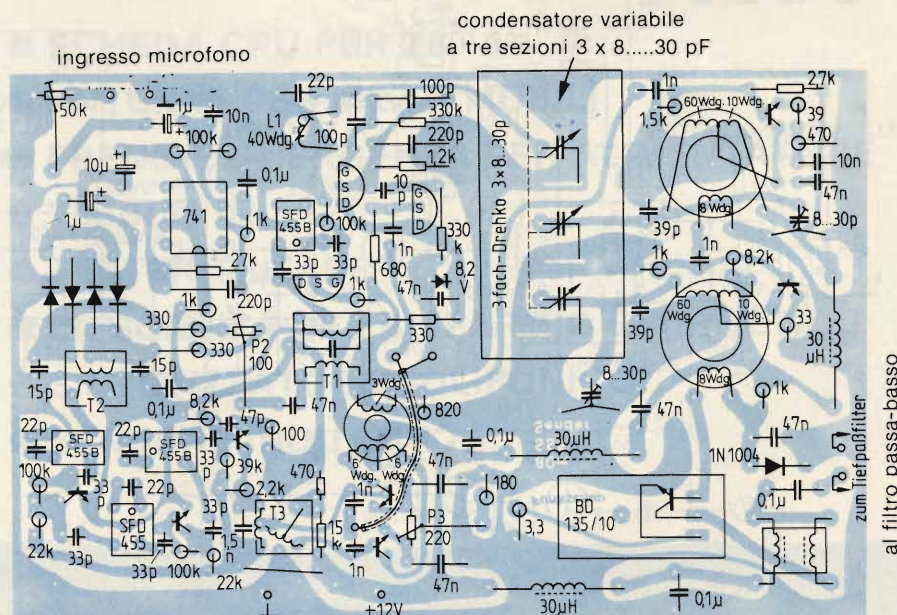


Fig. 4 - Montaggio dei componenti sul circuito stampato. Una volta montati tutti i componenti occorrerà saldare dei lamierini di schermatura lungo le linee colorate a tratto più pesante.

re di distorsione non deve superare il 10%. Non sarebbe male avere a disposizione un frequenzimetro digitale per la precisa messa a punto del VFO, ma sarà anche sufficiente un ricevitore SSB per la banda degli 80 metri.

La figura 3 mostra la serigrafia delle piste del circuito stampato e la figura 4 la disposizione dei componenti. Sarebbe bene costruire e collaudare il trasmettitore uno stadio dopo l'altro.

Il primo circuito da montare è l'amplificatore di bassa frequenza. Si potrà immediatamente controllare il suo funzionamento con l'oscilloscopio, dopo aver collegata l'alimentazione (MP1). La seconda sezione da montare è il BFO; sul secondario di T1 si dovrà trovare una tensione alternata sinusoidale di circa 1 V picco-picco. La frequenza di oscillazione potrà essere variata avvitando o svitando il nucleo di T1.

Si passa poi al modulatore ad anello, che comprende anche T2. Dopo aver collegata l'alimentazione, si porterà in posizione zero il potenziometro d'ingresso P1 e si renderà simmetrico il modulatore ad anello con P2, in modo da portare ad un valore minimo la tensione al secondario di T2 (MP2). Alla fine si dovranno misurare solo alcuni mV; in caso contrario occorrerà sostituire uno dei due condensatori da 15 pF collegati al primario con un piccolo condensatore variabile (compensatore). La taratura deve essere eseguita muovendo alternativamente il compensatore e P2 fintanto che la tensione su MP2 non diminuisca più: a questo punto si potrà sostituire il compensatore con un condensatore fisso che abbia un valore prossimo a quello rilevato dopo la regolazione. Si otterrà così una soppressione della portante pari a 60 dB o più.

Messa a punto la soppressione della portante, si collegherà all'ingresso del microfono un segnale di 10 mV ad 1 kHz. Girando ora verso l'alto P1, dovrà apparire al punto di misura 2 un segnale uguale a quello di figura 5, con un'ampiezza di circa 50 mV.

Il passo successivo riguarda il montaggio dell'amplificatore a frequenza intermedia e del secondo miscelatore, compreso T4 (figura 6). Il puntale dell'oscilloscopio dovrà essere collegato al collettore dell'ultimo transistor di media frequenza (MP3). Il segnale di prova (10 mV, 1 kHz) sarà ancora collegato all'ingresso del microfono e P1 sarà posizionato a mezza corsa. Bisogna ora regolare T1 in modo che la tensione su MP3 assuma un valore massimo e lo stesso si farà con T3. Nel caso di massima modulazione la tensione su questo punto dovrebbe avere un valore di pic-

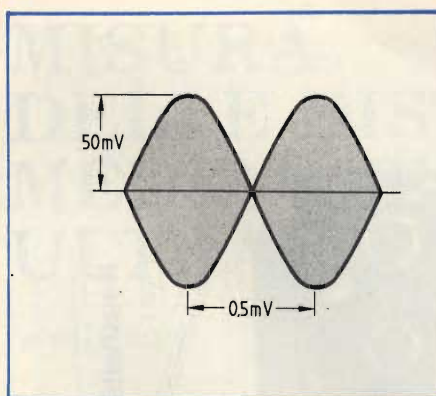


Fig. 5 - Oscillogramma della tensione presente al punto di misura MP2, con segnale audio d'ingresso di 10 mV/1 kHz.

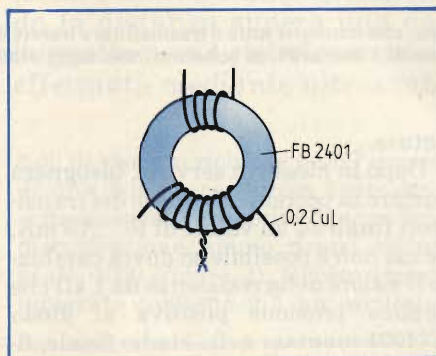


Fig. 6 - Disposizione, degli avvolgimenti del trasformatore T4.

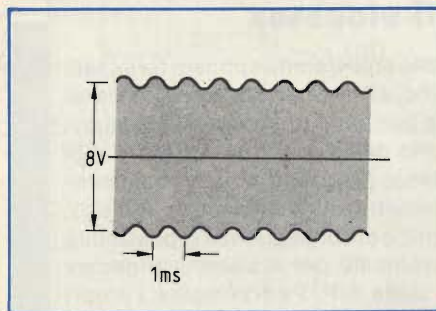


Fig. 7 - Oscillogramma della tensione su MP4, all'ingresso è sempre presente il segnale da 10 mV/1 kHz.

co pari ad 8 V e variare rispetto al tempo come mostrato in figura 7. La leggera ondulazione, che si potrà osservare sull'oscillogramma ad una bassa frequenza dell'asse dei tempi, dà un'idea dell'efficacia della soppressione della banda laterale residua.

Il corretto funzionamento in SSB sarà garantito già con un rapporto di 1:10 (20 dB) tra l'ampiezza della tensione sovrapposta e quella totale, ma in generale la situazione sarà ancora migliore, specialmente alle frequenze più basse. Ora bisognerà staccare di nuovo il segnale di bassa frequenza e regolare nuovamente la soppressione della portante.

Attenzione al VFO!

Vediamo ora come costruire il VFO. I due condensatori collegati al FET (100 e 200 pF) devono avere il dielettrico di polistirolo, mentre il condensatore collegato in parallelo al variabile è di tipo ceramico. La bobina L1 è avvolta su un tubetto inseribile a scatto, che deve essere montato per primo sulla basetta stampata. In seguito si salda uno dei terminali della bobina ad una pista di massa, si avvolgono le 40 spire e si salda l'altro capo al circuito stampato. Si montano ora gli altri componenti del BFO ed alla fine si fissa il condensatore variabile.

Le piastrine di saldatura del condensatore variabile devono essere asportate con un tronchesino per poi effettuare i collegamenti direttamente mediante spezzoni di filo ai punti di attacco delle piastre dello statore. I fili e le linguette di massa del condensatore variabile andranno saldati ai fori ed alle fessure praticati allo scopo sul circuito stampato proprio sotto il componente. Si regolerà poi il nucleo della bobina in modo che la frequenza del VFO possa variare da 3945 a 4265 kHz.

La tensione V_{pp} su MP7 sarà di 0,7...1 V e dovrà avere una forma perfettamente sinusoidale. Se questo non accade, si potrà collegare, tra il gate del transistor oscillatore e la massa, un diodo al silicio nel verso della conduzione. Un ponticello di filo o di cavetto schermato andrà saldato, dalla parte delle piste di rame del circuito stampato, tra il source del secondo transistor del VFO (stadio buffer) ed i due condensatori da 1 nF del secondo miscelatore.

L'operazione successiva sarà la misura della tensione presente su MP4 (secondario di T4). Il gate del transistor del BFO va cortocircuitato a massa e si regola P3 in modo da portare al minimo la suddetta tensione. Si toglie ora il ponticello di cortocircuito e si applica all'ingresso del microfono il segnale di prova (10 mV, 1 kHz). L'oscillogramma rassomiglierà a quello di MP2 (figura 6), ma ora l'intervallo tra due avvallamenti dell'onda sarà di 1 μ s ed il periodo dell'oscillazione fondamentale sarà di 250 ns.

Il resto del montaggio non presenta difficoltà

Il montaggio degli stadi pilota e degli amplificatori finali non presenta problemi; sullo schema si troveranno i dati degli avvolgimenti dei relativi trasformatori.

I trasformatori T6 e T5 sono provvisti di nuclei di ferrite per aumentarne il

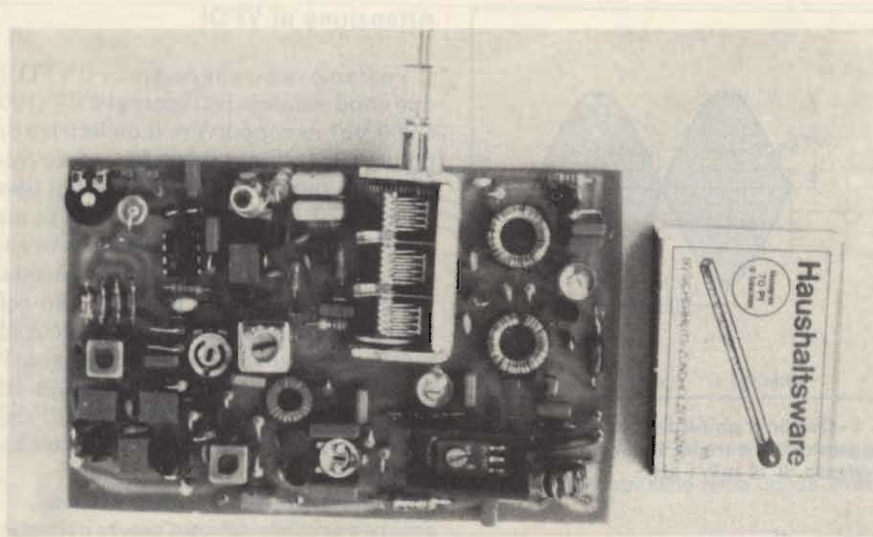


Fig. 8 - Il circuito stampato completamente montato, che contiene tutto il trasmettitore tranne il filtro passa-basso. Per meglio vedere i componenti i lamierini di schermo non sono stati montati.

fattore di merito. Grazie all'elevata permeabilità, gli avvolgimenti su questi nuclei dovranno avere solo poche spire: per T7 occorreranno due spezzoni di filo smaltato lunghi circa 15 cm (diametro 0,6 mm), con i quali si formerà una spirale avvolgendoli 5 volte sul nucleo di ferrite (attenzione: non scambiare i terminali al momento della sal-

datura.

Dopo la messa in servizio, bisognerà portare la corrente di riposo dei transistori finali su un valore di 10.....15 mA. Se ciò non è possibile, si dovrà cambiare il valore della resistenza da 1 k Ω che applica tensione positiva al diodo 1N4001 montato nello stadio finale, fino ad ottenere il risultato desiderato.

A questo punto occorrerà collegare nuovamente il segnale audio di prova all'ingresso e posizionare a mezza corsa il condensatore variabile; si dovrà inoltre collegare una resistenza da 50 Ω al filtro passa-basso. I due compensatori C1 e C2 andranno regolati fino ad ottenere il valore massimo del segnale d'uscita sul punto MP5. La regolazione del condensatore variabile permetterà una variazione massima del 20% della tensione d'uscita. Il pilotaggio al 100% con il segnale di prova produrrà una tensione picco-picco di 25.....30 V ai capi della resistenza antiinduttiva da 50 Ω : la tensione deve essere rigorosamente sinusoidale. Il trasmettitore è ora pronto a funzionare.

La figura 8 mostra una basetta montata dalla quale sono stati tolti i lamierini di schermatura allo scopo di poter meglio vedere l'interno.

Consigli per la messa in servizio

Il montaggio in un mobiletto potrà produrre un lieve slittamento della taratura, che sarà però facilmente compensabile. I componenti più importanti sono elencati nella tabella, dove appaiono anche i dati delle bobine.

Le proposte Siemens per il videotex

Sinora l'accesso agli elaboratori era possibile solo tramite appositi terminali, mentre ora ciò è consentito ad ogni cittadino, attraverso la rete telefonica ed il proprio televisore, utilizzando il sistema pubblico di Videotex ed i nuovi prodotti software Siemens di "collegamento dell'elaboratore esterno" e di "sistema in house". Il sistema Videotex tedesco (Bildschirmtext), attualmente in fase di avanzata sperimentazione, permette, oltre al normale impiego, anche il collegamento di "elaboratori esterni" e di conseguenza la possibilità di creare una rete di elaboratori. Lo stesso vale per il sistema Videotex italiano (Videotel), che viene ora avviato dalla SIP. Per collegare i propri elaboratori alla centrale del servizio pubblico Videotex, la Siemens ha realizzato dei particolari prodotti software. Gli utenti Videotex possono così accedere direttamente tramite i propri terminali - che normalmente sono apparecchi televisivi dotati di un dispositivo ausiliario - ad ogni applicazione presente su un elaboratore Siemens collegato al Videotex; ad esempio possono accedere alle banche dati dell'elaboratore esterno. In tal modo le banche dati già esistenti possono entrare a far parte del sistema Videotex. Oltre al collegamento con l'elaboratore esterno, la Siemens ha sviluppato il collegamento al sistema "in house" per il cosiddetto "esercizio videotex interno". Se l'utente utilizza il proprio elaboratore centrale anche con questo software, egli ha a disposizione non solo le funzioni del servizio pubblico di Videotex, ma può anche servirsi della tecnica Videotex per la trasmissione dei dati nell'ambito della propria organizzazione. L'utente è così in grado di collegare il proprio sistema di elaborazione dati a terminali Videotex installati nell'azienda, attraverso apparecchi telefonici interni, in grado di dialogare tra di loro a basso costo. Il software realizzato dalla Siemens permette anche il collegamento di elaboratori esterni attraverso il protocollo X25, compatibile con il servizio Videotel attualmente in fase di sperimentazione in Italia.

Tabella 1: componenti più importanti

Tutti i condensatori di valore inferiore a 10 nF devono avere il dielettrico ceramico.
 Tutte le resistenze sono da 0,25 W
 Condensatore variabile: 3 x 15 pF
 Filtri di media frequenza: tipo SFD455B
 T1: bobina di filtro AM da 10 mm, nucleo giallo
 T2: Neosid No. 005173, filo di rame smaltato diametro 0,2
 T3: Neosid No. 005155, filo di rame smaltato diametro 0,2.
 T4: Amidon No. FB2401, filo di rame smaltato diametro 0,2
 T7: Amidon No. FB2401, filo di rame smaltato diametro 0,6
 T5, T6: Amidon T50-2, filo di rame smaltato diametro 0,2
 L1: rocchetto con fissaggio a scatto, diametro 5 mm, nucleo rosso, 40 spire, filo di rame smaltato diametro 0,2.
 L2, L3: Amidon T50-2, 12 spire, filo di rame smaltato diametro 0,6.
 Choke alta frequenza: 30 μ H, 0,3 A.
 I numeri di spire delle bobine sono tutti riportati in figura 1.

Il trasmettitore ad ultrasuoni emette brevi treni d'impulsi, che vengono riflessi dall'oggetto e ritornano, dopo un certo tempo, al ricevitore, che si trova molto vicino al trasmettitore. Il tempo impiegato dai segnali per l'andata ed il ritorno e la conoscenza della velocità di propagazione del suono nell'aria permetteranno di calcolare la distanza con la seguente formula:

$$s = v \cdot t/2$$

(t = tempo, v = velocità di propagazione del suono).

La velocità di propagazione del suono varia leggermente con il variare della temperatura dell'aria (tabella). Per questo motivo, la precisione è limitata, e può prevedere un errore massimo del 5%.

Oscillatore senza bobine realizzato mediante circuito integrato

Per la produzione degli ultrasuoni deve essere previsto un oscillatore. A motivo della buona stabilità di frequenza e della sicurezza d'innesco dell'oscillazione, nel prototipo è stato impiegato un oscillatore Hartley; questo

MISURA DELLE DISTANZE MEDIANTE ULTRASUONI

di Edgar Stöhr

In molte occasioni è utile poter misurare, senza contatto fisico, la distanza tra due punti oppure la distanza di un oggetto dal punto di osservazione. Se gli oggetti sono buoni conduttori dell'elettricità, ciò può essere facilmente effettuato impiegando sensori di prossimità, bobine e simili. Questi metodi non sono però più validi quando la distanza supera una dozzina di centimetri oppure quando l'oggetto non è elettricamente conduttore. In questi casi la misura effettuata mediante ultrasuoni rappresenta la soluzione migliore

tipo di circuito richiede però l'impiego di una bobina con presa centrale; di conseguenza, per motivi di semplicità di costruzione, siamo ricorsi all'integrato 4060 (figura 1). Questo circuito integrato contiene già un oscillatore

(dovranno quindi essere montati all'esterno solo i componenti che determinano la frequenza, cioè il circuito R-C) ed il successivo divisore di frequenza.

La frequenza dell'oscillatore è di 68,6 kHz (alla temperatura di +1°C) ed ap-

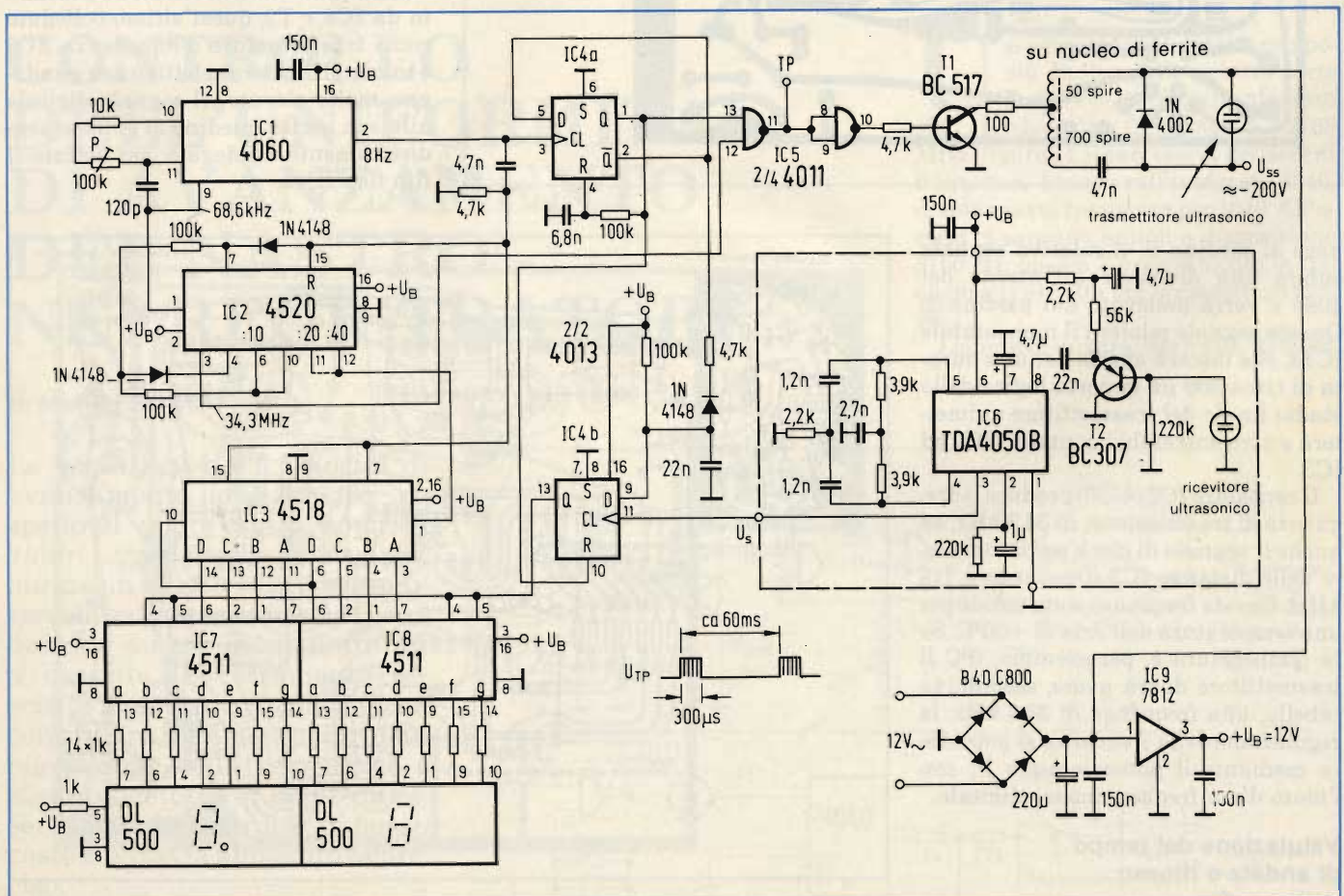


Fig. 1 - Schema di un misuratore di distanze senza contatto fisico, che impiega ultrasuoni. Viene misurato il tempo impiegato dal suono per percorrere avanti ed indietro la distanza che separa l'apparecchio dall'oggetto ed il risultato viene visualizzato con l'aiuto di un contatore. La precisione è di 10 cm.

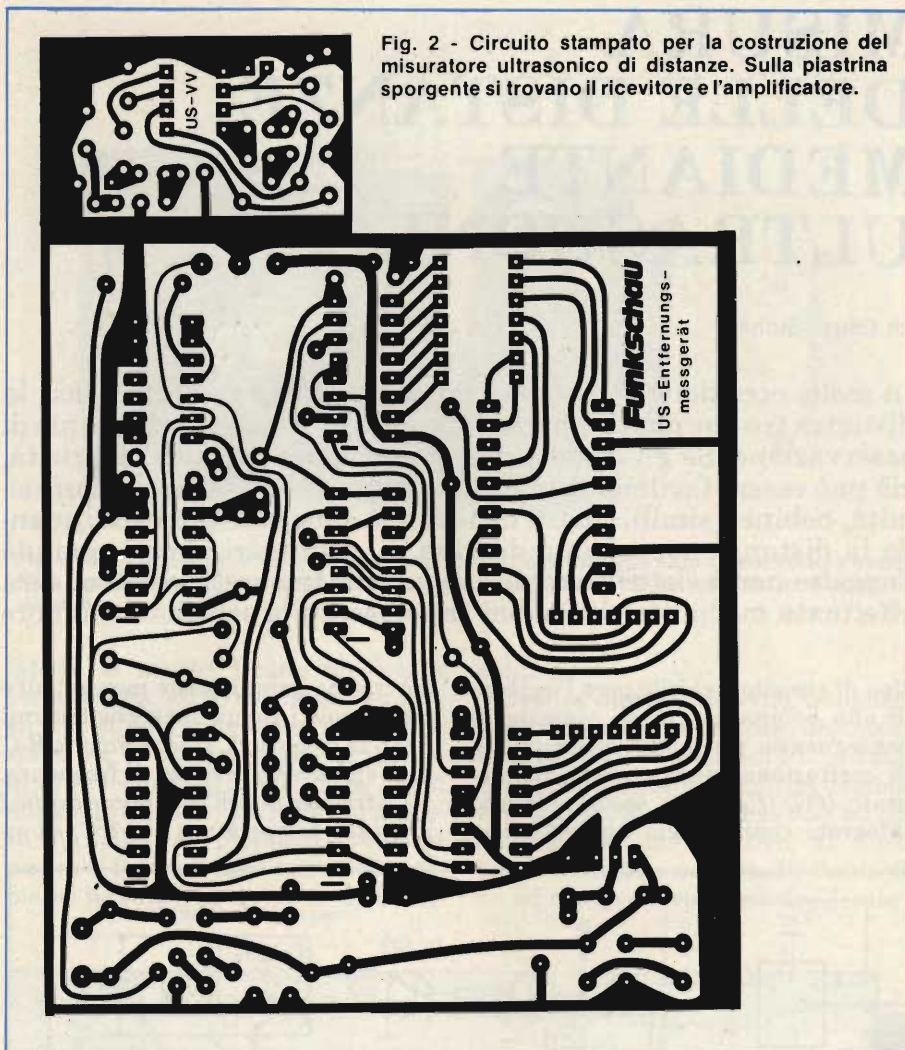


Fig. 2 - Circuito stampato per la costruzione del misuratore ultrasonico di distanze. Sulla piastrina sporgente si trovano il ricevitore e l'amplificatore.

ner presente il tempo necessario per l'andata e quello per il ritorno. Il fattore di divisione sarà perciò in questo caso pari a 40. Volendo invece misurare la distanza tra ricevitore e trasmettitore posti in luoghi diversi occorrerà misurare solo il tempo impiegato dal suono per andare dall'uno all'altro; il rapporto di divisione dovrà ora essere soltanto 20. In quest'ultimo caso bisognerà inserire il ponticello tratteggiato tra il piedino 12 ed il piedino 11 di IC2.

La serie di contatori che si trova in IC3 inizierà il conteggio, a partire dall'inizio dell'impulso trasmesso, in sincronismo con gli impulsi di clock. Durante il tempo di conteggio, il display rimane spento. Se ora arriva un'eco di ritorno, IC4b viene settato, il segnale di clock viene interrotto e la distanza verrà visualizzata sul display. Durante ogni impulso di clock applicato al contatore l'onda sonora percorre una distanza di 20 cm (alle frequenze adottate in questo circuito). Considerando l'andata ed il ritorno, si potrà quindi ottenere una risoluzione di 10 cm.

Amplificatore di ricezione selettivo

L'amplificatore di ricezione è formato da IC6 e T2, quest'ultimo collegato come trasformatore d'impedenza. IC6 è un amplificatore selettivo con guadagno molto elevato. Il segnale digitale alla sua uscita (piedino 3) potrà essere direttamente impiegato per settare il flip flop IC4b.

pare al piedino 9; il relativo segnale subirà una divisione all'interno del 4060 e verrà prelevato dal piedino 2. Questo segnale piloterà il monostabile IC4a, che lascerà aperta per una durata di circa 300 μ s la porta logica dello stadio finale del trasmettitore e rimetterà a zero entrambi i contatori IC2 ed IC3.

Il contatore IC2 (4520) produce la frequenza di trasmissione, di 34,3 kHz, ed anche il segnale di clock per il contatore delle distanze IC3 (frequenza 1,715 kHz). Queste frequenze sono valide per una temperatura dell'aria di +20°C. Se la temperatura è, per esempio, 0°C il trasmettitore dovrà avere, secondo la tabella, una frequenza di 33,2 kHz: la regolazione della frequenza si potrà fare mediante il potenziometro P, con l'aiuto di un frequenzimetro digitale.

Valutazione del tempo di andata e ritorno

Volendo misurare la distanza da un oggetto mediante il tempo impiegato dal suono per percorrerla, si dovrà te-

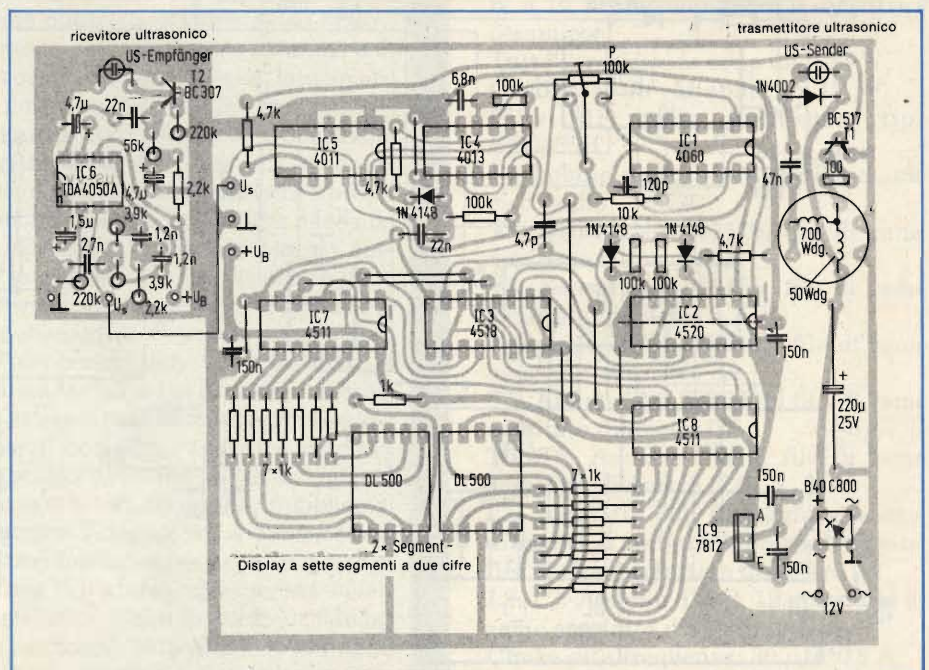


Fig. 3 - Disposizione dei componenti per il misuratore di distanze. Tra il preamplificatore (a sinistra) ed il resto del circuito è necessaria una schermatura acustica (striscia di piastrina ramata per circuiti stampati). Il trasformatore potrà essere avvolto su un nucleo di ferrite qualsiasi: è importante attenersi al rapporto - spire indicato sul disegno.

Tabella delle velocità del suono

Temperatura	Velocità del suono m/sec	Temperatura	Velocità del suono m/sec
- 10°C	330	+ 30°C	350
0°C	332	+ 100°C	390
+ 10°C	337	+ 500°C	550
+ 20°C	343	1000°C	700

Per sopprimere gli impulsi di disturbo, il set del flip flop D IC4b avviene con un breve ritardo determinato dal circuito R-C collegato al piedino 9.

Costruzione e messa a punto

I due sensori ultrasonici devono essere adatti alla banda di frequenze utilizzata ed essere ben separati tra loro (vedere la serigrafia del circuito stampato in figura 2). Per la schermatura acustica tra i due trasduttori si potrà utilizzare una striscia di laminato per circuiti stampati. Sarà ugualmente necessaria una buona schermatura del conduttore che va dal sensore di ricezione al relativo amplificatore.

Dopo il completamento del montaggio secondo il piano di figura 3, e dopo aver eseguito un accurato controllo per eliminare eventuali errori, si potrà eseguire la taratura, come indicato qui di seguito:

- La frequenza dell'oscillatore al piedino 9 di IC1 (68,6 kHz) dovrà essere accuratamente controllata collegando al suddetto piedino un oscilloscopio, o meglio un frequenzimetro digitale. La regolazione della frequenza avverrà mediante il potenziometro P.
- Si dovrà poi verificare se l'impulso di reset appare all'uscita R (piedino 15) di IC2. Se l'impulso fosse assente oppure comparisse in un istante

sbagliato, (troppo spesso o troppo di rado), si dovrà regolare con P la frequenza dell'oscillatore in modo da ottenere un'onda "pulita".

Consigli per l'utilizzo pratico

Le onde ultrasoniche potranno essere riflesse da qualsiasi oggetto sufficientemente uniforme e compatto. La distanza che è possibile misurare varia da circa 1,5 m per i materiali che riflettono male le onde sonore (per esempio tende) fino a circa 7,5 m per materiali con buone proprietà riflettenti (lamiera metalliche, muri, eccetera). Si deve ricordare inoltre che verrà indicata soltanto la distanza dell'oggetto più vicino.

L'indicazione 0,0 non è possibile, in quanto le due testine ultrasoniche sono separate tra loro da una certa distanza (in questo caso circa 11 cm). La misura della distanza di oggetti molto vicini dovrà perciò essere opportunamente corretta.

CONTROLLO DELL'UNIFORMITA' DI AVANZAMENTO DEL NASTRO NEI REGISTRATORI

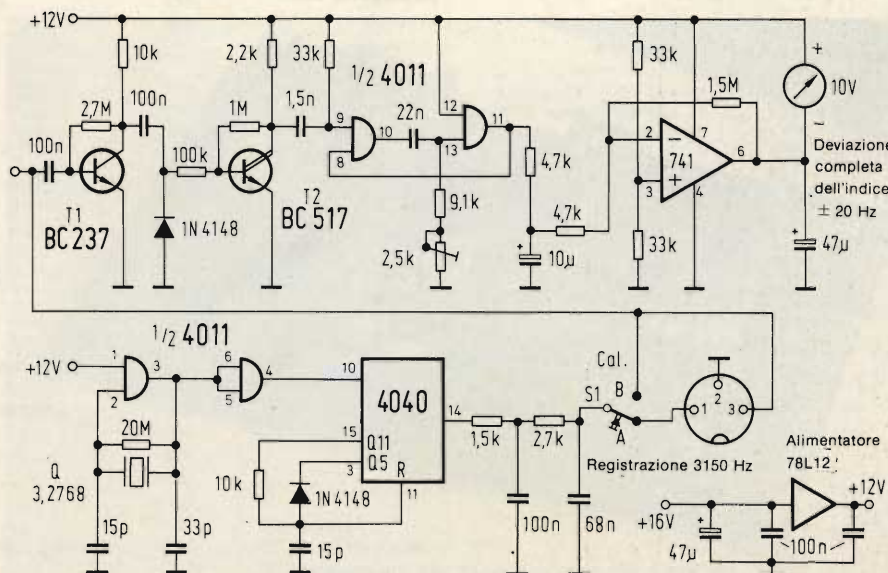
di Michael Schütz

Le variazioni della velocità di avanzamento del nastro rispetto al valore esatto, oppure i valori errati della medesima, hanno un effetto assai pregiudizievole sulla qualità della riproduzione sonora dei registratori a cassette. Lo strumento descritto in questo articolo serve a controllare facilmente la giusta regolazione della velocità ed è stato progettato in modo da essere facile da costruire, di basso costo e tuttavia abbastanza preciso.

Fig. 1 - Circuito per la verifica della costanza e dell'esattezza della velocità di avanzamento del nastro di un registratore a cassette.

Un oscillatore quarzato, composto da due delle quattro porte logiche di un circuito integrato 4011, produce una frequenza di 3,2768 MHz (figura 1). Il successivo divisore di frequenza, basato sull'integrato 4040, divide questa frequenza per 1040. All'uscita ci saranno quindi a disposizione 3150 Hz: questa è precisamente la frequenza prescritta per le cassette di prova.

La nota di misura, che ha un'ampiezza



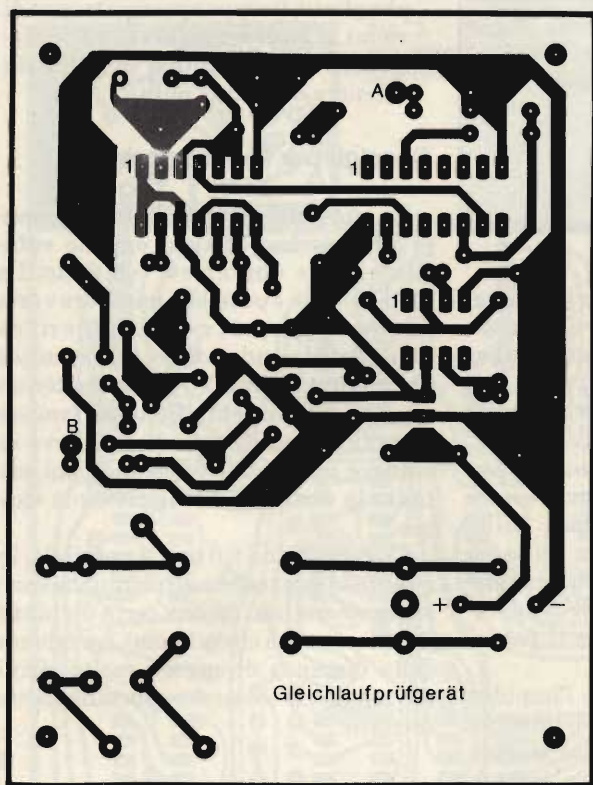


Fig. 2 - Serigrafia delle piste di rame del circuito stampato dello strumento di controllo della velocità del nastro, che comprende anche l'alimentatore.

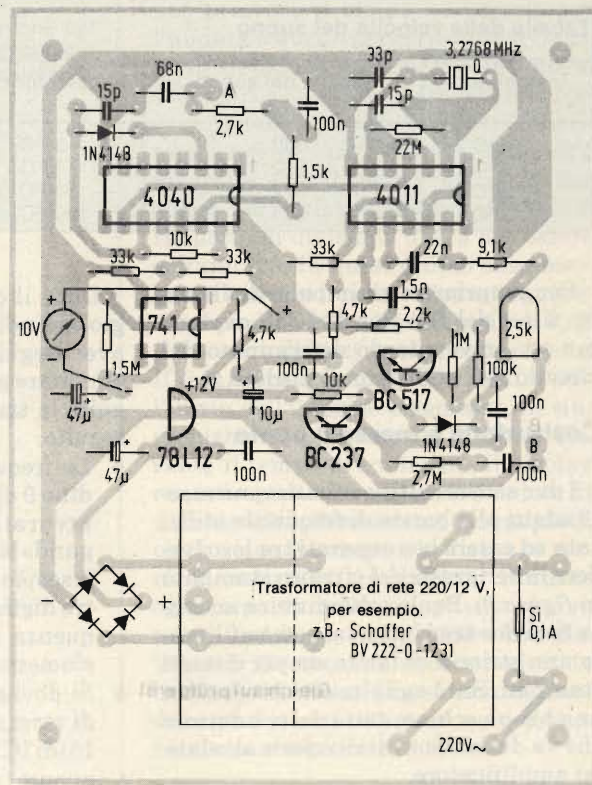


Fig. 3 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

za V_{pp} di 1 V sarà disponibile all'uscita di un filtro passa-basso, formato da due resistori e due condensatori. Questa nota è inviata, nella posizione "Cal" di S1, ad uno stadio preamplificatore e formatore d'impulsi. Al collettore di T2 apparirà quindi un impulso rettangolare della durata di circa 50 μs , che piloterà un multivibratore monostabile composto da due porte logiche di un 4011. All'uscita del monostabile saranno presenti impulsi della durata di circa 160 μs .

Visualizzazione degli errori di velocità

Il successivo amplificatore, che adatta il segnale allo strumento di misura, è predisposto in modo da far deviare l'indice a centro scala quando la durata degli impulsi è quella giusta (l'indicazione di fondo scala dello strumento è 10 V). Una variazione di frequenza di ± 20 Hz fa deviare l'indice dello strumento a fondo scala oppure lo fa restare in posizione zero.

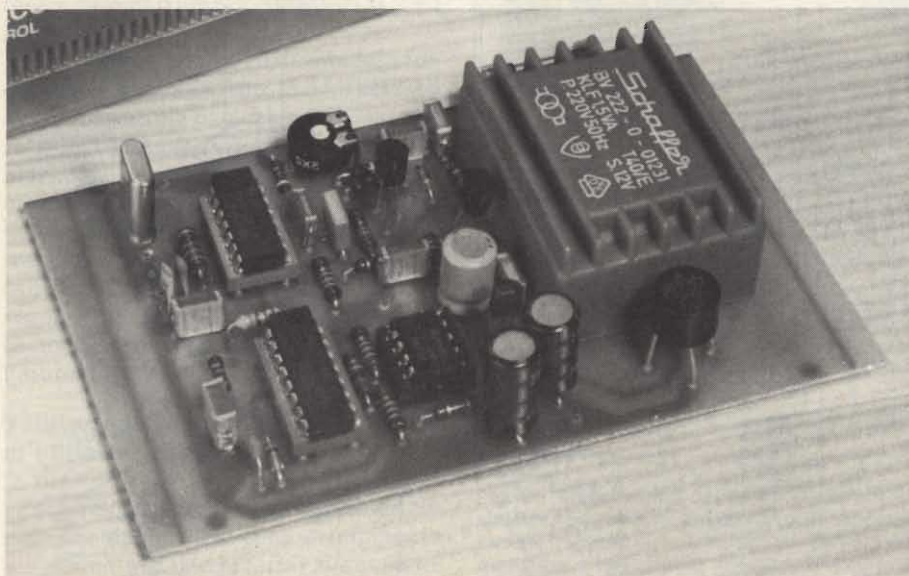
Quando la velocità di avanzamento del nastro si scosta da quella nominale, varia la frequenza della nota di misura all'uscita del registratore e perciò varierà anche l'intervallo esistente tra gli impulsi d'uscita del monostabile; la deviazione dell'indice dello strumento varierà anch'essa, in proporzione.

Costruzione e taratura

Per semplificare la costruzione, è stato progettato un circuito stampato, che appare in figura 2, mentre la figura 3 mostra la disposizione dei componenti. L'alimentazione avviene mediante un trasformatore per circuito stampato, anch'esso montato sulla basetta.

Per l'esecuzione della misura, è necessario disporre di una cassetta di prova, che potrà anche essere registrata "in proprio" con l'impiego di un segnale sinusoidale, che abbia la precisa frequenza di 3150 Hz, e di un "buon" registratore.

La taratura avviene nel seguente modo: Disporre il commutatore dell'apparecchio in posizione "Cal" e regolare il potenziometro in modo che l'indicazione dello strumento sia di 5 V esatti.



indice generale 1982

	numero pagina		numero pagina
N° 1 GENNAIO		N° 4 APRILE	
Editoriale: la rivista compie venticinque anni	11	Newsletter	8
Newsletter	14	A spasso con la tivù	14
Base dei tempi a 60 Hz	18	Unità esterne per la ricezione TV da satellite	20
Compact disc	20	Ricezione del satellite meteorologico Meteosat, prima parte	26
Sintonizzatore professionale FM "RXM2" prima parte	26	1984: solo Germania e Francia avranno il satellite TV	30
Suono stereofonico anche dal televisore	30	Idee di progetto	41
Timer elettronico	38	Barometro digitale a basso consumo	47
Idee di progetto	45	Antenne a tromba per i 10.000 MHz	51
Microelettronica: la nuova rivoluzione industriale, parte terza	53	La nuova rivoluzione industriale, sesta parte	55
Indice anno 1981	57	Ruttore optoelettronico per spinterogeno	63
I videoregistratori sono tra noi	66	Commutazione fredda negli impianti HI-FI multipli	67
Suggerimenti per l'impiego pratico dei pannelli a celle fotovoltaiche	78	FET-MES: transistori all'arseniuro di gallio per ricezione TV da satellite	71
Digitale microcomputer	88	Transistori di potenza RF: tecnologie ed impiego	77
Uso dei satelliti artificiali nelle telecomunicazioni	97	Amplificatore di potenza per trasmettitori radiotaxi	86
Registrando in casa nostra	100	Oscilloscopio da 3" per bassa frequenza, prima parte	95
Nuovi prodotti	104	Finale HI-FI da 30 + 30 W	100
		Induttanzimetro analogico	105
		Nuovi prodotti	111
N° 2 FEBBRAIO		N° 5 MAGGIO	
Editoriale	11	Newsletter	8
Newsletter	14	Principali fondamentali del GaAs FET	11
Considerazioni sulla banda dei 10.000 MHz, prima parte	16	Cinescopio TV sprovvisto di maschera forata	18
Rice-trasmettitore per la banda dei 10.000 MHz	64	TBS 80 Model III	20
Introduzione ai riconoscitori di caratteri	20	Transistori BF di potenza e resistenza termica	27
Registrando in casa nostra, seconda parte	26	Le basi di elaborazione a microprocessori	35
Vedere e fotografare al buio	30	Componenti attivi e passivi per circuiti ibridi	30
Telecamera per effettuare riprese in completa oscurità	38	Quando impiegare un circuito integrato ibrido	38
Lucy: nuovo decodificatore Videotex microcomputerizzato	43	SONY novità da 36 anni	42
Teletext e Viewdata in TV, terza parte	76	Circuiti integrati ibridi: una tecnologia in continuo progresso	46
QTC radionautica	36	Rivelatore di prossimità in circuito ibrido a film spesso	52
Idee di progetto	51	Idee di progetto	57
La nuova rivoluzione industriale, parte quarta	55	Consuntivo HI-FI	62
Power-Mos e GTO, nuovi dispositivi a semiconduttore per interruttori statici di potenza	72	Telefono per auto, prima parte	72
Alimentatore stabilizzato digitale 0 ÷ 30 V, 5A	80	Oscilloscopio a 3" per bassa frequenza, seconda parte	80
Tutto o quasi sui floppy disk, prima parte	86	Ricezione del satellite meteorologico METEOSAT, seconda parte	89
Consigli pratici per l'impiego dei IC TTL	90	Nuovi prodotti	95
Musica elettronica	93		
Convertitore per la ricezione dei satelliti meteo	101		
Nuovi prodotti	104		
N° 3 MARZO		N° 6 GIUGNO	
Newsletter	8	Newsletter	8
I piccoli schermi crescono	14	Chip LSI sintetizzatori della voce umana	14
QTC, telecomunicazioni, radiodiffusione, radionautica	20	Terminale video professionale: suggerimenti per il progetto	18
Monitorare a colori ad alta definizione: 500 pixel per riga	22	Stripline: tecnologia e funzionamento	25
Sostituiamo il disco combinatore del telefono con una tastiera	38	Cinescopi per sistemi digitali: tipi e caratteristiche	29
Sistema per migliorare il dettaglio delle immagini TV	42	DAI, un personal europeo	36
Gli OP/AMP a bi-fet invadono il campo dei 741	46	Amplificatore UHF per ripetitori TV	44
Considerazione sulla banda dei 10.000 MHz, seconda parte	50	Lineare UHF per ripetitori TV 470 ÷ 860 MHz	57
Microelettronica: la nuova rivoluzione industriale, quinta parte	55	Batterie al litio per microelettronica: 3 V per elemento	62
Mini Moster - convertitore per la banda dei due metri	79	Canale FM per autoradio	68
Tutto o quasi sui floppy-disk, seconda parte	82	Trasformatore d'impulsi per circuiti a ponte	75
Speciale mixer video	102	Ricezione del satellite Meteosat, terza parte	81
Z8, basic microcomputer	122	Idee di progetto	85
Idee di progetto	87	Oscilloscopio da 3" per bassa frequenza, seconda parte	89
Registrando in casa nostra, terza parte	98	Nuovi prodotti	95
Sintonizzatore professionale FM, RXM 2, seconda parte	116		
Nuovi prodotti	127		
		N° 7/8 LUGLIO-AGOSTO	
		Newsletter	6
		BCM F800, modello 20	12
		Minitelcamera per studi e ricerche in medicina	19

	numero pagina		numero pagina
Trinitron: telecamera a colori semiprofessionale portatile	22	Memorie e terminali TV	23
Tubo a colori con filtri a striscie	25	Lettura a laser e decodifica del Compact Disc	30
Tubo miniatura per telecamere portatili	28	La nuova dimensione dell'audio	38
Tubi da ripresa TV: principio di funzionamento	34	Regolatore di velocità per motori trifase	43
Videoregistratore portatile a colori Betamax	38	Inverter trifase da 1,1 kW	47
Nuove tecnologie per ridurre le dimensioni dei tubi da ripresa TV	41	Progetti	53
Effetto Blooming e coda di cometa	43	Nuclei in ferrite per l'elettronica di potenza	64
Progettazione dei circuiti stripline, seconda parte	45	Idee di progetto	71
Terminale video professionale, seconda parte	50	Nuove tecnologie dei radiogoniometri portatili	75
La ricezione del satellite meteosat, quarta parte	54	Teletext e videotext	78
Stetoscopio elettronico	59	Ricezione del satellite Meteosat, quinta parte	88
Sintonia elettronica AM/FM 8 + 8 canali	62	Telecamere con sensori allo stato solido	93
Telefono per auto, seconda parte	66	Telefoto per auto, terza parte	104
La voce elettronica si afferma nel mercato del consumer	73	Nuovi prodotti	113
Generatori di spettro per calibrazione a microonde	77		
Diodi per frequenze superiori a 1000 MHz	79	N° 11 NOVEMBRE	
Convertitore miscelatore a diodi Schottky	86	Newsletter	12
Minitelvisore con schermo piatto della Sony	87	Il sistema teletext inglese	16
Igrometro digitale LCD	90	Come funziona una CPU	21
Prescaler VHF-UHF 100 ÷ 1000 MHz	93	Rivelatore lineare a larga banda per VHF/UHF e banda L	27
Il condensatore di filtro	97	Amplificatore a larga banda da 300 W per FM broadcasting	30
Idee di progetto	103	Generatore sweep di bassa frequenza, prima parte	38
Stato	103	Progetti	49
Stato dell'arte dei televisori con schermo piatto	107	Idee di progetto	67
Milliohmometro digitale a 3 cifre	119	Alimentatore a commutazione con transistori SIPMOS	74
Ancora RXM2: funzionamento a larga banda	130	Decodificatore telegrafico digitale, prima parte	78
Amplificatore mono-stereo HI-FI con telecomando, prima parte	133	La ricezione del satellite Meteosat, sesta parte	83
Nuovi prodotti	144	Microelettronica ibrida in medicina	88
		Telefono per auto, quarta parte	92
		Alimentatori DC/DC in commutazione per μP	99
		Nuovi prodotti	107
N° 9 SETTEMBRE			
Newsletter	6	N° 12 DICEMBRE	
Sinclair ZX81	12	Newsletter	12
Sintonia elettronica AM/FM 8+8 canali, seconda parte	19	Banco di regia a colori con effetti speciali	15
Speciale batterie	22	Nuovi risonatori per microonde	21
Ricezione radio TV da satellite	45	Musica elettronica	26
Orbit: 2 sistemi di ricezione dei programmi TV da satellite	48	Generatore sweep di bassa frequenza, parte seconda	30
Progetti	53	Decodificatore telegrafico digitale, parte seconda	38
Trasformatori VHF-UHF	67	Il sistema teletext inglese	46
GaAs FET: modalità d'impiego e applicazioni fondamentali	73	Progetti	53
Amplificatore mono-stereo HI-FI con telecomando, seconda parte	87	Memorie e terminali video, parte seconda	68
La memoria nel calcolatore: concetti fondamentali ed organizzazione	103	Idee di progetto	73
Nuovi prodotti	109	Nuove tecnologie	78
		Display a pagine intera con normali componenti TV	96
N° 10 OTTOBRE		La ricezione del satellite Meteosat, settima parte	101
Newsletter	12	Nuovi prodotti	109
Effetti speciali in TV	16		

indice analitico 1982

	numero rivista	numero pagina		numero rivista	numero pagina
ALTA FREQUENZA			APPLICAZIONI VIDEO, TELEVISIONE		
Sintonizzatore professionale FM "RXM2", prima parte	1	26	I videoregistratori sono tra di noi	1	66
Convertitore per la ricezione dei satelliti meteo	2	101	Telecamera per effettuare riprese in completa oscurità	2	38
Sintonizzatore professionale FM "RXM2", seconda parte	3	116	Lucy: nuovo decodificatore Videotex microcomputerizzato	2	43
Amplificatore UHF per ripetitori TV	6	44	Teletex e Viewdata in TV, terza parte	2	76
Lineare UHF per ripetitori TV 470 ÷ 860 MHz	6	57	Sistema per migliorare il dettaglio delle immagini TV	3	42
Ancora RXM2: funzionamento a larga banda	7/8	130	Speciale mixer video	3	102
Rivelatore lineare a larga banda per VHF/UHF e banda L	11	27	Cinescopio TV sprovvisto di maschera forata	5	18
Amplificatore a larga banda da 300 W per FM broadcasting	11	30	Cinescopi per sistemi digitali: tipi e caratteristiche	6	29
			Minitelcamera per studi e ricerche in medicina	7/8	19

	numero rivista	numero pagina		numero rivista	numero pagina
Trinicon: telecamera a colori semiprofessionale portatile	7/8	22	Microelettronica: la nuova rivoluzione industriale, parte quarta	2	55
Tubo da ripresa a colori con filtri a striscie	7/8	25	Tutto o quasi sui floppy-disk, prima parte	2	86
Tubo miniatura per telecomere portatili	7/8	28	Microelettronica: la nuova rivoluzione industriale, parte quinta	3	55
Tubi da ripresa TV: principio di funzionamento	7/8	34	Tutto o quasi sui floppy-disk, seconda parte	3	82
Nuove tecnologie per ridurre le dimensioni dei tubi da ripresa TV	7/8	41	Z8, basic microcomputer	3	122
Effetto blooming e coda di cometa	7/8	43	Microelettronica: la nuova rivoluzione industriale, parte sesta	4	55
Minitelvisore con schermo piatto della Sony	7/8	87	TRS 80 Model III	5	20
Presentazione ed analogie con i problemi dei TVC. I vari sistemi. Circuiti analogici e digitali in TV (Teletext e Teledata)	10	78	Sistemi di elaborazione a microprocessori	5	35
Telecamere con sensori allo stato solido	10	93	Terminale video professionale: suggerimenti per il progetto	6	18
Effetti speciali in TV	10	16	DAI, un personal europeo	6	36
Il sistema teletext inglese, prima parte	11	12	BMC IF 800, modello 20	7/8	12
Banco di regia video a colori per effetti speciali	12	15	Terminale video professionale: seconda parte	7/8	50
Il sistema teletext inglese, seconda parte	12	46	Sinclair ZX81	9	12
Display a pagina intera (10 ⁶ pixel) realizzato con normali componenti TV	12	96	La memoria del calcolatore: concetti fondamentali ed organizzazione	9	103
AUDIO E HI-FI			Memorie e terminali video, prima parte	10	23
Compact disc: il disco audio digitale degli anni '80	1	20	Alimentatore a commutazione DC/DC per μ P	11	99
Registrazione in casa nostra, prima parte	1	100	Come funziona una C.P.U.	11	21
Registrazione in casa nostra, seconda parte	2	26	Memorie e terminali video, seconda parte	12	68
Registrazione in casa nostra, terza parte	3	98	ELETTRONICA PROFESSIONALE ED INDUSTRIALE		
Commutazione fredda negli impianti HI-FI multipli	4	67	Vedere e fotografare al buio	2	30
Finale HI-FI da 30 + 30 W	4	100	Power-Mos e GTO: nuovi dispositivi a semiconduttore per interruttori statici di potenza ad elevata velocità di commutazione	2	72
Consuntivo HI-FI	5	62	Monitor a colori ad alta definizione: 500 pixel per riga	3	22
Canale FM per autoradio	6	68	Sostituiamo il disco combinatore del telefono con una tastiera	3	38
Amplificatore mono-stereo HI-FI con telecomando, prima parte	7/8	133	Rivelatore di prossimità a circuito ibrido a film spesso	5	52
Amplificatore mono-stereo HI-FI con telecomando, seconda parte	9	87	Trasformatore d'impulsi per circuiti a ponte	6	75
Lettura a laser e decodifica del Compact Disc	10	30	Ancora RXM2: funzionamento a larga banda	7/8	130
La nuova dimensione dell'audio	10	38	Regolatore di velocità per motori trifase	10	43
Controllo della dinamica in un sintetizzatore audio	10	97	Inverter trifase da 1,1 kW	10	47
Generatore sweep di bassa frequenza, prima parte	11	38	IDEE DI PROGETTO - PROGETTI		
Generatore sweep di bassa frequenza, seconda parte	12	30	Codificatore per radiocomando. Cicalino piezo compatibile con i CMOS. Passabanda ad elevata impedenza d'ingresso. Buffer a guadagno unitario, con ampia banda passante. Attenuatore con controllo digitale. Memoria analogica. Cercametalli F.M. Convertitore tensione-frequenza. Sostituzione del termistore negli oscillatori. Base dei tempi con trigger. Generatore di corrente costante a due terminali. Comando a triac isolato otticamente. Analizzatore per ingranditore. Display a LED per 8080.	1	45
AUTO, MOTO, NAUTICA			Microoscilloscopio a LED. Amplificatore lineare UHF di potenza a larga banda 470 ÷ 860 MHz per ripetitore TV. Amplificatore a larga banda MATV per impianti di antenna centralizzati. Amplificatore per frequenzimetro a pick-up RF	2	51
Barometro digitale a basso consumo	4	47	Voltmetro multicanale con visualizzatore sul televisore. Alimentatore duale. Ritardo di impulsi. Protezione di un carica batterie. Circuito sfasatore a larga banda. Temporizzatore fotografico da 0 a 99 s. Convertitore analogico digitale continuo. Convertitore per 10 tracce. Luci psichedeliche a tre canali. Metronomo a battuta accentuata. Indicatore acustico di livello. Duplicatore di alta frequenza con CMOS. Ricevitore a 60 kHz con CMOS.	3	87
Ruttore optoelettronico per spinterogeno	4	63	Regolazione di velocità di precisione per motore. Rivelatore di cambiamento di tensione. Semplice circuito a scatto con reset manuale. Moltiplicatore analogico. Convertitore da Gray a binario. Convertitore per 10 tracce. Luci psichedeliche a tre canali. Circuito comparatore che regola la corrente di carica di una batteria.	4	41
Telefono per auto, prima parte	5	72	Conversione seriale nel o dal completamente a due. Alimentatore a basse perdite. Oscillatore a spot di frequenza. Generatore di numeri casuali.	5	57
Canale FM per autoradio	6	68	Capacimetro. Amplificatore lineare di potenza VHF a larga banda (170 ÷ 230 MHz). Convertitore analogico digitale Multiplex a 10 bit. Carica batterie al Ni-Cd.	5	57
Stetoscopio elettronico	7/8	59	COMPONENTI		
Sintonia elettronica AM/FM 8 + 8 canali, prima parte	7/8	62	Gli OP/AMP a bi-fet invadono il campo dei 741	3	46
Telefono per auto, seconda parte	7/8	66	FET-MES: transistori all'arseniuro di gallio per ricezione TV da satellite	4	71
Sintonia elettronica AM/FM 8+8 canali, seconda parte	9	19	Transistori di potenza RF: tecnologie ed impiego	4	77
Telefono per auto, terza parte	10	104	Principi fondamentali del GaAs FET	5	11
Telefono per auto, quarta parte	11	92	Componenti attivi e passivi per circuiti ibridi	5	30
COMPUTER, MINI E MICROCOMPUTER, MICROELETTRONICA			Quando impiegare un circuito integrato ibrido	5	38
Microelettronica: la nuova rivoluzione industriale, parte terza	1	53	Circuiti integrati ibridi: una tecnologia in continuo progresso	5	46
Digitale microcomputer	1	88	Chip LSI sintetizzatori della voce umana	6	14
Introduzione ai riconoscitori di caratteri	2	20	Trasformatori VHF-UHF	9	67
			GaAs FET: modalità d'impiego e applicazioni fondamentali	9	73
			Nuclei in ferrite per l'elettronica di potenza	10	64

	numero rivista	numero pagina
Misura della temperatura da 0° a 100° con un sensore al silicio in un circuito a ponte. Due circuiti di comando per GTO. Rivelatore ad infrarosso impiegato in un circuito di allarme.	6	87
Generatore di impulsi di corrente a 150 A per controllare le caratteristiche di dispositivi di potenza. Controllo della velocità di un motore in c.c. Relé da 100 A che isola segnali fino a 1000 Vcc. Due timer per regolare un alimentatore stabilizzato a commutazione.	7/8	103
Circuito di protezione per altoparlanti. Contagiri per auto. Frequenzimetro per oscilloscopio. Serratura a codice. Formazione degli accumulatori al Ni-Cd. Telecomando per 15 canali su una sola coppia di fili. Rosmetro automatico per il controllo dell'adattamento delle antenne. Regolatore dei segnali video per telecamere e videoregistratori. Termometro clinico a bassissimo consumo.	9	53
Frequenzimetro universale da 0 a 30 MHz. Rivelatore di livello per motori diesel. Gong a tre note realizzato con il C.I. SAB 0600.	10	71
Casse acustiche da 100 e 200 W per chitarra elettrica. Misuratore della profondità di modulazione. Centralino d'allarme. Controllo del ritmo cardiaco durante il footing. Azionamento ad impulsi variabili in ampiezza per trenini. Modem in trasmissione dati su rete a 220 V.	11	49
Misuratore di conduttanza. Shift casuale per phaser. Ricarica delle batterie al nichel-cadmio. Stabilizzatore della temperatura di calore di una lampada a filamento di tungsteno o al quarzo. Termometro accurato che impiega come sensore un transistor. Sistema molto economico per controllare la velocità di piccoli motori in continua. Antifurto per auto: entra in funzione all'apertura della portiera oppure all'infrangersi di un cristallo. Due casse acustiche HI-FI autocostruite da 120 e 160 W. Barriera fotoelettrica all'infrarosso a lunga portata. Messa a punto della fase dei motori a scoppio. Carica rapida degli accumulatori a 9 V. Lampada stroboscopica per la messa in fase dei motori a scoppio. Regolazione dei motori a scoppio. Regolazione dei giri dei motori a corrente continua. Come aumentare la potenza di un ricetrasmittitore portatile.	11	67
Sonda termometrica per multimetro digitale. Come determinare il valore di dissipazione di un semiconduttore. Segnalatore del livello di tensione. Controllo acustico dello stato delle batterie. Sirena realizzata con circuiti integrati lineari.	12	73

LABORATORIO E STRUMENTAZIONE

Base dei tempi a 60 Hz	1	18
Consigli pratici per l'impiego dei IC TTL	2	90
Oscilloscopio da 3" per bassa frequenza, prima parte	4	95
Induttanzimetro analogico	4	105
Transistori BF di potenza resistenza termica	5	27
Oscilloscopio da 3" per bassa frequenza, seconda parte	5	80
Oscilloscopio da 3" per bassa frequenza, terza parte	6	89
Igrometro digitale LCD	7/8	90
Prescaler VHF-UHF 100 ÷ 1000 MHz	7/8	93
Millichometro digitale a 3 cifre	7/8	119
Il condensatore di filtro	7/8	97

MICROONDE

Considerazioni sulla banda dei 10.000 MHz, prima parte	2	16
Ricetrasmittitore per la banda dei 10.000 MHz	2	64
Considerazioni sulla banda dei 10.000 MHz, seconda parte	3	50
Antenne a tromba per i 10.000 MHz	4	51
Generatori di spettro per calibrazione a microonde	7/8	77
Diodi per frequenze superiori a 1000 MHz	7/8	79
Convertitore miscelatore a diodi Schottky	7/8	86
Nuovi risonatori per microonde	12	21

MUSICA ELETTRONICA E VARIE

Suono stereofonico anche dal televisore	1	30
Il VCO, Voltage Controlled Oscillator, il cuore del sintetizzatore	2	93
I piccoli schermi crescono	3	14
A spasso con la tivù	4	14
SONY: novità da 36 anni	5	42
Consuntivo HI-FI	5	62
Musica elettronica	12	26

NUOVE TECNOLOGIE, SERVIZI SPECIALI

Suggerimenti per l'impiego pratico dei pannelli a celle fotovoltaiche	1	78
Batterie al litio per microelettronica 3 V per elemento	6	62
La voce elettronica si afferma nel mercato consumer	7/8	73
Stato dell'arte dei ricevitori televisori con schermo piatto	7/8	107
Speciale batterie: Domande di attualità ad un produttore di batterie. Batteria al Ni-Cd. Pile a bottone. Pile secondarie con elettrolita liquido. Batterie a cartolina e batterie a spillo. A che punto siamo con l'automobile elettrica? X-cell, una batteria ricaricabile per impieghi industriali.	9	22
Telecamere con sensori allo stato solido	10	93
Microelettronica ibrida in medicina	11	88
Sistema per ripresa di immagini ad infrarossi	12	78
Rivelatori per la ripresa di immagini ad infrarossi	12	85
Sistema di protezione ad infrarossi	12	90

RADIOAMATORI - QTC

L'elettronica al Salone della nautica di Genova. Certificato limitato per radiotelefonista	2	36
Mini-MOSFET, convertitore per la banda dei 2 metri	3	79
Il CASH-COMPUTER per alberghi e ristoranti. Note sulla Tecnohotel. Il teletex per la corrispondenza elettronica	3	20
Nuove tecnologie dei radiogoniometri portatili	10	75
Rivelatore lineare a larga banda per VHF/UHF e banda L	11	27

REALIZZAZIONI PRATICHE

Timer elettronico	1	38
Alimentatore stabilizzato digitale 0 ÷ 30 V, 5A	2	80
Barometro digitale a basso consumo	4	47
Alimentatore a commutazione con transistori SIPMOS	11	74

TELECOMUNICAZIONI, SATELLITI ARTIFICIALI

Uso dei satelliti artificiali nelle telecomunicazioni	1	97
Unità esterne per ricezione TV da satellite	4	20
Ricezione del satellite METEOSAT, prima parte	4	26
1984: solo Germania e Francia avranno il satellite TV	4	30
Amplificatore di potenza per trasmettitori radiotaxi	4	86
Ricezione del satellite METEOSAT, seconda parte	5	89
Stripline: tecnologia e funzionamento, prima parte	6	25
Ricezione del satellite METEOSAT, terza parte	6	81
Stripline: progettazione, seconda parte	7/8	44
Ricezione del satellite METEOSAT, quarta parte	7/8	54
Ricezione radio da satellite	9	45
ORBIT: due sistemi di ricezione dei programmi TV via satellite	9	48
Nuove tecnologie dei radiogoniometri portatili	10	75
Ricezione dal satellite METEOSAT, quinta parte	10	88
Decodificatore telegrafico digitale, prima parte	11	78
La ricezione del satellite Meteosat, sesta parte	11	83
Decodificatore telegrafico digitale, seconda parte	12	38
La ricezione del satellite Meteosat, settima parte	12	101

PRODUZIONE DI "BURST" DI OSCILLAZIONI AUDIO PER MISURE

Ing. dipl. Paul Skritek e Peter Fellner

Molte misure, specialmente nel settore audio, vengono effettuate impiegando burst di oscillazioni audio. Il problema principale nella produzione di questi burst consiste nella necessità di far avvenire la commutazione in sincronismo con il segnale d'ingresso; per esempio, essa deve avvenire sempre al momento del passaggio dell'onda per lo zero, alla fine di un periodo completo del segnale.

La durata del burst di oscillazioni t_B e la frequenza di ripetizione $1/t_w$ possono essere ricavate sia per divisione della frequenza del segnale d'ingresso, che mediante un multivibratore monostabile. Con il primo metodo, costituiscono uno svantaggio sia la dipendenza di t_B e di t_w dalla frequenza del segnale sia la maggior

complicazione circuitale necessaria per i burst di maggiore lunghezza.

Per determinare la durata del burst (indipendente dalla frequenza del segnale) e la frequenza di ripetizione (rapporto impulso/pausa a piacere (fino ad 1:30.000)), il circuito descritto in questo articolo impiega multivibratori monostabili. L'interruzione sincrona

del burst è comandata da un altro flip flop. L'impiego di un OTA (Operational Transconductance Amplifier = amplificatore operazionale per pilotaggio di correnti), al posto degli interruttori di segnale CMOS, permette di avere una minore diafonia nel circuito di pilotaggio, una scelta più semplice dei diversi livelli del segnale burst e costanti di tempo variabili per i transistori di inizio e fine del burst t_A

Principio di funzionamento del circuito

La figura 1 mostra lo schema elettrico del circuito completo. In figura 2 sono rappresentati gli andamenti dei livelli di segnale presenti nei vari punti del circuito. Il segnale d'ingresso (sinusoidale, triangolare, rettangolare, a

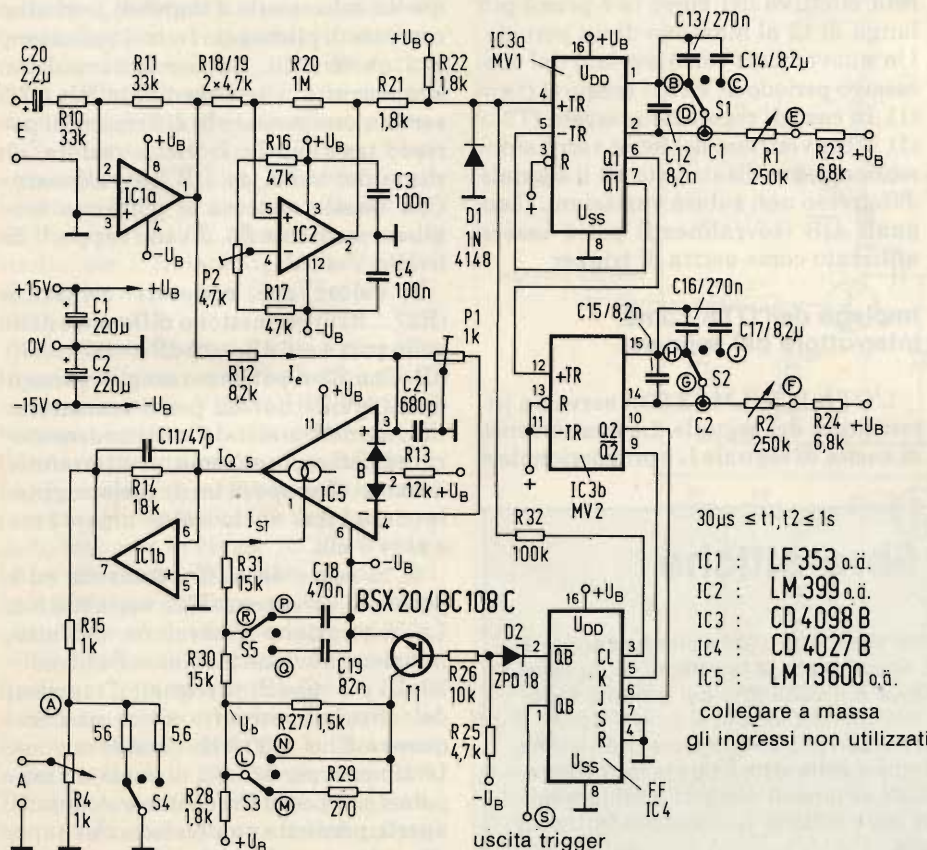


Fig. 1 - Schema del circuito produttore di burst. L'inizio ed il termine dei burst avvengono in sincronismo con il segnale d'ingresso e sempre in corrispondenza del passaggio dell'onda per lo zero.

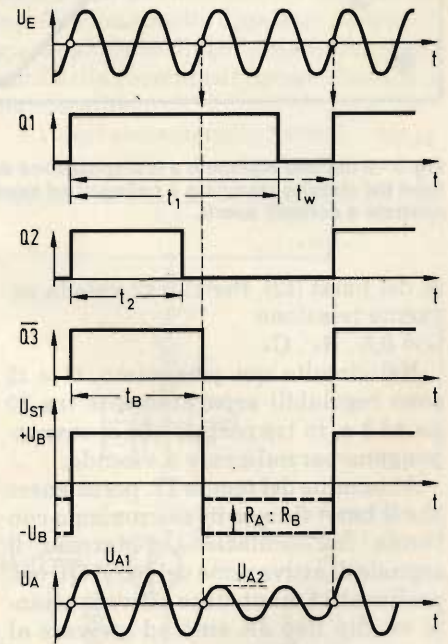


Fig. 2 - I diagrammi degli impulsi chiariscono le differenti durate dei tempi. Ulteriori informazioni si trovano nel testo.

$$30\mu s \leq t_1, t_2 \leq 1s$$

- IC1 : LF 353 o.ä.
- IC2 : LM 399 o.ä.
- IC3 : CD 4098 B
- IC4 : CD 4027 B
- IC5 : LM 13600 o.ä.

collegare a massa gli ingressi non utilizzati

denti di sega, ognuno con livello di tensione $V_E = 1V$), proveniente da un generatore audio, raggiunge il rivelatore di passaggio per lo zero IC2, tramite l'amplificatore buffer IC1a il punto di commutazione di IC2 può essere regolato mediante P2. Il segnale di uscita farà partire, con il suo fronte ascendente e perciò in sincronismo con il segnale d'ingresso, il multivibratore monostabile MV1, che determina il periodo di ripetizione dei burst t_1 .

Contemporaneamente, il fronte di salita di Q1 avvia il multivibratore monostabile MV2, che determina la dura-

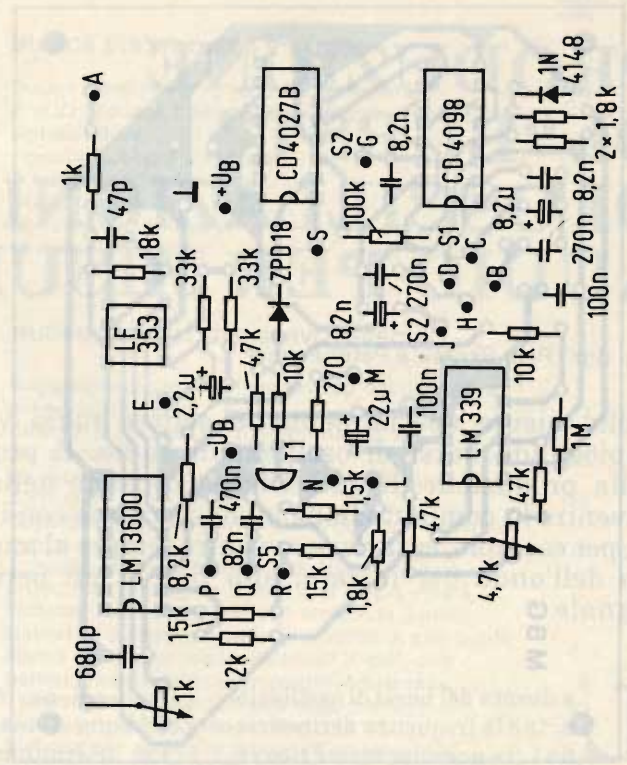
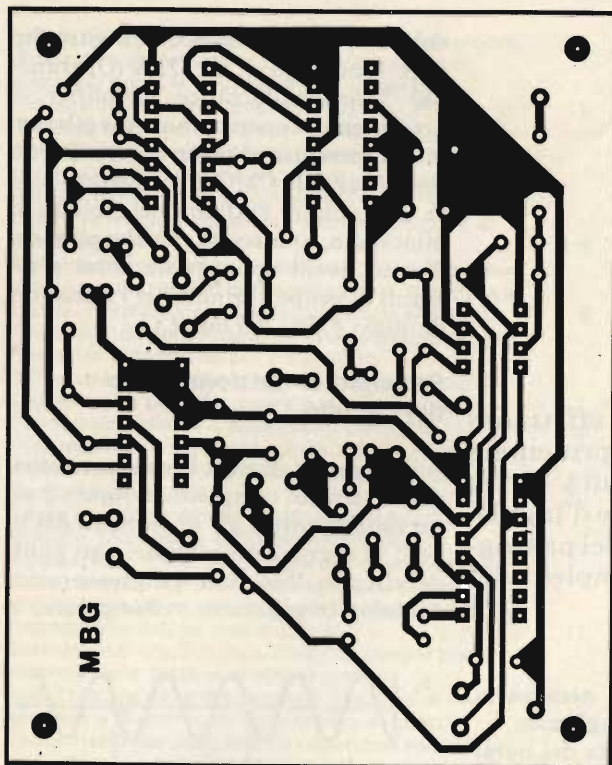


Fig. 3 - Il circuito stampato e la disposizione dei componenti facilitano la costruzione del circuito. I commutatori S1...S5 devono essere montati fuori dal circuito stampato e collegati ad esso mediante cablaggio; dovranno essere di preferenza impiegati deviatori unipolari con posizione centrale a contatti aperti.

ta del burst (t_2). Per t_1 e t_2 vale la seguente relazione:

$$t_x = 0,5 \cdot R_x \cdot C_x$$

Nel circuito qui presentato, t_1 e t_2 sono regolabili separatamente tra 30 μ s ed 1 s, in tre portate che si sovrappongono parzialmente a vicenda.

Al termine del tempo T_2 , per ottenere che il burst finisca in sincronismo con l'onda dell'oscillazione d'ingresso, il segnale di attivazione del burst \overline{QB} (sopralineati) è mantenuto attivo mediante un flip flop JK sino ad arrivare al termine di un ciclo completo del segnale audio d'ingresso, quando il successivo fronte positivo del segnale su C1 provocherà il reset del flip flop. La du-

rata effettiva del burst t_B è perciò più lunga di t_2 al massimo di un periodo. Un nuovo burst verrà avviato dal successivo periodo di V_E nel tempo t_1 ($t_w = t_1$). In caso di regolazione errata ($T_2 > t_1$), il convertitore del burst verrà automaticamente disattivato ed il segnale d'ingresso non subirà variazioni. Il segnale \overline{QB} (sopralineati) potrà essere utilizzato come uscita di trigger.

Impiego dell'OTA come interruttore del segnale

L'OTA IC5 (LM 13.600) serve da interruttore del segnale. La sua corrente di uscita di segnale I_a è proporzionale a

quella del segnale d'ingresso I_e ed alla corrente di pilotaggio I_P (moltiplicatore a 2 quadranti). La regolazione della simmetria avviene mediante P1; C21 serve a compensare la differenza di periodo tra I_e ed I_P . I_P viene variata, al ritmo dei burst, da \overline{QB} (sopralineati). Con questo sistema si potranno scegliere, mediante S3, diversi rapporti di livello $V_{A1} : V_{A2}$.

I valori dei resistori utilizzati (R27...R29) permettono differenze di livello pari a -6 dB, -10 dB e -60...-70 dB. Con S5 si potranno scegliere tempi di differente durata per il transitorio iniziale del burst (t_A). Con i condensatori indicati sullo schema, si otterranno, accanto al tempo di transitorio originale (circa 1 μ s), anche valori di $t_A = 1$ ms e $t_A = 6$ ms.

IC1b serve da buffer di uscita ed è dotato di un attenuatore variabile R4. La regolazione grossolana dell'attenuazione avviene mediante S4 (circa -20 dB e -40 dB). I segnali d'ingresso del circuito potranno avere una frequenza fino a 30 kHz (banda audio). L'impiego, per S1...S5, di deviatori unipolari con posizione centrale a contatti aperti, permette una realizzazione spedita ed economica del circuito. La figura 3 mostra un adatto circuito stampato e la disposizione dei componenti.

Misuratori a fibre ottiche

In Giappone sono stati realizzati i primi strumenti a fibre ottiche capaci di misurare con la massima rapidità ed accuratezza la temperatura, la velocità, l'accelerazione, la corrente elettrica e il voltaggio dei prodotti industriali durante la lavorazione.

La Mitsubishi ha reso noto che i nuovi sensori potranno essere usati anche nei robot "intelligenti" come organi tattili e della vista e che le loro prestazioni sono di molto superiori agli attuali strumenti elettrici e fotografici. Il primo strumento di misurazione a fibre ottiche (un tachimetro) sarà posto in vendita la prossima primavera.

LINEARE-PILOTA UHF PER STAZIONI TV

di G. Sattler, DJ4 LB

Questo amplificatore UHF, dalla banda tanto larga e dalla linearità talmente buona da poter servire nelle applicazioni TV "broadcasting", fu concepito all'origine per l'impiego "ATV" ovvero per stazioni televisive amatoriali e, di conseguenza, lavora sulla banda dei 435 MHz.

A parte l'interesse che può avere così com'è, per gli appassionati, per l'adattamento alla banda E.B.U. che inizia a 470 MHz, basta raccorcere di alcuni millimetri le stripline che formano gli accordi. Il dispositivo, con 25 mW all'ingresso, eroga 1,5 W all'uscita. Può quindi pilotare finali molto importanti, muniti di tubi 4CX 250B o simili.

Lo schema elettrico dell'amplificatore è riportato nella figura 1. Si impiegano due stadi, connessi direttamente in cascata e con gli emettitori a massa. Il settore RF è del tutto classico; i compensatori C1 e C4, con la stripline L1 servono per l'adattamento dell'impedenza della base del T1, e la polarizzazione per il funzionamento lineare di questo transistor, giunge tramite l'impedenza L4. La L5 è parte del carico dello stadio T1, mentre C8, L6 e gli altri condensatori servono per disaccoppiare l'alimentazione del collettore. Nuovamente, C2, C5, C11, L2, servono ad adattare l'impedenza d'uscita del T1 all'ingresso del T2 (base). Il secondo stadio, per il rimanente è assai simile al primo, salvo che per l'accordo di uscita L3 e C3.

Questa configurazione, non dirà certo molto di nuovo a chi ha buona pratica di circuiterie VHF/UHF. Più interessante, è notare che siccome i segnali televisivi devono essere amplificati a banda larga ed in modo solitamente insolito, gli stadi T1, T2, non possono certo lavorare in classe "C" (!). Per stabilire un punto di lavoro lineare dei transistori, s'impiega una polarizzazione fissa, che li fa condurre su 360°.

Poichè non tutti i transistori, anche quelli per impieghi professionali, di un determinato tipo, hanno caratteristiche eguali, le tensioni per le basi sono regolate tramite i potenziometri P1 e P2, sì da avere la possibilità di realizzare una minuziosa taratura. Il transistor T3 regola il punto di lavoro degli altri due. Si tratta di uno stadio "emitter follower" che ha la propria tensione per la base stabilita dai tre diodi

1N4148 collegati in serie. La resistenza di caduta limita la corrente che circola in questi diodi ad $1 \div 2$ mA e che deriva da una tensione già stabilizzata ed indipendente dalla temperatura (alla stabilizzazione provvede lo zener C5V6, D1). Poichè il calore generato in queste condizioni è trascurabile, i diodi lavorano praticamente alla temperatura ambientale.

Volendo realizzare un sistema di protezione termica che si rivela utilissima i diodi che costituiscono il D2 possono

essere accostati ai T1, T2.

In tal modo, visto che la tensione diretta dei diodi cala, man mano che sono riscaldati, si ha anche una riduzione delle polarizzazioni tramite il T3, ed il tutto si riequilibra di continuo, mantenendosi nella regolazione studiata a priori. In altre parole, le correnti di riposo dei collettori dei T1 e T2, che tenderebbero ad aumentare in funzione della temperatura, se non vi fosse compensazione, rimangono costanti.

Per dimostrare quanto sia efficace questo sistema di regolazione, riportiamo in tabella 1 le misure compiute sul prototipo.

L'unico appunto che si può fare, è che il responso nei confronti della temperatura è leggermente "sovracompensato", ma in tal modo si ricava un effetto favorevole. Quando l'involucro è un poco surriscaldato, la corrente di riposo cala e non avviene alcuna distorsione nel funzionamento dinamico, mentre il guadagno, che dipende in una certa misura della corrente di riposo, si mantiene costante.

I valori elencati nella Tabella 1 per la

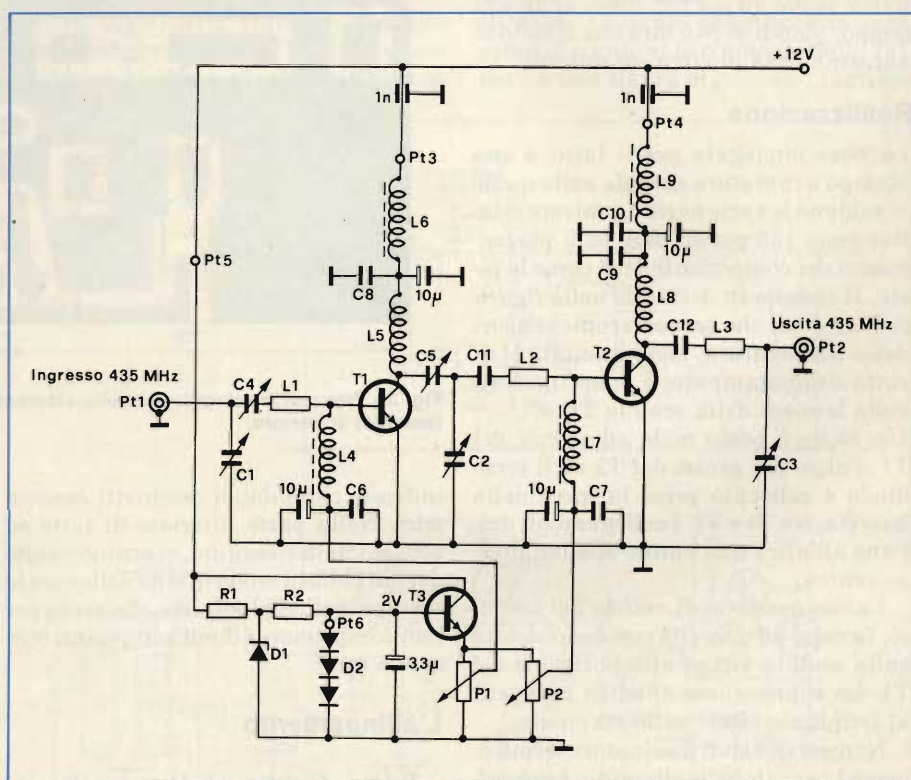


Fig. 1 - Amplificatore di piccola potenza UHF - ATV.

Tabella 1			
Temperature	-20°C	+20°C	+60°C
Corrente di riposo del T1	75 mA	70 mA	60 mA
Corrente di riposo del T2	95 mA	90 mA	75 mA

temperatura di 20°C sono stati calcolati e valutati sperimentalmente come i migliori per il tipo di funzionamento detto. Talvolta, gli amplificatori di questo tipo tendono ad autooscillare in modo parassitario, ma in questo caso, gl'inneschi, che possono anche portare alla rapida distruzione dei transistori, si verificano solo quanto le correnti di riposo giungono a 150 mA per il T1, ed a 300 mA per il T2: valori, che, come si vede, non sono raggiungibili, con la protezione.

Se si riscalda il transistor T3, la tensione base-emettitore diminuisce, quindi quella d'uscita del circuito aumenta.

Poichè tale comportamento è proprio l'opposto di ciò che si vuole ottenere, non è possibile impiegare il T3 come sensore della temperatura. Al contrario, questo transistor deve essere mantenuto alla temperatura più costante possibile, ed infatti è provvisto di un radiatore "a stella". Non è comunque possibile evitare che le correnti di collettore aumentino un poco oltre il normale, all'inizio di lavoro, non appena si applica tensione. Prima che il sistema regolatore termico sia in buona attività, serve un sia pur breve spazio di tempo, quindi si può dire che il tutto si autostabilizza in circa un minuto.

Realizzazione

La base impiegata per il tutto, è uno stampo a *ramatura singola* sulla quale si saldano le varie parti. Le misure relative sono 135 per 65 mm, ed il piazzamento dei componenti, così come le piste, si vedono in dettaglio nella *figura 2*. I tre diodi che servono come sensori della temperatura, sono montati al di sotto dello stampato, e sono incollati sulla lamiera della scatola Teko.

Un diodo è posto nelle adiacenze del T1, l'altro nei pressi del T2 ed il terzo diodo è collocato verso la metà della basetta, tra T1 e T2. I collegamenti dall'uno all'altro non hanno una lunghezza critica.

La connessione di catodo del terzetto, fa capo ad una vite con dado stretta sulla scatola vicino alla posizione del T1. La connessione anodica giungerà al terminale "Pt6" sullo stampato.

Non serve alcun dissipatore termico, perchè la scatola in alluminio è già sufficiente, però oltre alle quattro viti angolari M3 che servono per trattare il circuito stampato (si veda la fotografia) all'involucro se ne devono impiegare altre quattro, che a loro volta fisseranno lo stampato nell'involucro. Tali viti, devono essere poste ai due lati delle connessioni in bandella di emettitore dei T1 e T2. Nella *figura 2*, le viti sono

ELENCO COMPONENTI

T1	= C1 - 12 (CTC)
T2	= C3 - 12 (CTC)
T3	= 2N2219 oppure 2N1613 (il transistor impiegato deve avere un β compreso tra 60 e 70, al minimo).
D1	= Diodo zener da 5,6 V (BZY 83 C5V6).
D2	= Assieme di tre diodi al silicio per segnali (esempio 1N4148 oppure 1N914) collegati in serie.
P1 - P2	= Trimmers potenziometrici lineari da 220 Ω , previsti per montaggio orizzontale.
C1-C2-C3	= Trimmer isolati in plastica da 2/22 pF.
C4-C5	= Trimmer isolati ad aria da 34 pF max, muniti di due terminali.
C6-C10	= Condensatori a disco ceramico, valore non critico, compreso tra 47 e 100 pF.
C11-C12	= Condensatori in "chip" (a pasticca priva di collegamenti, saldabile sui due lati) da 1000 pF.
L4-L6-L9	= Impedenza VK 400 Philips (tubetti in Ferrite muniti di sei fori).
L7	= 1,5 spire di filo da 0,4 mm, rame smaltato, avvolte su di un tubetto di ferrite lungo 5 mm.
L5	= Tratto di 16 centimetri di filo di rame smaltato da 1 mm, avvolto in modo da formare un avvolgimento del diametro interno di 3 mm, in aria, autoportante. Spaziatura interspira circa 0,5 mm.
L8	= Tratto di filo in rame argentato del diametro di 3 mm, appena piegato alle estremità, di quel tanto che serve per impedire un cortocircuito sulla massa (si veda la figura 2).
NOTA	: Le resistenze fisse sono da 1/4 di W, al 5%, ed i condensatori elettrolitici sono del tipo al tantalio (goccia) a 15VL.

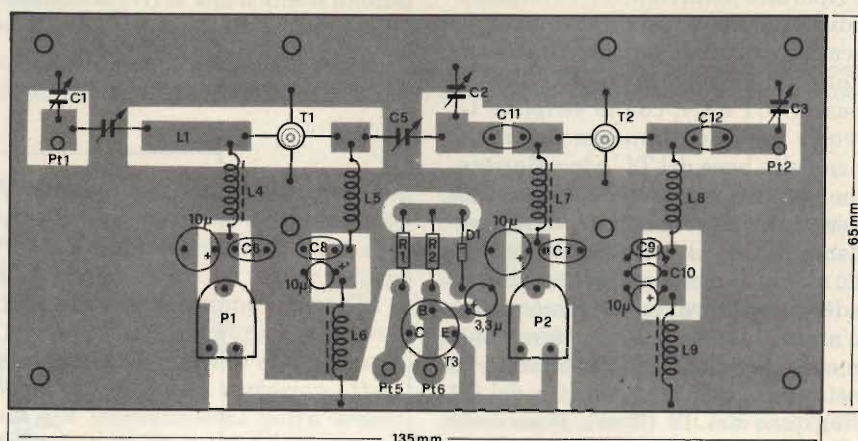


Fig. 2 - Piano di montaggio (circuito stampato) dell'amplificatore. La basetta prevede la sola ramatura superiore.

indicate con i doppi cerchietti concentrici. Nella parte inferiore di tutte ed otto le viti di fissaggio, si stringeranno dei dati M3, in modo tale da sollevare lo stampato di quel minimo che serve per non comprimere i diodi sottostanti (circa 2,5 mm).

L'allineamento

Prima di tutto, si deve regolare la corrente di collettore dei due transistori T1 e T2, aggiustando lentamente i potenziometri trimmer P1 e P2.

I valori relativi, sono segnali all'ingrosso, sono esposti nella Tabella 1.

NOTE:

- (1) L'articolo è adattato da: "Two stage ATV linear amplifier" VHF COMMUNICATIONS, Volume 9, pagina 10 e segg.

Ciò fatto, all'uscita si collegherà un wattmetro munito di un adatto carico fittizio ed all'ingresso si collegherà un generatore di segnali TV in grado di erogare 20 - 25 mW regolato al centro banda. In queste condizioni, si allineeranno tutti i compensatori in modo da ottenere la potenza più elevata ricavabile. Una taratura esatta del circuito d'ingresso, è ottenibile praticamente solo se s'impiega uno sweep.

Eseguito piccole regolazioni alternate dei trimmer C1 e C4, si può ottenere la banda passante, all'uscita dell'amplificatore che corrisponde a quella dell'exciter.

ALLARME ANTIFURTO A MICROONDE

di Mike Hoskings

Dopo la pubblicazione dei primi allarmi antifurto a microonde, vi sono stati progressi circuitali che hanno consentito di ottenere maggior sicurezza di funzionamento e prestazioni generali migliori. L'apparecchio che presentiamo, è un po' il compendio dei vari perfezionamenti.

Questo allarme funziona in base all'effetto Doppler, che dimostra come vi sia uno slittamento in frequenza, allorché la sorgente di un segnale e il relativo ricevitore sono spostati, uno rispetto all'altro. Per una data frequenza, lo slittamento Doppler dipende unicamente dalla velocità radiale relativa, ed è espressa come $fd = 2V/\lambda$, ove V è la velocità radiale, e λ è la lunghezza d'onda della frequenza data. In questo allarme antifurto, la sorgente del segnale ed il ricevitore sono montati assieme formando un singolo modulo, che funziona come una specie di sistema radar.

Il trasmettitore è formato da un diodo di Gunn montato in una cavità risonante e produce un segnale ad onda continua, non modulata. Il segnale si allarga creando un raggio ampio, e quando si colloca il dispositivo in un vano, o camera, o locale, una parte di questo segnale è riflessa al sistema ricevente. Lo stadio d'ingresso del ricevitore è formato da un singolo diodo di Schottky, che funziona come un mixer supereterodina, effettuando la miscelazione di una piccola parte del segnale emesso, con il segnale ricevuto. Si ha quindi un terzo segnale di battimento, che può essere prelevato al terminale di uscita del mixer.

Quando non è presente alcun movimento, il segnale ricevuto dal "radar", ha esattamente la stessa frequenza di quello emesso, e di conseguenza non vi è segnale all'uscita (ma solo un certo livello di c.c. rivelata). Non appena nell'ambiente vi è qualcosa che si muove, tanto per dire, un intruso, si ha uno slittamento Doppler nel segnale riflesso, che appare all'uscita, così come se il sistema emittente fosse spostato rispetto a quello ricevente. Il segnale-differenza, appare all'uscita del miscelatore.

All'apparizione di questo segnale si ha l'azionamento dell'allarme antifurto.

Anche se il funzionamento di base è tanto semplice, considerato l'utilizzo

dell'apparecchio, si deve tenere buon conto dei falsi allarmi, dei movimenti transitori, delle interferenze r.f., quindi è necessario progettare il circuito con estrema cura. È proprio nel settore che amplifica i segnali, li filtra, genera il trigger e controlla l'allarme, nel quale emergono le migliori date dal progresso.

In molti paesi, ed anche in Italia, le emissioni dei radar antifurto devono essere comprese in una ristretta banda di frequenze, che è appena al di là di quella amatoriale dei 10.000 MHz. Questo apparecchio lavora irradiando segnali a 10,687 GHz. Dai calcoli, risulta che la relazione lineare tra la frequenza deviata in base al principio di Dop-

pler e la velocità radiale, è 71,25 Hz per metro, per secondo (come dire 31,85 Hz per miglio all'ora).

Nel circuito completo del sistema di allarme, si nota che l'alimentatore è più o meno uguale, rispetto a quello dei radar precedenti, e che comunque eroga una tensione d'uscita molto stabile con un ronzio residuo estremamente ridotto. Questo tipo di alimentazione è molto importante perché minimizza il contenuto di modulazione in ampiezza ed in frequenza del segnale emesso. Le maggiori differenze rispetto agli altri apparecchi visti sono le seguenti:

- minor numero di parti impiegate;
- alimentazione singola con il negativo a massa, quindi maggior facilità per l'impiego a batteria;
- filtraggio attivo;
- modifica del circuito a pompa formato da diodi per ottenere una maggior immunità rispetto alle interferenze ed ai transitori;
- spegnimento automatico dell'allarme e reset dopo un certo periodo di azionamento.

Il cuore del sistema elettronico, è il quadruplo amplificatore operazionale RC4136. Ciascun amplificatore compreso, è simile al ben noto modello 741, ma ha una figura di rumore d'ingresso

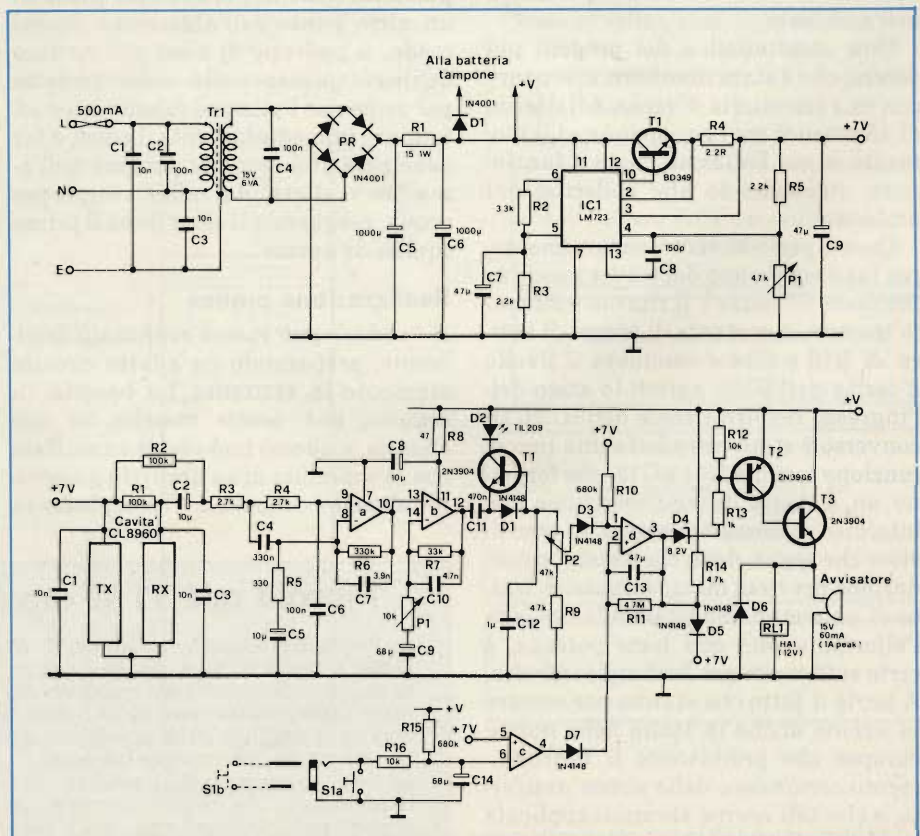


Fig. 1 - Schema elettrico dell'allarme antifurto "radar". La cavità CL8960 può essere rintracciata presso i distributori di componentistica professionale e semiprofessionale. La regolazione dei trimmer R3 ed R4 è dettagliata nel testo.

Specifiche tecniche

Frequenza del sistema emittente:	10,68 GHz +/- 12 MHz.
Potenza d'uscita del sistema emittente:	10 mW massimi.
Guadagno dell'antenna:	6 dB.
Radiazioni fuori banda:	40 dB al di sotto della portante.
Gamma di temperatura di funzionamento:	da -5 a +40 °C.
Zona protetta:	raggio di circa 10 metri, per oggetti della grandezza di una persona.
Ritardo iniziale nell'intervento:	all'incirca 45 s.
Il reset automatico interviene dopo:	circa 30 s.

assai più ridotta. Il primo stadio è impiegato come filtro che ha un guadagno fisso di circa 60 dB; il collegamento con il secondo stadio è diretto. Oltre al secondo amplificatore vi è il circuito "a pompa" che impiega oltre al diodo anche un transistor per avere un percorso di scarica più veloce, ed in tal modo, prevenire che il circuito accumoli impulsi brevi, come quelli che sono generati dalle interferenze, dal movimento di insetti che volano o da tendaggi che ondulano. Questa particolare circuiteria, con la buona stabilizzazione e l'accurato filtraggio del segnale, da una eccellente immunità nei confronti dei falsi allarmi, mentre assicura che il trigger intervenga quando vi sono dei movimenti dalla chiara importanza, nell'ambiente.

Una caratteristica dei progetti più vecchi, che è stata mantenuta, seppure con una circuiteria diversa, è il ritardo di 45 secondi tra l'accensione ed il momento in cui l'allarme inizia a funzionare, rispondendo alle sollecitazioni ambientali.

Questo periodo, serve, naturalmente, per lasciare il vano dopo aver messo in funzione il "radar". Il ritardo è ottenuto tramite la costante di tempo di carica di R16 e C14 e commuta il livello d'uscita dell'IC2c, quindi lo stato dell'ingresso non-invertente dell'IC2d. Di converso è stata introdotta una nuova funzione tramite R11 e C13, che formano un sistema di controreazione che interdica automaticamente il transistor che segue, dopo che è stato in conduzione per circa mezzo minuto. Si tratta di un tempo abbastanza lungo, e se l'allarme suona con forte potenza, è certo sufficiente per far fuggire il ladro. A parte il fatto che stanno per entrare in azione anche in Italia delle norme europee che proibiscono il funzionamento *continuato* delle sirene antifurto, e che tali norme saranno applicate rigidamente, con delle serie multe per i trasgressori, in tal modo già oggi si può evitare l'imbarazzo di rientrare a casa dopo un fine settimana ed incontrare

subito un vicino che eleva vibrante proteste perché l'antifurto è rimasto in azione per delle ore, magari di notte. Dopo il reset, l'allarme, è ovviamente commutato di nuovo nella funzione di "guardia". Infine, il circuito di allarme, comprende un avvisatore acustico interno, che si vede nel circuito elettrico, ma anche un relais che ha l'avvolgimento collegato in parallelo a tale avvisatore, e che con i propri contatti può mettere in funzione una sirena esterna, un lampeggiatore, o ciò che si ritiene necessario installare.

L'interruttore S1a, è del tipo a pulsante e serve per il reset manuale dell'allarme; in parallelo a tale pulsante, vi è un jack che consente di collegare un altro pulsante remoto, per esempio posto in un altro punto dell'abitazione. In tal modo, il padrone di casa può entrare deliberatamente nella zona protetta per vedere se l'allarme funziona, ed effettuare immediatamente il reset, o far penetrare una seconda persona nell'area "sorvegliata" dal radar, sempre per prova, eseguendo il reset dopo il primo squillo di avviso.

Realizzazione pratica

Il "radar" può essere realizzato facilmente, preparando un adatto circuito stampato in vetronite. La basetta, in seguito, può essere inserita in uno chassis, e questo può essere camuffato con la copertina di un libro (rilegatura). In tal modo, collocando il complesso su

di una scansia tra altri libri ed oggetti, si ha un'ottima mimetizzazione. Le foto di testo illustrano tale versione, che è razionale, oltre a non disturbare l'estetica di qualunque arredamento.

In relazione al diodo mixer che fa parte del modulo radar, va rammentato che si tratta di un elemento *facilmente danneggiabile da parte di cariche elettrostatiche*, quindi lo si deve trattare con le stesse precauzioni che si usano maneggiando i circuiti integrati MOS-LSI. Per evitare possibili danneggiamenti, il diodo è fornito con un filo di cortocircuito che deve essere tolto quando lo si è installato.

La filatura relativa alla circuiteria d'ingresso deve essere mantenuta la più corta possibile, ad evitare la raccolta di segnali spuri. Il Gunn trasmittente si rompe subito, ed in modo irreversibile, se è alimentato con la polarità inversa. Prima di applicare la tensione al Gunn, conviene connettere al suo posto una resistenza da 47 Ω/1W e regolare finemente P1, per ottenere 7V con la più elevata precisione possibile: +/- 0,1 V. Ciò fatto, la resistenza connessa provvisoriamente sarà tolta, ed al suo posto si collegherà la cavità trasmittente che comprende il diodo.

Quando il sistema di allarme è completamente assemblato, si dovrà regolare la sensibilità impiegando P1 (fig. 16). Questo lavoro va eseguito osservando i lampeggi del LED in relazione al movimento di una persona che passi avanti e indietro nell'area protetta, davanti al dispositivo. Ruotando il trimmer, si noterà che il diodo balugina sempre più di frequente aumentando il valore del trimmer, sin che si raggiunge un punto nel quale il tutto auto-oscilla ed il diodo resta sempre illuminato. Stabilito questo punto, si dovrà tornare leggermente "indietro" nella regolazione, diminuendo appena il guadagno, sino a trovare un punto nel quale il LED resta spento senza movimenti nell'area, ma l'allarme è al massimo della sensibilità.

Piccolo relé 11 W ora anche a tenuta stagna

La Siemens produce il piccolo relé 11 W non solo con protezione antipolvere, ma anche a tenuta d'acqua. Anche il nuovo relé, come quello protetto dalla polvere è neutro, monostabile ed equipaggiato con uno o due contatti di scambio. Esso può commutare potenze fino a 60 VA o 30 W. Il materiale dei contatti è di argento dorato oppure, a seconda delle condizioni di carico, argento palladio rivestito di oro (specialmente per impieghi low-level).

La tensione massima di commutazione è di 28 V tensione continua oppure 120 V tensione alternata, la corrispondente corrente di commutazione per i contatti in argento/palladio, raggiunge i 2 A. L'esecuzione standard si presta per temperature ambiente da -25 °C a +55 °C, mentre quella più sensibile (con un solo contatto di scambio) opera tra -25 °C e +75 °C.

COME FUNZIONA UNA CPU

A cura di Ing. Paolo Bozzola

Proseguiamo in questo articolo con altri particolari sul funzionamento di una generica CPU. Avendo già chiare le idee sui blocchi interni, ora possiamo descrivere con maggiore precisione i vari tipi di istruzione introducendo il registro di stack ed il concetto di "subroutine". In un articolo successivo descriveremo approfonditamente i vari metodi di indirizzamento.

Lo schema interno di una generica CPU è stato descritto in un articolo precedente, e, in quell'articolo, si parlò (in maniera volutamente semplicistica) dei blocchi interni, cioè "i registri", e del processo per cui i codici, provenienti dalla memoria esterna, potevano essere "interpretati" come operazioni eseguibili e quindi effettivamente eseguiti dalla CPU. Ricordo che questa operazione è eseguita dal blocco che chiamammo "Decodificatore di Istruzioni", ed il procedimento era ed è possibile in quanto ogni istruzione risiede in memoria ordinata nei due precisi campi che la compongono: il campo "Codice Operativo" ed il campo "Operando". Per cui una banale istruzione di "carica in accumulatore il dato contenuto all'indirizzo \$A12C" in memoria appare: "AD A1 2C".

Chiaramente "AD" è il codice (esadecimale) del Codice Operativo, mentre "A1 2C" è l'attributo di questo codice o, come si indica, "l'operando". Ricordo allora che il Decodificatore di Istruzioni deve conoscere qual'è il primo Codice Operativo della prima istruzione da eseguire, in modo da iniziare la corretta interpretazione, via via, di tutte le istruzioni del programma.

È compito del programmatore predisporre ("inizializzare") la CPU, all'accensione, indicandole ove il programma inizia nella memoria. Tale procedura ("Power On Reset") avviene in varie maniere, ma si basa sempre e comunque sull'uso di una locazione di memo-

ria, particolare per ogni CPU, e chiamata "vettore". L'utente avrà cura di specificare in questo vettore l'indirizzo della prima istruzione (eseguibile!) del suo programma. Un grafico che illustra ciò che accade in pratica all'accensione è riportato in figura 1.

Ora che abbiamo rapidamente ripreso il contatto con la CPU, possiamo affrontare un'analisi più approfondita del linguaggio di programmazione (a livello macchina) ed evidenziarne i punti comuni fra i vari tipi di CPU. Come al solito, cioè, non mi riferirò ad

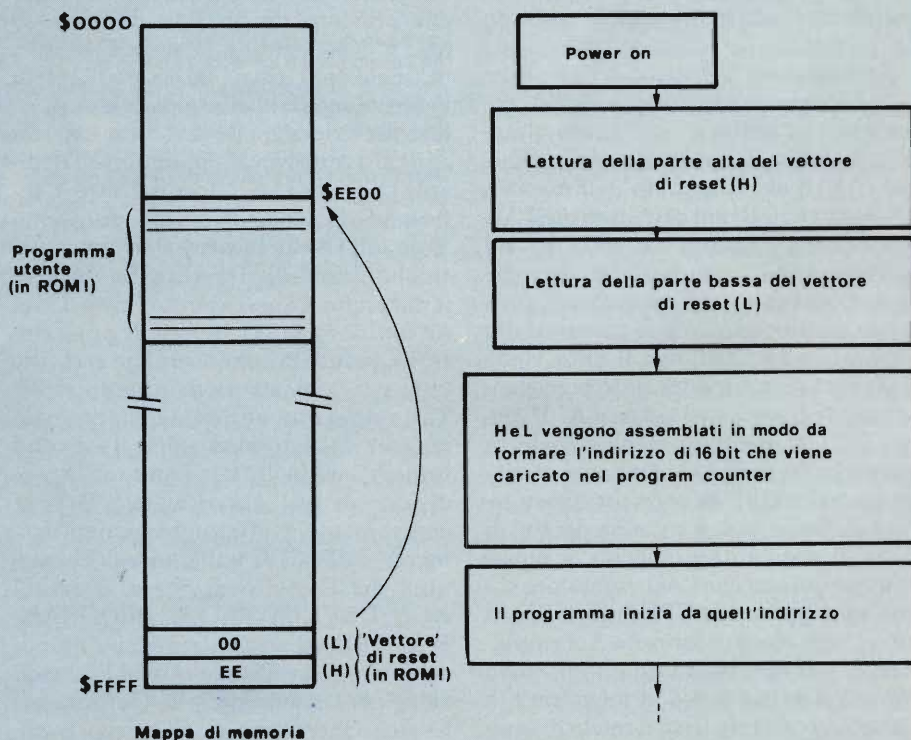


Fig. 1 - Sequenza delle operazioni compiute automaticamente dalla CPU dopo un RESET. Si noti che il "Vettore" ed il programma devono essere su ROM, altrimenti alla accensione vi sarebbero dei dati casuali ed il processore non saprebbe ove iniziare l'esecuzione del programma.

una CPU in particolare, ma organizzerò la trattazione per linee generali. Con queste premesse, vedremo i tipi di istruzioni esistenti, riservando il prossimo articolo per una discussione approfondita dei modi di indirizzamento.

Tipi di istruzioni

I tipi di istruzione variano abbastanza a seconda della struttura interna di una CPU. È però possibile, egualmente, estrapolare la seguente lista:

- 1) Operazioni aritmetiche e logiche con l'Accumulatore.
- 2) Operazioni che riguardano lo stato della CPU.
- 3) Operazioni di test e salti vari.
- 4) Trasferimenti da/verso la memoria, in modo non indicizzato.
- 5) Trasferimenti da/verso la memoria in modo indicizzato.
- 6) Operazioni che impiegano l'uso dello "stack".
- 7) Operazioni correlate alle interruzioni del programma.
- 8) Operazioni legate all'uso dei dispositivi di I/O.

Operazioni aritmetico/logiche (in accumulatore)

Sono istruzioni il cui scopo è prendere un dato dalla memoria, lavorare su quel dato nella ALU (Unità Aritmetico/Logica, si veda lo scorso articolo), e quindi riportare in memoria il risultato del lavoro.

Esempi sono: "Carica l'Accumulatore", "Somma al contenuto dell'Accumulatore", "Sottrai dall'Accumulatore", "Scarica l'Accumulatore", "Esegui (AND) sul contenuto dell'Acc.re", "Esegui un (OR) sul contenuto dell'Accumulatore", "Esegui un (EXOR) sul contenuto dell'Accumulatore". Si noterà dunque come il denominatore comune sia un trasferimento di un dato dalla memoria alla CPU, ove il dato viene elaborato (con un altro dato precedentemente caricato nella stessa ALU della CPU). Il risultato viene riposto in memoria, oppure può rimanere ovviamente nella CPU se sono previste ulteriori elaborazioni. A seconda dei tipi di CPU, il dato è di 8 o 16 bit, e non è nemmeno detto che l'Accumulatore sia uno solo: parecchie CPU hanno più di un registro che può agire da Accumulatore. Va infine ricordato che il modo con cui il dato è preso in memoria e/o viene ivi scaricato (cioè il modo di indirizzamento) è vario e multiforme, ma qui non lo consideriamo, per chiarezza, riservando, come detto, un articolo interamente ai modi di indirizzamento.

Operazioni che riguardano lo stato della CPU

La volta scorsa vedremo che un registro particolare, detto "Registro di Stato", è sempre presente in una CPU e serve ad evidenziare, operazione dopo operazione, lo stato della macchina. (Un esempio: se nella precedente istruzione il risultato della operazione era divenuto zero, il "Flag" di Zero, nel Registro di Stato, viene settato). Ebbene, con opportune istruzioni è possibile "forzare" allo stato logico zero o uno, uno o più, fra i Flag del registro di stato. Ciò ha senso se si desidera predisporre la macchina in uno stato "noto" prima di iniziare un certo ciclo di istruzioni. Esempi: "Setta/Resetta il Flag di Carry", "S/R il flag di zero", e così via per i Flag di Overflow, Negative, Half Carry, Decimal Mode, ect. Nel registro di stato vi sono anche i flag legati agli stati di interruzione della macchina, ma di questo parleremo nel paragrafo relativo.

Operazioni di test e salti vari

È chiaro che un programma è composto da una serie di istruzioni (al solito, codice operativo seguito dall'eventuale operando) che però possono anche non essere eseguite in modo strettamente sequenziale. Se supponiamo che ad un certo punto una istruzione sia un trasferimento in Accumulatore del dato che proviene da un Port di Ingresso (es.: vi è collegata una serie di sensori di fine-corsa), potrebbe essere prevista l'esecuzione immediata di una particolare procedura qualora il dato letto sia eguale a zero. Noi sappiamo che il Registro Di Stato ci può fornire tutte le informazioni necessarie, a tale proposito. Ecco allora che la nostra esigenza potrebbe così essere descritta: "se e solo se il dato letto a questo punto è zero, salta all'indirizzo \$1247 invece di proseguire, in quanto là comincerai ad eseguire una serie di istruzioni appropriate". Tutto ciò si ottiene molto semplicemente con le istruzioni di "Test and branch", ossia di "test e salto se la condizione di test è verificata". Il Test, chiaramente, è effettuato automaticamente dalla CPU sulla base del contenuto del Registro di Stato, e quindi NON DEVE FARLO IL PROGRAMMATORE. Quest'ultimo deve quindi solamente specificare qual'è la condizione per l'eventuale salto (definita nel Codice Operativo) e l'indirizzo a cui, eventualmente, saltare. Esempi: "salta se (il risultato dell'operazione precedente) è zero", oppure se è diverso da zero, o negativo, o positivo, o se il ripor-

to è a zero o è a uno, etc.

Ma spesso è indispensabile dovere saltare ad un altro gruppo di istruzioni SENZA ALCUN MOTIVO PARTICOLARE, ed allora il salto non sarà più "condizionato" bensì "obbligatorio". Di solito tali salti sono definiti come "jump" (gli altri erano "branch"). Esempio: "Salta all'indirizzo \$A437". Quando viene interpretata una istruzione di salto "incondizionato" (obbligatorio), semplicemente il Program Counter (il Registro che emette gli indirizzi sul BUS) viene alterato forzandogli il nuovo indirizzo, specificato appunto nell'istruzione di salto, e l'esecuzione procede senza ulteriori indugi dal nuovo indirizzo.

Trasferimenti da/verso la memoria (modo non indicizzato)

Le metodologie con cui questi trasferimenti avvengono saranno descritte nel capitolo sui modi di indirizzamento. Qui basterà osservare che questi trasferimenti ("prendi un dato dalla memoria acquisendolo nel registro tale") possono interessare tutti i registri abilitati a collegarsi sul bus dei dati esterno. Quindi non solo l'Accumulatore, ma anche il Registro di Stato, il (o i) Registro indice, lo stesso Program Counter in certe CPU. In breve, il registro interessato acquisirà il dato o lo scaricherà in memoria senza richiedere, per eseguire ciò, l'aiuto di altri registri (cosa che avviene in modo indicizzato).

Trasferimenti da/verso la memoria (modo indicizzato)

Chiaramente è lo stesso discorso del capoverso precedente, solo che adesso il registro interessato al trasferimento chiede l'aiuto di un altro registro abilitato a fornirglielo (Registro Indice), onde effettuare un trasferimento di dato in modo assai più complesso (ed efficace). Chiaramente un registro indice non può fare da indice a se stesso, per cui di solito è solo l'Accumulatore a potere sfruttare tali operazioni (con alcune eccezioni).

Operazioni che implicano l'uso dello stack

Lo "Stack" o "pila", è una zona della RAM di sistema che è riservata all'uso autonomo della CPU. Nello scorso articolo, onde evitare di parlare di troppi argomenti, avevo evitato di introdurre lo "stack" ed il registro (sempre interno alla CPU) che, governando questo stack, chiaramente si chiama "Stack Register".

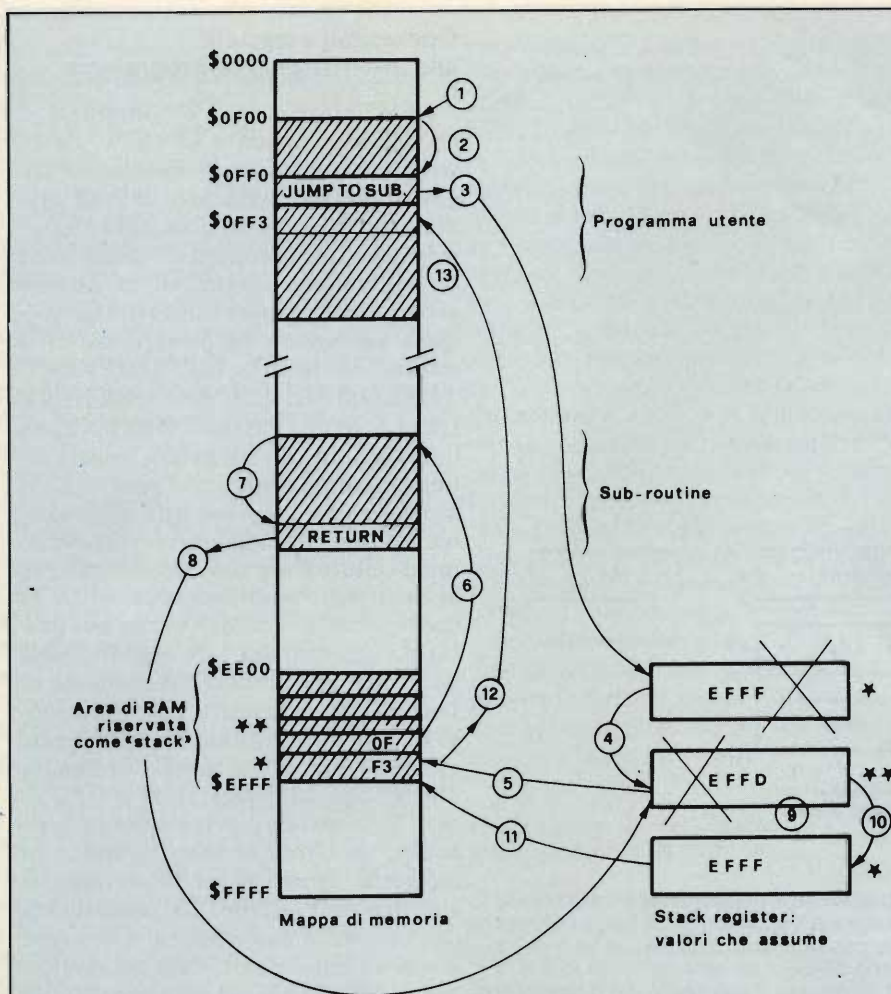


Fig. 2 - Sequenza delle operazioni, compiute automaticamente dalla CPU, quando, nel programma, avviene una chiamata ad una sub-routine. Si noti che quest'ultima è essa stessa un programma posto in un'altra della memoria, e che termina con una istruzione di "ritorno". Accade quanto segue: 1) inizia il programma (che deve anche predisporre lo stack register) 2) il programma prosegue normalmente 3) viene trovata un'istruzione di Jump To Subroutine: 4) allora la CPU decrementa lo Stack Reg. per farlo puntare, nello Stack, a due caselle più in basso, e poi 5) memorizza nello stack l'indirizzo di ritorno 6) adesso la sub-routine può essere eseguita 7) e l'esecuzione continua fino a che non si trova una istruzione di "RITORNO". Allora 8) la CPU incrementa lo Stack Reg. riportandolo come era prima della chiamata: 9) adesso infatti occorre riprendersi il vecchio indirizzo. 10) ora che lo Stack Reg. è a posto, 11) viene ripreso l'indirizzo di ritorno e 12) si torna effettivamente al programma principale, ove 13) si prosegue con l'istruzione che era successiva alla chiamata della sub-routine.

Ora, con l'ausilio della figura 2, cercherò di illustrare le importantissime funzioni di questo registro. Essenzialmente, il registro (di solito a 16 bit) è un puntatore che indica una determinata locazione della memoria. Deve essere inizializzato opportunamente dall'utente, all'inizio del programma, con istruzioni del tipo "posiziona lo stack Register in modo che punti alla locazione \$XXXX". Eseguita questa inizializzazione, se XXXZ è per esempio l'indirizzo esadecimale \$EFFF, il Registro di Stack conterrà appunto \$EFFF. In tale modo, è supposto che l'area di RAM che è compresa fra \$EFFF ed un indirizzo MINORE (es.: \$EE00) è riservata alla

CPU e sarà "supervisionata" dallo stesso Registro di Stack. Si noti come io consideri la zona riservata (che è poi lo Stack, appunto), dall'alto in basso, e si noti che non ho definito, un preciso limite inferiore, in quanto, vedremo, ciò dipende in esclusiva dalla "dinamicità" del programma.

Diciamo che solitamente un paio di pagine per lo stack sono decisamente sufficienti. Ed ora, vediamo finalmente quando entra in gioco il nostro stack register.

Innanzitutto, illustriamo il concetto di "Sub-routine", ovvero di "Sottoprogramma". Una sub-routine è un insieme di istruzioni che è conveniente ripe-

tere una volta sola, in quanto sono sempre le stesse ogni volta che il computer debba ripetere l'operazione per cui la sub-routine è stata ideata. Esempio: il programma risiede in un controllo di temperatura, e periodicamente viene letta la tensione da una serie di sonde. Dopo ogni lettura noi desideriamo stampare il valore letto. La stampa, ammettiamo, si ottiene semplicemente scrivendo il dato in un Port di Uscita a cui è collegata una stampantina, ed aspettando poi un certo tempo. Ecco che abbiamo identificato "una serie di operazioni che si ripete identicamente ogni volta che abbiamo bisogno di eseguirla": nel caso, è "la scrittura al Port e l'esecuzione di un ciclo di ritardo".

Ora la scelta: possiamo inserire nel programma le istruzioni relative ogni volta che dobbiamo eseguire questa procedura, oppure possiamo scrivere tale procedura UNA VOLTA SOLA, per poi andare a eseguirla solo quando ne abbiamo veramente bisogno. In tale caso abbiamo creato una "sub-routine" e la sua esecuzione prenderà il nome di "chiamata della sub-routine". L'istruzione che chiama la routine è un semplice salto: "salta alla Subroutine che si trova all'indirizzo XXYY". Ma ecco la differenza con un salto incondizionato (Jump): che quando si salta ad un sub-routine entra in gioco lo stack (nel l'altro caso invece no!).

La figura 2, appunto, illustra il meccanismo. Il Registro di Stack è tuttora puntato all'indirizzo a cui era stato inizializzato. Appena il programma esegue una istruzione di "salto ad una sub-routine", il Decodificatore di Istruzioni ordina al Registro Program Counter di memorizzare nello Stack l'indirizzo cosiddetto "di ritorno", che è l'indirizzo successivo a quello della istruzione di chiamata della sub-routine. Contemporaneamente il Registro di Stack viene decrementato di due, cosicché ora esso punta alla prima nuova locazione "utilizzabile" dello Stack. Eh si, perché nulla vieta che la sub-routine appena chiamata a sua volta chiami un'altra sub-routine, per cui devo ricordare nello stack un secondo indirizzo di ritorno! E devo quindi sempre sapere in che punto dello stack posso memorizzarlo.

Notate che io ho - per semplicità discorsiva - parlato in prima persona, ma è la CPU che esegue tutte queste operazioni, automaticamente senza intervento esterno, non appena viene riconosciuta una istruzione di chiamata di sub-routine ("Jump To Sub-Routine"). Ora, la CPU deve anche sapere quando è finita fisicamente la Subroutine: questo avviene semplicemente con l'istru-

Operazioni correlate alle interruzioni del programma

Una "interruzione", o "Interrupt", è un segnale che arriva alla CPU dall'esterno, su un apposito piedino di ingresso, e la cui variazione di livello avverte la CPU che un dispositivo hardware esterno necessita di prendere il controllo delle operazioni in attuale svolgimento oppure necessita immediata attenzione da parte della CPU stessa. In definitiva, la CPU DEVE INTERRUPTARE L'ESECUZIONE DELLE ISTRUZIONI CORRENTI ed iniziare o un ciclo di attesa oppure un nuovo programma che "risolverà" il problema che ha generato l'interruzione. Nello scorso articolo non ho ovviamente citato il segnale di interrupt, per la nota ragione di non appesantire la trattazione: ma in definitiva noi possiamo immaginare tale segnale come una linea che giunga direttamente al Decodificatore di Istruzioni, con priorità su ogni altro segnale. Normalmente, un Interrupt viene anche chiamato "Istruzione Hardware": cioè la CPU riceve un comando non interpretando un codice operativo di una istruzione in memoria, bensì ricevendo un impulso elettrico dall'esterno. La potenzialità dell'uso delle interruzioni è enorme: senza un ingresso in interrupt sarebbe assai difficile organizzare programmi efficienti (cioè veloci e che non spreca memoria). Un classico esempio dispererà ogni dubbio. Si supponga di avere un computer che ha un mezzo di dialogo interattivo con l'utente (es.: una tastiera). Il computer deve gestire il terminale video ed interpretare e trasmettere ed eseguire i comandi trasmessigli dall'utente. Ora, tutti i comandi giungeranno dalla tastiera, ma è importante notare CHE IL COMPUTER NON PUO' SAPERE QUANDO L'UTENTE GLI TRASMETTE UN COMANDO. La prima idea potrebbe essere quella di inserire nel programma una serie di chiamate alla sub-routine di lettura: cosa scomoda e che causa un grande spreco di memoria! L'idea migliore è quella di trascurare completamente (in apparenza) la presenza della tastiera, ma tenendosi collegati ad essa con la linea di interrupt. Tutte le solite tastiere ASCII possiedono un segnale di "Strone" (⌥), che si attiva solo e solo se si preme un tasto: ebbene, basterà collegare tale "strobe" all'ingresso di Interrupt della CPU.

Ma ecco che cosa accade quando finalmente un tasto viene premuto. Lo strobe va attivo (basso) ed arriva alla CPU. Questa riconosce l'interrupt, ed il

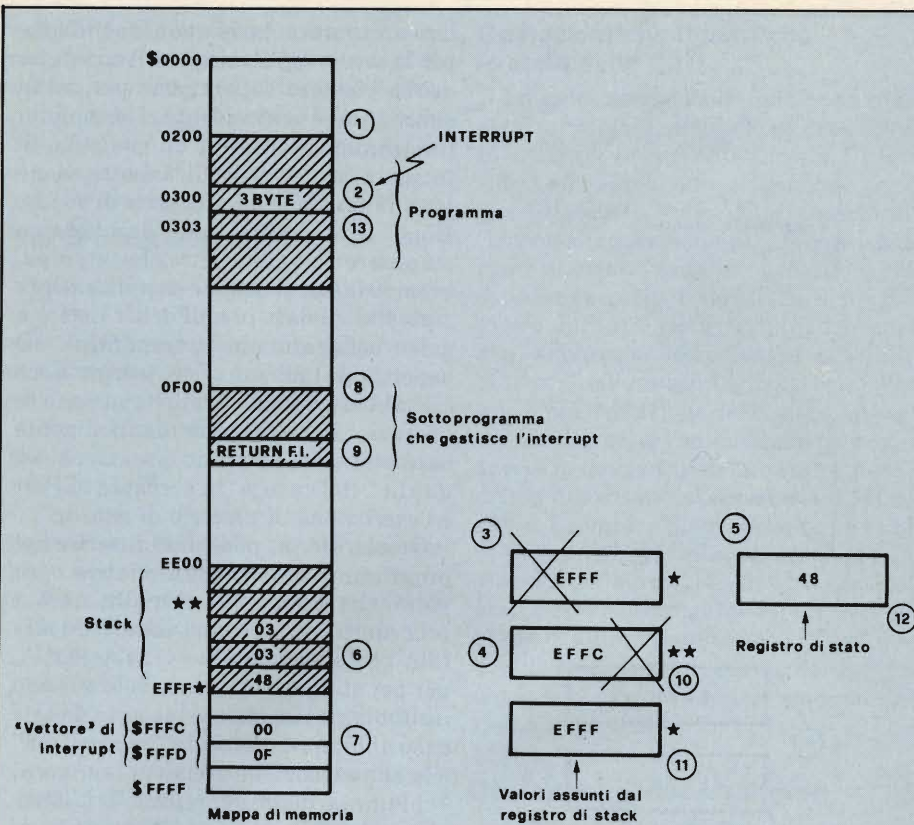


Fig. 3 - Sequenza delle operazioni compiute dalla CPU all'arrivo di una richiesta di interruzione dall'esterno. Si ha: 1) Inizia il programma (e si deve anche inizializzare lo Stack Reg.) 2) Arriva la richiesta di Interrupt: la CPU finisce di eseguire la corrente istruzione (es.: di tre byte) e quindi 3) aggiorna lo Stack Reg. per fare spazio, nello Stack, a tre byte: 4) infatti lo S.R. è decrementato di tre ed ora punta alla locazione "**". 5) Adesso il contenuto del Registro di stato viene rilevato dalla CPU stessa e 6) memorizzato, assieme all'indirizzo di ritorno, nei tre byte di stack resi disponibili. Quindi 7) la CPU va a leggere il contenuto del vettore di interrupt, e l'indirizzo ivi contenuto (spezzato in due byte) è messo insieme in modo che la CPU possa 8) iniziare l'esecuzione del sottoprogramma che gestisce l'Interrupt. 9) Alla fine di questo, c'è una istruzione di "RITORNO DA INTERRUPT", per cui 10) la CPU ripristina il Reg. di Stack a puntare tre byte più sopra nello stack, di modo che ora 11) lo S. Reg. punta di nuovo alla locazione "****". 12) Viene ora ripreso dallo stack al valore di prima dell'interrupt; poi 13) viene ripreso l'indirizzo di ritorno ed il programma prosegue normalmente con l'istruzione che era immediatamente successiva a quella che si stava eseguendo quando arrivò l'interrupt.**

zione di "Ritorno dalla Subroutine". Questa deve giocoforza essere l'ultima istruzione della subroutine, ed appena viene interpretata, il Program Counter va a riprendersi, nello Stack, l'indirizzo di ritorno "che è - nello stack - puntato dall'attuale valore del Registro di Stack". Occorre evidentemente incrementare - stavolta - questo Registro, affinché esso punti al prossimo eventuale indirizzo di ritorno. Se allora una successiva istruzione di "ritorno dalla subroutine" viene interpretata, la CPU saprà ove recuperare il nuovo indirizzo di ritorno, e così via.

Per manipolazioni complesse di dati e/o variabili, esistono istruzioni che alterano il contenuto dello stack e/o lo stesso registro di stack, ma non è questa la sede più adatta per una discussione approfondita. Infine, lo Stack e il

Registro di Stack entrano in gioco anche quando si parla di "Interruzioni", ma questo lo vedremo poi.

Si noti comunque il tipico comportamento "a fisarmonica" dello Stack, che non è mai impegnato tutto contemporaneamente, ma decresce o cresce a seconda di quanti livelli di subroutine si stanno eseguendo (e ad ogni chiamata va nello stack un indirizzo di ritorno). Per cui noi, in teoria, potremmo chiamare una subroutine che chiama una subroutine e così via fino a 256 chiamate se il nostro stack ha a disposizione 512 byte della RAM!. Evidentemente a questi livelli non si arriva in pratica mai, ma è opportuno egualmente riservare una sufficiente area di RAM per lo stack onde non ostacolare la "dinamicità" di un programma.

Decodificatore di Istruzioni interno finisce di eseguire la corrente istruzione. Dopodiché di nuovo il Decodificatore obbliga il Registro di Stato a salvare il suo contenuto: dove? ovviamente nello Stato, mentre contemporaneamente il Registro di Stack viene aggiornato a puntare sulla nuova locazione libera dello stack. Salvato il registro di stato, il Decodificatore di Istruzioni salva nello stack l'indirizzo di ritorno (poiché dopo l'esecuzione del sottoprogramma che asserva l'Interrupt bisogna riprendere il programma da dove lo si era interrotto), e quindi la CPU inizia ad eseguire la routine che, si dice, "gestisce.. l'Interrupt".

Come fa la CPU a conoscere dove si trova questa serie di istruzioni? Il procedimento è semplice, ovviamente legato al tipo di CPU adoperata, ma comunque sempre stabilito via hardware. Ovvero si adopera, come il Reset/Power On, un "vettore". Infatti la CPU (es.: una 6809) sa che, se arriva un Interrupt, dopo avere salvato stato e indirizzo di ritorno essa deve osservare IL CONTENUTO DELLE LOCAZIONI DI MEMORIA \$FFFC ed \$FFFD: in queste la CPU trova due dati di 8 bit che, messi insieme, formeranno l'indirizzo, in memoria, della prima istruzione eseguibile della routine di Interrupt! Sembra complesso, ma non lo è per nulla: anzi, molte CPU hanno più ingressi di Interrupt onde avere una maggior versatilità nel poter asservire dispositivi esterni. Eccoci allora alla nostra tastiera: finalmente la CPU inizia ad eseguire la procedura di lettura. Letto il dato dalla tastiera (ad esempio trasferendolo in Accumulatore e memorizzandolo da qualche parte in modo opportuno) l'asservimento ha termine: questo sarà indicato nello stesso programma, alla fine, con una apposita

istruzione di "ritorno dall'interrupt". Non appena tale istruzione viene interpretata, la CPU riprende dallo Stack sia il vecchio indirizzo ove ricominciare ad eseguire il programma prima interrotto, sia il contenuto dello Stato, e quindi il programma "principale" viene ripreso dal punto ove ci si era forzatamente fermati. Il meccanismo è simile a quello della chiamata di una subroutine, con la differenza che qui è un segnale (e non un'istruzione) a chiamare l'interrupt, e in più, col salvataggio del registro di stato, non si distrugge la situazione della CPU così com'era al momento dell'interruzione. La figura 3 illustra il meccanismo descritto.

Va notato che alcuni segnali di Interrupt possono non avere effetto sulla esecuzione del programma: si dice allora che l'interrupt è "disabilitato" o "mascherato". Per mascherare un interrupt, di solito basta settare un appropriato flag del registro di stato, con una apposita istruzione ("set/reset Interrupt Flag").

Operazioni legate all'uso dei dispositivi di I/O

Per ultimo, va ricordato che alcune CPU (8080, Z80, etc.) dispongono di istruzioni appropriate per collegarsi esclusivamente a dispositivi di Ingresso ed Uscita (I/O). In tale caso, riconoscendo nel programma una istruzione di questo tipo, la CPU sa che il prossimo dato va/arriva non alla/dalla memoria, bensì il trasferimento riguarderà uno dei (di solito 256) possibili dispositivi di I/O allacciabili alla CPU. Quindi la memoria di sistema per quel ciclo verrà disabilitata ed il Data-Bus vedrà la sola presenza dell'I/O. Chiaramente tali istruzioni "dedicate" riguardano trasferimenti di dati un po' come le

istruzioni normali di Load/Store; sono magari in tale senso più limitate, in quanto riservate solo a particolari registri.

Conclusioni

Ora non ci resta che analizzare la serie dei modi di indirizzamento più conosciuti: questo sarà lo scopo del prossimo articolo di questa rubrica. Poi seguiranno discussioni approfondite, ma sempre "alla portata di tutti", su I/O, Periferiche, e su Software e Firmware (Monitor, DOS, linguaggi etc.). Per ora, coloro che desiderassero approfondire di più gli argomenti trattati, potranno rifarsi alla bibliografia citata la volta scorsa, e, ancor meglio, iniziare a studiare un manuale d'uso di una CPU a loro gradita, ove (esposti in maniera più o meno ottimale a seconda degli autori) potranno ritrovare termini e concetti da me espressi in modo volutamente stringato. Per coloro che, per la prima volta, volessero avvicinarsi ad un micro, io consiglio vivamente la 6502: esiste una enorme mole di applicazioni con tale CPU, il suo funzionamento è assai facile ed immediato da comprendere, ed è oltretutto assai potente. Apple, PET, VIC sono i nomi di spicco di macchine che usano la 6502. Se il Lettore invece è più orientato ad applicazioni sistemiche e gestionali, io consiglio lo studio della Z80, che, se non vede nomi di spicco fra i prodotti in circolazione (perché sono migliaia e quasi del tutto simili fra loro), può però contare su un back-ground di applicazioni software assai rilevante: non per nulla il sistema operativo più diffuso è il CP/M (8080 e Z80). Peraltro, io sono sempre a disposizione, direttamente o tramite la Redazione, di chiunque abbia bisogno di consigli o pareri in merito. ■

anche a ROMA

la **G.B.C.**
italiana c'è

Via Giovanni Pontano, 6
(TALENTI)

nuovo punto di vendita

G.B.C.
italiana

A.V.E.C.O. s.a.s
Via Flaminia, 76
47037 RIMINI

TechnoClub

TechnoClub

TechnoClub

TechnoClub

TechnoClub

Il meglio dei libri tecnici italiani e stranieri. La migliore scelta di software per Apple, Atari, Commodore, Sinclair, Tandy Radio Shack, ecc... È un problema che **TechnoClub** ha risolto. **TechnoClub** è l'organizzazione di vendita per corrispondenza che ti offre il meglio al miglior prezzo. **TechnoClub** si avvale della collaborazione più qualificata. Richiedete maggiori informazioni.

Tagliando da inviare a Technoclub - Casella Postale 10674 - 20124 Milano

Nome

Via

Desidero maggiori informazioni su ...

... Software per

- Apple
- Atari
- Commodore
- Sinclair
- Tandy Radio Shack
- Altri (specificare)

... Libri di

- Elettrotecnica
- Elettronica e dispositivi elettronici
- Elettronica pratica ed hobbistica
- Misure elettroniche
- Radioriparazioni - TV Service
- Equivalenze 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)

Cap.

Sono interessato anche a libri in lingua originale ...

- Inglese
- Francese
- Tedesco

S.E. 1-83

TechnoClub

SISTEMI DI CONTROLLO DELLA POTENZA DA RETE MONO/TRIFASE

di L. Cascianini e J.E. Gilliam

Per il controllo della potenza da rete trifase, i sistemi di innesco dei tiristori a rampa e a piedistallo non sono sempre in grado di assicurare la precisione d'innesco dei tiristori nei casi in cui si verificano fenomeni di sbilanciamento nelle tre fasi della tensione di rete. L'articolo dopo aver descritto il funzionamento dei sistemi usati fino ad oggi per la produzione dei treni d'impulsi d'innesco e le loro limitazioni, introduce un nuovo sistema a microprocessore, illustrato ampiamente in altra parte della rivista

In campo industriale vanno assumendo sempre più importanza i sistemi che provvedono a regolare la potenza elettrica ricavata dalla rete di alimentazione monofase o trifase. La regolazione della potenza riguarda principalmente i motori in continua o in alternata nei quali esiste sempre l'esigenza di mantenere inalterata la velocità indipendentemente dal carico imposto. Oltre ai motori, la regolazione della potenza elettrica ricavata dalla

rete riguarda gli impianti di riscaldamento industriale, i forni ecc.

Il sistema più semplice che qui citiamo solo per valore storico dato che non viene più usato, consiste nell'inserire nel circuito di alimentazione di una data apparecchiatura (motore, forno ecc.), un resistore di potenza la cui resistenza può essere variata a seconda della potenza richiesta dal carico. Questo sistema ovviamente dà un bassissimo rendimento in quanto la potenza

non utilizzata dal carico viene dissipata in questo resistore, e di conseguenza perduta. Un altro svantaggio di questo sistema è costituito dal fatto che esso richiede per la regolazione della resistenza del resistore, un complesso sistema meccanico.

Un passo avanti nei sistemi di regolazione della potenza consiste nell'introdurre tra la rete e il carico del quale si vuole controllare la potenza, un trasformatore variabile. Questo trasforma-

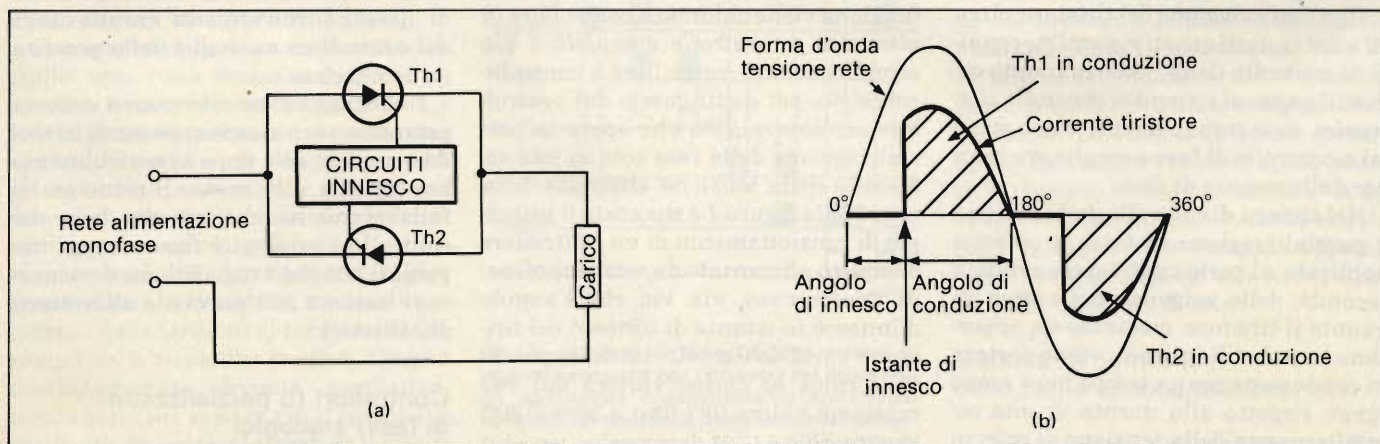


Fig. 1 - (a) Principio di funzionamento di un controllore analogico a parzializzazione di fase per tensioni alternate monofasi, completamente controllato (completamente controllato significa che viene parzializzata sia la semionda positiva che quella negativa). (b) Forme d'onda delle correnti parzializzate circolanti nel tiristore durante le semionde rispettivamente positiva e negativa della tensione di rete.

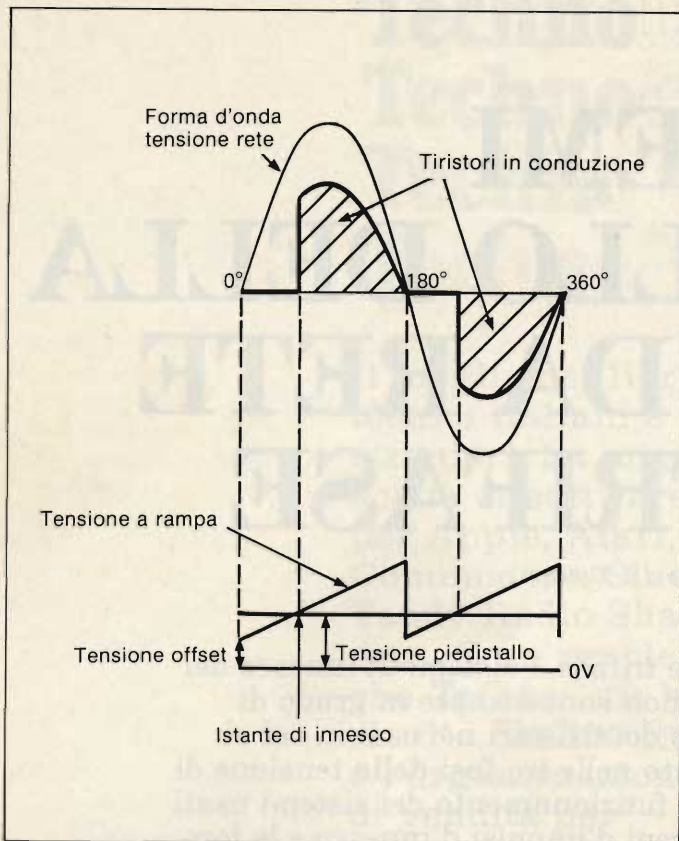


Fig. 2 - Forme d'onda della tensione rispettivamente di rampa e di piedistallo. L'innescio del tiristore ha luogo nell'istante in cui le due forme d'onda s'intersecano.

tore presenta indubbi vantaggi sul resistore variabile in quanto in questo caso, la potenza richiesta dal carico viene ricavata da un avvolgimento secondario variabile; senza dubbio, il trasformatore variabile rappresenta un notevole miglioramento rispetto al sistema del resistore variabile, il principale dei quali è l'assenza di perdite di potenza. Anch'esso però richiede un accurato sistema di regolazione meccanico che consenta di adattare, caso per caso, il numero delle spire del secondario alla potenza richiesta dal carico.

Con l'introduzione del tiristore, circa 20 anni fa, tutti questi sistemi *meccanici* di controllo della potenza hanno ceduto il passo ai sistemi di controllo *elettronici*, noti comunemente come sistemi a controllo di fase o meglio ancora a parzializzazione di fase.

Nei sistemi di controllo della potenza a parzializzazione di fase, la potenza applicata al carico può essere variata a seconda delle esigenze del carico in quanto il tiristore, mediante un opportuno impulso di innesco, viene portato in conduzione per un tempo più o meno lungo rispetto alla durata di una semialternanza della tensione di rete: in altre parole, viene applicata al carico non tutta la potenza ($V \times I$) contenuta in una semionda della tensione alter-

nata di rete ma una porzione più o meno grande di questa, a seconda delle esigenze del carico. (Da qui il termine parzializzazione della fase).

Se la potenza da controllare deve andare da zero a quella massima fornita dalla rete, occorrerà che il tiristore venga innescato negli istanti desiderati (dipendenti dalla potenza richiesta) sia nella semionda *positiva* che in quella *negativa* della tensione alternata della rete (figura 1). Il circuito per raggiungere questo scopo è riportato in figura 1a; l'apparecchiatura che effettua questa funzione viene chiamata *controllore in alternata a controllo completo* o più semplicemente, *controllore a controllo completo*, per distinguerlo dal *controllore semicontrolato* che opera la parzializzazione della fase solo su una semionda della tensione alternata della rete. Nella figura 1 è riportato il principio di funzionamento di un controllore completo alimentato da rete monofase: in questo caso, via via che l'angolo d'innescio (o istante di innesco del tiristore) varia da 0 a 180°, anche la potenza fornita al carico varierà dal suo massimo valore (0°) fino a zero (180°) (figura 1b).

Fino ad oggi, gli istanti di innesco del tiristore venivano determinati mediante impiego di tecniche analogiche.

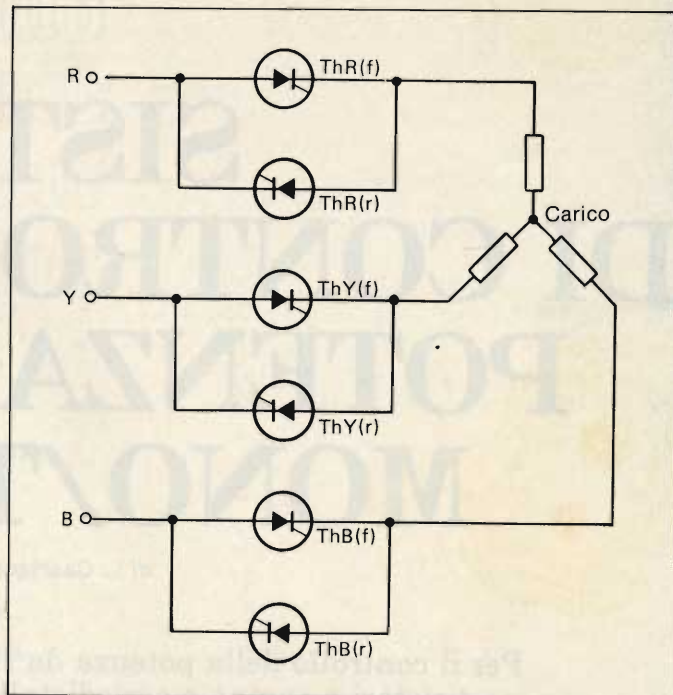


Fig. 3 - Principio di funzionamento di un controllore per tensione di rete trifase; è prevista la utilizzazione, previa parzializzazione, della semionda positiva e negativa di ciascuna fase. ThR(f) indica il tiristore diretto della fase R; questo tiristore è in grado di condurre dalla sorgente al carico. ThR(r) indica il tiristore inverso della fase R; questo tiristore è in grado di condurre dal carico alla sorgente. ThY(f), ThY(r), ThB(f) e ThB(r) sono i tiristori delle fasi gialla e blu, ed effettuano le stesse funzioni dei tiristori della fase R.

Queste ultime danno ottimi risultati nel caso di regolazione della potenza da rete monofase; cominciano invece a presentare seri problemi quando vengono utilizzate per regolare la potenza fornita dalla rete trifase.

In altra parte di questa rivista verrà illustrato un nuovo sistema di regolazione della potenza della rete trifase; esso è basato sull'impiego di un microprocessore (nel brevetto inglese 8205159 è stato chiamato *Look-back system*). Questo sistema come verrà dimostrato, elimina elegantemente molti di quegli inconvenienti caratteristici dei controllori analogici della potenza da rete trifase.

I vantaggi di questo nuovo sistema potranno però essere apprezzati in modo completo solo dopo aver richiamato brevemente alla mente il principio di funzionamento che sta alla base dei controllori analogici fino ad oggi impiegati nonché i requisiti che deve avere il sistema che provvede all'innescio dei tiristori.

Controllori (o parzializzatori di fase) analogici

Per poter innescare un tiristore in un istante ben preciso di un semiciclo della tensione alternata della rete, occorre

disporre di una base dei tempi che risulti perfettamente in fase con il ciclo (o semiciclo) della tensione di rete che si vuole controllare. Solitamente, questa base dei tempi è costituita da una *tensione a rampa*, sincronizzata con ciascun semiciclo della tensione di rete. In questo caso, il preciso istante di innesco del tiristore viene fissato dalla tensione cosiddetta di *pedistallo* la cui ampiezza può essere variata a seconda della posizione che si desidera che assuma l'istante di innesco all'interno di un semiciclo della tensione di rete (vedi *figura 2*). La tensione di offset che appare nei diagrammi di *figura 2* è necessaria in quanto il circuito che rivela il punto di intersezione (e cioè di uguaglianza tra tensione a rampa e tensione del piedistallo, e di conseguenza dà l'avvio all'innesco del tiristore), non è in grado di effettuare questa funzione quando i valori della tensione di piedistallo sono molto bassi.

Il controllo della potenza elettrica attuato con questo sistema (tensione a rampa e tensione di piedistallo) dà buoni risultati solo in quelle applicazioni che prevedono l'impiego della tensione di rete monofase; presenta invece dei problemi nei sistemi di controllo di potenza trifase che, come è noto, richiedono che, una volta fissato il preciso istante di innesco per i tiristori, questo possa essere mantenuto in continuità per tutte e tre le fasi.

In *figura 3* è riportato il circuito di principio di un controllore previsto per il controllo completo della potenza della rete alternata (e cioè parzializzazione della fase sia nel semiciclo positivo che in quello negativo di ciascuna delle tre fasi). La caratteristica essenziale richiesta da questo controllore è che esso, una volta fissata la quantità di potenza parzializzata da applicare al carico, questa debba essere fornita in ugual misura da tutte e tre le fasi.

Con un controllore a rampa e a piedistallo, una volta messe a punto le rispettive tensioni di rampa e di offset, è fuori dubbio che, almeno inizialmente, si riesca a soddisfare l'esigenza a cui prima abbiamo accennato; a lungo andare però inevitabilmente si verificheranno spostamenti e variazioni nel bilanciamento delle tensioni trifasi che produrranno, a loro volta, un disallineamento delle tensioni di piedistallo e di rampa delle rispettive tre fasi. Questo disallineamento diventa particolarmente serio nel caso in cui il carico sia costituito da un trasformatore o da un motore; in questi apparati infatti, anche il più piccolo grado di sbilanciamento delle tre fasi darà luogo a fenome-

ni di saturazione magnetica che, a loro volta, produrranno correnti di magnetizzazione notevolmente sbilanciate.

Requisiti che deve avere un circuito d'innesco

Se il controllore di fase deve regolare un carico di natura puramente ohmica, i tiristori potranno essere innescati in corrispondenza dell'angolo di innesco desiderato mediante un unico impulso (questa situazione è illustrata nelle *figure 1b e 2*). In pratica però la maggior parte dei carichi possiede una notevole componente induttiva, ed in questi casi non è possibile controllare la potenza ad essi applicata mediante un sistema di innesco dei tiristori costituito da un singolo e unico impulso. Questa difficoltà nasce a causa dello sfasamento che si verifica in questi carichi tra corrente e tensione (dovuto alla componente reattiva), e di conseguenza quando l'angolo di innesco risulta inferiore all'angolo di fase, l'impulso singolo di innesco comparirà quando ancora la corrente circolante nel carico è diretta in senso opposto a quella di conduzione del tiristore. Questa infelice situazione viene aggirata mantenendo il segnale di innesco per un tempo sufficiente ad

assicurare l'entrata in conduzione del tiristore solo quando nel carico è stata raggiunta la direzione di corrente richiesta. Siccome i circuiti di controllo debbono essere isolati dallo stack a alta tensione dei tiristori, il segnale di innesco dovrà essere formato in pratica da un *treno di impulsi* che verrà applicato ai rispettivi tiristori tramite il trasformatore cosiddetto di innesco.

Questi requisiti, caratteristici di un sistema d'innesco per controllori di potenza a parzializzazione di fase, vengono soddisfatti in pratica mediante blocchi di forme d'onda, contenenti gli impulsi d'innesco (detti anche blocchi o treni d'impulsi). Nella *figura 4* si possono vedere i blocchi degli impulsi d'innesco richiesti per innescare entro un angolo di conduzione di 20° , un controllore di alternata trifase a controllo pieno (parzializzazione nel semiciclo positivo e negativo di ciascuna fase).

Riguardo alla *figura 4* devono essere sottolineate due caratteristiche importanti:

- ciascun blocco degli impulsi di innesco (chiamati anche blocchi di forme d'onda) termina in corrispondenza del passaggio per lo zero (ZCO) di due fasi (ZCO = Zero CrossOver).
- I tiristori vengono innescati e portati in conduzione a due a due e cioè in coppia ThR(r) insieme a ThY(f), ThR(r) insieme a ThB(f), e così via. (ThR(r) = tiristore che opera sul semiciclo inverso, e cioè dal carico alla sorgente, della fase rossa (R); ThY(r) = tiristore che opera sul semiciclo diretto, e cioè dalla sorgente al carico, della fase gialla Y).

Nella *figura 5* si possono vedere molto chiaramente le variazioni che subiscono i blocchi delle forme d'onda (o blocchi degli impulsi di innesco) via via che aumenta l'angolo di conduzione dei tiristori. I blocchi (o treni d'impulsi) aumentano in ampiezza fino ad un angolo di conduzione di 60° . In corrispondenza di 60° , i blocchi riguardanti uno stesso tiristore si uniscono, mentre da 60° fino a 120° i blocchi appartenenti a tiristori differenti tendono a sovrapporsi. Da 120° a 150° , tutti i blocchi delle forme d'onda vengono spostati verso sinistra rispetto alle forme d'onda della tensione di rete.

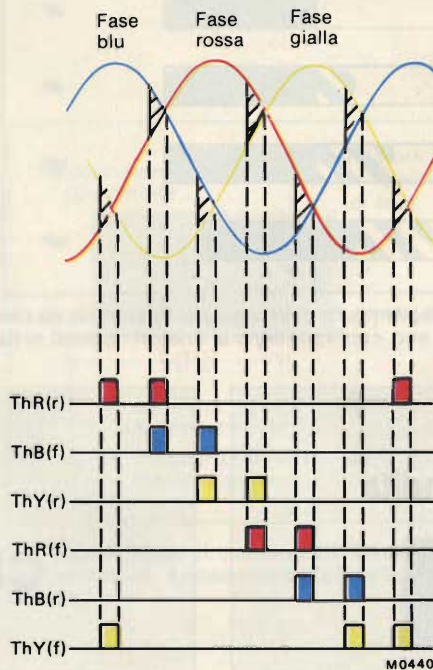


Fig. 4 - Blocchi di forme d'onda o treni di impulsi necessari per l'innesco dei tiristori di un controllore completamente controllato nel quale, in ogni fase, il relativo tiristore conduce per un angolo di 20° . Le forme d'onda della tensione di ciascuna delle tre fasi sono state riferite ad un neutro virtuale. (ThR(r), ThB(f) ecc. corrispondono ai tiristori indicati nella *figura 3*).

Sistema di controllo delle fasi a semiconduttore

Considerando attentamente la flessibilità d'impiego, caratteristica del microprocessore, si è potuto accertare che questo componente può risolvere

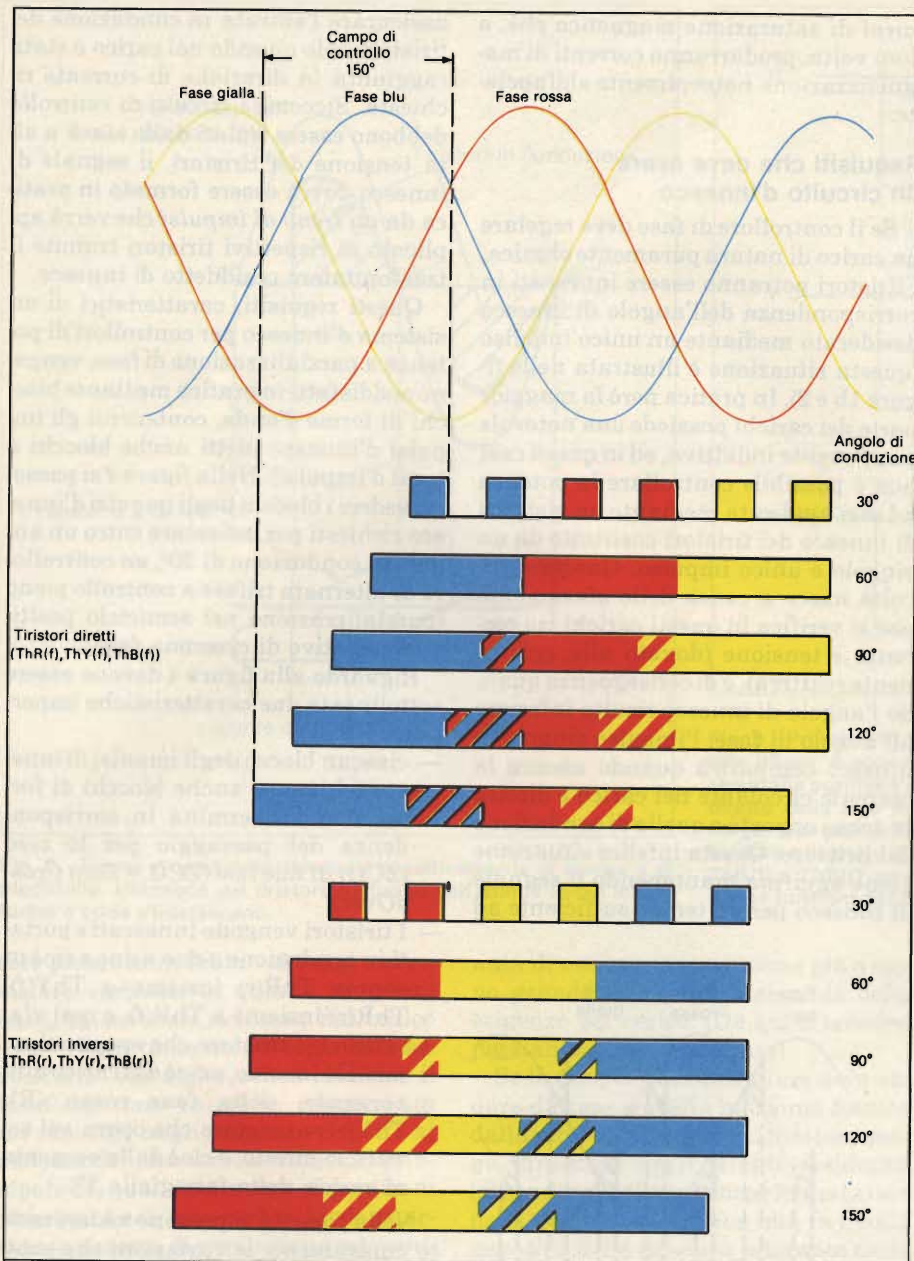


Fig. 5 - Variazioni che hanno luogo nei blocchi degli impulsi di innesco dei tiristori via via che aumenta l'angolo di conduzione ($ThR(f)$, $ThY(f)$ ecc. corrispondono ai tiristori riportati nella figura 3).

egregiamente il problema dello sbilanciamento delle tre fasi che i controllori analogici descritti non sono invece in grado, per loro natura, di risolvere. Il sistema di controllo della rete trifase a microprocessore viene chiamato sistema *look-back*. All'illustrazione di questo sistema è dedicato un articolo che compare in questa rivista.

Il sistema *look-back* "controlla" costantemente l'andamento delle tre fasi della tensione di alimentazione della rete, e rispondendo in maniera "intelligente" a qualsiasi fenomeno di sbilanciamento delle fasi riesce a mantenere un "set" di uscite bilanciato.

Questo sistema di controllo a microprocessore oltre ad eliminare l'inconveniente caratteristico dei sistemi di controllo analogici offre anche altri significativi vantaggi e cioè:

- minore numero dei componenti richiesti dal sistema di controllo
- l'innesco può iniziare entro quattro cicli della tensione di rete
- la sincronizzazione è mantenuta anche durante variazioni rapide della frequenza della rete e anche durante forti distorsioni temporanee delle forme d'onda della tensione di rete
- il sistema è praticamente insensibile ai disturbi
- il perfetto bilanciamento tra le fasi è ottenuto senza ricorrere a costose procedure di messa a punto
- il sistema si "aggiusta" da se in presenza di frequenze di rete comprese fra 45 e 65 Hz.

Bibliografia

- *SCR Manual* - General Electric - VI Ed.
- Murphy - *Thyristor Control of A.C. motors*
- R.S. Ramshan - *Power Electronics*
- *Silicon Rectifier handbook* - Motorola
- *Silizium Stromrichter Handbook* - Brown, Boveri

nuovo punto di vendita

G.B.C.
italiana

HOBBY CENTER MONZA s.a.s.
di Mario Giannatempo
Via G. Tosi, 7 - 20052 MONZA

Leggete

CINESCOPIO

... la rivista
del
riparatore TV

CRITERI DI PROGETTO DEGLI ALIMENTATORI A COMMUTAZIONE

del Dr. Ing. G. Ortler

Gli alimentatori a commutazione, per i loro ben noti vantaggi, rappresentano un'alternativa allettante ai tradizionali alimentatori a trasformatore. Quasi tutte le pubblicazioni stampate a cura dei produttori di transistori di potenza riportano schemi di alimentatori che coprono la maggior parte delle esigenze di potenza, di corrente e di tensione. Tali descrizioni suscitano di solito l'impressione che la sicurezza di funzionamento ed il rendimento dei convertitori di corrente continua a commutazione dipendano in primo luogo dalla scelta dei giusti transistori di potenza, prodotti, naturalmente, dal fabbricante che ha curato la pubblicazione. Esistono però anche dei problemi di affidabilità e di rendimento che non dipendono dai componenti attivi, ma dai trasformatori.

Gli alimentatori a commutazione sono di regola impiegati per fornire potenze medie ed alte, e di conseguenza tensioni continue elevate oppure forti correnti. Da tali esigenze derivano le seguenti condizioni.

- La frequenza di commutazione deve essere più elevata possibile,
 - per mantenere basso il volume del nucleo del trasformatore d'uscita a parità di potenza erogata,
 - perchè alle alte frequenze di commutazione si riduce la necessità di filtraggio della tensione d'uscita,
 - perchè negli alimentatori stabilizzati la frequenza di commutazione determina in modo preponderante le costanti di tempo di regolazione più pronte.
- La tensione emettitore-collettore non deve superare, in fase di bloccaggio del transistor, il massimo valore ammesso di V_{CE0} , dato in condizioni di cortocircuito tra emettitore e base

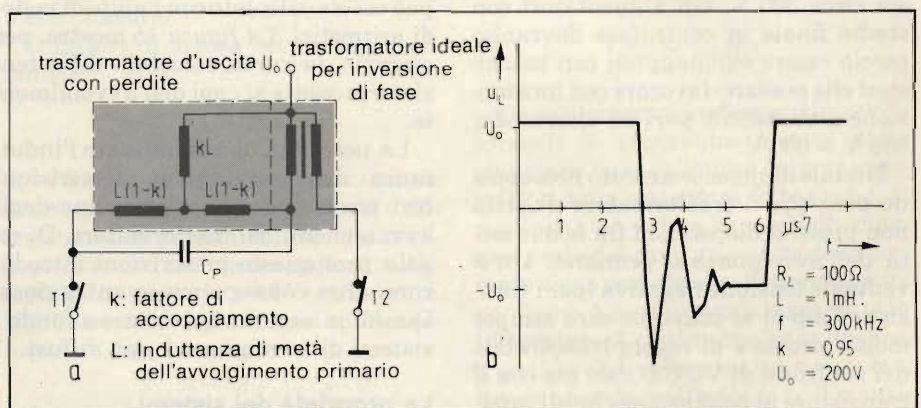


Fig. 1-a) - Modello circuitale di uno stadio finale in controfase munito di trasformatore di uscita con perdite. b) - Andamento della tensione presente nel circuito precedente ottenuto mediante calcolo.

- Per ottenere un rendimento elevato, si devono ridurre al minimo le perdite sia durante i tempi di On/Off del transistor sia quando esso si trova in conduzione.
 - Le correnti del transistor (e cioè, corrente di base e di collettore) non devono superare i valori massimi ammessi.
 - Si devono evitare le condizioni di esercizio per le quali sussiste il pericolo per il transistor di essere danneggiato a causa del fenomeno cosiddetto "di seconda rottura" (second breakdown).
- La frequenza massima di commutazione, la tensione massima di collettore ed il rendimento possibile dipendono

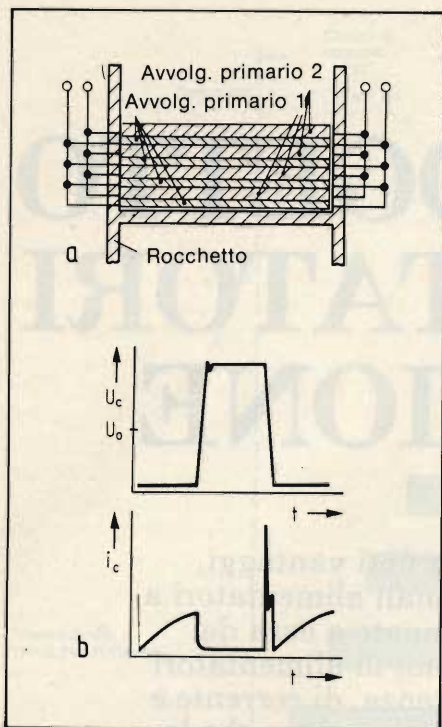


Fig. 2-a) - Avvolgimento di trasformatore con accoppiamento stretto. b) - Curve della tensione e della corrente di collettore ottenute impiegando il trasformatore di figura 2b.

principalmente dal trasformatore d'uscita. Gli alimentatori a commutazione che operano direttamente dalla tensione di rete raddrizzata hanno all'ingresso una tensione V_0 pari a 220 V moltiplicata per la radice quadrata di 2, ossia circa 300 V. Gli alimentatori con stadio finale in controfase dovranno perciò essere equipaggiati con transistori che possano lavorare con una tensione ammissibile pari ad almeno $2 \times 300 \text{ V} = 600 \text{ V}$.

Un tale dimensionamento presuppone però che il trasformatore d'uscita non presenti dispersioni tra le due metà dell'avvolgimento primario. Un'eventuale tensione negativa (per i transistori n-p-n) ai collettori sarà sempre molto piccola e di regola trascurabile nei confronti di V_0 . Ciò vale sia con il transistor in conduzione che all'interdizione. Quando ai capi di una metà del primario si trova una tensione massima pari a V_0 , se il trasformatore non ha dispersioni, anche ai capi dell'altra metà del primario dovrà essere presente una tensione pari ad almeno V_0 . Ciò significa che la tensione di collettore del transistor che si è appena interdetto non dovrà superare il valore $V_c = V_0 - (-V_0) = 2 \cdot V_0$.

La figura 1a mostra il modello circuitale di uno stadio finale in controfase completo della sezione primaria del trasformatore d'uscita. Si può osserva-

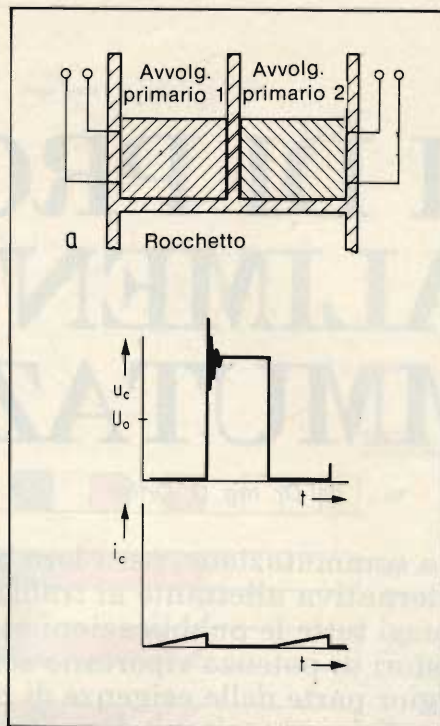


Fig. 3-a) - Avvolgimento di trasformatore con induttanza dispersa relativamente elevata. b) - Curve della tensione e della corrente di collettore ottenute impiegando il trasformatore di figura 3b.

re che, se l'induttanza parassita totale ammonta ad $L(1-k)$, un'improvvisa interruzione della corrente che attraversa il commutatore T1 provocherà una sovratensione. Il comportamento dei circuiti lavoranti in tali condizioni può essere calcolato con l'aiuto di metodi aritmetici. La figura 1b mostra, per esempio, la curva calcolata della tensione presente ai capi dell'avvolgimento.

La necessità di minimizzare l'induttanza dispersa impone prescrizioni ben precise per la realizzazione degli avvolgimenti del trasformatore. Di regola però queste prescrizioni introducono altre conseguenze svantaggiose. Quindi in seguito tratteremo a fondo i sistemi di avvolgimento più diffusi.

Le proprietà dei sistemi di avvolgimento più diffusi

La frequenza caratteristica di risonanza del trasformatore è importante almeno quanto l'induttanza dispersa dell'avvolgimento primario: la sua influenza sulla massima frequenza di commutazione è decisiva. D'altra parte la necessità di un buon accoppiamento tra le due metà dell'avvolgimento primario si contrappone all'esigenza di avere un'alta frequenza di risonanza. Tra queste due caratteristiche contrastanti occorrerà quindi cercare una so-

luzione di compromesso, facendo prevalere l'una o l'altra, secondo le esigenze del progetto.

La figura 2a mostra uno schema assai diffuso che riduce moltissimo l'induttanza dispersa. Tale schema di avvolgimento ha anche delle altre proprietà che richiedono alcuni chiarimenti in caso di adozione:

- L'induttanza dell'avvolgimento raffigurato in figura 2a non è identica a quella di un avvolgimento di n spire e quattro fili in parallelo e perciò non si può ricavare dalla relazione

$$L = A_L \cdot n^2$$

L'induttanza effettiva è invece molto più bassa.

- La frequenza naturale di risonanza del trasformatore, nonostante la piccola induttanza, è molto bassa; il fattore di merito è piuttosto ridotto ($Q \approx 1$).

Le curve di figura 2b (corrente e tensione di collettore) sono state rilevate con l'impiego di un trasformatore di tale tipo. L'esame della curva della corrente di collettore permette di concludere che la capacità dell'avvolgimento è troppo elevata e l'induttanza è troppo bassa.

Un altro schema largamente impiegato si vede in figura 3a. In questo caso la frequenza di risonanza è relativamente alta, ma a prezzo di un'elevata induttanza dispersa. La figura 3b mostra l'andamento della corrente e della tensione di collettore. L'interruzione della corrente di collettore, in base alla nota relazione,

$$u_L = L \cdot \frac{di}{dt}$$

produce picchi di tensione molto elevati dovuti all'induttanza parassita. Con trasformatori così concepiti la tensione nominale di blocco tra collettore ed emettitore del transistor dovrà essere alquanto superiore al doppio della ten-

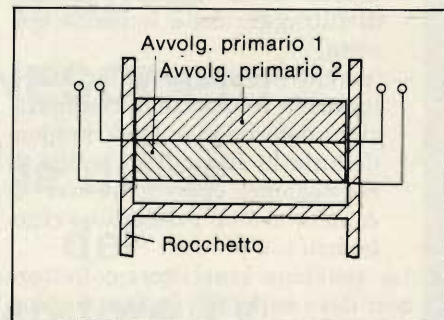


Fig. 4 - Disposizione ottimale degli avvolgimenti in un trasformatore destinato ad un alimentatore a commutazione.

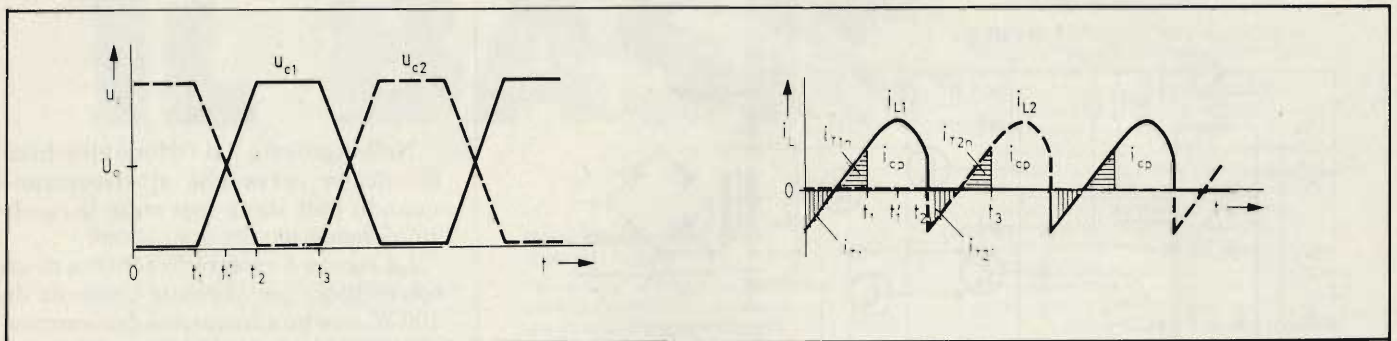


Fig. 5 - Tensione di collettore e corrente nella bobina di un alimentatore a commutazione ad alto rendimento.

sione continua di alimentazione.

La disposizione degli avvolgimenti che appare in figura 4 si è dimostrata molto efficiente nella maggior parte delle applicazioni. L'aumento del numero degli strati porta in questo caso ad un aumento dell'induttanza dispersa e della frequenza di risonanza.

Tutti i sistemi di avvolgimenti elencati permettono tuttavia solo una scarsa utilizzazione delle prestazioni limite dei transistori. E' per questo motivo che qui di seguito descriveremo un modo di realizzare convertitori di corrente continua aventi un elevato rendimento in grado di sfruttare a fondo le caratteristiche dei transistori.

Convertitore di corrente continua con rendimento molto elevato

Spesso sono richiesti convertitori di corrente continua di potenza elevata alimentati direttamente dalla tensione di rete; la cui tensione d'uscita può avere le stesse fluttuazioni della tensione di rete, per cui si può fare a meno di stabilizzare la loro tensione d'uscita. In questi casi è possibile realizzare alimentatori dal funzionamento estremamente sicuro, aventi rendimenti che possono arrivare fino al 95%. La figura 5 mostra le curve della tensione e della corrente di collettore a vuoto. All'istante $t = 0$ il transistor T1 passa in conduzione.

La corrente nel transistor (uguale alla corrente che percorre la bobina 1 dell'avvolgimento primario) aumenta linearmente secondo la

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_0}{L} = \text{const.}$$

Nell'istante $t = t_1$ il transistor T1 si interdice bruscamente: ciò è possibile senza che avvengano pericolose sovratensioni, perchè la corrente $i_{T1}(t_1)$ è assorbita dal condensatore in parallelo C_p . Tale condensatore è costituito di solito dalla capacità propria dell'avvolgimento. La corrente nella bobina e la

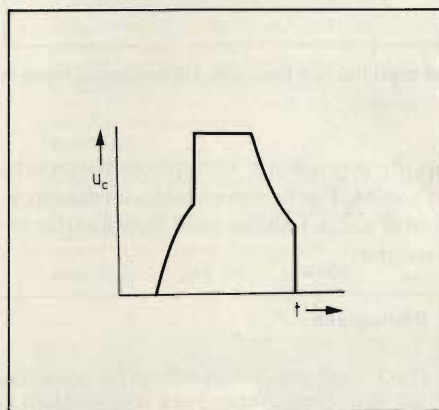


Fig. 6 - Tensione di collettore per carico troppo elevato (fattore di merito troppo basso).

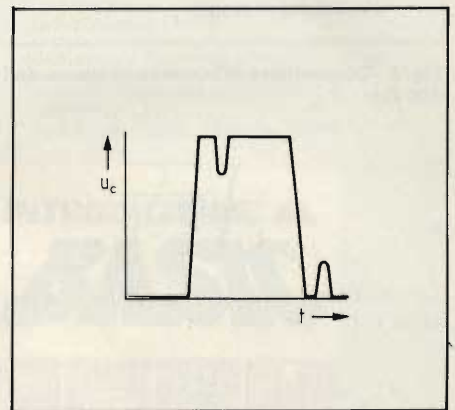


Fig. 7 - impulsi di pilotaggio troppo stretti, frequenza di autorisonanza troppo elevata.

tensione di collettore hanno un andamento sinusoidale fino all'istante $t = t_2$ (per semplicità, alla tensione di collettore di figura 5 si è assegnato un andamento lineare).

Il fattore di merito del circuito oscillante è:

$$Q = R_L \cdot \omega \cdot C_p = \frac{R_L}{\omega L_p}$$

dove R_L è la resistenza di carico e deve avere un valore molto più basso della resistenza di perdita del circuito oscillante. Per $t_2 < t < t_3$ la tensione al collettore di T1 è pari a $V_{C1} = 2V_0 = \text{costante}$. Nell'intervallo descritto nel condensatore non passa corrente:

$$i_{cp} = C \cdot \frac{du}{dt} \approx 0$$

Se la corrente nella bobina non deve subire brusche variazioni, occorrerà predisporre un percorso preferenziale che soddisfi alla seguente condizione:

$$i(t_2) = i_{L1}(t_2)$$

Questo circuito preferenziale per la corrente è comunque fornito dalla giunzione base-collettore del transistor T2 e dalla resistenza di base che, di regola, ha un valore basso. Nella maggior parte dei casi, una parte della corrente viene portata al collettore tramite un diodo. A questo punto la corrente in L2 comincerà a salire con legge lineare, a partire dal valore $i_{L2}(t_2) = -i_{L1}(t_2)$, fino a quando, nell'istante t_3 , il transistor T2 si interdirà.

Si può rilevare dalla figura 5 che le perdite nei transistori sono molto ridotte, per cui la tensione continua di alimentazione V_0 viene utilizzata al massimo.

Per ottenere curve analoghe a quelle rappresentate schematicamente in figura 5, si deve soddisfare ad alcune condizioni. La dipendenza tra la frequenza di risonanza ω del circuito di uscita e la massima durata t_1 dell'impulso di pilotaggio è approssimata dalla seguente formula:

Il Dott. Ing. G. Ortler (classe 1946) ha seguito un corso di costruzione di macchine elettriche ed ha poi frequentato la scuola tecnica professionale delle comunicazioni presso il Politecnico Rudolf Diesel di Augsburg. Dopo un periodo di attività come ingegnere di sviluppo presso la AEG-Telefunken di Berlino, ha studiato tecnica delle alte frequenze presso il politecnico di Monaco. Dal 1975 collabora con l'istituto tecnico per le alte frequenze della scuola superiore della Bundeswehr a Monaco.

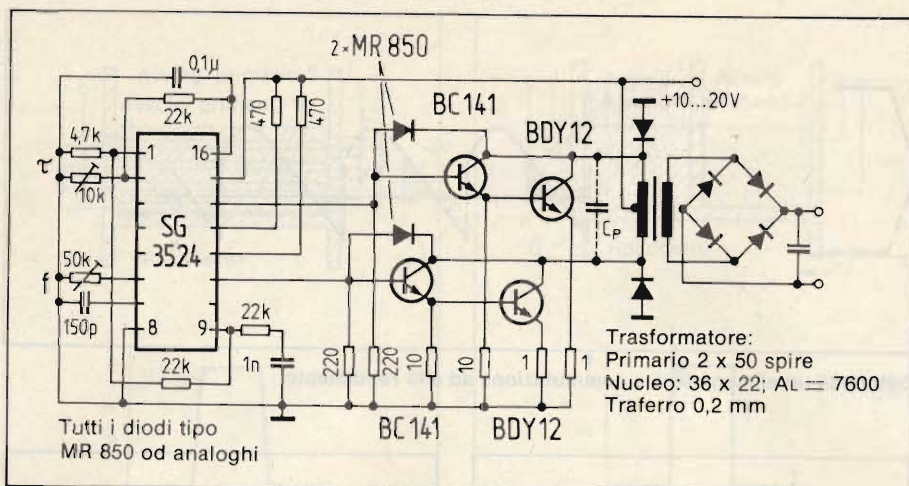


Fig. 8 - Convertitore di corrente continua da 100 W massimi con frequenza di commutazione di 100 kHz.

$$\omega = \frac{1}{t_1} \sqrt{\frac{1}{\frac{t_1'}{t_1} - 1}}$$

La massima tensione ai capi della bobina è:

$$U_{Lp} = i_{L,max} \cdot \sqrt{\frac{L_p}{C_p} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{2 \cdot Q}\right)}$$

Tale tensione deve essere almeno uguale a V_0 . Si ottiene così, tramite il fattore di merito Q , il massimo carico al

quale è possibile sottoporre il circuito d'uscita. Per la corrente massima circolante nella bobina vale la seguente relazione:

Bibliografia

- (1) G. Przybylla: *Schaltnetzteil für hohe Gleichspannungen und grosse Leistung*. (Alimentatore a commutazione per alte tensioni continue ed elevata potenza. Tema di diploma presso la scuola superiore della Bundeswehr di Monaco, 1978).
- (2) H. Prokscha: *Schaltnetzteil mit hoher Schaltfrequenz un grossem Wirkungsgrad*. (Alimentatore a commutazione ad alta frequenza ed elevato rendimento. Tema di diploma alla scuola superiore delle Bundeswehr di Monaco, 1979).
- (3) Motorola: *The switch mode series*.

Nelle figure 6 e 7 si vedono gli schizzi di alcune curve che si riscontrano quando non siano osservate le condizioni suddette.

La figura 8 mostra lo schema di un convertitore per corrente continua da 100 W, con una frequenza di commutazione di circa 100 kHz. Se la frequenza di commutazione (f) è ben regolata e se la durata degli impulsi (p) corrisponde alle regole elencate in precedenza, il rendimento del circuito è talmente elevato che si potrà fare a meno di qualsiasi sistema di raffreddamento. Se la frequenza di commutazione alla quale il rendimento è massimo si scosta troppo da quella desiderata, si potrà collegare un condensatore C_p in parallelo al trasformatore d'uscita ed abbassare così la frequenza di risonanza.

CERCA-METALLI



Mod. Promet

Questo rivelatore è concepito per la ricerca a grandi profondità e per l'impiego simultaneo ma separato della discriminazione. Si ottengono così, con facilità prestazioni professionali.

Il promet è dotato del sensibilissimo circuito G-Max che, unitamente all'esclusione degli effetti parassitari del terreno, non solo consente la ricerca di oggetti preziosi escludendo dalla prospezione i rottami, ma elimina automaticamente tutti i disturbi dipendenti dalla natura ferrosa del terreno.

Questo cerca-metalli è provvisto anche del circuito di auto esclusione che stabilizza la sintonia sul miglior punto di lavoro.

Caratteristiche principali

SUPER-PROFONDITÀ DI RILEVAZIONE "G-MAX". ESCLUSIONE DEGLI EFFETTI PARASSITARI DEL TERRENO G-MAX. IN ALTERNATIVA ESCLUSIONE G-MAX PER TERRENI CAMPAGNOLI O SPIAGGIE CON LA CONTEMPORANEA DISCRIMINAZIONE DEGLI OGGETTI E DELLE STAGNOLE. SELEZIONI PROGRAMMATE PER LA MASSIMA FACILITÀ D'IMPIEGO. Esclusione dell'effetto parassitario del terreno graduabile. Possibilità di scelta di livello. Sintonia memorizzata automatica, inseribile a pulsante. Commutazione del modo di lavoro istantaneo automatico. Sintonia "ON/OFF". Indicatore visivo supersensibile. Possibilità di misurare la carica delle pile. Possibilità di lavoro nella discriminazione o nel modo tradizionale. Robusta costruzione con il sistema elettronico compreso in un contenitore metallico. Braccio di ricerca telescopico, regolabile, in tre parti. Testa di ricerca del tipo "Widescan" da otto pollici, VLF/TR 2-D, per la più precisa localizzazione dei reperti trovati. Altoparlante interno. Frequenza di lavoro 19 kHz. Alimentazione: due gruppi di pile a stilo, 12 complessivamente, oppure due batterie ricaricabili. Peso 2,1 kg. Massima penetrazione nel terreno o sensibilità di rivelazione; nel funzionamento G-Max, circa 40 centimetri per una moneta singola, ancora approssimativamente 40 centimetri per il funzionamento nelle condizioni G e D; possibilità di rilevare grandi masse metalliche a metri di profondità. SM 9940-00

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC



L. 1.190.000

IVA compresa

IL BASIC

PROGRAMMI PRATICI IN BASIC di Lon POOLE

Il libro è una raccolta di programmi di tipo finanziario, matematico, scientifico e di decisioni manageriali. Ogni programma, orientato alla risoluzione di un problema pratico, è presentato con una breve descrizione iniziale, un campione di esecuzione, il listing BASIC, nonché, per molti, una sezione in cui sono raccolte possibili variazioni per rendere il programma stesso più rispondente alle necessità personali. I programmi sono stati scritti in un BASIC generale, il che li rende, per la maggior parte, direttamente utilizzabili, senza alcun cambiamento, su molti microcomputer, e sono stati provati usando varie versioni di BASIC.

SOMMARIO

Reddito medio - Valore corrente di un buono del tesoro - Calcolo dell'interesse di obbligazioni - Interesse continuo composto - Regola dell'interesse 78 - Valore netto presente di un investimento - Flusso di cassa non uniforme - Affitto/decisione di acquisto - Analisi degli investimenti sindacali - Scambio di deprezzamento - Ripartizione di quote - Quota interna di ritorno - Amministrazione finanziaria - Analisi di quote di stato finanziario - Partecipazione ai profitti dei contribuenti - Controllo dei libri - Bilancio di casa - Metodo critico Path (CPM) - Pert - Algoritmo di trasporto - Teoria delle code - Analisi di Markov - Analisi non lineare di Breakeven - Analisi con la matrice dei vantaggi - Decisione di Bayes - Quantità economica di un ordine - Quantità economica di una produzione - Teoria della stima statistica.

cod. 550D pag. 200 L. 12.500

INTRODUZIONE AL BASIC

Si tratta di un vero e proprio corso di BASIC. Le caratteristiche che lo hanno fatto scegliere, per questi mini elaboratori sono di essere facile da apprendere ed utilizzare, nonché di essere un linguaggio interattivo. Se ci sono errori, questi possono subito essere rilevati in maniera tale da poterli correggere.

Facile da leggere e imparare, che con numerosi esempi "testa" subito il reale apprendimento raggiunto dal lettore. Un testo che si rivolge ai principianti. Infatti in maniera progressiva e pedagogica, senza alcuna necessità di formazione di base sulle tecniche di informatica, illustra, spiega, esemplifica tutti gli aspetti dei linguaggi attualmente disponibili su differenti sistemi, che vanno dal microcalcolatore ai sistemi time-sharing chi ha già acquisito esperienza in altri linguaggi, invece, potrà saltare la parte preliminare, di introduzione alla materia, per entrare subito nel vivo del BASIC. La base dell'informatica; le generalità del linguaggio BASIC; le istruzioni; il trattamento degli elenchi; tabelle, file, sottoprogrammi; i procedimenti grafici e le possibilità offerte; le istruzioni specifiche di alcuni sistemi.

cod. 502A pag. 324 L. 18.500

PROGRAMMARE IN BASIC di Michel PLOUIN

Come tutte "le lingue viventi", il BASIC viene applicato in realtà a questa o a quella macchina sotto forma di dialetti più o meno particolari. 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 riutilizzabili da i possessori dei sopracitati personal.

SOMMARIO

Introduzione - Le variabili - Funzioni - Logica di svolgimento di un programma - Dialogo con la macchina - Funzioni speciali - Effetti grafici ed altri - Preparazione dei programmi codice ASCII e caratteri speciali - Calcolo binario ed esadecimale - Esempi di programmi.

cod. 513A pag. 94 L. 8.000

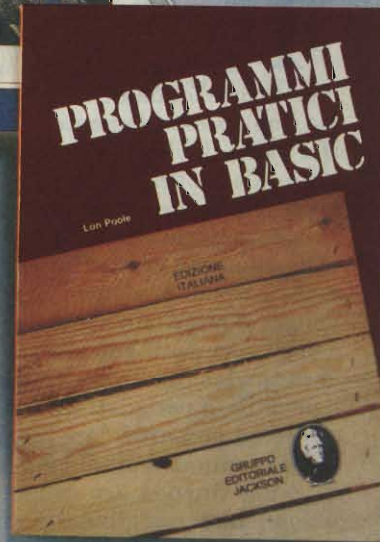
COME PROGRAMMARE di Jean Claude BARBANCE

Il libro insegna a chi programma come deve enunciare e definire correttamente l'idea iniziale, come analizzarla e trasformarla, e come verificare la correttezza della stessa 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 occorre 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 64K di memoria.

SOMMARIO

Realizzazione dei programmi: le fasi - La definizione degli obiettivi - L'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 pag. 192 L. 12.000



SCONTO 20%
agli abbonati
fino al 28-2-83



GRUPPO EDITORIALE JACKSON
Divisione Libri

Per ordinare il volume utilizzare l'apposito tagliando inserito a pagina 10.

DECODIFICATORE TELEGRAFICO DIGITALE

Progetto di Nino Cecchini IW2BAJ Terza Parte - Descrizione Gianni Brazzoli

Dopo l'esame teorico del decodificatore, e la spiegazione dettagliata dei circuiti che lo costituiscono, argomenti sviluppati nei due numeri scorsi, parleremo ora della realizzazione, terminando con i controlli e il collaudo. Il lettore noterà che, sebbene questo apparato sia piuttosto complesso, nel senso che impiega diverse schede ed un numero già importante di parti, affrontando il lavoro razionalmente, con la necessaria diligenza e attenzione, con i circuiti stampati ben precisi (ricopiati in modo perfetto), il montaggio non è affatto proibitivo: al massimo, si può dire che richieda più tempo, rispetto alla media, ma null'altro di particolare.

Il decodificatore può assumere molte forme costruttive, e quella mostrata nelle fotografie va intesa come fondamentale, o "di base", ma non necessariamente "obbligata". Dal punto di vista della presentazione editoriale ha dei vantaggi esplicativi, visto che si scorgono con sufficiente chiarezza tutti i settori. Se però il lettore ha una certa pratica nel campo della realizzazione di sistemi digitali, può mutare il posizionamento delle schede e degli accessori, ad esempio per ricavare una maggior compattezza, se lo ritiene utile, o per adattare tutto il complesso ad un particolare involucro del quale eventualmente sia già in possesso, o che intenda acquistare. L'unico settore che sconsigliamo di sottoporre a modifiche è quello del display con le relative schede di conversione, perché ha un'ottima razionalità e non è facile migliorarlo, pur se non vi sono limiti all'acume ed alla preparazione che moltissimi dei nostri lettori hanno dimostrato di possedere.

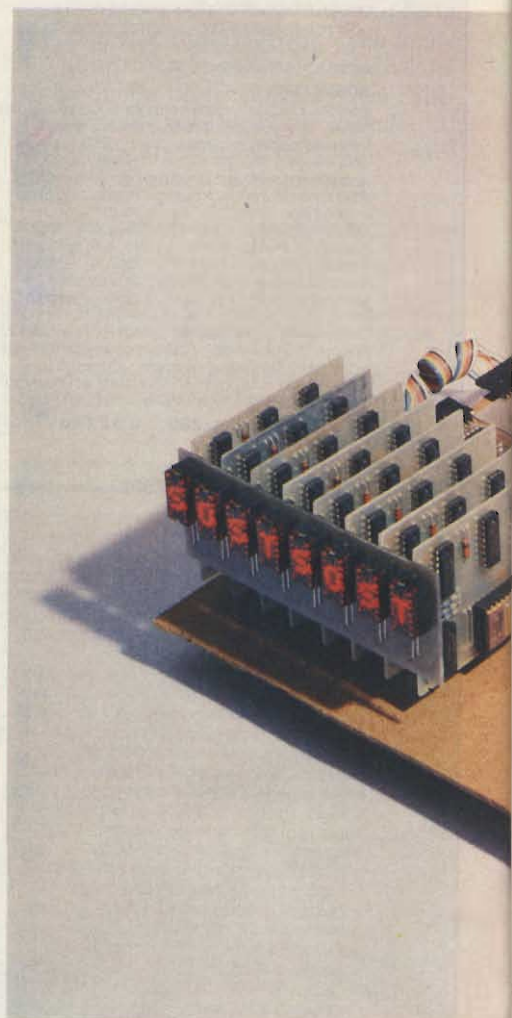
Parliamo allora del montaggio dei diversi settori, o schede.

Poiché, se trattassimo questi "sub-assembly" come elementi singoli, non potremmo evitare innumerevoli ripetizioni, preferiamo esporre dei dati di ca-

blaggio che si applicano a tutti questi pannelli con dei suggerimenti del pari specifici.

Vediamo, allora. Prima di tutto, è veramente necessario che i circuiti stampati siano validi, come dire ricopiati alla perfezione, senza il minimo errore e con le piste e le forature che rispecchiano al cento per cento gli originali pubblicati. Se infatti vi sono delle piazzoline anche minimamente slittate, il montaggio degli IC risulterà difficilissimo. È quindi molto consigliabile duplicare le basette con il metodo della fotoincisione. Chi eventualmente avesse delle difficoltà per procedere in tal modo, può trarre vantaggio dal fatto che l'autore del progetto, Nino Cecchini IW2BAJ, su richiesta può fornire gli stampati già pronti. A tale scopo forniamo l'indirizzo dell'autore: IW2BAJ Cecchini Nino P.za Allende, 1 - 27015 Landriano (PV).

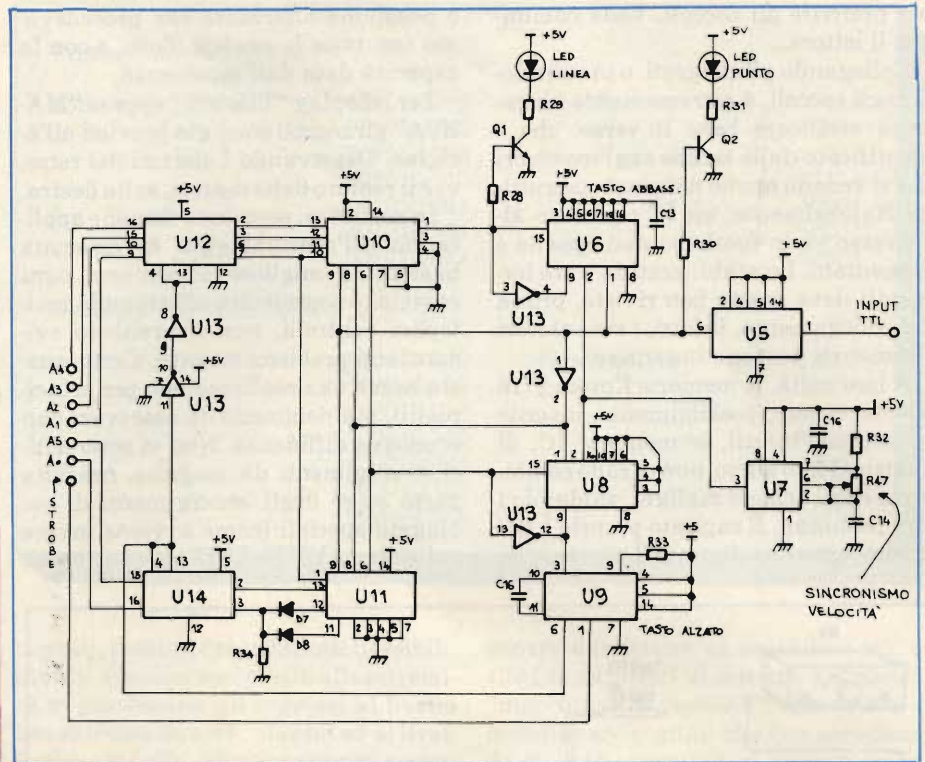
Per il cablaggio, la miglior procedura è iniziare subito con l'installazione dei ponticelli in filo di rame nudo che completano i circuiti. Abbiamo notato spesso, che nei montaggi dei lettori non funzionanti che abbiamo avuto casualmente occasione di esaminare, vi era appunto la dimenticanza di una interconnessione, anche se tutto il resto era



eseguito a regola d'arte. Attenzione allora a questi dettagli importantissimi. Connessi i ponticelli, si monteranno sempre tutte le resistenze fisse, bene aderenti alla superficie dei pannelli. Si collegheranno poi i condensatori non polarizzati, e in seguito i diodi e i condensatori elettrolitici, facendo attenzione alle polarità. Com'è noto, il lato "catodo" dei diodi, è indicato con un anellino che appare sul "case" in corri-

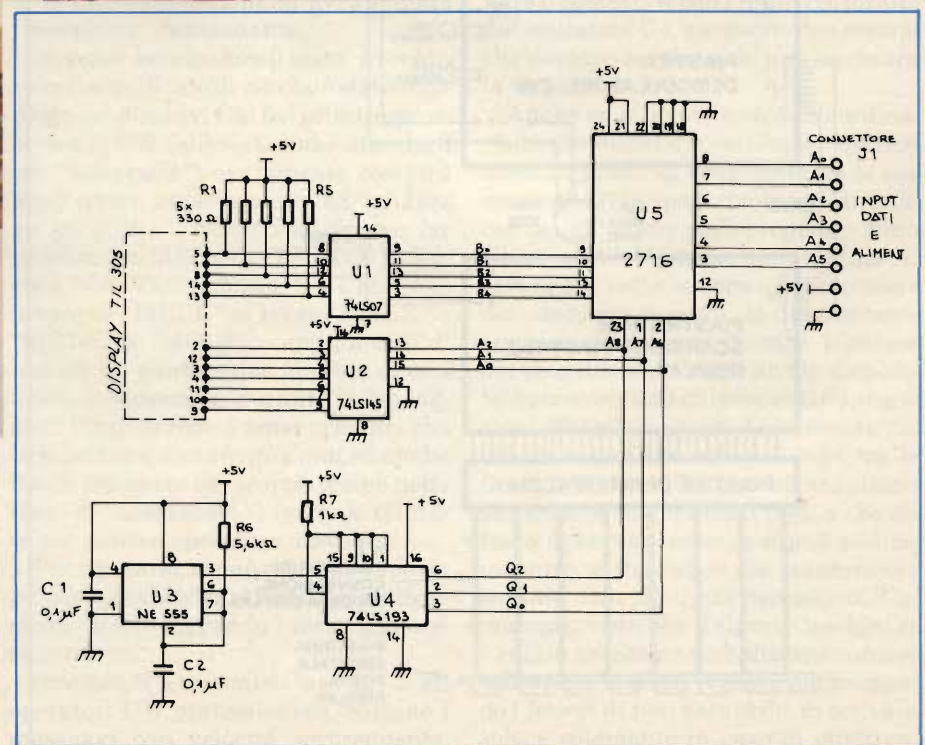
spondenza del reoforo relativo. In quei diodi che hanno il modello identificato con il codice a colore (come per le resistenze) gli anellini multicolori iniziano sempre dal lato del reoforo del catodo.

Il lavoro può proseguire con i trimmer, tutti "orizzontali", poi con i transistori, facendo bene attenzione al posizionamento dei reofori di collettore, base ed emettitore. Nel prototipo, i circuiti integrati sono saldati direttamente alle piste; impiegando un saldatore perfettamente isolato dalla rete, da 15-20 W di potenza, munito di punta "ad ago", questo tipo di lavoro non dà luogo ad alcun problema speciale. In seguito, però, dopo lunghi cicli di attività,



Schema elettrico del circuito demodulatore CW.

mente rintracciabili. Si deve considerare anche, che l'identificazione dell'IC avariato non è tutto; sovente per smontarlo, si sudano le proverbiali sette camicie, in particolare se il pezzo è molto accostato agli altri. Ulteriore ragione



Schema elettrico della piastrina di conversione codice da CW a Display.

non è detto che un IC non si possa guastare, e se non è possibile effettuare la prova per sostituzione, il rintraccio del componente danneggiato può essere molto difficile, a meno che non si disponga di particolari sonde logiche, in particolare del tipo "a morsetto" o di altri strumenti specialistici. Consigliamo quindi al lettore l'impiego degli zoccoli, per gli IC. Dopotutto, oggi questi supporti costano poco, e sono universa-

per preferire gli zoccoli. Veda comunque il lettore...

Collegando gl'integrati, o inserendoli negli zoccoli, è estremamente necessario verificare bene il verso, che è identificato dalle tacche sugl'involucri che si vedono anche nei piani costruttivi. Naturalmente, un IC connesso all'inverso va in fuori uso non appena è alimentato. Lo stabilizzatore a tre terminali deve essere ben rivisto, prima del collegamento, infatti, i suoi reofori simmetrici possono ingannare.

A loro volta, le memorie Eprom 2716 devono essere, possibilmente, inserite su zoccoli, infatti, le memorie IC, di qualsiasi tipo siano, non di rado combinano degli scherzi maligni, saldando i loro terminali. È capitato proprio a noi di romperne una durante il montaggio,

e possiamo affermare che procedevamo con tutte le cautele d'uso, e con la capacità data dall'esperienza.

Per i display "TIL 305" oppure "MAN2A" gli zoccoli sono già previsti all'origine. Osservando i sistemi del retro, vi è il reoforo 6 che manca, sulla destra.

In sostanza, possiamo dire che applicando all'assemblaggio di ciascuna basetta la migliore attenzione, ogni cautela, e soprattutto effettuando molteplici controlli, non dovrebbero evidenziarsi problemi di sorta. Certo, questa non è una realizzazione per principianti, ma nemmeno da osservare con eccessiva diffidenza. Non vi sono critici avvolgimenti da eseguire, nessuna parte esige degli accorgimenti di cablaggio speciali (come avviene invece nei sistemi VHF - UHF, per esempio),

non è necessario costruire degli accessori meccanici elaborati. In sostanza, basta non affrettarsi, guardare bene i valori delle parti e le piedature, le polarità le interconnessioni tra le schede, e più o meno è tutto. Certo che chi è impaziente, è bene che si dedichi ad altri tipi di montaggio, e chi è disordinato, in elettronica, in generale, ha poca fortuna, ma ancor meno in questo caso.

Non ci sembra necessario dire altro, in relazione alle schede. I collegamenti tra l'una e l'altra possono essere effettuati con dei cavi "piatti" multicolori muniti di prese che s'innestino sui connettori Berg previsti.

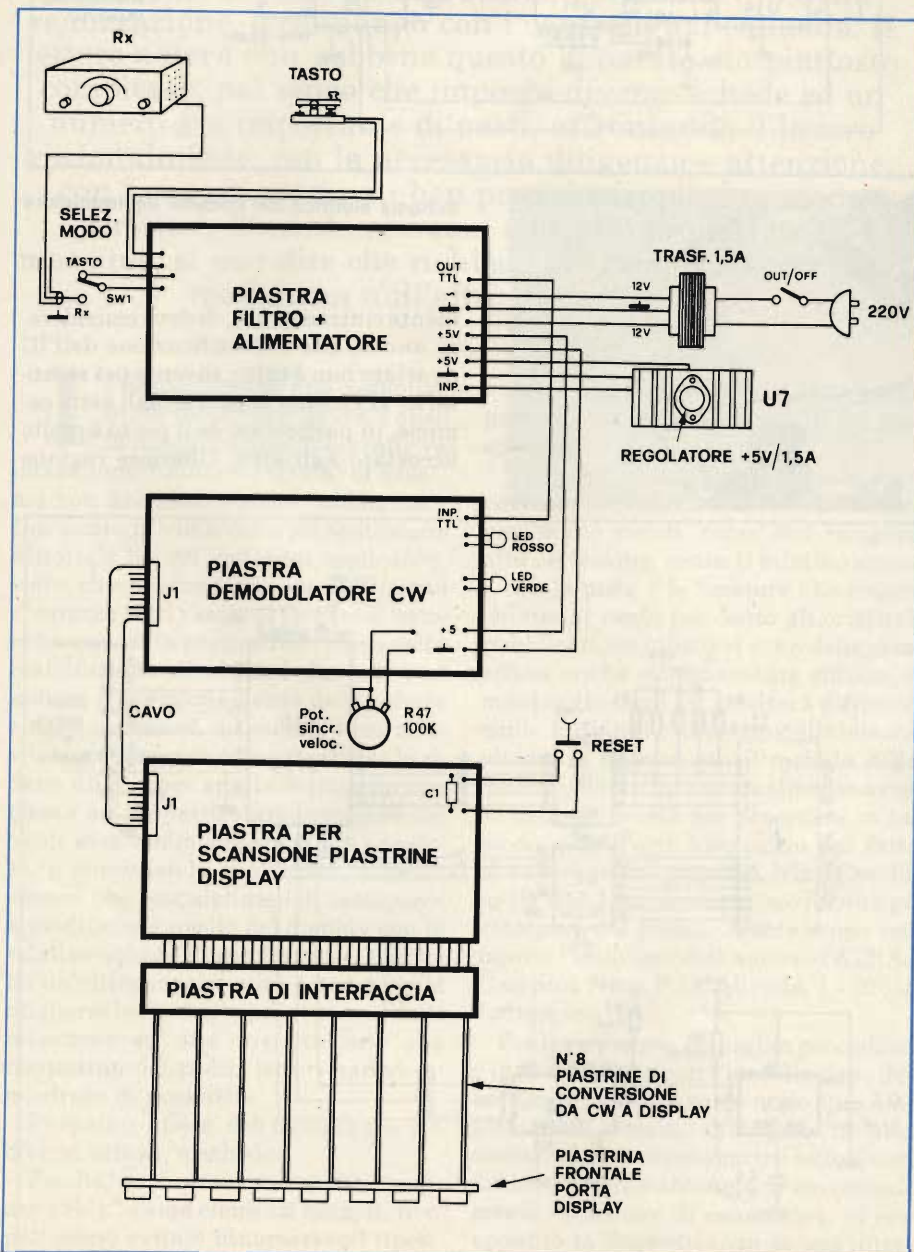
Per la disposizione abbiamo già detto; quella originale non è tassativa; per esempio, nulla impedisce che le schede di scansione, e demodulatore, e filtro possano essere sovrapposte con adatti spaziatori, o affiancate collocandole perpendicolarmente alla base ecc.

Non ci stancheremo però di raccomandare a tutti coloro che vogliono procedere alla realizzazione di questo decoder di abbondare nei controlli e nelle verifiche.

Vediamo ora la sequenza dei controlli e dei collaudi.

Per la scheda di filtro ed alimentazione si procederà come segue:

- 1) Si staccherà momentaneamente il terminale +5V che va dal gruppo U7-radiatore alle basette, e si misurerà la tensione d'uscita con un tester ad alta precisione, se possibile digitale. Tramite R29, il valore sarà portato esattamente a 5V. Si ripristineranno le connessioni alla basetta di filtro.
- 2) Si chiuderà il contatto del tasto telegrafico, e con un frequenzimetro si misurerà il segnale che scaturisce dal reoforo 3 dell'integrato U4. È assai probabile che all'inizio la frequenza sia diversa da 1100 Hz desiderati, quindi si renderà necessaria la regolazione del trimmer R27 per l'allineamento.
- 3) Si verificherà il funzionamento del complesso, misurando con un tester la tensione presente al terminale 7 dello U2. Con il tasto aperto non si dovrebbe leggere alcuna tensione, e con il tasto chiuso (abbassato) si dovrebbe notare una tensione di circa 4 V. Ora, si può effettuare la lettura sul terminale 6 dell'IC e si regolerà R21 con il tasto abbassato, in modo da poter riscontrare una tensione che proporzionalmente, valga il 40% di quella verificata sul terminale 7.
- 4) L'ultima prova, sarà la misura della tensione al terminale "OUTPUT TTL", da farsi sempre con il tester. Manipolando il tasto, il livello deve passa-



Schema di interconnessione delle piastre.

re da zero a 4,7 V.

Per il collaudo della scheda *demodulatore*, prima di tutto, evidentemente, la si alimenterà con la tensione TTL (+5V). Si verificherà il collegamento a massa e con il segnale OUTPUT TTL. Battendo sul tasto qualche lettera qualunque, si osserverà se s'illuminano i LED dei punti e delle linee, se i LED restano spenti o funzionano irregolarmente si agirà sul potenziometro R47 sino a raggiungere il sincronismo.

La verifica più importante, in ogni caso, è il riscontro dell'uscita.

Sui terminali A0 - A5, vi dovrebbe essere la corrispondenza mostrata dalla Tabella presentata il mese scorso, sempre verificabile con un tester.

Occupiamoci ora del collaudo della *scheda scansione*; quella che fa "ruotare" il testo sugli otto display.

La procedura è la seguente:

1) Poichè conviene connettere l'alimentazione "scheda-dopo-scheda" invece che a tutto l'apparecchio contemporaneamente, anche per isolare eventuali errori comuni, sovraccarichi ecc, prima di tutto, a questo settore si applicherà la tensione di +5V, la massa, e naturalmente i segnali che provengono dalle uscite A0 - A5 della bassetta precedente ed il segnale di "strobe". Come abbiamo detto i livelli logici e strobe saranno trasferiti mediante un cavo "piatto", mentre per l'alimentazione si possono scegliere più modi, incluso un conduttore a parte.

2) Si compilerà con il tasto una qualunque lettera singola, e si verificherà che il codice corrisponda all'ingresso alla Tavola 1, ed anche alle uscite A0 - A5 relative all'ottavo display.

3) Si compilerà una seconda lettera in Morse e tramite il solito tester, o meglio con una sonda logica, si verificherà che la lettera precedente sia "slittata" sulle uscite del settimo display, mentre il nuovo "carattere" (lettera, simbolo ecc.) sia presente sulle uscite dell'ottavo display. Si procederà così di seguito sino al primo display, con la necessaria pazienza. Non si tratta di un lavoro troppo prolungato complicato, se si ha una minima pratica della verifica degli stati logici.

Si può procedere ora, alla verifica delle otto *schede di conversione* da codice Morse a lettura in chiaro.

Il lavoro sarà condotto scheda per scheda, secondo quanto ora segue:

1) Applicando alla prima scheda la tensione TTL di 5V, si vedrà che il display s'illumina, ma manifestando una lettera o un simbolo qualunque.

2) Visto così che la scheda di fase funziona, e che non vi sono errori e corto-

Primo esempio: lettera "A";

codice d'ingresso:		codice d'uscita	
001010:000		001010:000	01110
001010:100		001010:100	10001
001010:010		001010:010	10001
001010:110		001010:110	11111
001010:001		001010:001	10001
001010:101		001010:101	10001
001010:011		001010:011	10001

Secondo esempio: lettera "V";

codice d'ingresso:		codice d'uscita	
100010:000		100010:000	10001
100010:100		100010:100	10001
100010:010		100010:010	10001
100010:110		100010:110	10001
100010:001		100010:001	10001
100010:101		100010:101	01010
100010:011		100010:011	00100

circuiti, tramite dei cavallotti flessibili, muniti di micro-cocodrilli alle estremità si porteranno gli ingressi al livello basso (come dire 0V, massa) ed al livello elevato (+5V, alimentazione), secondo i codici della Tavola 1. In tal modo, con delle connessioni valide per gli attacchi A0 - A5 sul display si potranno leggere le lettere ed i simboli.

3) Si effettuerà la medesima procedura per le altre sette schede, una dopo l'altra, pazientemente, sino ad essere certi che non vi sia una base dei tempi inoperativa, o soprattutto una memoria Eprom inefficiente, o simili.

A questo punto ultimate e ripristinate le interconnessioni, si avrà l'intera "macchina" funzionante.

Si potrà manipolare il tasto, ed osservare il significato di ciò che è stato composto sul display. Chi fa i primi approcci con il CW (abbreviazione standard per "telegrafia") ovviamente compirà degli errori, appena prova ad "andare un pò svelto". Non (ci si devono far problemi se invece di "TUTTO" si leggerà "TATTO" o chissà "TETTE", o se invece di "MELE" si legge "MALE" o "MULE" o "MOLE"); capita a tutti di battere un punto o due al posto di una linea, o viceversa, durante il "rodaggio", l'importanza è tener presente che la macchina *non sbaglia mai* ed anche il non rimanere per troppo tempo nello stato di "scassatato" (gergale militare per cattivo operatore, novellino).

Per riposarsi, si può ricavare dopo un po' un segnale telegrafico dal ricevitore ed ascoltarlo leggendo i messaggi corrispondenti.

Sovente, i marconisti navali, o gli operatori CW professionisti, battono i messaggi con velocità sorprendente, che al neofita sembra "da marziani"

genere due lettere al secondo e più, o 120-140 caratteri al minuto. La nostra "macchina" è prevista per ricevere e decodificare segnali che comprendono da 80 a 150 caratteri al minuto senza intervenire sul potenziometro della velocità. Per le prime esercitazioni, quando si compilano faticosamente dieci o venti caratteri al minuto, il potenziometro di sincro dovrà essere ritoccato.

Per concludere, ecco alcune informazioni sulla programmazione delle memorie 2716.

Per ciascun carattere da programmare, come abbiamo detto nella seconda parte del lavoro, è necessario abbinare il codice CW con l'indirizzo fornito dal contatore U4, e seguono due esempi che possono servire a chi non ha chiara la situazione.

Anche se il lavoro non è straordinariamente difficile, comunque, chi non fosse in grado di programmare le sue memorie 2716, può rivolgersi direttamente all'autore del progetto, Nino Cecchini IW2BAJ, che può effettuare il lavoro con tutta la cura e la precisione del caso; per accordi, si deve sempre scrivere all'indirizzo fornito. L'autore del progetto si dichiara anche disponibile per eventuali chiarimenti e spiegazioni. Si tratta un po' della mossa del domatore che infila il capo tra le fauci del leone (!!!), perchè sappiamo per esperienza, in questi casi, a che diluvio di corrispondenza si può andare incontro, e che fatica sia mantenere i contatti con un certo tempismo. Comunque, visto che il signor Cecchini si è voluto assumere verbalmente con noi tale onere, lo trascriviamo, pur pregando i lettori di non saturarlo, di scrivere solo e solamente in caso di effettiva, assoluta necessità. ■

GTO:

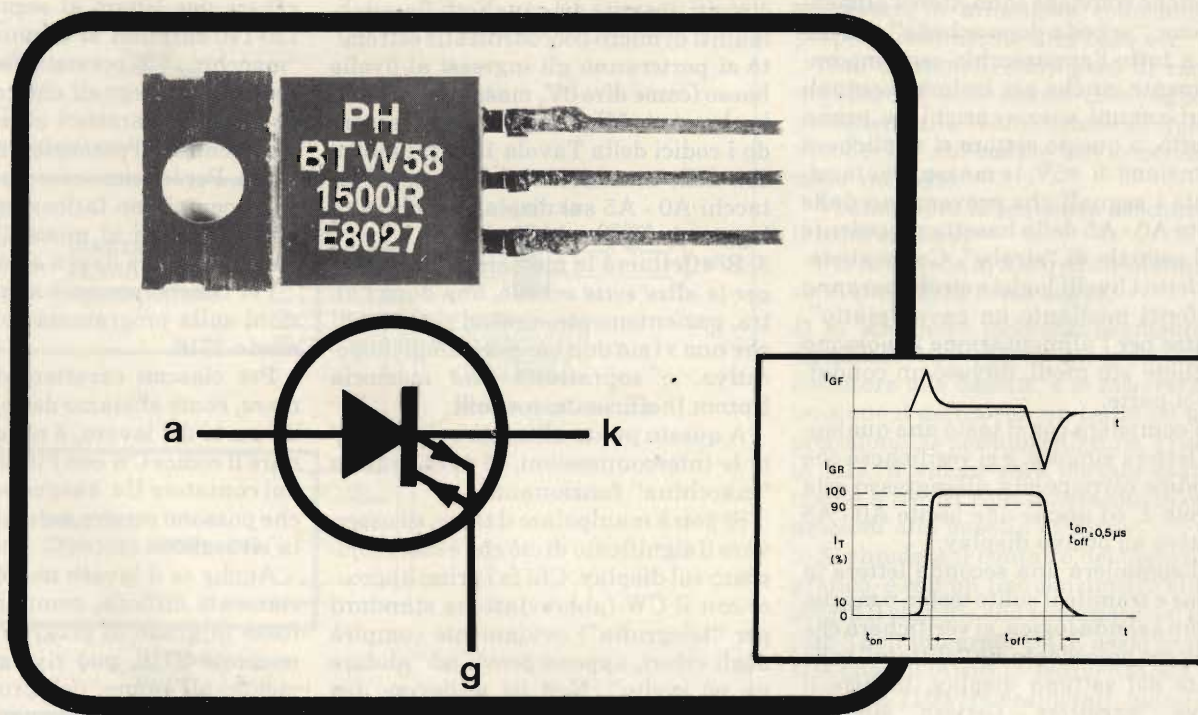
il vero interruttore allo stato solido per impieghi industriali

Il GTO (Gate-Turn-Off), grazie a decisive innovazioni tecnologiche, è il primo dispositivo a semiconduttore che combina l'elevata tensione di blocco, caratteristica dei tiristori, con l'elevata velocità di entrata o meno in conduzione, caratteristica dei transistori bipolari e darlington. **Con esso si può quindi aprire**

(o chiudere) mediante un segnale positivo (o negativo) in gate, un circuito caratterizzato da tensioni e correnti elevate. E' pertanto un interruttore statico perfetto.

Il suo codice commerciale è **BTW 58**; possiede tre terminali (anodo, catodo, gate).

Strutturalmente è identico ad un tiristore (quattro strati pnpn).



Del tiristore possiede infatti la caratteristica di entrare in conduzione all'atto dell'applicazione di un impulso positivo in gate. Del transistor possiede la caratteristica di cessare la conduzione all'atto dell'applicazione di un impulso negativo in gate. La struttura a quattro strati (pnpn) consente al BTW 58 di sopportare tensioni di apertura dell'ordine di 1500 V.

Il BTW 58 è in grado di chiudere un circuito nel quale può circolare una corrente di 5 A con soli 100 mA in gate. Può sopportare, indenne, correnti fino a 50 A, e può essere protetto

mediante fusibile. Il BTW 58 può aprire e chiudere un circuito in meno di 0,5 μs.

Grazie a queste caratteristiche eccezionali, il GTO prevede un vasto campo di applicazioni quali:

- alimentatori a commutazione per impieghi generali
- invertitori
- accensione elettronica degli autoveicoli
- controllo del motore e del sistema di riscaldamento negli apparecchi elettrodomestici
- stadi finali di riga dei televisori.

Per facilitarne il montaggio, il BTW 58 ha un contenitore plastico TO-220AB.

CONTROLLATORE DI POTENZA A MICROPROCESSORE PER RETE TRIFASE

di L. Cascianini e J.E. Gilliam

Le limitazioni e gli inconvenienti caratteristici dei sistemi analogici di controllo della potenza da rete elettrica trifase, descritti in altra parte di questa rivista, possono essere superati introducendo in questi sistemi il microprocessore (sistema look-back). Il microprocessore elimina gli inconvenienti dovuti ad una imperfetta temporizzazione dei treni degli impulsi d'innescio, conseguenti a fenomeni di sbilanciamento nelle tre fasi, in quanto riesce a predire i tempi di passaggio per lo zero di ciascuna fase basandosi su quelli appena passati, conservati nella sua memoria.

In un sistema di controllo della potenza a parzializzazione di fase della rete trifase, ogni coppia di tiristori dovrà essere portata in conduzione in corrispondenza di un punto ben preciso prima del relativo passaggio per lo zero (ZCO) della corrispondente fase (ZCO = Zero CrossOver); solo così saremo sicuri che il carico di

ciascuna fase avrà la porzione di corrente richiesta. Per soddisfare questa esigenza, il sistema deve possedere una base dei tempi sincrona con la rete e registrare inoltre accuratamente gli istanti di arrivo di eventuali passaggi per lo zero (VCO) anticipati. Ovviamente, queste esigenze sono strettamente interdipendenti, e nel sistema

“look-back”, i passaggi per lo zero delle forme d'onda della tensione della rete vengono presi appunto come punti di riferimento per la base dei tempi del sistema.

La memoria del microprocessore impiegato nel sistema look-back, memorizza in modo continuativo informazioni aggiornate riguardanti la frequenza delle tre fasi della rete nonché la separazione dei rispettivi punti di passaggio per lo zero (VCO) di ciascuna fase. Per effettuare questa operazione, il contatore interno del microprocessore viene interrotto e resettato ad ogni passaggio per lo zero, e il numero di questi conteggi viene depositato in una memoria RAM. L'area di RAM utilizzata per memorizzare questa informazione viene organizzata come stack ruotante di 6 parole da 8 bit. Il microprocessore sarà sempre quindi in grado di possedere la “registrazione” della separazione (distanza) dei passaggi per lo zero avvenuti nei precedenti cicli completi della rete, e di conseguenza sarà in grado di “guardare indietro” (da qui il termine “look-back” dato al sistema) e rivolgersi a questa informazione allo scopo di valutare la posizione del successivo passaggio per lo zero. Siccome

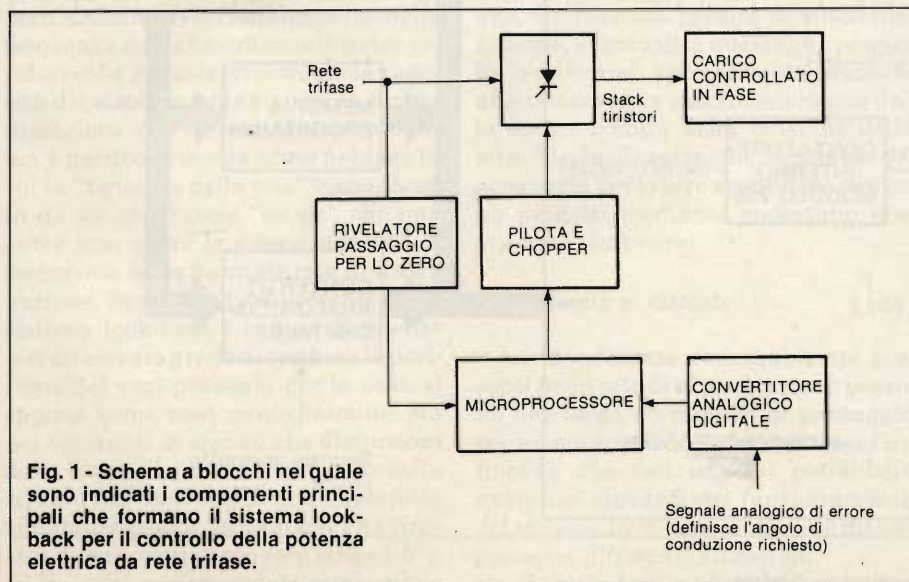


Fig. 1 - Schema a blocchi nel quale sono indicati i componenti principali che formano il sistema look-back per il controllo della potenza elettrica da rete trifase.

la distanza tra i vari passaggi per lo zero non presenta variazioni notevoli da ciclo a ciclo, gli errori evidenziati in seguito a queste valutazioni risulteranno sempre di poca entità. Ed è proprio questa possibilità di fornire valutazioni accurate riguardanti le posizioni dei passaggi per lo zero *anticipati* che mette in luce i notevoli vantaggi e le ottime prestazioni del sistema look-back.

Componenti del sistema

Nella *figura 1* sono riportati mediante schema a blocchi i componenti principali del sistema look-back; nella *figura 2* si può vedere il microprocessore e le sue immediate periferiche. Lo stack dei tiristori, formato da 3 moduli BGX12-TT di potenza isolati, è riportato nella *figura 3*. Il sistema utilizza il microprocessore 8035 che, com'è noto, fa parte della famiglia dei microprocessori 8048. Questo microprocessore incorpora un contatore asincrono da 8 bit, e siccome lavora ad una frequenza di 6 MHz controllata a cristallo, potrà dare "alla macchina" un ciclo operativo di $2,5 \mu s$. Un'operazione di divisione per 6 esterna fornisce il periodo di clock di $15 \mu s$ per il contatore interno. Il blocco delle forme d'onda (e cioè il treno degli impulsi d'innesco) dei tiristori viene formato rendendo BASSO, il terminale

"Port 1" del microprocessore mentre i treni degli impulsi di innesco veri e propri vengono prodotti da una porta alla quale pervengono contemporaneamente gli impulsi "chopperrati" in alta frequenza e la "forma" (o blocco) che dovrà contenerli (*figura 4*). Ciascun treno di questi impulsi d'innesco verrà successivamente amplificato ed applicato all'elettrodo di innesco dei rispettivi tiristori tramite un trasformatore di pilotaggio, il quale provvederà ad isolare i circuiti di innesco dallo stack ad alta tensione dei tiristori.

Il microprocessore, com'è noto, è un dispositivo seriale, un dispositivo cioè che effettua le sue operazioni una dopo l'altra, e di conseguenza, non può effettuare *contemporaneamente* due funzioni indipendenti. Nel nostro caso ciò significa che esso non può contemporaneamente registrare l'arrivo di un determinato passaggio per lo zero della tensione della rete e nello stesso tempo produrre il pacchetto degli impulsi d'innesco per un dato tiristore.

Per superare questa che, diversamente, costituirebbe una vera limitazione all'impiego del microprocessore per ciò che riguarda la produzione degli impulsi di innesco, si fa in modo che il contatore modulo-32 registri l'arrivo di un passaggio per lo zero; questo conta-

tore, risulta, a sua volta, temporizzato dagli stessi impulsi di clock della durata di $15 \mu s$, che temporizzano il contatore asincrono da 8 bit. Il contatore modulo-32 è inizializzato in corrispondenza di un tempo ben determinato prima dell'arrivo anticipato di un passaggio per lo zero (ZCO), e successivamente bloccato da un comando HALT proveniente dal circuito di rivelazione del passaggio per lo zero (*figura 2*). Mediante successiva interrogazione del contatore modulo-32 in un istante in cui non è richiesto l'innesco del tiristore, il microprocessore sarà pertanto in grado di determinare l'attuale tempo di arrivo di un passaggio per lo zero della tensione della rete.

Prestazioni del sistema

1) *Immunità contro eventuali distorsioni della forma d'onda e mantenimento della sincronizzazione*

Lo spostamento anche occasionale di un impulso di passaggio per lo zero, prodotto da una sporadica distorsione delle forme d'onda della rete, potrebbe disturbare la base dei tempi interna del sistema. Per impedire ciò, il sistema look-back s'incarica di respingere qualsiasi segnale di passaggio per lo zero

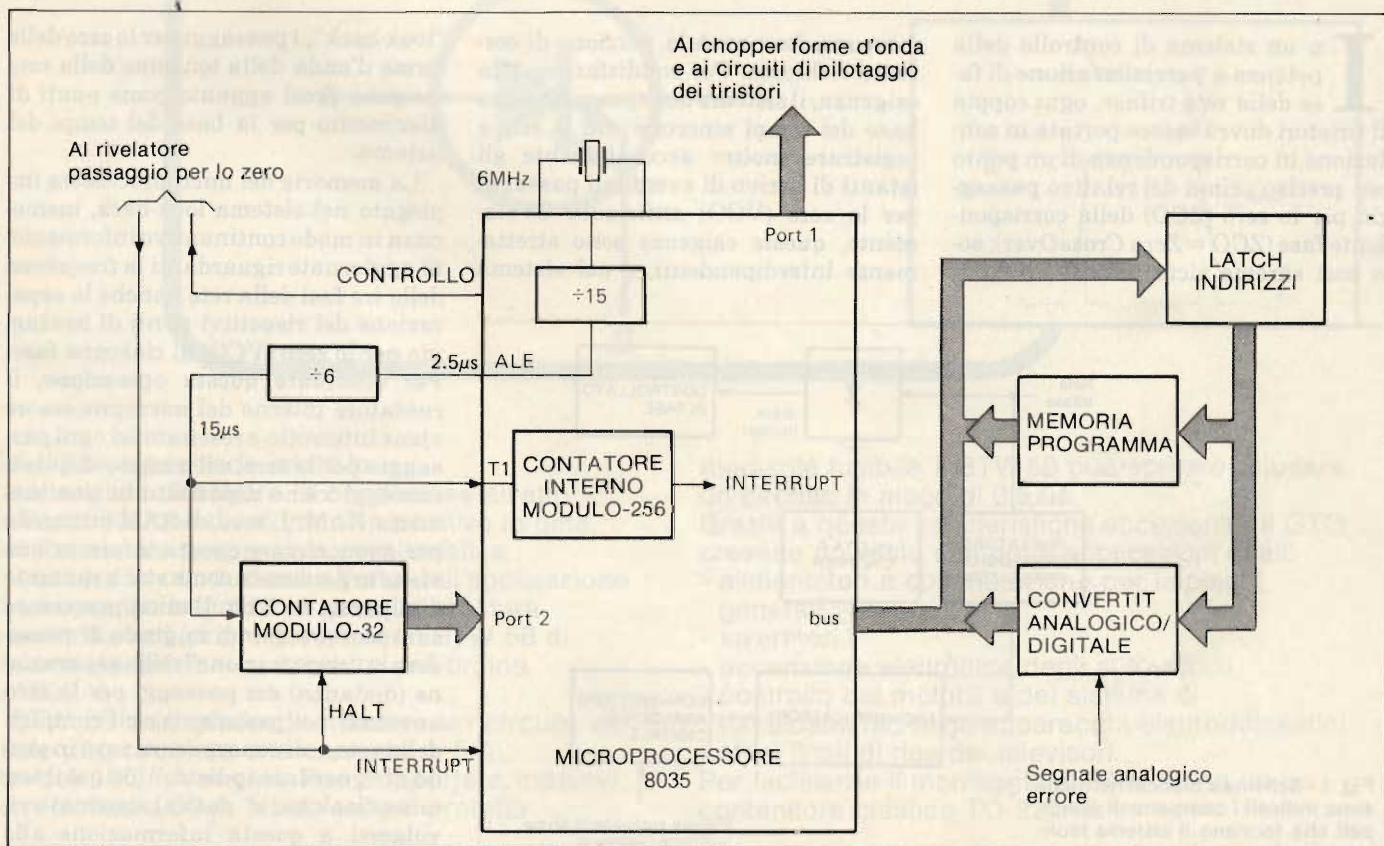
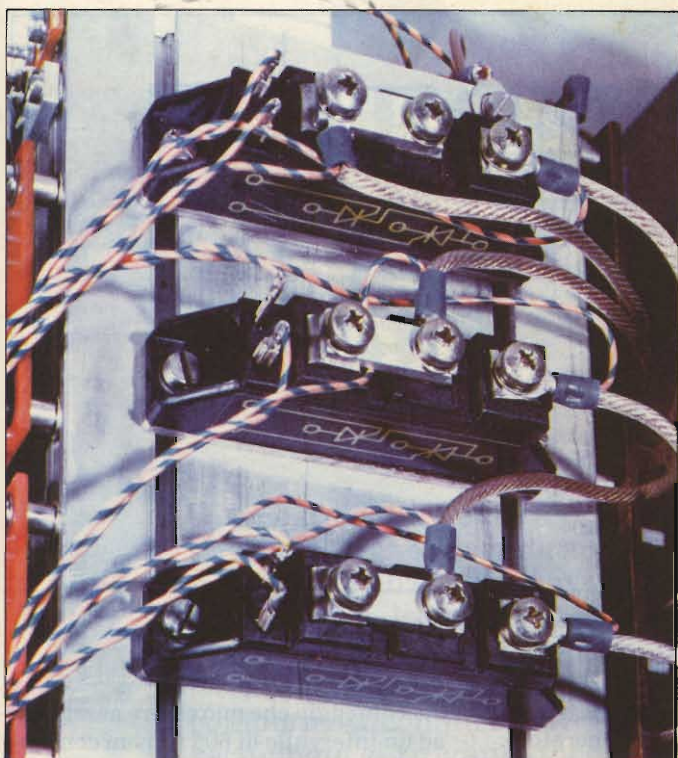


Fig. 2 - Funzioni del microprocessore e sue immediate periferiche.



Nel controllore della potenza alternata trifase descritto vengono impiegati tre moduli della serie BGX. Ogni modulo, contenente due tiristori collegati in antiparallelo, consente di effettuare la parzializzazione della corrente sia nella semionda negativa che in quella positiva di ciascuna fase. La serie di moduli BGX attualmente disponibili comprende sei tipi le cui correnti possono andare da 50 a 140 A e le tensioni di picco da 600 a 1400 V.



Fig. 3 - Stack dei tiristori, formato da tre moduli BGX12 di potenza. Ogni modulo contiene due tiristori, ed avendo ciascuno una base di montaggio completamente isolata, sarà possibile montare tutti e tre i moduli su un unico dissipatore di calore.

che cada al di fuori di un breve intervallo di tempo (finestra) al di qua o al di là della normale posizione del passaggio per lo zero. Riducendo la larghezza di questa finestra, è possibile aumentare l'immunità del sistema nei confronti di questo tipo di distorsione. Bisogna però tenere presente che, riducendo ulteriormente la larghezza della finestra, si corre il rischio di eliminare quei passaggi per lo zero spostati, che indicano però un effettivo cambiamento nella frequenza dell'alimentazione (rete): ciò ridurrebbe considerevolmente la capacità del sistema a mantenere la sincronizzazione con la rete. Questo problema è particolarmente acuto nel caso in cui la "tensione della rete" viene fornita da un generatore "locale" che non potrà mai avere la stessa stabilità di frequenza della normale rete di distribuzione. Se si tiene però presente che il sistema look-back è capace di predire con un elevato grado di certezza la posizione dei vari passaggi per lo zero, si capisce come esso risulti immune sia nei confronti di sporadiche distorsioni della forma d'onda della tensione della rete sia nei confronti di una imperfetta sincronizzazione. In pratica, una finestra di passaggi per lo zero larga $1,6^\circ$ a 50 Hz, sarà perfettamente compatibile

con l'esigenza di sincronismo richiesta da una frequenza di rete variabile nella misura di 0,56 Hz/s.

Se all'interno di questa finestra non viene rivelato nessun impulso di passaggio per lo zero, il sistema è in grado di introdurre in corrispondenza di uno dei bordi della finestra, un impulso di passaggio per lo zero sostitutivo. Questa caratteristica consente al sistema di continuare a lavorare anche durante una temporanea perdita di sincronizzazione, eventualità questa che potrebbe verificarsi specialmente durante una temporanea macrodistorsione della forma d'onda della tensione della rete. Sia la finestra che l'impulso di passaggio per lo zero sostitutivo vengono prodotti mediante opportuno programma (software).

2) Immunità ai disturbi

Le interferenze eventualmente presenti nella rete di alimentazione possono dar luogo ad impulsi di passaggio per lo zero spuri. Volendo valutare l'influenza che tali impulsi potrebbero avere nei riguardi del funzionamento del sistema look-back, occorrerà distinguere tre differenti situazioni.

1) Il contatore modulo-32 è inattivo.

In questo caso, un impulso spurio di passaggio per lo zero non può avere alcuna influenza sul contatore, e non sarà pertanto in grado di degradare le prestazioni del sistema.

- 2) Il contatore modulo-32 viene incrementato prima dell'arrivo di un comando HALT (impulso di passaggio per lo zero corretto). In questo caso, un impulso di passaggio per lo zero non corretto può inibire un singolo incremento del contatore.
- 3) Il comando HALT è ALTO prima che il microprocessore legga il valore finale del contatore. In questo caso, un impulso di passaggio per lo zero spurio può momentaneamente disabilitare HALT producendo un incremento singolo sbagliato del contatore.

Anche in queste due ultime situazioni, la formazione di un impulso di passaggio per lo zero non corretto influenzerà solo marginalmente il sistema, per cui rimane confermato che, per principio, il sistema look-back possiede una elevata immunità al disturbo.

3) Tempo occorrente per la sincronizzazione

Spesse volte si presenta la necessità

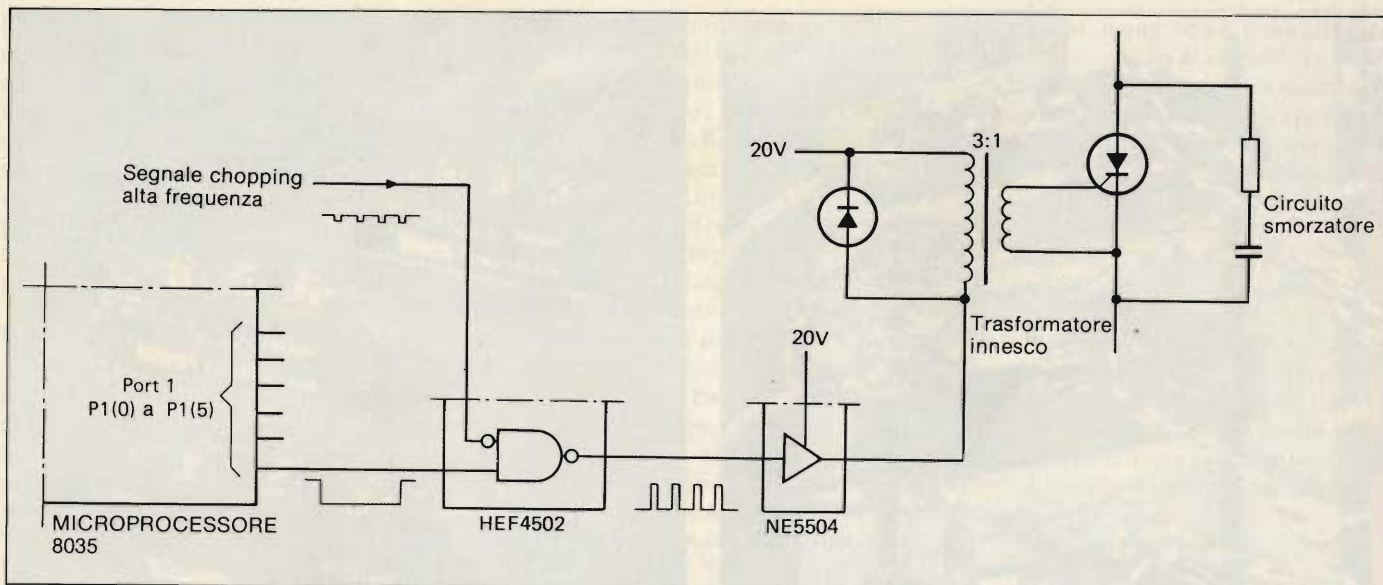


Fig. 4 - Chopper per la formazione delle forme d'onda (impulsi d'Innesco dei tiristori) e circuito d'innescio.

di far avanzare gradatamente una macchina e per ragioni di sicurezza ciò viene attuato mediante un isolatore di rete. In questi casi è essenziale per un sistema a controllo di fase potersi risincronizzare subito con la rete. Il sistema look-back riesce a sincronizzarsi entro quattro cicli a partire dalla applicazione della tensione di rete e inizializza l'innescio dei tiristori entro questo bre-

ve periodo di tempo. Questo ritardo non è avvertibile da parte dell'operatore.

4) La risoluzione del sistema

La risoluzione del sistema look-back trova, in ultima analisi, la sua limitazione nelle dimensioni finite del contatore interno del microprocessore, in quanto è questo che determina il massi-

mo conteggio che può essere assegnato ad un intervallo di 60° . Con un contatore da 8 bit e un periodo di clock pari a $15 \mu s$, un intervallo di 60° a 50 Hz, corrisponderà ad un numero di conteggio di 222, per cui la massima risoluzione ottenibile a questa frequenza sarà $60/222$, e cioè $0,27^\circ$.

In pratica, il sistema look-back non riesce a raggiungere una tale risoluzione, è costretto però a raggiungerla in seguito alla conversione del segnale analogico di errore in un segnale digitale applicato al microprocessore. L'uscita del convertitore analogico/digitale è infatti una parola da 8 bit che definisce un angolo di conduzione compreso tra 0 e 150° , per cui la risoluzione sarà $150/256$, e cioè, $0,58^\circ$. Ovviamente, impiegando un convertitore analogico/digitale da 10 bit, la risoluzione del sistema aumenterebbe fino a raggiungere il valore limite di $0,27^\circ$; in un sistema di controllo a parzializzazione di fase non è però necessario raggiungere questo valore.

Conclusione

Abbiamo detto che il sistema descritto in questo articolo è stato studiato e realizzato in modo particolare per essere adattato ad un controllore in alternata a controllo pieno; ciò non toglie però che il principio di funzionamento del sistema look-back non possa essere applicato a tutti i tipi di controllori in alternata o a tutti i tipi di ponti trifase. Come sviluppo futuro è prevista la strutturazione di un programma-base valido per tutti i controllori di potenza trifasi d'impiego generale. ■

la **G.B.C.** italiana c'è

anche a ROMA

* a 200 mt. dal métro, stazione Furio Camillo

TECNOLOGIE PER L'ELETTRONICA DEL DOMANI

di Ozzie Veilleux

L' aumento della densità di integrazione, la miniaturizzazione delle strutture dei semiconduttori, le tecnologie submicrometriche, ma anche l'utilizzo di nuovi fenomeni fisici diversi da quelli che caratterizzano la tecnica tradizionale dei semiconduttori, saranno le tendenze future e prevedibili della microelettronica. Alcuni dei sistemi dei quali parleremo in questo articolo sono già applicati in componenti commerciali (bolle magnetiche, tecniche CCD); altre tecnologie si trovano ancora allo stadio sperimentale (giunzioni Josephson). E' nostra intenzione non entrare nei particolari tecnici ma dare uno sguardo panoramico agli sviluppi che lasceranno la loro impronta sulla microelettronica dei prossimi anni.

1. Le tecnologie submicrometriche

I limiti teorici e pratici dei sistemi produttivi basati sulle tecnologie submicrometriche non sono ancora noti. Nei laboratori di ricerca e sviluppo dei produttori di semiconduttori e nelle Università si sta lavorando alla soluzione di innumerevoli problemi connessi all'argomento. Nuove utilizzazioni potenziali, di stimolo ad ulteriori ricerche, vengono continuamente trovate.

La miniaturizzazione dei circuiti ha sempre avuto come conseguenza un miglioramento della qualità ed una diminuzione dei costi di produzione: appare pertanto sempre più evidente la convenienza economica della moderna tecnologia dei semiconduttori e della microelettronica. Un giorno o l'altro la tecnologia arriverà però in vista dei suoi limiti fisici e gli ulteriori progressi saranno alquanto problematici.

Così, per esempio, gli atomi metallici depositati su un substrato hanno, in certe condizioni, la tendenza a migrare, spostandosi dalla loro posizione originale. Pur essendo a livello di dimensioni micrometriche, tali spostamenti possono essere una causa importante del peggioramento delle proprietà fisiche di un componente. Si presume infatti che il limite teorico della miniaturizzazione si trovi intorno alle dimensioni di 0,1 micron: al di sotto di tale limite, il fenomeno della migrazione assumerebbe un ruolo di fondamentale importanza.

I segnali elettrici sotto forma di correnti o di tensioni presentano sempre, nei loro canali di conduzione correnti di dispersione che possono influire sui circuiti limitrofi. Il fenomeno è noto con il nome di "diafonia" per usare un termine audio che esprime lo stesso concetto. Nella tecnica submicrometrica, i canali di conduzione sono talmente vicini l'uno all'altro che la diafonia può in certi casi "interessare" l'inte-

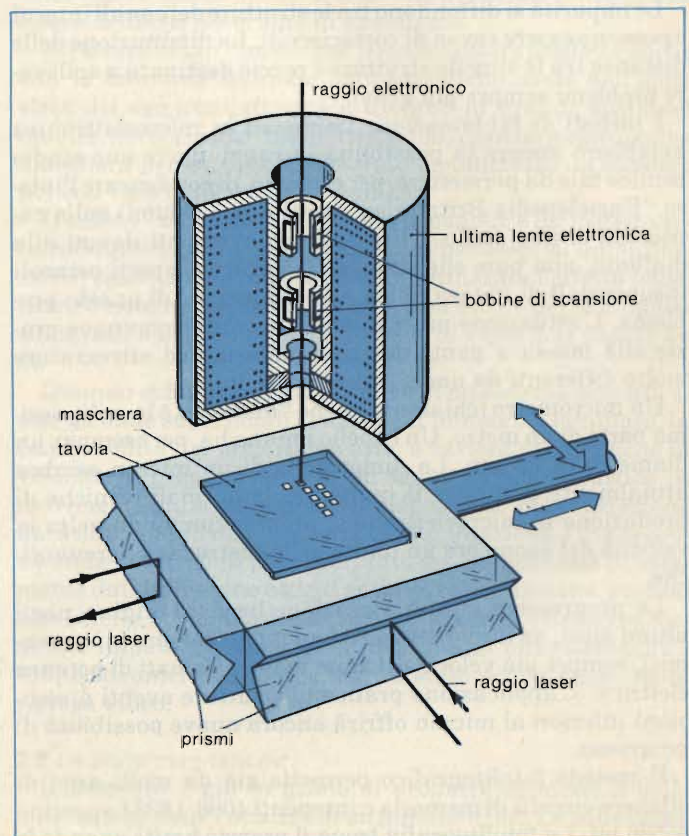


Fig. 1 - Sistema di esposizione a raggio elettronico. La maschera si trova su una tavola che è pilotata lungo i due assi mediante computer. La posizione è controllata da due raggi laser.

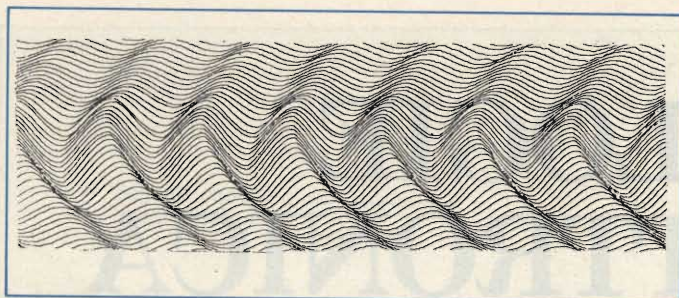


Fig. 2 - Onde acustiche di superficie che si formano alla superficie del substrato.

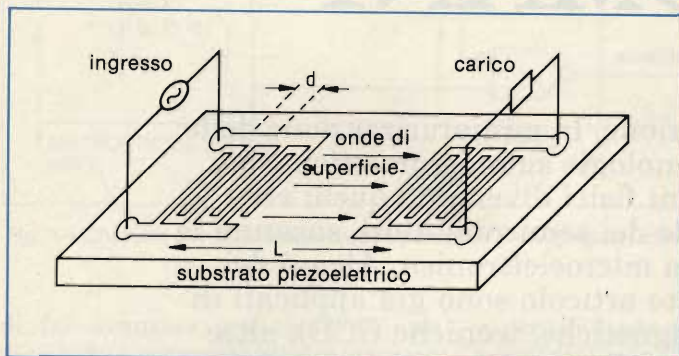


Fig. 3 - Costruzione schematica di componente ad onde superficiali: gli elettrodi interdigitati devono avere intervalli e larghezze ben definite, che stabiliscono la frequenza di lavoro. I componenti di questo tipo si possono impiegare come linee di ritardo oppure filtri.

ra rete circuitale.

Le impurità si diffondono tra le strutture dei canali interni e possono essere causa di cortocircuiti. La diminuzione delle distanze tra le singole strutture è perciò destinata a sollevare problemi sempre più gravi.

I metodi di fabbricazione impiegati in microelettronica avrebbero ancora la possibilità di raggiungere uno stadio tecnico tale da permettere, per esempio, di condensare l'intera "Enciclopedia Britannica" (tutti e 24 i volumi) sulla capocchia di uno spillo. Oltre agli inconvenienti dovuti alla diafonia, non pare che siano stati ancora scoperti ostacoli insuperabili di natura fisica alla risoluzione di questo problema. L'attuazione pratica potrà avvenire comunque grazie alla messa a punto di nuovi materiali ed attrezzature molto differenti da quelli attualmente in uso.

Un micrometro (chiamato anche "micron") è la milionesima parte di un metro. Un capello umano ha, per esempio, un diametro di $62 \mu\text{m}$. La dimensione di un micron sembra attualmente costituire il limite per le normali tecniche di produzione in microelettronica, proprio come una volta la velocità del suono era un limite nelle costruzioni aeronautiche.

La progressiva miniaturizzazione ha dato origine, negli ultimi anni, ad innumerevoli componenti sempre più economici, sempre più veloci, e sempre meno affamati di potenza elettrica. L'applicazione pratica di strutture aventi dimensioni inferiori al micron offrirà ancora nuove possibilità di progresso.

Il metodo fotolitografico permette già da molti anni di ottenere circuiti di memoria contenenti 4096, 16384 e persino 65536 bit. La fotolitografia trova il proprio limite quando le strutture richiedono dimensioni paragonabili alla lunghezza d'onda della luce (circa $0,5 \mu\text{m}$). Con tale tecnica si possono riprodurre linee distanti tra di loro circa $1 \mu\text{m}$: non sono

ancora le finzze necessarie per integrare i circuiti submicrometrici.

I componenti del futuro, per le loro ridottissime dimensioni, non potranno essere prodotti con le normali tecniche fotolitografiche, ma si dovrà ricorrere a due altre tecnologie, attualmente allo stadio di sviluppo: la litografia a fasci elettronici e quella a raggi X. Entrambe operano con lunghezze d'onda piccole a sufficienza da consentire la riproduzione di linee con dimensioni inferiori al micron.

1.1 Sistemi fotografici a raggi elettronici

I fondamenti della litografia a raggi elettronici (EBES = Electronic Beam Exposure System) sono noti fin dagli inizi della microscopia elettronica. Il sistema di incisione mediante raggi elettronici non si scosta molto da quello a scansione usato appunto in microscopia elettronica (figura 1).

Un sottile pennello elettronico esplora il wafer ed "illumina" il cosiddetto "resist elettronico" (una sostanza che varia la sua solubilità in determinati solventi quando sia esposta agli elettroni accelerati e focalizzati) nei punti che interessano. Per quanto tale tecnologia permetta già di ottenere risultati degni di nota, l'applicazione industriale è ancora limitata dagli alti costi. Gli impianti necessari hanno infatti un prezzo che si aggira sul milione di dollari. Poiché il pennello elettronico si limita ad esplorare il wafer senza "illuminarlo" in una sola volta, ci vuole parecchio tempo per ottenere un esemplare finito del circuito.

Questa tecnica offre però sostanziosi vantaggi nella costruzione delle maschere. L'uso dei sistemi a raggio elettronico permette di eliminare almeno due passi di lavorazione tra quelli necessari con il processo fotografico, perché il campione è conservato in una memoria di computer sotto forma di dati che sono direttamente trasferiti sulla maschera: l'esecuzione potrà iniziare subito dopo il completamento del progetto. I vantaggi derivanti dall'alta risoluzione e dalla semplicità dei sistemi produttivi nonché il conseguente abbreviamento dei tempi di lavorazione porteranno alla sostituzione dei metodi normali con la litografia elettronica almeno in certi settori dell'industria dei semiconduttori.

Il sistema commerciale di litografia elettronica messo a punto dai Bell Laboratories (EBES) non si limita alla produzione di maschere per circuiti integrati, ma offre anche la possibilità di produrre impronte su un resist di nuova concezione, steso su un sottile rivestimento di cromo depositato su un substrato di vetro per vaporizzazione sotto vuoto.

Il raggio può essere messo a fuoco su un punto avente il

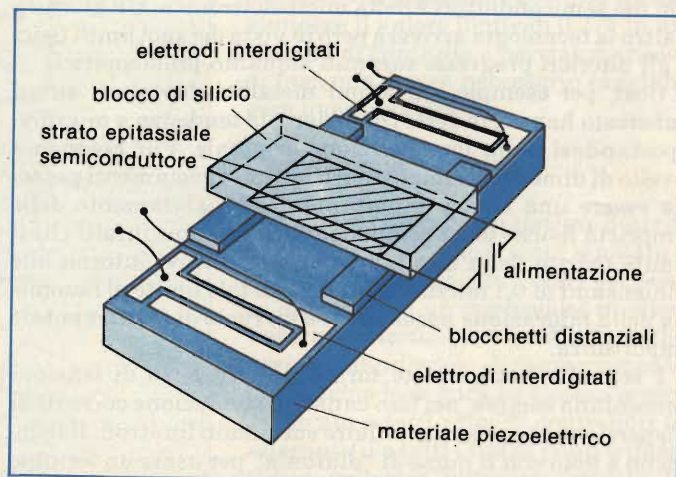


Fig. 4 - Amplificatore ad onde di superficie. Il dispositivo qui rappresentato modula l'ampiezza delle onde mediante una tensione esterna.

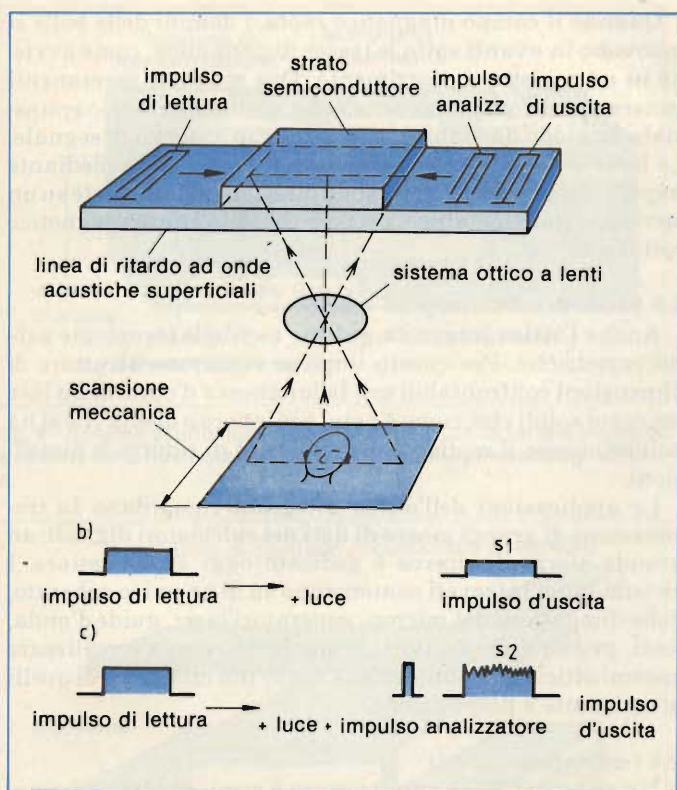


Fig. 5 - Scansione ottica di un'immagine mediante un componente ad onde di superficie. Gli impulsi acustici che viaggiano sulla superficie del substrato sono modulati dall'intensità luminosa.

diametro di $1/4$ di micron e la scansione avviene su un campo di $256 \mu\text{m}$. Il materiale da esporre è appoggiato su un piatto e la lavorazione avviene in un ambiente ad alto vuoto; il piano di appoggio si muove secondo i due assi ortogonali sotto il controllo di un computer. Una serie di interferometri a laser controlla la posizione del piano portaoggetti ed agisce sul computer in modo da compensare al massimo le vibrazioni dei sistemi meccanici.

Un sistema così organizzato può produrre maschere a basso costo ed alta risoluzione, con un minimo di difetti. Anche la centratura meccanica delle singole maschere avviene con maggiore precisione rispetto ai normali sistemi. Il maggior vantaggio dei raggi elettronici è costituito comunque dalla possibilità di produrre direttamente, senza usare maschere, i circuiti integrati e le altre strutture submicrometriche.

Quando i costi diminuiranno, la litografia elettronica potrà essere introdotta nelle linee di produzione dei wafer e si potrà dar vita ad una nuova generazione di circuiti microelettronici molto più complessi e raffinati degli attuali. I progressi in tale settore si possono constatare già oggi e non mancherà molto ancora all'impiego generalizzato dei sistemi di scansione elettronica.

1.2 La litografia a raggi X

La litografia a raggi Röntgen è una specie di fotolitografia con maschera a contatto, nella quale i raggi ultravioletti sono sostituiti da raggi X "morbidi". Questa tecnica offre un'elevata risoluzione: strutture semplici con dimensioni inferiori al decimo di micron sono già una realtà.

Poiché viene illuminato l'intero wafer, il processo è certamente economico e rapido, ma esistono ancora molti problemi irrisolti. La maschera per raggi X deve essere di metallo pesante, depositato su una sottilissima membrana di Mylar

e perciò risulta molto fragile e difficile da produrre. Anche il posizionamento della maschera sulla piastrina da incidere presenta parecchie difficoltà.

I raggi X vengono attenuati dall'aria, perciò i wafer devono essere esposti nel vuoto oppure in atmosfera di elio. I generatori di raggi X, di cui oggi disponiamo, sono di debole intensità e perciò i tempi di esposizione devono essere piuttosto lunghi. Le sorgenti più intense di raggi X, come i sincrotroni oppure gli anelli di accumulazione, sono molto costosi e perciò la tecnica trova ora applicazione solo in laboratorio.

2. Nuove tecniche aprono nuove prospettive

2.1 Le onde di superficie

L'impiego delle cosiddette onde di Reyleigh, che sono onde acustiche propagantesi lungo le superfici, ha avuto un grande sviluppo negli ultimi tempi. Il motivo del progresso è la messa a punto di strutture elettrodiche interdigitate (a forma di dita intrecciate), che ha permesso di convertire i segnali elettrici o gli impulsi di corrente in impulsi meccanici, riconvertibili poi in segnali elettrici (figura 2).

Gli elettrodi interdigitati poggiano su un substrato piezoelettrico che permette la formazione e lo spostamento delle onde di Reyleigh. Il campo elettrico sulla superficie del materiale piezoelettrico, prodotto dal segnale d'ingresso, fa variare le dimensioni meccaniche del substrato. In corrispondenza del lato ricevente, avviene il procedimento inverso e le vibrazioni meccaniche si ritrasformano in segnali elettrici (figura 3).

Gli elettrodi sono disposti in modo che ogni onda è in grado di amplificare la precedente. Una tale disposizione ha perciò un comportamento selettivo per quanto riguarda la frequenza. Ad una frequenza di 40 MHz, la distanza tra due "dita" deve essere di 20μ e la larghezza del "dito" deve essere dello stesso ordine di grandezza.

Strutture di tali dimensioni possono essere prodotte anche con le ordinarie tecniche fotolitografiche usate nell'industria dei semiconduttori. Un disegno in grande scala del master viene ridotto di un fattore 100, e poi impiegato come maschera per esporre il substrato metallizzato da incidere poi con i normali reagenti chimici.

L'azione combinata delle onde acustiche e dell'effetto semiconduttore potrà essere utilizzata per scopi di amplificazione; esiste anche la possibilità di utilizzare l'effetto fotoelettrico noto nei semiconduttori a film sottile per la modulazione ottica nei componenti ad onde di superficie (figura 4 e 5).

Quando sulla superficie di silicio di un sistema amplificatore ad onde superficiali si forma un'immagine luminosa, la conducibilità del materiale varia; e varierà perciò anche la velocità di propagazione di un breve impulso acustico in movimento sulla superficie del dispositivo. Tale variazione darà una misura dell'intensità di illuminazione. Una seconda onda di Reyleigh potrà pertanto essere modulata direttamente dall'immagine ottica: avverrà una scansione, proprio come nelle normali telecamere, ma stavolta effettuata mediante impulsi acustici. Così si potranno forse sostituire i tubi elettronici con componenti a stato solido anche nella ripresa video.

2.2 Le bolle magnetiche

L'industria è già in grado di produrre memorie a bolle magnetiche della capacità di un milione di bit. Le bolle vere e proprie hanno dimensioni di $1,7 \mu\text{m}$ ed appaiono ad intervalli di $8 \mu\text{m}$. Si sta lavorando per ridurre quest'ultima misura a $4 \mu\text{m}$. Nel centro ricerche dell'IBM a Yorktown sono state messe a punto bolle magnetiche otto volte più piccole di

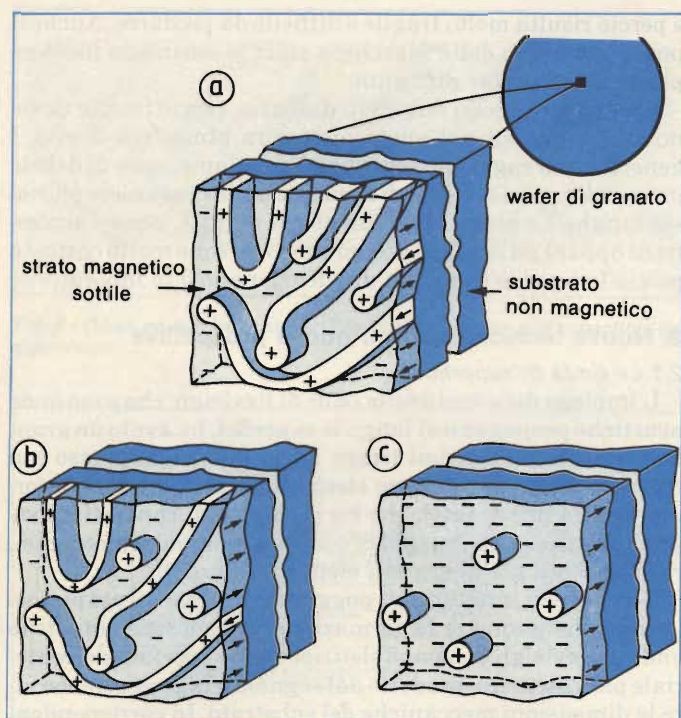


Fig. 6 - La comparsa di bolle magnetiche in dipendenza da un campo magnetico esterno; a) nessun campo magnetico; b) campo magnetico debole; c) campo magnetico forte.

quelle attualmente realizzate su substrati di granato. L'esperimento IBM ha dimostrato che si possono produrre bolle magnetiche stabili dal diametro di soli 4/10 di micron. La riduzione dimensionale offre la possibilità di aumentare molto la capacità della memoria, perchè ciascuna bolla magnetica, indipendentemente dalle dimensioni, conterrà sempre un bit di dati.

Le bolle magnetiche sono delle piccole regioni anulari a magnetizzazione invertita, che si formano negli straterelli di granato. Opportuni campi esterni possono far muovere le bolle sul substrato (figura 6).

Il chip è composto da un substrato di granato al gadolinio-gallio sul quale viene fatto crescere uno strato epitassiale magnetico; tale film è dotato di piste in permalloy che delimitano i percorsi delle bolle magnetiche e lungo le quali avviene anche il movimento del campo magnetico rotante (figura 7).

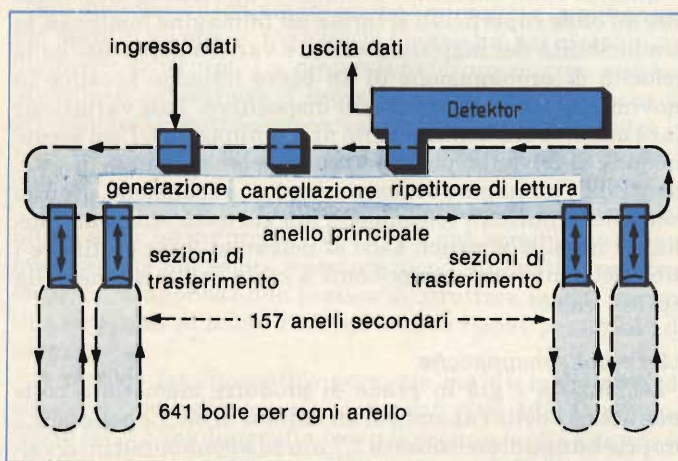


Fig. 7 - Memoria a bolle magnetiche; le bolle magnetiche circolano entro anelli e la configurazione dei bit viene duplicata in un anello di scrittura e lettura.

Quando il campo magnetico ruota, i domini delle bolle si muovono in avanti sotto le tracce di permalloy, come avviene in un registro a scorrimento. Due magneti permanenti generano un campo costante nello strato magnetico epitassiale, in modo da stabilizzare le bolle in assenza di segnale. Le bolle sono prodotte da una microscopica spira mediante impulsi di corrente: le spire sono direttamente disposte su un secondo strato metallico, proprio sopra lo strato magnetico epitassiale.

2.3 I sistemi ottici integrati

Anche l'ottica integrata può far uso delle tecnologie sub-micrometriche. Per questo impiego occorrono strutture di dimensioni confrontabili con la lunghezza d'onda della luce nei corpi solidi che, come è noto, è inferiore a quella che si ha nell'aria: ecco il motivo della necessità di ridurre le dimensioni.

Le applicazioni dell'ottica integrata riguardano la trasmissione di grandi masse di dati nei calcolatori digitali: un grande sforzo di ricerca è dedicato oggi a tale settore. I sistemi ottici integrati conterranno su di un unico substrato, delle dimensioni del micron, generatori laser, guide d'onda, lenti, prismi e modulatori. Scopo della ricerca è realizzare sistemi ottici di comunicazione molto più minuscoli di quelli attualmente a disposizione.

2.4 I componenti CCD

Un sistema CCD è una struttura a semiconduttore formata da tre strati. Uno degli strati è un elettrodo metallico, l'altro è formato da silicio cristallino: questi sono separati da uno strato isolante di biossido di silicio. I componenti CCD sono prodotti con la normale tecnologia MOS (figura 8).

Nelle strutture CCD, le cariche sono conservate all'interno dei cosiddetti "avvallamenti di potenziale": si tratta di piccole regioni entro le quali l'informazione è rappresentata da una sovrabbondanza o da una carenza di cariche elettriche. Le cariche sono spostate all'interno della struttura mediante adatte tensioni di controllo. In questo modo l'informazione viaggia all'interno dei componenti CCD in forma di "pacchetti" e può, all'occorrenza, essere anche portata all'esterno.

Poichè la quantità delle cariche può essere fatta variare in modo continuativo da zero ad un valore massimo, siamo in presenza di un componente di natura analogica, molto adatto all'elaborazione di segnali di comunicazione analogici.

Le cariche possono essere variate non solo per via elettronica, ma anche mediante luce. Una figura luminosa, proiettata sulla superficie, si tradurrà in un'immagine "latente" formata da una maggiore o minore concentrazione di cariche elettriche nell'elemento CCD. Le cariche possono essere memorizzate, trasmesse all'esterno in modo seriale e poi visualizzate per riprodurre l'immagine originale su un teleschermo o su un apparecchio riproduttore di fac-simili (l'impiego del fenomeno è molto interessante in fotografia).

2.5 I corpi solidi amorfi

I corpi solidi amorfi, alla pari di quelli cristallini, possono formare isolatori, semiconduttori, ed in alcuni casi anche superconduttori. Le proprietà elettriche dei semiconduttori amorfi sono controllate da centri di attività ben definiti, proprio come nel caso dei semiconduttori cristallini. Esistono analogie tali da rendere effettiva la possibilità di produrre in futuro alcune strutture attive di tipo amorfo; la mancanza di una struttura regolare potrebbe aggiungere flessibilità ai sistemi di tale genere.

La conducibilità dei materiali amorfi è stata aumentata

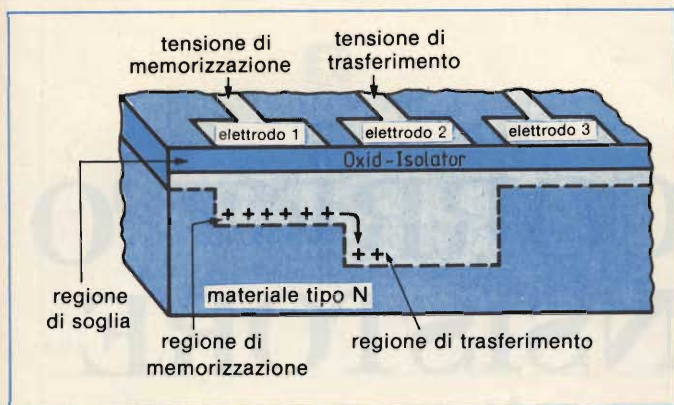


Fig. 8 - Schema di principio di una struttura CCD. In un tale elemento le cariche sono trasferite da tensioni di controllo presenti sugli elettrodi.

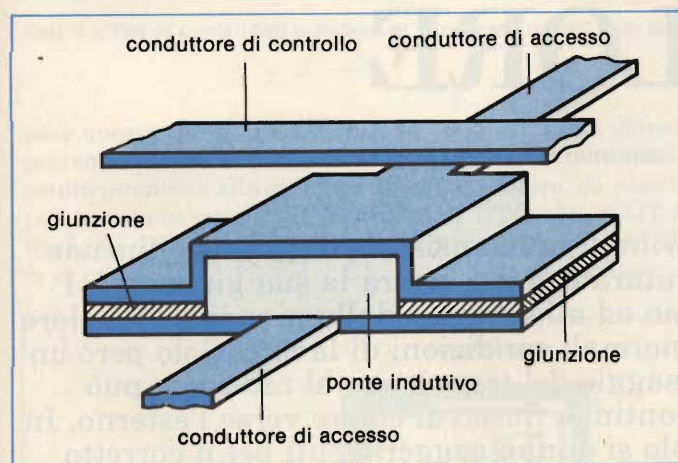


Fig. 9 - Schema di principio di una giunzione Josephson. Con questa struttura si possono realizzare circuiti logici e di memoria più veloci e di minor consumo rispetto agli elementi a semiconduttore. Le giunzioni Josephson lavorano alla temperatura di 4,2 K.

con successo di parecchi ordini di grandezza, mediante modifiche di carattere chimico eseguite in laboratorio. La possibilità di modulare la conducibilità di alcuni tipi stabili di vetro promette nuove applicazioni commerciali, specialmente nel settore delle celle solari a buon mercato, realizzate completamente con materiali allo stato amorfo.

Quando un corpo solido si forma per raffreddamento di una sostanza fusa, si può immaginare che le molecole diminuiscano la loro mobilità per effetto della diminuzione di temperatura e che siano infine costrette a mantenere stabile la loro posizione. In effetti il processo di solidificazione è qualcosa di più complesso: le molecole assumono anche una struttura ordinata in un reticolo cristallino; esistono però alcuni liquidi che solidificano secondo una configurazione più o meno casuale: tali materiali non sono da considerarsi solidi, ma solo fluidi ad altissima viscosità: un esempio di tale comportamento è il normale vetro.

I tipi più comuni di vetro sono dei silicati o dei composti di silicio ed ossigeno contenenti diverse impurità. Per lungo tempo si era creduto che solo i silicati od i materiali analoghi fossero in grado di dare origine a vetri. Negli ultimi anni, si è invece scoperta la possibilità di produrre vetri o comunque corpi amorfi anche da sostanze diverse.

L'applicazione commerciale più importante dei materiali amorfi è senza dubbio la cosiddetta "elettrofotografia" (xerografia), che utilizza la fotoconduttività del selenio vetroso.

Oltre ai componenti basati su materiali solidi amorfi, sono

state messe a punto strutture elettroniche ibride consistenti in legami amorpho-cristallini, utilizzate per il raddrizzamento delle correnti elettriche alternate.

2.6 I superconduttori

Una grande speranza per il futuro sviluppo nel campo degli elaboratori elettronici è basata su una struttura superconduttrice: la giunzione di Josephson. Si tratta di un dispositivo formato da due metalli superconduttori separati da un sottile strato isolante, di solito un ossido di uno dei due metalli superconduttori: lo spessore dello strato di separazione è di pochi nm (figura 9).

Secondo la teoria di Josephson, al di sotto di una determinata temperatura critica la corrente passa attraverso lo strato isolante senza che si abbia una caduta di tensione. Il valore critico è ottenuto con l'aiuto di un campo magnetico esterno.

La conduzione è resa possibile da una specie di effetto tunnel, in quanto gli elettroni possono superare una determinata barriera anche possedendo un'energia che in condizioni normali sarebbe insufficiente.

Le proprietà delle strutture Josephson possono essere migliorate riducendo all'ordine del micron le dimensioni degli elementi. Le giunzioni Josephson di piccole dimensioni troveranno presto impiego come componenti logici e di memoria negli elaboratori digitali, in quanto la loro velocità è grande e la potenza assorbita è inferiore rispetto alle strutture a semiconduttore.

La produzione di circuiti logici e di memoria a superconduttore presenta molti punti di analogia con i processi produttivi dei componenti a semiconduttore. Molti passi di lavorazione, come per esempio la vaporizzazione sotto vuoto, sono già applicati in pratica. I trattamenti chimici o termici sono analoghi a quelli usati per la produzione delle strutture a strati multipli.

Bibliografia:

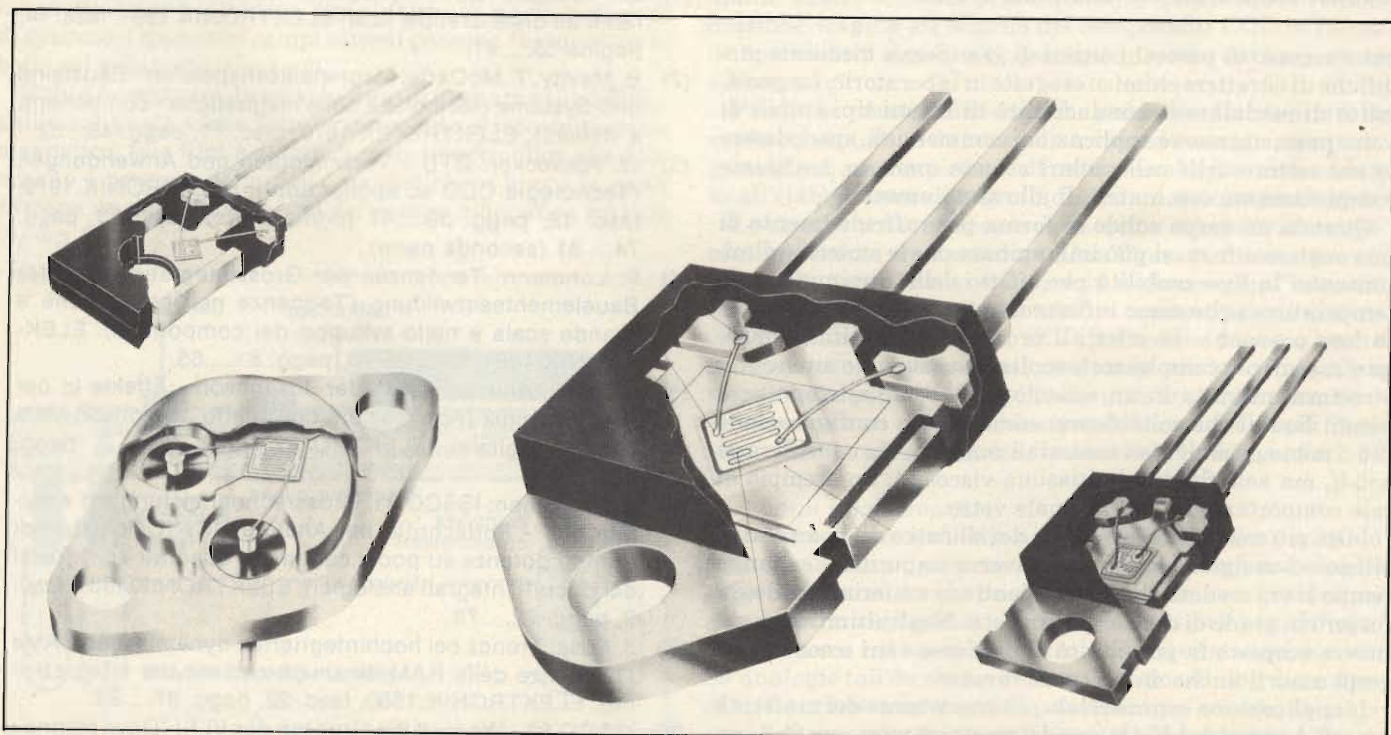
- (1) O. Veilleux: Oberflächewellen-Bauelemente (Componenti ad onde di superficie) ELEKTRONIK 1981, fasc. 14, pagine 35.....41.
- (2) B. Mavity, T. McCarty: Magnetblasenspeicher - Bausteine und Systeme (Memorie a bolle magnetiche - componenti e sistemi). ELEKTRONIK 1979, fasc. 11, pagg. 45.....52.
- (3) W. Rienecker: CTD - Technologien und Anwendungen (Tecnologie CCD ed applicazioni). ELEKTRONIK 1979, fasc. 12, pagg. 39.....47 (prima parte), fasc. 13, pagg. 74.....81 (seconda parte).
- (4) F. Lohmann: Tendenzen der Grossintegration und der Bauelementeentwicklung (Tendenze nell'integrazione a grande scala e nello sviluppo dei componenti). ELEKTRONIK 1981, fasc. 25/26, pagg. 51.....65.
- (5) J. Ottes: Anwendungen der Josephson - Effekte in der Digitaltechnik (Applicazioni dell'effetto Josephson nella tecnica digitale). ELEKTRONIK 1980, fasc. 2, pagg. 25.....30.
- (6) P. V. Bechen: ISSCC 81: Grossrechnerleistung auf wenigen cm² - Fortschritte bei Analog - ICs (Calcolatori di grande potenza su pochi centimetri quadrati - progressi dei circuiti integrati analogici). ELEKTRONIK 1981, fasc. 9, pagg. 72.....78.
- (7) J. Posa: Trends bei hochintegrierten dynamischen RAMs (Tendenze delle RAM dinamiche ad elevata integrazione). ELEKTRONIK 1980, fasc. 22, pagg. 87.....94.
- (8) ISSCC 80 - Wo sind die Grenzen der VLSI (Dove stanno i limiti della VLSI). ELEKTRONIK 1980, fasc. 8, pagg. 16.....32.

FISSAGGIO CORRETTO DI UN TRANSISTORE B.F. AL RADIATORE DI CALORE

di Lodovico Cascianini

Il motivo per cui molti transistori b.f. di potenza hanno una "vita" breve è da ricercarsi in un loro incorretto fissaggio al radiatore di calore, per cui, in normali condizioni di lavoro, viene superata la *massima* temperatura ammessa alla giunzione. Ovviamente, il transistor potrebbe guastarsi anche in seguito a un errore di progetto del circuito. Noi escludiamo

La durata di vita di un transistor di potenza dipende dalla temperatura con cui lavora la sua giunzione. I radiatori servono ad allontanare dalla giunzione il calore prodotto nelle normali condizioni di lavoro. Solo però un corretto fissaggio del transistor al radiatore può assicurare un continuo flusso di calore verso l'esterno. In questo articolo si danno suggerimenti per il corretto fissaggio dei vari contenitori ai relativi dissipatori di calore.



Spaccati di alcuni transistori b.f. di potenza per indicare la posizione del "chip" rispetto al relativo contenitore. Contenitore SOT-93: 1/3 = saldatura mediante ultrasuoni; 2 = rivestimento (passivazione) del chip in vetro; 3 = fissaggio eutettico del cristallo; 5 = contenitore in silicone.

	TO-202 (SOT-128)	TO-126 (SOT-32)	SOT-82	TO-220 (SOT-78)	SOT-93	TO-3 (SOT-3)
clip		•	•	•	•	
vite		•		•	•	•
aria libera*	•					

Tab. 1 - Tipi di contenitori e sistemi di fissaggio preferiti. * In aria libera significa transistore senza radiatore di calore.

però questa seconda evenienza e supporteremo invece che la massima temperatura ammessa alla giunzione sia stata superata in seguito ad un incorretto fissaggio del transistore al suo radiatore di calore.

Quanto diremo di seguito varrà sia per i transistori b.f di potenza in contenitore di plastica TO-202 (SOT-128), TO-126 (SOT-32), SOT-82, TO-220 (SOT-78), e SOT-93, sia per i transistori in contenitore metallico, e cioè TO-3

(SOT-3).

Questi transistori di potenza sono largamente impiegati nel settore audio, televisivo e in campo industriale. Di regola, la potenza massima dissipata va da 5 a 250 W.

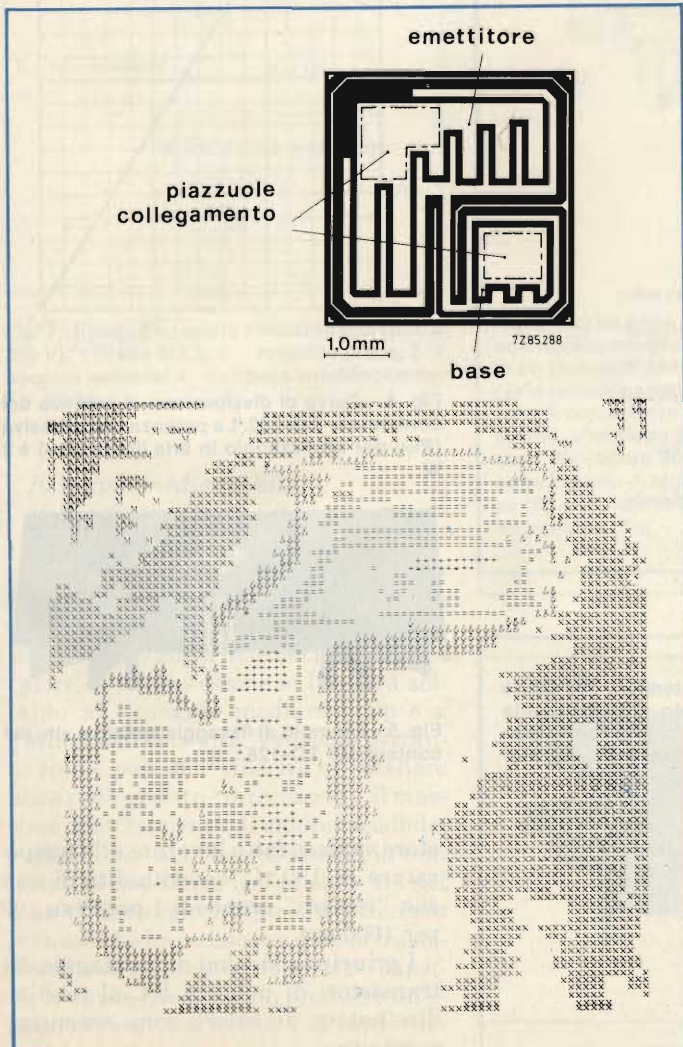


Fig. 1 - Mappa delle temperature nel cristallo del Darlington BDT64. È stata ottenuta mediante computer. $T_{mb} = 27^\circ\text{C}$; $I_C = 2\text{ A}$, $V_{CE} = 20\text{ V}$. Il cristallo presenta un gradiente di temperatura basso; ciò sta ad indicare un eccellente trasferimento di calore dal cristallo verso la base di montaggio, in altre parole, una bassa resistenza termica (1 K/W) tra cristallo e base di montaggio. Il basso valore di resistenza termica può però essere compromesso da un incorretto fissaggio del contenitore al relativo dissipatore di calore. Nella mappa, le temperature sono state indicate nella seguente maniera:

- M = 70 - 75°C
- X = 80 - 85°C
- & = 90 - 95°C
- = 100 - 105°C
- + = 110 - 115°C

Le temperature intermedie sono indicate in bianco.

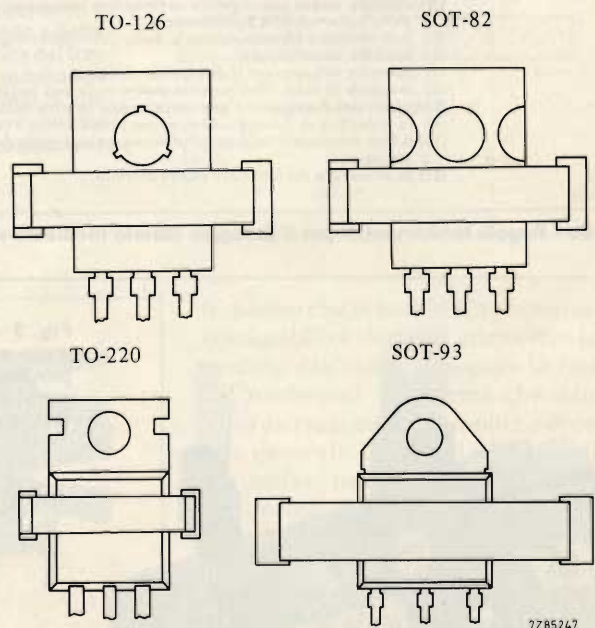


Fig. 1a - Posizione corretta della chip di fissaggio nei contenitori di plastica.

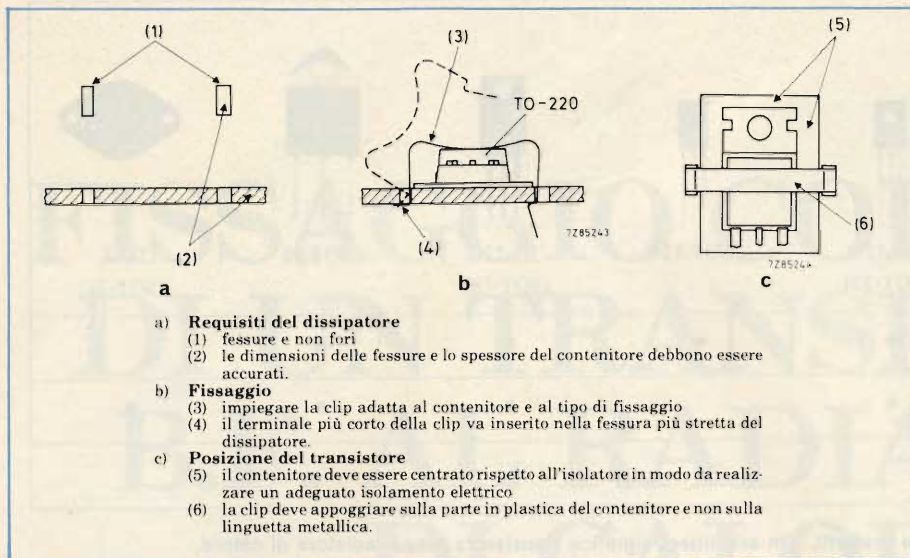


Fig. 2a - Regole fondamentali per il fissaggio mediante clip.

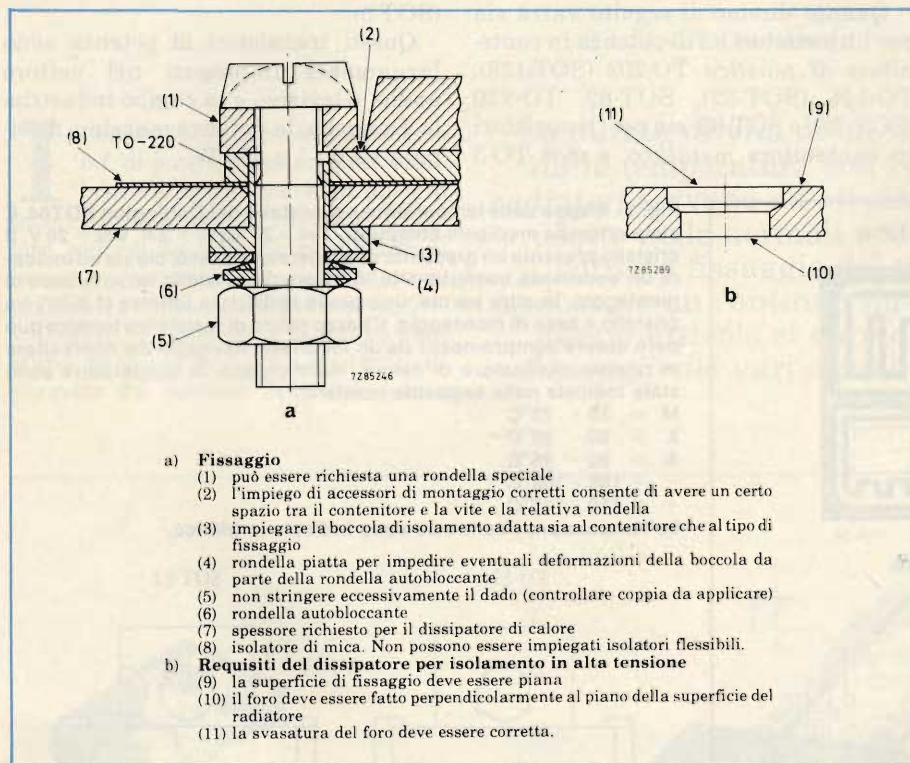


Fig. 2b - Regole fondamentali per il fissaggio isolato mediante vite.



Fig. 3 - Il contenitore TO-202 è stato progettato principalmente per montaggi in aria libera; può però anche essere fissato mediante vite.

Vari sistemi di fissaggio

Abbiamo detto che è vitale per il transistor di potenza essere correttamente montato al suo dissipatore di calore.

Soltanto se viene soddisfatta questa condizione sarà possibile ricavare dal transistor tutta la potenza che il costruttore attraverso i "data sheet" afferma che il transistor può fornire. Per esempio, se un transistor viene fatto lavorare alla normale temperatura della giunzione di 105 °C, la possibilità che esso possa guastarsi è di 1 pezzo su 10.000 per una durata di funzionamento di 1000 ore. Se questo stesso transi-

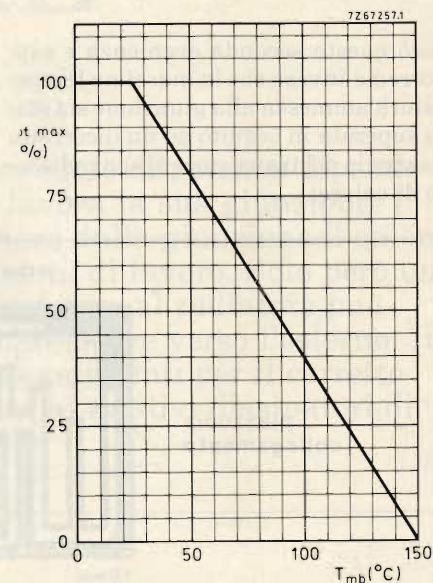


Fig. 4 - Curva di dissipazione di potenza del contenitore TO-202. La potenza complessiva (P_{tot}) per un fissaggio in aria libera (P_{tot}) è 2 W.

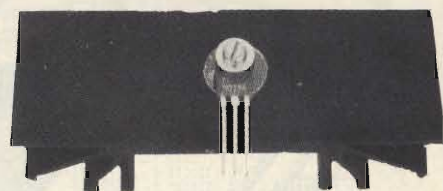


Fig. 5 - Esempio di fissaggio isolato a vite del contenitore TO-126.

store venisse fatto lavorare alla temperatura di 150 °C, l'eventualità di una sua "rottura" scende a 1 pezzo su 100 per 1000 ore.

I principali sistemi di montaggio dei transistori di potenza b.f. al relativo dissipatore di calore sono essenzialmente tre:

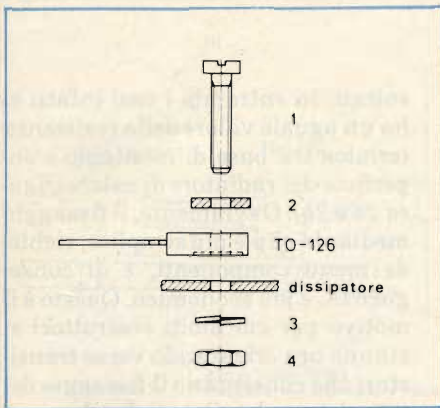


Fig. 6 - Fissaggio non isolato mediante vite. 1 = vite M3; 2 = rondella piatta 56326; 3 = rondella autobloccante; 4 = dado.

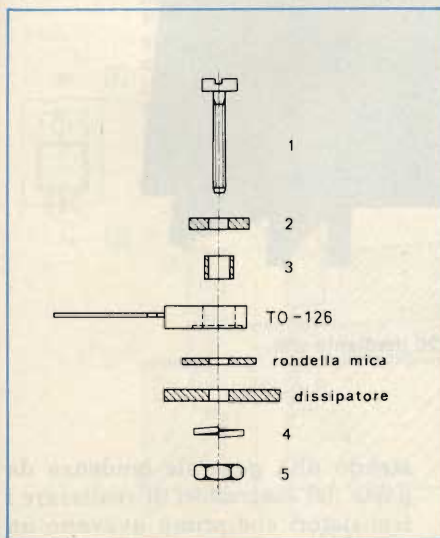


Fig. 7 - Fissaggio isolato mediante vite (fino a 250 V). 1 = vite M2,5; 2 = rondella piatta; 3 = boccia isolante; 4 = rondella autobloccante; 5 = dado.

- fissaggio mediante clip,
- fissaggio mediante vite,
- fissaggio in aria libera.

Siccome in questo articolo la nostra attenzione sarà rivolta all'“interfaccia” esistente tra base di montaggio del transistor e superficie del radiatore di calore, il nostro esame si limiterà soltanto al fissaggio mediante clip e a quello mediante vite. Vedremo pertanto com'è possibile riuscire ad ottenere attraverso questa “interfaccia”, il massimo trasferimento di calore possibile, e questo sia nel caso di fissaggio non isolato e cioè senza isolamento, sia nel caso di fissaggio isolato. Illustreremo le cause che impediscono questo trasferimento di calore o, sotto un altro aspetto, le cause che possono produrre un'elevata resistenza termica di contatto.

Nel caso di fissaggio con interposizione di materiale isolante occorrerà

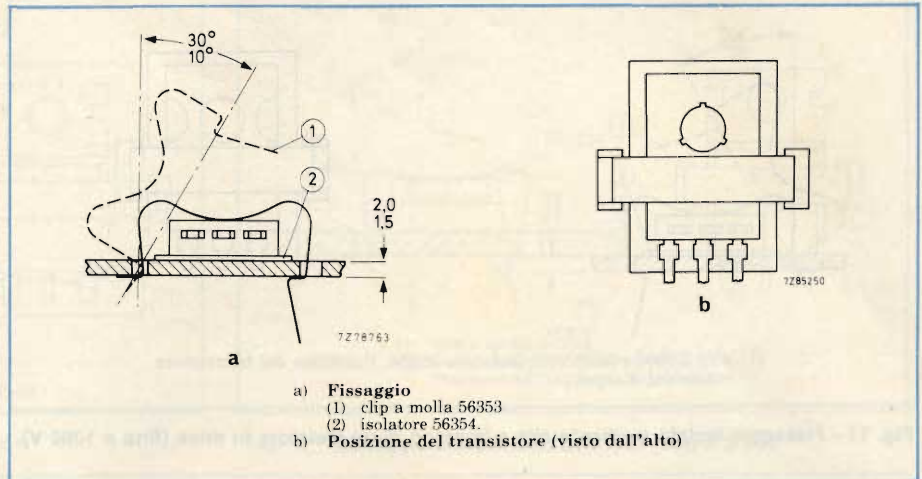


Fig. 8 - Fissaggio isolato mediante clip (fino a 1000 V).

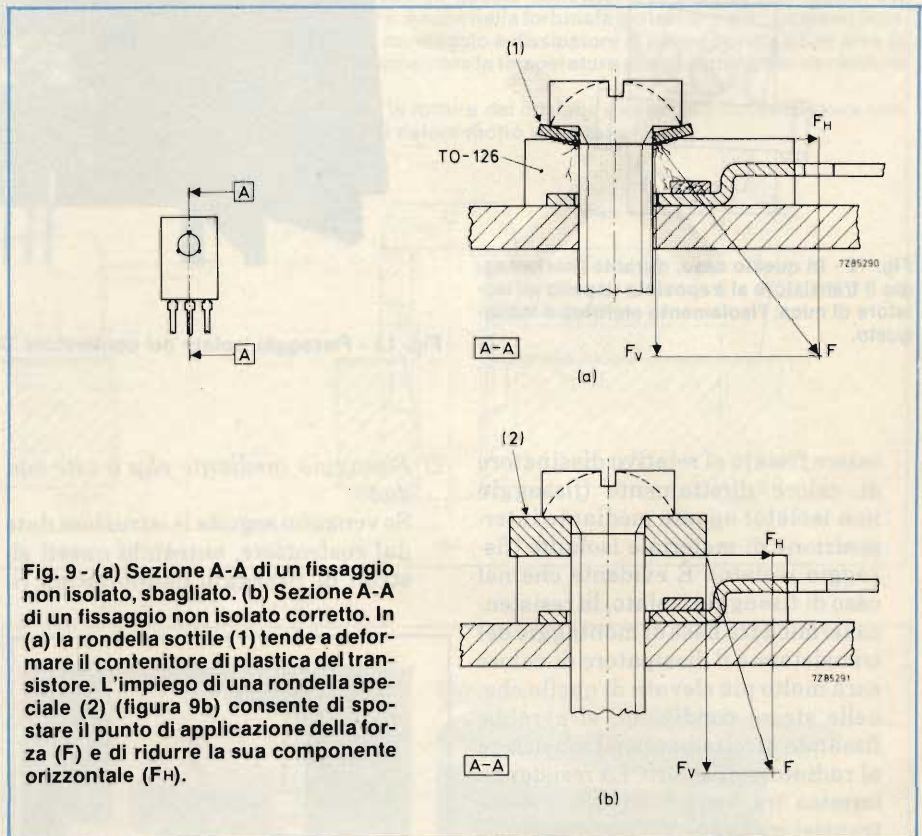


Fig. 9 - (a) Sezione A-A di un fissaggio non isolato, sbagliato. (b) Sezione A-A di un fissaggio non isolato corretto. In (a) la rondella sottile (1) tende a deformare il contenitore di plastica del transistor. L'impiego di una rondella speciale (2) (figura 9b) consente di spostare il punto di applicazione della forza (F) e di ridurre la sua componente orizzontale (FH).

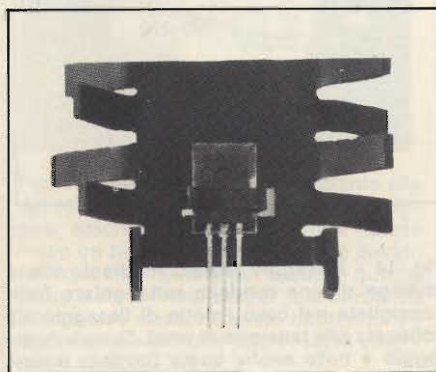


Fig. 10 - Fissaggio isolato mediante clip del contenitore SOT-82.

impedire che si verifichino fenomeni di conducibilità elettrica attraverso la superficie dell'isolante oppure la rottura del medesimo. Le norme che daremo sono estremamente semplici e di carattere generale; quelle relative a qualche particolare transistor potranno essere facilmente trovate nei relativi “data sheet”.

Sistemi di fissaggio dei transistori di potenza al radiatore di calore

- 1) Fissaggio isolato e non isolato
È il progettista del circuito che decide se il transistor impiegato debba

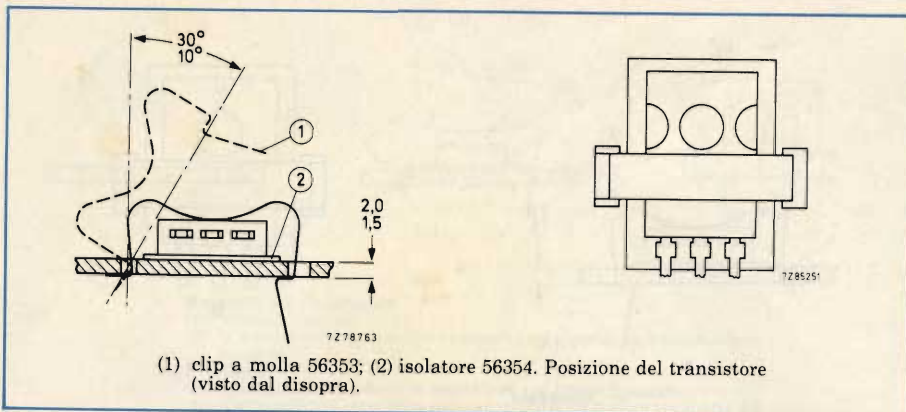


Fig. 11 - Fissaggio isolato mediante clip e impiego di un isolatore in mica (fino a 1000 V).

sultati; in entrambi i casi infatti si ha un uguale valore della resistenza termica tra base di montaggio e superficie del radiatore di calore (figura 2a e 2b). Ovviamente, il fissaggio mediante clip è più semplice, richiede meno componenti, e di conseguenza, è più economico. Questo è il motivo per cui molti costruttori si stanno ora orientando verso transistori che consentano il fissaggio del transistor al radiatore di calore mediante clip. Stiamo pertanto assi-

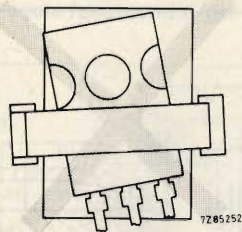


Fig. 12 - In questo caso, durante l'assemblaggio il transistor si è spostato rispetto all'isolatore di mica; l'isolamento elettrico è inadeguato.

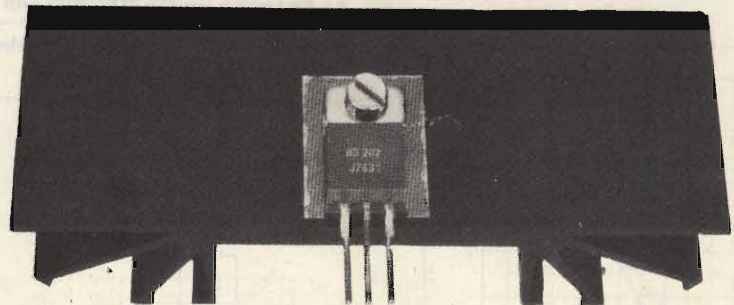


Fig. 13 - Fissaggio isolato del contenitore TO-220 mediante vite.

essere fissato al relativo dissipatore di calore direttamente (fissaggio non isolato) oppure mediante interposizione di materiale isolante (fissaggio isolato). È evidente che nel caso di fissaggio isolato, la resistenza termica tra base di montaggio del transistor e il dissipatore di calore sarà molto più elevata di quella che, nelle stesse condizioni, si avrebbe fissando direttamente il transistor al radiatore di calore. La resistenza termica tra base di montaggio del transistor e superficie del radiatore di calore viene indicata nei dati tecnici con la sigla $R_{th\ mb-h}$.

Il fissaggio del transistor al relativo radiatore di calore sia che questo avvenga in maniera diretta che per interposizione di un materiale isolante, può essere realizzato sia mediante vite che mediante clip.

Riassumendo avremo:



2) Fissaggio mediante clip o vite con dado

Se vengono seguite le istruzioni date dal costruttore, entrambi questi sistemi di fissaggio danno ottimi ri-

stendo alla generale tendenza da parte dei costruttori di realizzare i transistori che prima avevano un contenitore metallico (TO-3) in transistori con contenitore TO-93, un

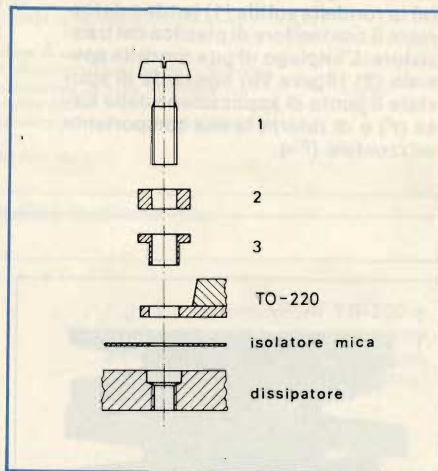


Fig. 14 - Fissaggio isolato mediante vite e impiego di una rondella rettangolare (non consigliata nel caso l'aletta di fissaggio sia collegata alla tensione di rete). Questo montaggio è noto anche come "bottom mounting". 1 = Vite M3; 2 = rondella rettangolare; 3 = boccola isolante 56359c; 4 = rondella piatta; 5 = rondella autobloccante; 6 = dado M3.

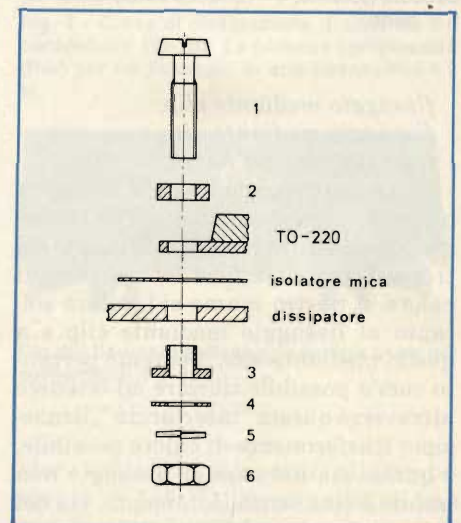


Fig. 15 - Fissaggio isolato mediante vite e impiego di una rondella rettangolare. Questo montaggio è noto anche come "top mounting". 1 = vite M3; 2 = rondella rettangolare 56360a; 3 = boccola rettangolare isolante 56359d.

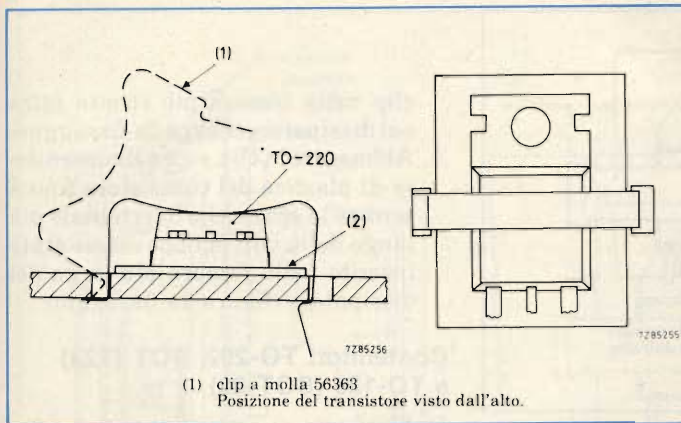


Fig. 16 - Fissaggio diretto mediante clip.

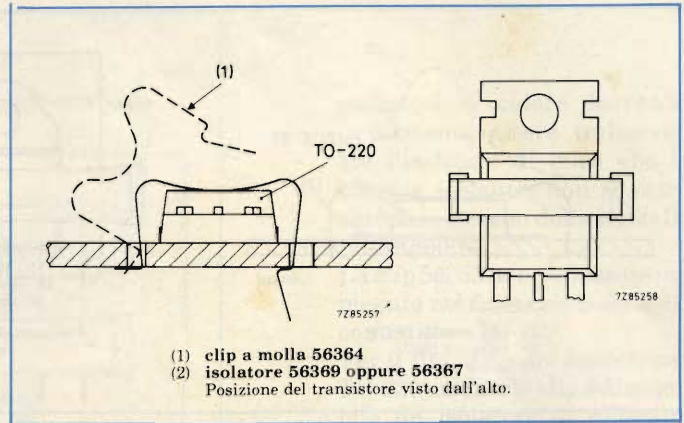
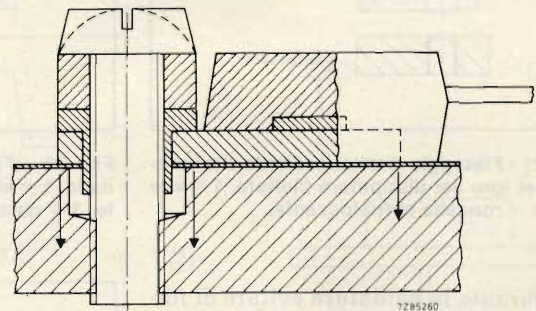
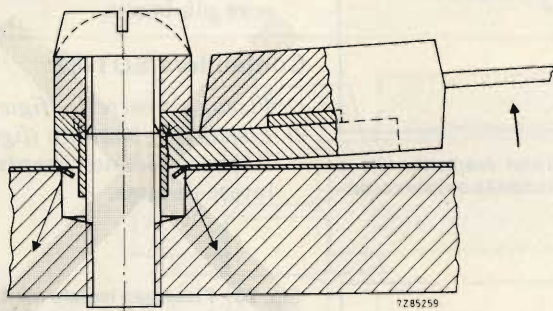
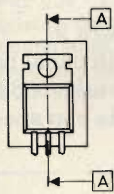


Fig. 17 - Fissaggio isolato mediante clip (fino a 2 kV).

Fig. 18 - (a) Sezione A-A di fissaggio a vite, isolato e sbagliato. (b) Sezione A-A di un fissaggio a vite, isolato e corretto. Se il foro svasato, pratico nel dissipatore di calore, è troppo largo, la forza usata per stringere la vite tenderà a spingere la base di montaggio del transistor dentro il foro, rompendo la mica (figura 18a). In queste condizioni, la base di montaggio del transistor si incurva, e ne può seguire la rottura del cristallo del transistor. Anche nella fortunata ipotesi che ciò non si verifichi, si registra in ogni caso un aumento della resistenza termica tra la base di montaggio e dissipatore di calore dovuta ad un'area di contatto più ristretta. L'aumento della resistenza termica tenderà a far aumentare la temperatura alla giunzione del transistor riducendone la vita.

Nella figura (18 b) un corretto diametro del foro di svasatura, impedisce la rottura del cristallo e consente inoltre di avere una resistenza termica tra base di montaggio del transistor e dissipatore di calore molto più bassa.



contenitore questo che consente di fissare molto facilmente il transistor al radiatore mediante clip. La *tabella 1* indica vari tipi di contenitori di transistori e i sistemi di fissaggio più adatti che essi permettono.

Suggerimenti per il corretto fissaggio dei transistori b.f. di potenza

Le regole da seguire sono poche e semplici. Queste risulteranno molto evidenti se si osserveranno attentamente le figure che seguono, le quali illustrano aspetti particolari di ciascun tipo di fissaggio.

Regole generali

1. Impiegare gli accessori di fissaggio che il costruttore indica per ciascun tipo di transistor. Alcuni sono simili ma non intercambiabili.
2. Prima di fissare il transistor al dissipatore di calore, poi saldare i terminali del transistor ai relativi fili di collegamento.

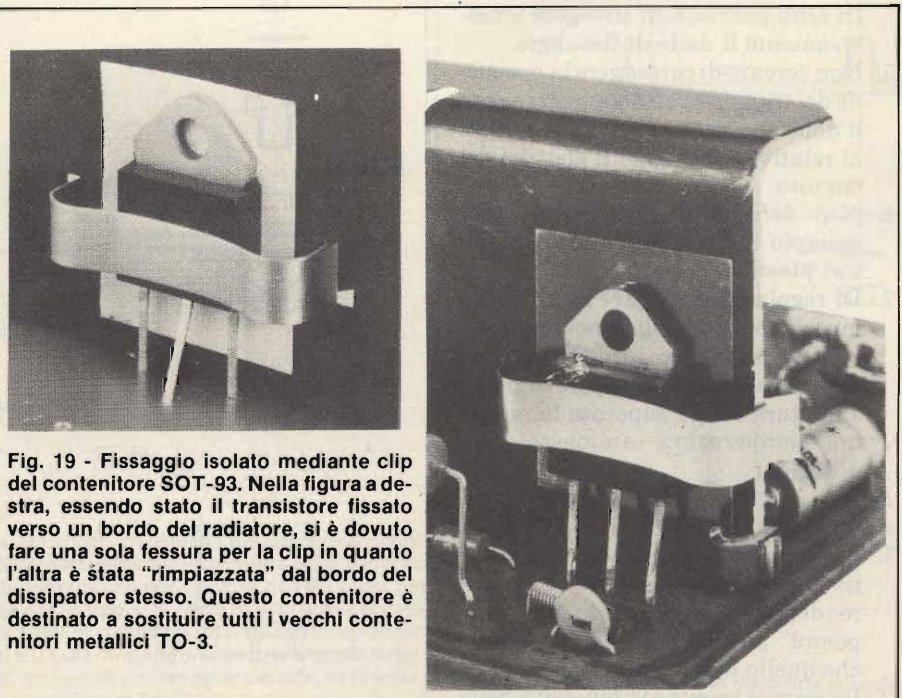


Fig. 19 - Fissaggio isolato mediante clip del contenitore SOT-93. Nella figura a destra, essendo stato il transistor fissato verso un bordo del radiatore, si è dovuto fare una sola fessura per la clip in quanto l'altra è stata "rimpiazzata" dal bordo del dissipatore stesso. Questo contenitore è destinato a sostituire tutti i vecchi contenitori metallici TO-3.

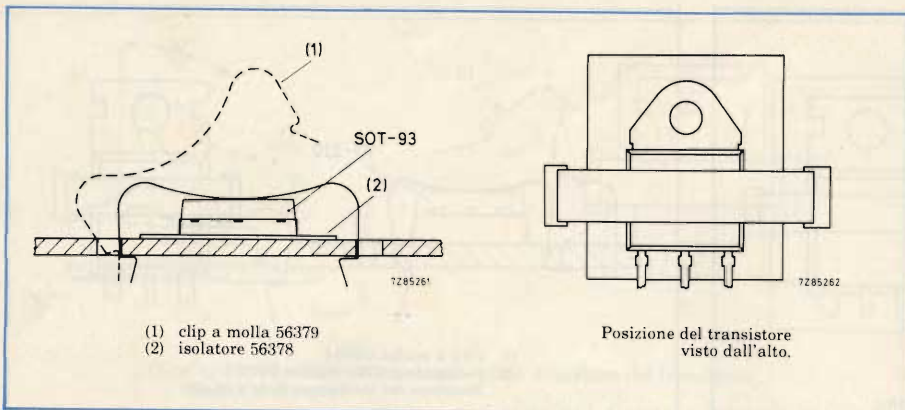


Fig. 20 - Fissaggio isolato mediante clip.

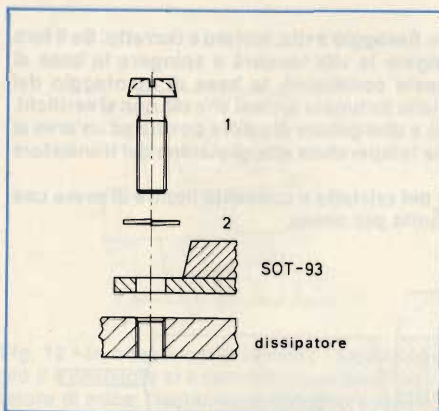


Fig. 21 - Fissaggio diretto mediante vite inserita nel foro del dissipatore filettato. 1 = vite M4; 2 = rondella autobloccante.

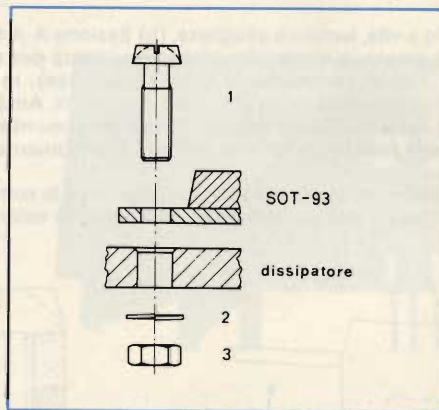


Fig. 22 - Fissaggio diretto mediante vite e dado. 1 = vite M4, 2 = rondella autobloccante, 3 = dado M4.

3. Durante la saldatura evitare di forzare sia il contenitore che il terminale.
4. Non superare la coppia di torsione indicata (fissaggio mediante vite). In altre parole, non stringere eccessivamente il dado di fissaggio.
5. Non cercare di correggere la posizione del transistor o dei suoi terminali dopo che questi sono stati saldati ai relativi collegamenti elettrici del circuito.
6. Non deformare con attrezzi (per esempio con il cacciavite) i contenitori plastici.
7. Di regola, mai saldare la linguetta metallica del transistor al radiatore di calore; si corre infatti il pericolo che durante questa operazione di saldatura venga superata la massima temperatura ammessa alla giunzione.

Regole particolari riguardanti il fissaggio mediante clip

1. Appoggiare il transistor con il relativo isolatore sul dissipatore di calore dopo avere cosperso di "compound" sia il fondo del transistor che quello dell'isolatore.
2. Inserire il terminale più corto della

clip nella fessura più stretta fatta nel dissipatore (figura 2a-fissaggio).

3. Abbassare la clip sopra il contenitore di plastica del transistor fino a sentire lo scatto che il terminale più lungo della clip fa dopo essere stato inserito nella fessura più larga del dissipatore (figura 2a-fissaggio).

Contenitori TO-202, SOT (128) e TO-126 (SOT-32)

- 1) *Fissaggio corretto* (figure 6, 7 e 8).
Nel sistema di fissaggio isolato a vite può essere tralasciata la rondella 56326. Può essere impiegato il kit di fissaggio codice 56333; esso comprende: una rondella speciale di metallo, una rondella di mica e una boccia isolante.
- 2) *Fissaggio sbagliato* (figura 9).
Può verificarsi nel caso in cui al posto della rondella speciale 56326 venga usata una rondella con spessore più basso.

Contenitore SOT-82

- 1) *Fissaggio corretto* (figura 11).
- 2) *Fissaggio sbagliato* (figura 12).
Il transistor non è centrato sull'isolatore di mica.

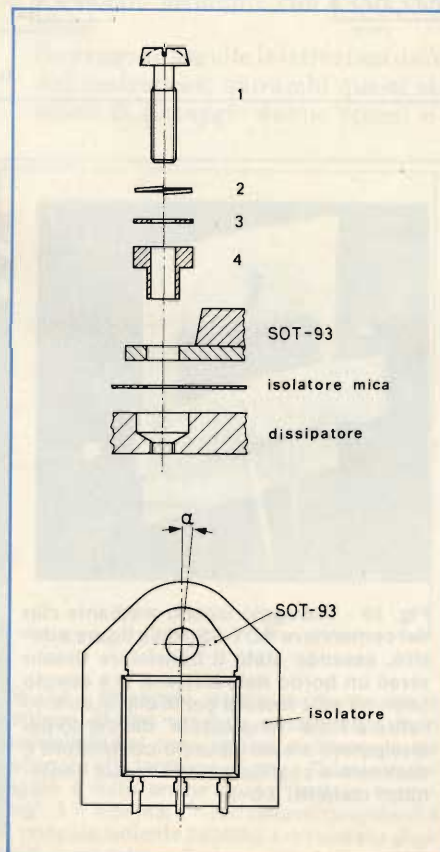


Fig. 23 - Fissaggio isolato mediante vite avvitata nel foro filettato del dissipatore (isolamento fino a 800 V). 1 = vite M3; 2 = rondella autobloccante; 3 = rondella piatta; 4 = boccia isolante 56368a. Lo spostamento assiale (α) tra il contenitore SOT-93 e l'isolatore di mica non deve superare 5°.

Contenitore TO-220 (SOT-78)

- 1) *Fissaggio corretto* (figg. 14, 15, 16 e 17).
Note
1. Nei casi in cui occorre fissare il contenitore TO-220 mediante vite, bisogna impiegare una speciale rondella quadrata di ottone (56360A).
2. In caso di fissaggio isolato del contenitore TO-220 possono essere impiegati due tipi di boccole, e precisamente il tipo 56359c nei cosiddetti "bottom mountings" e il tipo 56359D per i cosiddetti "top mountings!!". Queste due boccole non sono intercambiabili.
3. Se il contenitore TO-220 deve essere fissato direttamente al

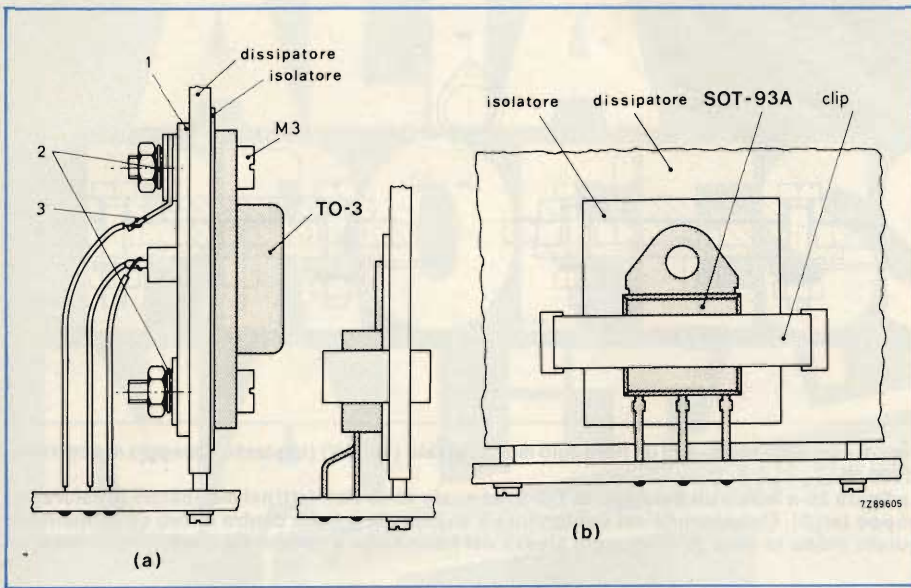


Fig. 23a - La maggior parte dei costruttori di transistori tende attualmente ad incapsulare i cristalli dei transistori che prima venivano presentati in contenitore metallico TO-3, nel nuovo contenitore di plastica SOT-93. Ciò permette di semplificare il montaggio di questi transistori. A sinistra (a) il fissaggio di un TO-3 richiede circa 13 accessori, a destra (b) il fissaggio di un SOT-93 ne richiede solo 2.

radiatore di calore dovranno ovviamente essere tralasciati sia l'isolatore di mica che la boccola isolante; non si potrà però fare a meno della rondella rettangolare.

4. La clip 56363 non può essere impiegata nel fissaggio isolato del contenitore TO-220.
5. Per il fissaggio dei contenitori TO-220 mediante clip è disponibile un isolatore in allumina (56367). Questo materiale ha una conducibilità termica superiore alla mica, in compenso è molto più fragile.

2) Fissaggio sbagliato (figura 18) (svasatura del foro troppo larga)

Contenitore SOT-93

1) Fissaggio corretto (figure 20, 21, 22 e 23).

Note:

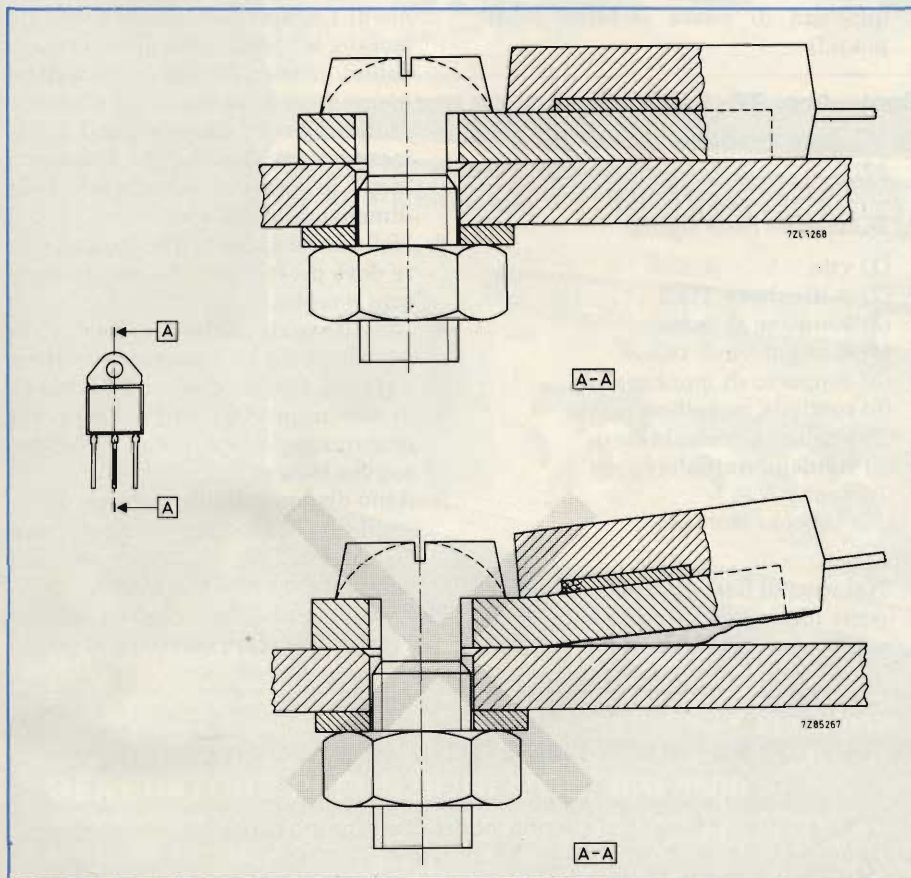


Fig. 24 - (a) Sezione A-A di un fissaggio diretto a vite errato. (b) Stesso fissaggio ma corretto. Quando il contenitore SOT-93 viene fissato mediante vite conviene spalmare sulla superficie della base di montaggio un sottile strato di pasta termica (compound); in questo caso, però occorre avvitare lentamente il dado in maniera da dar tempo alla pasta in sovrappiù di uscire lentamente ai bordi in modo da non deformare la base di montaggio del transistore. Occorre infatti sapere che la maggior parte dei contenitori SOT-93 contengono un cristallo più largo di quelli incapsulati in altri tipi di contenitori plastici; c'è quindi il reale pericolo che, se la base di montaggio si incurva, il cristallo possa rompersi (vedi figura 24 a).

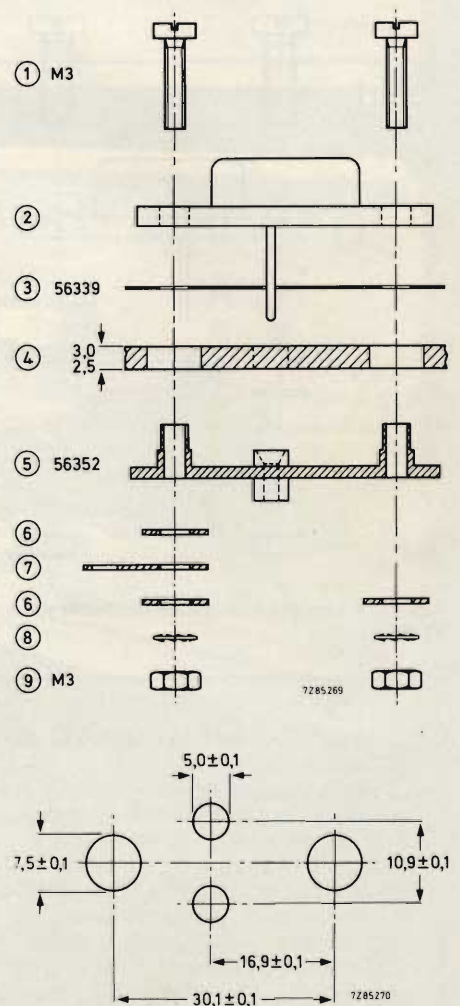


Fig. 25 - Fissaggio isolato mediante viti e dadi (fino a 500 V).

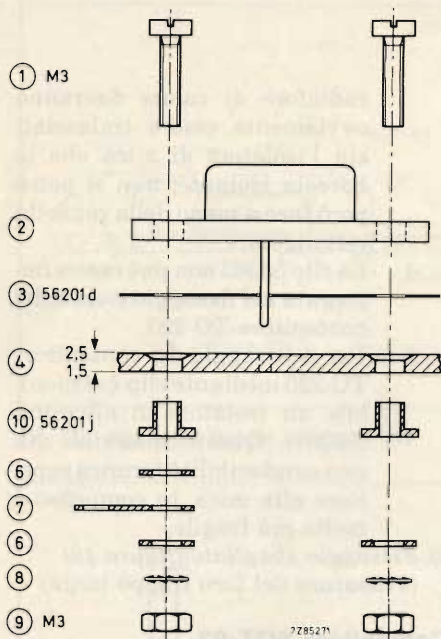


Fig. 26 - Fissaggio isolato mediante viti e dadi (da 500 V a 1500 V). La rondella piatta M3 deve essere di acciaio e avere uno spessore minimo di 0,7 mm.

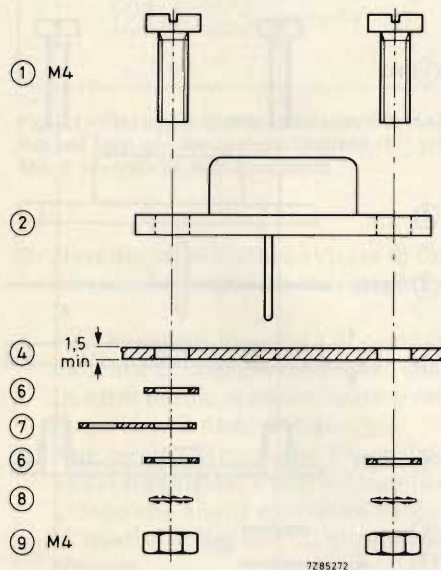


Fig. 27 - Fissaggio non isolato mediante viti e dadi.

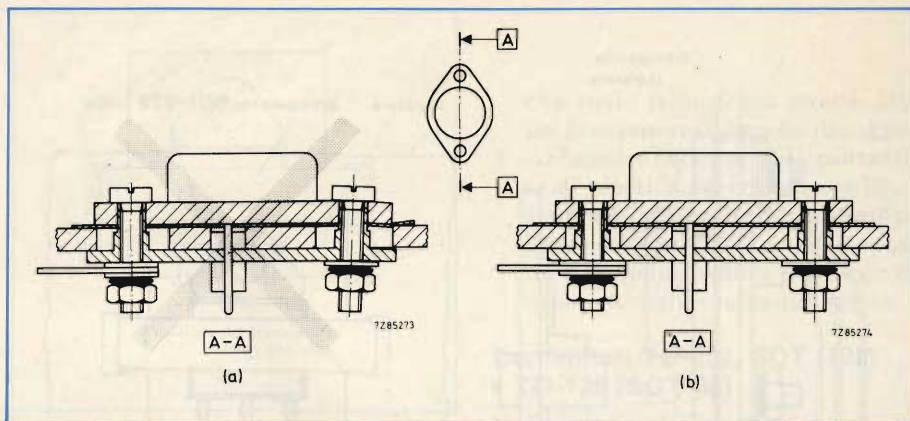


Fig. 28 - (a) Sezione A-A di un fissaggio isolato errato (1500 V) (b) stesso fissaggio ma corretto (1500 V).

La figura 28-a indica un fissaggio di TO-3 nel quale sono stati fatti nel dissipatore di calore fori troppo larghi. Un'estremità del contenitore è andata già a finire dentro il foro deformando in questo modo la base di montaggio stessa del transistor e rompendo l'isolatore di mica.

Nel caso di fissaggio non isolato mediante viti occorrerà usare una vite M4; nel caso di fissaggio isolato si dovrà invece usare una vite M3.

2) Fissaggio sbagliato (figura 24).

È stata impiegata un'eccessiva quantità di pasta isolante (compound)

Contenitore TO-3 (SOT-3)

1) Fissaggio corretto (figure 25, 26 e 27).

Didascalie delle figure:

- (1) vite
- (2) contenitore TO-3
- (3) isolatore di mica
- (4) dissipatore di calore
- (5) supporto di montaggio
- (6) rondella metallica piatta
- (7) paglietta per saldatura
- (8) rondella autobloccante
- (9) dado
- (10) boccola isolante.

Note

1. Nel caso di fissaggio non isolato occorre impiegare una vite M4; nel caso di fissaggio isolato, una vite M3.

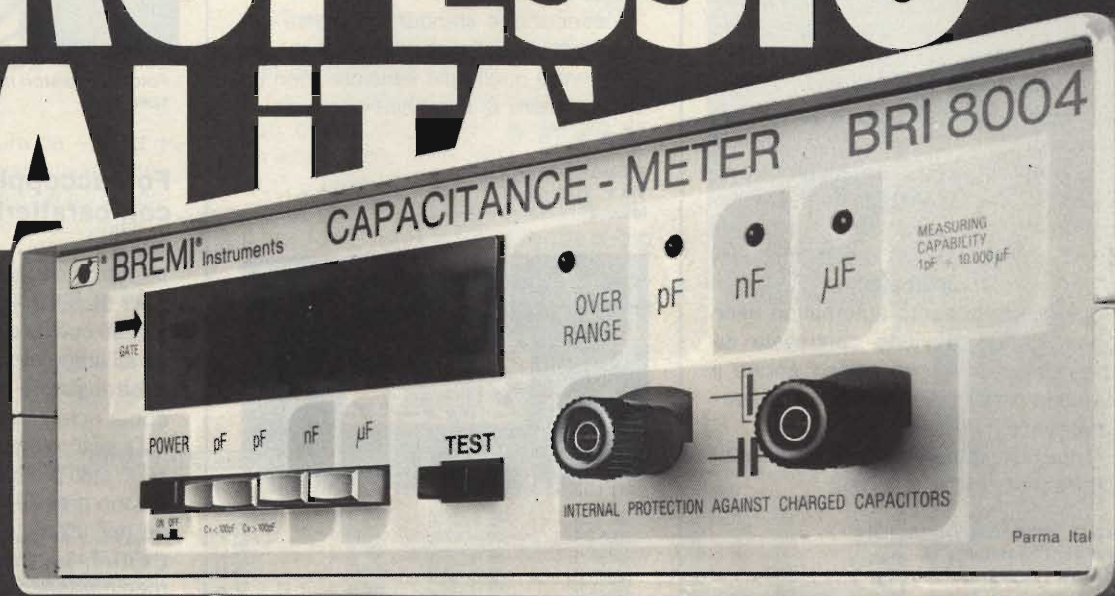
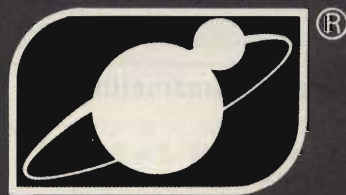
2. Lo spessore del dissipatore di calore è molto importante; nel caso di fissaggio non isolato, per ottenere il migliore trasferimento di calore verso le parti esterne, occorre che il dissipatore abbia uno spessore minimo di 1,5 mm. Nel caso di fissaggio isolato, lo spessore del dissipatore di calore viene fissato automaticamente dalle dimensioni del supporto di fissaggio o dalla boccola di isolamento (nei montaggi cosiddetti "top", lo spessore viene fissato dalle dimensioni della svasatura).
3. Nella zona di fissaggio, il dissipatore deve presentare una superficie liscia e piatta.
4. Nel fissaggio isolato a 1500 V, la posizione del transistor è determinata dai fori per i terminali di base e di emettitore effettuati sul supporto di montaggio, e non dai fori di fissaggio esterni.
5. Sono disponibili due isolatori di mica: il tipo 56201d per tensioni fino a 500 V e il tipo 56339 per tensioni comprese tra 500 V e 1500 V.
- 2) Fissaggio sbagliato (figura 28)
I fori di fissaggio sono troppo larghi

Elettronica di consumo: saranno rispettate le scadenze

La prima quota di cento miliardi di lire del fondo per l'elettronica di consumo dovrebbe essere disponibile in tempi brevi: e quanto si apprende al ministero dell'industria. Negli stessi ambienti si afferma inoltre che saranno rispettate le scadenze, indicate dalla legge n. 63/82, per il completamento dei piani di intervento del settore elettronico.

L'urgenza di attuare concretamente il programma di intervento a favore dell'elettronica era stata messa in rilievo nei giorni scorsi dalla federazione CGIL-CISL-UIL che aveva inviato al ministro Andreotta una lettera nella quale si sollecitava lo stanziamento da parte del tesoro del fondo previsto dalla legge n. 63 (che ammonta in totale, sui due esercizi finanziari 1982 e 1984, a 240 miliardi di lire). Ritardi negli stanziamenti - si legge nella lettera dei sindacati - bloccherebbero l'operatività della società "REL - Ristrutturazione Elettronica" (appositamente costituita per intervenire nel comparto) e renderebbero "ancora più difficile, lungo ed oneroso qualsiasi sforzo per dotare l'Italia di un'industria elettronica risanata".

ALTA PROFESSIONE QUALITÀ



CAPACIMETRO DIGITALE MOD. BRI 8004

Alimentazione: 220 V AC \pm 10% 50 Hz • Indicazione: 4 cifre con display Led 1/2" • Misura di capacità: da 1pF a 9999 μ F in 4 portate • Precisione: 1%

GENERATORE DI FUNZIONI MOD. BRI 8500

Forme d'onda: sinusoidale (distorsione inferiore a 1% fino a 15 KHz e inferiore al 2% da 15 KHz a 200 KHz); triangolare (linearità migliore dell'1%); quadra (tempo di salita e discesa inferiore a 250 nsec.) • Frequenza: da 1 Hz a 200 KHz in 5 portate: da 1 Hz a 20 Hz; da 10 Hz a 200 Hz; da 100 a 2 KHz; da 1 KHz a 20 KHz; da 10 KHz a 200 KHz

BREMI®

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

Test set per ricetrasmittitori

I Mobile Tester SMFP 2 e SMFS 2 della Rohde & Schwarz offrono capacità di misura universali e una elevata facilità di impiego per realizzare misure di precisione sui ricetrasmittitori AM, FM e ϕ M.

Le nuove apparecchiature contengono 14 differenti strumenti di misura oltre alle sezioni di controllo e al generatore, consentendo così di effettuare tutte le misure necessarie per le regolazioni, riparazioni e check delle prestazioni dei ricetrasmittitori.

Entrambi i tester operano con un elevato test rate, visualizzano contemporaneamente tutti i parametri e i valori misurati su display LCD e sono dotati di routine di test automatiche.

La messa a punto automatica delle apparecchiature viene controllata da microprocessori, che hanno anche il compito di elaborare le misure e di rivelare eventuali errori.

I due test operano nel range di temperature da 0,4 MHz a 1 GHz.

ROJE TELECOMUNICAZIONI
Via Sant'Anatalone, 15
Milano

Relè a tenuta stagna

La Siemens produce il piccolo relè W 11 non solo con protezione antipolvere, ma anche a tenuta d'acqua. Anche il nuovo relè è neutro, monostabile ed equipaggiato con uno o due contatti di scambio. Esso può commutare potenze fino a 60 VA o 30 W.



Relè miniatura a tenuta d'acqua.

Il materiale dei contatti è in argento dorato oppure, a seconda delle condizioni di carico, argento palladio rivestito di oro (specialmente per impieghi low level).

La tensione massima di commutazione è di 28 Vcc o 120 Vca, mentre la corrispondente corrente di commutazione per i contatti in argento/palladio raggiunge i 2 A.

L'esecuzione standard si presta per temperatura ambiente da -25 a $+55$ °C, mentre quella più sensibile (con un solo contatto di scambio) opera da -25 a $+75$ °C.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano



Oscilloscopio a 4 canali / 8 tracce.

Oscilloscopio da 70 MHz

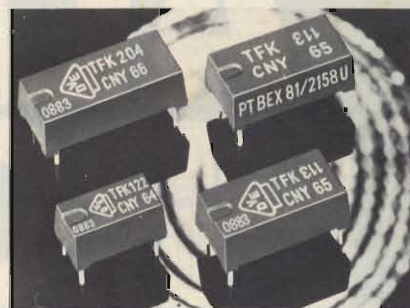
La Trio Kenwood ha ampliato la gamma dei suoi oscilloscopi professionali con il Mod. CS-2070, un oscilloscopio a 4 canali / 8 tracce con banda passante di 70 MHz (-3 dB).

Gemello del CS-2100 a 100 MHz, ne conserva tutte le maggiori caratteristiche: ampio CRT rettangolare a reticolo interno e autofocus sensibilità di 5 mV/div espandibile a 1 mV con magnificatore x 5, doppia base tempi da 0,5 s a 0,05 μ s espandibile a 5 ns con magnificatore x 10. La linea di ritardo calibrata e regolabile in continuazione da 0,2 a 10 volte al tempo di sweep espande le tracce da 200 ns/div a 0,5 s/div, nel funzionamento in "QUAD" (4 canali) può visualizzare fino a 8 tracce: i 4 canali effettivi e le parti ritardate ed espansi di ognuno.

Altre funzioni del CS-2070 sono: hardoff, X-Y, trigger singolo, accoppiamento video, sommatoria (solo per CH1 e 2), limitatore di banda a 20 MHz, inversione polarità (solo per CH2).

Per facilitarne l'impiego, le funzioni essenziali sono inseribili tramite commutatori elettronici illuminati a LED.

VIANELLO
Via T. da Cazzaniga, 9/6
Milano



Fotoaccoppiatori impiegabili anche in ambienti speciali.

Fotoaccoppiatori con caratteristiche speciali

I fotoaccoppiatori CNY 64 - CNY 65 - CNY 66 della AEG-Telefunken sono realizzati con un diodo emettitore infrarosso all'arseniuro di gallio (Ga As) ed un fototransistore NPN epitassiale planare come ricevitore.

Questi elementi di accoppiamento sono stati provati secondo diversi criteri e sono previsti per l'impiego in macchine per ufficio (secondo le norme VDE 0730/T1), in apparecchiature elettromedicali (secondo le VDE 0750/T1) e in radio-televisioni e videoregistratori (secondo VDE 0860).

Il CNY 65 è provato secondo le norme Ex "i" ed è applicabile in quelle apparecchiature che sono antiesplosione.

AEG-TELEFUNKEN
Via F.lli Gracchi, 30
Cinisello B. (MI)

CI lineare di controllo PWM

La Unirode comunica la disponibilità del circuito integrato UC1524A, una versione migliorata dello standard industriale 1524.

I miglioramenti apportati al tipo standard sono: tensioni di uscita massima aumentata da 40 a 60 V, corrente di uscita massima aumentata da 100 a 200 mA, tolleranza sulla tensione di riferimento ridotta dal 4 all'1%, corrente di standby ridotta da 10 a 4 mA, disponibilità di un undervoltage lockout per la protezione degli stadi di uscita dell'alimentatore, limitazione di corrente più precisa e veloce.

I dispositivi 1524A, 2524A e 3524A incorporano su chip monolitico singolo tutte le funzioni di controllo richieste per la realizzazione di inverter o regolatori switching per la regolazione di alimentatori.

L'UC1524A funziona in tutta il campo di temperatura militare da -55 a $+125$ °C. L'UC2524A e UC 3524A funzionano

Codificatore programmabile

L'RE 511 è un codificatore ARI completamente programmabile che effettua la codifica secondo lo standard di diffusione "Autofahrer Rundfunk-Information".

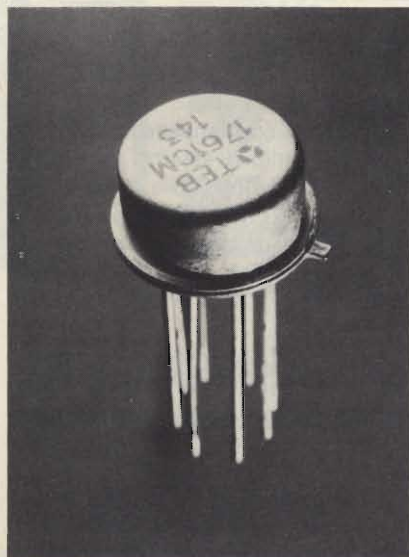
È progettato per interfacciarsi con il Generatore stereo RE 501 e il Generatore di segnali sintetizzato RE 106 per effettuare prove automatiche di ricevitori radio FM di alta qualità equipaggiati con decodificatori ARI.

Come gli altri strumenti della linea RE, può essere controllato in remoto da un'interfaccia IEEE/IEC, interfaccia BCD o unità di memoria.

L'RE 511 genera le frequenze BK, A-F. Gli indici di modulazione BK e DK possono essere programmati da 0 a 99%, e il livello SK può essere programmato da 0 a 9%.

Tutte le funzioni, sia programmate in locale che in remoto, sono visualizzate su un display del pannello frontale.

CON. TEC
St. Statale 11, Km 158
Cassina de Pecchi (MI)



Amplificatore operazionale doppio per impieghi generali.

Amplificatore operazionale doppio

Il TE.1761 della Thomson-EFCIS è un amplificatore operazionale doppio caratterizzato da un'ampia gamma di tensioni di alimentazione e da una corrente di uscita elevata. La compensazione della frequenza incorporata riduce notevolmente i problemi di progetto.

Le due caratteristiche principali sono: eccellente stabilità nel tempo, tensione di alimentazione compresa tra $\pm 2V$ e \pm

18 V, guadagno elevato, uscita a collettore aperto, corrente di uscita di 70 mA, impedenza di ingresso elevata, nessuna necessità di compensazione della frequenza esterna.

THOMSON-CSF Componenti
Via M. Giola, 72
Milano



Altoparlante con 5 mm di profondità.

Altoparlante ultrapiatto

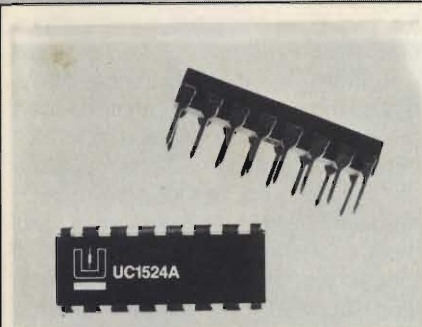
È un tipo di altoparlante da 1" della Philips, che ha una profondità di soli 5 mm ed è particolarmente adatto ad essere impiegato nei telefoni e in altre applicazioni professionali e semiprofessionali.

La potenza trattata è 0,3 W circa, mentre il campo di frequenze riprodotto va da 400 a 3000 Hz. È disponibile con i valori di impedenza di 8, 15 e 25 Ω .

Il magnete è in cobalto samario, materiale ad elevata permeabilità che consente di mantenere sottile l'altoparlante. Il cono, realizzato in materiale plastico, permette di impiegarlo anche all'esterno.

I due tipi disponibili sono l'ADO1980 con diametro di 34 mm e cono in plastica e l'ADO1985 con diametro di 38 mm e cono sempre in plastica.

PHILIPS ELCOMA
P.za IV Novembre, 3
Milano



Lineare di controllo PWM denominato UC1524A.

nei campi di temperatura da -25 a $+85$ °C e da 0 a 70 °C rispettivamente.

Tutti i prodotti sono disponibili in contenitori plastici, metallici e ceramici.

UNITRODE
Via dei Carracchi, 5
Milano

Generatore di funzioni

Con il generatore di funzioni HP 3314A è praticamente possibile ottenere qualunque forma d'onda tra 0,001 Hz e 20 MHz. Esso produce funzioni sinusoidali, quadrate e triangolari nonché di forma arbitraria. Il controllo a microprocessore e l'esteso firmware rendono questo strumento rapido, preciso e facile da usare.

Le caratteristiche principali dell'HP3314A comprendono: onde sinusoidali, quadrate o triangolari fino a 20 MHz; simmetria variabile per rampe ed impulsi; segnali continui, comandati da gate e sweepati; burst continui per N da 1 a 1999; nuovo tipo di segnale 1/2 ciclo; aggancio di fase; trigger interno ed esterno; modulazione AM, FM e VCO; forme d'onda irregolari definite dall'operatore; calibrazione automatica ed autotest.

Ogni funzione è programmabile in HP-IB.

HEWLETT-PACKARD
Via G. Di Vittorio, 9
Cernusco S/N (MI)



Generatore di funzioni in grado di fornire forma d'onda da 0,001 Hz a 20 MHz.



Test monitor per analizzare il segnale video completo.

Test monitor televisivo portatile

Studiato per lo standard PAL, il Tektronix 381 esercita le funzioni di monitor di forma d'onda, vettorscopio ed oscilloscopio, permettendo così di analizzare il segnale video completo.

Il test monitor misura 112 x 237 x 372 mm e pesa solo 5,5 Kg; può essere alimentato con un set di batterie aggiuntivo.

Oltre ad eseguire parecchie misure, il 381 va bene anche per il normale monitoraggio di segnali televisivi.

Con l'utilizzo come monitor di forma d'onda, oltre alle convenzionali rappresentazioni di linea e di quadro, si può avere la rappresentazione 7H che permette il controllo semplificato dei segnali di intervallo verticale. Il 381 consente un'accurata misura dei VITS grazie alla selezione digitale delle linee da 15 a 21.

È inoltre possibile effettuare misure di rumore.

Utilizzato come vettorscopio, il 381 permette di selezionare gli intervalli verticali, di eseguire misure di guadagno e di fase differenziali, oltre alle classiche rappresentazioni vettoriali.

Utilizzato come oscilloscopio, il 381 ha una sensibilità verticale compresa tra 1 mV e 0,5 V/div. e la scansione sincronizzata da 0,2 μ s a 50 ms/div.

TEKTRONIX
Via Lampedusa, 13
Milano

Amplificatore stereo in minidlp

Inteso per le applicazioni radio e cassette a bassa tensione, il TDA2820M della SGS è un doppio amplificatore audio di potenza in grado di fornire 1W + 1W in stereo e 2W in configurazione a ponte.

Sono richiesti pochissimi componenti esterni (due condensatori in applicazio-

ne a ponte) e non si richiede dissipatore.

La corrente assorbita a riposo è 3 mA per canale, mentre il campo di tensione di lavoro va da 1,8 a 15 V.

La distorsione di crossover è trascurabile ed è assente il rumore di accensione.

SGS-ATES
Via C. Olivetti, 2
Agrate Brianza (MI)



Custodia per videoregistratore per impieghi marini.

Marine Pack

Il Marine Pack MPK-60 della Sony è una custodia compatta, studiata appositamente per contenere una telecamera Trinicon e il videoregistratore portatile Betamax SL-F1, per eseguire filmati subacquei.

Le dimensioni compatte e un pannello dei comandi all'esterno, la rendono facilmente maneggiabile. Inoltre, non utilizzando il cavo che generalmente necessita per collegare la telecamera al videoregistratore, offre all'operatore una notevole libertà di movimenti nell'acqua.

Tutte le funzioni, messa a fuoco, zoom, on/off, registrazione, arresto, play, riavvolgimento e avvio/arresto nastro, possono essere eseguite dal fianco del Marine Pack.

Con questa custodia è possibile l'impiego della telecamera fino ad una profondità di 40 metri.

GBC ITALIANA
V.le Matteotti, 66
Cinisello B. (MI)

Digitalizzatore programmabile

Il SONY/TEK 390AD, un digitalizzatore per fenomeni transistori ad elevata risoluzione, programmabile GPIB IEEE-488, è entrato a far parte della gamma di digitalizzatori della Tektronix.

L'unità è indirizzata a quelle applicazioni che richiedono l'analisi di segnali a bassa e media velocità, con componen-

ti a frequenze comprese tra la continua e 15 MHz.

Il 390AD, un digitalizzatore di forme d'onda monolitico a due canali, riduce il divario esistente tra i digitalizzatori e gli oscilloscopi a memoria digitale. L'uscita per il plotter e quella XYZ per il monitor rendono il digitalizzatore facile da usare, mentre l'interfaccia GPIB ed i Codici e Formati standard Tektronix ne permettono l'agevole interfacciamento con i sistemi di misura.

Il 390AD effettua la campionatura in tempo reale a 60 MHz (30 MHz in funzionamento a due canali), ha una risoluzione verticale di 10 bit, la commutazione della frequenza di campionamento ed altre possibilità come i cursori, il pre- e post-trigger, l'X-Y display mode.

TEKTRONIX
Via Lampedusa, 13
Milano



Digitalizzatore monolitico a due canali.

Telecamera in B/N ad elevata risoluzione

La telecamera in bianco e nero K 100, realizzata dalla Siemens, utilizza per la trasmissione un numero doppio di righe (1249 a 50 Hz e 1023 a 60 Hz, rispetto alle normali telecamere a 625 righe) che permette di ottenere una risoluzione tale da consentire la ripresa di qualsiasi dettaglio.

L'immagine dell'oggetto, ripresa dalla telecamera e trasmessa sul monitor col sistema di scansione a linee interallacciate, risulta quasi del tutto simile all'originale.

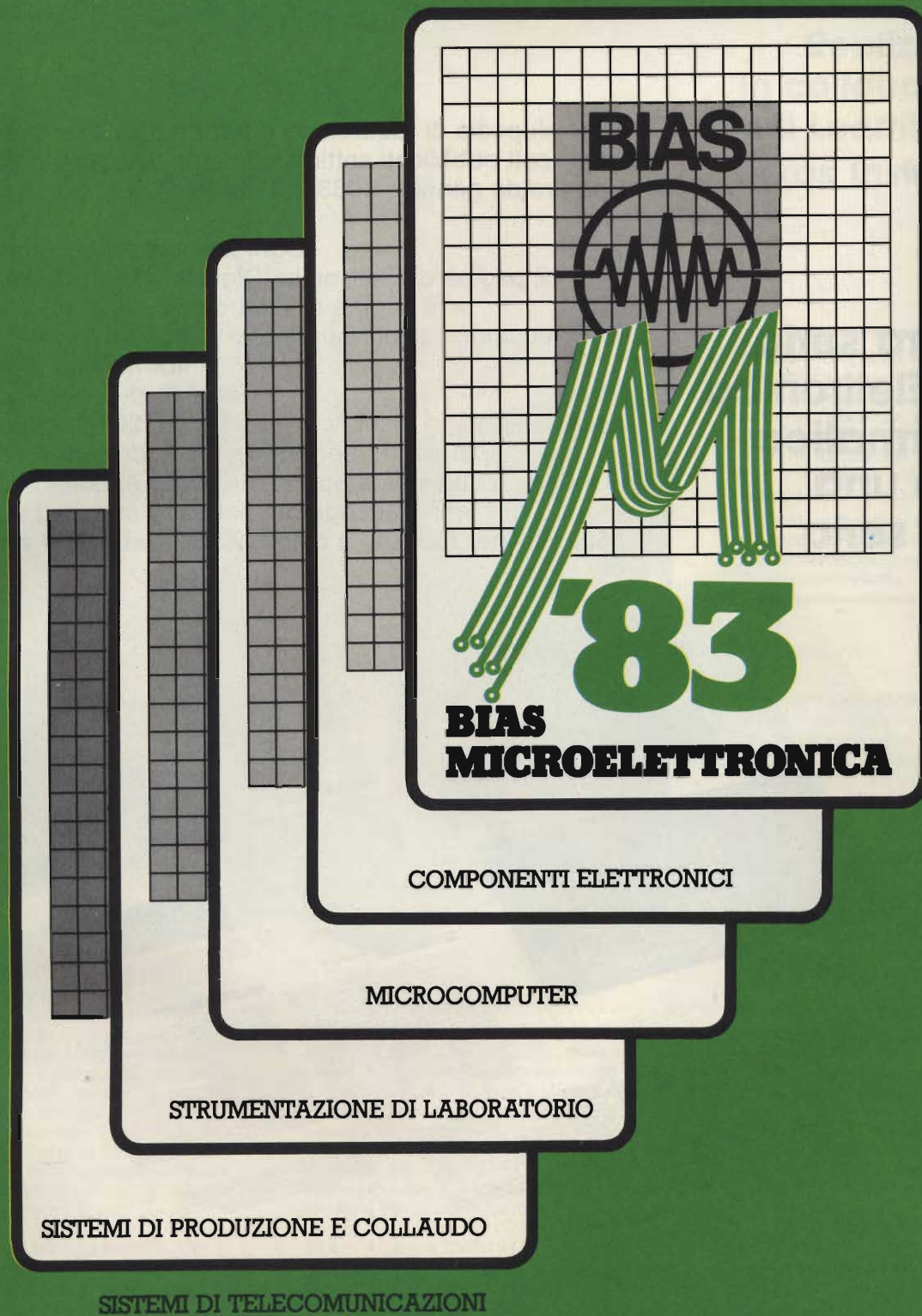
L'amplificatore video opera con una larghezza di banda di 25 MHz.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano



18° BIAS Convegno Mostra Internazionale
dell'Automazione Strumentazione
Edizione 1983 dedicata alla MICROELETTRONICA

Fiera di Milano
22-26 Febbraio 1983



COMPONENTI ELETTRONICI

MICROCOMPUTER

STRUMENTAZIONE DI LABORATORIO

SISTEMI DI PRODUZIONE E COLLAUDO

SISTEMI DI TELECOMUNICAZIONI

E.I.O.M. Ente Italiano Organizzazione Mostre
Segreteria della Mostra
Viale Premuda, 2 - 20129 Milano (Italy) - Tel. (02) 796.096/421/635 - Telex CONSEL 334022

**Novità
Mondiale**

ENCICLOPEDIA DI E

un'opera unica, completa, rigorosa, aggiornata, ma

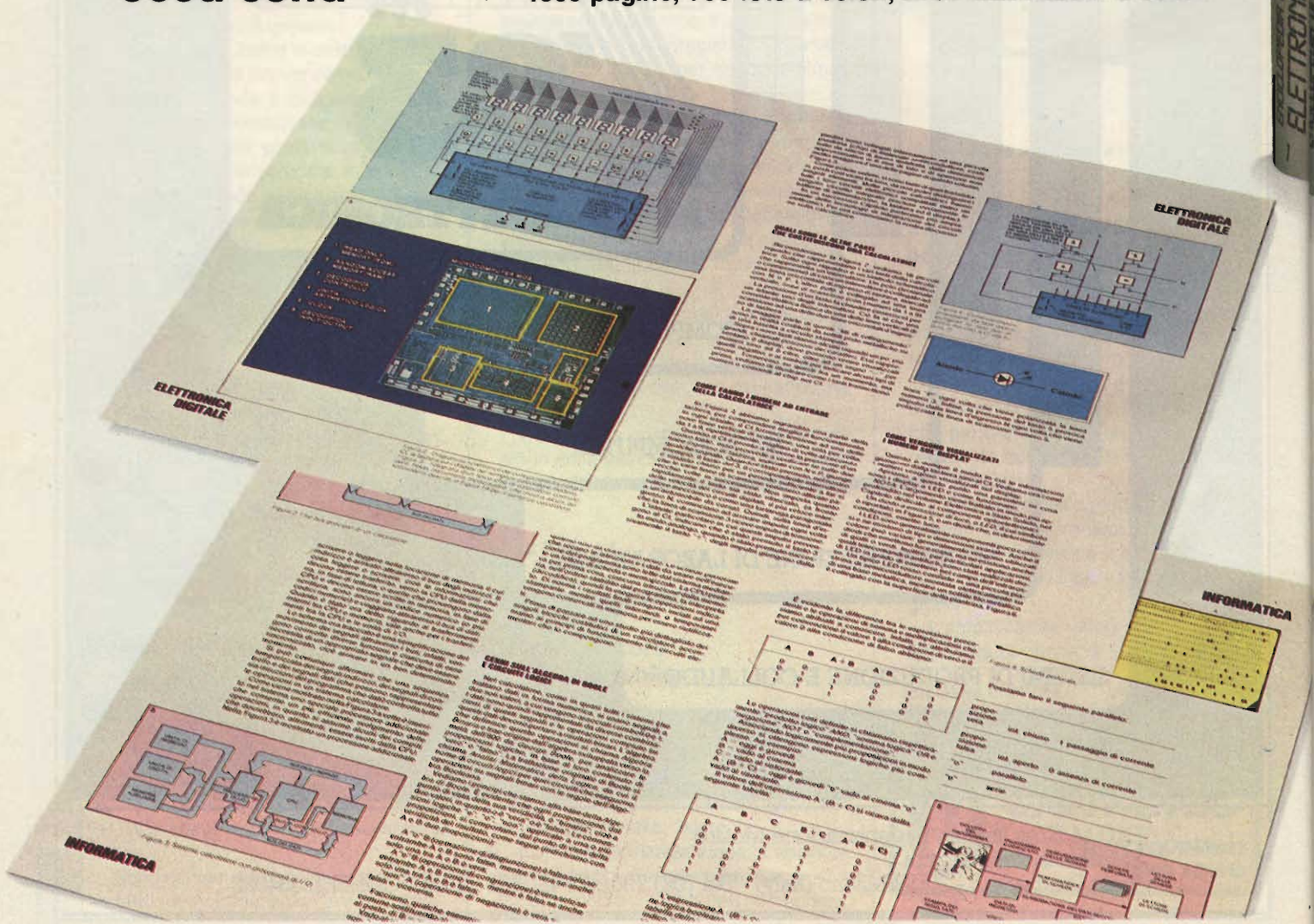
**Un'opera seria
perché l'Elettronica
e l'Informatica
sono una
cosa seria**

L'Enciclopedia di Elettronica e Informatica, composta da 50 fascicoli pubblicati settimanalmente, sarà disponibile a partire da gennaio 1983 in tutte le edicole a L. 2.500 al fascicolo.

Ogni fascicolo è costituito da:

- 12 pagine di Elettronica Digitale - Microprocessori;
- 16 pagine di Elettronica allo stato solido - Telecomunicazioni oppure 16 pagine di Informatica - Informatica e Società;
- 1 scheda di Elettrotecnica.

I fascicoli saranno raccolti in 7 volumi di 200 pagine l'uno più 1 raccoglitore per le 50 schede di Elettrotecnica. Copertine con sovracoperte, risguardi e indici L. 5.000. Raccoglitore per le 50 schede L. 5.000. 1500 pagine, 700 foto a colori, 2200 illustrazioni a colori





GRUPPO EDITORIALE JACKSON
DIVISIONE GRANDI OPERE

ELETRONICA E INFORMATICA

facile e scorrevole, che tutti possono capire

**Realizzata
in collaborazione
con il Learning Center
Texas Instruments**



Se desiderate abbonarvi all'Enciclopedia di Elettronica e Informatica usufruendo di un prezzo speciale, ricevendo direttamente a casa vostra le copie, potete inviare un assegno, o un vaglia postale oppure versate l'importo di L. 130.000 (anziché 165.000) sul ccp n° 11666203 intestato a

Gruppo Editoriale Jackson - Grandi Opere. Per evitare danni ai fascicoli e garantire il recapito, le spedizioni saranno effettuate mensilmente (raggruppando 4 o 5 fascicoli) in apposito imballo.

ELETTROTECNICA

• Costituzione della materia • Conduzione, resistività, ecc. • Corrente-Tensione-Resistenza • Circuito elettrico • Kirchhoff ed altri metodi risolutivi (Thevenin, Norton, Sovrapposizione) • Lavoro, Potenza, Rendimento • Campo magnetico • Campo elettrico • Circuito Magnetico • Induzione e Autoinduzione • Bobina • Condensatore • Corrente Trifase • Potenza Trifase • Ampereometri, Voltmetri, altri strumenti di misura • Funzionamento del trasformatore • Generatore, motore • Motore a c.c.

ELETRONICA ALLO STATO SOLIDO

• Principi fisici dei tubi • Triodo a semiconduttori • Curve caratteristiche diodo e impieghi • Transistori • SSI, LSI, VLSI, Gate Array • Tecnologie elettroniche (Bipolari, Mos, Cmos) • FET, MOSFET • SCR, DIAC, TRIAC • Optoelettronica (LED, LCD, CCD, Plasmadisplay,...) • Relais • Protezioni • Fotocellule, Fotodiodi, Termistori, Pannelli solari • Touchcontrol

ELETRONICA DIGITALE Vol. 1

• AND or NOT • Sistemi di numerazione • Codici • Algebra di Boole • Karnaugh • Codificatori • Decodificatori • Matrici • Selettori • Multiplexer • Comparatori • Addizionatori • Sottrattori • RTL, DTL, TTL, FST, TTL S • NMOS, PMOS, VMOS, CMOS, I²L • flip-flop, SR, JK, T, D • Multivibratori (Schmitt) • Registri • Dispositivi per sintesi vocale e per Speech Recognition

ELETRONICA DIGITALE VOL. 2

• Shift register • Clock • Contatori Binari • Contatori Decimali • Tipi di memorie • ROM, RAM, EPROM • Organizzazione della memoria • Operazionali • Sample and hold • Convertitori A/D e D/A • Conversione V-f/f-V • Calcolo delle probabilità • Struttura del Bus • Bus standard • Trasmissione dati • Interfacce standard • Optocoupler • Fibre ottiche • Esempi (UART - USART UIA)

MICROPROCESSORI

• I/O di un microprocessore • Struttura di un microprocessore • Interfacce specializzate • Mezzi di sviluppo per microprocessori • Linguaggi • Indirizzamento • Programmazione • Microcalcolatori • Microprogrammazione • Sviluppi Futuri

TELECOMUNICAZIONI

• Onde elettromagnetiche • Filtri - antenne - radar • Trasmissione: modulazione, trasduttori cavi, acustica, ottica, trasmissione dati (cenni), comandi a distanza, controllo di parità • Ricezione: Radio, TV, Telefonia, CB • Trasmissione dati • Varie

INFORMATICA DI BASE

• Informatica: ieri, oggi e domani • Architettura del calcolatore elettronico digitale • Funzionamento del calcolatore • Le memorie • Tecniche e dispositivi di ingresso/uscita • Struttura dei dati • Gli archivi dei dati • Programmazione • Sistemi operativi • Linguaggi e traduttore • Assembler • Cobol • Basic • Fortran • Pascal • Simula • Lisp • PL1 • RPG • Altri linguaggi • I data base

INFORMATICA E SOCIETA'

• Il computer e la scienza • Il computer e la tecnica • Il computer e la vita di tutti i giorni • Il computer e l'elettronica nell'abitazione • Il computer e l'ufficio • Il computer e l'elettronica nella produzione • Il computer e l'elaborazione nella musica • La computer grafica • La progettazione e il controllo tramite il computer • I problemi di segretezza e di esclusività • Computer ed intelligenza artificiale • Computer e istruzione.

ELETTRONICA INTEGRATA DIGITALE

di Erbert Taub e Donald Schilling

Non esiste, in lingua italiana, un libro di testo così. Chiaro, completo, moderno, ma anche rigoroso e didattico. Sono alcuni tra gli aggettivi che costituiscono la prerogativa di questo volume. Per capire l'elettronica digitale bisogna avere delle solide conoscenze sui dispositivi a semiconduttore, soprattutto usati in circuiti di commutazione. E malgrado quest'analisi richieda una notevole complessità matematica, introducendo alcune semplificazioni, è possibile mantenere la trattazione ugualmente rigorosa e ottenere approssimazioni pienamente accettabili. Come trascurare poi gli amplificatori operazionali, che, se a rigore non rientrerebbero nella materia, però trovano larga applicazione in sistemi completamente digitali. E poi i circuiti integrati, finalmente spiegati e analizzati in tutti i loro aspetti. Dalla vecchia logica resistore-transistor (RTL), funzionale nella sua semplicità all'esemplificazione degli aspetti fondamentali, a quella a simmetria complementare (CMOS). Questo, però, dopo aver studiato un capitolo che, pur non richiedendo alcuna conoscenza preliminare, va a fondo dei concetti di variabili logiche, di algebra di Boole, di analisi di circuiti logici. E ancora. Via via nei vari capitoli: i flip-flop, i registri, e i contatori (sia sincroni che asincroni), i circuiti logici atti ad eseguire operazioni matematiche, le memorie a semiconduttore (RAM, ROM, EPROM, ...), l'interfacciamento tra segnali analogici e digitali (multiplexer, circuiti sample and hold, ..., convertitori d/a e a/d), i temporizzatori. Tutto con oltre 400 problemi, dai più semplici ai più sofisticati, in cui vengono presentati i circuiti tipici che si trovano nella pratica.

Un testo quindi non solo per gli specialisti e per gli studenti universitari, ma che si adatta magnificamente agli Istituti Tecnici.

Un testo che, speriamo per gli studenti, la scuola non debba scoprire tra alcuni anni.

SOMMARIO

Dispositivi Elettronici Fondamentali; Amplificatori Operazionali e Comparatori; Circuiti Logici; Logica Resistore-Transistore e Logica ad Iniezione Integrata; Logica Diodo-Transistore; Logica Transistore-Transistore, Logica ad Accoppiamento di Emittitore; Porte MOS; I Flip-Flop; Registri e Contatori; Operazioni Aritmetiche; Memorie a Semiconduttore; Interruttori Analogici; Conversione Analogico-Digitale; Circuiti di Temporizzazione; Linee di Trasmissione; Problemi; Alcuni Esempi di Specifiche.

Pag. 740 Formato 16,5x23 Cod. 204A

L. 34.500 (Abb. L. 31.050)



**GRUPPO EDITORIALE
JACKSON**
Divisione Libri

Per ordinare il volume utilizzare l'apposito tagliando inserito a pagina 10.



AZDEN PCS 300 (RTX portatile VHF 2 mt)

CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamma di frequenza:

144 — 146 MHz

N. canali: 160

Potenza d'uscita:

0,5 — 3 Watt RFOut

N. memorie: 8

Il ricetrasmittitore mod. AZDEN PCS 300 rappresenta un'avanguardia negli RTX portatili per 2 mt, infatti aggiunge alle normali caratteristiche di un apparato simile le seguenti specifiche:

- Visualizzatore a cristalli liquidi per il risparmio della carica delle batterie.
- Misuratore di potenza d'uscita a cristalli liquidi.
- Misuratore dell'intensità del segnale ricevuto a cristalli liquidi.
- Indicatore della memoria, eventualmente in funzione.
- Lampadina per il visualizzatore a cristalli liquidi temporizzata, al fine di ottenere un risparmio sulle batterie ricaricabili.
- Scanner automatico per canale libero oppure occupato.
- Possibilità di accesso ai ponti + 600 KHz.
- Manuale istruzioni in italiano corredato di schemi elettrici.
- Canalizzazione a passi di 12,5 KHz.

Completo di antenna in gomma, batterie ricaricabili NI-CD, base in plastica appoggio e caricabatterie.



CTE INTERNATIONAL® srl

42011 BAGNOLO IN PIANO (R.E.) - ITALY - Via Valli, 16

Tel. (0522) 61623/24/25/26 (ric. aut.) TELEX 530156 CTE I

S.E. 1-83



Nome _____
 Cognome _____
 Via _____
 Cap _____ Città _____

Per ricevere il nostro catalogo inviare il tagliando al nostro indirizzo allegando L. 300 in francobolli.

Il salva tempo

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

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

Banda di 15 MHz sufficiente per esigenze presenti e future.

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

"Bello! Ma il prezzo?"

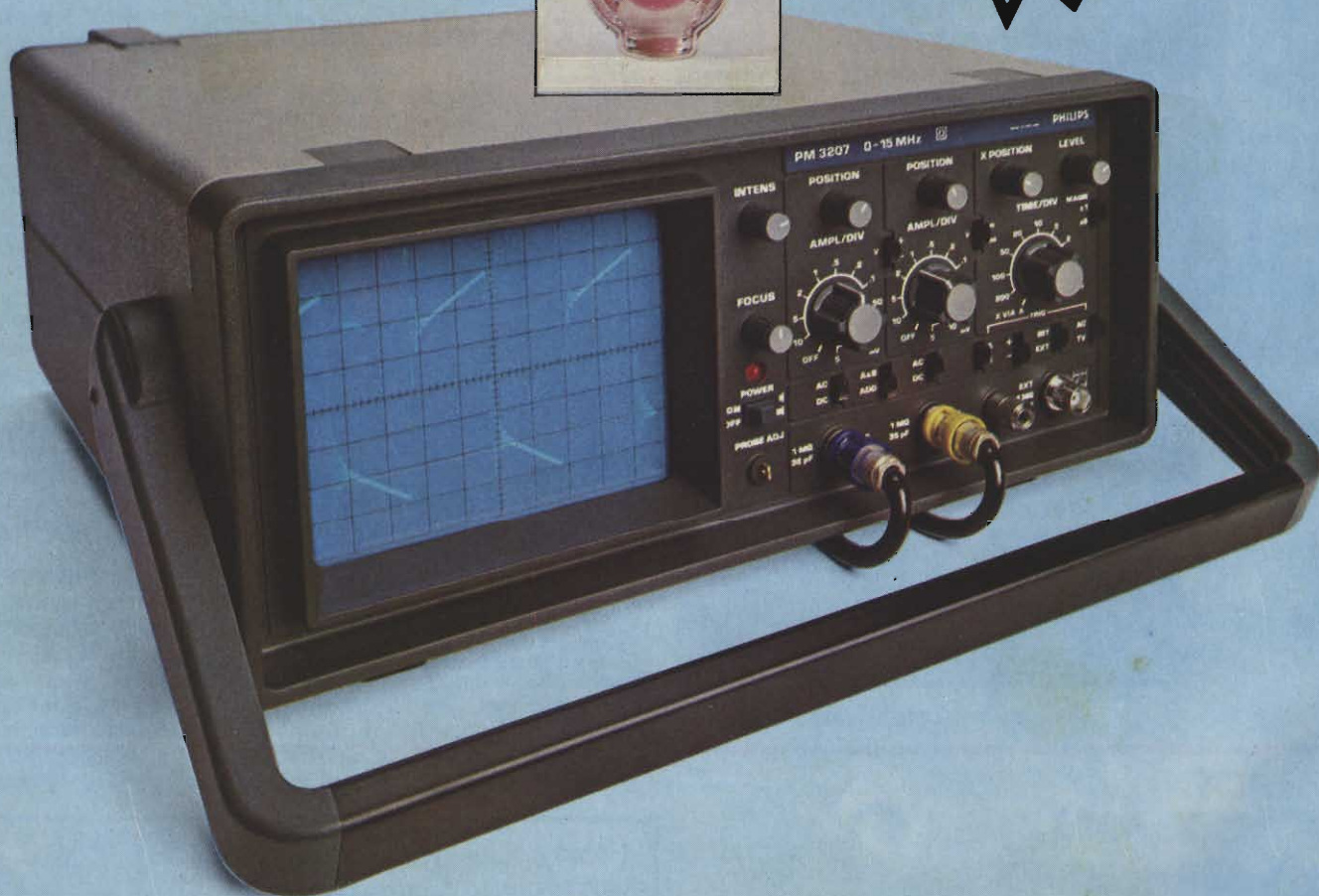
Meno di quanto vi aspettiate.

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



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

**Pronta
consegna!**



**Test & Measuring
Instruments**

PHILIPS

festa grande in edicola

ELECTRONIC MARKET N° 4

ELECTRONIC MARKET

1982-83

La guida
più completa
a tutte
le meraviglie
dell'elettronica:
computer, componenti, TV
videogiochi, hi-fi, stereofonia.



contiene un buono OMAGGIO
un buono SCONTO

4

contiene un buono omaggio
e un buono sconto

Il catalogo più atteso.
Oltre 500 pagine. Migliaia di articoli.
Offerte interessanti.

**C'È ENERGIA
E C'È 'SUPERENERGIA'**



**SUPERPILA
LA POTENTE CHE DURA NEL TEMPO**