

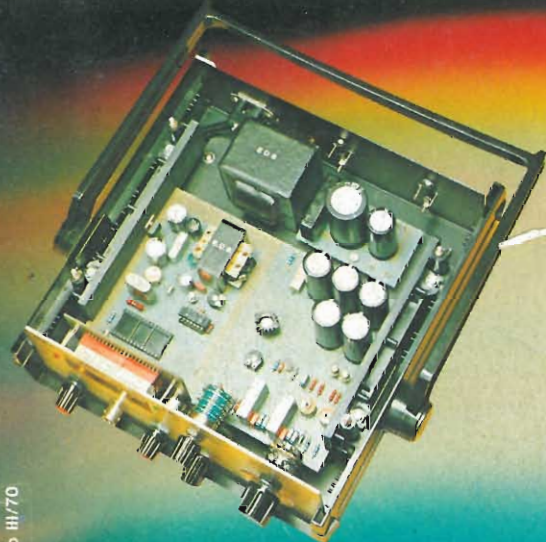
SELEZIONE DI TECNICA 10

RADIO TV HI FI ELETTRONICA

OTTOBRE 1980

L. 2.500*

Multimetro digitale ME-502 • Frequenzimetro tascabile CSC "Mini-Max" • La musica elettronica • Corso di elettronica digitale e calcolatori • Analisi della registrazione magnetica • Autoradio digitale AM-FM-Stereo • Digitale microcomputer • Possibilità d'impiego del μP 2650 Philips/Signetics • Schede riparazione TV.



in questo numero:

Generatore Digitale 10 Hz ÷ 1 MHz

"V/MOS" commutatori analogici ad alta velocità

Generatore sintetizzatore d'impulsi

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:

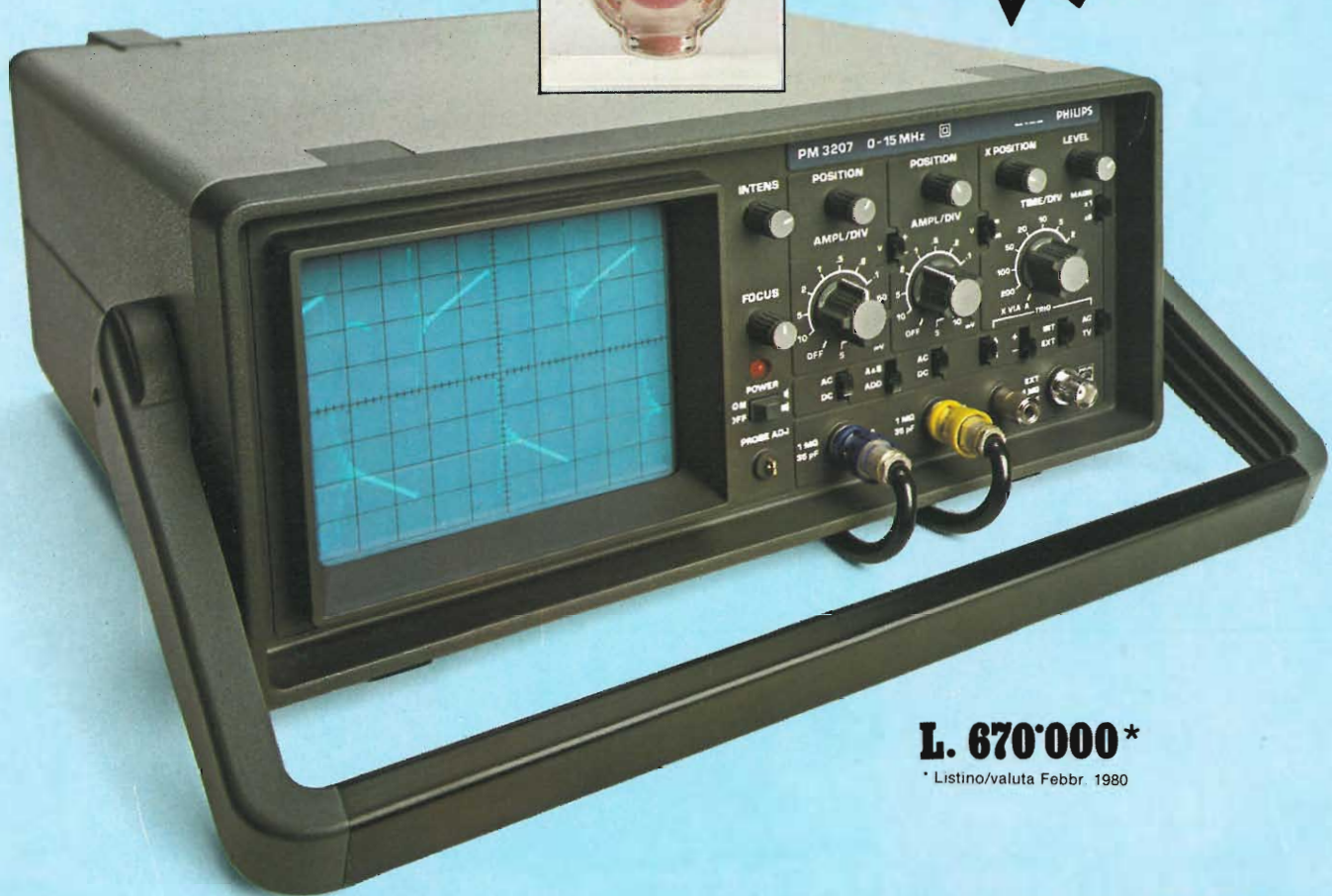
"Bello! Ma il prezzo?"
Meno di quanto vi aspettiate.

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) 657.700
ROMA (06) 382.041
TORINO (011) 21.64.121

**Pronta
consegna!**



L. 670'000*

* Listino/valuta Febr. 1980



**Test & Measuring
Instruments**

PHILIPS

abbonarsi conviene perché...



Si riceve la rivista preferita, fresca di stampa, a casa propria almeno una settimana prima che appaia in edicola.

Si ha la certezza di non perdere alcun numero (c'è sempre qualcosa di interessante nei numeri che si perdono).

Il nostro servizio abbonamenti rispedisce tempestivamente eventuali copie non recapitate, dietro semplice segnalazione anche telefonica. Si risparmia fino al 40% e ci si pone al riparo da eventuali aumenti di prezzo.

Si riceve la Carta GBC 1981 un privilegio riservato agli abbonati alle riviste JCE, che dà diritto a moltissime facilitazioni, sconti su prodotti, offerte speciali e così via.

Si usufruisce dello sconto 10% (e per certe forme di abbonamento addirittura il 30%) su tutti i libri editi e distribuiti dalla JCE per tutto l'anno.

Si ricevono bellissimi e soprattutto utilissimi doni ...

Qualche esempio TTL/IC Cross Reference Guide un manuale che risolve ogni problema di sostituzione dei circuiti integrati TTL riportando le equivalenze fra le produzioni Mitsubishi, Texas Instruments, Motorola, Siemens, Fairchild, National, AEG-Telefunken, RCA, Hitachi, Westinghouse, General Electric, Philips Toshiba.

La Guida del Riparatore TV Color 1981 un libro aggiornatissimo e unico nel suo genere, indispensabile per gli addetti al servizio riparazione TV.

La Guida Radio TV 1981 con l'elencazione completa di tutte le emittenti radio televisive italiane ed il loro indirizzo.



Le riviste leader
in elettronica

... si risparmia il 20-30 18 buone e convenienti

Le riviste JCE costituiscono ognuna un "leader" indiscusso nel loro settore specifico, grazie alla ormai venticinquennale tradizione di serietà editoriale.

Sperimentare, ad esempio, è riconosciuta come la più fantasiosa rivista italiana per appassionati di autocostruzioni elettroniche. Una vera e propria miniera di "idee per chi ama far da sé". Non a caso i suoi articoli sono spesso ripresi da autorevoli riviste straniere.

Selezione di Tecnica, è da oltre un ventennio la più apprezzata e diffusa rivista italiana per tecnici radio TV e HI-FI, progettisti e studenti. È considerata un testo sempre aggiornato. La rivista rivolge il suo interesse oltre che ai problemi tecnici, anche a quelli commerciali del settore. Crescente spazio è dedicato alla strumentazione, musica elettronica, microcomputer.

Elektor, la rivista edita in tutta Europa che interessa tanto lo sperimentatore quanto il professionista di elettronica. I montaggi che la rivista propone,

PROPOSTE	TARIFFE	DONI
1) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE	L. 18.000 anziché L. 24.000 (estero L. 27.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice 1980 di Sperimentare (valore L. 500)
2) Abbonamento 1981 a SELEZIONE DI TECNICA	L. 19.500 anziché L. 30.000 (estero L. 30.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice 1980 di Selezione (valore L. 500)
3) Abbonamento 1981 a ELEKTOR	L. 19.000 anziché L. 24.000 (estero L. 30.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500)
4) Abbonamento 1981 a IL CINESCOPIO (2.500)	L. 18.500 anziché L. 30.000 (estero L. 28.500)	- Carta di sconto GBC 1981
5) Abbonamento 1981 a MILLECANALI	L. 20.000 anziché L. 30.000 (estero L. 33.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Insetto mensile Millecanali Notizie - Guida Radio TV 1981 (valore L. 3.000)
6) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA	L. 35.500 anziché L. 54.000 (estero L. 55.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
7) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE + ELEKTOR	L. 35.000 anziché L. 48.000 (estero L. 54.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
8) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE + IL CINESCOPIO	L. 34.500 anziché L. 54.000 (estero L. 53.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
9) Abbonamento 1981 a SELEZIONE + ELEKTOR	L. 36.500 anziché L. 54.000 (estero L. 56.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
10) Abbonamento 1981 a SELEZIONE + IL CINESCOPIO	L. 36.000 anziché L. 60.000 (estero L. 56.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Selezione 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
11) Abbonamento 1981 a ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 35.700 anziché L. 54.000 (estero L. 56.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)

A TUTTI COLORO CHE RINNOVANO L'ABBONAMENTO AD ALMENO UNA RIVISTA JCE, IN OMAGGIO - LA GUIDA SPECIALE "FATTORI DI CONVERSIONE"
INOLTRE A TUTTI GLI ABBONATI SCONTO 10% PER TUTTO IL 1981 SUI LIBRI EDITI O DISTRIBUITI DALLA JCE.

**UTILISSIMI
DONI!!!**

0-40% scegliendo tra idee abbonamento...

impiegano componenti moderni facilmente reperibili con speciale inclinazione per gli IC, lineari e digitali più economici. Elektor stimola i lettori a seguire da vicino ogni progresso in elettronica, fornisce i circuiti stampati dei montaggi descritti.

Millecanali, la prima rivista italiana di broadcast, creò fin dal primo numero scalpore ed interesse. Oggi, grazie alla sua indiscussa professionalità è la rivista che "fa opinione" nell'affascinante mondo delle radio e televisioni locali.

A partire da gennaio 1981 sarà ulteriormente arricchita con l'inserito MN (Millecanali Notizie) che costituisce il complemento ideale di Millecanali, fornendo oltre ad una completa rassegna stampa relativa a TV locali, Rai, ecc. segnalazioni relative a conferenze, materiali, programmi, ecc.

Il Cinescopio, l'ultima nata delle riviste JCE, sarà in edicola col 1° numero nel novembre 1980. La rivista tratta mensilmente tutti i problemi dell'assistenza radio TV e dell'antennistica.

PROPOSTE	TARIFFE	DONI
12) Abbonamento 1981 a SELEZIONE + MILLECANALI	L. 37.500 anzichè L. 60.000 (estero L. 59.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Selezione 1980 (valore L. 500) - Inserito mensile Millecanali Notizie
13) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR	L. 52.500 anzichè L. 78.000 (estero L. 81.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice Elektor 1980 (valore L. 500) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
14) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE + SELEZIONE + IL CINESCOPIO	L. 52.000 anzichè L. 84.000 (estero L. 80.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice Selezione 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
15) Abbonamento 1981 a SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 53.000 anzichè L. 84.000 (estero L. 82.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
16) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 51.500 anzichè L. 78.000 (estero L. 79.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
17) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 69.000 anzichè L. 108.000 (estero L. 107.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
18) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 87.000 anzichè L. 138.000 (estero L. 132.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500) - Inserito mensile Millecanali Notizie - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000) - Guida Radio TV 1981 (valore L. 3.000)

ATTENZIONE: PER I VERSAMENTI UTILIZZARE IL MODULO DI CONTO CORRENTE POSTALE INSERITO IN QUESTO FASCICOLO

QUESTE CONDIZIONI SONO VALIDE FINO AL 31-1-81
Dopo tale data sarà possibile sottoscrivere abbonamenti solo alle normali tariffe.

**UTILISSIMI
DONI!!!**

... e per chi si abbona ad almeno due riviste sconto 30% su questi libri per risparmiare più del costo dell'abbonamento

1) AUDIO HANDBOOK L. 9500 (Abb. L. 6.650)
2) MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO TV L. 18.500 (Abb. L. 12.950)
3) SC/MP L. 9.500 (Abb. L. 6.650)
4) IL BUGBOOK V L. 19.000 (Abb. L. 13.300)
5) IL BUGBOOK VI L. 19.000 (Abb. L. 13.300)
6) IL TIMER 555 L. 8.600 (Abb. L. 6.020)
7) IL BUGBOOK I L. 18.000 (Abb. L. 12.600)
8) IL BUGBOOK II L. 18.000 (Abb. L. 12.600)
9) IL BUGBOOK II' L. 4.500 (Abb. L. 3.150)
10) IL BUGBOOK III L. 19.000 (Abb. L. 13.300)
11) LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI L. 15.000 (Abb. L. 10.500)
12) LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CON ESPERIMENTI L. 15.000 (Abb. L. 10.500)
13) CORSO DI ELETTRONICA FONDAMENTALE CON ESPERIMENTI L. 15.000 (Abb. L. 10.500)
14) AUDIO HI-FI L. 6.000 (Abb. L. 4.200)
15) COMPRENDERE L'ELETTRONICA A STATO SOLIDO L. 14.000 (Abb. L. 9.800)

16) INTRODUZIONE PRATICA ALL'IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI L. 7.000 (Abb. L. 4.900)
17) LESSICO DEI MICROPROCESSORI L. 3.200 (Abb. L. 2.240)
18) INTRODUZIONE AL PERSONAL BUSINESS COMPUTER L. 14.000 (Abb. L. 9.800)
19) LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI P.I. CON ESPERIMENTI L. 14.000 (Abb. L. 9.800)
20) MANUALE DI SOSTITUZIONE DEI TRANSISTORI GIAPPONESI L. 5.000 (Abb. L. 3.500)
21) EQUIVALENZE E CARATTERISTICHE DEI TRANSISTORI L. 6.000 (Abb. L. 4.200)
22) TABELLE EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI E TUBI PROFESSIONALI L. 5.000 (Abb. L. 3.500)
23) ESERCITAZIONI DIGITALI L. 4.000 (Abb. L. 2.000)
24) IL NANOBOK Z80 VOL. I - TECNICHE DI PROGRAMMAZIONE L. 15.000 (Abb. L. 10.500)
25) DIGIT I L. 7.000 (Abb. L. 4.900)
26) 100 RIPARAZIONI TV ILLUSTRATE E COMMENTATE L. 10.000 (Abb. L. 7.000)
27) DBUG - UN PROGRAMMA INTERPRETE PER LA MESSA A PUNTO DEL SOFTWARE 8080 L. 6.000 (Abb. L. 4.200)
28) GUIDA AI CMOS L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

29) LA II RIVOLUZIONE INDUSTRIALE L. 7.000 (Abb. L. 4.900)
30) TECNICHE D'INTERFACCIAMENTO DEI MICROPROCESSORI L. 22.000 (Abb. L. 15.400)
31) IL NANOBOK Z80 VOL. III - TECNICHE D'INTERFACCIAMENTO L. 18.000 (Abb. L. 12.600)
32) INTRODUZIONE AL MICROCOMPUTER VOL. I - IL LIBRO DEI CONCETTI FONDAMENTALI L. 35.000 (Abb. L. 24.500)
33) PRATICAL MICROPROCESSOR HEWLETT PACKARD L. 35.000 (Abb. L. 24.500)
34) ELEMENTI DI TRASMISSIONE DATI L. 15.000 (Abb. L. 10.500)
35) 300 CIRCUITI L. 12.500 (Abb. L. 8.750)
36) LE RADIOCOMUNICAZIONI L. 7.500 (Abb. L. 5.250)
37) ALLA RICERCA DEI TESORI L. 6.000 (Abb. L. 4.200)
38) SELEZIONE DI PROGETTI L. 9.000 (Abb. L. 6.300)
39) COSTRUIAMO UN MICROELABORATORE L. 4.000 (Abb. L. 2.800)
40) TRANSISTOR REFERENCE CROSS GUIDE L. 8.000 (Abb. L. 5.600)
41) PRINCIPI E TECNICHE DI ELABORAZIONE DATI L. 15.000 (Abb. L. 10.500)
42) IL BUGBOOK VII L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

**TAGLIANDO D'ORDINE OFFERTA SPECIALE LIBRI SCONTO 30%
RISERVATA AGLI ABBONATI AD ALMENO DUE RIVISTE JCE.**

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

Nome _____
 Cognome _____
 Via _____
 Città _____ CAP _____
 Codice Fiscale (indispensabile per aziende) _____
 Data _____ Firma _____

Inviatemi i seguenti libri:
(sbarrare il numero che interessa)

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14
 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 26 27 28 29
 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42

Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + spese di spedizione
 Allego assegno n° di L.
 (in questo caso la spedizione è gratuita)

Mi sono abbonato a: Elektor a mezzo: _____
 Selezione di T. Millecanali c/c postale Presso il negozio
 Sperimentare Il Cinescopio assegno

... ma c'è anche la formula

2 = 3

**una fantastica promozionale
che interessa i vecchi
e nuovi abbonati**

- 1) Sottoscrivere 3 abbonamenti scegliendo una sola delle 18 proposte riportate nelle pagine precedenti, che deve essere valida per tutti e tre i nominativi.
- 2) Almeno 2 degli abbonamenti devono essere intestati a nuovi abbonati.

- 3) Inviare il tagliando inserito in questa pagina, alla redazione, completandolo in ogni sua parte e allegando assegno e copertura di due dei tre abbonamenti sottoscritti. In alternativa è possibile unire fotocopia della ricevuta di versamento effettuato a mezzo vaglia o sul conto corrente n° 315275, specificando nella causale che il versamento si riferisce ad abbonamenti sottoscritti con la formula 2=3

TAGLIANDO ORDINE ABBONAMENTI FORMULA 2 = 3

da spedire a: J.C.E. - Via dei Lavoratori 124 - 20092 CINISELLO B.

Desideriamo sottoscrivere un abbonamento alla proposta n°.....

1° Abbonamento da intestare a:

Nome

Cognome

Via

Città

C.A.P.

Nuovo Abbonato

Vecchio Abbonato

2° Abbonamento da intestare a:

Nome

Cognome

Via

Città

C.A.P.

Nuovo Abbonato

3° Abbonamento da intestare a:

Nome

Cognome

Via

Città

C.A.P.

Nuovo Abbonato

N.B. - Nel caso sia richiesta la fattura, fornire il Codice Fiscale.

Tutti Primi in qualità e prezzo.



TS/5000-00
OSCILLOSCOPIO 3"
ASSE VERTICALE
SENSIBILITÀ 10 mV-10 V/div.
LARGHEZZA DI BANDA
DALLA c.c. A 5 MHz TENSIONE MAX:
300 V.c.c. 600 Vpp.

ASSE ORIZZONTALE
LARGHEZZA DI BANDA: DALLA c.c. A 250 KHz
SENSIBILITÀ: 0,3V/div.
BASE TEMPI
SWEEP: 10 Hz 100 KHz SINCRIO ESTERNO
ALIMENTAZIONE: 220V



TS/4550-00
MILLIVOLTMETRO AUDIO
MISURA DI TENSIONE: 1 mV-300V RMS
MISURA IN DECIBEL: DA -60 A + 52 dBm
BANDA PASSANTE DA: 5 Hz A 1 MHz
TENSIONE USCITA MONITOR: 1V F/S
ALIMENTAZIONE: 220 V



TS/4500-00
**GENERATORE DI ONDE QUADRE E
SINUSOIDALI**
FREQUENZA: 10 Hz 1 MHz
TENSIONE SEGNALE USCITA: SINUSOIDALE
7 V RMS QUADRA 10 V pp
VARIAZIONE USCITA: 0dBm-50dBm/A
SCATTI DI 10 dB PIÙ REGOLATORE FINE
SINCRONIZZAZIONE ESTERNA
ALIMENTAZIONE: 220 V

 **nyce**
TEST & MEASURING INSTRUMENTS

70

SELEZIONE DI TECNICA

RADIO TV HI FI ELETTRONICA

Editore J.C.E.

Direttore responsabile:
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico:
PIERO SOATI

Capo redattore:
GIAMPIETRO ZANGA

Redazione:
GIANNI DE TOMASI - SERGIO CIRIMBELLI
FRANCESCA DI FIORE - DANIELE FUMAGALLI
MARTA MENEGARDO

Grafica e impaginazione:
MARCELLO LONGHINI

Laboratorio:
ANGELO CATTANEO
LORENZO BARRILE

Contabilità:
ROBERTO OSTELLI - M. GRAZIA SEBASTIANI

Diffusione e abbonamenti:
PATRIZIA GHIONI - ROSELLA CIRIMBELLI - LUIGI DE CAO

Corrispondente da Roma: GIANNI BRAZIOLI

Collaboratori: Paolo Bozzola - Filippo Pipitone -
Lodovico Cascianini - Sandro Grisostolo - Giovanni Giorgini -
Adriano Ortile - Amadio Gozzi - Gianfranco Rossi - Domenico
Serafini - Pierangelo Pensa - Lucio Visintini - Giuseppe Contardi

Pubblicità:
Concessionario per l'Italia e l'Estero:
REINA & C. S.n.c.

Via Ricasoli, 2 - 20121 MILANO
Tel. (02) 803.101 - 866.192 - 805.09.77 - 864.066 - Telex 320419 BRUS I

Concessionario per USA e Canada:
INTERNATIONAL MEDIA MARKETING 16704 Marquardt Avenue
P.O. Box 1217 CERRITOS, CA 90701 (213) 926-9552

Direzione Redazione:
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. 61.72.671 - 61.72.641

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

Stampa:
ELCOGRAF - Beverate (CO)

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. 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. 3.000

Abbonamento annuo L. 30.000

Per l'Estero L. 30.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.

Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano

mediante l'emissione
di assegno circolare
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275

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

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



Mensile associato all'USPI
Unione Stampa Periodica Italiana

NEWSLETTER	10
TEST-LAB	
Multimetro digitale ME-502	19
Generatore sintetizzatore d'impulsi - II ^a parte	23
Generatore "BF" digitale 10 Hz ÷ 1 MHz	30
Frequenzimetro tascabile CSC "Mini-Max"	40
ELECTRONIC MUSIC	
La musica elettronica - VII parte	47
INDUSTRIAL ELECTRONIC	
"V/MOS" commutatori analogici ad alta velocità	55
CORSO DI ELETTRONICA DIGITALE E CALCOLATORI - IX parte	61
VIDEO & AUDIO	
Analisi della registrazione magnetica - III parte	73
TOP PROJECT	
Autoradio digitale AM-FM-Stereo - VI parte	81
μCOMPUTER	
Digitale microcomputer - III parte	85
Possibilità d'impiego del μP 2650 Philips/Signetics	93
Alcune moderne applicazioni delle unità "TTL"	97
RADIO TV SERVICE	
Assistenza TV e impianti di antenna	109
SCHEDE RIPARAZIONE TV	117
LETTERS	
I lettori ci scrivono	119
NUOVI PRODOTTI	124

Un satellite per la TV svizzera

Entro l'anno la Svizzera dovrebbe votare a favore della introduzione di un sistema nazionale per la diffusione di programmi televisivi via satellite.

Le PP.TT. si sono già espresse positivamente ed in un rapporto trasmesso al governo prima di luglio si sono anche dichiarate pronte alla realizzazione ed alla gestione dell'iniziativa.

Un progetto è stato altresì sottoposto al governo di Berna.

Esso presenta molti punti in comune con un analogo piano preparato alcuni mesi prima da un gruppo di imprenditori privati e conosciuto con il nome di "Tel-Sat". La proposta non è andata in porto perchè nella vicina Confederazione elvetica una commissione di esperti in mezzi di comunicazione, ha stabilito che le telecomunicazioni via satellite rivestono una tale importanza da non essere lasciate al settore privato bensì da dare in gestione all'Amministrazione pubblica. Tutto lascerebbe pertanto prevedere per la metà degli anni Ottanta la data di lancio del satellite radiotelevisivo marchiato "Helvetia".

La Bundespost affascinata dai sistemi informativi francesi

Dopo due anni di sperimentazioni con i sistemi informativi inglesi di Viewdata e di Teletext, la Bundespost sta valutando la possibilità di rivolgersi agli approcci sviluppati dalla Francia. Ad indurre i tedeschi a rivedere atteggiamenti ed a rivalutare le soluzioni francesi deve sicuramente aver contribuito la decisione della CBS, una delle tre più grosse catene televisive degli USA, di adottare il sistema Teletext sviluppato dalla Francia e battezzato Antiope.

Tale sistema, in corso di sperimentazione nell'area di Rennes, si contrappone ai due sistemi inglesi Ceefax ed Oracle con i quali la Bundespost alcuni mesi fa ha iniziato a Berlino ed a Dusseldorf una verifica coinvolgente circa 9000 utenti.

Analogo confronto avviene per il Viewdata: il Prestel, di concezione inglese, ed il Teletel, di concezione transalpina, sono i due sistemi in questione.

Anche in questo caso la Bundespost dopo essere stata attratta dal Prestel pare ora molto interessata al Teletel in seguito alle superiori capacità grafiche ed alla maggiore semplicità di quest'ultimo. I tedeschi hanno quindi preso tempo e non renderanno quindi noto la loro scelta prima di due anni.

Gli utenti del Prestel sono attualmente più di 5000 ed entro l'anno tale numero dovrebbe triplicarsi. In ogni caso il British Post Office è ancora lontano dall'obiettivo di 50.000 abbonati inizialmente previsti. Gran parte dello scontro sarà condotto sul campo dei chip. Da qui le trattative per cointeressare le maggiori aziende del settore.

La TDK Electronics a gonfie vele

Con la vendita dei soli nastri marchiatosi per videoregistratori la TDK Electronics sarebbe arrivata a controllare, su base mondiale, il 50% di questo particolare mercato.

La quota sale al 70%, sempre secondo valutazioni della diretta interessata, includendovi i nastri venduti senza marchio. Attualmente la TDK Electronics produce 1,7 milioni di nastri al mese e con l'anno prossimo la società giapponese programma di elevare a 2 milioni la quantità di pezzi producibili mensilmente.

La forte domanda di questi prodotti ha permesso alla TDK Electronics di registrare un grosso exploit gestionale nel primo semestre di esercizio, al 31 maggio scorso. Le vendite sono ammontate a 100,9 miliardi di yens (+ 46% nei confronti dello stesso periodo della gestione 78/79) e gli utili a 10,5 miliardi di yens (+ 51%).

Sole orientale per la Hitachi

L'Hitachi, il "socio" giapponese della Zanussi, spenderà circa tre miliardi di lire per realizzare in Malaysia uno stabilimento attrezzato per la produzione di componenti per TVC.

Nell'iniziativa è stato coinvolto anche lo stato di Selanger, Partner al 10,6% nella società che gestisce il costruendo impianto, la Hitachi Consumer Products (Malaysia).

Il gruppo nipponico compirà al termine del corrente esercizio, che chiuderà il 31 marzo prossimo, il 70° anniversario della sua storia e fra l'altro, esso prevede di sottolineare questa ricorrenza con una distribuzione supplementare di utili ai soci, peraltro più che giustificato dal buon andamento degli affari.

Che tipo di smobilitazione vuole la Grundig?

Per l'industria italiana del colore i guai si rincorrono e le difficoltà di un produttore vengono fatte proprie ed ingigantite dal concorrente. Una corsa a ritroso, pericolosa e solitamente senza sbocchi positivi perchè confessatamente vissuta all'interno di un cerchio, quindi senza le premesse per introdursi su strade nuove. Sono considerazioni che sono venute spontanee alla notizia che la Grundig intende sfoltire considerevolmente gli organici addetti alla produzione di TVC, incentivando per contro quelli formanti la rete commerciale. La Grundig ha due stabilimenti in Italia: uno a Rovereto, in provincia di Trento, e l'altro a Binasco alle porte di Milano. Nel primo lavorano circa 1300 persone, nel secondo 330. Capillarmente introdotta sul mercato e spregiudicata nella strategia di marketing, la società non era mai arrivata a minacciare misure tanto pesanti. La Grundig ha recentemente chiuso gli impianti irlandesi ed ora, complice un certo andamento del mercato italiano, vorrebbe giocare tutte le carte di una ristrutturazione finalizzata al solo taglio occupazionale, escludendo a priori ogni possibilità di diversificazione.

La Grundig sta chiudendo vari impianti. Nello scorso marzo è stata la volta di una fabbrica francese nella quale lavoravano circa 300 persone.

In questi giorni smetterà di funzionare in Germania (350 le persone colpite mentre entro l'anno si fermerà l'impianto irlandese della società tedesca. Un migliaio i senza lavoro.

Nel febbraio 1979 è stato costituito in sede ANIE un Comitato Tecnico per i nuovi sistemi informativi Teletext e Videotex il quale oltre a seguire per mezzo dei relativi verbali le opinioni di parte che via via vengono espresse e discusse nel Comitato Nazionale di Coordinamento per sistemi Teletext e Videotex presso il Ministero PTT, ha contribuito a formare una posizione tecnica unitaria da parte delle aziende associate.

In parallelo, il Comitato Tecnico ANIE si è espresso su alcuni altri problemi. Nel seguito si fa una breve sintesi dei punti che sono stati toccati e di altri di natura tecnica che potranno essere oggetto di studio nell'ambito richiamato.

A) Parere tecnico sulle possibili scelte relative agli standards di trasmissione Teletext e Videotex.

Il comitato ANIE, ancora di recente, ha confermato la validità tecnica della posizione dell'associazione manifestata fin dal giugno scorso.

In sintesi la raccomandazione di iniziare subito prove sperimentali di trasmissione di almeno dieci pagine di messaggi Teletext con standard ANTIOPE—DIDON francese è tecnicamente valida e conveniente per l'industria nazionale. Ne consegue che, sia pure a prescindere dallo standard di trasmissione utilizzato ed esprimendo altrettanto forte raccomandazione perchè chi di competenza inizi fin da subito una rigorosa sperimentazione sulle possibilità del servizio Videotex, ogni sforzo sia di sperimentazione, sia di decisioni industriali, deve tendere a raggiungere un risultato tale da consentire all'industria nazionale la creazione di un mercato unico per l'apparecchio televisivo ricevente.

In altri termini le scelte sui sistemi Teletext e Videotex devono essere coerenti e compatibili almeno a livello del televisore domestico.

B) Parere tecnico sulla flessibilità delle diverse soluzioni attualmente presenti nel mercato europeo per quanto attiene alla interconnessione elettromeccanica tra "televisore" e "peritelevisione".

Il comitato ANIE, dopo aver esaminato le varie possibilità al momento diffuse nell'industria europea — in particolare è stato eseguito un profondo raffronto tecnico tra le soluzioni europee attualmente in discussione — ha ritenuto di poter concludere temporaneamente i suoi lavori in attesa di maggiori chiarimenti in sede tecnica competente europea.

Si chiamerà TRS—80 Model III. Sarà il nuovo personal computer che la Radio Shack metterà molto probabilmente in vendita l'anno prossimo a meno di 1000 dollari. Il nome non è ancora definitivo mentre si sa che il nuovo apparecchio avrà una memoria principale da 16 k ed integrerà un minifloppy disk drive, un controller ed un display bianco/nero. La macchina dovrebbe rivolgersi principalmente a quel segmento di mercato a metà strada fra il Model I ed il Model II (il cui costo base inizia a partire da 3450 dollari).

Videotex: l'ANIE suggerisce l'Antiope

Un nuovo personal della serie TRS—80

Sonnecchia il mercato delle autoradio

Il mercato autoradio nel 1979 può considerarsi essere rimasto stazionario con un incremento negli acquisti al consumo di circa il 5% rispetto al 1978. Secondo elaborazioni dell'ANIE la diffusione dell'autoradio rispetto al "circolante vetture" ed il rapporto tra vendite autoradio ed immatricolazione auto nuove, rimane in Italia il più basso nell'ambito dei paesi CEE.

Molteplici fattori hanno ostacolato o non hanno favorito lo sviluppo di questo consumo, che dovrebbe essere considerato importante anche da un punto di vista sociale.

1 - Paura del furto.

La dimensione del fenomeno del furto allontana dall'autoradio una quota notevole di automobilisti.

2 - Aliquota IVA del 35% sulle autoradio combinate con riproduttori, che costituiscono il 70% circa del mercato totale.

Un gravame così pesante aumenta sensibilmente il prezzo al consumo, riducendo conseguentemente la domanda.

3 - L'abbonamento autoradio, da pagarsi con il bollo di circolazione in aggiunta e prescindendo dall'abbonamento già sottoscritto per uso domestico, rappresenta un freno, certamente non economico considerata la obiettiva modestia del canone, ma psicologico.

4 - In aggiunta è mancato e manca un "servizio traffico" che, contribuendo alla sicurezza della circolazione automobilistica, potrebbe rendere indispensabile l'uso della radio in auto, come è avvenuto nella Germania Federale.

Per misurare il grado di insufficiente sviluppo del consumo autoradio basti pensare che le vendite al consumo, valutate in 700 mila pezzi nel 1979, rappresentano un 8,7% circa di un mercato CEE che si fa ammontare a circa 8 milioni di pezzi nello stesso anno.

Nell'ambito CEE la media dei consumi italiani è correntemente considerata circa il 16% del totale.

La segmentazione per classi fondamentali di prodotto per il 1979 viene così stimata dall'ANIE:

autoradio	210.000	30%
combinati	434.000	62%
lettori	56.000	8%

Il mercato presenta una spiccata preferenza per gli apparecchi combinati.

Rispetto alla media europea l'autoradio, senza giranastri, presenta una minore diffusione: 30% contro una media europea del 42%.

Tale situazione si può anche attribuire alla mancanza di programmi radio di specifico interesse per gli automobilisti che sentono in Italia, più che altrove, l'esigenza di integrare l'ascolto con il riproduttore di cassette.

CERCHIAMO COLLABORATORI

Siamo interessati a prendere contatto con persone che possano inviarci, saltuariamente o in forma continuativa, degli elaborati sui seguenti argomenti:

- **Alta fedeltà** (Realizzazioni pratiche)
- **Alta frequenza** (Realizzazioni pratiche)
- **Circuiti digitali** (Realizzazioni pratiche)

E inoltre articoli teorici riguardanti gli strumenti di misura. Gli elaborati, scritti a macchina e possibilmente illustrati con disegni, fotografie o schemi elettrici, dovranno pervenire alla nostra redazione:

JCE - Rivista "Selezione"
Via dei Lavoratori 124 - 20092 Cinisello B. (MI).
A tutti verrà data una risposta scritta.

Nel 1979 il mercato di questo comparto dell'HI—FI e dell'elettroacustica ha registrato un ulteriore sensibile progresso che lo porta a collocarsi tra le aree di mercato maggiormente consistenti dell'elettronica civile, al pari di quanto avviene all'estero e completamente in linea con le previsioni che danno l'HI—FI e l'elettroacustica equivalenti in valori alla televisione a colori entro la fine del 1982.

Peraltro il concorso delle aziende nazionali all'espansione di questo mercato è molto limitato soprattutto in dipendenza della massiccia concorrenza giapponese o comunque estera che praticamente detiene circa il 90% dello stesso.

Le aziende associate nel 1979 si sono pertanto sforzate di porre un freno a questo stato di cose ed in particolare:

- Hanno contribuito alla conclusione della normativa CEI per le norme HI—FI;
- Hanno iniziato un'azione con l'IMQ per il controllo e la verifica delle apparecchiature HI—FI secondo le norme CEI;
- Hanno iniziato una importante attività di indagine del mercato HI—FI italiano attraverso la Demoskopea. Tale indagine darà una conoscenza precisa del nostro mercato sia in valore monetario che in segmentazione di famiglie di prodotto.

Per l'anno 1980 l'ANIE ritiene che debbano essere proseguite e completate le iniziative intraprese.

Una particolare attenzione dovrebbe inoltre essere dedicata ai seguenti problemi:

- Riduzione dell'IVA dal 35% al 18% (già decisa dal governo)
- Azioni per il rispetto del consumatore attraverso il controllo dei dati tecnici pubblicati dai costruttori e denuncia efficace delle discordanze;
- Nuova più precisa definizione delle voci doganali con controllo presso le dogane ed efficiente esame delle certificazioni di origine;
- Repressione del contrabbando.

Tali argomenti sono ormai gravemente urgenti perchè:

- Si fa sempre più forte e diffusa la presenza del prodotto straniero in particolare proveniente dal Medio ed Estremo Oriente;
- Si accentua il divario tra i dati di importazione comunicati dall'ISTAT (bassi) e quelli ritenuti reali (alti) per il mercato italiano, fino a svolgere ogni sensata valutazione;
- Si incentiva l'azione di contrabbando con il mantenimento dell'IVA al 35% per i registratori ed i giradischi, oltre tutto senza una loro discriminazione in base alla qualità e impiego e trascinando invece sull'IVA più alta gli apparati dove sono inseriti.

La GTE N.V. ha confermato i propri programmi di potenziamento delle attività di produzione e commercializzazione dei prodotti dello stabilimento di DQS a Tienen nel Belgio, cioè delle linee di ritardo della saturazione (croma) per i decodificatori CTV, i cristalli di quarzo e filtri d'onda superficiale per gli stadi IF nei televisori.

Nell'ambito degli attuali programmi di espansione in Europa questa nuova iniziativa sarà integrata nella Divisione Europea del Gruppo Materiali di Precisione PMG della GTE Sylvania.

Mr. Parks, Vicepresidente del Marketing del PMG, di stanza a Danvers nel Massachusetts, sottolinea che il PMG, che ha stabilimenti di produzione in Europa, negli Stati Uniti e in altre località del mondo occidentale, ha la ferma intenzione di mantenere questi prodotti su un piano di concorrenza, coi progressi nel contenuto tecnologico resi possibili dagli impegni di ricerca e perfezionamento. Dal momento che i DQS saranno ora venduti a livello mondiale, il PMG sta espandendo le proprie attività di produzione e commercializzazione di questi prodotti.

In Europa, il PMG attualmente vende prodotti importati dagli Stati Uniti e materiali di precisione prodotti in Francia e nella Germania Occidentale. L'organizzazione vendite PMG era stata impiantata a Bruxelles nel 1975 ed oggi conta uffici in Gran Bretagna, Italia, Francia e Repubblica Federale Tedesca.

Negli Stati Uniti il PMG della GTE è all'avanguardia nel perfezionamento e la produzione di materiali e componenti di precisione per quasi tutte le industrie di base. Il gruppo dispone di oltre trenta stabilimenti, con una forza lavoro di settemila dipendenti, e fabbrica sia prodotti in grande serie che articoli "su misura" in base alle specifiche esigenze della clientela.

**Tira forte
l'alta fedeltà**

**Più componenti
GTE Sylvania
dal Belgio**

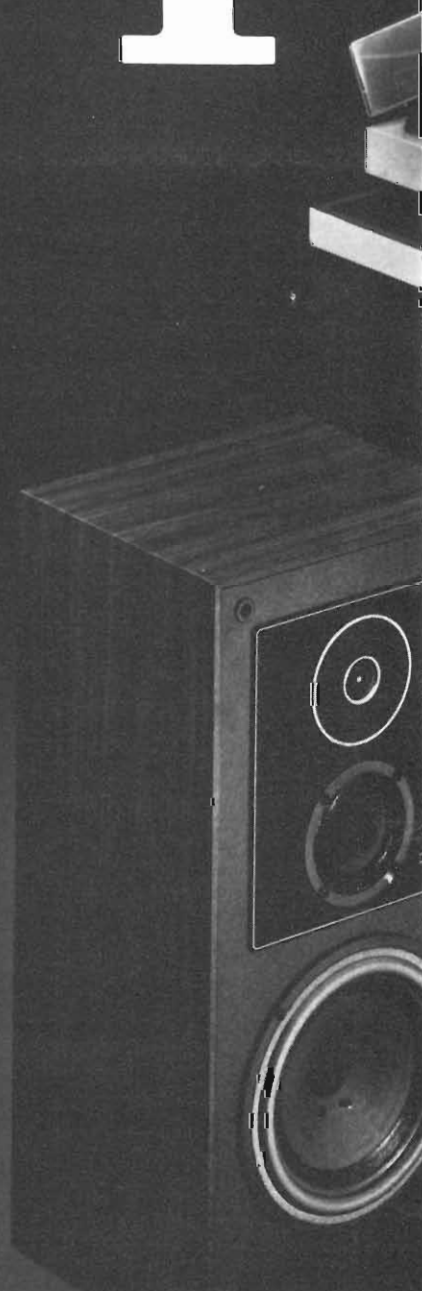
SONY

HiFi 1981

avanti con i Nuovi Desideri

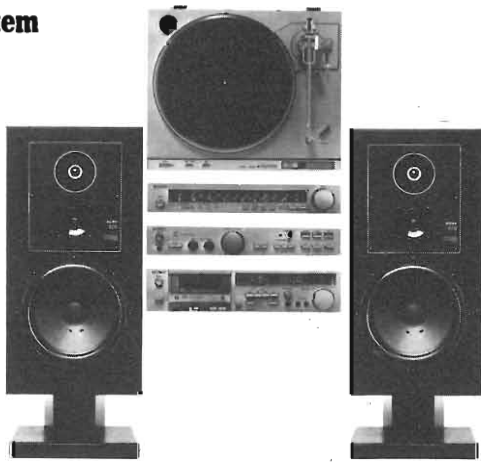
A esigenze che crescono, risposte Sony.
SONY 1981: sei nuovi Sound Station Systems da 2x30 a
2x65 W RMS.
Per scegliere davvero il livello, la tecnologia,
la funzionalità, la sicurezza che desideri.

Sound Station System
SONY TA-F35M 2x40 W RMS
Amplificatore integrato
Giradischi automatico a trazione diretta, servocontrollo
velocità
Sintonizzatore FM Stereo/OM/OL
Deck a cassette, due testine, Metal
Eco Mixer, con regolatore di Pan Pot ed effetto Eco
sugli ingressi: aux, mic, chitarra
Casse a sospensione acustica a tre vie, potenza max 70 W
Supporti casse
Mobile Rack, con antina in cristallo fumè



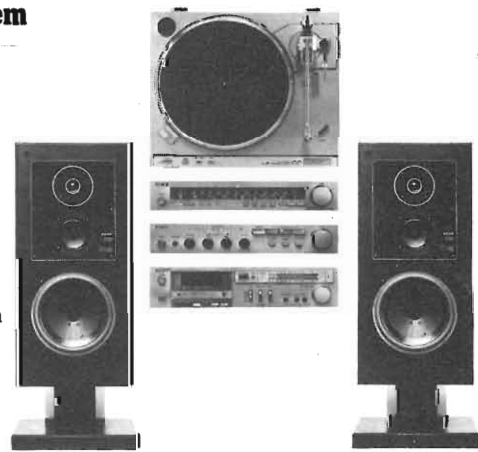
Sound Station System **SONY TA-F45** **2x50 W RMS**

Amplificatore integrato
con alimentazione a
impulsi
Giradischi automatico a
trazione diretta,
comparatore a quarzo
Sintonizzatore FM
Stereo/OM/OL
Deck a cassette, due
testine, S & F, Metal
Casse a sospensione
acustica a tre vie,
potenza max 100 W.
Supporti Casse
Mobile Rack, con antina
in cristallo fumè.



Sound Station System **SONY TA-F35** **2x40 W RMS**

Amplificatore integrato
Giradischi automatico a
trazione diretta,
servocontrollo velocità
Sintonizzatore FM
Stereo/OM/OL
Deck a cassette, due
testine, Metal
Casse a sospensione
acustica a tre vie, potenza
max 70 W
Supporti casse
Mobile Rack, con antina
in cristallo fumè

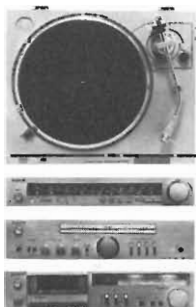




ascolto,
dunque
SONY

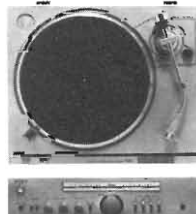
Sound Station System
SONY TA-343 C
2x30 W RMS

Amplificatore integrato
Giradischi
semiautomatico a trazione
diretta, servocontrollo
velocità
Sintonizzatore FM
Stereo/OM/OL
Deck a cassette,
due testine, Metal
Casse Bass Reflex
a due vie,
potenza max 50 W.



Sound Station System
SONY TA-343 I
2x30 W RMS

Amplificatore integrato
Giradischi semiautomatico
a trazione diretta,
servocontrollo velocità
Casse Bass Reflex
a due vie,
potenza max 50 W.



LA FURMAN GARANTISCE E RIPARA
UNICAMENTE I PRODOTTI SONY
MUNITI DELLA SPECIALE "GARANZIA ITALIANA" CHE
ATTESTA LA REGOLARE IMPORTAZIONE

Dal vivo su microcassetta

Le apparenze sono quelle di una telecamera da 9 mm ma in realtà si tratta di una telecamera per la registrazione di suoni ed immagini su una microcassetta. La durata è di 20 minuti ma in laboratorio si è già arrivati a 30 minuti. Un prototipo di apparecchio con queste caratteristiche che è stato recentemente presentato in prima mondiale alla stampa americana dalla Sony. La scelta di New York ha un chiaro significato: richiamare l'attenzione dei costruttori sulla opportunità di definire una standardizzazione atta a favorire lo sviluppo di questo nuovo compatto prodotto integrante capacità di ripresa e di videoregistrazione a cassetta.

Tanto è vero che la Sony ha apertamente dichiarato di non volere produrre industrialmente l'apparecchio fino a quando non sarà concordata la normativa sulle specifiche.

In ogni caso l'appuntamento con il pubblico è rinviato tra quattro-cinque anni. Un consenso sul prezzo finale è invece già stato tacitamente trovato dall'industria. Il target è di non superare i 900 dollari per il sistema vero e proprio e l'unità di supporto per l'adattamento della particolare telecamera in una macchina playback.

Elemento qualificante del sistema è un sensore in tecnologia CCD su singolo chip di nuovissima progettazione. Il dispositivo misura 10,1 x 12,1 mm ed ha una superficie attiva equivalente in dimensione a quella di un tubo vidicon da due terzi di pollice.

La microcassetta misura 56 x 35 x 13 mm e contiene 25 metri di nastro metallizzato di uno spessore pari a 14 micrometri e una larghezza di 8 mm. Il contenuto della microcassetta può venire "travasato" in un videoregistratore formato VHS o Betamax oppure proiettato direttamente su un televisore.

Hong Kong aumenta la produzione di televisori

Si ritiene che Hong Kong diventerà in un prossimo futuro un importante fornitore di ricevitori televisivi poiché parecchi tra i maggiori fabbricanti di elettronica per il grande pubblico hanno colà stanziato forti investimenti per la ricerca e lo sviluppo del prodotto e per nuovi macchinari. Contemporaneamente questo orientamento viene accuratamente considerato da altri fabbricanti per potenziare l'industria elettronica di Hong Kong.

Sebbene Hong Kong abbia un'industria elettronica assai ben sviluppata, ben sostenuta da altre industrie associate e con mezzi finanziari prontamente disponibili, l'esperienza di questa città nella costituzione di ricevitori TV è limitata al montaggio di prodotti finali assemblando componenti importanti.

L'esportazione di simili apparecchi era trascurabile in passato.

La conseguenza di questi programmi, per i quali singole società si sono impegnate a fabbricare apparecchi portatili tre in uno (e cioè minitelevisori, registratore a cassette, radio), avrà grande influenza sul pensiero di altri costruttori di materiale elettronico, che negli ultimi anni hanno accumulato sufficienti mezzi finanziari ed acquisito capacità tecnica durante lo sviluppo dell'industria locale e li indurrà ad aprire le loro borse per questo genere di affari.

East United Electronics Ltd., consociata del gruppo Conic in rapida espansione, Pro—Quality Electronic Co. Ltd., hanno già rotto il ghiaccio e fatto grandi investimenti in nuove linee di produzione per la fabbricazione degli apparecchi tre in uno.

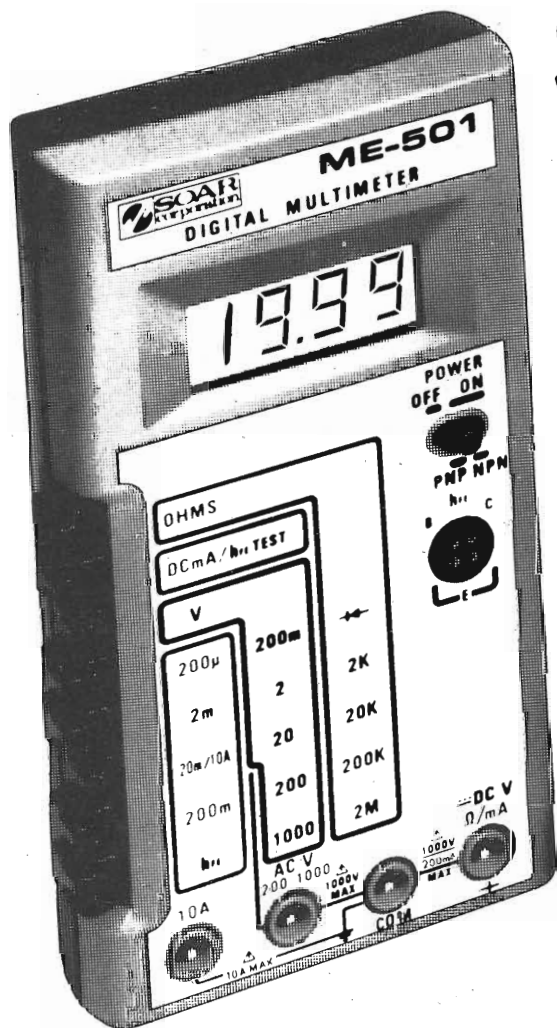
Più Telecom nel futuro dell'AEG-Telefunken

Nel 1983 la AEG-Telefunken, sempre che il consorzio di banche che la sostiene finanziariamente e gestionalmente non muti indirizzo, aumenterà la presenza nell'area delle telecomunicazioni. Un meccanismo contrattuale risalente a parecchi anni fa vuole che a quella data il grosso gruppo industriale tedesco assuma il controllo della Telefonbau und Normalzeit. In questa azienda di Francoforte specializzata nella produzione di apparecchiature per telefonia e per la trasmissione di dati la AEG-Telefunken ha oggi una interessenza del 39%. L'azienda è di quelle con un buon bilancio e con favorevoli prospettive di sviluppo. Nel 1979 ha registrato un fatturato di DM 1,4 miliardi conseguendo utili per DM 63 milioni. Nel corrente esercizio è previsto un miglioramento dell'8-10%. Fra AEG-Telefunken e Telefonbau und Normalzeit i legami non sono solo di natura finanziaria ma si estendono al campo tecnologico.

In questo momento la collaborazione risulta particolarmente spinta nell'area dell'elaborazione dei dati.

MULTIMETRI DIGITALI SOAR

NEW



Multimetro Digitale «SOAR» ME 501 TS/2123-00

- Tecnica MOS/LSI
 - Grande precisione
 - 3,½ digit - Display a cristalli liquidi LCD
 - Alta protezione ai fuori scala
 - Provatransistori
 - Indicazione massima: 1999 o -1999
- Specifiche Tecniche

Portate	Tensione c.c. Tensione c.a. Correnti c.c. Resistenze	200 mV - 2-20-200-600 V 200 V - 1000 V 200 μ A - 2-20-200 mA - 10 A 2-20-200 k Ω - 2 M Ω
Precisione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	\pm 0,8% Fondo scala \pm 1,2% Fondo scala \pm 1,2% Fondo scala \pm 1% Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	100 μ V - 1-10-100 mV - 1 V 100 mV - 1 V 100 μ A - 1 μ A - 10 μ A - 100 μ A - 10 A 1 Ω - 10 Ω - 100 Ω - 1 k Ω
Impedenza d'ingresso		10 M Ω
Alimentazione		9 V con pile o alimentatore esterno
Dimensioni		171 x 90 x 30,5

Multimetro Digitale «SOAR» ME 502 TS/2124-00

- Tecnica MOS/LSI
- Grande precisione
- 3,½ digit - Display LED a basso consumo
- Alta protezione ai fuori scala
- Provatransistor
- Commutazioni a slitta
- Indicazione massima: 1999 o -1999

Specifiche Tecniche

Portate	Tensione c.c. Tensione c.a. Correnti c.c. Resistenze	200 mV - 2-20-200-600 V 200 V - 1000 V 200 μ A - 2 mA - 200 mA - 10 A 2-20-200 k Ω - 2 M Ω
Precisione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	\pm 0,8% Fondo scala \pm 1,2% Fondo scala \pm 1,2% Fondo scala \pm 1% Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	100 μ V - 1-10-100 mV - 1 V 100 mV - 1 V 100 μ A - 1 μ A - 10 μ A - 100 μ A - 10 mA 1 Ω - 10 Ω - 100 Ω - 1 k Ω
Impedenza d'ingresso		10 M Ω
Alimentazione		9 V con pile o alimentatore esterno
Dimensioni		171 x 90 x 30,5



SPECIALISTS IN TESTING AND MEASURING INSTRUMENTATION



SOAR ELECTRONICS CORP. U.S.A. New York

DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

Di 303 miliardi il deficit televisivo

Il mercato Italiano del televisore a colori ha registrato nel 1979 un incremento quantitativo del 24%, a livello venduti alla distribuzione, rispetto al 1978.

Con la fine del 1979 il parco dei televisori a colori installati ammonta a circa 4,6 milioni di unità, con una conseguente saturazione del 2,7% sul totale delle famiglie.

L'esame comparato dei dati relativi ai principali paesi europei, evidenzia l'importanza raggiunta dal mercato italiano, sia dal punto di vista delle dimensioni che da quello delle aspettative comparate di sviluppo, come conseguenza del più basso tasso di saturazione rispetto agli altri mercati.

In particolare in un documento elaborato dall'ANIE si richiama l'attenzione sull'evoluzione di questi indici avvenuta negli ultimi 5 anni (dati in migliaia di pezzi).

	1975		1979 (stime)	
	mercato	saturazione	mercato	saturazione
Italia	200	2%	1.680	27%
Germania R.F.	2.000	27%	2.520	73%
Gran Bretagna	1.400	50%	1.930	70%
Francia	1.000	17%	1.400	42%

Questo comportamento del mercato non trova purtroppo riscontro in un parallelo tasso di sviluppo della produzione interna.

La sostanziale stagnazione della domanda nei principali paesi europei e l'eccesso di capacità produttiva derivante dalla ulteriore contrazione dei tempi unitari di produzione, come conseguenza dell'evoluzione tecnologica, hanno infatti provocato una rilevante pressione dell'offerta internazionale, che nel 1979 si è tradotta in un ulteriore sensibile incremento delle importazioni.

Questo trend è stato inoltre facilitato dalla maggior propensione all'acquisto di prodotti stranieri da parte del consumatore italiano.

Malgrado operazioni di disinvestimento già in corso a livello europeo, si ritiene che questa pressione dell'offerta internazionale costituisca un dato destinato a condizionare pesantemente anche in futuro l'industria nazionale, sia in termini di possibilità di evoluzione dei volumi produttivi che per quanto concerne la politica dei prezzi.

La scadenza dei brevetti di blocco PAL (Italia: 1979, Germania: 1982, Gran Bretagna: 1980, Francia: 1984) contribuirà inoltre ad accrescere significativamente questa pressione, come conseguenza del maggior peso che acquisiranno le importazioni dal Giappone e dal Sud Est Asiatico.

In conclusione l'ANIE informa che nello scorso anno la bilancia commerciale del settore televisivo è risultata in deficit di 303 miliardi di lire rispetto ad un saldo attivo di 70 miliardi nel 1975.

Quale futuro per la Indesit?

Per il salvaggio della grossa azienda piemontese e delle sue manifestazioni, campane si stanno muovendo in molti. La crisi della Indesit, 12 mila dipendenti e 18 stabilimenti, è ritenuta del tipo che non ammette ritorni senza drastici e profondi mutamenti strutturali e strategici. Tale soluzione implica un trapasso di proprietà e tale evento è stato esplicitamente confermato durante la recente assemblea straordinaria della società. Escluse le banche le alternative possibili restano due: il passaggio in blocco ad un gruppo industriale italiano o estero oppure l'inserimento nella Gepi. Trattative sono in corso da mesi ed una decisione potrebbe maturare da un giorno all'altro. La Indesit non viene considerata una azienda decotta ma bisognosa di liquidità e di nuovi obiettivi produttivi e di marketing. Nell'esercizio al 31 luglio scorso è stato realizzato un fatturato di 259 miliardi (contro 270 della precedente gestione) sul quale sono state contabilizzate perdite per 27,6 miliardi. Tale deficit si è fronteggiato svalutando il capitale sociale da 20,4 a 13,39 miliardi ed utilizzando tutte le risorse disponibili (ammontanti a 20,4 miliardi).

In una dichiarazione delle aziende viene sottolineato che il 90% delle perdite denunciato nell'esercizio va fatto risalire al settore elettronico. Per risanare l'azienda, si calcola, occorrerebbero 180 miliardi di lire, 80 per riprendere il normale giro di attività ed il restante per orientarsi verso l'elettronica.

Multimetro digitale ME-502



di Diego Fremon

È uno strumento semitascabile ma ad alte prestazioni, che oltre alle normali misure di tensioni, correnti e resistenze, offre anche la possibilità di misurare il guadagno dei transistori PNP e NPN.

Il multimetro in questione ha ottime prestazioni se si considera che il loro ingombro è molto modesto; tanto da risultare ideale per suoi lavori "esterni", durante i quali lo strumento deve essere recato nella borsa del tecnico e facilmente spostato da un punto all'altro.

Si tratta comunque di un classico strumento dal "doppio uso", perché i portatili sovente hanno un numero di funzioni ridotto, nei confronti degli analoghi "da banco", mentre questo ha tutte le possibilità di misura che si richiedono ai multimetri elettronici usati da progettisti, collaudatori, tecnici riparatori e studenti di istituti tecnici, quelle offerte in genere dai sistemi "semifissi" o "da interni".

Tra l'altro la resistenza meccanica agli urti e alle vibrazioni è molto buona; certamente maggiore rispetto a quella che caratterizza gli strumenti ad indice di vecchio tipo.

L'affissione digitale impiega dei LED ad alta luminosità ed il display prevede l'impiego delle ormai classiche tre cifre e mezzo; come dire che la massima lettura è 1999.

Poiché i multimetri comprendono l'indicazione automatica della polarità, se una tensione c.c. si presenta inversa ai puntali, la lettura può essere anche - 1999.

La logica di conteggio degli strumenti è del tipo integrato a larga scala (LSI), e questa ingloba tutto il sistema a doppia rampa, il clock, la decodifica e circuiti accessori. L'uso dell'integrazione a larga scala, consente di ottenere diverse interessanti prestazioni. Prima di tutto un elevato grado di protezione. Sulle portate in c.c. di 200 mV, 2 V, 20 V e 200 V, la

protezione fa sì che i multimetri non riportino il minimo se all'ingresso si applica erroneamente una tensione c.c. di +/- 500 V, ed una tensione alternata di 350 rms. Sulla portata 1000 Vcc la protezione giunge a 1100 WV sia in alternata che in continua.

I valori di protezione nelle letture alternate sono analoghi, ed è da notare che la classica situazione che rompe i tester, ovvero la presenza di una tensione piuttosto elevata ai capi di una resistenza da misurare (che talvolta rimane presente a causa della carica di condensatori elettrolitici) in questo caso non presenta alcun pericolo.

Infatti, in tutte le portate in Ohm, cioè, 2 Kilo-Ohm, 20 Kilo-Ohm, 200 Kilo-Ohm, 2 Mega-Ohm, all'ingresso, invece di un valore di resistenza, si può presentare un valore di tensione che giunge a 250 V in continua o alternata senza che ciò provochi danni.

Le portate in c.c., che sono 200 μA, 2 mA, 200 mA, 10 A, hanno una doppia protezione, elettronica, e tramite fusibile da 0,5A per i sovraccarichi prolungati eventuali.

Altro merito della tecnologia LSI, è l'elevatissima impedenza d'ingresso che evita il carico sul circuito esaminato, sicché si possono effettuare senza problemi misure tradizionalmente "difficili": per esempio la misura della tensione di CAV, la misura della tensione che polarizza i FET, la caduta di tensione su di una resistenza dal valore molto elevato e via di seguito.

Ancora, con la modernissima tecnologia detta, si evita la

circolazione di una corrente abbastanza elevata o elevata in una resistenza in prova. Come tutti i tecnici sanno, l'intensità di misura non preoccupa quando si legge il valore di elementi passivi tradizionali, ma al contrario può essere seria causa di apprensione nelle misure di semiconduttori: molti tester analogici ad indice, nelle portate basse, fanno circolare nel dispositivo in prova correnti dell'ordine dei 15-20 mA che sono già abbastanza elevate per guastare certi diodi, o le giunzioni dei transistori più delicati. I multitester SOAR "ME-502" nella portata più alta di resistenza, 2 Mega Ohm, provoca una corrente di soli 0,3 μA (!) nell'elemento in prova, e nella portata più bassa, che è sempre quella più "rischiosa" la corrente che circola è di *un solo mA*. Una intensità del genere non guasta nemmeno la giunzione più critica; come ad esempio quella di un diodo Tunnel (anche se i diodi di Esaki che comprendono tutti i tipi di "Tunnel" non devono essere provati con i tester).

L'integrazione a larga scala, offre infine una risoluzione che in precedenza era solamente nei sogni dei tecnici: per esempio, 100 mV sulla portata di 200 V, oppure 1 V su 1000 V (sia per i valori continui che alternati), e 10 mA su 10 A, così

MISURE DI TENSIONI CONTINUE

Temperatura 23°C $\pm 5^\circ\text{C}$

Portata	Precisione	Risoluzione	Resistenza d'ingresso	Protezione del circuito dai sovraccarichi
200mV	±(0,8% della lettura +1 dgt)	100 μV	10M Ω	DC $\pm 500\text{V}$ AC 350V RMS
2V		1mV		
20V		10mV		
200V		100mV		
600V		1V		

MISURE DI TENSIONI ALTERNATE

Temperatura 23°C $\pm 5^\circ\text{C}$

Portata	Precisione	Risoluzione	Resistenza d'ingresso	Protezione del circuito dai sovraccarichi
200V	±(1,2% della lettura +10 dgt)	100mV	10M Ω	DC $\pm 500\text{V}$ AC 350V RMS
1000V		1V		

Banda di frequenza: 40 Hz - 500 Hz

MISURE DI CORRENTI CONTINUE

Temperatura 23°C $\pm 5^\circ\text{C}$

Portata	Precisione	Risoluzione	Caduta di tens. (in caso di F.S.)	Protezione del circuito dai sovraccarichi
200 μA	±(1,2% della lettura +2 dgt)	100 μA	200mV	tramite fusibile da 0,5A
2mA		1 μA		
20mA		10 μA		
200mA		100 μA		
10A		10mA		

MISURE DI RESISTENZE

Portata	Precisione	Risoluzione	Corrente di prova	Protezione del circuito dai sovraccarichi
200 Ω	±(1% della lettura +2dgt)	100m Ω	1mA	250V DC/AC RMS
2k Ω		1 Ω	100 μA	
20k Ω		10 Ω	20 μA	
200k Ω		100 Ω	3 μA	
2M Ω		1k Ω	0,3 μA	

come un solo Ohm su 2 Kilo Ohm.

Come si vede, in sostanza, gli strumenti sono davvero di classe *professionale*. Vediamoli ora più da vicino, esaminando il pannello.

In alto a sinistra, sotto al display, è presente l'interruttore generale, che non ha le due solite posizioni "ON" ed "OFF", bensì due posizioni di "ON" (acceso). Questa insolita caratteristica, con il primo "acceso" centrale, ed il secondo con la leva spostata tutta sulla destra, deriva dal fatto che l'interruttore ha due funzioni; oltre a servire per accendere e spegnere lo strumento, seleziona anche la polarità delle tensioni per la prova del transistor, che si effettua tramite lo zoccolo sottostante. Se l'elemento è un NPN, la leva di comando deve essere posta al centro ("ON" centrale). Se invece è PNP deve essere portata a destra.

Lo zoccolo per la prova dei transistori, che si estrinseca nella misura del guadagno, ha quattro terminali invece dei soliti tre, per facilitare l'inserzione di transistori della piedinatura varia e diversa. Vi sono, in pratica, due reofori per l'emettitore, e di volta in volta, a seconda che il transistor sia munito di "case" plastico o classico, TO-5 oppure TO-72, metallico, si deve scegliere il collegamento esatto e più "comodo".

In certi casi, inserire il transistor direttamente nello zoccolo può essere impossibile: per esempio quando i terminali sono troppo raccorciati, oppure del tipo "spade-lug" come nei vari BC 147, BC 157, BC 158, o a bandella, o rigidi; per questi "insoliti" i multimetri SOAR prevedono uno speciale probe come complemento opzionale; si tratta dello MQ-11 (TS/2123-05). Se non si usa, quest'ultimo, visto che i terminali dello zoccolo non sono "aggraffanti", non trattengono i reofori, è necessario tener fermo il transistor in prova con le dita. Evidentemente, la SOAR ha scelto questo tipo di zoccolo, perché nel tempo tutti i contatti a molla tendono ad allontanarsi, in tal modo a dare false indicazioni. Sapendo di dover sostenere l'elemento con le dita, non possono scaturire dei valori erronei nemmeno dopo innumerevoli prove.

Procedendo con l'esame del pannello, incontriamo ora il commutatore delle funzioni, rotativo. Queste sono, Volt (la scelta tra c.c. e c.a. si ottiene con le prese d'ingresso), Ohm, mA in c.c. (se occorre la misura di correnti elevate si impiega la presa d'ingresso "10 A"), ed infine hFE, o guadagno dei transistori.

Sotto il commutatore delle funzioni, vi è quello delle portate, anche quest'altro di tipo rotativo. Se il lettore scruta con attenzione la *figura 1*, vedrà i valori corrispondenti sulla sinistra del pannello.

Alla base del contenitore sono presenti le prese d'ingresso, alle quali si devono collegare le spine dei puntali. Come abbiamo appena detto, queste partecipano alla selezione dei modi di funzionamento, quindi devono essere impiegate con estrema ocularità.

Non vi sono altri controlli, in quanto l'azzeramento è automatico in tutte le portate (altro vantaggio non indifferente dato dalla tecnologia LSI!) così come il reset dopo una misura fuori scala. A proposito dei fuori-scala, se si esagera con un valore d'ingresso, lo strumento manifesta il sovraccarico accendendo il solo "1" alla sinistra del display, oppure il "-1" se la polarità è inversa. Notando questo avviso, si deve sospendere subito la misura e passare ad una portata fondo-scala più

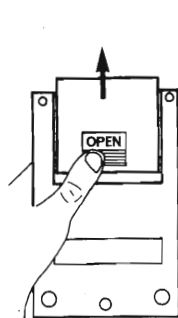


Fig. 1 - La figura mostra come è possibile aprire il vano per la sostituzione delle pile dello strumento.

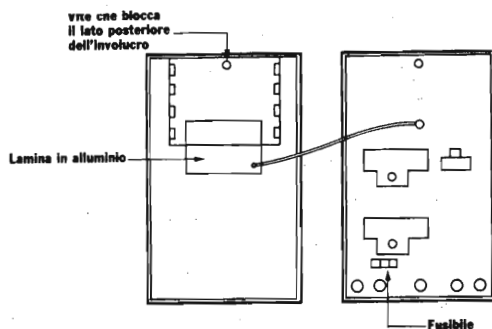
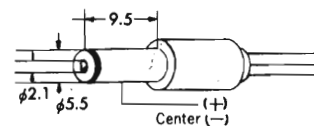


Fig. 2 - Posizione del fusibile da 0,5 A che protegge lo strumento durante le misure di intensità. Questo strumento è in vendita presso le sedi G.B.C. con Cod. TS 2124-00.



Adattatore per alimentazione esterna. Il negativo è il punto centrale, il positivo l'armatura esterna.

ampia.

I comandi non sporgono dal pannello altro che in misura minima, per cui non s'impigliano nella borsa degli attrezzi, e le prese sono contrassegnate a colori per la massima evidenza delle connessioni.

L'alimentazione dei multitester è fornita normalmente da quattro pile o stilo da 1,5 V ciascuna, poste in serie nell'apposito alloggiamento, sul dorso dello strumento: figura 2.

Con queste, si ottiene una buona autonomia, dalle 150 alle 200 ore. Se però uno strumento è impiegato per la maggior parte del tempo al banco, conviene alimentarlo con l'adattatore di rete (un rettificatore stabilizzato) che è fornito come accessorio opzionale: bastano pochi mesi di lavoro perché questo "accessorio" si ripaghi da sé.

L'impiego del tester ME-502 è molto semplice, ed i vari "disastri" da distrazioni varie sono in genere scongiurati dalle protezioni che abbiamo visto. Vi sono però delle situazioni che destano delle perplessità.

Queste sono sempre in relazione ai disturbi impulsivi generati nei pressi. Se noi consideriamo che la resistenza d'ingresso dello strumento è elevatissima, e che i puntali per forza di cose non sono schermati, altrimenti il loro uso sarebbe quanto mai scomodo, abbiamo un "buon" pickup di ogni genere spurio. Se, ad esempio, si eseguono misure di tensione su di un trasmettitore, e se questo è stato privato di tutti gli schermi, gli impulsi di RF che provengono dallo stadio finale, dalla grande ampiezza, possono in qualche modo disturbare la logica di conteggio e rendere imprecisa la lettura. Si tratta di una particolarità comune a tutti i tester elettronici, anche a quelli non digitali. Nel caso che il display "saltelli", conviene prima di tutto passare dall'alimentazione a rete a quella a pile, perché la RF trova modo d'introdursi anche nell'adattatore e nel cavo di connessione. Se le fluttuazioni continuano, si deve schermare lo stadio finale di potenza.

Analogamente, si deve evitare di compiere delle misurazioni accanto a sistemi che generino un forte campo magnetico impulsivo o alternato; per esempio saldatrici RF, arnesi che impieghino motori a spazzole non "silenziati", apparecchiature ad arco voltaico, a ionizzatori ed anche a Triac (in quest'ultimo caso la raccomandazione vale solamente se si effettua l'alimentazione a rete e se il Triac non è "bipassato").

Le altre norme d'impegno sono usuali. Non si deve lasciare

connessi i puntali in circuito mentre si commuta il fondoscala, come sempre; è necessario verificare la funzione e la portata, prima di misurare, senza affidarsi completamente alle protezioni, perché se è vero che il paracadute è una ottima invenzione, il buon pilota controlla sempre che il motore dell'aereo sia in ordine, prima di partire...

Parlando di precauzioni, non possiamo non trascurare la raccomandazione di *stare attenti alle tensioni elevate*. Il multimetro misura sino a 1.000 V, sia in alternata che in continua, ma valori in genere, sono già altamente pericolosi, per il corpo umano. Quando si fruga con un puntale attorno al cappuccio di una rettificatrice del genere 3B24, 866B, 872A e simili, tornate in auge per alimentare le grosse valvole di potenza che equipaggiano i lineari delle radio private, ad esempio, *si deve stare ben svegli*. Talvolta, scoccano degli archi tra la mano ed il tubo, specie se l'atmosfera non è ben secca, o tra le dita e gli elettrolitici di filtro e simili. Talvolta, basta accostarsi troppo alle catene di diodi rettificatori, alle connessioni, ai morsetti per essere investiti da scariche che anche se raramente risultano mortali, lasciano pur sempre il segno.

Concludendo, ora, possiamo dire che da una analisi piuttosto approfondita, il multimetro SOAR ME-502, manifesta delle ottime doti di praticità: ma, per quanto si verifica alla durata nel tempo? Bene, in relazione a questo importante fattore, quando noi proviamo degli strumenti nuovi, ci preoccupiamo sempre di indagare sulla qualità della componentistica, della meccanica, dei vari dettagli.

Possiamo dire che il multimetro digitale SOAR visto in precedenza, ha sempre mostrato dei commutatori molto robusti, ben concepiti, ed una concezione "conservativa". Anche l'ME-502 segue le regole della Casa, montando resistenze ed alta stabilità e bassa tolleranza, degli ottimi sistemi di contatto, delle basette ben curate.

Non è quindi difficile prevedere un buon servizio a lungo termine, sempreché gli strumenti non siano letteralmente "strapazzati". Ogni strumento maltrattato non dura a lungo, com'è noto a chiunque. Durante le prove, noi non abbiamo risparmiato sovraccarichi di ogni genere ai sistemi, altrimenti i collaudi non sarebbero stati seri. Il multimetro ha resistito anche alle prove condotte proprio al limite.

Questo bagaglio di esperienze, ci dice che l'ME-502 può essere considerato come affidabile a medio-lungo termine.

INSIEME



**CTE & MIDLAND
PER ESSERE PERFETTI**



rtx base 5W AM 15 W
SSB 120 canali
(40ch. AM - 40ch. LSB - 40ch. USB)
mod. 78-574



rtx base 5W 40 canali AM.
mod. 76-860



rtx mobile 480 canali
7W FM - 7W AM - 15W SSB
(120ch. FM - 120ch. AM
120ch. USB - 120ch. LSB)
mod. 7001



rtx mobile 160 canali 5W FM - 5W AM
(80ch. FM - 80ch. AM)
mod. 4001
solo 80 canali AM
mod. 2001



rtx mobile 5W AM 40 canali
mod. 150 M



rtx mobile 5W AM 40 canali
mod. 100 M



rtx mobile 5W AM 80 canali
mod. 100M/80



Generatore sintetizzatore d'impulsi

Ing. R. Fantinato - 2ª parte

Continuiamo e concludiamo la descrizione dello strumento analizzando i circuiti ausiliari ed affrontando la realizzazione pratica.

Nella parte precedente di questo articolo abbiamo analizzato le sezioni relative al contatore d'impulsi, alla base dei tempi e alla logica di controllo della scheda "Generatore d'impulso/i".

L'ultimo tassello per completare la descrizione della scheda è rappresentato dagli amplificatori (di corrente) d'uscita, uguale per entrambe le forme d'onda disponibili. Lo schema elettrico completo è in *figura 12*.

Ho anticipato "di corrente" perchè detto stadio d'uscita non amplifica la tensione, peraltro già disponibile al massimo livello desiderato di 15V, direttamente dalla logica; ma anzi lo attenua in modo continuo dal massimo sino alla tensione minima di +3V.

Tale regolazione del livello d'uscita è stata realizzata con un alimentatore tipo parallelo che "clippa" la tensione d'ingresso in eccesso al valore desiderato. Immaginate di collegare alla base del transistor TR3 uno zener a tensione variabile.

In pratica la funzione dello zener variabile è realizzata dal diodo D6 con il transistor TR1 e l'integrato ICL1.

Un qualche cosa in più per ottenere più sicurezza e più stabilità nella tensione d'uscita. Notate come la base di TR3 si differenzia in più, dal livello d'uscita, di una tensione pari alla tensione indiretta di un diodo e alla V_{be} di un transistor.

Notate inoltre che la stessa base si differenzia in più dal livello d'ingresso, di una tensione indiretta di un diodo e di

una V_{be} di un transistor. In pratica prima sommando e poi sottraendo una tensione, in uscita viene riportato lo stesso livello di tensione dell'ingresso.

Il diodo D7 serve a proteggere TR2 dalla tensione inversa, altrimenti applicata alla base, che si genera quando la tensione di "clippaggio" è più bassa della tensione d'ingresso.

Il diodo D8 serve a proteggere TR3 quando l'uscita viene "obbligata" dal carico ad una tensione superiore a quella d'ingresso.

Esempio, un corto circuito con la tensione d'alimentazione nel circuito sotto prova. I diodi D10 e D9 servono per salvaguardare lo stadio d'uscita da tensioni provenienti dal carico rispettivamente inverse o superiori a 24V rispetto a massa.

Sempre dallo schema elettrico, potete notare le "anomalie" che circondano TR4. Dette sono dovute al fatto che, come già anticipatovi, lo stadio è stato usato anche nella scheda del sintetizzatore dove la tensione negativa è di -12V e non -5V.

Da ciò la necessità di mettere tra la base di TR4 e la tensione negativa uno zener, ora omissso perchè inutile solo nel montaggio componenti, ma non nel circuito stampato.

L'incertezza è nata dal fatto che l'integrato nA710C usato come stadio d'ingresso di sincronismo, funziona con una tensione negativa di circa -5V. (max -7V).

Al principio avevo deciso di dare a detto integrato una sua tensione di -5V ed allo stadio d'uscita la rispettiva tensione

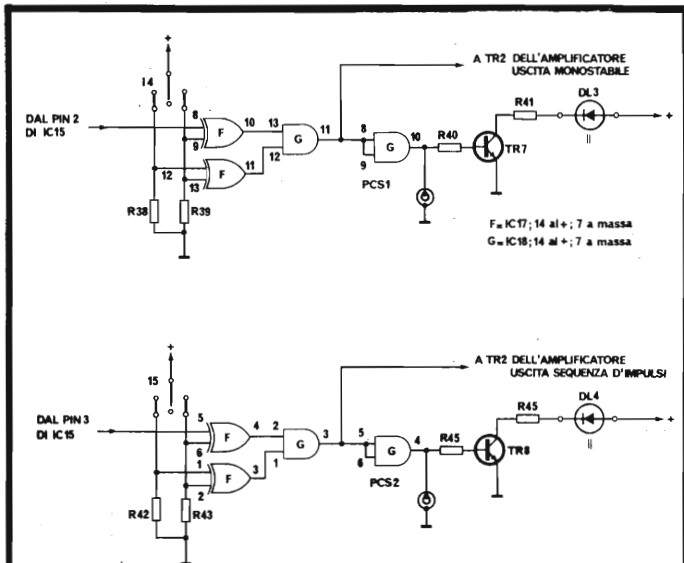


Fig. 11 - Schema elettrico dei circuiti che interfacciano le uscite del generatore d'impulso/i con i relativi amplificatori di uscita e che permettono la sequenza logica sul segnale di uscita tipo: DIRITTO-INIBITO-NEGATO.

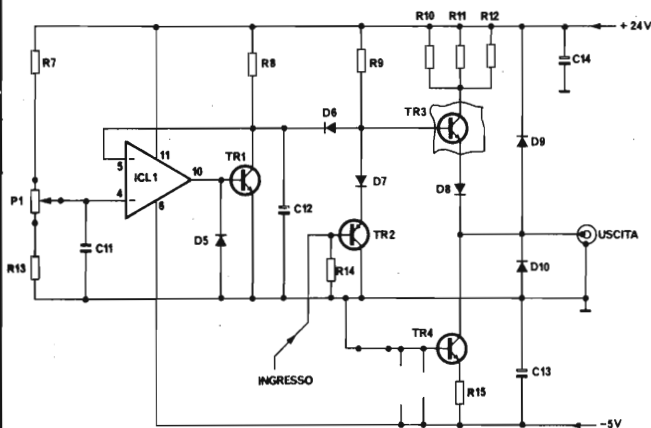


Fig. 12 - Schema elettrico dell'AMPLIFICATORE D'USCITA usato per entrambe le uscite del generatore.

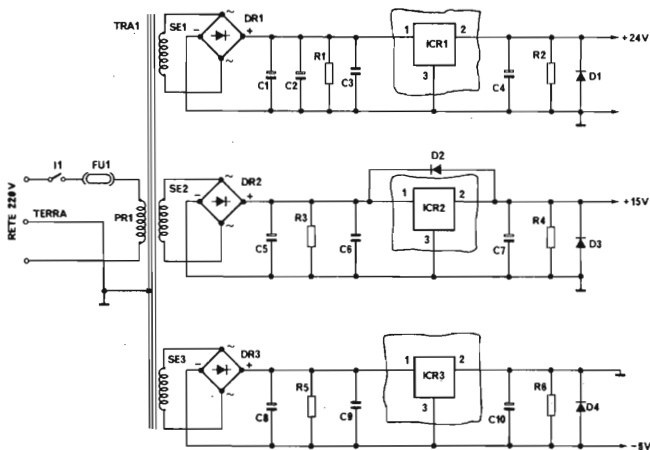


Fig. 13 - Schema elettrico della sezione ALIMENTAZIONE dello strumento.

ELENCO COMPONENTI DELLE FIGURE 7 e 9 (1ª Parte)

Resistori

- R1 ÷ R12 = valore compreso tra 10kΩ e 33Ω ; 1/4W; 20%.
- R16 ÷ R19 = valore compreso tra 10kΩ e 33Ω ; 1/4W; 20%

Condensatori

- C15 ÷ C18 = valore compreso tra 10nF e 100nF; 50V; ceramico

Semiconduttori

- D11 ÷ D22 = BAX13, BAX16, BA128, 1N914, ecc....
 - IC1-2-3 = CD4029, HEF4029; CMOS
 - IC4 ÷ IC9 = CD4017, HEF4017; CMOS
 - IC10 = CD4512, HEF4512; CMOS
 - DL1 = diodo LED rosso.
 - I2 = interruttore, deviatore miniatura
 - TW1-2-3 = commutatore digitale codice binario diritto.
 - CO1 = commutatore rotativo, 1 via, 7 o più vie
- Preso a stampato tipo pin per Hi-Fi

di -12V.

Poi ho cambiato idea ed ho unificato le due tensioni lasciando però, per comodità, inalterato il circuito stampato ormai già fatto, riguardante lo stadio d'uscita.

Terminata, finalmente, la scheda generatore d'impulso/i, passiamo alla scheda di alimentazione, l'ultima. Lo schema elettrico completo della sezione alimentazione è riportato in figura 13 e come potete notare, è di una "banalità incredibile.

I comodissimi integrati regolatori di tensione nell'ormai conosciutissimo schema di applicazione. Unica cosa in più, sono i diodi messi all'uscita di ogni regolatore e che servono a

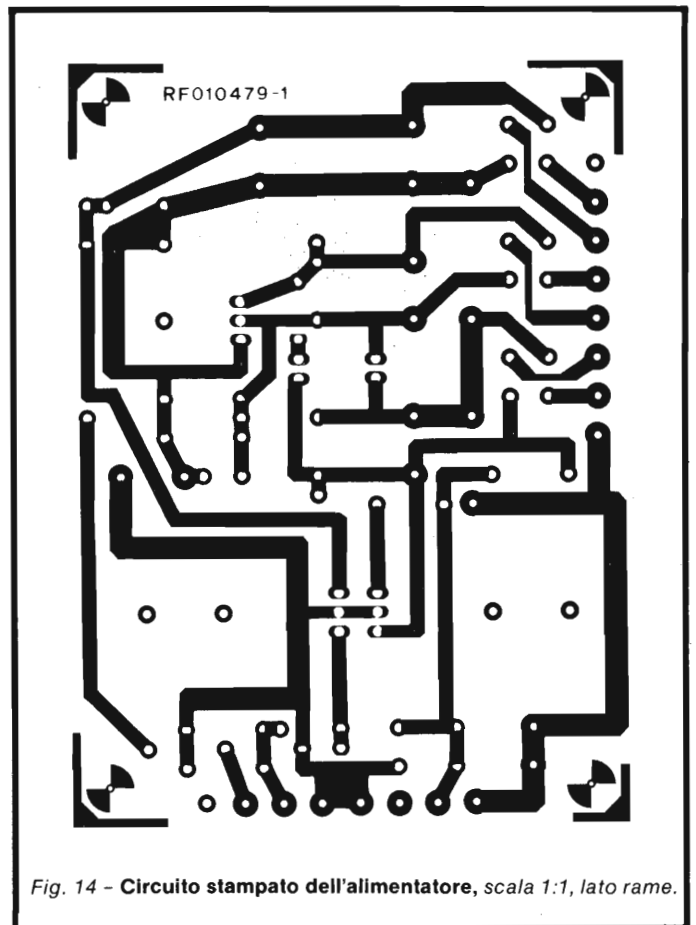


Fig. 14 - Circuito stampato dell'alimentatore, scala 1:1, lato rame.

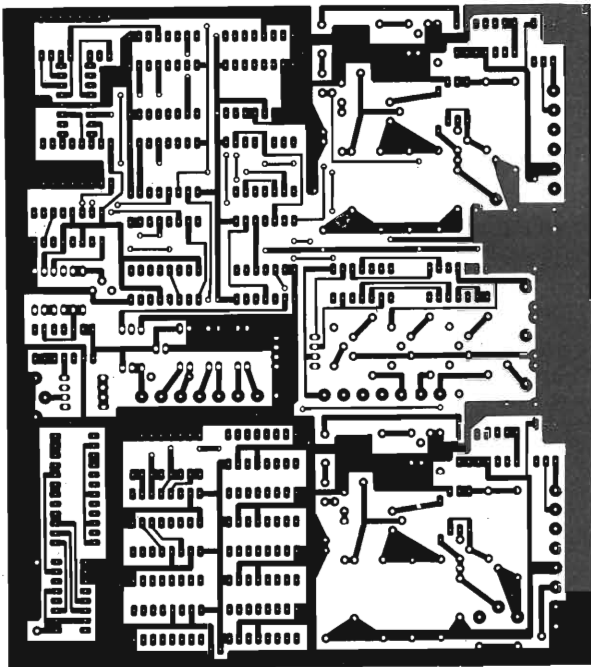


Fig. 15 - **Circuito stampato** della scheda generatore d'impulso/i, doppia-faccia con fori metallizzati, lato saldature, scala 1:2.

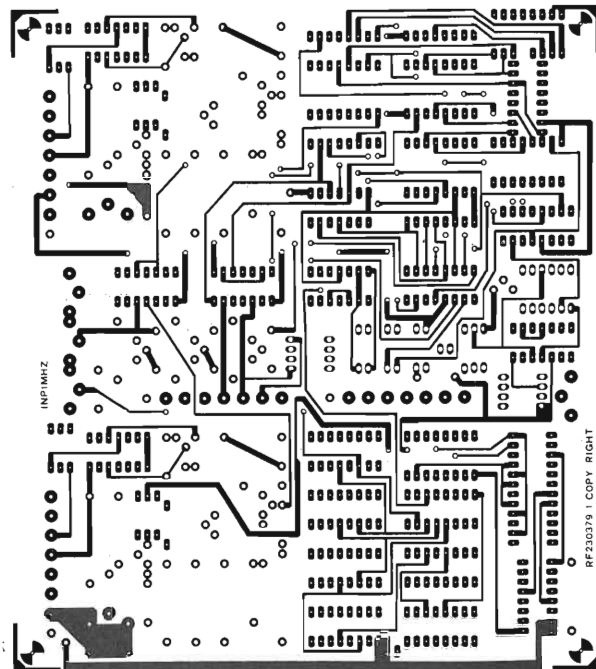


Fig. 16 - **Circuito stampato** della scheda generatore d'impulso/i, doppia-faccia con fori metallizzati, lato componenti, scala 1:2.

proteggere gli stessi da eventuali tensioni inverse generate per asincronicità, al momento dell'accensione.

Lo stesso scopo ha il diodo D2 dal momento che sempre all'accensione, all'uscita del regolatore ICR2 potrebbe esserci una tensione maggiore della tensione presente al suo ingresso; proveniente attraverso varie sezioni del carico, dall'alimentatore con +24V in uscita.

Terminato l'aspetto teorico—pratico—funzionale del generatore, passiamo alla sua realizzazione iniziando dai circuiti stampati.

Cosa semplicissima da fare per lo stampato dell'alimentazione, più impegnativa per lo stampato doppia—faccia del generatore d'impulso/i. Consiglio a tutti coloro che decidessero di realizzare in casa lo stampato a doppia faccia, usando la "tecnologia" del ricalco e del pennarello con inchiostro resistente agli acidi, di rinunciare ad una simile "prova" e di cambiare strategia.

Una scelta alternativa potrebbe essere quella di suddividere tutto il circuito in 4 schede; BASE TEMPI, SINCRONISMI, CONTA IMPULSI, STADI D'USCITA, studiando un buon sistema interconnessione tra le schede stesse in modo da minimizzare gli svantaggi che una tale soluzione potrebbe far sorgere. Un pò di lavoro in più a premio della certezza di buon fine.

La solita esperienza consiglia anche di iniziare il montaggio dalla scheda di alimentazione e di collaudarla subito in modo da poterla utilizzare per il successivo collaudo passo passo della scheda generatore d'impulso/i. Ogni uscita della scheda alimentazione, non mi stancherò mai di dirlo, deve essere collaudata non solo a vuoto ma anche a carico, Caricando la

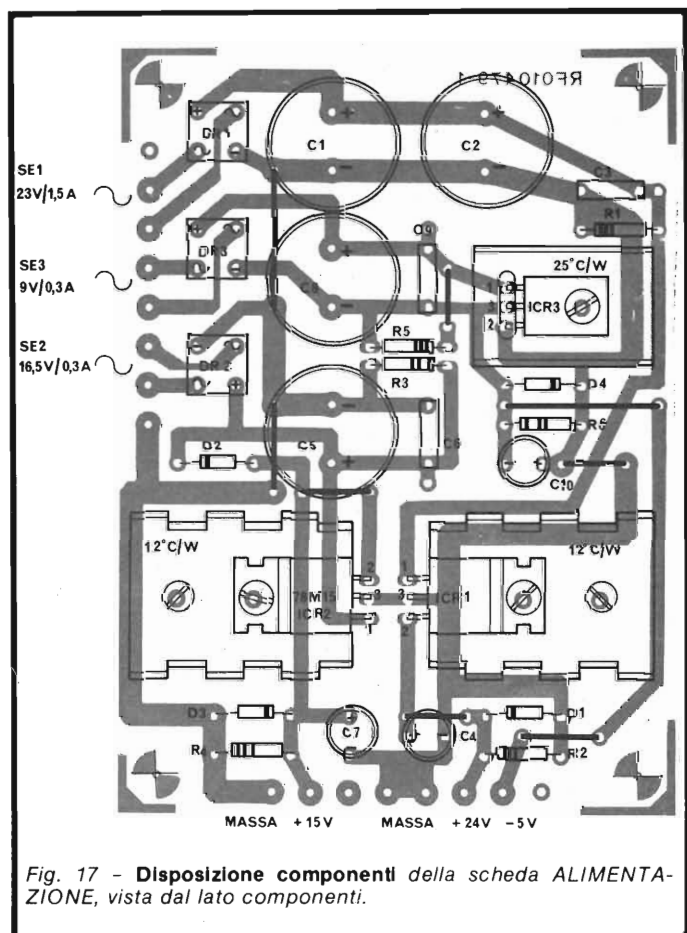


Fig. 17 - **Disposizione componenti** della scheda ALIMENTAZIONE, vista dal lato componenti.

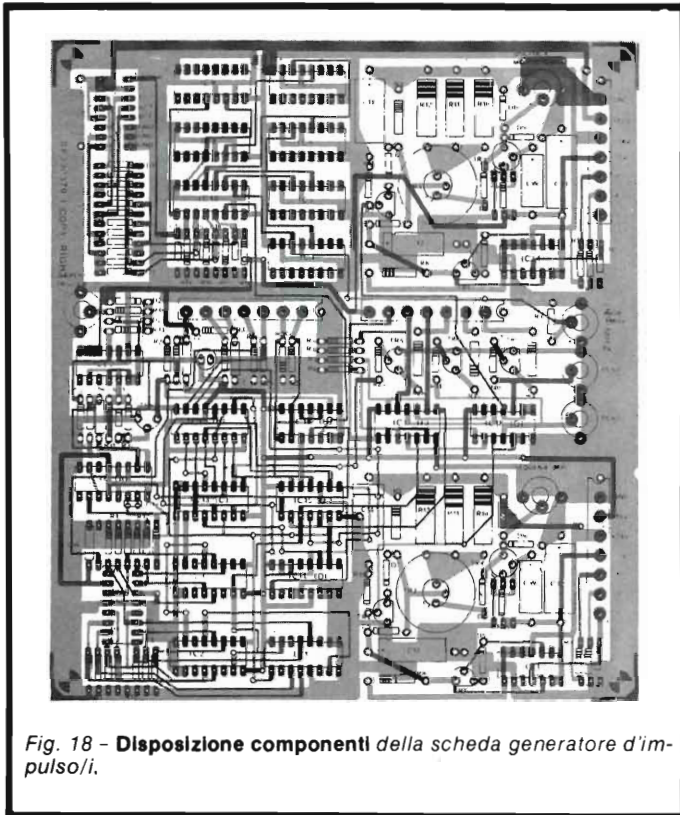


Fig. 18 - Disposizione componenti della scheda generatore d'impulso/i.

stessa con una resistenza che assorba almeno 1/3 della corrente massima del regolatore di tensione usato. Inoltre ogni uscita deve essere collaudata anche per la resistenza al corto circuito, in sequenza e contemporaneo quando le uscite sono, come in questo caso, più di una.

La scaletta che vi consiglio, per il montaggio della scheda generatore, è la stessa della suddivisione in basette per la

realizzazione degli stampati. Appena terminato il montaggio di un blocco, è bene collaudarlo subito prima di passare al montaggio del successivo, al fine di non creare "relazioni a catena".

Tralascio la descrizione del collaudo della BASE TEMPI per l'evidente semplicità dell'operazione stessa e passo al collaudo della parte SINCRONISMI. In pratica, dovete mettere un segnale di frequenza nota come sincronismo all'apposito ingresso e controllare se al pin 10 dell'integrato 4528 si genera un impulso con durata di circa 300ns, e con periodi identici al periodo della forma d'onda usata come sincronismo. Ricordatevi di ruotare il potenziometro di livello del sincronismo. Lo stesso tipo di impulso, ma con durata di circa 100ns, lo dovete rilevare anche al pin 11 e al pin 3 del 4001. Per la distribuzione nel tempo degli stessi impulsi, vi rimando alla figura 4.

Attivando con apposita frequenza la base tempi, potete controllare se funziona il generatore d'impulsi al fronte relativo al clock, se un impulso uguale ai precedenti, si genera al pin 4 sempre del 4001.

Questi appena descritti, sono dei punti critici che possono essere controllati subito. I restanti punti li potrete controllare solo dopo aver collaudato il CONTATORE D'IMPULSI che a sua volta può essere verificato mettendo un clock separato all'ingresso CK e rilevando se all'uscita C0, vi arriva un impulso a "0" con frequenza 1000 volte minore della frequenza d'ingresso. Durante questa operazione, l'ingresso PR deve essere a "0". Quando PR viene portato a "1" il contatore deve bloccarsi ed in uscita di ogni integrato deve esserci il numero impostato sul relativo commutatore digitale.

A questo punto, trovate tanta pazienza e controllate se i collegamenti dei commutatori digitali sono giusti variando il numero impostato sugli stessi e controllando sulle resistenze relative alle loro uscite, se vi si riporta il rispettivo numero in

ELENCO COMPONENTI DELLE FIGURE 10 e 11

Resistori

- R20 = 1MΩ 1/4W 10%
- R21 = tra 10kΩ e 33kΩ, 1/4W 10%
- R22 = 4,7kΩ 1/4W 10%
- R23 = 27kΩ 1/4W 10%
- R24 = 820kΩ 1/2W 10%
- R25 = tra 10kΩ e 33kΩ, 1/4W 10%
- R26 = 1kΩ 1/4W 10%
- R27 = tra 10kΩ e 33kΩ, 1/4W 10%
- R28 = tra 10kΩ e 33kΩ, 1/4W 10%
- R29 = *****
- R30 = 12kΩ 1/4W 10%
- R31 = 100kΩ 1/4W 10%
- R32 = 3,9kΩ 1/4W 10%
- R33 = 1,8kΩ 1/4W 10%
- R34 = 8,2kΩ 1/4W 10%
- R35 = 1kΩ 1/4W 10%
- R36 = 1,8kΩ 1/4W 10%
- R37 = 820kΩ 1/4W 10%
- R38-R39 = tra 10kΩ e 33kΩ, 1/4W 10%
- R40-R44 = 27kΩ 1/4W 10%
- R41 = 820kΩ 1/2W 10%

Condensatori

- C19 = 1 μF 15V multistrato tipo Red capacitor o tantalio
- C20 = 10 pF 50V ceramico
- C21 = 560 pF 50V ceramico
- C22 = 1 μF 15V multistrato o tantalio

Semiconduttori

- D23-D24 = BAX16
- DL2-DL3 = diodi LED rosso
- DL4 = diodi LED rosso
- TR5-TR6 = BC107, BC547
- TR7 = μA710C in qualsiasi tipo di contenitore
- ICL2 = CD4528, HEF4528 CMOS
- IC11 = CD4043, HEF4043 CMOS
- IC12 = CD4043, HEF4043 CMOS
- IC13 = CD4043, HEF4043 CMOS
- IC14 = CD4043, HEF4043 CMOS
- IC15 = CD4081, HEF4081 CMOS
- IC16 = CD4070, HEF4070 CMOS
- IC17 = CD4070, HEF4070 CMOS
- IC18 = CD4081, HEF4081 CMOS
- PU1-PU2 = Pulsante miniatura normalmente aperto.
- I3-I4-I5 = Deviatore miniatura con zero centrale
- PCS1-PCS2 = Presa stampato tipo pin
- P2 = 1kΩ 1/4W potenziometro, lineare

ELENCO COMPONENTI DI FIGURA 12

Resistori

R7	= 8,2kΩ 1/4W 10%
R8	= 1,8kΩ 1/2W 10%
R9	= 1,8kΩ 1/4W 10%
R10	= 330Ω 1,5W 10%
R11	= 330Ω 1,5W 10%
R12	= 330Ω 1,5W 10%
R13	= 3,3kΩ 1,4W 10%
R14	= 100kΩ 1/4W 10%
R15	= 470Ω 1/4W 10%

Condensatori

C11	= tra 10nF e 100nF 50V ceramico
C12	= 22 μF 25V elettrolitico, montaggio orizzontale
C13	= 22 μF 25V elettrolitico, montaggio orizzontale
C14	= 22 μF 25V elettrolitico, montaggio orizzontale

Semiconduttori

TR1-TR2	= BC177, BC547
TR3-TR4	= 2N2219
ICL1	= L141, μA741C in qualsiasi contenitore
D5-D7	= BAX13, 1N914, diodo veloce
D6-D8	= BAX16
D9-D10	= BAX16
PI	= 10kΩ potenziometro, lineare

Presi a stampato tipo pin per Hi-Fi

codice binario .

Un collaudo completo del blocco digitale, lo potete fare prelevando i segnali dalle apposite uscite messe a stampato per questo motivo, ed unendo i criteri di collaudo sin cui seguiti.

Quando tutto è OK in questi due punti, potete montare gli stadi di uscita e collaudare gli stessi. Unica operazione da fare è controllare se la forma d'onda in uscita è "bella" e se la

ELENCO COMPONENTI FIGURA 13

Resistori

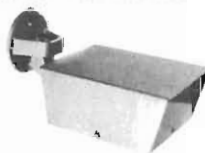
R1-R2-	
R3-R4	= 10k Ω 1/4W 10%
R5	= 2,2k Ω 1/2W 10%
R6	= 1k Ω 1/2W 10%

Condensatori

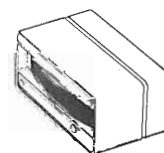
C1-C2-C5	= 2,2mF elettrolitico, montaggio verticale, 40V
C8	= 2,2mF elettrolitico, montaggio verticale, 25V
C4-C7-C10	= 10 μF elettrolitico, montaggio verticale, 25V
C3-C6-C9	= 0,1 F policarbonato, 100V
ICR1	= μA7824CU regolatore di tensione in conten. TO220
ICR2	= μA78M15CU regolatore di tensione in conten. TO220
ICR3	= L129 regolatore di tensione in conten. SOT32 o TO126
DR1	= B40C1200 ponte raddrizzatore 40V, 1,2 A al Si
	= B40C800 ponte raddrizzatore 40V, 800mA al Si
DR3	= B40C800 ponte raddrizzatore 40V, 800mA al Si
D1-D2-D3	
D4	= 1N4001 diodo 1A, 50V
TRA1	= trasformatore 45VA; PR1 = 220V o rete;
SE1	= 23V, 1,5A
SE2	= 16,5V, 0,4A
SE3	= 9V, 0,3A
FU1	= fusibile 5x20mm 300mA
I1	= Interruttore miniatura 250V, 1A

ITALSTRUMENTI s.r.l.
COMPONENTI ELETTRONICI PER LA SICUREZZA
 V.le del Caravaggio, 113 - 00147 ROMA
 Tel. 06/51.10.262 centralino

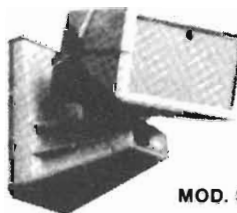
RIVELATORI A MICROONDE



MOD. SSM 1
 Garanzia 36 mesi
 L. 78.000 + IVA



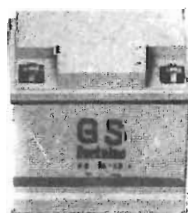
INFR. PASSIVO MESL
 Mod. IR 733 10 mt.
 Mod. IR 734 35 mt.
 Mod. IR 771 8 mt.
 Mod. IR 737 15 mt.
 Mod. IR 738 50 mt.



MOD. SSL

Disponibili: Elkron, Mesl, Rivela, Ultrasuoni

BATTERIE ERMETICHE RICARICABILI



P.S. - G.S. - Yuasa-Gates
 Modelli da 1 A/h fino a 36 A/h
 6 V-12 V
 Batteria 12 V-5 A/h L. 24.000 + IVA

ALIMENTATORI STABILIZZATI
 Protetti contro il corto circuito

SIRENE ELETTRONICHE-MECCANICHE-AUTOALIMENTATE

12 V c.c. - 220 V
 3 A/h-5 A/h in ferro o plastica



ELETTRONICHE BITONALI

12 V c.c. con possibilità di autoalimentazione
 adatta per impiego interno/esterno

L. 35.000 + IVA

SIRENE AUTOALIMENTATE
 CONTENITORI PER SIRENE



COMBINATORI TELEFONICI - TELESAFE III®

4 selezioni telefoniche ripetute per 2 volte



CIRCUITI MOS

Alimentazione: 10-14 V c.c.

TELECAMERA A CIRCUITO CHIUSO:
 MONITOR 12"

TELECAMERA: VIDICON 2/3"

Alimentazione: 220 V o c.c.
 senza ottica

L. 390.000

ACCESSORI
 VIDEOCITOFONI



CONTATTI REED CORAZZATI E DA INCASSO



- Sensori inerziali
- Switch alarm
- Schede di regolazione

- ↑ Chiavi elettroniche
- ↑ Centrali
- ↑ Giranti
- ↑ Antincendio

- Telefonia
- Contenitori e cavi
- Antifurto auto

RICHIEDERE NUOVO CATALOGO
 contenente oltre 300 articoli nuovi
 L. 2.000 (in franchese).

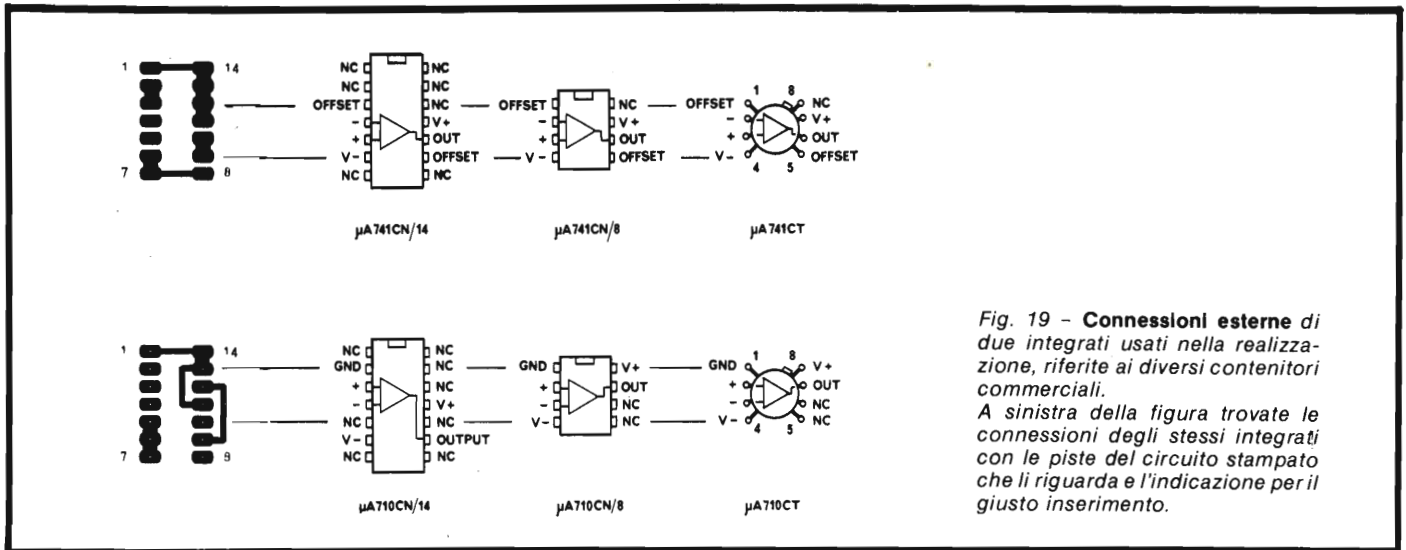


Fig. 19 - Connessioni esterne di due integrati usati nella realizzazione, riferite ai diversi contenitori commerciali. A sinistra della figura trovate le connessioni degli stessi integrati con le piste del circuito stampato che li riguarda e l'indicazione per il giusto inserimento.

rispettiva ampiezza varia al ruotare del potenziometro. I limiti dell'ampiezza sono determinati dalle resistenze che "fiancheggiano" il potenziometro. La resistenza verso massa determina il valore minimo, la resistenza verso massa determina il valore minimo, la resistenza verso il +24V determina il valore massimo, che comunque non può essere superiore ai +15V. Oltre questo valore, la variazione del potenziometro è dannosa dal momento che l'intera variazione del livello d'uscita viene compressa in un angolo di rotazione dell'indice, inferiore a quello disponibile.

La correzione del valore delle due resistenze è proporzionale alla precisione della resistenza del potenziometro. Vi ricordo che variare la resistenza per un limite, comporta anche la variazione dell'altro limite e che perciò la giusta regolazione deve essere fatta per approssimazione successiva dei due estremi.

Tutti i collegamenti tra le schede e i componenti a pannello, avvengono tramite cablaggio a connettore. Un connettore tipo DIL per il cavo multiplo a piattina che collega i commutatori digitali ed il commutatore relativo alle sottogamme; un

connettore normale a 7 pins per gli altri componenti come i potenziometri, i LED, ecc...

Per le uscite ho usato su stampato le prese Pin per Hi-Fi, con relative spine volanti collegate tramite cavetto a dei normali BNC da pannello. Tutte le schede, come da schema a blocchi di figura 2, sono state alloggiate in un elegante contenitore che ha valorizzato attraverso una "decorosa presenza" ed il lavoro e la spesa necessari alla loro realizzazione. A dire il vero, ho fatto le cose su misura scegliendo prima il contenitore a poi la dimensione massima delle schede da riporvi. Questo vi spiega come mai la scheda di alimentazione ha un aspetto così compatto (sic!).

Concludendo...

Il generatore d'impulso/i propostovi ha ottima elasticità d'impiego con frequenze di sincronismo sino a 10kHz, buona sino a 100kHz e via via decrescente sino ad 1MHz. Questa "maschera" delle caratteristiche, mi è stata imposta dalla frequenza massima di 1MHz che ho usato come oscillatore

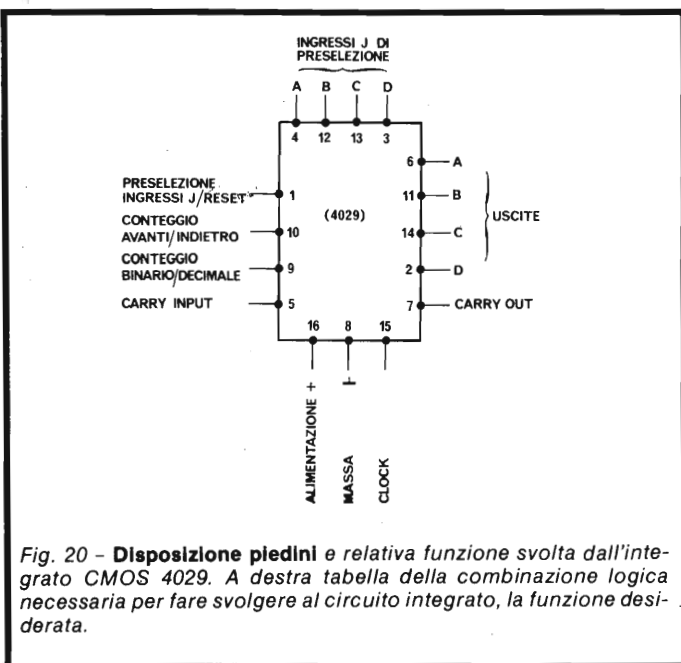
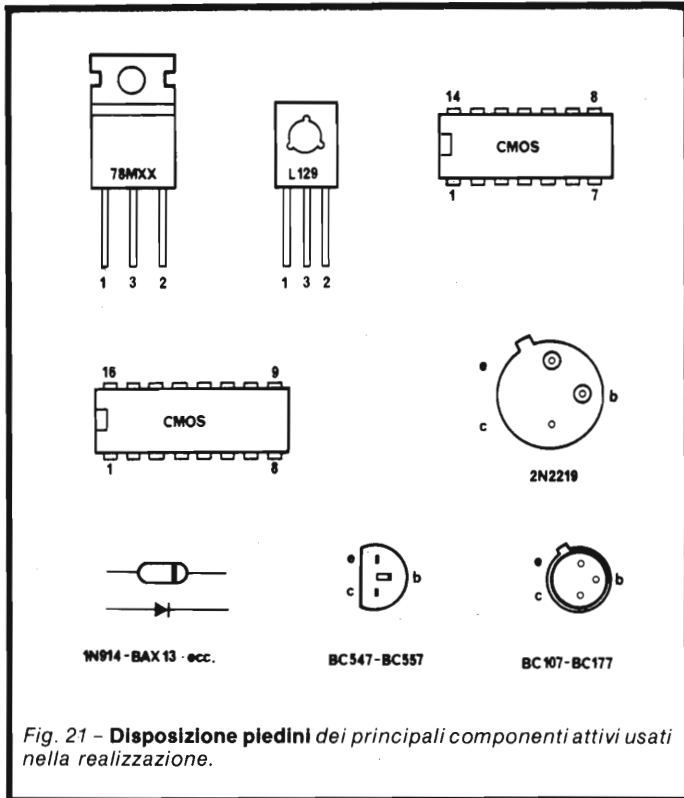


Fig. 20 - Disposizione piedini e relativa funzione svolta dall'integrato CMOS 4029. A destra tabella della combinazione logica necessaria per fare svolgere al circuito integrato, la funzione desiderata.

TIPO DI INGRESSO	LIVELLO LOGICO	FUNZIONE SVOLTA
BINARIO/DECIMALE	1	CONTEGGIO BINARIO
	0	CONTEGGIO DECIMALE
AVANTI/INDIETRO	1	CONTEGGIO IN AVANTI
	0	CONTEGGIO INDIETRO
PRESELEZIONE J	1	INGRESSI J IN USCITA
	0	---
CARRY INPUT	1	NON CONTA
	0	CONTA AL FRONTE POSITIVO DEL CLOCK



base. All'inizio infatti, ho scelto tra una realizzazione relativa semplice a CMOS con la frequenza campione di 1MHz e la realizzazione più complessa a TTL con frequenza campione di 10MHz.

Ho scelto la soluzione più semplice perchè ho constatato che le caratteristiche disponibili con la realizzazione a CMOS, anche se sulla carta si presentavano, in certe configurazioni, un pò modeste, sono in pratica più che sufficienti all'uso nel laboratorio dell'hobbista più smaliziato.

A mio parere, ciò darà la possibilità di felice realizzazione anche a chi non è nè smaliziato nè ben attrezzato, ma ha la seria intenzione di diventarlo.

Ringrazio l'amico Adriano Scaburri della collaborazione alla realizzazione del presente progetto.

ATTENZIONE

I circuiti stampati del "Sintetizzatore" descritto in questo articolo possono essere forniti dall'autore. Le richieste devono essere inviate alla nostra redazione e saranno evase entro 60 giorni previa comunicazione dei prezzi.

THE STEEL MARK
BERKEINST
 IL MARCHIO D'ACCIAIO

OTTOBRE - 1980

Il vero tester digitale

KEITHLEY

mod. 130



Lire 165.000*
 consegna pronta

- multimetro digitale 3 cifre e 1/2
- 5 funzioni: Vdc, Vac, Idc, Iac, Ohm
- precisione Vdc: 0,5%
- misura Idc e Iac fino a 10 A
- prova i diodi su tre portate
- grande display LCD da 15 mm
- portatile, autonomia 200 ore
- protetto su tutte le portate

Disponibile presso ns. magazzino
 o Rivenditori autorizzati

Borsa per il trasporto Lire 5.000

* Completo di batteria, puntali e manuale di istruzioni.
 IVA esclusa, pagamento alla consegna

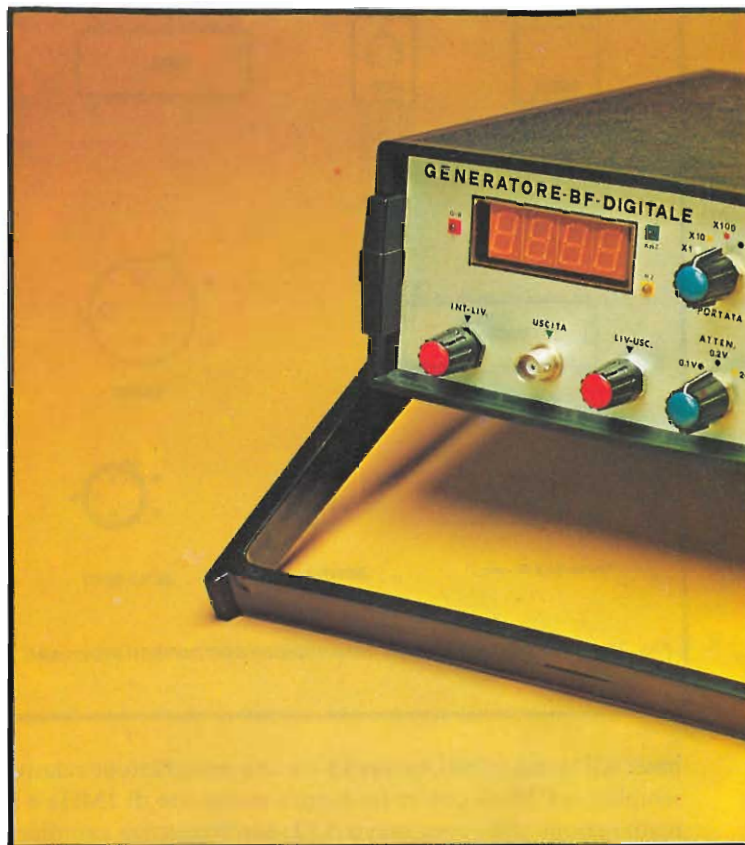
elettro nucleonica s.p.a.
 una gamma completa di strumenti elettronici di misura

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
 ROMA - Via G. Segato, 31 - tel. (06) 51.39.455

I generatori di segnali hanno notevoli applicazioni in campo elettronico ed assumono a seconda degli impieghi, varie denominazioni: oscillatori, generatori di funzioni, oscillatori vobulati, sintetizzatori, generatori di "BF" sinusoidali.

Generatore "BF" digitale 10 Hz - 1 MHz

di Filippo Pipitone



Un generatore di funzioni fornisce in uscita una varietà di forme d'onda con frequenze regolabili entro un'ampia gamma.

Generalmente producono onde sinusoidali, triangolari, quadre e impulsi con possibilità di scansione. Questo tipo di strumenti ricopre ormai un ruolo essenziale nei test di produzione di apparecchiature, nei laboratori elettronici. Vengono anche impiegati in campi non tradizionali come la ricerca medica e chimica, in didattica, comunicazioni, geofisica e controlli industriali.

Tuttavia tale strumento trova anche un largo impiego nel campo dilettantistico da parte di hobbisti che desiderano

avvicinarsi all'elettronica professionale. Il generatore di "BF" digitale oggetto del presente articolo, fornisce in uscita soltanto la forma d'onda sinusoidale e, per mezzo di un circuito opzionale, anche l'onda quadra. Il principio di funzionamento del generatore è basato sul noto ponte di Wien. Prima di addentrarci sul funzionamento del nostro prototipo ci sembra doveroso fare una breve descrizione sul principio sul quale si basano i principali circuiti a ponte che portano il nome dei loro stessi fautori; e cioè: Wheatstone, Maxwell, De Sauty, Wien.

Ponte di Wheatstone

È noto che tutti i circuiti a ponte siano essi in corrente continua od in corrente alternata, sono fondamentalmente basati su un'indicazione di bilanciamento della tensione di uscita, che deve essere nulla. Derivano tutti dall'originale "ponte di Wheatstone", ancora oggi usato per la misura delle resistenze. La configurazione di tale ponte, illustrata in figura 1 consiste in:

- 1) Quattro bracci resistivi connessi "a diamante", che comprendono la resistenza incognita e la resistenza campione.
- 2) Una sorgente di energia elettrica alternata o continua a seconda delle necessità.
- 3) Un indicatore di uscita che quasi sempre è un galvanometro. La formula di equilibrio del ponte è la seguente:

$$R_x = \frac{R_n \cdot R_a}{R_b}$$

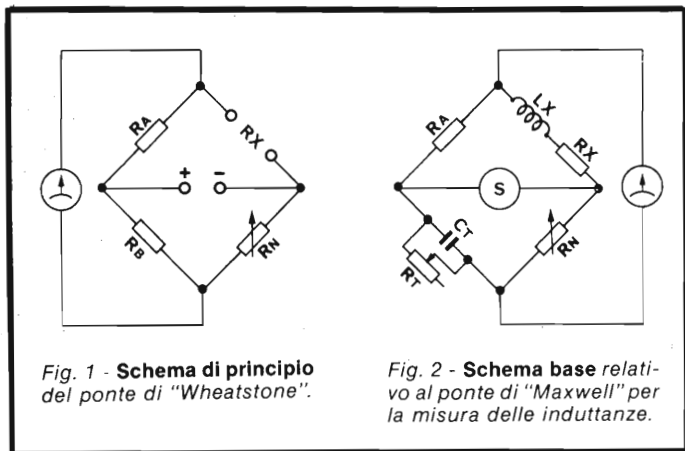
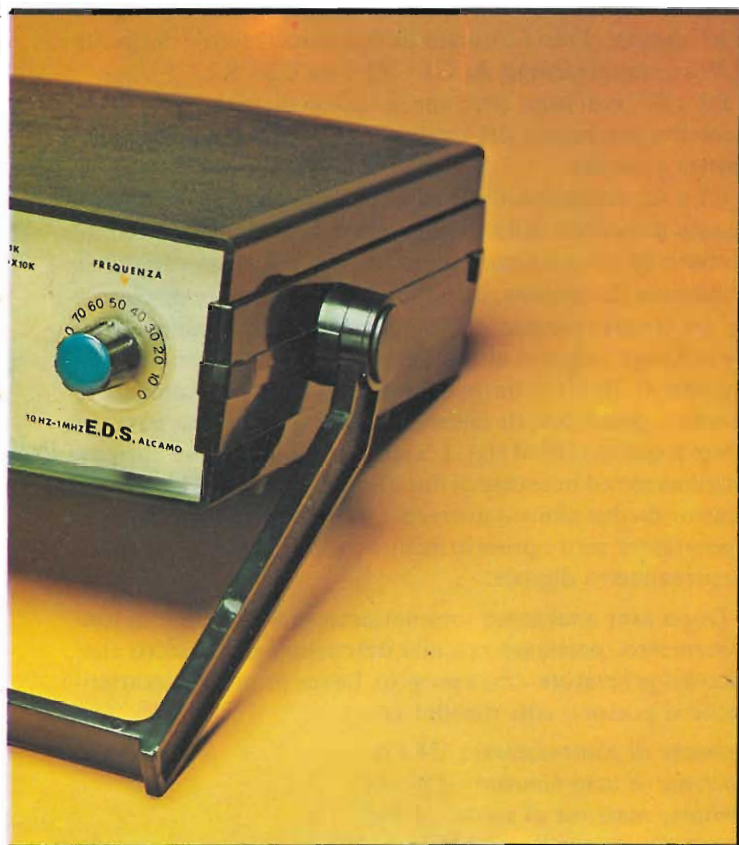


Fig. 1 - Schema di principio del ponte di "Wheatstone".

Fig. 2 - Schema base relativo al ponte di "Maxwell" per la misura delle induttanze.



e come si vede dalla stessa *figura 1*, basterà cambiare il prodotto di $R_n \cdot R_a$ per coprire una vasta gamma di valori resistivi, mentre R_b potrà rimanere costante. R_a è formato da un gruppo di resistori fissi di alta precisione e stabilità termica. Tali valori resistivi si possono selezionare con un commutatore e l'elemento variabile per equilibrare il ponte è costituito dal potenziometro R_n . Regolando quest'ultimo si ottiene l'equilibrio del ponte con copertura continua della gamma.

Ponte di Maxwell

Questo tipo di ponte viene impiegato per la misura delle induttanze. Come è noto la misura dei valori dinamici di tali componenti deve essere eseguita in corrente alternata. La prima differenza che si riscontra rispetto allo schema precedentemente descritto è la sostituzione della sorgente di tensione continua (sulla seconda diagonale) con una sorgente di corrente alternata di frequenza fissa (1000 Hz circa). La frequenza di 1000 Hz è stata scelta in base a criteri ben precisi perchè costituisce il riferimento standard per varie grandezze in bassa frequenza, come ad esempio per l'impedenza delle bobine degli altoparlanti. Ciò non toglie che i valori delle induttanze misurati saranno validi per qualsiasi frequenza. L'equazione del ponte di Maxwell è la seguente:

$$L_x = R_n R_a C_t$$

L'equilibrio dipende come nel caso precedente dal prodotto di R_n e di R_a , quindi valgono le medesime considerazioni

fatte in precedenza. Il valore di R_x che si vede disposto in serie all'induttanza nella *figura 2* dipende dal coefficiente di bontà (Q) della bobina. Esso viene equilibrato e quindi eliminato dalla regolazione di R_t . Il vantaggio di questo ponte è quello di non necessitare di confronti tra l'induttanza sotto misura con un campione dello stesso tipo. Il confronto viene effettuato con una reattanza di segno opposto qual'è quella fornita da un condensatore. Un'altra differenza rispetto al ponte resistivo consiste nell'adozione di una ulteriore amplificazione di tipo selettivo che può essere effettuata da un circuito operazionale, prelevando il segnale dalla prima diagonale del ponte (R_a).

Ponte di De Sauty

Questo ponte viene impiegato principalmente per la misura delle capacità, come si nota in *figura 3*. Esso è concettualmente analogo a quello delle induttanze ma la misura delle capacità richiede uno schema diverso, in quanto ora si devono confrontare reattanze dello stesso tipo. In questo caso si considerano le correnti di perdita di un condensatore come se esse passassero attraverso una resistenza in parallelo al condensatore ideale.

Infatti le perdite sono un by-pass attraverso l'isolatore perfetto che dovrebbe essere il condensatore per la corrente continua. In questo caso l'equazione del ponte sarà la seguente:

$$C_x = \frac{R_n C_t}{R_a}$$

Questa volta non abbiamo il prodotto di R_n ed R_a ma il loro rapporto, da notare che per l'equilibratura del ponte ci si avvale sempre dei medesimi elementi (R_a) ed il potenziometro R_n , disposti però in maniera diversa nel diamante del ponte.

Ponte di Wien

Questo tipo di ponte viene generalmente utilizzato nei generatori di BF, (vedi *figura 4*) e la relazione che lega le varie parti è la seguente:

$$\omega^2 = \frac{1}{R_b R_c C_d C_c} \frac{C_d}{C_c} = \frac{R_b}{R_a} - \frac{R_c}{R_d}$$

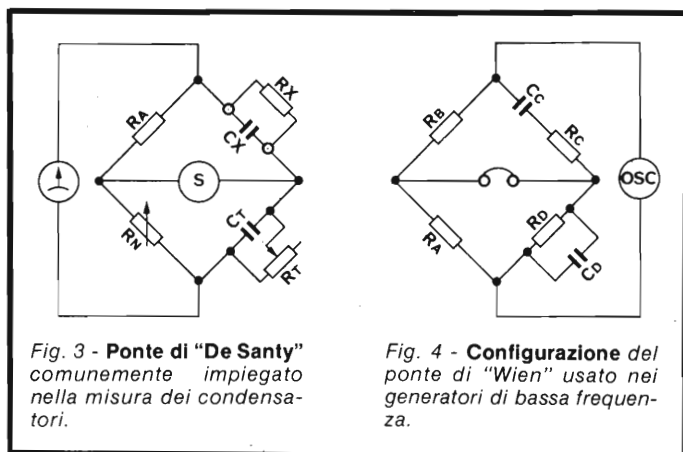



Fig. 3 - Ponte di "De Sauty" comunemente impiegato nella misura dei condensatori.

Fig. 4 - Configurazione del ponte di "Wien" usato nei generatori di bassa frequenza.

TABELLA 1.		
PORTATA		FREQUENZA
X1	C5-C10	10 Hz - 10 Hz
X10	C4-C9	100 Hz - 1000 Hz
X100	C3-C8	1000 Hz - 10 kHz
X1K	C2-C7	10 kHz - 100 kHz
X10K	C1-C6	100 kHz - 1 MHz

Portate dello strumento relative ad ogni gamma riferite alla frequenza generata.

Dove ω^2 è la velocità angolare, R_b e R_a rappresentano le due diagonali del ponte, $C_c - R_c$ e $C_d - R_d$ costituiscono i due bracci reattivi del ponte. L'equilibrio si ottiene quando il sistema oscilla alla frequenza di risonanza per cui lo sfasamento complessivo delle reti di Wien è uguale a zero. Per capire meglio come funziona questo tipo di ponte che forma la base di funzionamento del nostro generatore di BF, è necessario introdurre un elemento nuovo e cioè l'oscillatore sinusoidale. Nella maggioranza dei casi esso è costituito da uno stadio amplificatore seguito da una rete selettiva in grado di creare una reazione positiva tra l'ingresso dell'amplificatore e la sua uscita. La figura 5 illustra lo schema di principio di funzionamento del ponte di Wien impiegato nel nostro progetto. Come si nota dalla stessa esso è costituito da due rami reattivi formati da $R_a - C_a$ e da $R_b - C_b$. Ora se:

$$R_a = R_b \text{ e } C_a = C_b$$

la rete si trova con sfasamento zero alla frequenza:

$$f = \frac{1}{2 \pi RC}$$

Si deduce quindi che lo sfasamento dell'amplificatore è nullo e nulla sarà anche la frequenza di oscillazione, naturalmente questo ragionamento vale supponendo un'elevata impedenza di ingresso dell'amplificatore nei confronti della resistenza R_b munita di una bassa impedenza di uscita nei confronti di R_a . Come avrete già intuito la variazione della frequenza viene determinata dall'inverso del prodotto Rc . Ai fini pratici conviene tenere fisso il valore di C e variare R , naturalmente per coprire l'intera gamma di frequenza (10 Hz - 1 MHz), si devono commutare diversi valori di C , mentre per

ottenere la continuità di gamma è sufficiente un doppio potenziometro (R) in grado di assicurarci la massima linearità. In figura 6 viene dato lo schema a blocchi dell'intero generatore di BF digitale. Esso è formato da due bracci reattivi del ponte di Wien, rappresentati da $C1 - R1$ e da $C2 - R2$.

$R1$ e $R2$, non sono altro che le sezioni di un doppio potenziometro per mezzo del quale sarà possibile variare la frequenza generata.

$C1$ e $C2$ costituiscono le capacità fisse che verranno commutate a seconda della gamma scelta. Il generatore è inoltre formato da un oscillatore sinusoidale a frequenza variabile e bassissima distorsione, da un circuito attenuatore di uscita e da un frequenzimetro digitale a quattro cifre completo di Over-Range in grado di misurare frequenze che vanno da un minimo di 10 Hz a un massimo di 1 MHz. Per ottenere la massima precisione di misura, viene utilizzata una base dei tempi a quarzo (10 MHz). L'apparecchio, per il suo corretto funzionamento necessita di due alimentazioni: +24 V e +5 V ricavate da due alimentatori separati. Il primo (24 V) alimenta il generatore vero e proprio mentre il secondo (5 V) alimenta il frequenzimetro digitale.

Dopo aver analizzato sommariamente il principio di funzionamento, passiamo ora alla descrizione del circuito elettrico del generatore vero e proprio. Le sue principali caratteristiche si possono così riassumere:

Tensione di alimentazione 24 Vcc

Corrente di assorbimento 150 mA

Tensione massima di uscita 2 Veff

Gamma di frequenza 10 Hz - 1 MHz

Massima distorsione (10 Hz ÷ 600 MHz) < 0,2% (Typ. 0,1%)

Circuito elettrico del generatore

In figura 7 viene riportato lo schema elettrico del generatore. Come si può notare, i condensatori $C1, C2, C3, C4, C5$, assieme a $R1$ e $PZ1/A$, e i condensatori $C6, C7, C8, C9, C10$, con $R2$ e $PZ1/B$, formano le due reti di reazione negativa del ponte di Wien. La commutazione di gamma avviene tramite un commutatore rotativo a più settori, $S1A/S1B$, che ci consente di ottenere 5 portate per la copertura dell'intera gamma da 10 Hz a 1 MHz, (vedi tabella 1). Al fine di ottenere la minor distorsione possibile è indispensabile che le coppie di condensatori delle due reti di reazione e cioè $C1-C6$, (100 pF), $C2-C7$, (1,5 nF), $C3-C8$, (15 nF), $C4-C9$, (150 nF), $C5-C10$, (1,5 μ F),

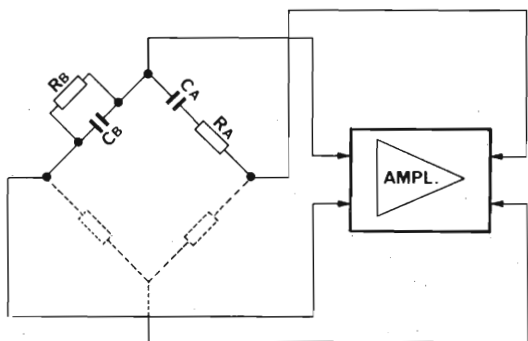


Fig. 5 - Schema del principio di funzionamento riguardante il generatore B.F. descritto in questo articolo.

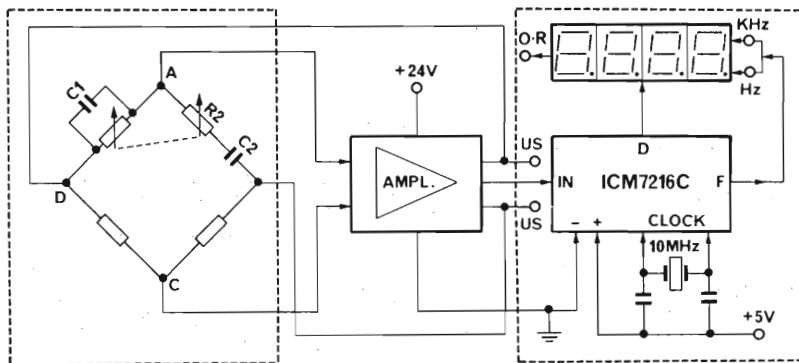


Fig. 6 - Schema a blocchi del generatore B.F. completo della sezione frequenzimetro che permette una lettura digitale del valore di frequenza.

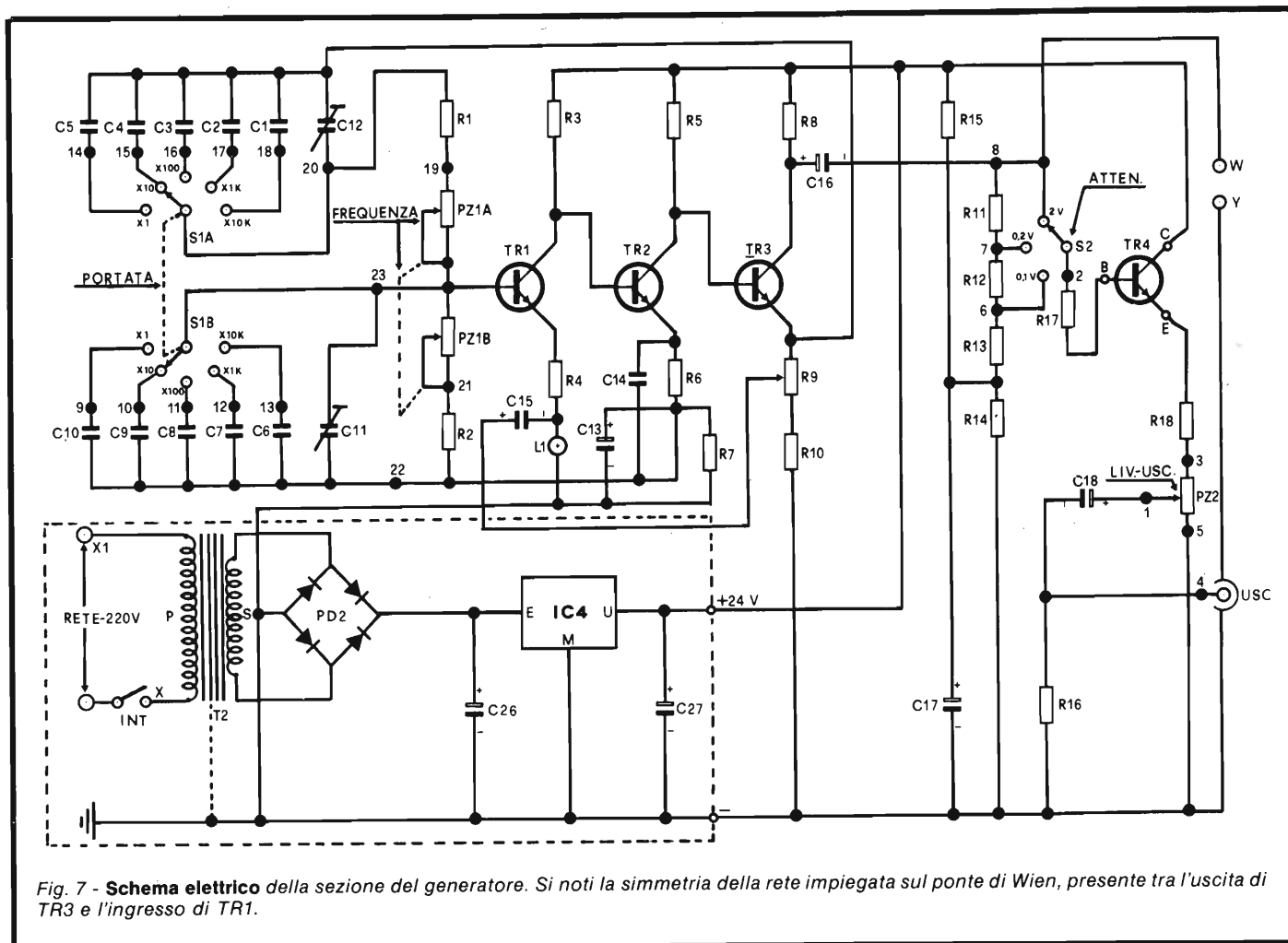


Fig. 7 - Schema elettrico della sezione del generatore. Si noti la simmetria della rete impiegata sul ponte di Wien, presente tra l'uscita di TR3 e l'ingresso di TR1.

siano eguali, in modo tale da ottenere una divisione $\times 10$ della frequenza del generatore, così pure devono essere identiche le due sezioni del potenziometro doppio PZ1A/PZ1B, che ci consentono di ottenere una variazione lineare della frequenza minimizzando la distorsione. Comunque se si pretende dallo strumento una buona precisione è necessario ricorrere a queste precauzioni per ottenere un'ottima affidabilità. I compensatori C11 e C12 hanno la funzione di bilanciare eventuali differenze di capacità dei condensatori C1-C6 posti in parallelo a C11-C12 sulla portata più alta (100 kHz-1 MHz), e nel contempo di regolare a quella frequenza la minor distorsione. Il polo centrale di S1B, assieme ai due capi del doppio potenziometro montati in opposizione vengono applicati alla base del transistor TR1. Il segnale d'uscita presente sul collettore è ad elevata impedenza e viene trasferito sulla base del transistor TR2. Il resistore R3 è di carico e viene calcolata in modo tale da fare lavorare TR1 con una bassa corrente di collettore ottenendo così un minimo rumore allo scopo di annullare la distorsione del segnale sinusoidale. Questo primo stadio lavora in controreazione essendo TR1 e TR2 accoppiati in continua. La rete di reazione positiva è formata dalla lampadina "L1" che funziona da termistore positivo (PTC), collegato sull'emettitore di TR1 tramite R3, coadiuvato dal condensatore elettrolitico C15. Il segnale presente sull'emettitore di TR1 risulta sfasato di 180° rispetto a quello presente sulla base di TR2 e all'uscita dell'amplificatore, ottenendo così una contro-reazione proporzionale all'aumento della tensione che

attraversa il filamento di L1 (PTC). Risulta intuibile quindi che regolando il trimmer R9 si regola indirettamente l'ampiezza dell'oscillazione generata. In altre parole la stabilità del segnale dipende dal termistore L1, come pure la linearità e la minima distorsione alle frequenze più basse. La sinusoidale presente all'uscita dell'amplificatore (sul collettore di TR3) viene inviata tramite il condensatore elettrolitico C16 allo stadio attenuatore, formato dai resistori di precisione R11, R12, R13, R14 e calcolato in modo tale da ridurre il segnale da ottenere i tre valori di tensione di 0,1 V, 0,2 V e 2 V ad impedenza costante per, mezzo del commutatore S2.

L'uscita ad alta impedenza viene applicata tramite il resistore R17 alla base del transistor TR4, che essendo montato in "emitter follower", riduce l'impedenza d'uscita.

Il resistore R18 è di limitazione ed il potenziometro PZ2 regola il livello in uscita attraverso il condensatore elettrolitico C18 che giunge al connettore BNC.

Il generatore per lavorare correttamente necessita di una tensione stabilizzata di 24 V. Come si nota in figura 7 la tensione di rete viene applicata al primario del trasformatore T2 circa la quale viene raddrizzata dal ponte PD2 e successivamente filtrata dal condensatore elettrolitico C26 prima di venir applicata all'ingresso del circuito integrato IC4 (MC 7824) in grado di fornire una tensione stabilizzata di 24 Vcc. Tale tensione viene ulteriormente filtrata da C27 e quindi inviata al generatore.

I punti contrassegnati con le lettere W-Y andranno collegati all'ingresso del frequenzimetro digitale, e sono applicabili anche al circuito opzionale squadratore a trigger di Schmitt, essendo presente su questi punti una tensione di 2 Veff.

Circuito elettrico del frequenzimetro digitale

In figura 8 viene dato lo schema elettrico del frequenzimetro digitale a quattro cifre completo di indicatore di fondo scala. Come si noterà il segnale sinusoidale proveniente dal generatore e presente sui punti W-Y, viene inviato all'ingresso del frequenzimetro, tramite la capacità C19. Giunto sulla base del transistor TR5, montato come commutatore ad alta velocità, lo ritroviamo sul suo collettore con un livello di

segnale idoneo a pilotare il circuito integrato IC1 (SN74LS13) contenente due trigger di Schmitt. Il primo viene impiegato come stadio squadratore mentre il secondo come invertitore di livello logico. La base di TR5 è a polarizzazione variabile ed il potenziometro PZ3 serve a stabilire il livello del segnale di ingresso compatibile allo scatto del trigger in quanto quest'ultimo varia le sue condizioni di commutazione in rapporto al valore della tensione applicata.

Il segnale di forma rettangolare presente sul piedino 8 di IC1 viene inviato all'ingresso del frequenzimetro vero e proprio formato dal circuito integrato IC2 (ICM-7216C), che contiene l'intero sistema di misura compresa la base dei tempi. Come si può notare, necessita soltanto di pochi componenti esterni, come il quarzo da 10 MHz, i resistori R20 R24, il condensatore C21, il compensatore C22, più natural-

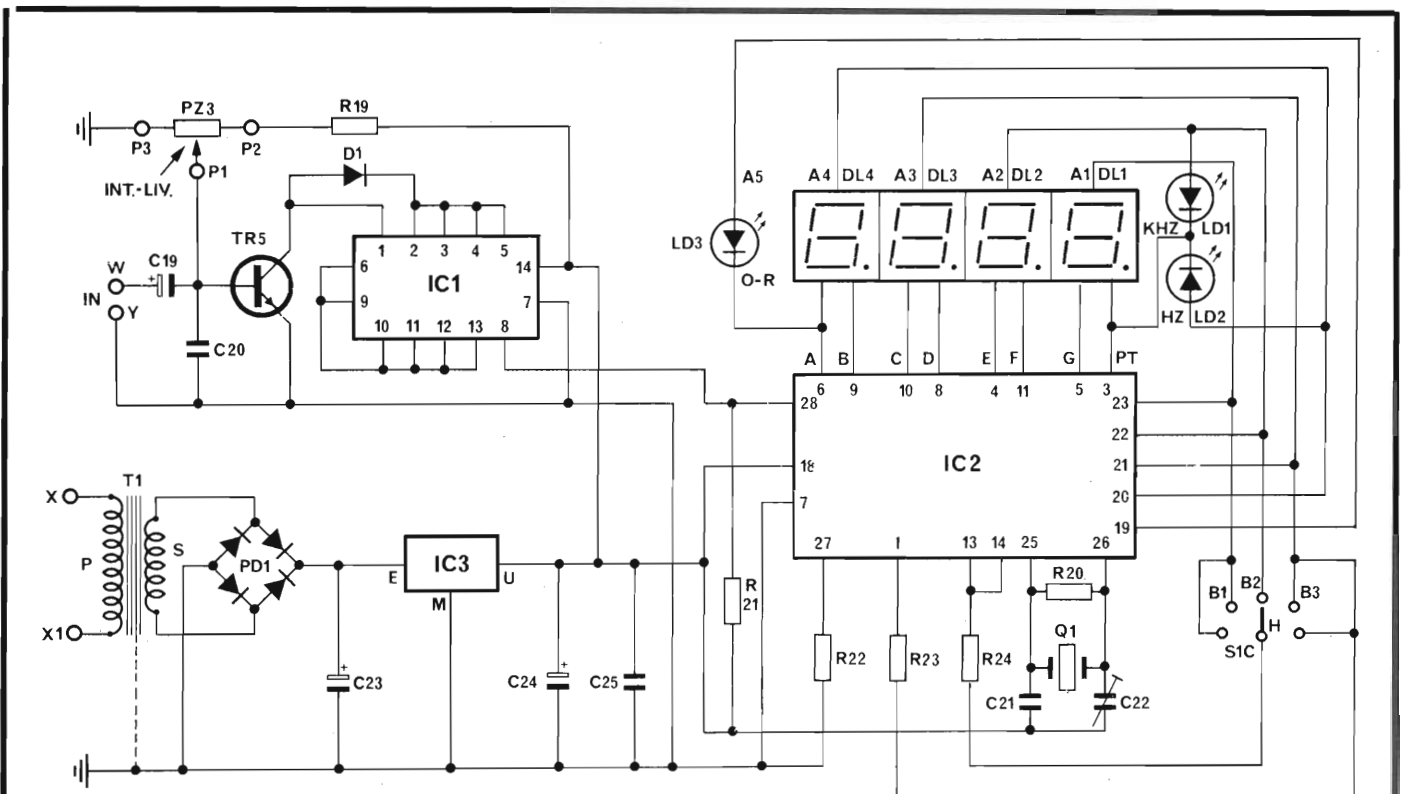


Fig. 8 - Schema elettrico del circuito inerente al frequenzimetro digitale. L'alimentazione è completamente separata da quella del generatore assicurando un'ottima stabilità di funzionamento delle due parti.

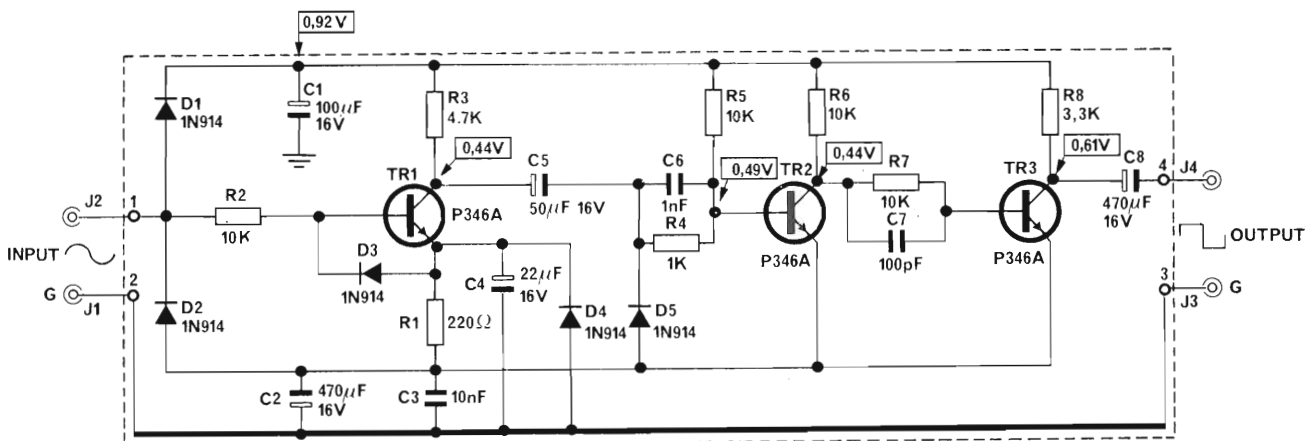


Fig. 9 - Schema elettrico del circuito "opzionale" atto a trasformare in quadra la sinusoide di uscita del generatore.

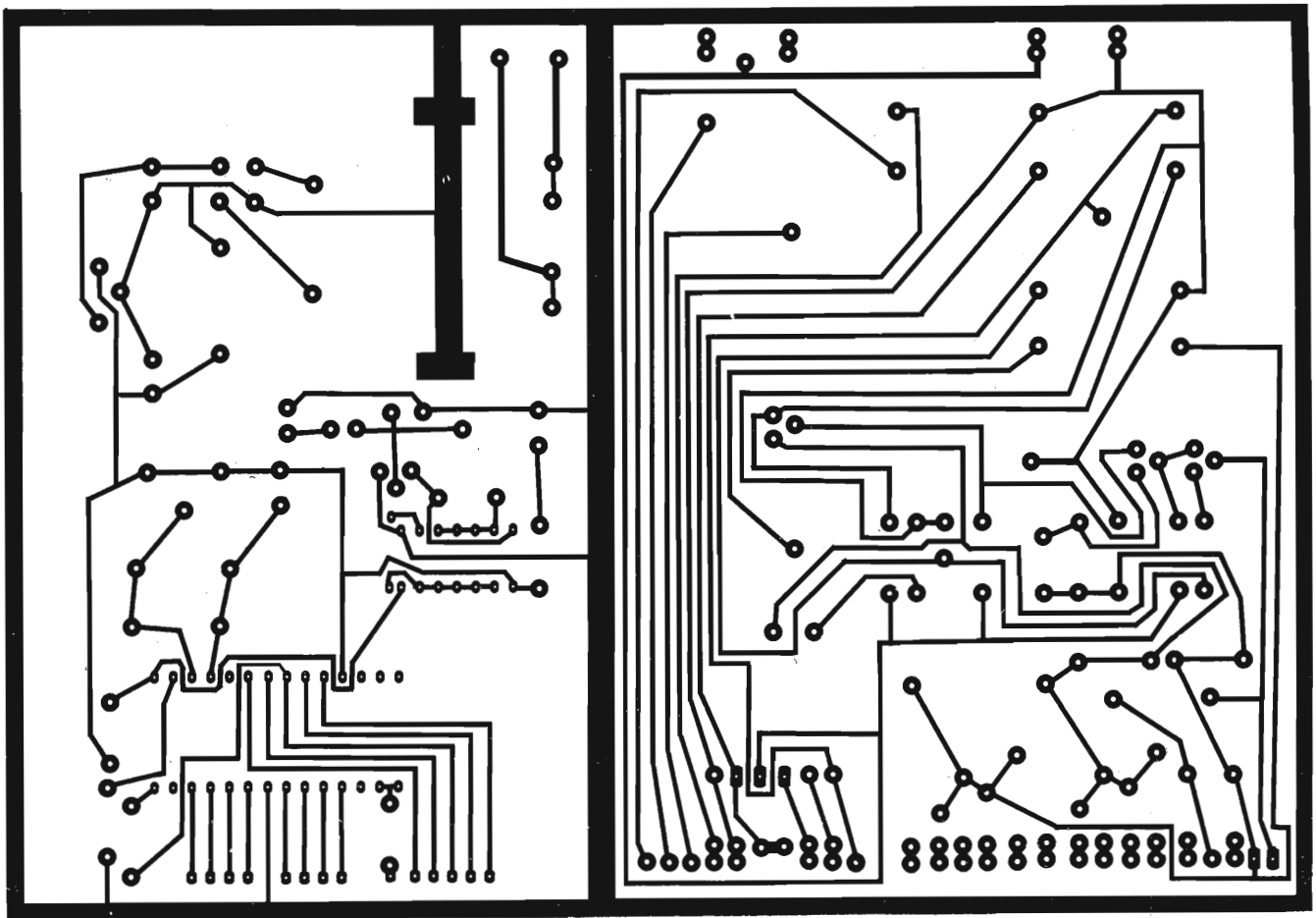


Fig. 10 - Basetta del circuito stampato vista dal lato rame in scala 1 : 1. Si notino le due sezioni separate dalla massa per evitare indesiderati influenzamenti.

mente i quattro displays ad anodo comune e i tre diodi LED indicatori di portata (kHz-Hz) e di fuori scala (O.R.). Il settore SIC del commutatore ha il compito di selezionare la base dei tempi in modo tale da ottenere la massima risoluzione in funzione della frequenza da misurare. A differenza del generatore il frequenzimetro funziona con una tensione di alimentazione di 5 V che viene ottenuta tramite un regolatore di tensione a IC. Sempre in *figura 9* vediamo che la tensione di rete viene applicata al primario del trasformatore T1 sui punti X, D1. Sul secondario useremo una tensione alternata di 9 V.c.a. che viene raddrizzata dal ponte di diodi PD1, filtrata dalla capacità C23, e applicata all'ingresso del circuito integrato stabilizzatore di tensione IC3 (MC 7805), che ci consente di ottenere la tensione di + 5 V necessaria ad alimentare il frequenzimetro.

Circuito "Opzionale" squadratore

Per ampliare le possibilità d'impiego del generatore di "BF" sinusoidale abbiamo pensato di costruire un circuito squadratore in grado di convertire l'onda sinusoidale in onda quadra. Avendo a disposizione tale forma d'onda, è possibile controllare la larghezza di banda negli amplificatori di "BF", allineare sonde, esaminare gli attenuatori di oscilloscopi, ecc.

La *figura 9* riporta lo schema elettrico del circuito squadratore che come si può notare è di una estrema semplicità. Esso è costituito da tre stadi ognuno dei quali impiega un transistor. La tensione di polarizzazione di base del primo transistor, (TR1) è ottenuta mediante il resistore R2, mentre i resistori R5 ed R7 provvedono a polarizzare le basi dei transistori TR2-

TR3. I transistori vengono fatti funzionare come commutatori in stato di interdizione, oppure in stato di massima conduzione. Il valore dei componenti impiegati nel circuito di base di TR2-TR3 (gruppo RC costituito da R4-C6, ed R7-C7) è stato scelto in modo da rendere minima la corrente di base. Il segnale sinusoidale applicato all'ingresso viene limitato fra due valori uguali di segno opposto, prendendo così la forma trapezoidale. Così manipolato viene applicato a TR2 e TR3, i quali provvedono ad una migliore squadratura, in modo tale da ottenere in uscita una forma d'onda perfettamente quadra con fronti molto ripidi. L'alimentazione dell'apparecchio si ottiene mediante il raddrizzamento e il livellamento del medesimo segnale applicato all'ingresso. A tale compito provvedono i diodi D1-D2 ed i condensatori elettrolitici C1-C2.

Descriviamo ora il montaggio pratico del generatore di "BF" e la fase di taratura. Prima di iniziare le fasi di montaggio, risulta necessario fare alcune considerazioni sulla selezione dei componenti più critici che ci permetteranno di ottenere dei buoni risultati riguardo alla precisione dello strumento. I componenti in questione sono: le coppie di condensatori delle due reti di reazione ed il doppio potenziometro che ci permette di variare la frequenza in gioco.

Selezione dei condensatori

I condensatori andranno selezionati con l'aiuto di un capacitometro digitale. Il metodo più razionale è quello di ottenere coppie di condensatori eguali tra di loro poichè non tanto è importante la precisione di capacità rispetto ai valori nominali, quanto il minimo scarto di valore tra i componenti le

coppie. Quindi con il capacimetro potrete tranquillamente selezionare le 5 coppie di condensatori (vedere figura 7) denominate C1-C6, C2-C7, C3-C8, C4-C9 e C5-C10, ottenendo per esempio per C5-C10 un valore di 1,524 μ F, per C4-C9: 152,4 nF, per C3-C8: 15,24 nF, per C2-C7: 1524 nF e per C1-C6: 102,4 pF, in modo tale da raggiungere l'equilibrio del ponte di Wien su tutte le 5 portate. Per il doppio potenziometro (PZ1/A PZ1/B), la verifica di misura andrà fatta con l'aiuto di un multimetro digitale selezionandone uno che abbia lo stesso valore Ohmmico per entrambe le sezioni come ad esempio 9,86 k Ω + 9,86 k Ω , oppure 10,1 k Ω + 10,1 k Ω .

Montaggio pratico

In figura 10 viene dato il circuito stampato dello strumento in scala 1:1 e visto dal lato rame, mentre in figura 11 viene illustrato il disegno serigrafico del piano di montaggio di tutti i componenti della piastra base. Come si nota il cablaggio risulta molto semplice quindi si può iniziare col saldare i componenti che fanno parte del generatore e cioè i resistori R1 ÷ R18, il trimmer R9, i condensatori C1 ÷ C10 e C14, i condensatori C11 e C12, gli elettrolitici C13, C15 ÷ C18 rispettandone la polarità ed infine i transistori TR1, TR2, TR3 e la lampadina L1. Proseguire con la sistemazione di tutti i componenti che fanno parte del frequenzimetro digitale e cioè i resistori R20 ÷ R24, i condensatori C20 e C21, gli elettrolitici C19, C23, C24, il condensatore C22, il condensatore C25, il ponte di diodi PD1, il diodo D1, il transistore TR5, il quarzo Q1, il trasformatore T1 ed i circuiti integrati IC1, IC2, IC3. Superata questa seconda fase passate al montaggio del pannello anteriore che alloggia i quattro displays

ELENCO COMPONENTI

Resistori

R1 = 910 Ω 1%
 R2 = 910 Ω 1%
 R3 = 12 k Ω
 R4 = 1 k Ω
 R5 = 5,1 k Ω 1%
 R6 = 330 Ω
 R7 = 1 k Ω
 R8 = 270 Ω
 R9 = Trimmer 100 Ω
 R10 = 390 Ω
 R11 = 1,8 k Ω 1%
 R12 = 100 Ω 1%
 R13 = 100 Ω 1%
 R14 = 9,1 k Ω 1%
 R15 = 3,3 k Ω
 R16 = 10 k Ω
 R17 = 200 Ω 2%
 R18 = 8,2 Ω 5W
 R19 = 4,7 k Ω
 R20 = 22 M Ω
 R21 = 3,3 k Ω
 R22 = 100 k Ω
 R23 = 10 k Ω
 R24 = 10 k Ω

Condensatori

C1 = 100 pF
 C2 = 1,5 nF
 C3 = 15 nF
 C4 = 150 nF
 C5 = 1,5 μ F
 C6 = 100 pF
 C7 = 1,5 nF
 C8 = 15 nF
 C9 = 150 nF
 C10 = 1,5 μ F
 C11 = Comp. 10-60 pF
 C12 = Comp. 10-60 pF
 C13 = 2200 μ F 40 VL
 C14 = 1 nF
 C15 = 2200 μ F 40 VL
 C16 = 2200 μ F 40 VL
 C17 = 2200 μ F 40 VL
 C18 = 2200 μ F 40 VL
 C19 = 100 μ F 16 VL
 C20 = 22 nF
 C21 = 39 pF
 C22 = Comp. 10-60 pF
 C23 = 1000 μ F 16 VL
 C24 = 1000 μ F 16 VL
 C25 = 100 nF
 C26 = 2200 μ F 50 VL
 C27 = 1000 μ F 40 VL

Potenzimetri

PZ1/A, PZ1/B = doppio
 Potenzimetro 10 + 10
 k Ω Lineare
 PZ2 = Potenz. a filo 50 Ω
 PZ3 = Potenz. 5 k Ω
 con interruttore

Semiconduttori

D1 = 1N4148
 TR1 = BCY59
 TR2 = BCY59
 TR3 = 2N1711

segue

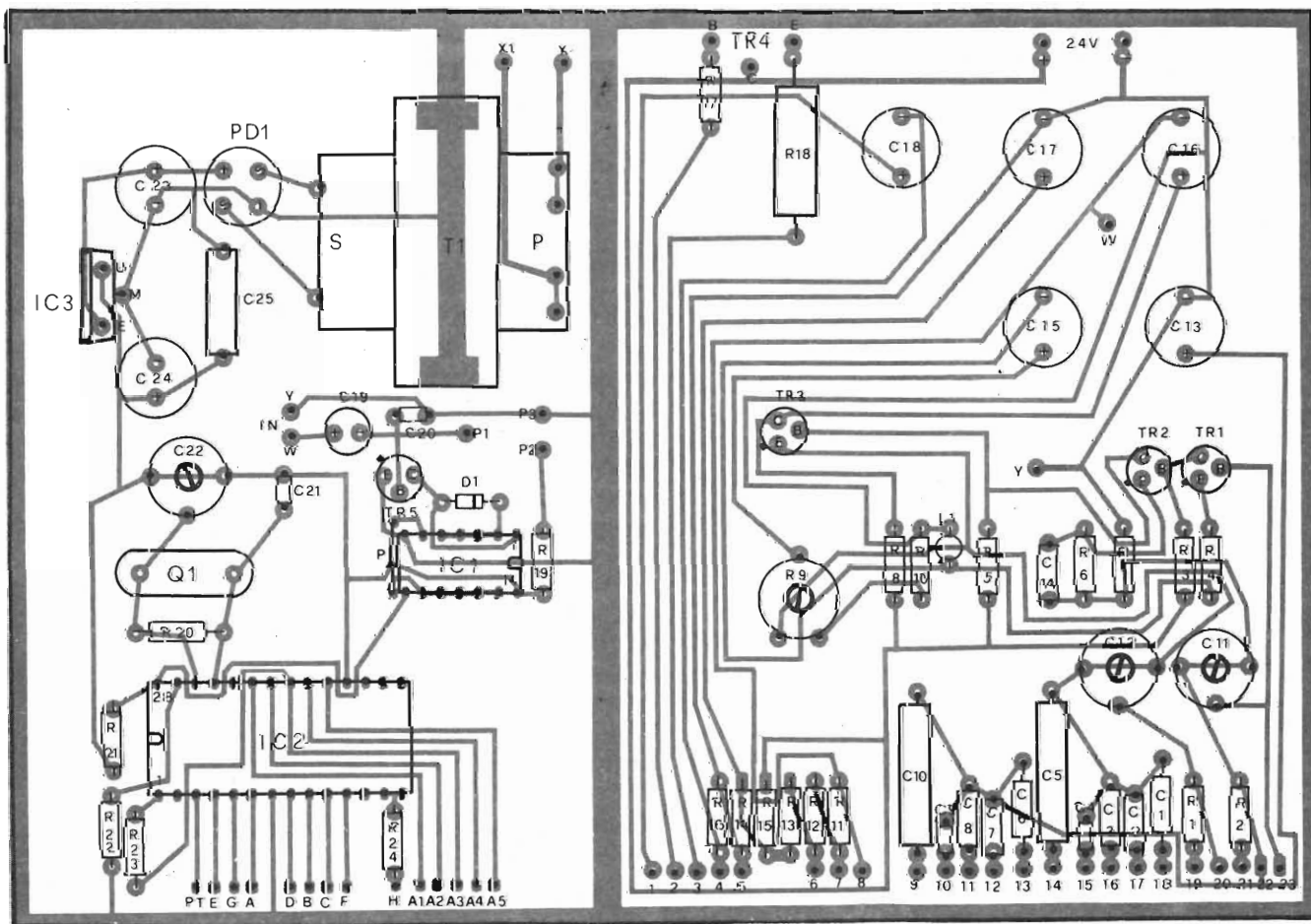


Fig. 11 - Disposizione dei componenti sulla basetta di figura 10 che supporta l'intero circuito ad eccezione dell'alimentatore 24 V e dei "display".

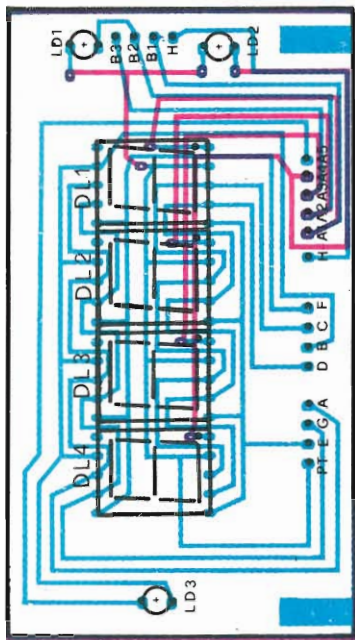


Fig. 12 - Disposizione dei quattro "display" e dei tre diodi sulla relativa basetta che andrà interfacciata con la principale sfruttando le connessioni presenti in prossimità del lato inferiore.

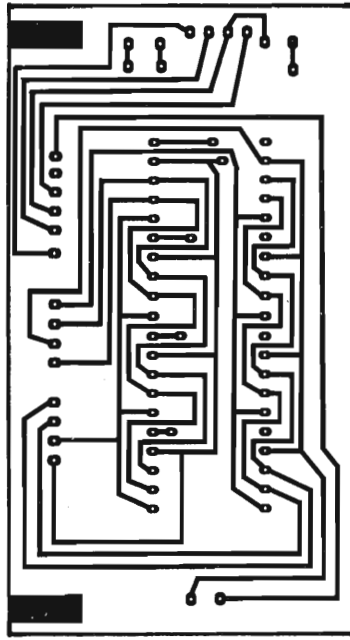


Fig. 13 - Basetta del circuito stampato "display" vista dal lato rame in scala 1 : 1.

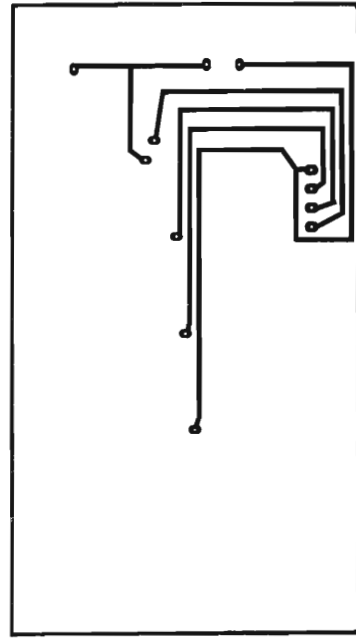


Fig. 14 - Faccia superiore del C.S. supporto "display". Da questo stesso lato andranno montati i componenti.

segue ELENCO COMPONENTI

- | | |
|--|---|
| TR4 = 2N3055 | Q1 = Quarzo 10 MHz |
| TR5 = 2N709 | PD1 = B40 C500 ponte di diodi |
| LD1 = LED 3 mm giallo | PD2 = B80 C3000 ponte di diodi |
| LD2 = LED 3 mm verde | S1A, S1B, S1C = Commutatore rotativo 5 posiz. 3 settori |
| LD3 = LED 3 mm rosso | S2 = Commutatore rotativo 3 posiz. 1 settore |
| DL1 ÷ DL4 = displays hall 41 Siemens - gialli anodo comune | L1 = Lampadina 6 V 0,3 W |
| IC1 = SN74LS13 Texas In. | T1 = Trasn. P. 220 V S. 12 V 10 W |
| IC2 = ICM7216C Intersil | T2 = Trasn. P. 220 V S. 25 V 25 W |
| IC3 = MC7805 Motorola | Usc. = Presa BNC da pannello |
| IC4 = MC7824 Motorola | |

e i tre LED, le figure 12, 13 e 14 illustrano rispettivamente il disegno serigrafico dei componenti, il lato rame inferiore e il lato rame superiore in scala 1:1. Dopo aver saldato i display DL1 ÷ DL4 ed i diodi led LD1 ÷ LD3, non vi rimane altro facendo riferimento ai punti contrassegnati sia sulla unità base sia sul pannellino. In figura 15 viene fornito il piano di montaggio dell'alimentatore a 24 V del generatore, mentre la figura 16 riporta il disegno del circuito stampato in scala 1:1 visto dalla parte ramata. Come si nota dalle figure, il montaggio dell'alimentatore è semplicissimo. Saldate il ponte di diodi PD2, i due condensatori elettrolitici C26 e C27 rispettandone la polarità e quindi passate al cablaggio generale facendo riferimento ai circuiti elettrici sui quali sono contrassegnati tutti i punti per il corretto montaggio dei comandi. Porre particolare attenzione ai collegamenti del commutatore S1A/B/C, di S2, dei potenziometri PZ1/A/B, PZ2, PZ3 e della presa d'uscita BNC. Terminata quest'ultima fase di montaggio, non vi rimane altro che procedere ad una verifica generale e minuziosa di tutto il montaggio, per passare successivamente alla relativa messa a punto.

Taratura del generatore

La messa a punto dell'intero strumento risulta abbastanza semplice, tuttavia è consigliabile eseguirla in due distinte fasi. Nella prima operazione metteremo a punto il frequenzimetro digitale alimentando solo la parte interessata. Ponete sulla portata x10 K il commutatore di gamma, inviate all'ingresso del frequenzimetro (punti W e Y) un segnale di frequenza campione 100 kHz e regolate il compensatore C22 fino a leggere sui quattro displays la frequenza di 100.0 kHz. Passate ora alla taratura del generatore. Come prima operazione collegate i punti W e Y del frequenzimetro, con i corrispondenti punti del generatore. Dopo aver alimentato lo strumento collegate sull'uscita un oscilloscopio ed un voltmetro in c.a. quindi predisponete il commutatore di portata sulla posizione x 10 K e regolate la frequenza d'uscita a 500 kHz.

Commutate l'attenuatore sulla posizione 2 V e regolate i compensatori C11 e C12 per il minimo sfasamento dell'oscillatore sinusoidale e per la minor distorsione possibile. Andate sulla portata x1, alla frequenza di 100 Hz, mantenendo l'attenuatore sempre in posizione 2 V.

Regolate il trimmer di reazione positiva R9, fino a leggere sul voltmetro in c.a. 2 Veff. esaminando nel contempo sull'oscilloscopio la forma d'onda sinusoidale al fine di ottenere la minima distorsione.

Impiego pratico del generatore di "BF"

Fra le numerose possibilità d'impiego del generatore di BF ci sembra doveroso citare qualche esempio.

È possibile determinare la potenza d'uscita nominale di un amplificatore. È noto infatti che la potenza d'uscita nominale (potenza sinusoidale) di un amplificatore si ottiene dalla tensione d'uscita nominale e dalla impedenza del carico nominale di un amplificatore pilotato completamente ad una frequenza di 1 kHz.

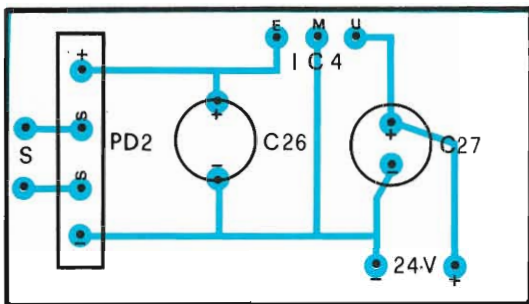


Fig. 15 - Disposizione dei componenti sulla basetta dell'alimentatore a 24 V necessario al funzionamento del generatore.

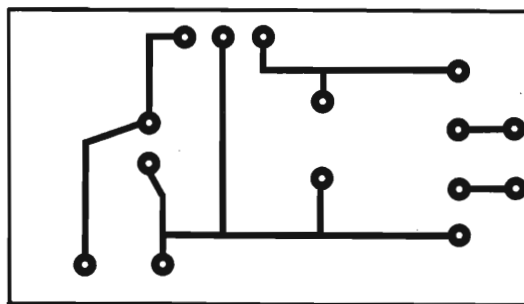


Fig. 16 - Lato rame in scala 1 : 1 del circuito stampato inerente all'alimentazione a 24 V.



Vista interna del generatore B.F. digitale

Ne risulta quindi un determinato fattore di distorsione che secondo le norme DIN 45-500 deve essere $k_{tot} \leq 1\%$ in piena amplificazione. Metodo di misura.

Mediante il generatore di BF l'amplificatore viene pilotato fino a raggiungere sulla sua impedenza di carico nominale $Z = R_a$ il fattore di distorsione dato $k_{tot} = R_a$ è possibile calcolare la potenza nominale d'uscita, infatti:

$$P_a = \frac{U_a^2}{R_a^2}$$

In questo secondo esempio vedremo come sia possibile determinare la larghezza di banda di un amplificatore.

È noto che per larghezza di banda di potenza (Power - Bandwidth) si intende la gamma di frequenze col fattore di distorsione dato per il quale si ottiene metà della potenza

d'uscita nominale. Il metodo di misura è il seguente: Col generatore di BF a 1 kHz si pilota l'amplificatore alla potenza d'uscita nominale. In seguito si varia la frequenza del generatore verso la banda bassa e alta fino a che (sempre col fattore di distorsione dato) si ottenga la metà esatta della potenza d'uscita nominale.

Un'altra applicazione può essere la determinazione delle differenze dei valori di trasmissione dei canali stereo negli amplificatori.

In questi apparecchi stereo, per una determinata gamma di frequenze, i due canali possono essere diversi uno dall'altro di un determinato valore. Secondo le norme DIN 45-500 questo scostamento deve essere ≤ 3 dB. I due canali dell'amplificatore (chiusi sulle impedenze di carico nominali Z_a) vengono pilotati dal generatore con lo stesso segnale. La differenza risultante delle due tensioni d'uscita viene letta direttamente in dB, determinando quindi l'eventuale differenza.

Altro esempio. Supponendo di aver montato sul generatore il circuito squadratore (Opzionale), è possibile effettuare un test di prova negli amplificatori mediante onda quadra.

Il segnale rettangolare si presta molto bene per un veloce esame degli amplificatori dal punto di vista delle loro proprietà di trasmissione poiché a causa dei suoi fianchi ripidi contiene un largo spettro di frequenze. Per indicare la frequenza occorre un oscilloscopio in cui sia la larghezza di banda sia la linearità di ampiezza dovranno essere migliori di quelle dell'apparecchio in misura. Prima di iniziare il "test", la tensione rettangolare va applicata direttamente all'oscilloscopio, allo scopo di poter giudicare il più esattamente possibile la successiva variazione del segnale attraverso l'amplificatore. Meglio è applicare il segnale di prova in permanenza su un canale di uno oscilloscopio a doppia traccia e applicare il segnale di uscita dell'amplificatore sul secondo canale dell'oscilloscopio.

Concludiamo così la descrizione del generatore certi di aver fatto cosa gradita ad una gran parte di hobbysti i quali potranno arricchire il loro laboratorio di uno strumento assai preciso e sofisticato.

BERKEINST

THE STEEL MARK

IL MARCHIO D'ACCIAIO

BERKEINST

THE STEEL MARK

2 ANNI DI GARANZIA

BEST SELLER DEGLI OSCILLOSCOPI DA 15 MHz

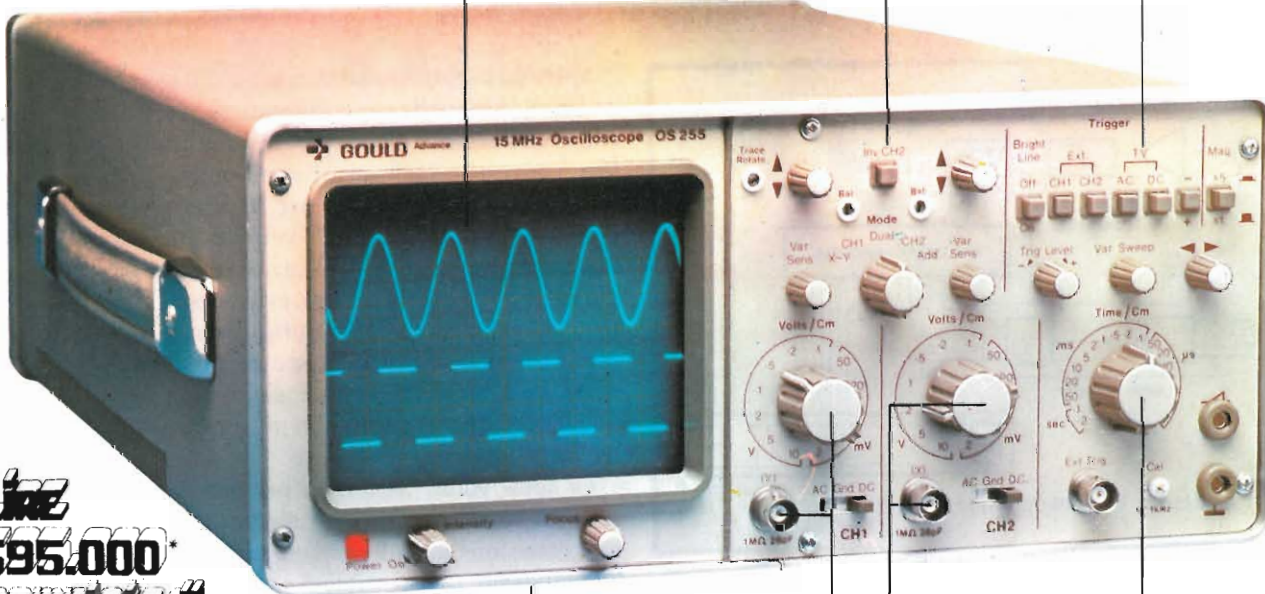
GOULD MOD. OS255

banda passante DC - 15 MHz
2 canali con sensibilità 2 mV/cm

schermo rettangolare 8x10 cm
con alta luminosità

somma e differenza algebrica
dei canali 1 e 2 mediante
i comandi ADD e INV CH2

Sincronismo TV automatico
con separatore comandato
dalla Time Base



LIRE
695.000*
completo di
due sonde

leggero (6 Kg) e
compatto (14x30x46 cm)

2 canali d'ingresso con
sensibilità da 2 mV/cm
a 25 V/cm in 12 portate

base dei tempi variabile
con continuità da
100 ns/cm a 0,5 sec/cm

Negli oscilloscopi della GOULD, una delle più grandi società americane nel campo degli strumenti elettronici di misura, si combinano perfettamente l'alta qualità ed il giusto prezzo. Il modello OS255, best seller degli oscilloscopi da 15 MHz, rappresenta ormai per migliaia di utilizzatori la soluzione ideale nelle più svariate applicazioni, grazie alla sua elevata sensibilità di 2 mV/cm, all'alta luminosità e alla portatilità. A prova della tipica qualità ed affidabilità che li contraddistingue, tutti gli oscilloscopi GOULD godono di due anni di garanzia.

OS255 15 MHz - 2 canali - 8x10 cm
2 mV/cm - sinc. TV - X-Y
OS1200 25 MHz - 2 canali - 2 mV/cm
linea di ritardo - X-Y
OS1100A 30 MHz - 2 canali - 1 mV/cm
trigger delay - single sweep
OS3000A 40 MHz - 2 canali - 5 mV/cm
2 basi dei tempi - X-Y
OS3350 40 MHz - 2 canali TV Monitor
5 mV/cm - 16 KV EHT

OS3500 60 MHz - 2 canali - 2 mV/cm
trigger view - 2 basi dei tempi
OS3600 100 MHz - 2 canali - 2 mV/cm
trigger view - 2 basi dei tempi
OS4000 Oscilloscopio a memoria digitale
1024x8 bit - sampling rate 550 ns
OS4100 Oscilloscopio a memoria digitale
1024x8 bit - 1 µs - 100 µV/cm

Tutti i modelli hanno consegna pronta

GOULD
An Electrical/Electronics Company

*Maggio 80 - Pag. alla consegna, IVA esclusa, 1 Lgs = Lire 1900 ±2%



una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettroNucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via G. Segato, 31 - tel. (06) 51.39.455

elettroNucleonica S.p.A. SEL 10/80

Desidero

maggiori informazioni su gli Oscilloscopi
Gould modello

avere una dimostrazione degli Oscilloscopi
Gould modello

Nome e Cognome

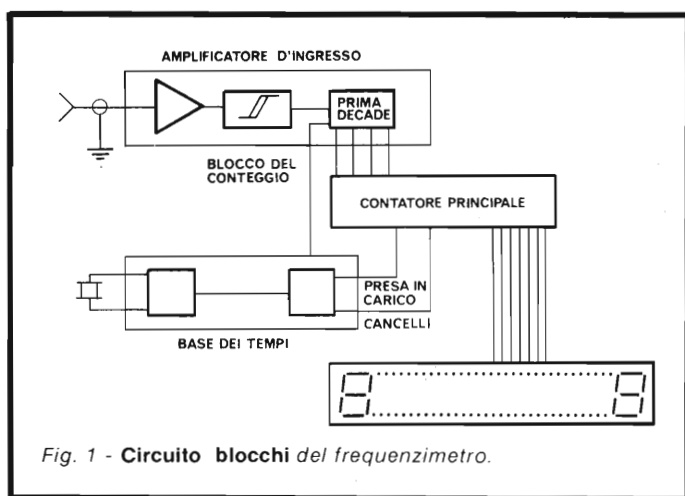
Ditta o Ente

Indirizzo

Frequenzimetro tascabile CSC "Mini-Max"

di M. Calvi

Presentiamo qui di seguito uno strumento davvero nuovo (per l'Italia) concepito proprio per il lavoro su ricetrasmittitori mobili e ponti radio situati in alture, o comunque difficilmente amovibili per i controlli; si tratta di un frequenzimetro tascabile raffinatissimo che trova anche ottimo ausilio di laboratorio.



Quando iniziammo ad interessarci di elettronica, non appena finita la seconda guerra mondiale, i tester erano più grandi come una scatola di scarpe, erano muniti di una cassetta in legno pesante e dagli spigoli condudenti, avevano una sensibilità di solo 5.000 Ohm per V e presentavano un'ottima propensione ai guasti, tant'è vero che i costruttori, nei libretti d'uso e manutenzione, dedicavano pagine intere agli ammonimenti: evitare le vibrazioni, evitare ogni minimo sovraccarico, evitare questo, quello, tutto. In pratica, i tester di allora destinati ad essere tenuti sotto la classica campana di vetro, come gli orologi Fabergé di gazzaniana memoria.

Le loro caratteristiche non incoraggiavano certo l'uso mobile, anzi parevano escluderlo.

Ci sono voluti trent'anni per giungere dai "mostri nella cassetta" agli odierni tester digitali semitascabili che hanno una precisione incredibilmente maggiore, un numero di portate multiplo, una sensibilità semplicemente incomparabile e malgrado tutto una robustezza sensibilmente maggiore che non preclude affatto l'impiego "esterno". Ben diverso è stato il progresso nel campo dei frequenzimetri, grazie alle conoscenze attuali. Anche i primi esempi commerciali di questi, TTL, apparsi una decina d'anni addietro, erano decisamente sconsigliabili per l'utilizzo al di fuori del laboratorio. Prima di tutto prevedevano l'alimentazione solamente a rete, poi erano pesanti, data la loro complessità presentavano poca resistenza ad urti e vibrazioni e fattore ultimo ma non certo come importanza, avevano un ingombro sfavorevole. Malgrado ciò i tecnici addetti alle riparazioni nei radiotelefonisti, li hanno impiegati ugualmente, sia pure penosamente, non di rado con l'alimentazione ricavata da inverters, nei luoghi più "impossibili". Ovviamente, i tecnici si auguravano che apparisse sul mercato qualcosa di più pratico, di più maneggevole, che sembrò essersi realizzato con frequenzimetri MOS-LSI alimentati a pile con display LCD. Presto però gli addetti ai lavori scoprirono com'era facile far cadere a terra questi strumenti, specie manovrando le sonde: com'era arduo effettuare le letture in molti casi, e come, in sostanza permanesse la scomodità d'impiego in moltissime situazioni.

Ora, staremmo per dire "per la gioia" dei tecnici addetti alle misure esterne, è apparso un frequenzimetro veramente



miniatura, il CSC "MINI-MAX", che sta nel palmo della mano o nella tasca del camice, che ha l'alimentazione entro-contenuta, un display LED brillante ed incassato sì da non soffrire delle luci esterne, che è leggero, robusto, ed addirittura può essere impegnato senza connessione diretta con l'apparecchio da sottoporre a controllo mediante l'antennina incorporata! Ecco quindi che anche il frequenzimetro ha compiuto il cammino evolutivo del tester, ma in un tempo di gran lunga minore grazie all'integrazione a larga scala. Il paragone è più che mai valido considerando che anche il frequenzimetro "tascabile" può essere impiegato nel laboratorio con una flessibilità incomparabilmente superiore rispetto a quella dei normali strumenti da banco vincolati alla rete-luce. Niente cavi aggrovigliati, niente contorsionismi per raggiungere il punto di misura, indicazione sempre e direttamente sotto allo sguardo, leggerezza, ampia autonomia...

Bene non occorre che ci dilunghiamo ulteriormente; chiunque impieghi un frequenzimetro ha ben compreso i vantaggi presentati dal modello "che sta in mano".

Vediamo piuttosto le caratteristiche fondamentali.

Premettiamo che la precisione in frequenza e del conteggio sono identiche a quelle dei tipi convenzionali, mentre la semplicità d'impiego è senza dubbio maggiore.

I dati del frequenzimetro "MINI-MAX" della CSC sono i seguenti:

- 1) Normalmente la lettura giunge sino a 50 MHz con una risoluzione di 100 Hz.
 - 2) Non vi sono comandi sul pannello (!). Il MINI-MAX è completamente automatico; non si richiede alcun controllo per la gamma, la polarità, la durata, il trigger, il livello d'ingresso.
 - 3) Cancellazione automatica degli zeri. Tutti gli zeri a sinistra della prima cifra sono automaticamente soppressi; per una facile lettura vi sono i punti decimali che dividono kHz e MHz. Si accendono automaticamente quando l'apparecchio è azionato.
 - 4) Protezione all'ingresso contro i sovraccarichi. Il frequenzimetro prevede un sistema di protezione a diodi talmente efficace, che se lo si connette direttamente alla rete-luce per errore, non interviene alcun danno.
- Nella sua gamma di prezzo, l'apparecchio non ha rivali.

Come funziona

La figura 1 mostra lo schema a blocchi del frequenzimetro MINI-MAX, vi sono quattro settori principali:

- 1) amplificatore d'ingresso.
- 2) contatore principale.
- 3) display.
- 4) base dei tempi.

L'amplificatore d'ingresso elabora il segnale e lo forma per il contatore a decade ad alta velocità seguente. L'uscita del contatore a decade è portata al sistema di conteggio principale, che effettua la maggior parte delle operazioni di valutazione dei segnali. Le misurazioni in codice binario, sono continuamente aggiornate da precisi comandi di temporizzazione che giungono dalla base dei tempi. La misura pronta per essere letta, è convertita dal codice binario a quello del display e manifestata dai sei indicatori LED a sette segmenti.

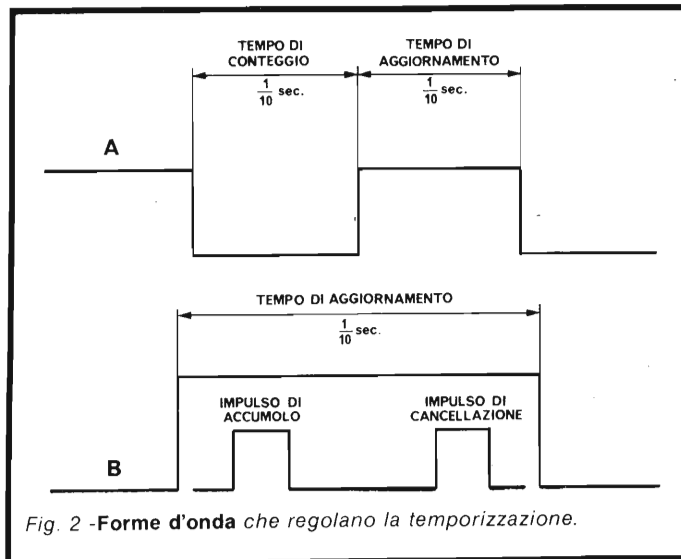


Fig. 2 - Forme d'onda che regolano la temporizzazione.

Il settore base dei tempi genera un segnale di gate precisissimo, che vale 0,1 secondo, per il contatore principale ed i segnali che servono per elaborare il segnale d'ingresso. Ciascuna sezione sarà dettagliata maggiormente, e consideriamo per prima la temporizzazione del MINI-MAX.

Temporizzazione

La figura 2A mostra il diagramma dei tempi, con gli impulsi necessari per elaborare il segnale all'ingresso.

La forma d'onda superiore mostra un tempo a livello "basso" tra i punti A e B, seguito da un impulso "alto" lungo 0,1 secondi. Questa è la forma d'onda che inibisce il conteggio e controlla la prima decade nel primo blocco dello strumento. Poiché tutti i segnali da conteggiare passano attraverso a questo sistema, il controllo del contatore principale può essere ottenuto commutando il primo divisore a decade "on" ed "off".

Per una migliore comprensione, si assuma che il contatore principale è azzerato, e di conseguenza ogni cifra è zero. Al punto A della figura 2A, la prima decade è posta in funzione ed inizia ad accumolare (contatore) gli impulsi che giungono.

Ne! punto B della figura 2A, la prima decade di conteggio è posta a riposo e tutti gli impulsi giunti durante l'intervallo di tempo sono avviati al contatore principale.

A questo punto inizia il periodo di "aggiornamento". La figura 2B mostra la relativa forma d'onda in dettaglio.

Poco dopo l'inizio dell'impulso di "aggiornamento", o "attualizzazione", un impulso di accumulazione comanda al contatore principale (che ha preso in carico tutti gli impulsi in una memoria temporanea) di inviare i dati nei registri ad accumulazione. Il sistema conserva dati e mostra la nuova misura dopo che l'ultimo impulso è passato.

In base al sistema di controllo degli impulsi all'ingresso, il display mostra sempre la lettura del valore precedente ad ogni lettura, come dire che "ritarda" di 0,2 secondi. Ciò non è comunque uno svantaggio visto che la frequenza all'ingresso è quasi sempre abbastanza costante, come mostra la pratica, e non muta da campionatura a campionatura.

In seguito, l'impulso di reset comanda al contatore principale di portare tutte le memorie provvisorie a zero, preparandole per il prossimo ciclo di misura.

In un sistema asincrono come è il MINI-MAX, vi è sempre un errore di più o meno un conteggio. Ciò avviene a causa dell'inizio casuale del ciclo di temporizzazione rispetto al segnale d'ingresso; come dire che il ciclo di temporizzazione può iniziare appena prima o appena dopo un impulso all'ingresso. Come si vede, lo scarto è comunque del tutto trascurabile.

Contatore principale e display

L'amplificatore è connesso alla sorgente di segnale da misura, e di conseguenza deve essere in grado di sopportare una vasta gamma di valori che si possono incontrare nel lavoro, pur continuando a funzionare perfettamente.

Il MINI-MAX, allo scopo, è provvisto di un preamplificatore a larga banda FET protetto a diodi che tollera i sovraccarichi più violenti senza danno, mentre l'elevatissima impedenza d'ingresso del FET permette l'accoppiamento con qualunque circuito caricandolo minimamente.

Dopo che il segnale in prova ha attraversato il preamplificatore a FET, perviene ad una serie di altri preamplificatori a basso rumore che lo elevano ad un livello utilizzabile per l'elaborazione digitale. Giunge di seguito al divisore a decade.

Il divisore a decade è impiegato come prescaler ad alta velocità, progettato per ridurre il segnale elevato all'ingresso ad una frequenza che il contatore principale può contare.

Il gruppo amplificatore d'ingresso

Il contatore principale consiste in un integrato a larga scala (LSI) munito di 40 terminali, che contiene tutto il sistema di scaler nonché la decodifica BCD all'uscita che serve per formare il codice binario a 6 cifre.

In più, l'integrato, comprende anche la logica atta a produrre il sistema multiplex per il bit strobe, l'oscillatore di ricerca, il sistema di cancellazione degli zeri. In tal modo i dati sottoposti ad elaborazioni come abbiamo detto.

Posta in memoria durante il periodo di misura, la nuova

valutazione alla fine è trasferita al sistema di display.

Ogni gruppo di elaborazione serve una cifra del display ed ha quattro linee di uscita.

La logica di esplorazione del display campiona sequenzialmente le quattro linee.

Il display è costituito da sette segmenti LED per ciascuna cifra, che combinati realizzano ogni numero da zero a nove.

Per produrre un numero nel display, le uscite BCD dal Master Counter (sistema di conteggio principale) devono essere convertite in un codice che sia compatibile con il sistema LED a sette segmenti.

In molti progetti ciascun controllo di display richiede il suo proprio pilota decoder dei sette segmenti; ciascun pilota richiede una resistenza limitatrice per ogni segmento acceso, quindi 7 segmenti per 6 cifre, si hanno 42 resistenze e 6 decodifiche.

Per ridurre il costo della circuiteria, si impiega un sistema di multiplex che incorpora tutto quello che serve per il pilotaggio di ciascun sistema a sette segmenti, le sette resistenze limitatrici, i sei transistori piloti.

Il sistema commuta in sequenza ciascun sistema a 4 BIT del decoder, e simultaneamente illumina la cifra connessa nel display. Quindi, solo una cifra è attiva ogni volta, però la commutazione da cifra a cifra è estremamente rapida ed oltre alla capacità di discernere dell'occhio umano, sicché sembra di vedere continuamente acceso il display a 6 cifre.

In tal modo si ricavano molteplici vantaggi. Prima di tutto, si semplifica notevolmente il circuito, poi, siccome ogni cifra è accesa solamente per un sesto del tempo complessivo, l'assorbimento è pari ad un sesto di quello di un display dall'accensione continua.

Infine, si incrementa anche l'efficienza dei LED.

Questa cresce con la corrente ed allora un display alimentato ad impulsi genera più luce di un LED acceso di continuo con una corrente analogica. L'occhio umano non vede la pulsa-

ECCEZIONALE OFFERTA DI NUMERI ARRETRATI DI ELEKTOR

Per chi ha scoperto Elektor in ritardo e desidera avere tutti i fascicoli arretrati del 1979, offriamo con uno sconto eccezionale 6 numeri (giugno, luglio/agosto (speciale 100 circuiti) settembre, ottobre, novembre, dicembre)

L. 7.000
anziché
14.000

Inviare questo coupon a: J.C.E. - Elektor - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.
SPEDITEMI I 6 NUMERI DEL 1979 DI ELEKTOR
PAGHERO' AL POSTIVO L. 7.000 (ANZICHE' L. 14.000) + spese di spedizione
Cognome _____
Via _____
Città _____
C.A.P. _____
Nome _____

zione della luce, ma tende a valutarla in una misura più forte di quella effettivamente emessa. Ciò comporta una riduzione della corrente per il display ulteriore (che rappresenta la maggior parte di quella assorbita) pur mantenendo le cifre ben discernibili e luminose.

Base dei tempi

Il settore base dei tempi è il regolatore principale del contatore detto "clock". Produce degli impulsi di cancellazione, rimessa a zero, messa in memoria, necessari per regolare l'afflusso dei dati correttamente.

Un quarzo scelto con una particolare cura da 3,58 MHz controlla l'andamento della sorgente-campione allo scopo di produrre esattamente gli impulsi da 0,1 secondi.

La precisione della base dei tempi è di ± 3 ppm.

Questo termine, comune per la valutazione dei clock significa che la precisione vale più o meno 3 Hz per MHz, come dire più o meno 150 Hz a 50 MHz.

Tutta la circuiteria della base dei tempi è regolata, per assicurare che se la tensione delle pile muta, e di conseguenza il valore applicato ai capi cambia, non vi siano effetti negativi sulla precisione della base dei tempi.

La prova del MINI-MAX

Per impiegare il MINI-MAX a rete, si deve inserire 1 spinotto dell'adattatore-caricatore nella presa apposita che è posta alla sommità dell'apparecchio, lato destro guardando il display. La spina di rete dell'adattatore-caricatore sarà connessa ad una presa nelle vicinanze.

Per il lavoro con l'alimentazione entrocontenuta, si deve asportare il coperchio, connettere una batteria alcalina da 9 V all'attacco presente interno, porla nel ricettacolo e richiuderlo.

La figura 3 mostra il collegamento per la prova del frequenzimetro.

Il generatore RF deve avere una banda di frequenza con un minimo di 1 MHz ed un massimo di oltre 50 MHz, con una tensione-segnale di uscita più grande di 30 mV RMS.

In queste condizioni si accenderà il MINI-MAX, spostando l'interruttore a slitta su ON. I due punti decimali LED che separano MHz e kHz devono accendersi sul display.

Acceso il generatore RF, ed atteso il tempo necessario per la sua stabilizzazione (da 3 a 5 minuti; il tempo più lungo è necessario per i vecchi strumenti professionali ibridi, a tubi più semiconduttori) lo si porrà a 2 MHz e si regolerà l'uscita a 50 mV (milliVolt) RMS.

Il MINI-MAX deve offrire una lettura molto vicina a 2 MHz; se vi è un errore, è assai più probabile che a sbagliare sia il generatore, visto che non sempre le scale di questi strumenti sono esatte: anzi.

Il MINI-MAX deve mostrare un 2 nella prima cifra a sinistra, con il punto decimale acceso alla sua destra.

Questo punto è l'indicatore dei MHz. Ora, si sintonizzi il generatore più vicino a 2,0010 MHz che sia possibile.

L'ultima o le due ultime cifre tenderanno a fluttuare perché i generatori RF hanno sempre una certa fluttuazione, se non si tratta di apparecchi di tipo squisitamente professionali che si possono contare sulle dita.

Ora si può sintonizzare il generatore RF a 50 MHz ed aumentare l'uscita a 50 mV RMS. Il MINI-MAX deve indicare tale frequenza.

Per ottenere delle letture precise

Vi sono delle regole fisse da seguire, per delle letture attendibili. Sono basate sulle conoscenze seguenti:

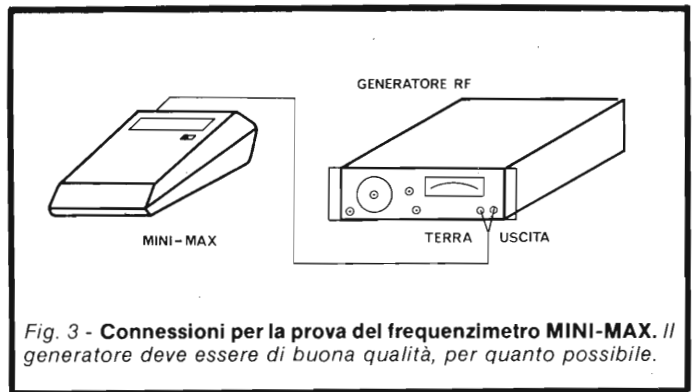


Fig. 3 - Connessioni per la prova del frequenzimetro MINI-MAX. Il generatore deve essere di buona qualità, per quanto possibile.

- 1) La conoscenza della sorgente di segnale.
- 2) La conoscenza delle caratteristiche d'ingresso del frequenzimetro.
- 3) Il modo di accoppiare la sorgente del segnale ed il frequenzimetro.

Caratteristiche della sorgente di segnale

Il MINI-MAX ha una sensibilità d'ingresso di meno 30 mV, tra 100 Hz e 30 MHz.

Tuttavia, se il segnale erogato dalla sorgente è per proprio conto ricco di rumore, il frequenzimetro può anche indicare tutto un guazzabuglio di numeri confusi che non hanno significato alcuno. La prima regola è quindi conoscere il rapporto segnale-rumore, nella portante da misurare. Per ottenere una lettura significativa, è necessario che il segnale sia a +40 dB rispetto al rumore (cento ad uno) o ad un livello del genere, come per altri frequenzimetri.

Stabilità del segnale e modulazione

Essendo nota la sorgente di segnale, si ha un'idea della sua stabilità. Quando si prova un ricetrasmittitore CB, la lettura è ben netta perché il trasmettitore è controllato a cristallo.

Tuttavia, molti segnali, ad esempio di generatori di funzioni, non sono molto stabili, ma fluttuano dell'1% e fino al 5%. In pratica hanno una percentuale di modulazione di frequenza che per il frequenzimetro appare come una sorta di rumore e fa fluttuare le cifre a destra, rendendo impossibile una lettura netta.

Linee di accoppiamento e cavi

L'accoppiamento del frequenzimetro alla sorgente di segnale del frequenzimetro è un punto critico che deve essere approfondito.

Molti cavi schermati hanno una capacità di circa 25 pF per 30 centimetri. Un cavo lungo poco più di un metro appare come un condensatore da 100 pF. Quando è connesso ad una sorgente di segnale dall'impedenza di 100 kΩ che lavora a 150 kHz, il cavo attenua il segnale di uscita ad un decimo, rispetto al suo valore senza carico, a terminali aperti.

Di conseguenza è importante:

- 1) Prima di tutto mantenere i cavi di connessione diretti al jack posto alla sommità dell'apparecchio i più corti che sia possibile.
- 2) Capire che i cavi sono un carico severo per le uscite ad alta impedenza e che portano fuori risonanza le sorgenti di segnale formate da circuiti oscillanti.

L'impiego della mini-antenna

La mini-antenna che può essere collegata al terminale "ant" (figura 4) permette all'operatore di impiegare il frequenzimetro per misure accurate nei ricetrasmittitori senza portare fuori sintonia il settore emittente e senza far fondere

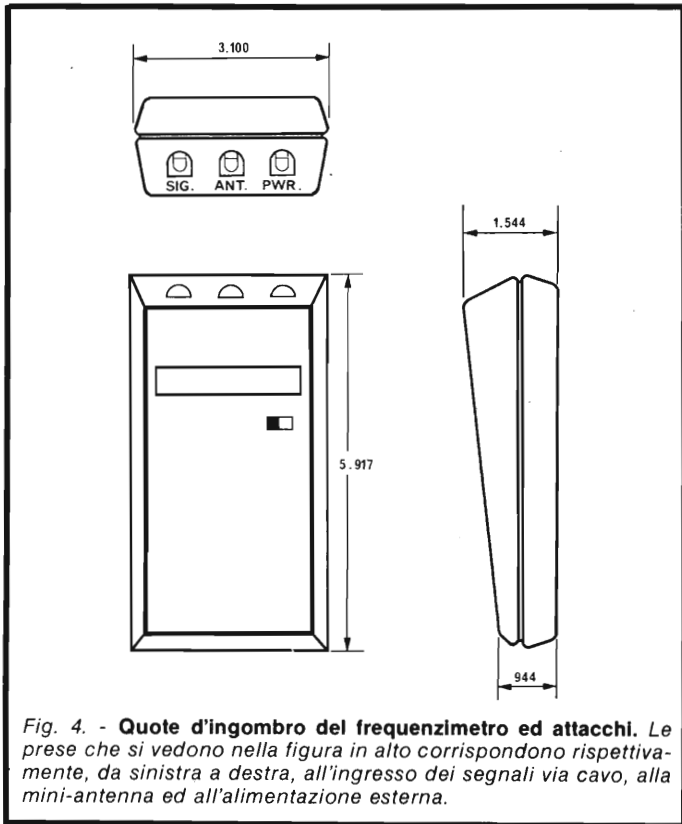


Fig. 4. - Quote d'ingombro del frequenzimetro ed attacchi. Le prese che si vedono nella figura in alto corrispondono rispettivamente, da sinistra a destra, all'ingresso dei segnali via cavo, alla mini-antenna ed all'alimentazione esterna.

Per misurare la frequenza di un trasmettitore CB, la mini-antenna può essere posta a circa un metro dalla relativa antenna (a stilo) o da un carico fittizio non schermato per ottenere un conteggio stabile.

In altre condizioni la mini-antenna andrà accostata o allontanata a seconda della potenza del trasmettitore sottoposto a misura.

Prove nell'audio

Nelle misure audio s'incontrano dei problemi particolari.

Uno dei più comuni è dato da impulsi ad alta frequenza sovraimpressi. In certi casi una piccola serie di picchi ed impulsi a 30 MHz può essere raccolta in un decimo di secondo. Ad un kHz, una serie di picchi del genere può rappresentare il 30% del conteggio totale. Quindi, è assolutamente necessario avere l'audio privo di impulsi a frequenza elevata (ad esempio allorché si misura la modulazione di un trasmettitore in specie).

Un rimedio per questa situazione è porre un piccolo condensatore bypass all'ingresso del frequenzimetro (cavo di connessione del frequenzimetro). Il valore del bypass può andare da 50 a 1.000 pF.

Un altro problema incontrato molto spesso, nelle misure audio, più che in quelle RF è causato dalla raccolta di segnali parassiti.

I circuiti audio in generale impiegano delle impedenze assai più alte di quelle dei circuiti RF ed in tal modo sono assai più sensibili alla captazione di interferenze di linea, di impulsi e di interferenze varie.

Una buona regola da usare è *impiegare sempre cavi di connessione schermati* come quelli dati a corredo del MINI-MAX per le prove nell'audio. *Le connessioni non schermate devono essere ridotte per quanto possibile; devono essere cortissime.*

(!) l'amplificatore d'ingresso del MINI-MAX nel caso di grandi potenze.

Per l'uso, si avvita semplicemente l'antenna nella presa opportuna.

Valigette per assistenza tecnica Radio TV e ogni altra esigenza



custodie per strumenti di misura

art. 526/abs/TVR
VALIGETTA MODELLO '007
PER ASSISTENZA
TECNICA RADIO TV
Fabbrica specializzata in:
Borse per installatori, manutentori di impianti elettrici, idraulici, impiantisti ed ogni forma di assistenza tecnica



ditta **FERRI**
del dottor Ferruccio Ferri

via castel morrone 19
telefono 27.93.06
20129 milano - italy

a richiesta si spedisce il catalogo generale

Cognome _____
Nome _____
Via _____ N. _____
Città _____ CAP _____

Il generatore d'impulsi d'oggi per la logica di domani



Il generatore d'impulsi PM 5716 realizzato per pilotare le logiche attuali dispone di una riserva di capacità in grado di comandare praticamente qualsiasi circuito logico possano realizzare domani i progettisti.

- Questo nuovo generatore:
- fornisce impulsi di 20 V fino a 50 MHz
 - garantisce prestazioni universali per circuiti C-MOS
 - funziona anche con TTL, DTL, RTL, ecc.
 - limita automaticamente l'ampiezza dell'impulso per proteggere il dispositivo in prova
 - ha tempi di transizione variabili fra 6 ns e 100 ms
 - ingresso di sincronizzazione ed alta impedenza (1 MΩ)
 - ignora i transistori e gli impulsi riflessi
 - può funzionare su linee non terminate.

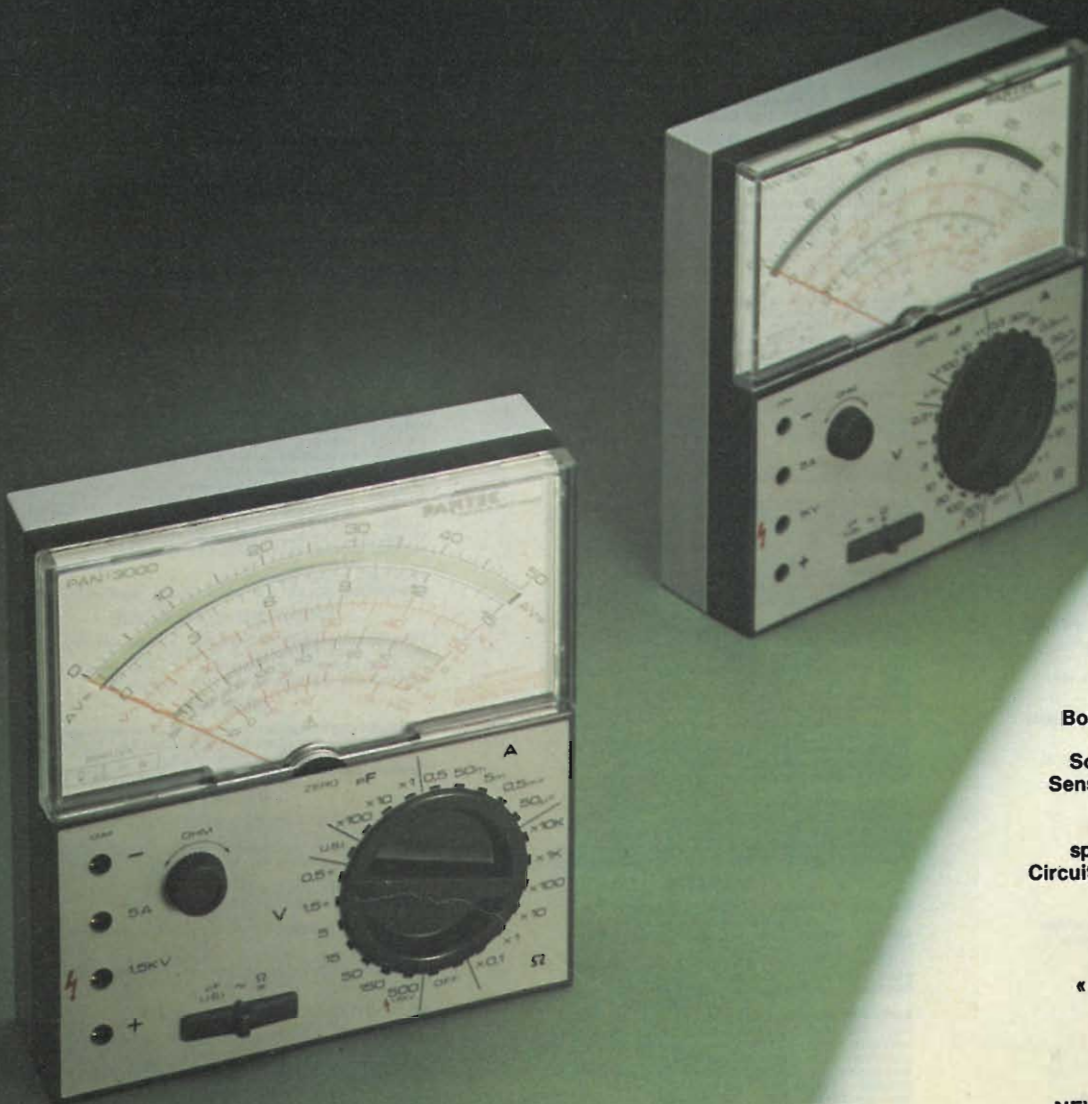
Per maggiori informazioni tecniche e preventivi scrivere a: Philips S.p.A. - Sezione Scienza & Industria Viale Elvezia, 2 - 20052 MONZA - Tel. (039) 3635.1



PHILIPS

METTITI IN TESTER IDEE NUOVE

PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI



... ad esempio
il Tester
PAN 3000
e PAN 3001
della PANTEC
i «Superprotetti»

NOVITA' ASSOLUTA

La «Superprotezione» PANTEC
mediante sistema a scaricato
a stato solido (TRIAC)
a ripristino automatico
a fusibile super-rapido

Queste caratteristiche
dei Tester PAN 3000 e PAN 3001
si uniscono alle ben note qualifiche
di precisione e modernità
di tutti gli strumenti PANTEC

Bobina mobile a nucleo magnetico centrale
insensibile ai campi esterni
Sospensioni elastiche su gioielli antishock
Sensibilità: PAN 3000 = 20 K Ω /V c.c. e c.a.
PAN 3001 = 40 K Ω /V c.c. e c.a.
Quadrante a 4 scale colorate
specchio antiparallasse - 110° di ampiezza
Circuito elettronico realizzato con reti resistive
a film-spesso e circuiti integrati L.S.I.
Selezione portate con
« commutatore rotativo brevettato »
a due sezioni complanari realizzate
« OSTAFON® », materiale autolubrificante
di elevata durezza
Capacimetro a reattanze
Iniettore di segnali per ricerca guasti
negli apparecchi radio e

NEW! S.W.G. generatore di onda quadrata

I TESTER PAN 3000 E PAN 3001
FANNO PARTE DELLA LINEA PANTEC COMPLETA
PAN 8
PAN 3
MAJOR
MAJOR

PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI

Precisione e novità
nel tuo strumento di misura

La musica elettronica



Settima parte - di P Bozzola

Introduzione al sistema di sintesi Politonico/Polifonico

Siamo ormai sulla buona strada per completare il nostro mosaico, che terminerà con la messa a punto del controllore di polifonia per il nostro sintetizzatore.

Chi ha seguito le scorse puntate avrà osservato come io stia procedendo evitando schemi e descrizioni di cablaggi - da rimandare a dopo - per poter così dare velocemente e subito una panoramica di tutto l'insieme, senza dispersioni.

Dunque, dopo avere discusso dell'encoder (peraltro presentato in dettaglio, nella sua teoria, su queste stesse pagine in altri articoli e dopo avere accennato al banco Multiplexers, è ora la volta di una descrizione più accurata della teoria di questi ultimi, che sono i veri e propri elementi indispensabili per arrivare ad una efficiente polifonia.

Ricordo che avete letto, su queste pagine, i seguenti argomenti:

- Principio dell'Encoder, e suo collegamento ad un tipico Port di I/O; successiva lettura (data l'emissione da parte dell'Encoder stesso) da parte del computer del codice che identifica il tasto premuto.
- Introduzione al funzionamento del DAC (Digital to Analog Converter) ed interfacciamento del DAC col Databus del Computer, generazione dei segnali interfacciamento del DAC col Databus del Computer, generazione dei segnali di abilitazione (DAC ENABLE negato) e memorizzazione del dato nei "latches" al Multiplexer ("MUX").

Inoltre, ricordo ancora, che il discorso sugli argomenti accennati sopra si rifà sul seguente materiale di base:

- Una struttura analogica di sintesi audio (VCO, VCF, VCA, ADSR etc.) i cui moduli siano raggiungibili agevolmente come entrate e/o uscite, sia audio che di controllo.
- Un computer "efficiente", ovvero della classe "AIM/SYM/

KIM", di buona velocità (ciclo istruzione di 1 microsec.) e dotato di periferiche versatili (6522). Appunto le migliori prestazioni fornite vengono consigliati i processori della famiglia 6502

- Una tastiera da 5 ottave con un singolo contatto.
- Documentazioni complete, componenti e moduli per Encoder, DAC e MUX. Per questi ultimi vi rimando al riquadro finale.

Detto questo, poiché la scorsa volta avevo accennato al banco dei MUX, ma interrompendomi subito per mancanza di spazio, ecco che ora mi riprometto di darvi una completa e approfondita descrizione del MUX. Questo è infatti, del sistema di controllo polifonico, il solo componente che va conosciuto a fondo. DAC ed Encoder invero si possono trattare benissimo come "scatole nere": l'Encoder genera un codice binario univoco relativo ad ogni tasto premuto ed un segnale di "Strobe" che indica quando il codice emesso è valido ai sensi della sua lettura da parte della CPU.

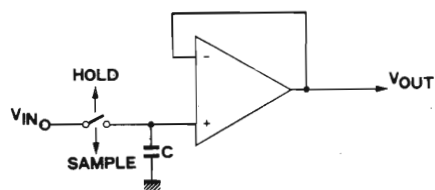


Fig. "a" - Struttura di un "Sample - Hold".

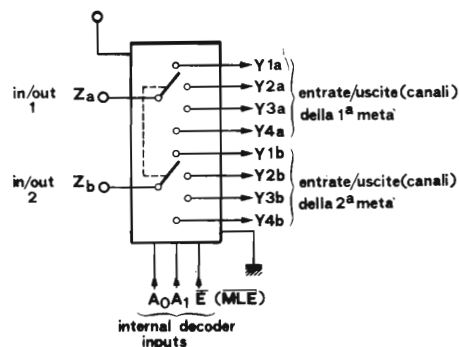


Fig. "b" - Multiplexer analogico C - MOS "4052".

Da parte sua, il DAC riceve un binario su sei bit al suo ingresso, e genera alla sua uscita una tensione di controllo (Control Voltage - C.V.) il cui valore è esattamente proporzionale al valore del dato ricevuto in ingresso.

L'Encoder è una struttura puramente digitale, mentre il DAC è un insieme di circuiteria digitale (circuiti di input, latch, drivers) ed analogica (moltiplicatore o divisore per generare la C.V.).

Il MUX è anch'esso un misto di digitale ed analogico, ma non si può, a mio avviso, trattare come una scatola chiusa poiché la sua struttura influenza il software, e quindi il funzionamento va analizzato a fondo.

Lo facciamo qui di seguito, una volta per tutte, salvo poi presentare più in seguito lo schema definitivo.

Descrizione della teoria del multiplexer di C.V. (MUX).

Avendo un Encoder collegato ad un Port di I/O sul computer, noi possiamo, quando lo vogliamo e quando lo Strobe sia ad uno, leggere "il tasto premuto sulla tastiera".

Dopodiché se noi inviamo tale dato o codifica come dir si voglia al DAC direttamente avremo all'uscita del DAC, *subito* la C.V. corrispondente a tale tasto.

In poche parole, abbiamo realizzato, usando l'insieme "Encoder + DAC", un validissimo sostitutivo del vecchio ed ormai sorpassato controller per tastiera di tipo analogico. Probabilmente fra l'altro questo sarà il passo a cui molti fra i miei vecchi lettori son già arrivati, e sarà anche il passo minimo da implementare per chi ora di fresco si accinge ad entrare nel mondo della polifonia.

D'altronde, se l'utente desidera avere una informazione più completa su quello che sta accadendo sulla sua tastiera, il sistema EK (encoder) + DAC è limitato, in quanto si è di nuovo fermi al vecchio impasse della possibilità di riconoscere solo una nota alla volta.

Ma noi sappiamo che, potenzialmente, l'Encoder è capace di generare "scansioni" *continue* della tastiera, e di emettere dunque "sequenze" di codifiche relative ai tasti premuti (dunque più di uno).

Ora, la prima idea che viene in mente è da utilizzare SUBITO tali codifiche relative ai numerosi tasti premuti per sottoporle, da parte del computer, ad una elaborazione.

E, difatti, colleghiamo l'Encoder al Port di I/O del computer.

Avvenuta l'elaborazione, il computer stesso provvederà ad emettere sul suo databus i nuovi dati (i risultati della elaborazione).

Adesso l'idea è quella di utilizzare tali "risultati" nei confronti del DAC.

Collegheremo dunque, con le modalità previste nella scorsa puntata, il DAC al bus dei dati del computer, previa opportuna generazione del corretto segnale di "abilitazione" (Enable).

Tutto OK ad ora? Se la risposta è positiva, eccoci allora ad esaminare un esempio chiarificatore che ci illustrerà come procedere in seguito nella implementazione del sistema di controlli.

Ebbene, ammettiamo di avere eseguito i suddetti collegamenti.

Ora premiamo TRE note, diverse ovviamente fra di loro, sulla tastiera. Sappiamo che l'Encoder inizierà ad emettere le varie codifiche: un'indagine sullo strobe rivelerà che esso va ad uno per un ciclo di clock in corrispondenza della emissione della codifica della prima nota premuta, della seconda, della terza, e di nuovo della prima e così via.

Leggendo *solo in corrispondenza di uno strobe attivo*, il computer in pratica riceverà al suo ingresso, ripetutamente, a sequenza: 1231 = 23123123123..., ove 1, 2 e 3 sono per cosiddire le codifiche di ciascuno dei tasti premuti.

Pur elaborate, tali codifiche usciranno - dirette verso il DAC - sempre sotto l'aspetto di "ABCABCABCABC...".

Questo, con un collegamento siffatto, determina alla uscita del DAC una scaletta di C.V. che continua a ripetersi, ed è quindi inutilizzabile, così come è, per scopi audio.

Infatti noi dobbiamo riuscire a "separare" fisicamente un gradino di C.V. dall'altro, avendo così a disposizione lo "step" di C.V. relativo alla nota 1, quello relativo alla 2 e quello della 3: ripeto, tutti indipendenti ed assolutamente incorrelati fra di loro.

Come possiamo ottenere ciò?

Ovviamente con un Multiplexer, ovvero un particolare circuito che, in sincronismo perfetto con le variazioni del segnale al suo ingresso, destina ad ognuna delle sue uscite (canali) la specifica variazione avvenuta nel ciclo di scansione.

Nel nostro caso, quando al DAC arriverà, da parte del computer, il dato che farà generare al DAC la C.V. relativa al primo tasto premuto, in pratica dovremo collegare - solo nel periodo in cui la codifica suddetta è presente - l'uscita del DAC ad un canale capace poi a sua volta di ritenere in qualche modo l'informazione di C.V.

Non appena il dato in ingresso al DAC cambia, quindi, sapendo che anche la C.V. generata cambierà poco dopo (col "dac settling time"), noi dovremo tagliare il collegamento con il canale successivo usato, e immediatamente predisporre il collegamento con il canale successivo. Anche stavolta, dun-

que, la C.V. generata fluirà nella sua propria "strada".

Identicamente il discorso si ripete per tutti i canali successivi. Ovviamente il software di gestione dell'insieme dovrà tenere conto del numero di canali indipendenti disponibili, per cui, infine, l'esecutore sulla tastiera potrà effettivamente "suonare" con un numero di note contemporanee diverse, tante quante sono le vie del MUX, o i suoi canali, come meglio si dice.

È pure ovvio che, destinando ogni C.V. di ogni canale differente ad un diverso VCO, per esempio, avremo il sistema più semplice di polifonia.

In definitiva, prima di passare alla più propria descrizione del MUX, occorre dire che:

- Il MUX ha, nel controller polifonico, il compito di smistare le differenti C.V., in uscita una dopo l'altra dal DAC, in canali diversi e indipendenti fra di loro, di modo che tutte le diverse C.V. generate siano fisicamente separate l'una dalle altre e disponibili singolarmente.
 - Per fare questo il MUX deve essere composto da una parte di "smistamento", il cui ingresso andrà collegato alla uscita del DAC e che in pratica sarà composta da un multiplexer in CMOS.
 - Inoltre il MUX ha bisogno di un sistema - uno per ogni canale di "smistamento" - per memorizzare la informazione estratta dalla sequenza di ingresso. Questo è possibile, per ogni canale, implementando dei Sample Holder rinfrescati periodicamente.
 - Infine, il nostro MUX deve potere gestire l'interfacciamento più completo fra DAC e VCO (con più VCO): ovvero devono esistere le possibilità, per ogni canale, di accedere alle informazioni di trigger e di modulazione presente o meno.
- Tutto ciò sarà descritto.

Il sistema di Multiplexer per le tensioni di controllo.

1) Idea base.

Innanzitutto, là ove ci sono in gioco delle tensioni di controllo, ci servono, se le vogliamo memorizzare, dei circuiti di hold, ed il più semplice è quello visibile nella figura "a".

Non c'è assolutamente nulla di speciale: lo abbiamo visto molte altre volte. Ora, l'operazionale che funge da Buffer ha, come è noto, una altissima impedenza di ingresso. Ciò previene la scarica del condensatore, almeno in un intervallo di tempo a noi utile. Lasciamo per un attimo da parte il Sampleholder elementare, e passiamo ad esaminare un circuito anche esso molto semplice: si tratta di un multiplexer, che agisce anche da demultiplexer, costituito da una serie di interruttori C-MOS selezionabili tramite un encoder.

Di quest'ultimo, i terminali di controllo sono i pins 9 e 10, cioè i terminali A₀ ed A₁. Non ne servono altri in quanto le combinazioni sono appunto quattro, ed inoltre i due commutatori sono "legati", cioè in definitiva tutto il circuito si presenta a noi come un commutatore a due vie, quattro posizioni.

È disponibile per ogni commutatore il terminale comune, ed inoltre un terminale di Enable che permette la selezione dell'intero banco di commutatori o meno.

Tutto questo è descritto nella figura "b".

Se ora si osserva la figura "c", ci si rende conto di come sia

semplice impostare il multiplexer.

Dunque, un indirizzo che sia applicato al pin "A₀, A₁", determina la selezione di un particolare canale.

E la seconda metà del DEMUX? Ecco subito la risposta.

Già sapevamo, e a tale proposito si può andare a rivedere il discorso sui segnali di controllo per moduli analogici, che occorre molto spesso l'opportunità di avere, in corrispondenza della azione "premo un tasto", un segnale (trigger o flag) che indichi appunto che QUEL tasto (e non altri) è premuto.

Ciò è utile, appunto, per dare il segnale di Start ai generatori di involucri, o per triggerare comunque i vari circuiti adibiti a processare la dinamica (o la timbrica) della nota corrispondente a QUEL tasto.

Ecco dunque la conclusione di associare, insieme alla semplice memoria analogica, la relativa "memoria di flag" che ci dica se e come si possono temporizzare le azioni di sintesi sul segnale (del VCO per esempio) associato a quel determinato canale. Il fatto che ci rimanga mezzo 4052 (così si chiama il MUX), ci permette di eseguire questo con la massima facilità.

La figura "d" ci mostra come è dunque utilizzata la seconda parte del demux 4052. Si noti che, con il semplice uso di buffers del tipo sample hold analogico, possiamo fare a meno di latches, risparmiando tempo e denaro: infatti a noi serve solo sapere, sulla uscita di ogni buffer, se esiste uno zero

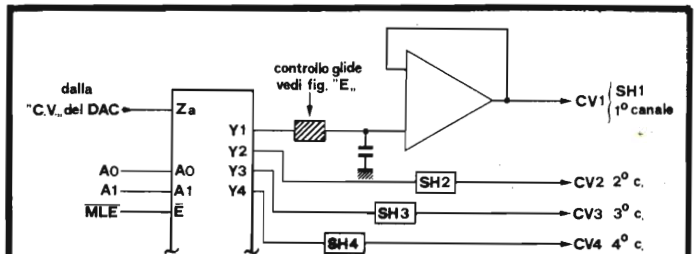


Fig. "c" - Sample - Holder e 1ª metà del 4052.

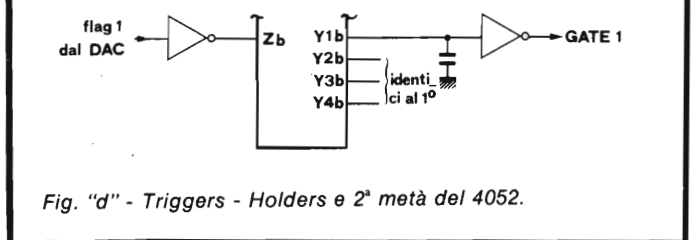


Fig. "d" - Triggers - Holders e 2ª metà del 4052.

oppure un uno, ma non ci importa assolutamente nulla del valore esatto della tensione del "flag trigger".

Ovviamente, visto che i buffer sono dei NOT, occorre invertire il segnale prima di avviarlo al terminale Z_b.

Infatti la figura "e" ci mostra come, sempre usando un 4052, possa essere sfruttata la informazione dell'ultimo bit (l'ottavo) del Dato manipolabile dal microprocessore.

Infatti decidiamo che se tale informazione è un uno logico quando il canale "n" è scelto, allora per tale canale sarà scelto il "glissato": cioè la V control all'uscita del canale cambierà valore lentamente, a seconda della costante di tempo definita da RC dove C è sempre il condensatore di HOLD, mentre R è il valore del potenziometro di "Glide", preselezionabile dall'utente entro una gamma molto vasta.

L'effetto è utile all'utente e facile da realizzare.

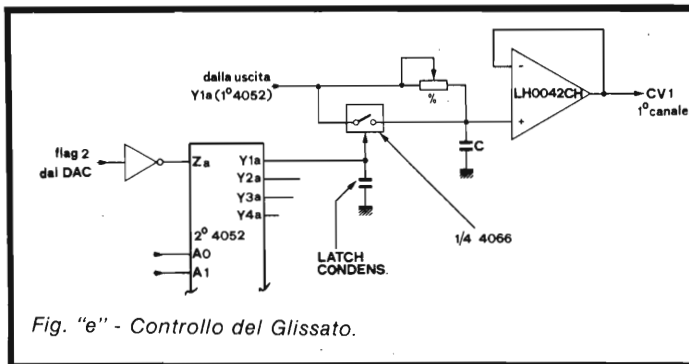


Fig. "e" - Controllo del Glissato.

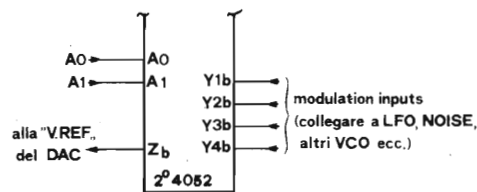


Fig. "f" - Entrate di modulazione.

Sempre osservando la figura "e", si nota come il "glide" sia disponibile se è aperto lo switch C-MOS che cortocircuita il potenziometro di Glide. Sappiamo che ciò accade solo se uno zero appare al terminale di controllo dello switch (il solito CD 4066). Il condensatorino fra il terminale stesso e la massa funge da rudimentale ma efficacissimo "latch", come succedeva nella applicazione col "keydown flag".

Ancora, il segnale del Flag 2, appunto l'informazione del bit D7 (i bit vanno da D0 a D7, si noti), deve essere negato prima di arrivare al terminale del mux-demux.

In definitiva, per l'ennesimo canale, se F2=0, non c'è Glide; se F2=1 c'è Glide.

Infine dato che ci rimane un settore del "commutatore" libero, possiamo sfruttarlo stavolta come demultiplexer, incanalando su un bus unico, serialmente, dei valori di tensione applicati a ciascun canale e che andranno a modulare la famosa V_{ref} del DAC. Questo ci permetterà, per esempio, di avere il VCO 2 (applicato alla $V_{control}$ che esce al canale 2) modulato da una rampa applicata da un LFO (Low Frequency Oscillator) al corrispondente canale 2 di modulazione: è una reazione, per dir così, che dal nostro circuito di multiplexing si ripercuote sulla V_{ref} del DAC che ritorna al multiplexer modulata.

Una domanda abbastanza logica potrebbe essere: "ma se la $V_{modulaz}$, applicata al canale "n" appare sul bus collegato a V_{ref} solamente nell'intervallo di refresh dedicato a quel canale, come mai tale modulazione non risulta essere una serie di "gradini" nella variazione di V_{ref} ?" Beh, la risposta è che la faccenda discussa sopra avviene troppo, troppo in fretta: un intero banco di 32 canali viene infatti spazzolato in meno di 15 millisecondi!

La figura "f" ci mostra la parte del 4052 adibita a demux per le entrate di modulazione di ogni canale.

Ecco infine la parte, necessaria, di "addressing" ("indirizzamento"). Infatti noi dobbiamo poter selezionare non solo ciascun canale del nostro banco (4 canali per banco), ma anche un banco fra tanti altri.

La circuiteria di figura "g", costruita attorno al latch 4042, a G1 e G2 ci permette di selezionare ben 4 banchi diversi e cioè in definitiva 16 canali. Questo con il terminale BS a 1.

Vediamo come funziona il decoder.

Dunque, delle uscite del latch, i due bit meno significativi vanno immediatamente a selezionare il canale del banco.

Ricordiamo però, ed è cosa molto importante, CHE CIASCUN INTERRUOTTORE DEL 4052 RIMANE APERTO (qualsiasi sia l'address in A1 e A0) SE "E" È TENUTO A UNO LOGICO, CIOÈ SE L'INGRESSO DI ABILITAZIONE (negato) È ATTIVO.

Ecco allora che basterà operare una opportuna selezione dei due successivi bit più significativi (A2 e A3) dalle uscite del latch per controllare \bar{E} : e avremo quattro possibilità esternamente, le due uscite "Q" e "Q", per cui se noi, ad esempio, colleghiamo gli ingressi del NOR a Q2 e Q3, l'uscita \bar{E} è zero solo se vengono selezionati gli indirizzi OOXX (da A3 ad A0). Cioè se al nostro banco arriva un indirizzo 0001 verrà sicuramente selezionato il primo canale del banco con il precedente "on board addressing". Le possibilità di cambiare l'indirizzo al banco di multiplexing è dunque affidata semplicemente alla posizione di alcuni ponticelli che selezionano entrate e uscite opportune.

In tale discorso occorre ancora rimarcare che "BS" (Bank Select) deve essere tenuta a uno logico, in quanto tale terminale, se a zero, blocca l'indirizzamento di ben 4 banchi interi, cioè di 16 canali: ovviamente, poiché oltre a "BS" si disporrà (per sistemi di oltre 4 banchi) anche della sua negazione "BS", appare ovvio come, semplicemente agendo su BS per esempio con un collegamento ad A4) si possa scegliere fra due gruppi di 16 canali.

La parola di 4 bit (ci riferiamo solo a 4 banchi con BS=U-NO) è dunque il dato che dovrà arrivare dall'address bus del processore per dire ai multiplexers quale canale dovrà essere selezionato.

Occorre notare come, in ogni caso, sia:

$$\bar{E} = BS \cdot Q2 \cdot Q3,$$

e così via per le altre combinazioni.

Una nota importante va data qui per chiarificare la presenza del latch sugli address.

Ricordate, a tale proposito, il "contest" indetto sul numero scorso?

In tale problematica, infatti, si vedeva che la figura relativa allo schema a blocchi dell'insieme EK-DAC-MUX aveva un "bug" concettualmente molto importante.

Vediamo quale.

Dunque, i latches del DAC, che devono memorizzare il dato relativo alla nota quando giunge il "DAC ENABLE", eseguono correttamente il loro compito: ricordiamo che in Fase 1 viene generato l'indirizzo del DAC, quindi l'impulso di decodifica; in fase due, ripeto "correttamente", arriva il dato. Al termine della fase 2 il latch memorizza tale dato.

Però noi abbiamo bisogno che, da parte sua, il MUX (ogni MUX) sia indirizzato pure "correttamente". Questo significa che il canale che deve essere aperto onde potere recepire la C.V. che giunge dal DAC deve ESSERE L'UNICO CANALE APERTO, OGNI VOLTA, FRA TUTTI I CANALI DI TUTTI I BANCHI DI MUX.

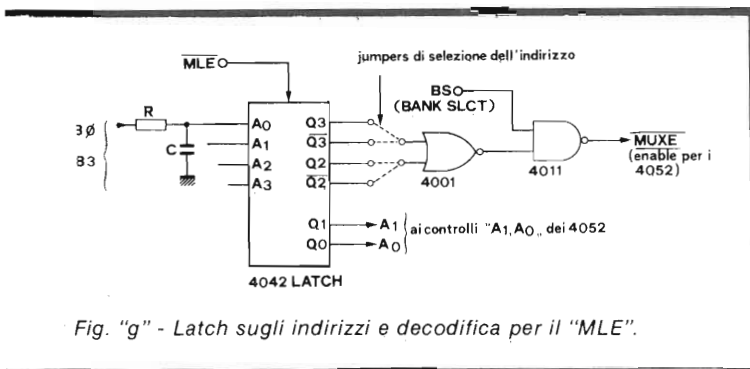


Fig. "g" - Latch sugli indirizzi e decodifica per il "MLE".

Ora, come i lettori più attenti avranno osservato, nella figura 7 dello scorso articolo noi avevamo, per comodità, collegato la linea di "ENABLE" sia al DAC che ai MUX: in tale modo, poiché ognuno dei multiplexer 4052 viene abilitato quando tale linea va bassa, accadeva che per ogni banco di 4 canali almeno un canale veniva aperto; il che significa sovrapposizioni di canali, interazioni, malfunzionamento globale.

Il nostro scopo, invece, è quello detto sopra:

- a) Generare univocamente la C.V. col DAC;
- b) "Scrivere" tale C.V. nel canale dei MUX indirizzato ED IN QUELLO SOLTANTO!

Ma noi abbiamo a disposizione solamente:

- a) Il segnale di DAC ENABLE che va a zero in Fase 2 e quando si chiama il banco di indirizzi del DAC.
- b) Gli indirizzi da A0 ad A3 (16 combinazioni diverse).
- c) Il DATABUS (8 bit).

Ovvio è il collegamento del DATABUS con il DAC.

Ovvio, sembra, quello degli Indirizzi con i MUX.

A questo punto, diciamo pure "finalmente", ecco il problema che sorge da questa impostazione.

Se noi, infatti, scriviamo un dato nel DAC, siamo sicuri che, poiché i latch del DAC hanno memorizzato tale dato, l'uscita del DAC presenta da quel momento in poi la C.V. prescelta.

Il secondo passo, adesso, è quello di aprire il canale scelto del MUX, essendo sicuri di abilitare solo e soltanto quello. Se, ora, noi usassimo i soli indirizzi ed una decodifica per abilita-

re i 4052, avremmo agito correttamente, ma col risultato finale di avere aperto il canale scelto del MUX solo per 6-750 nanosecondi, che è circa il tempo in cui possiamo fare affidamento sulla presenza esatta degli indirizzi sul relativo BUS.

E questa è troppo poco per:

- a) Aprire BENE il canale del 4052 scelto
- b) Scrivere la C.V., che intanto usciva già dal DAC, nel Sample hold scelto del MUX;
- b) Chiudere il canale BENE (*)

Neppure vale, a questo punto, riscrivere di nuovo nel canale del MUX: occorre insomma fare in modo che l'indirizzamento verso il canale rimanga in qualche modo.

Ora, per memorizzare un dato in un latch, abbiamo bisogno di un segnale di strobe.

Il segnale di strobe "dac enable", di par suo, viene ricavato decodificando l'indirizzo presente sul bus degli indirizzi: ed è un segnale che SPARISCE QUANDO SCOMPAIONO GLI INDIRIZZI DAL BUS.

Quindi:

"È impossibile, in un ciclo di lavoro, memorizzare in un dispositivo collegato al sistema l'indirizzo presente sul bus in quel ciclo".

Perché? Perché se noi otteniamo lo strobe per i latch che dovrebbero memorizzare l'indirizzo, decodificando l'indirizzo stesso, lo strobe ottenuto ritorna a riposo (e quindi avviene la memorizzazione) POCO DOPO (per i soliti ritardi) che gli indirizzi sono già cambiati sul bus, per cui si avrebbe la memorizzazione di un indirizzo sicuramente errato.

La tabella 1 mostra in chiaro che cosa accade.

Si noti infatti come, al momento in cui i latch devono essere chiusi, ovvero in fase di memorizzazione, l'indirizzo stia già cambiando.

Come ogni problema che sembra irrisolvibile, tuttavia, esistono vari modi che ci permettono di ottenere ciò che desideriamo: ovvero "ricordare" l'indirizzo presente sul relativo BUS al ciclo in cui il canale del MUX veniva indirizzato.

Qui presenteremo due sistemi "hardware", compatibili con il software che sarà in seguito discusso.

Il primo metodo è quello poi ripreso sullo schema elettrico: usa una rete RC per ogni ramo dell'Address che giunge al MUX e, nella sua sorprendente semplicità, permette di raggiungere gli scopi da noi prescelti.

Il funzionamento si basa sul fatto che ogni rete RC "ritiene" per un attimo (circa 100 ns è la costante di tempo ottimale) il livello della linea di address collegata: per cui, anche se l'indirizzo cambia, il vecchio indirizzo permane, agli ingressi del latch, per quel tanto che basta affinché l'esatto livello sia correttamente memorizzato.

Il secondo metodo, più raffinato (ma il primo è ugualmente efficace) e costoso, si basa sull'uso di uno "One shot" con costante di tempo di circa 250-400 ns, azionato nell'attimo stesso in cui arriva il segnale della decodifica (è ovvio che in quel momento ci devono essere le linee di indirizzo correttamente impostate!).

(*) (NOTA) per "bene" molto semplicemente intendo la situazione in cui lo switch CMOS del 4052 è effettivamente aperto (Z=molti Megaohm) o chiuso (Z=50-80 Ohm), e stabilizzato.

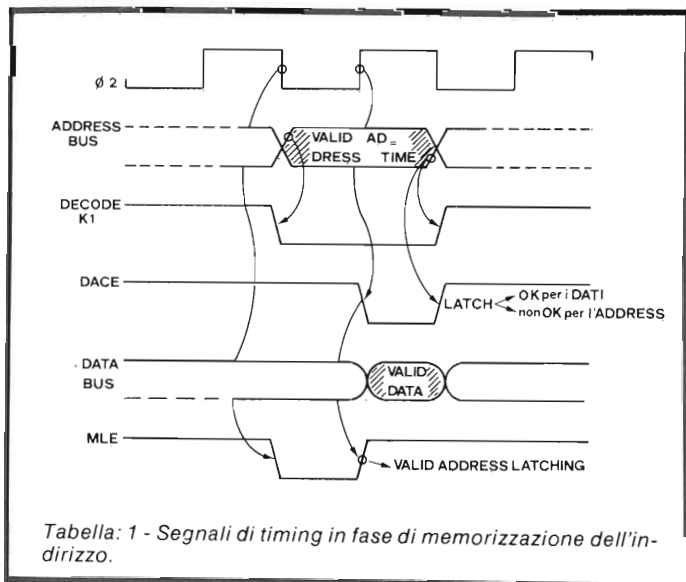


Tabella: 1 - Segnali di timing in fase di memorizzazione dell'indirizzo.

L'uscita del monostabile (LS221, per esempio), andrà a pilotare l'Enable dei latch del MUX (chiamato \overline{MLE} ovvero Mux Latch Enable negato).

Avremo anche qui, dunque, realizzato lo scopo di ritenere l'indirizzo presente sul bus quando viene chiamato il canale del MUX.

Conclusione

Il discorso che abbiamo effettuato più sopra, oltre che presentarvi il MUX, vuole introdurre alla impostazione del software di controllo.

Qui di seguito, dunque, riassumiamo la catena di operazioni che avviene durante l'esercizio di:

ENCODER + DAC + MUX.

Innanzitutto i COLLEGAMENTI.

1) Uscita dell'ENCODER collegata ad un Port di I/O, predisposto come Input. Il suo address simbolico sia "KBD".

2) Databus del computer collegato ai latch di ingresso del DAC. Tali latch siano pilotati (abilitati) dal segnale "DAC ENABLE negato", ricavato la volta scorsa, segnale che va zero in Fase 2, solo se si SCRIVE e solo - la cosa più importante! - se viene abilitata la decodifica (il cui segnale lo chiamiamo " \overline{DEC} ").

3) L'uscita C.V. del DAC va all'opportuno ingresso del 4052 sul MUX. Inoltre:

4) I primi 4 indirizzi vanno all'ingresso dei latch h del MUX, che sono abilitati dal segnale " \overline{MLE} negato", segnale che va a zero solo e solo se la fase 2 è a zero (cioè siamo in fase 1), solo se la decodifica viene chiamata, solo se siamo in scrittura. Le tabelle illustrano come si ricavano tali segnali.

IL FUNZIONAMENTO, adesso:

1) Ad un certo punto del nostro programma, il computer legge dall'Encoder il codice del tasto premuto.

2) Lettolo, lo inserisce in una opportuna tabella per poi elaborarlo.

3) Il risultato delle elaborazioni sui codici dei tasti che sono e/o erano premuti viene riposto in una seconda tabella, che è quella destinata ad essere "rivisitata" in continuazione affinché, periodicamente, le "note" ivi contenute siano senza dubbio destinate al DAC e ai canali del (dei) MUX.

4) Ad un certo punto del programma, con la tabella "di uscita" ormai pronta, il computer inizia a prendere il primo dato da questa tabella.

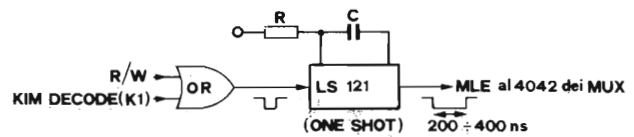


Fig. "h" - Modo ulteriore per ottenere il " \overline{MLE} ".

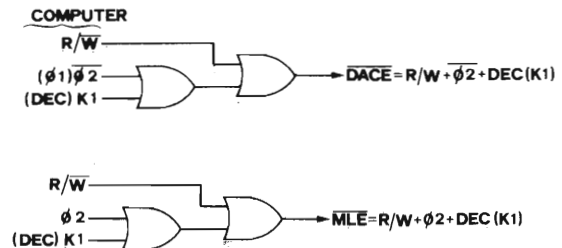


Tabella: 2 - Ricavo di \overline{DACE} e \overline{MLE} .

5) Caricato il dato nell'Accumulatore, viene effettuato un "move" verso la locazione della memoria che è occupata fisicamente dal DAC (o meglio dai suoi latch).

In tale caso avviene:

5a) In fase 1 viene indirizzato il DAC, e viene emesso il segnale di scrittura.

5b) In fase due, presenti i segnali sopradescritti, viene emesso il " \overline{DACE} negato": i latch memorizzano il dato.

5c) al termine della fase 2, ormai i latch hanno memorizzato il dato, e la C.V. relativa alla codifica viene emessa dal DAC.

5d) Intanto, ancora nella fase 1 precedente, era stato memorizzato nei latch del MUX l'indirizzo emesso: ma la locazione ove poniamo il DAC, se abilita l'emissione di \overline{DACE} e \overline{MLE} , per il resto è studiata in modo da CHIUDERE tutti i canali dei MUX (vedasi lo schema del MUX): infatti di solito poniamo il DAC a $\$=0700$. (segnale K1 del KIM) e i MUX IN GIU' a partire da $\$=07FF$. Il che vuole dire che, per via della decodifica che si trova su ogni MUX, l'indirizzo 700 con $A_0-A_3 = 0$, farà sì che l'Enable dei 4052 sia disabilitato.

5e) Adesso inizia la successiva fase 1. Ricordiamo che (vedi 5c) intanto il DAC sta emettendo ancora la C.V. di prima (che per ora non giunge a nessun canale del MUX).

6) Dunque questo secondo ciclo è dedicato al MUX. Infatti il programma, subito dopo il "move" precedente, prevede un secondo "move". È sempre l'Accumulatore (che non è stato cambiato (che viene adesso memorizzato nella locazione corrispondente al primo dei canali del MUX. Ovvero $\$7FF$).

7) In fase 1, dunque, vengono abilitati i latch del MUX, ed in fase due la memorizzazione dell'indirizzo è completata, come pure è completata l'apertura del canale indirizzato nel MUX, che finalmente può ricevere la C.V.

8) Poiché in A c'è sempre lo stesso dato, non importa che tale dato sia riscritto del DAC (come avviene anche in tale secondo ciclo, in fase 2): la C.V. non cambia.

9) Adesso inizia una routine di ritardo (delay) per dare tempo al Sample Hold indirizzato di caricare l'esatta C.V.

10) Si ritorna da capo, ma questa volta sarà un secondo

ATTENZIONE

Preghiamo i Lettori di tenere presente che potranno inviare senza problemi le loro richieste, quesiti, consigli al sottoindicato indirizzo.

Tutti i componenti, inoltre, descritti sono disponibili unitamente a complete descrizioni sulla scelta ed il set-up generali.

È inoltre disponibile, ai fini di sveltire la corrispondenza e la valutazione dei quesiti più generali, un completo datasheet che descrive ampiamente gli elementi del progetto.

Tale datasheet - catalogo va richiesto inviando € 1.000 in francobolli, a copertura delle spese postali (il materiale vi verrà inviato a 1/2 espresso per evitare lentezze o smarrimenti).

Specificate "datasheet per Musica Elettronica".

INDIRIZZATE le vostre richieste in merito a:

Ing. Paolo Bozzola; Via A. Molinari 20 - 25100 Brescia.

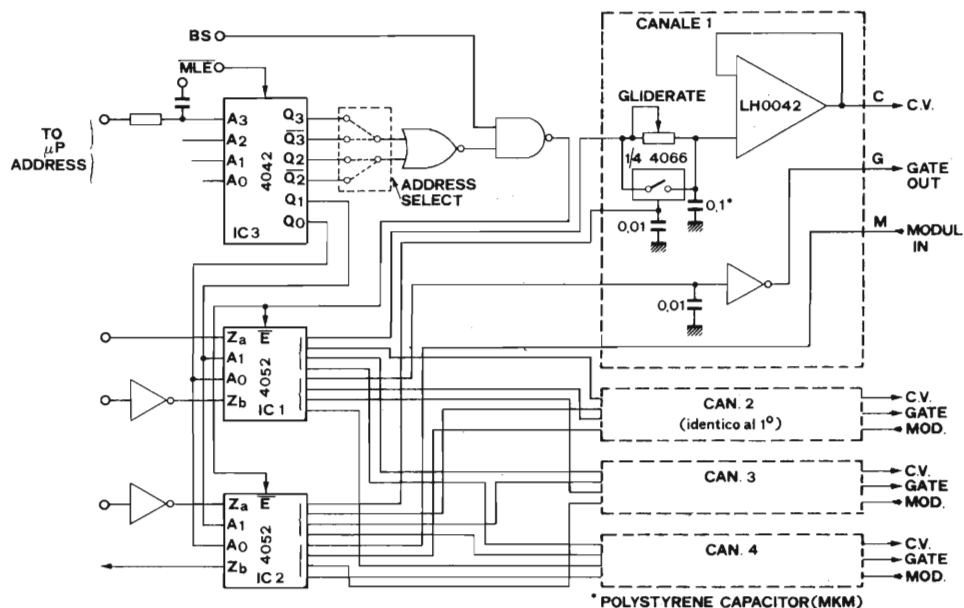


Fig. "i" - MUX completo.

dato, diverso dal primo. Notate come, con la scrittura nel DAC (di nuovo il passo 5), automaticamente si abbia l'effetto di chiudere il canale del MUX aperto prima (passo 5d), evitando così di scrivere la nuova C.V. ancora nello stesso canale.

11) etc. etc.

Dunque possiamo notare che:

- Il DAC è posto ad un indirizzo "dummy" e che quando scriviamo lì viene abilitato il solo DAC, che inizia ad emettere la nuova C.V., MA CONTEMPORANEAMENTE CHIUDIAMO IL CANALE DEL MUX APERTO PRIMA.
- La scrittura nell'indirizzo "dummy" del DAC ha quindi lo scopo di dare tempo al DAC di stabilizzarsi, e chiudere le aperture di prima.
- Notiamo che i canali del MUX, quando sono chiamati, chiamano contemporaneamente anche il DAC, che però si vede in pratica "confermare" la nota scrittagli prima: questo fatto non influenza dunque il buon funzionamento.
- Dobbiamo dare al S/H, abilitato dell'apertura del canale nel MUX, il tempo necessario a stabilizzarsi. In genere sul centinaio di microsecondi.

In embrione, il software di controllo diventa:

```

/
/
/
CLC ; CLEAR CARRY FLAG
LDA NTBL,X ; MOVE TO ACC. THE CONTENT OF
NTBL ARRAY AS POINTED BY X
ACD TTBL,X ; ADD WITH CARRY THE CONTENT
OF TTBL AS POINTED BY SAME X

```

```

/
/
/
STA DAC ; STORE DATA OF ACC. IN LOC. OC-
CUPIED BY DAC
NOP ; NO OPERATION: LET DAC STABI-
LIZE A WHILE
STA SHLD,X ; STORE ACC. INTO MUX CHANNEL
AS POINTED BY X
; SUBROUTINE DELAY: LET AD-
DRESSED S/H TO STABILIZE.
; DO IT AGAIN.....

```

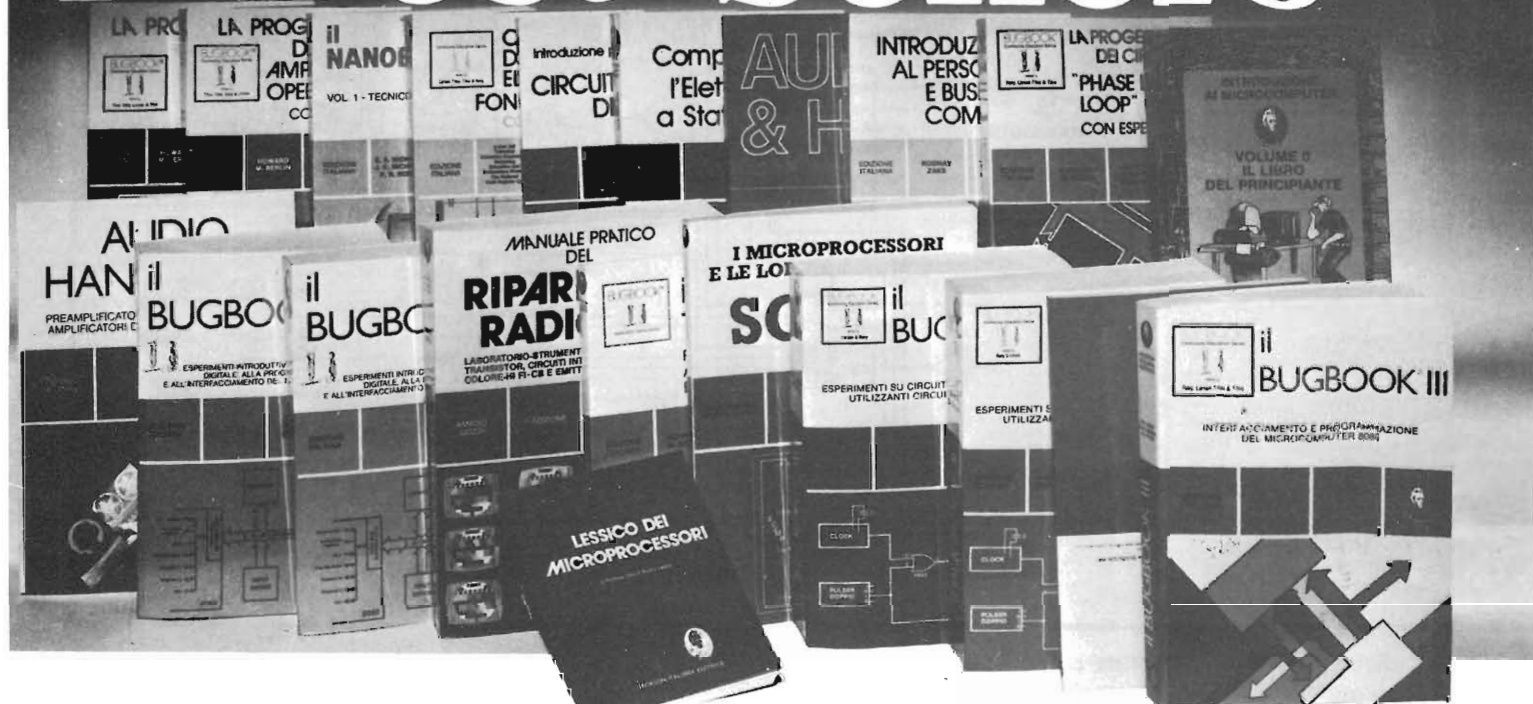
Come zucchero finale, posso avvertire i lettori che lusinghiere prove sono state e si stanno effettuando su un insieme di EK-DAC-MUX collegato ad un favoloso ROLAND SYSTEM 700 (sì; proprio quello da 22 milioni di Lire...) con la gentile collaborazione degli amici Giuseppe Fumagalli e Gigi Tonet, quest'ultimo apprezzato musicista nonché effettivo possessore del SYSTEM 700.

Colgo anzi l'occasione "pubblica" per ringraziare questi due amici coi quali abbiamo tanto "sofferto" per la completa messa a punto del sistema polifonico in tempo reale.

E con questo, invitandovi del resto a contattarmi per ogni vostro bisogno, (vedete le note al riquadro), vi rimando al prossimo mese.



i "Best-Sellers"



1) AUDIO HANDBOOK

Manuale di progettazione audio con progetti completi.
L. 9.550 (Abb. L. 8.550)

2) IL BUGBOOK V

Esperimenti introduttivi all'elettronica digitale alla programmazione e all'interfacciamento del microprocessore 8080 A.
.. 19.000 (Abb. L. 17.100)

3) IL BUGBOOK VI

Completa la trattazione del Bugbook V.
.. 19.000 (Abb. L. 17.100)

4) MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO-TV

Il libro scritto da un riparatore per i riparatori.
.. 18.500 (Abb. L. 16.650)

5) IL TIMER 555

Oltre 100 circuiti pratici e numerosi esperimenti.
.. 8.600 (Abb. L. 7.740)

6) SC/MP

Applicazioni e programmi sul microprocessore SC/MP.
.. 9.500 (Abb. L. 8.550)

7) IL BUGBOOK I

Esperimenti su circuiti logici e di memoria utilizzando circuiti integrati TTL.
.. 18.000 (Abb. L. 16.200)

8) IL BUGBOOK II

Completa la trattazione del Bugbook I.
.. 18.000 (Abb. L. 16.200)

9) IL BUGBOOK II/A

Esperimenti di interfacciamento e trasmissione dati utilizzando il ricevitore trasmettore universale asincrono (UART) e il Loop di corrente a 20 mA.
L. 4.500 (Abb. L. 4.050)

10) IL BUGBOOK III

Interfacciamento e programmazione del microcomputer 8080 A.
L. 19.000 (Abb. L. 17.100)

11) LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI

Tutto ciò che è necessario sapere sui filtri attivi.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

12) LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

Tutto ciò che è necessario sapere sugli OP-AMP.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

13) IL NANOBOK - Z80 - VOL. 1

Tecnica di programmazione.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

14) CORSO DI ELETTRONICA FONDAMENTALE

Testo ormai adottato nelle scuole per il suo alto valore didattico. Per capire finalmente l'elettronica dalla teoria atomica ai circuiti integrati attraverso una esposizione comprensibile a tutti. Esperimenti e test completano la trattazione.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

15) INTRODUZIONE PRATICA ALL'IMPIEGO DEI CI DIGITALI

Consente un rapido apprendimento dei circuiti integrati.
L. 7.000 (Abb. L. 6.300)

16) COMPRENDERE L'ELETTRONICA A STATO SOLIDO

Un corso autodidattico in 12 lezioni per comprendere tutti i semiconduttori e come questi funzionano insieme in sistemi elettronici.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600)

17) AUDIO & HI-FI

Una preziosa guida per chi vuole conoscere tutto sull'hi-fi.
L. 6.000 (Abb. L. 5.400)

18) INTRODUZIONE AL PERSONAL & BUSINESS COMPUTING

Un'introduzione esauriente e semplice al mondo affascinante del microcomputer.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600)

19) LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI PLL

Tutto ciò che è necessario sapere sui circuiti "Phase Locked Loop" (PLL).
L. 14.000 (Abb. L. 12.600)

20) INTRODUZIONE AI MICROCOMPUTER VOL. 0 - IL LIBRO DEL PRINCIPIANTE

Un corso per coloro che non sanno niente (o quasi) sui calcolatori e gli elaboratori.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600)

21) LESSICO DEI MICROPROCESSORI

Un pratico riferimento a tutti coloro che lavorano nel campo dei microcalcolatori o che ad esso sono interessati.
L. 3.500 (L. 3.150)

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

da inviare a Jackson Italiana Editrice srl - Piazzale Massari, 22 - 20125 Milano

Nome _____

Cognome _____

Via _____ N. _____

Città _____ Cap _____

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende) _____

Data _____ Firma _____

Inviatemi i seguenti volumi:

Pagherò al postino l'importo indicato più spese di spedizione

Allego assegno n° _____

di L. _____ (in questo caso la spedizione è gratuita)

Abbonato Non abbonato
Barrare i numeri che interessano

1	2	3	4	5	6	7
8	9	10	11	12	13	14
15	16	17	18	19	20	21

SCONTO 10%
AGLI ABBONATI

“V/MOS”

Commutatori analogici ad alta velocità

di Watt Heinzer

Nell'articolo di precedente pubblicazione, riferito ai nuovi sviluppi della tecnologia VMOS, abbiamo chiarito da un punto di vista teorico-pratico il principio di funzionamento di queste nuove unità, basandoci come si è detto su di una pubblicazione tecnica a cura della Siliconix: l'argomento non può essere considerato esaurito, nel senso che la stessa Casa suggerisce numerose possibilità di applicazione dei suddetti dispositivi, alcune delle quali verranno scritte in questo articolo, ed altre nei prossimi.

Per l'allestimento di commutatori di tipo analogico, i transistori MOS di tipo verticale, noti con la sigla VMOS, costituiscono praticamente la combinazione ideale di tutte le caratteristiche necessarie, senza tuttavia comportare le difficoltà imposte dai componenti tradizionali, precedentemente disponibili. Questi nuovi dispositivi sono attualmente messi in commercio da due Fabbriche americane, e precisamente la Siliconix, e la sua licenziataria, Semtech.

A differenza di quanto si può affermare nei confronti dei transistori a giunzione ad effetto di campo ed a canale «N» di uso comune, i «chip» del VMOS che possono funzionare con un'intensità di corrente maggiore di alcune centinaia di milliampère presentano anche il vantaggio di dimensioni abbastanza ridotte affinché ne sia possibile una produzione economica. La disponibilità di «chip» più piccoli comporta naturalmente valori capacitivi di minore entità, ed inoltre la struttura fondamentale VMOS consente un minor valore della resistenza di conduzione.

Alcuni tipi di commutatori analogici di moderna produzione fanno ancora uso di relé, di transistori bipolari, e persino di triac: ebbene, se da un canto i relé elettromeccanici presentano all'inizio del loro funzionamento il valore più basso della resistenza di conduzione, tale resistenza varia col tempo a causa dei bruschi passaggi di corrente, e peggiora quindi con l'uso continuato. Infine, è doveroso ammettere che i relé presentano alcune limitazioni dal punto di vista meccanico.

D'altro canto, i transistori di tipo bipolare impongono la disponibilità di una corrente di eccitazione del circuito di base, che provoca il fenomeno di «offset» nel segnale analogico commutato. I triac, per concludere, sono adatti soltanto per realizzare sistemi di commutazione analogica, essi intro-

ducono infatti un valore eccessivo del fenomeno «offset», oltre ad una certa non-linearità, sebbene siano in grado di sopportare abbastanza facilmente un valore elevato della potenza in gioco.

Le elevate prestazioni degli elementi VMOS

I dispositivi appartenenti alla categoria VMOS non sono limitati per il loro impiego da alcuno degli inconvenienti citati: essi possono commutare una potenza di 10 W, in modo perfettamente lineare, ed anche entro un'ampia gamma di dinamica.

In aggiunta, l'impedenza di ingresso è molto alta, e la sola tensione di ingresso (senza corrente) è sufficiente per provocare lo stato di conduzione o quello di interdizione.

A tutto ciò occorre aggiungere che, dal momento che il canale che sussiste tra gli elettrodi «drain» e sorgente è di natura esclusivamente resistiva durante la conduzione, il loro funzionamento determina un fattore di distorsione particolarmente ridotto.

I transistori del tipo VMOS, quando vengono impiegati per la realizzazione di commutatori analogici, presentano inoltre numerosi vantaggi, tra cui:

- Una resistenza di conduzione di 1,8 Ω , che dà adito ad una bassa perdita di inserimento nei circuiti a bassa impedenza.
- La possibilità di condurre una corrente continua di 2,0 A; di conseguenza collegando in parallelo tre unità del tipo VMOS, si aumenta la conduttività al valore di 6,0 A, e - a

differenza di quanto accade nei confronti di altri dispositivi analoghi - il collegamento in parallelo di unità VMOS non implica l'aggiunta di resistori-zavorra che dissiperebbe inutilmente una certa quantità di energia elettrica.

- La corrente di picco raggiunge il valore di 3 A, e ciò rende le unità VMOS particolarmente adatte per il pilotaggio di linee a caratteristica capacitativa, nonché per la carica e la scarica di condensatori nei convertitori A/D funzionanti ad alta velocità, nei circuiti «sample-hold», e negli integratori.
- Un isolamento di 60 dB alla frequenza di 10 MHz, con una corrente continua di dispersione di 500 nA nello stadio di interdizione.
- La possibilità di funzionare nel modo detto a rinforzo («enhancement»), con soglia di valore compreso tra 0,8 e 2,0 V: ciò conferisce ai dispositivi VMOS la compatibilità diretta con le unità CMOS e TTL. Inoltre, i circuiti «gate» delle unità logiche non vengono sottoposte ad effetto di carico da parte dei transistori VMOS.
- La resistenza di conduzione presenta una caratteristica lineare, e ciò determina un valore molto basso della distorsione armonica totale e della distorsione per intermodulazione.

A tutto ciò, occorre aggiungere che tutti questi vantaggi vengono raggruppati in unità racchiuse in contenitori del tipo TO202.

Esaminiamo ora le caratteristiche di uscita di un dispositivo VMOS a bassa resistenza, come il Modello Siliconix VN46 AF: un semplice sguardo alla caratteristica di trasferimento illustrata alla figura 1-A rivela che, facendo variare la tensione applicata tra «gate» e sorgente da 0 a + 10 V e sorgente la commutazione dell'unità VN46AF dallo stato di interdizione a quello di conduzione, con una resistenza di conduzione di 3 Ω. Osservando la stessa curva, è facile rilevare anche che il

dispositivo passa in stato di interdizione molto prima che venga raggiunta la tensione di 0 V, ciò che facilita l'interfacciamento rispetto alle unità logiche.

Nello schema dell'unità VN46AF illustrato alla figura 1-B si deve notare che il corpo e la sorgente sono internamente connessi tra loro. Le figure 1-C - e 1-D - rispettivamente - rappresentano modelli semplificati degli stati di interdizione e di conduzione dell'elemento semiconduttore al quale ci riferiamo.

Il diodo D1 rappresenta la giunzione «P-N» tra il corpo e l'elettrodo «drain»: quando il dispositivo VN46AF è in interdizione, la sua corrente di «drain», riferita alla caratteristica della tensione di sorgente (vedi figura 1-E) corrispondente sostanzialmente alla curva di D1.

La tensione di rottura di quest'ultimo componente (D1) è di 40 V, ed il diodo è in grado di condurre la corrente direttamente con un potenziale tra «drain» e sorgente del valore minimo di - 0,6 V. Questo diodo, quindi, limita la tensione analogica che un semplice commutatore (vale a dire un transistoro VMOD) è in grado di sopportare ad un valore compreso tra - 0,6 e + 40 V.

Quando il dispositivo VN46AF è in stato di conduzione, in parallelo a D1 risulta presente un resistore del valore di 2 Ω. La massima intensità della corrente continua che può scorrere in entrambe le direzioni è di 2,0 A, anche se il diodo risulta polarizzato in senso diretto per correnti maggiori di 0,5 A.

Un solo elemento VMOS costituisce un «gate» analogico

Le caratteristiche funzionali di un elemento VMOS vengono sfruttate a fondo in un circuito costituito dal commutatore analogico il cui schema è riprodotto alla figura 1-F: durante i periodi di conduzione, il «gate», dell'unità VN46AF è positivo rispetto alla sorgente. Durante i periodi in cui sussiste invece lo stato di interdizione, la tensione presente tra «gate» e sorgente è di valore nullo.

In questo circuito, è possibile sfruttare interamente la possibilità di conduzione di una corrente di 2,0 A nonché la resistenza di conduzione di 3 Ω del transistoro appartenente al tipo VMOS; il segnale di ingresso, tuttavia, viene limitato alle polarità positive, e deve sempre presentare un'ampiezza maggiore di quella della tensione di uscita. Diversamente,

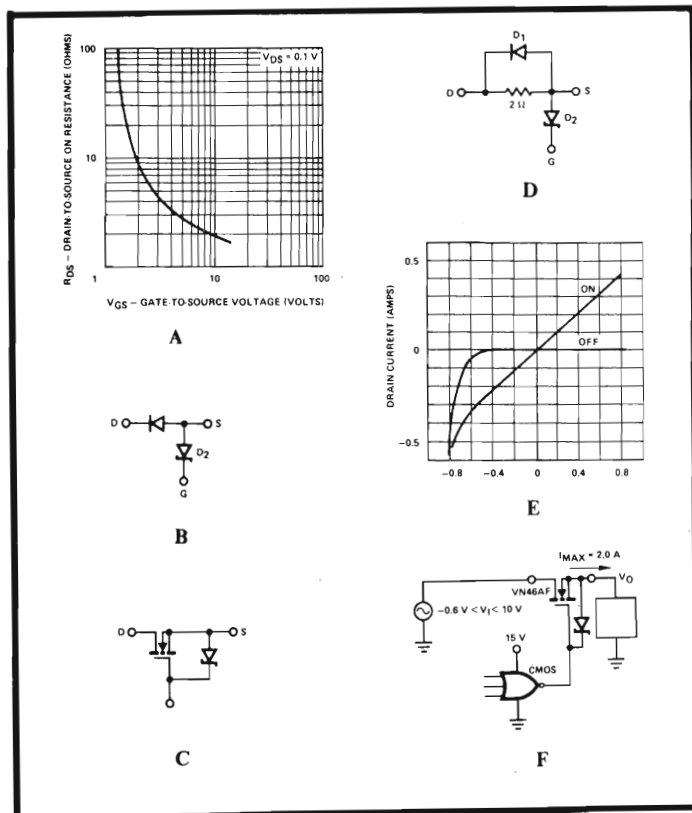


Fig. 1 (A) - Gli elementi VN46AF passano dall'interdizione alla conduzione con un resistore «drain» e sorgente di 3 Ω, mentre il potenziale tra «gate» e sorgente oscilla da 0 a + 10 V. (B) - Il dispositivo passa in interdizione con circa 1 V. (C) - Alcuni transistori del tipo VMOS recano un diodo zener incorporato (D2), che svolge un'azione di protezione nei confronti della giunzione tra «gate» e sorgente. (D) - Un transistoro VMOS equivale a due diodi nello stato di interdizione, quando la tensione tra «gate» e sorgente è inferiore alla tensione di soglia. (E) - Il diodo equivalente D1, risulta collegato in parallelo ad un resistore del valore di 2 Ω, quando il dispositivo VMOS si trova in stato di conduzione, e con un potenziale tra «gate» e sorgente di + 10 V. (F) - Le relazioni che intercorrono tra deboli segnali applicati tra «drain» e sorgente e la corrente relativa vengono essenzialmente determinate attraverso il comportamento del diodo costituito dal corpo e dall'elettrodo «drain». (F) - Nel «gate» analogico tipo VMOS di tipo singolo, l'ingresso è limitato alle sole tensioni di polarità positiva. Nel caso illustrato, le resistenze di conduzione è pari o inferiore a 2 Ω, ed il commutatore è in stato di conduzione rispetto al carico soltanto quando il potenziale di uscita è elevato.

viene compromesso l'isolamento durante lo stadio di interdizione.

Entrambi i periodi di commutazione per il passaggio allo stato di conduzione ed a quello di interruzione, si svolgono entro 200 ns; l'energia di alimentazione della carica durante la transizione della conduzione all'interdizione è di 80 pC, con un carico di 50 Ω. Il trasferimento di carica, naturalmente, è particolarmente importante nei sistemi appartenenti alla categoria «sample-and-hold». Per fare un esempio, un valore di 80 pC con una capacità di 0,01 μF provoca un «offset» di 8 mV.

Nella disposizione in serie, è possibile la commutazione di entrambe le polarità

Per aumentare ulteriormente la portata dinamica del commutatore, è sufficiente collegare in serie tra loro due elementi del tipo VN46AF, nel modo illustrato alla figura 2-A: in questo caso, durante lo stato di conduzione, entrambe le metà del commutatore analogico DG300 sono aperte per cui i «gate» di entrambi gli elementi VN46AF vengono portati al potenziale di +15 V, attraverso il resistore da 10 kΩ.

La resistenza di conduzione di questo commutatore analogico equivale al doppio della resistenza tra «drain» e sorgente di un unico elemento VN46AF. La massima corrente che questo commutatore a due transistori può sopportare è però la medesima di quella che può essere sopportata da un commutatore a transistor singolo, ed è quindi pari a 2,0 A.

L'intero commutatore viene portato in stato di interdizione (circuito aperto) cortocircuitando i «gate» rispetto, alla linea relativa di alimentazione, e riducendo in tal modo la tensione presente tra «gate» e sorgente ad un valore inferiore alla tensione di soglia di 0,8 V; la seconda sezione dell'unità DG300 aggiunge un isolamento in 30 dB, in quanto viene a trovarsi in parallelo al percorso di dispersione del segnale (tramite entrambe le sorgenti) verso la linea negativa di alimentazione.

Le curve di isolamento in interdizione (vedi figura 2-B) denotano che l'unità DG300 aumenta l'isolamento del circuito, e che diminuendo il valore della resistenza di carico si aumenta praticamente l'isolamento.

Dal momento che i due transistori sono collegati tra loro in opposizione di fase, uno dei diodi costituito dal corpo e

dall'elettrodo «drain» risulta sempre polarizzato in senso inverso. Ciò elimina il problema durante lo stato di interdizione, normalmente provocato dalla polarizzazione in senso diretto del diodo.

A questo punto è bene considerare che, dal momento che il pilotaggio di «gate» del commutatore bidirezionale viene riferito ad una tensione fissa di alimentazione la sua resistenza di conduzione varia al variare della tensione analogica di ingresso, come si rileva nel grafico di figura 2-C: questa variazione comporta una certa distorsione quando il dispositivo viene usato per eccitare carichi a bassa impedenza, come potrebbero essere negli altoparlanti o nelle linee di trasmissione. Per ottenere una resistenza di conduzione di valore costante, è invece più opportuno usare il circuito illustrato alla figura 3-A.

Il sistema «Bootstrapping» aumenta la linearità

Durante lo stadio di conduzione, una tensione «bootstrap» che segue le caratteristiche di ingresso pilota direttamente i «gate» delle unità VN46AF. Questo sistema mantiene costante la tensione tra «gate» e sorgente degli elementi VMOS, e la mantiene anche indipendente dall'entità del segnale di ingresso. Di conseguenza, le eventuali variazioni di livello del segnale di ingresso non effettuano alcun caso di modulazione nei confronti della resistenza di conduzione da parte del commutatore.

In circuito «buffer» (di separazione riduce la distorsione armonica totale vincolata dall'1,5% allo 0,005%, con una tensione di 8 V efficaci ed una frequenza di 1 kHz, su carico di 50 Ω (vedi figura 3-B). Il ben noto commutatore analogico da 10 Ω tipo DG 186, realizzato mediante un elemento a giunzione ad effetto di campo, produce una distorsione armonica più elevata, pari approssimativamente al 2%.

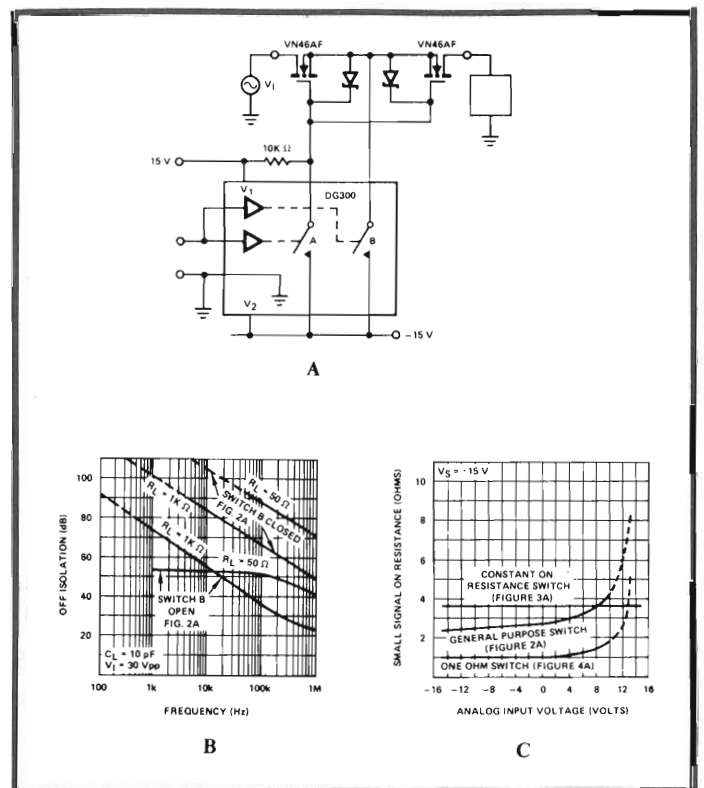
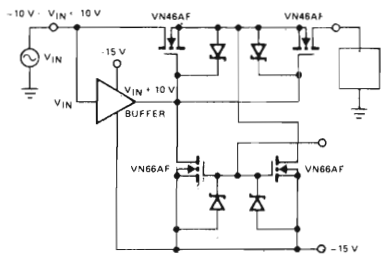
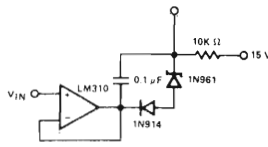


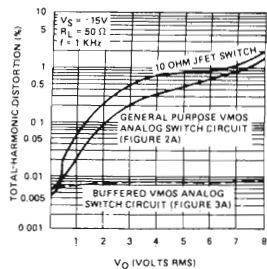
Fig. 2 (A) - Esempio di commutatore analogico bidirezionale per impieghi generali. Il quadrato visibile in alto a destra rappresenta il carico, mentre i due terminali di ingresso visibili sulla sinistra del blocco inferiore costituiscono i punti di applicazione del segnale digitale di controllo di ingresso, proveniente da unità TTL oppure CMOS (B) - Relazioni che intercorrono tra l'isolamento durante i periodi di non conduzione, e la frequenza di commutazione. La resistenza di conduzione viene raddoppiata, ma gli ingressi di entrambe le polarità possono essere sopportati senza perdite di isolamento. (C) - Relazioni che intercorrono tra la resistenza di conduzione con segnali deboli e la tensione analogica di ingresso: diminuendo la resistenza del carico, si aumenta l'isolamento. Quando l'eccitazione di «gate» è riferita ad una tensione fissa, la resistenza di conduzione varia in modo indesiderabile col variare dell'ingresso, e produce fenomeni di distorsione, particolarmente con carichi a bassa impedenza, come ad esempio altoparlanti e linee di trasmissione.



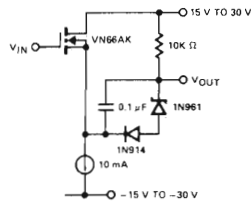
A



C

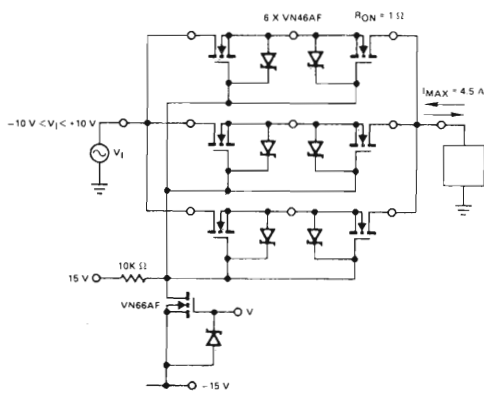


B

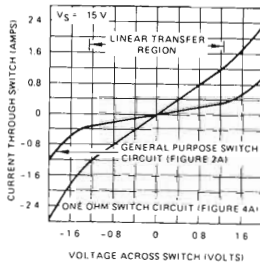


D

Fig. 3 (A) - Schema elettrico di un commutatore a bassa resistenza di conduzione di valore costante, e caratterizzato anche da un valore molto basso della distorsione: la tensione V di controllo ammonta a -15 V durante la conduzione, ed a 0 V durante l'interdizione. La tensione di uscita V_{out} viene applicata direttamente al carico, che fa capo a massa dal lato opposto. Si osservi lo stadio separatore («Buffer») a sinistra dello schema. (B) - Miglioramento della distorsione dovuto all'impiego del commutatore analogico con separatore: la curva superiore è riferita al commutatore mediante transistori a giunzione ad effetto di campo, un valore di $10\ \Omega$; la curva intermedia è riferita ad un circuito commutatore analogico per impieghi generali come quello di figura 2-A, e la linea tratteggiata inferiore è riferita al commutatore analogico VMOS di cui alla figura 3-A. (C) - Esempio di stadio separatore per impieghi generici: la tensione di ingresso con l'aggiunta di un potenziale di 10 V . (D) - Schema elettrico di un separatore in grado di funzionare ad alta velocità. Il potenziale applicato al terminale superiore di destra può presentare un valore compreso tra 15 e 30 V : anche in questo caso la tensione di uscita equivale a quella di ingresso alla quale viene aggiunto il potenziale di $+10\text{ V}$, mentre il potenziale applicato al terminale inferiore può variare tra -15 e -30 V .



A



B

Fig. 4 (A) - Esempio di commutatore a resistenza di conduzione estremamente bassa ($1\ \Omega$). L'intensità massima della corrente ammonta a $4,5\text{ A}$, e può scorrere in entrambe le direzioni attraverso il carico, tra l'uscita e la massa. La tensione di controllo, applicata al catodo del diodo zener visibile nella parte inferiore dello schema, ammonta a -15 V durante la conduzione, ed a 0 V durante l'interdizione. (B) - Caratteristiche di trasferimento nei confronti di segnali di notevole ampiezza.

I due circuiti di separazione illustrati alle figure 3-C e 3-D provvedono ad isolare il segnale di ingresso, e sfruttano le caratteristiche di un diodo zener per consentire di ottenere una tensione fissa tra «gate» e sorgente. È però bene aggiungere che il separatore per impieghi generici di cui si è detto a proposito della figura 3-C presenta un responso lineare fino alla frequenza di 300 kHz , e può funzionare con valori del segnale di ingresso compresi tra $+15$ e -15 V .

Il separatore di figura 3-D costituito da uno stadio ad accoppiamento di sorgente del tipo VN66AK, presenta un responso intrinseco alla frequenza che si estende fino a 50 MHz , e, quando viene fatto funzionare con una tensione di alimentazione di $\pm 30\text{ V}$, aumenta la portata del segnale a $\pm 30\text{ V}$.

L'elemento VN66AK non presenta un diodo zener incorporato come i transistori del tipo VN66AF e VN46AF. A scapito della protezione a diodo, l'elemento VN66AK acquista una minore capacità tra «gate» e sorgente, ed una minore entità della corrente continua «intravista» tra il circuito pilota, ed il percorso del segnale.

Adottando quindi il sistema «bootstrapping» per il circuito «gate» del commutatore con l'aggiunta di uno stadio separatore si consente al commutatore stesso di funzionare con bassa distorsione, anche quando l'ampiezza del segnale assume un valore prossimo alla tensione presente sulla linea positiva di alimentazione.

Collegamento in parallelo di elementi VMOS, senza «Padding»

Come abbiamo già avuto occasione di affermare in precedenza, collegando in parallelo tra loro diversi dispositivi della stessa natura si riduce la resistenza globale di conduzione. Per fare un esempio, collegando tre bracci in parallelo, ciascuno con due elementi VN46AF in serie tra loro, si ottiene un commutatore con resistenza di conduzione di $1\ \Omega$ (vedi figura 4-A).

Dal momento che i dispositivi del tipo VMOS sono immuni dal fenomeno di «current hogging», non è necessario l'impie-

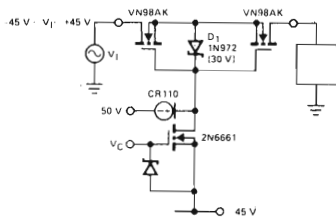


Fig. 5 - Commutatore analogico per il funzionamento con tensione di 90 V da picco a picco. L'elemento VM98AK è stato previsto appunto per funzionare con questa tensione, con resistenza di conduzione di 3,0 Ω, che permette oscillazioni di ± 40 V.

Il diodo zener limita i potenziali tra «gate» e sorgente al valore massimo di 30 V.

La resistenza massima di conduzione è di 5,6 Ω e la tensione di controllo V_c presenta il valore di -45 V in conduzione, e di -35 V in interdizione.

go di alcun resistore di bilanciamento o di zavorra.

La costante di tempo negativa, caratteristica intrinseca degli elementi VMOS, fa sì che questi dispositivi assorbano una minore intensità di corrente mano a mano che si riscalda. Ne deriva che la corrente in eccesso viene automaticamente suddivisa tra i dispositivi VMOS tra loro connessi in parallelo.

Se si collegano in parallelo tre elementi del tipo VN46AF non soltanto si diminuisce la resistenza di conduzione, ma si aumenta anche la possibilità di conduzione di corrente al valore di 6,0 A, oltre al fatto che si estende la portata lineare della caratteristica di trasferimento di segnali di notevole ampiezza da 0,3 ad 1,2 A. Quanto sopra risulta abbastanza evidente osservando il grafico di figura 4-B.

La portata di tensione del commutatore analogico basolare può essere anche ulteriormente aumentata: basta a tale scopo usare semplicemente una unità VMOS caratterizzata da una tensione di rottura più elevata, come si osserva nello schema di figura 5.

Gli elementi del tipo VN98AK presentano una tensione di rottura di 90 V, e ciò permette il funzionamento con oscillazione della tensione di segnale di ± 40 V.

Tuttavia, questi dispositivi adatti a funzionare con una tensione più elevata comportano inevitabilmente anche un inconveniente, nel senso che la resistenza di conduzione assume un valore più elevato: infatti, essa raggiunge il valore di 3,5 Ω rispetto al valore del modello VN46AF.

Il diodo zener D1 limita il potenziale tra «gate» e sorgente al valore di 30 V, e quindi impedisce che si manifesti la possibilità di deterioramento dell'ossido di «gate». Infine, il diodo CR110 limita la corrente proveniente dall'alimentazione per la polarizzazione di «gate», che presenta un valore di 50 V.

Il «non plus ultra» per la velocità di commutazione

Il commutatore per radiofrequenza ad alta potenza il cui sistema è illustrato alla figura 6-A si comporta in modo assai soddisfacente fino alla frequenza di 50 MHz, con tempi di passaggio allo stato di conduzione ed a quello di interdizione di 50 ns.

Alla frequenza di 10 MHz, l'isolamento è di 60 dB con un segnale di ingresso avente un'ampiezza di 20 V da picco a picco. Le perdite di inserimento sono soltanto di 1 dB con un

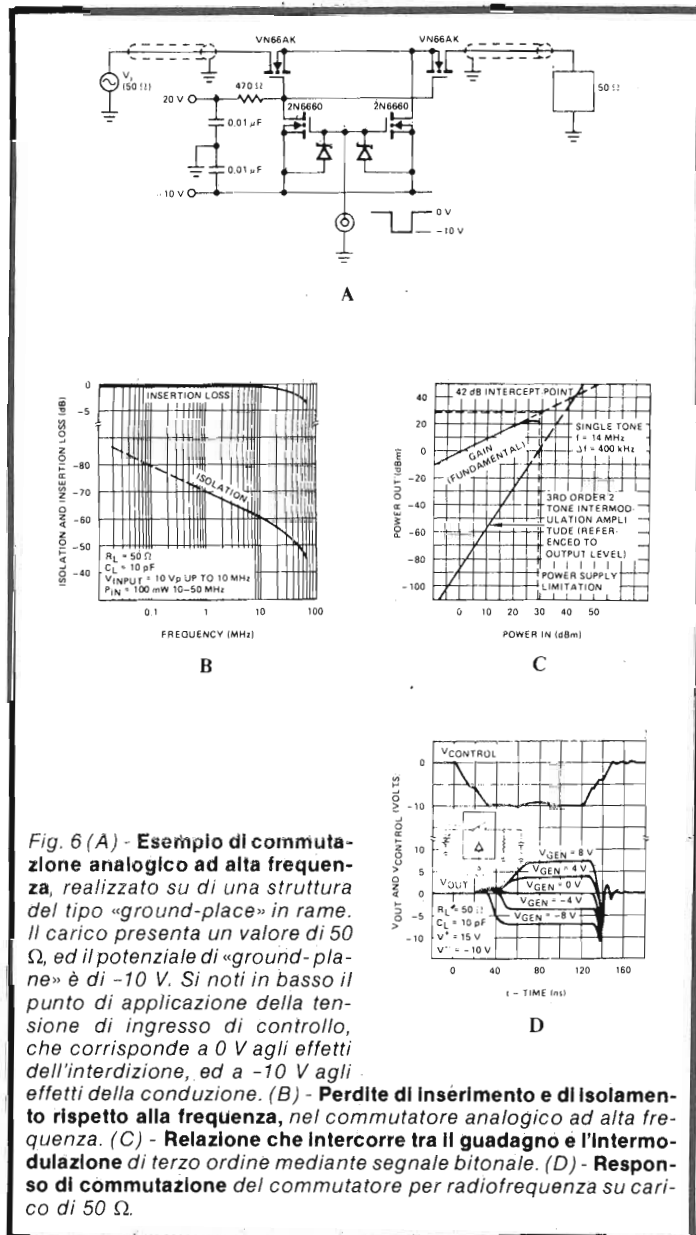


Fig. 6 (A) - Esempio di commutazione analogica ad alta frequenza, realizzato su di una struttura del tipo «ground-plane» in rame. Il carico presenta un valore di 50 Ω, ed il potenziale di «ground-plane» è di -10 V. Si noti in basso il punto di applicazione della tensione di ingresso di controllo, che corrisponde a 0 V agli effetti dell'interdizione, ed a -10 V agli effetti della conduzione. (B) - Perdite di inserimento e di isolamento rispetto alla frequenza, nel commutatore analogico ad alta frequenza. (C) - Relazione che intercorre tra il guadagno e l'intermodulazione di terzo ordine mediante segnale bitonale. (D) - Risposta di commutazione del commutatore per radiofrequenza su carico di 50 Ω.

carico di 50 Ω, come si rileva dal grafico di figura 6-B.

La curva di figura 6-C, che illustra le variazioni di guadagno rispetto alle variazioni della potenza di ingresso, denota che il commutatore analogico per radiofrequenza facente uso di unità del tipo VN66AK può applicare una potenza di 1 W su un carico di 50 Ω, con una frequenza di 14 MHz. Ciò premesso, le curve del prodotto di intermodulazione di terzo ordine a due toni denotano un punto di intercettazione al livello di 42 dB, con 1 dB di compressione di ingresso di 15 dBm.

Per concludere, facciamo rilevare che la durata del tempo di passaggio allo stato di conduzione (figura 6-D) viene determinata dai valori «pull-up» e della capacità presente nei circuiti «gate» degli elementi VN66AK. Il transistor negativo del passaggio allo stato di interdizione viene provocato dall'accoppiamento di carica all'uscita attraverso la capacità di uscita dello stesso elemento VN66AK.

Come avevamo promesso, questa non è la sola possibilità di applicazione dei nuovi elementi del tipo VMOS, ed infatti, in altri tipici impieghi, in campi sostanzialmente diversi.

ALTOPARLANTI

RCF

qualità, robustezza,
perfezione



RCF

42029 S. Maurizio (Reggio Emilia) via G. Notari, 1/A - tel. (0522) 40141

commissionario generale per l'estero: Jori s.p.a. - 42100 Reggio Emilia piazza Vittoria, 1 - tel. (0522) 485245 - telex 530337 Jorire I



1949-1979

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

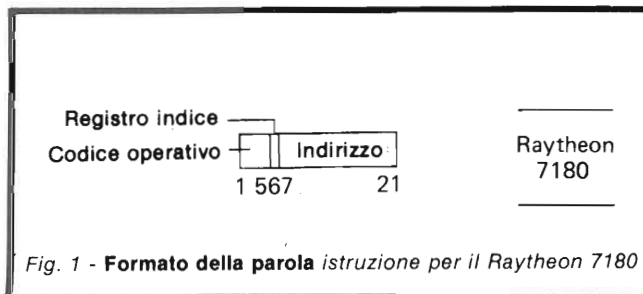
CAPITOLO 9

L'Unità di controllo

Mentre nelle puntate precedenti si sono descritte le tecniche mediante le quali si possono eseguire operazioni aritmetico-logiche, oppure operazioni di lettura e scrittura in memorie di vario tipo, in questa puntata parleremo di tutto quanto concerne il controllo del calcolatore digitale.

Ovviamente, poichè l'unità di controllo deve regolare le sequenze di operazioni che vengono eseguite dalla macchina alla massima velocità consentita dai suoi circuiti, l'unità di controllo stessa deve essere costituita da circuiti ad alta velocità.

Attualmente si usa dividere i calcolatori in calcolatori per uso speciale e calcolatori per uso generale, dove i primi hanno una sequenza di operazioni ben definita, non modificabile, intrinseca della costruzione dell'unità di controllo, mentre i secondi acquisiscono il programma da eseguire da dispositivi di ingresso e lo memorizzano in memoria RAM, permettendo quindi la massima flessibilità e varietà di sequenze di operazioni.



Questa suddivisione, molto chiara fino a pochi anni fa, sta ora diventando sempre più ambigua, infatti, mentre un calcolatore per il controllo di volo di un velivolo è chiaramente un calcolatore special purpose, essendo costruito in logica cablata, con un programma fisso, ed un grosso calcolatore gestionale è chiaramente un general purpose, non è ben chiaro come debba essere inquadrato il calcolatore di processo a microprocessore, nel quale il programma è memorizzato su ROM o su EPROM, ed è fisso, ma solo fino a che non si cambia la ROM o la EPROM. Quindi un controllore di processo di quest'ultimo tipo può essere considerato special purpose, se non viene mai toccato una volta installato, mentre può essere considerato general purpose se le ROM di programma vengono effettivamente sostituite o riprogrammate.

È importante chiarire il fatto che, anche se la maggioranza dei calcolatori special purpose possono cambiare il loro modo di operare in dipendenza da ingressi esterni, in realtà il programma è sempre ugualmente fisso, solamente esistono in esso dei "salti condizionati" per cui la sequenza eseguita, giunta ad uno di questi "bivii" può prendere uno o l'altro ramo.

In sintesi, l'unità di controllo può essere definita come quella parte di calcolatore che regola lo svolgimento in sequenza delle istruzioni, che interpreta le istruzioni stesse e che dà gli opportuni segnali di controllo all'unità aritmetico-logica e ad altri dispositivi in accordo con le istruzioni da eseguire.

Come si è visto nelle puntate precedenti, l'unità aritmetico-logica, le memorie, i dispositivi di ingresso-uscita, possono eseguire diverse operazioni se comandati da opportuni segnali, e l'unità di controllo, fornendo questi segnali, dirige il funzionamento della macchina.

Costruzione di una parola di istruzione

Una parola del calcolatore è in generale un insieme di cifre binarie, il cui significato dipende da come la parola viene interpretata.

Già parole contenenti dati possono essere interpretate in modo diverso usando codici diversi (ad esempio binario e BCD), e, poichè sia i dati che le istruzioni vengono memorizzati allo stesso modo, i programmatori devono controllare che le istruzioni vengano usate come tali e lo stesso avvenga per i dati.

Se assumiamo che ogni locazione di memoria contenga una istruzione, il calcolatore inizierà l'esecuzione di una istruzione situata in una certa locazione, quindi andrà in sequenza prendendo le istruzioni dalle locazioni successive in ordine finchè non trova un'istruzione di HALT (fermata) o di BRANCH (salto). I dati da manipolare saranno ovviamente memorizzati in un'altra parte di memoria.

Il fatto che istruzioni e dati vengano memorizzati allo stesso modo, permette una grande flessibilità di operazione, perchè, detratto dallo spazio totale di memoria il numero di celle occupate da istruzioni, tutto il rimanente è disponibile per i dati, ed in tal modo è possibile eseguire con la stessa macchina sia operazioni laboriose su piccole masse di dati, sia elaborazioni laboriose su piccole masse di dati, sia elaborazioni semplici su grandi masse di dati.

Macchine che posseggono sia memoria centrale veloce, sia memorie di massa più lente, utilizzano per le istruzioni i dati in elaborazione e i risultati intermedi della memoria centrale, mentre utilizzano la memoria di massa per acquisire e restituire parti di una massa di dati non contenibile dalla memoria centrale. L'elaborazione procede quindi a blocchi di acquisizione, elaborazione, restituzione di parti della massa totale dei dati. Le istruzioni devono sempre risiedere in memoria centrale, quindi se, ad esempio, si trovano su nastro, il contenuto del nastro dovrà essere letto e trasferito in memoria centrale.

In generale una parola di istruzione di un calcolatore è composta da vari settori, il cui numero dipende dall'architettura del calcolatore.

Poichè sono molto usate, tratteremo qui dapprima le parole di istruzione più semplici, dette parole di istruzione ad indirizzo singolo.

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

Questo tipo di istruzioni è largamente usato in micro e minicalcolatori.

L'istruzione ad indirizzo singolo è, in generale, divisa in due settori: il codice operativo (OP code) che definisce il tipo di operazione da svolgere, e il settore indirizzo, che contiene l'indirizzo di memoria del numero (operando) che viene coinvolto dall'operazione stessa.

Se vengono utilizzate per il codice operativo cinque cifre binarie, è necessario un opportuno codice che individui ciascuna delle 32 operazioni possibili.

Il calcolatore Raytheon 7180 possiede 32 istruzioni, ed ha (figura 1) un codice operativo di cinque bits inseriti in una parola di 21 bits. Quindici bits vengono utilizzati per l'indirizzamento dell'operando e il bit rimanente serve per indicare se il registro indice viene utilizzato o meno (figura 1).

In tabella 1 vengono illustrate sei tipiche istruzioni di questa macchina, assieme alle modifiche che ciascuna istruzione comporta.

In tabella 2 vengono illustrate tutte le istruzioni del DDP 24, un calcolatore della Minneapolis Honeywell, di medie dimensioni, ad indirizzo singolo. Nella tabella, A sta per registro Accumulatore, B è il registro che viene utilizzato per memorizzare le cifre meno significative dei prodotti ed operazioni analoghe, mentre EA è la parte di indirizzamento di una istruzione.

Si noti che la moltiplicazione viene effettuata tra la parola in memoria e il registro B, non l'accumulatore, come era in alcuni vecchi IBM.

Indici come A₂₋₂₄ indicano i bits che vengono coinvolti nell'operazione.

Cicli istruzione e cicli esecuzione, organizzazione dei registri di controllo

Un calcolatore procede nell'esecuzione di un programma con un ritmo fondamentale dato dalla necessità di estrarre sia le istruzioni che gli operandi dalla stessa memoria. Esaminiamo ora il calcolatore ad indirizzo singolo, tenendo conto che i calcolatori ad indirizzi multipli agiscono nello stesso modo e abbisognano degli stessi registri, anche se lo svolgimento dell'istruzione avviene in un modo diverso, dipendente dal numero degli operandi e dal formato della parola di istruzione.

La sequenza di base di operazioni per la maggior parte delle istruzioni di una macchina ad indirizzo singolo è composta da una alternanza tra un periodo di tempo detto ciclo istruzione ed un altro detto ciclo esecuzione.

Durante il ciclo istruzione, si legge dalla memoria una parola di istruzione che viene interpretata, e quindi si fornisce alla memoria l'indirizzo dell'operando.

Durante il ciclo esecuzione, la memoria fornisce l'operando richiesto e su di esso viene eseguita l'operazione definita dalla parola istruzione.

Assumiamo d'ora in poi, per semplicità, che il

Codice operativo mnemonico	Codice operativo binario	Significato dell'istruzione
ADD	00010	Somma il numero nella locazione data dalla parte indirizzo dell'istruzione al contenuto dell'accumulatore, lasciando il risultato nell'accumulatore.
MUL	00100	Moltiplica il numero nella locazione data dalla parte indirizzo dell'istruzione al contenuto dell'accumulatore, lasciando le cifre più significative e il bit di segno nell'accumulatore e le cifre meno significative in un registro MQ
DVD	00101	Il numero contenuto nell'accumulatore e nel registro MQ visti concatenati viene diviso per il numero nella locazione data dalla parte indirizzo dell'istruzione, e il quoziente viene memorizzato in MQ, mentre il resto resta nell'accumulatore.
STO	11000	Il contenuto dell'accumulatore viene memorizzato nella locazione data dalla parte indirizzo dell'istruzione.
AND	01111	Ogni bit dell'accumulatore viene moltiplicato logicamente col corrispondente bit della parola nella locazione data dalla parte indirizzo dell'istruzione. Il risultato resta nell'accum.
CLA	00001	Carica nell'accumulatore il contenuto della locazione data dalla parte indirizzo dell'istruz.

Tabella 1 - Istruzioni e codici operativi del Raytheon 7180

	Cod. oper.		Funzione	XI O'F
	Mnem.	Ott.		
Caricamento e memor.	CRA	60	0 - (A)	
	IAB	57	(A) (B)	
	LDA	24	(EA) - (A)	XX
	LDB	23	(EA) - (B)	XX
	STA	05	(A) - (EA)	XX
	STB	03	(B) - (EA)	XX
	STC	04	(A) ₁₋₉ - (EA) ₁₋₉	XX
	STD	06	(A) ₁₀₋₂₄ - (EA) ₁₀₋₂₄	XX
TAB	55	(A) - (B)		
Aritmetiche	ADD	10	(A) + (EA) - (A)	XX X
	ADM	20	(A) + (EA) - (A)	XX X
	BCD*	36	(EA) BCD - (A) Binario	XX
	BIN*	37	(EA) Binario - (A) BCD	XX (X)
	DIV	35	(A, B)/(EA) - (quoziente in B, resto in A)	XX (X)
	MPY	34	(B) x (EA) - (A, B)	X
	RND	62	(A) + 1 - (A), se (B) ₂ = 1	
SBM	21	(A) - (EA) - (A)	XX X	
SUB	11	(A) - (EA) - (A)	XX X	
Logiche	ANA	15	(A) ∩ (EA) - (A)	XX
	ERA	17	(A) ⊕ (EA) - (A)	XX
	ORA	16	(A) ∪ (EA) - (A)	XX

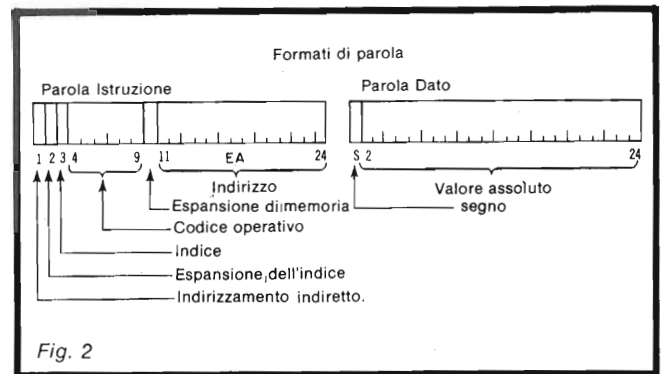
Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

Shift	ALS**	41	Shift (A) ₂₋₂₄ a sinistra, delle posizioni specificate da (EA) ₁₉₋₂₄	XX
	ARS**	40	Shift (A) ₂₋₂₄ a destra, delle posizioni specificate da (EA) ₁₉₋₂₄	XX
	LGL**	47	Shift (A) ₁₋₂₄ a sinistra id. id.	XX
	LLR**	43	Rotazione (A, B) ₁₋₂₄ a sinistra id.	XX
	LLS**	45	Shift (A, B) ₂₋₂₄ a sinistra id. id.	XX
	LRR**	42	Rotazione (A, B) ₁₋₂₄ a destra, id. id.	XX
	LRS**	44	Shift (A, B) ₂₋₂₄ a destra, id. id.	XX
	NRM	46	Shift (A, B) ₂₋₂₄ a sinistra finchè (A) ₂ = 1	XX
	SCL**	65	Shift (A, B) ₂₋₂₄ a sinistra e decremento del registro indice, numero di shift specificato da (EA) ₁₉₋₂₄	XX
	SCR**	64	Shift (A, B) ₂₋₂₄ a destra e incremento del registro indice, numero di shift specificato da (EA) ₁₉₋₂₄	XX
Jump	JMP	74	Salta a EA	XX
	JOF	73	Salta a EA se il bit di overflow è a 1	XX
	JPL	70	Salta a EA se il bit di segno dell'accumulatore è a 0	XX
	JRT	25	Salta alla locazione specificata da (EA) ₁₁₋₂₄ , ristabilisce l'interrupt	XX
	JST	27	Salta a EA + 1 e memorizza la locazione in (EA)	XX
	JZE	71	Salta a EA, se (A) = 0	XX
	SKG	12	Salta un'istruzione se (A) > (EA)	XX
SKQ	13	Salta un'istruzione se (A) ≥ (EA)	XX	
Indici	ADX**	54	(X) + (EA) ₁₁₋₂₄ → (X)	XX
	IRX	67	(EA) ₁₁₋₂₄ + 1 → (EA) ₁₁₋₂₄ e (X)	XX
	JIX	72	Salta a EA se (X) ≠ 0	XX
	JXI	75	(X) + 1 → (X), salta a EA, se il risultante (X) = 0	XX
	LDX**	56	(EA) ₁₁₋₂₄ → (X)	XX
	STX	66	(X) → (EA) ₁₁₋₂₄	XX
TAX	63	(A) ₁₁₋₂₄ → (X) ₁₁₋₂₄	XX	
Ingresso-Uscita	DMB	32	Esegue il DUMP di memoria, partendo da EA	XX
	FMB	31	Carica la memoria partendo da EA	XX
	INA**	52	Carica l'ingresso in (A), come da maschera in (EA)	XX
	INM	07	Carica l'ingresso in (EA)	XX
	ITC**	51	Inibisce o abilita l'interrupt, come da maschera in (EA)	XX
	OCP**	53	Seleziona la linea di I/O, come da mas. ecc.	XX
	OTA	50	(A) → uscita, come da mas. ecc.	XX
	OTM**	22	(EA) → uscita	XX
SKS**	61	Salta un'istruzione se la linea di sense specificata da (EA) ₁₁₋₂₄ non è a 1.	XX	
Controllo	HLT	00	Ferma il calcolatore finchè non viene premuto il pulsante di START	
	NOP	77	Nessuna operazione	
	XEC	02	Esegue l'istruzione ad EA	XX

X = indicizzabile
 I = indirizzabile indirettamente
 O'F = possibile overflow
 (X) = possibile divisione non consentita
 ∩ = simbolo per AND
 ∪ = simbolo per OR

* opzionale
 ** Se l'indirizzo indiretto non è specificato (I = 0), la parte indirizzo dell'istruzione è l'operando.

Tabella 2 - Codici Operativi del DDP-24



calcolatore sia fornito di memoria centrale a nuclei magnetici, anche se discorsi analoghi possono essere fatti per memorie a semiconduttore.

Il tempo di ciclo per una memoria di questo tipo è fisso e quindi, ad ogni operazione di lettura e scrittura, bisogna lasciare un certo lasso di tempo prima di poter ricominciare a fornire alla memoria comandi di lettura e scrittura.

Ovviamente, come discusso nella 7ª puntata, alla memoria va fornito l'indirizzo sia in lettura che in scrittura, e ciò avviene per mezzo di un apposito registro (registro di indirizzamento) e inoltre va fornito un segnale di READ/WRITE che istruisce la memoria sul tipo di operazione da compiere.

D'altra parte il trasferimento di dati da e per la memoria avviene attraverso un particolare registro temporaneo (memory buffer register).

Durante il ciclo istruzione, la parola di istruzione viene trasferita nel buffer, e, per ottenerla, bisogna dire alla memoria di leggere e fornirle l'indirizzo della istruzione.

Quindi l'istruzione viene interpretata e viene trasferito nel buffer l'indirizzo dell'operando. Durante il ciclo esecuzione l'operando viene letto o scritto nella memoria, a seconda dell'istruzione precedentemente interpretata.

Nel caso l'operazione sia di tipo aritmetico, la macchina, prelevando l'operando dal buffer, esegue l'operazione su di esso.

Dopo di ciò, il calcolatore deve fornire alla memoria l'indirizzo della parola di istruzione successiva e comandarne la lettura.

Si noti che, durante il ciclo esecuzione, bisogna memorizzare in qualche registro dell'unità di controllo sia il codice operativo che l'indirizzo dell'operando e anche l'indirizzo della istruzione successiva che dovrà essere letta dalla memoria.

Quindi sono necessari diversi registri, comuni pressochè a tutti i calcolatori digitali; essi sono:

1) - Il registro contatore istruzioni (IC). È un contatore della stessa lunghezza della parte indirizzo della parola istruzione. Il contatore può essere resettato o incrementato.

Un tipico schema logico di un contatore di questo tipo è mostrato in figura 3, con una linea di Reset e una linea di incremento (Enable).

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

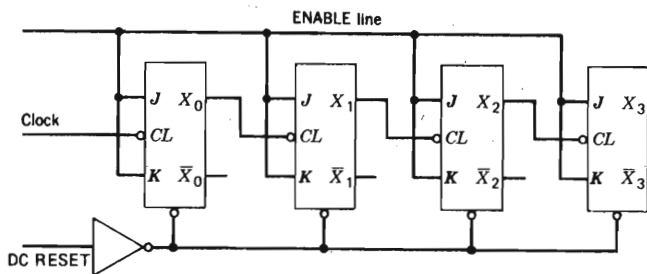


Fig. 3 - Contatore asincrono con abilitazione.

Questo contatore segue le istruzioni da eseguire, incrementandosi normalmente di 1 durante ogni ciclo istruzione, e inoltre, nell'esecuzione di istruzioni di salto (BRANCH o JUMP), deve poter acquisire il contenuto del registro B, azione che viene comandata da una linea MB INTO IC. Il contatore deve poter essere resettato a 0 per iniziare l'esecuzione di un programma.

Infine deve essere possibile trasferire nel registro indirizzi della memoria il contenuto di IC, all'inizio di ogni ciclo istruzione, in modo da localizzare l'istruzione successiva.

2) - Il registro dei codici operativi (OP-code register). Quando si legge in memoria una parola di istruzione, bisogna memorizzarne il codice operativo per determinare il tipo di operazione da eseguire. Questo registro ha lunghezza pari al numero di bits del codice operativo ed è in grado di acquisire dal buffer di memoria la parte relativa al codice stesso.

3) - Il registro indirizzi di memoria. Esso contiene la locazione di memoria dove si deve leggere o scrivere.

4) - Flip-flop R. Quando è a 1, segnala alla memoria di leggere una parola.

5) - Flip-flop W. Quando è a 1, segnala alla memoria di scrivere la parola residente nel buffer nella locazione il cui indirizzo si trova nel registro indirizzi.

6) - Flip-flop I. Quando il flip-flop è a 1, il calcolatore si trova in un ciclo istruzione.

7) - Flip-flop E. Quando il flip-flop è a 1, il calcolatore si trova in un ciclo esecuzione.

Sequenze di operazioni dei registri di controllo

In figura 4 si può osservare lo schema di interconnessione dei vari registri di controllo, della memoria, registro indirizzi, e buffer di memoria.

Passiamo all'analisi dei segnali di controllo in evidenza: vi è una linea di RESET IC che resetta a 0 il contatore istruzioni (spesso collegata ad un pulsante), un segnale MB INTO IC che causa il trasferimento del contenuto del buffer di memoria nel registro contatore istruzioni, e un segnale INCREMENT IC che fa incrementare di 1 il contenuto di IC. Inoltre vi è il segnale MB INTO OP che trasferisce i bits di OP code nel registro codice operativo dal buffer di memoria e infine vi sono i due segnali di controllo dell'indirizzamento di memoria: IC INTO MA trasferisce il contenuto del contatore istruzioni nel registro indirizzi, mentre MB INTO MA trasferisce i bits di indirizzo di ogni parola istruzione dal buffer di memoria al registro indirizzi. Ad ogni ciclo istruzione va settato il flip-flop R e contemporaneamente va trasferito il contenuto di IC nel registro indirizzi.

A questo punto, lasciato alla memoria il tempo necessario alla lettura, si può trasferire il codice operativo nell'apposito registro mediante il comando MB INTO OP.

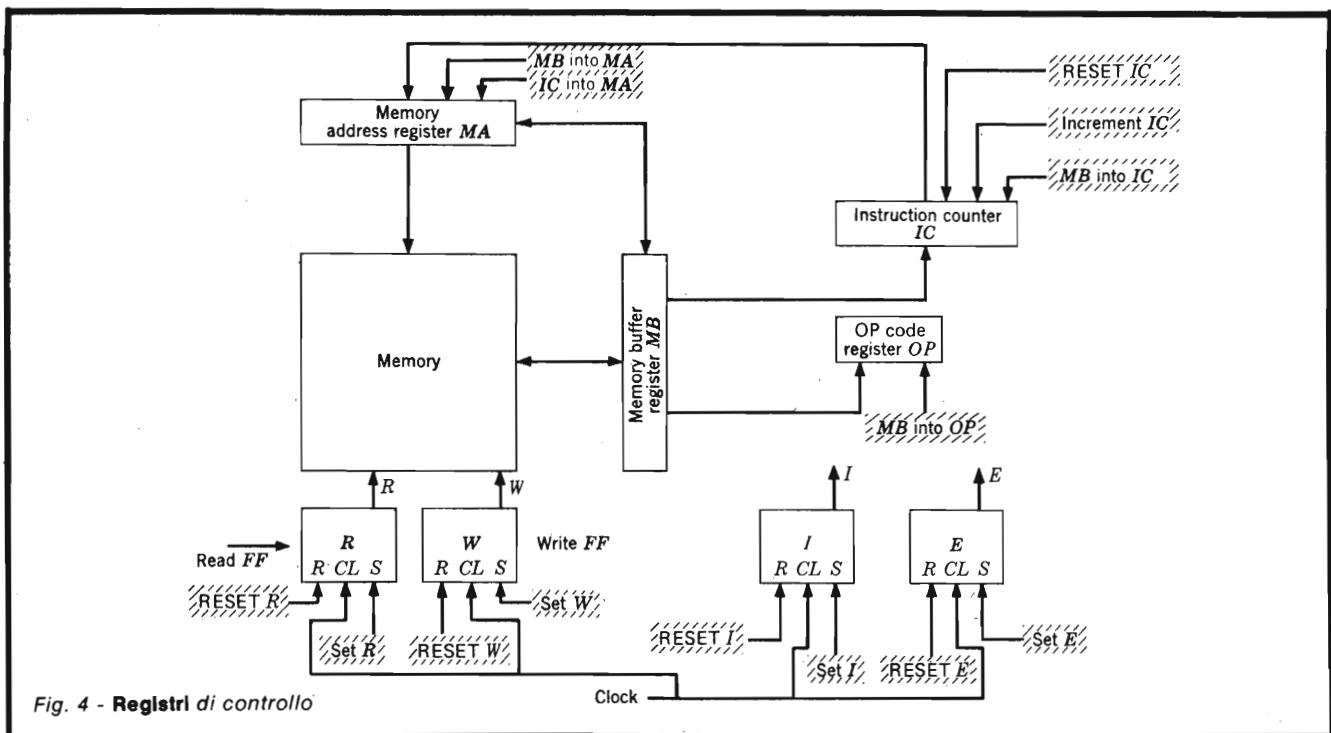


Fig. 4 - Registri di controllo

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

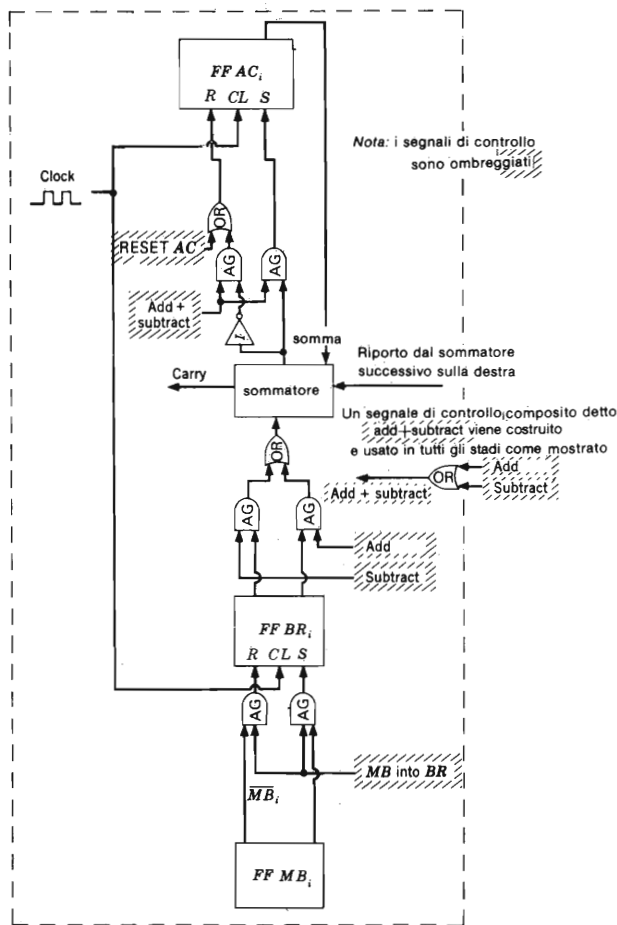


Fig. 5 - Flip-flop dell'accumulatore e del registro B con segnali di controllo.

Le operazioni successive sono in generale dipendenti dal codice operativo.

Controllo di operazioni aritmetiche

Consideriamo il problema di controllare l'unità aritmetica durante l'esecuzione di una istruzione.

Per svolgere istruzioni come somme, sottrazioni, cancellazione e somma e memorizzazione.

- 1 - RESET ACC, segnale che forza a 0 tutti i flip-flops dell'accumulatore.
- 2 - ADD, segnale che comanda la somma del registro B all'accumulatore, lasciando in quest'ultimo il risultato.
- 3 - SUBTRACT, segnale che comanda la differenza tra accumulatore e registro B, lasciando il risultato nell'accumulatore.
- 4 - MB INTO BR, segnale che comanda il trasferimento del contenuto del buffer nel registro B.
- 5 - AC INTO MB, segnale che comanda il trasferimento del contenuto dell'accumulatore nel buffer.

In figura 5 è mostrata la sezione di accumulatore e di registro B relativa ad un singolo flip-flop, assieme

alla circuiteria ed ai segnali di controllo necessari allo svolgimento delle operazioni.

Ovviamente accumulatore e registro B avranno tanti stadi di questo tipo quanti sono i bits su cui operano.

Il riporto nel bit meno significativo è collegato alla linea di SUBTRACT nel caso di addizione in complemento a 2 o al riporto del bit di segno se si opera in complemento a 1.

Infine è necessario ancora un circuito che fornisca una base dei tempi (CLOCK) che permetta lo svolgimento ordinato dell'istruzione, ovvero che dia l'esatta sequenza temporale ai vari segnali di controllo. Per far ciò, ogni ciclo di memoria è scisso in quattro parti della medesima durata, dette fasi, che

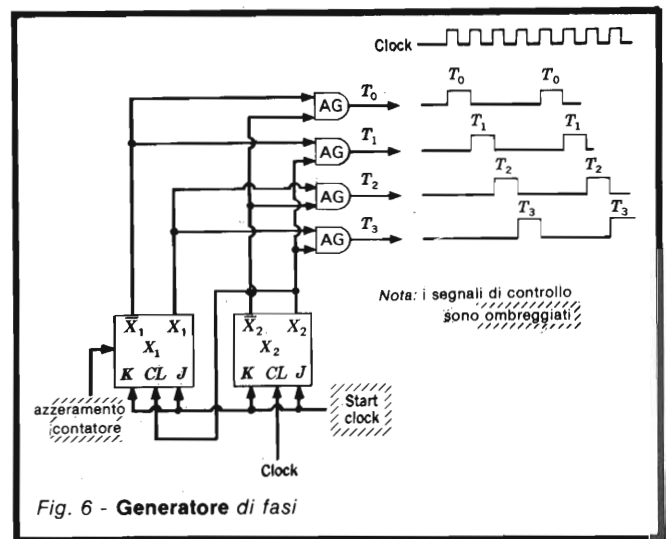


Fig. 6 - Generatore di fasi

chiamiamo $T_0 \div T_3$, a ciascuna delle quali corrisponde un segnale su una di quattro linee distinte di clock. Come generare un clock a quattro fasi è mostrato in figura 6.

Il clock principale dovrà ovviamente avere una frequenza pari a quattro volte la frequenza di ciclo di memoria.

Costruiamo ora delle tabelle che illustrano le sequenze di operazioni necessarie per svolgere le operazioni precedentemente definite. Notare che, quando siano in un ciclo istruzione (flip-flop 1 a 1), le operazioni svolte durante T_0 e T_1 sono sempre le stesse. In base alle tabelle è possibile progettare la circuiteria necessaria a produrre, partendo dalle 4 fasi, i vari segnali di controllo. Gli ingressi saranno perciò il codice operativo memorizzato nell'apposito registro, le 4 fasi di clock e i flip-flops I ed E.

Notate, ad esempio, come quando si è in T_0 durante un ciclo istruzione, si setta sempre a 1 il flip-flop di READ, comandando alla memoria di leggere l'istruzione allocata all'indirizzo situato nel registro indirizzi. La lettura sarà completata prima di T_1 , cosicché a T_1 potremo trasferire l'OP-code dal buffer al registro

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

codice operativo.

Si comprende subito che il segnale di set del flip-flop READ verrà generato con un AND tra T_0 e I, mentre il segnale MB INTO OP sarà generato con un AND tra T_1 e I.

In figura 7 è mostrato tutto lo schema per svolgere le operazioni di ADD, SUB, CLEAR AND ADD (CLA) e STORE.

Sequenze tipiche di operazione

Può essere utile analizzare come funziona il sistema di controllo di figura 7 durante le istruzioni di ADD e STORE. Ciascuna istruzione parte con il flip-flop I (di ciclo istruzione) a 1, e con attiva la fase T_0 , e questi due segnali fanno sì che vada a 1 il flip-flop READ e quindi la memoria inizia la lettura, tenendo presente che l'indirizzo di lettura è già nel registro

ADD	Lista dei segnali da attivare	Operazione
I e T_0	SET R	Comanda alla memoria di leggere un'istruzione
I e T_1	MB INTO OP RESET R	Trasferisce il codice operativo nel registro codici oper., azzerà il flip-flop READ
I e T_2	INCREMENT IC	Incrementa di 1 il contatore istruzioni, preparandolo per la successiva
I e T_3	MB INTO MA RESET 1, SET E	Trasferisce la parte indirizzo dell'istruzione (che è nel buffer di memoria) nel registro indirizzi. Commuta il calcolatore in ciclo esecuzione.
E e T_0	SET R	Comanda alla memoria di leggere un operando
E e T_1	MB INTO BR RESET R	Trasferisce l'operando dal buffer al registro B, azzerà il flip-flop READ
E e T_2	ADD	Il contenuto del registro B viene sommato al contenuto del registro accumulatore e il risultato resta nell'accumulatore.
E e T_3	IC INTO MA SET I, RESET E	Il contenuto del contatore istruzioni viene trasferito al registro indirizzi, localizzando così la successiva istruzione. La macchina viene posta in ciclo istruzione.
CLEAR and ADD	Lista di segnali da attivare	Operazioni
I e T_0	SET R	Lettura istruzione
I e T_1	MB INTO OP RESET R	Acquisizione del codice operativo, flip-flop READ disattivato
I e T_2	INCREMENT IC	Prepara IC per l'istruzione successiva
I e T_3	MB INTO MA RESET I, SET E	Localizzazione dell'operando, commutazione in ciclo esecuzione
E e T_0	SET R	Lettura operando
E e T_1	MB INTO BR RESET AC RESET R	Caricamento nel registro B dell'operando, azzeramento dell'accumulatore, azzeramento del flip-flop READ
E e T_2	ADD	Poichè nell'accumulatore c'è 0, il risultato della somma nell'accumulatore è semplicemente l'operando contenuto in B
E e T_3	IC INTO MA SET I, RESET E	Localizzazione dell'istruzione successiva, commutazione in ciclo istruzione.

SUB-TRAC	Lista dei segnali da attivare	Operazione
I e T_0	SET R	Comanda alla memoria di leggere un'istruzione
I e T_1	MB INTO OP RESET R	Trasferisce il codice operativo nel registro codici oper., azzerà il flip-flop READ
I e T_2	INCREMENT IC	Incrementa di 1 il contatore istruzioni, preparandolo per la successiva
I e T_3	MB INTO MA RESET 1, SET E	Trasferisce la parte indirizzo dell'istruzione (che è nel buffer di memoria) nel registro indirizzi. Commuta il calcolatore in ciclo esecuzione.
E e T_0	SET R	Comanda alla memoria di leggere un operando
E e T_1	MB INTO BR RESET R	Trasferisce l'operando dal buffer al registro B, azzerà il flip-flop READ
E e T_2	SUB	Il contenuto del registro B viene sottratto dall'accumulatore e la differenza resta nell'accumulatore.
E e T_3	IC INTO MA SET I, RESET E	Il contenuto del contatore istruzioni viene trasferito al registro indirizzi, localizzando così la successiva istruzione. La macchina viene posta in ciclo istruzione
STORE	Lista dei segnali da attivare	Operazioni
I e T_0	SET R	Lettura istruzione
I e T_1	MB INTO OP RESET R	Acquisizione del codice operativo, azzeramento del flip-flop READ
I e T_2	INCREMENT IC	Prepara IC per l'istruzione successiva
I e T_3	MB INTO MA RESET I, SET E	Carica nel registro indirizzi la parte indirizzo della parola istruzione, commuta in ciclo esecuzione.
E e T_0	SET W AC INTO MB	Scrive il contenuto dell'accumulatore nella cella di memoria localizzata a I e T_3 , passando per il buffer di memoria.
E e T_1	RESET W	Azzerà il flip-flop WRITE
E e T_2		Completa l'operazione di scrittura
E e T_3	IC INTO MA SET I, RESET E	Localizzazione dell'istruzione successiva, commutazione in ciclo istruzione.

Tabella 3 - Sequenze di segnali di controllo

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

indirizzi. Alla fase T_1 , la lettura è completata e si trasferisce l'OP code nell'apposito registro mediante il segnale generato da I e T_1 .

Alla fase T_2 si incrementa IC mediante un controllo generato da I e T_2 . Alla fase T_3 il contenuto del buffer viene trasferito al registro indirizzi e, contemporaneamente, viene resettato il flip-flop I , mentre viene settato il flip-flop E , che segnala il ciclo esecuzione.

Durante l'operazione di ADD, al tempo E e T_0 , si setta a 1 il flip-flop di READ in modo tale che la memoria inizi la lettura dell'operando (il cui indirizzo è stato posto nel registro indirizzi nella fase precedente). Alla fase E e T_1 , si trasferisce il contenuto del buffer, cioè l'operando, nel registro B. Contemporaneamente si resetta il flip-flop READ.

Se l'istruzione è di ADD, ad E e T_2 verranno sommati il contenuto del registro B e quello dell'accumulatore, e la somma resterà nell'accumulatore.

Infine, ad E e T_3 , si trasferisce il contenuto del contatore istruzioni nel registro indirizzi, fornendo l'indirizzo dell'istruzione successiva e contemporaneamente si resetta il flip-flop E , settando il flip-flop I .

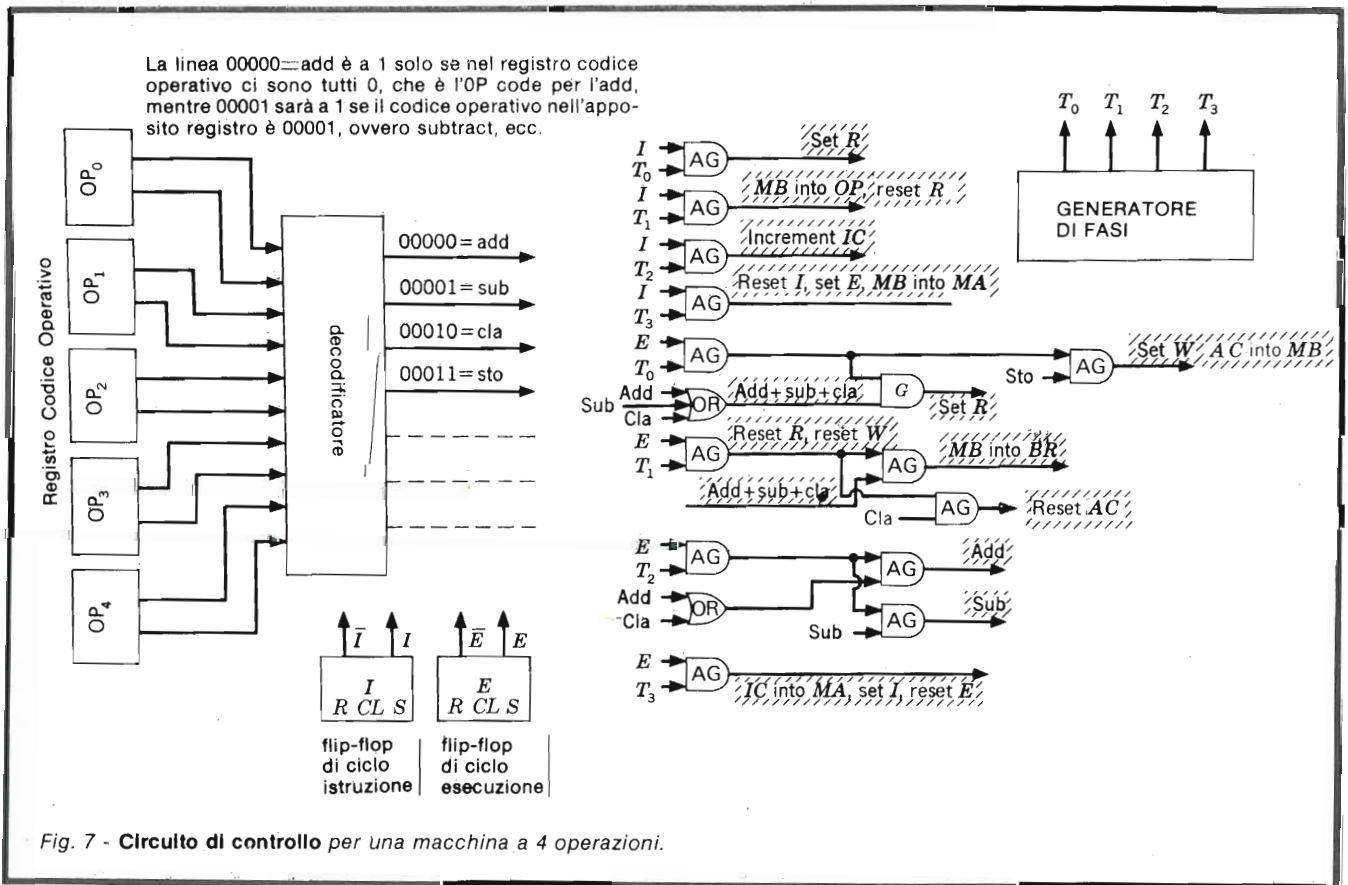
A questo punto, siamo in condizioni di I e T_0 e viene comandata la lettura. Vediamo ora come si sviluppa un'operazione di STORE. Anche in I e T_1 la sequenza è identica alle precedenti perchè l'istruzione deve ancora essere interpretata.

A I e T_2 viene incrementato IC e a I e T_3 viene effettuata la commutazione tra istruzione ed esecuzione. Ad E e T_0 , viene settato il flip-flop W e si trasferisce il contenuto dell'accumulatore nel buffer di memoria. Ad E e T_1 , il flip-flop W viene resettato, mentre non viene svolta nulla ad E e T_2 . Ad E e T_3 si trasferisce IC nel registro indirizzi, si setta il flip-flop I e si resetta E .

Istruzioni di BRANCH, SKIP e JUMP (istruzioni di salto)

L'esecuzione delle istruzioni di salto può differire in svariati modi dall'esecuzione delle istruzioni normali. Nelle macchine ad indirizzo singolo è necessario localizzare la sola e il contatore istruzioni, invece di essere incrementato di 1, può essere modificato.

Le istruzioni di BRANCH possono essere di due tipi: incondizionato e condizionato. Nel primo caso, la parte indirizzo della parola istruzione contenuta nel buffer viene trasferita al contatore istruzioni e quindi quello è l'indirizzo della istruzione che verrà eseguita nella sequenza. Nel secondo caso (il caso più semplice sono le macchine in cui il BRANCH avviene solo se il contenuto dell'accumulatore è negativo - BRANCH ON MINUS -) il salto avviene solamente se viene verificata una certa condizione (nel caso accennato, se il bit di segno è a 1), altrimenti il registro IC viene incrementato di 1 e il programma



Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

prosegue in sequenza. Mostriamo ora il funzionamento di una tipica istruzione BRM (BRANCH ON MINUS) di una macchina ad Indirizzo singolo, e per far ciò modifichiamo il circuito di fig. 7, assegnando il codice 00100 a BRM come mostrato in figura 8.

Seguiamo ora le operazioni sulla tabella 4.

Le prime due fasi dell'istruzione sono identiche a quelle di ogni altra istruzione, mentre, se si esegue a I e T_2 una operazione di BRM, ci si trova alla scelta se incrementare di 1 IC o se caricarlo con la parte indirizzo dell'istruzione, in dipendenza dal bit di segno dell'accumulatore, che chiameremo AC_0 .

Perciò, se $I \text{ AND } T_2 \text{ AND } AC_0$ si incrementerà IC, mentre se $I \text{ AND } T_2 \text{ AND } \overline{AC_0}$, si trasferirà il buffer nel contatore istruzioni.

Si noti come poi la macchina non entri in un ciclo esecuzione, ma parta poi con un nuovo ciclo istruzione, e quindi non vada azzerato il flip-flop I.

Si noti come si usi anche il segnale BRM anziché porre in OR tutte le istruzioni che non sono BRM, risparmiando circuiti di controllo.

Poiché l'istruzione BRM richiede un solo accesso alla memoria, richiede solo un ciclo istruzione per essere completamente eseguita.

Istruzioni di scorrimento (SHIFT)

Le istruzioni esaminate finora sono sempre state istruzioni che vengono eseguite con un numero fisso di cicli di memoria, ma vi sono altre istruzioni, come, ad esempio, moltiplicazione e divisione, che generalmente richiedono ben più di due cicli di memoria. Analogamente, istruzioni di SHIFT possono occupare più tempo di un ciclo di memoria se gli SHIFT da compiere sono molti, e in tal caso, non si può accedere alla memoria finché l'operazione non è finita, anche se l'operando risiede nell'accumulatore. Per implementare questo tipo di istruzioni è necessario che il controllo della macchina venga passato temporaneamente a un controllore più semplice, regolato da

un contatore, che segue il numero di passi da compiere per il completamento dell'istruzione, e, quando l'operazione è stata completamente eseguita, mette la macchina in ciclo istruzione e comanda alla memoria di leggere l'istruzione successiva.

Ad esempio, l'istruzione di SHIFT verso destra (SHIFTRIGHT) è composta di due parti: un codice operativo 00101 che comanda alla macchina di far scorrere verso destra la parola residente nell'accumulatore di tante cifre quante sono scritte nella parte indirizzo. Quindi, assumendo di avere un accumulatore in grado di eseguire SHIFTS verso destra, si rende necessario solamente applicare un certo numero di segnali SHIFT RIGHT consecutivi al registro accumulatore. Poiché vi sono solo quattro fasi in un ciclo di memoria, è utile che la memoria non venga usata finché l'operazione di SHIFT non è stata completata. Per ottenere ciò si incrementa subito il contatore istruzioni in modo da essere già pronti alla lettura dell'istruzione successiva, e si aggiunge un altro registro, chiamato contapassi o Step-counter, che è in grado di conteggiare alla rovescia da un certo numero dato a 0 e serve per contare il numero di SHIFT.

A questo punto viene trasferita la parte indirizzo dell'istruzione dal buffer allo step-counter, il quale verrà decrementato di 1 ad ogni shift, per cui, quando raggiungerà 0, l'operazione di shift sarà stata eseguita.

In figura 9 sono mostrati due stadi dello step-counter (SC), con i due corrispondenti stadi (i due meno significativi) del buffer (MB), e i circuiti necessari al trasferimento $MB \rightarrow SC$.

Il numero di bits dello step-counter sono determinati dal massimo numero di shift pensabili per la macchina, oppure per il massimo numero di passi necessari per moltiplicazione e divisione. Per una macchina con 21 bits di dati, lo step-counter può

Branch on Minus	Lista dei segnali da attivare	Operazioni
I e T_0	SET R	Lettura istruzione
I e T_1	MB INTO OP R9ESET R	Acquisizione del codice operativo azzeramento del flip-flop READ
I e T_2 e AC_0	INCREMENT IC	Se il bit di segno è 0 (positivo) il contatore istruzioni si incrementa di 1 e si va alla posizione istruzione
I e T_2 e AC_0	MB INTO IC	Se il bit di segno è 1 (negativo), si usa la parte indirizzo della parola istruzione come indirizzo della istruzione successiva.
I e T_3	IC INTO MA	Trasferimento del contatore istruzioni nel registro indirizzi. Si noti che il flip-flop E non viene messo a 1 e si è quindi subito in grado di iniziare un nuovo ciclo istruzione: non è necessario un ciclo esecuzione.

Tabella 4

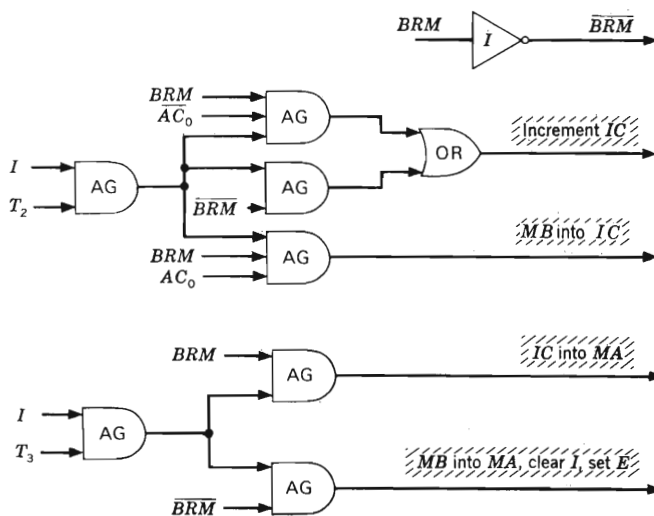


Fig. 8 - Modifiche al circuito di controllo per eseguire le operazioni di BRANCH

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

Shift destro	Segnali da attivare	Operazioni
I e T ₀	SET R	Lettura istruzione
I e T ₁	MB INTO OP RESET R	Acquisizione del codice operativo azzeramento del flip-flop READ
I e T ₂	INCREMENT IC MB INTO SC	Preparazione del contatore istruzioni per la istruzione successiva, caricamento nel step-counter della parte indirizzo della parola istruzione.
I e T ₃	RESET I SET SR	Si azzerava il flip-flop di ciclo istruzione. Si mette a 1 il flip-flop di shift destro.

Tabella 5

avere cinque flip-flops, mentre per una macchina a 35 o 36 bits, i flip-flops possono essere sei o sette.

Consideriamo la sequenza di operazioni per una istruzione di SHIFT: le fasi I e T₀ e I e T₁ vengono eseguite come in ogni altra istruzione. Ad I e T₂ si incrementa IC e si trasferisce il conteggio allo step-counter. Ad I e T₃ si pone a 1 un flip-flop detto SR (SHIFTRIGHT) che comanda lo shift. Contemporaneamente si azzerava il flip-flop I, in modo tale che la macchina non si trovi nè in ciclo istruzione, nè in ciclo esecuzione, anche se in effetti sta eseguendo una istruzione. In questo modo non si iniziano altri

cicli di memoria, cioè la situazione viene congelata finché lo step-counter non è arrivato a 0 (o meglio a 1, per non introdurre uno shift in più).

Se a questo punto, quando il contatore è a 1 si azzerava il flip-flop SR e contemporaneamente si setta il flip-flop I, la macchina ripartirà con il successivo ciclo istruzione, come in *tabella 5*.

Quando SR è a 1, è necessario fermare il generatore di fasi e per far ciò si utilizza l'uscita di SR. SR viene messo a 1 da I AND T₃ AND 00101 (l'uscita del decodificatore), mentre se SR è a 1, il clock non giunge più al generatore di fasi.

Microprogrammazione

In precedenza si è visto come generare i segnali di controllo mediante reti logiche. Un altro metodo molto usato è la microprogrammazione, che normalmente fa uso di una ROM, come vedremo ora. Le operazioni sui e tra i registri si chiamano microoperazioni. Normalmente un microprogramma viene scritto con un apposito linguaggio che può essere molto semplice o anche molto complesso, che viene tradotto nelle istruzioni di programmazione della ROM mediante calcolatore.

Per comprendere la tecnica di microprogrammazione partiamo da una struttura di registri come quella in *figura 10*.

Dapprima formiamo un elenco delle microopera-

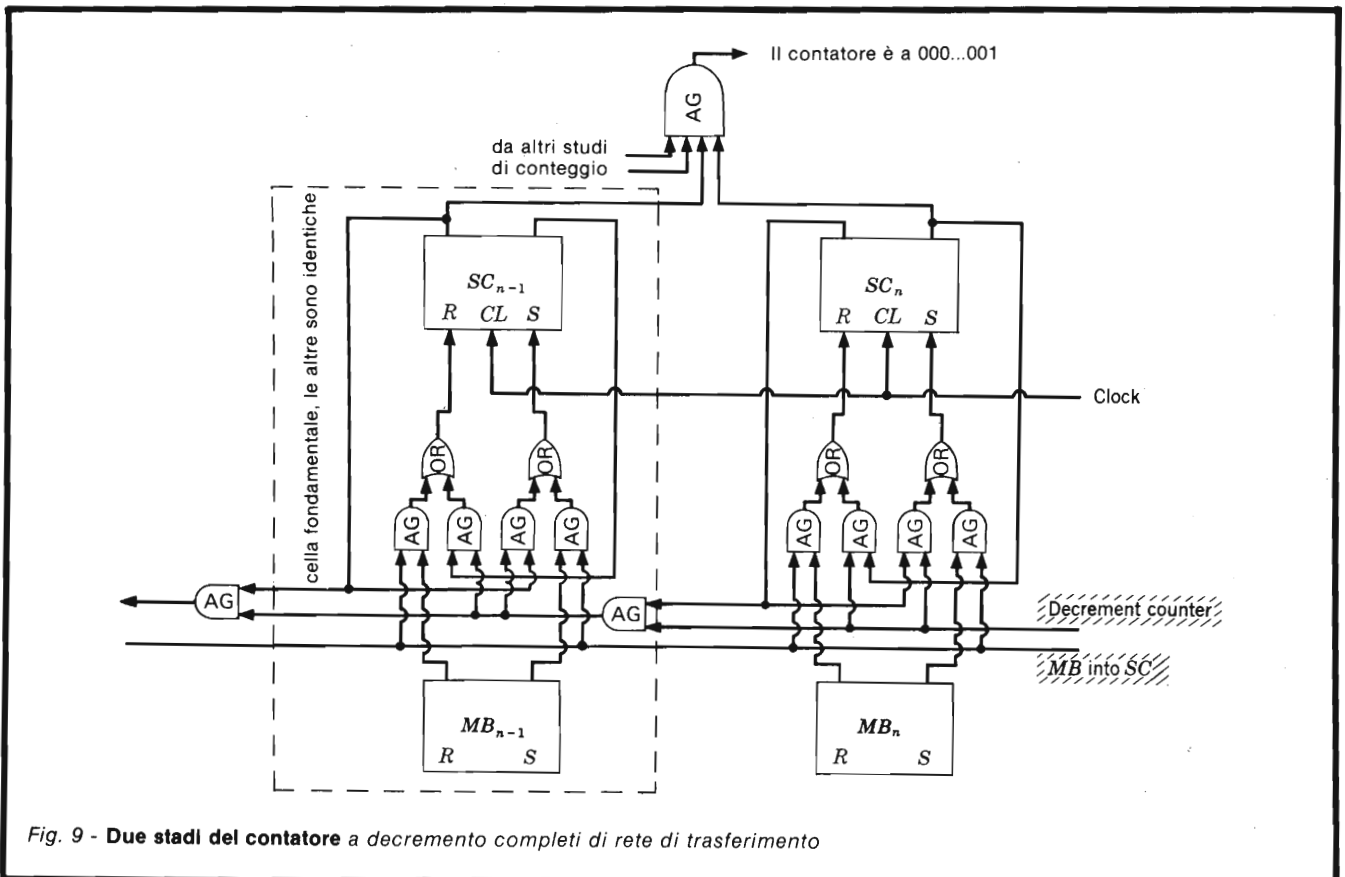
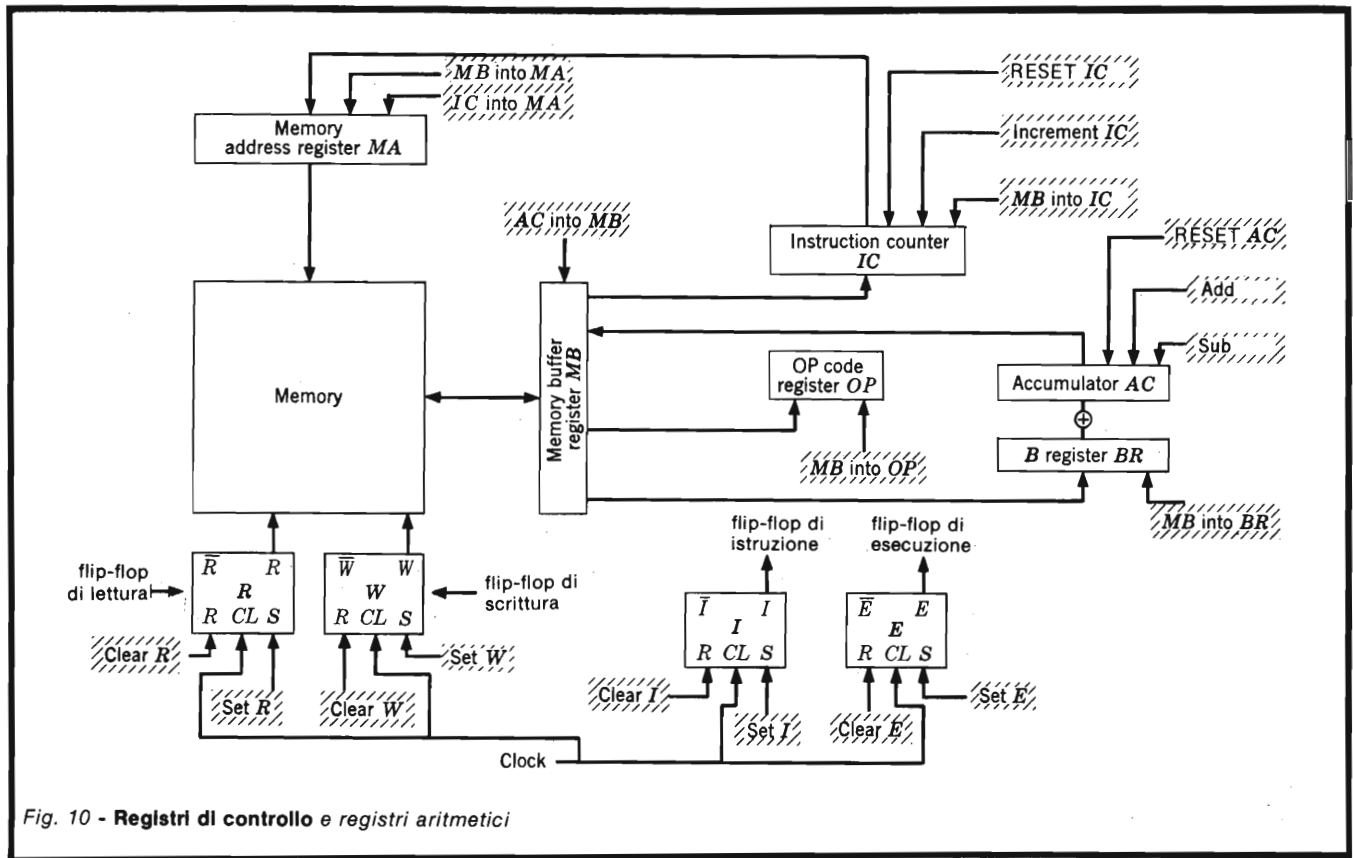


Fig. 9 - Due stadi del contatore a decremento completi di rete di trasferimento

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]



zioni necessarie, costruendo la *tabella 6*.

Si noti la somiglianza tra la microoperazione e il nome del segnale di controllo corrispondente.

In *figura 11* si può vedere uno schema a blocchi per il sistema di controllo, composto da una ROM con 64 celle di 30 bits e un registro indirizzi per questa memoria, detto IAR (Microinstruction address register). Ogni uscita dalla ROM è un segnale di controllo che genera una microoperazione, e questi segnali si chiamano $C_0 \div C_{30}$.

Sette di queste uscite hanno un impiego speciale come "indirizzi successivi" che possono servire in certi casi per far andare in sequenza l' IAR.

Al registro IAR può essere aggiunto 1 e in IAR possono essere trasferiti in bits di uscita denominati $C_0 \div C_6$. È anche possibile aggiungere al contenuto di IAR il contenuto di $OP + 1$.

Lo schema di base è il seguente: i segnali di controllo per l'esecuzione di una data istruzione sono memorizzati in una sezione della memoria di controllo (ROM).

Il registro IAR va in sequenza attraverso questa sezione e ad ogni indirizzo corrispondono i segnali di controllo in uscita dalla memoria.

Il primo problema è dato dal fatto che l'IAR deve essere, all'inizio di ogni istruzione, inizializzato all'indirizzo della prima microistruzione della sezione desiderata. Per far ciò, bisogna esaminare il codice operativo, e quindi il microprogramma di preparazione è:

Loc. ROM	MICROPROGRAMMA
0	$1 \rightarrow R \text{ IAR} + 1 \rightarrow \text{IAR}$ Lettura istruzione
1	$MB_{0-4} \rightarrow OP \text{ IAR} + 1 \rightarrow \text{IAR}$ Trasferimento OP-code
2	$OP + \text{IAR} + 1 \rightarrow \text{IAR}$ Costruzione, a partire da OP-code, dell'indirizzo in cui sta in C_{0-6} l'indirizzo della sezione desiderata.
3	$C_{0-6} \rightarrow \text{IAR}$ Trasferimenti di controllo alle varie sezioni (JUMP)
4	$C_{0-6} \rightarrow \text{IAR}$
5	$C_{0-6} \rightarrow \text{IAR}$
6	$C_{0-6} \rightarrow \text{IAR}$

Corso di elettronica digitale e calcolatori [9ª parte]

Poichè i codici operativi sono numerati progressivamente, ad ogni codice operativo corrisponde un numero binario ben preciso, per cui l'operazione $OP + IAR + 1 \rightarrow IAR$ pone in IAR un numero, che corrisponde in modo fissato a quella certa istruzione; all'indirizzo pari a quel numero, troveremo nei bits C_{0-6} l'indirizzo nella ROM della sezione di microprogramma che esegue l'istruzione definita da quel codice operativo.

In pratica il codice operativo permette di identificare in una tabellina sequenziale il punto di entrata (Entry Point) della sezione che esegue quel codice operativo.

Alla fine di ogni sezione di microprogramma il registro IAR viene azzerato, riprendendo quindi con le operazioni di lettura della istruzione successiva.

Variazioni alle configurazioni di microprogrammazione

La tecnica di microprogrammazione illustrata prende il nome di microprogrammazione orizzontale, in quanto vi sono tanti bits nella parola della ROM quanti sono i segnali di controllo.

Poichè però il numero di segnali di controllo può essere molto elevato e ciò implicherebbe una ROM troppo grande, spesso si cerca di ridurre al massimo il numero delle uscite, usando singoli segnali al posto di più segnali da attivare sempre contemporaneamente, oppure, per N segnali mutuamente esclusivi, un numero M di bits tali, che $2^M \geq N$, seguiti da un decodificatore.

Questa tecnica prende il nome di Microprogrammazione verticale, che dà vantaggi di compattezza, ma svantaggi notevoli (minore flessibilità) in sede di variazione o espansione del microprogramma.

In generale le tecniche usate in pratica sono una via di mezzo tra le due.

Una applicazione utilissima della microprogrammazione è l'emulazione di una macchina su un'altra: se la seconda macchina può essere microprogrammata, è possibile, previo cambio di nomi ai vari regi-

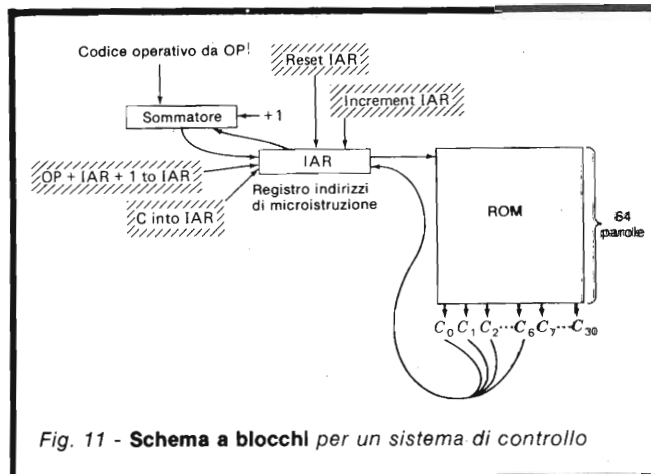


Fig. 11 - Schema a blocchi per un sistema di controllo

MICROOPERATION	CONTROL-SIGNAL NAME	BIT IN READ-ONLY CONTROL MEM.
0 → IC	RESET IC	C7
IC + 1 →	INCREMENT IC	C8
MB → IC	MB INTO IC	C9
0 → AC	RESET AC	C10
AC + BR → AC	ADD	C11
AC - BR → AC	SUBTRACT	C12
1 → E	SET E	C13
0 → E	RESET E	C14
1 → I	SET I	C15
0 → I	RESET I	C16
1 → W	SET W	C17
0 → W	RESET W	C18
1 → R	SET R	C19
0 → R	RESET R	C20
0 → AC	CLEAR AC	C21
MB ₅₋₂₁ → MA	MB INTO MA	C22
IC → MA	IC INTO MA	C23
AC → MB	AC INTO MB	C24
MB ₀₋₄ → OP	MB INTO OP	C25
MB → BR	MB INTO BR	C26
IAR + 1 → IAR	INCREMENT IAR	C27
C ₀₋₆ → IAR	C INTO IAR	C28
OP + IAR + 1 → IAR	ADD OP TO IAR	C29
0 → IAR	RESET IAR	C30

Tabella 6 - Microoperazioni

stri, far sì che essa abbia un comportamento interno, per ogni istruzione, identico a quello della macchina da emulare.

Vi sono alcuni difetti intrinseci alla microprogrammazione rispetto alla logica a porte: il principale è la velocità, perchè una logica a porte è in generale più veloce delle operazioni coinvolgenti una ROM, e un altro svantaggio è che le reti logiche convenzionali, opportunamente minimizzate, portano spesso ad una struttura che richiede meno componenti (anche se le ROM sono, al giorno d'oggi, compatte e a basso costo). Come conseguenza macchine grandi e veloci hanno generalmente una struttura di controllo a rete logica, mentre piccole e medie macchine hanno un controllo microprogrammato.

TECNICO TV A COLORI: UN NUOVO, GRANDE CORSO PER CORRISPONDENZA.

dolci adv



DA SCUOLA RADIO ELETTRA, NATURALMENTE!

Solo Scuola Radio Elettra, la più grande organizzazione europea di studi per corrispondenza, poteva assumersi l'impegno di realizzare un corso teorico - pratico per tecnici TV a colori. Un corso che apre nuove prospettive professionali a migliaia di giovani.

Il metodo Scuola Radio Elettra conferma la sua validità nell'insegnare con semplicità, ma in modo veramente approfondito, anche questo ramo così complesso e so-

fisticato della tecnologia.

Una tecnologia che si evolve e richiede tecnici sempre più qualificati. Una tecnologia a cui, ancora una volta, Scuola Radio Elettra è stata la prima a rispondere.

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)

Radiostereo a transistori - Televisione bianconero e colori - Elettrotecnica - Elettronica Industriale - HI-FI Stereo - Fotografia - Elettrodomestici.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)

SPERIMENTATORE ELETTRONICO particolarmente adatto per i giovanissimi.

Al termine di ogni corso, Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la vostra preparazione. Compilate e spedite il tagliando. Vi faremo avere tutte le informazioni.

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

SCUOLA RADIO ELETTRA Via Stellone 5/959 10126 TORINO
INVIATEMI, GRATIS E SENZA IMPEGNO, TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO

DI _____

Nome _____

Cognome _____

Professione _____ Eta _____

Via _____ N. _____

Comune _____

Cod. Post. _____ Prov. _____

Motivo della richiesta: per hobby per professione o avventura

Tagliando da compilare, ritagliare e spedire in busta chiusa (o incollato su cartolina postale)



CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE

Programmazione ed elaborazione dei dati - Disegnatore meccanico progettista - Esperto commerciale - Impiegata d'Azienda - Tecnico d'Officina - Motorista autoriparatore - Assistente e disegnatore edile - Lingue.



Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/959
10126 Torino
perché anche tu valga di più

PRESA D'ATTO
DEL MINISTERO DELLA PUBBLICA ISTRUZIONE
N. 1391

Analisi della registrazione magnetica

Parte terza di Domenico Serafini

A continuazione del servizio sulla registrazione magnetica, presentiamo ora la registrazione delle alte frequenze; un soggetto che ci porta di filato verso la videoregistrazione. Nel numero precedente abbiamo interrotto la trattazione, dopo aver spiegato la necessità dell'elaborazione dei segnali audio.

La registrazione delle Alte Frequenze

La forma risultante del segnale dopo il processo di pre e post equalizzazione è più o meno lineare. La compensazione, comunque, ha delle limitazioni pratiche connesse con la meccanica della registrazione e le caratteristiche dei componenti magnetici ed elettro—magnetici.

Queste limitazioni non hanno effetto nelle registrazioni audio in quanto queste non superano frequenze di 20 kHz, ma rappresentano un problema nelle registrazioni di segnali a frequenza elevata come le informazioni video.

I segnali video includono frequenze comprese tra meno di 30 Hz ed oltre 4 MHz, pertanto si rivelano inadeguate a tale registrazione. Pur essendo in grado di costruire testine magnetiche adatte alle altissime frequenze, la registrazione non risulterebbe lineare in quanto il traferro non è in grado di maneggiare adeguatamente tutte le frequenze in gioco.

Per rimediare a tale inconveniente si fa in modo che una frequenza fissa, più elevata della massima frequenza magnetizzante, venga modulata in ampiezza dal segnale da registrare. In questo caso la frequenza portante agisce come la polarizzazione c.a., inoltre ci permette di sfruttare le caratteristiche del traferro.

Per far ciò è necessario conoscere quella particolare frequenza che possa essere tradotta, con maggiore fedeltà.

Sfruttando appieno tutti i possibili accorgimenti elettrici richiesti dall'alta fedeltà, vediamo che il valore della frequenza portante dipende totalmente dalle dimensioni del traferro della testina magnetica e dalla velocità di scorrimento del nastro.

E' noto che il traferro ha delle dimensioni fisse, ciò significa che solo quella frequenza che produce le barre magnetiche di una lunghezza d'onda doppia della larghezza del traferro, potrà essere fedelmente immagazzinata sul nastro e riprodotta. In altre parole una frequenza di 1000 Hz registrata su di un nastro che viaggia a 10 cm/sec produce sul nastro un segnale magnetico della lunghezza d'onda di 0,01 mm. Dato che questo è formato da due barre di 0,005 mm ciascuno, per riprodurre adeguatamente questa frequenza, il traferro non dovrebbe superare 0,005 mm. Se questo avesse le stesse di-

mensioni della lunghezza dell'onda registrata, il segnale indotto nel traferro sarebbe nullo in quanto i poli delle barre annullerebbero (figura 1) il potenziale magnetico.

Come noto affinché il campo magnetico prodotto da un segnale elettrico possa essere fedelmente immagazzinato su di un nastro, è necessario che detto campo non influenzi sempre la stessa porzione del nastro, altrimenti si "accavallerebbe" producendo una magnetizzazione pari alla somma e differenza dei vari segnali e non di quello individuale, come risultato si ha una riproduzione indecifrabile.

In altre parole per ogni singolo mutamento del segnale elettrico, il campo magnetico derivatone, dovrebbe agire su di una nuova zona del nastro.

Da qui è facile comprendere che per un segnale elettrico che muti ad una frequenza elevata, affinché lo si possa recuperare con fedeltà è necessario che il nastro si muova ad una velocità pari o maggiore al periodo del segnale.

Considerando che il segnale video raggiunge frequenze di 3 MHz, la portante dovrebbe aggirarsi almeno sui 4 MHz, la lunghezza d'onda di tale frequenza è di 78 mm.

Affinchè questa lunghezza d'onda possa essere immagazzinata magneticamente, il nastro deve muoversi ad una velocità pari a:

$$V = \frac{78}{4 \times 10^6} = 312 \times 10^8 \text{ mm/sec (oltre un milione di Km/h)}$$

pertanto nel nastro si produce un segnale di 78 mm, affinché la testina possa immagazzinare fedelmente tale frequenza, questa richiede un traferro di 39 mm.

Queste, ovviamente, sono condizioni molto sfavorevoli, infatti un ampio traferro, come noto, richiede un'energia magnetizzante molto elevata, inoltre la velocità con cui si dovrebbe muovere il nastro è senza dubbio irrealizzabile.

Riducendo le dimensioni del traferro (g), la velocità richiesta diminuisce notevolmente ($V = 2g \times f$), portando questa a 0,007 mm la velocità necessaria si aggira intorno ai 56 m/sec, un valore più che ragionevole.

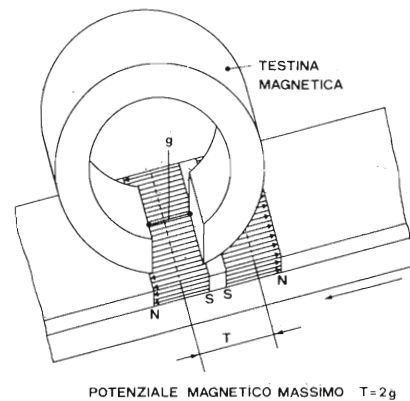
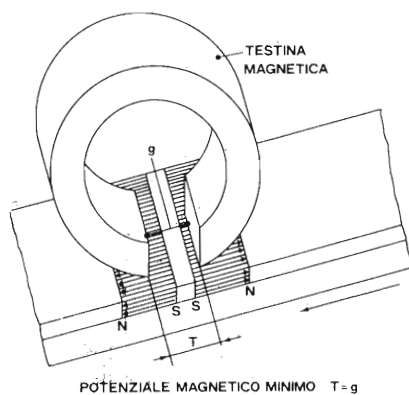


Fig. 1 - Analisi semplificata del processo di riduzione della registrazione magnetica. T = lunghezza del segnale magnetico; g = larghezza del traferro.

Con tale traferro, inoltre, l'energia magnetizzante richiesta diminuisce pur consegnando un campo relativamente intenso, pertanto rende l'apparato molto più sensibile.

A 56 m/sec una bobina contenente 1000 m di nastro, registra o riproduce per meno di 18 sec, un periodo indubbiamente troppo corto, quindi costoso, ed impratico; d'altra parte, per ragioni costruttive, è molto difficile ridurre il traferro oltre un certo limite e, nello stesso tempo, non è possibile ridurre la velocità del nastro.

Concludiamo, pertanto, che la registrazione longitudinale non è adatta alle registrazioni ad alte frequenze.

Come abbiamo detto il traferro ha delle dimensioni limitate, per il momento supponiamo che misuri 0,007 mm di larghezza e 4 mm di lunghezza. La lunghezza influisce maggiormente sull'ampiezza del segnale d'uscita, pertanto è un fattore da prendere in considerazione durante la valutazione del rapporto s/d.

Con il traferro condizionato dalle limitazioni costruttive l'unica caratteristica variabile è rappresentata dalla velocità di scorrimento del nastro. In altre parole, affinché si possa adeguatamente registrare e riprodurre segnali ad alta frequenza, è necessario che il nastro presenti al traferro una nuova zona con una velocità sufficientemente alta da non farla interferire con la zona già magnetizzata.

Ciò che a noi interessa, quindi, è la velocità relativa (figura 2) tra il nastro e la testina magnetica. Nella registrazione longitudinale abbiamo visto che la testina è ferma, pertanto è il nastro che deve muoversi adeguatamente.

Nulla ci vieta, comunque, di far muovere o ruotare la testina in modo da ottenere la voluta velocità relativa. Affinchè si possa ottenere un risparmio di nastro, la scansione non dovrebbe essere longitudinale, ma trasversale.

Questo in quanto i segnali magnetici si disporrebbero uno sotto l'altro (figura 3) invece che uno di fianco all'altro.

Il traferro, in questo caso, deve essere parallelo al nastro, quindi la sua lunghezza determina la lunghezza del segnale magnetico.

Naturalmente il nastro deve muoversi in quanto ha una larghezza ben definita ed inoltre la testina lo scandisce per un certo arco, pertanto per ogni giro la testina deve essere in grado di influenzare una nuova zona.

Come noto il nastro deve essere sempre a contatto con la testina, in questo caso questa ruota su di un cilindro quindi è necessario che il nastro sia avvolto sulla circonferenza per un arco pari alla sua lunghezza.

Supponendo che il cilindro o tamburo in cui si muove la testina abbia una circonferenza di 15 mm e ruoti alla velocità di 3700 giri al sec., il nastro è a contatto con il cilindro per un

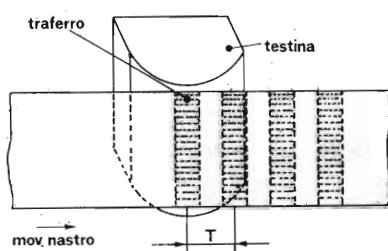


Fig. 2 - Forma di registrazione longitudinale. La testina trasduttrice è ferma ed il nastro è in movimento longitudinale.

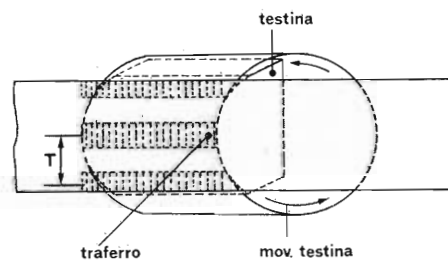


Fig. 3 - Forma di registrazione trasversale. La testina ruota ed il nastro è in movimento longitudinale.

arco di 120° , questo significa che per scandirlo trasversalmente occorrono $90 \mu\text{sec}$. ($120 \text{ è } 1/3 \text{ di } 360$, quindi $1/3 \text{ di } 1/3700 = 90 \mu\text{sec}$), pertanto la velocità con cui il traferro incontra una nuova zona del nastro è di 5600 cm/sec ($V=s/t$), una velocità più che sufficiente per una frequenza di 4 MHz ($f=V/2g$).

Con tali parametri un nastro della larghezza di 5 mm può immagazzinare al massimo 714 barre magnetiche, cioè 357 periodi del segnale.

L'insieme delle barre immagazzinate nel nastro, durante una scansione viene chiamata "traccia".

Quando la testina, finito un giro, ricomincia a scandire di nuovo il nastro, questa deve trovare a disposizione una nuova zona, conseguentemente ogni $1/3700$ di sec, il nastro si deve muovere di almeno 4 mm (la lunghezza del traferro). Questo significa che deve viaggiare ad una velocità di 1480 cm/sec .

A questa velocità una bobina contenente 1000 metri di nastro, registra o riproduce per oltre 67 sec ($t=s/v$), pertanto con la scansione trasversale abbiamo allungato la durata d'operazione di circa 4 volte rispetto alla registrazione longitudinale fatta con gli stessi componenti.

Considerando che il nastro viaggia ad una velocità di 1480 cm/sec , in $90 \mu\text{sec}$, cioè durante il periodo in cui la testina percorre l'arco di 120° , questo si sposterà di $1,34 \text{ mm}$ ($s=vt$), pertanto l'ultima barra magnetica inizia $1/34 \text{ mm}$ più tardi rispetto all'inizio della scansione, (figura 4) cioè con un angolo di $18,3^\circ$ ($\tan \Phi = 1,34/4$)

Seppur la scansione trasversale ci permette di aumentare la durata d'operazione rispetto a quella longitudinale, il risultato fino ad ora ottenuto non è certamente soddisfacente.

Come abbiamo visto non è possibile ridurre le dimensioni del traferro oltre un certo limite, un aumento della velocità di rotazione della testina presenta difficoltà meccaniche, mentre un aumento della lunghezza del nastro rappresenta una soluzione doppiamente inadatta sia per via del nastro stesso che per il dimensionamento del meccanismo di trasporto.

Il problema potrebbe essere risolto facendo in modo che la testina sia a contatto con il nastro il più a lungo possibile, questo, comunque, per ragioni meccaniche, non dovrebbe essere avvolto sulla circonferenza per un arco di oltre 120° , pertanto è necessario fare il tamburo più grande ed il nastro più largo.

Con un nastro di 50 mm a contatto per 120° su di una circonferenza di 150 mm , affinché il traferro incontra una nuova zona del nastro alla velocità di 5600 cm/sec . (questa, come noto, è la velocità necessaria per una larghezza di banda

di 4 MHz), il tamburo deve ruotare a circa 370 giri al sec. ($g/s=V \text{ mm}/3 \times S \text{ mm}$), pertanto il nastro si deve muovere con una velocità di 148 cm/sec . ($V=s \times g/s$).

A questa velocità la bobina di 1000 metri può operare per oltre 11 minuti.

In tal modo abbiamo allungato il periodo d'operazione addirittura riducendo la velocità di scorrimento del nastro ed il numero di giri del tamburo.

Come noto, a noi interessa la velocità con cui il nastro presenta al traferro una nuova zona, in questo caso dato che la testina ruota a 370 g/s in un tamburo della circonferenza di 150 mm , la velocità testina—nastro è di $55,5 \text{ m/sec}$. ($V=d \times g/s$).

A questo punto il lettore avrà sicuramente notato che la testina, per incominciare la scansione di un'altra traccia, deve percorrere il rimanente arco di 240° , cioè deve attendere $1,8 \text{ msec}$.

Questo significa che, se registrassimo un segnale video, durante tutto questo periodo perderemmo ben 30 righe ($1,8/H$), dato che la scansione attiva è compiuta in $0,9 \text{ msec}$ ($1/3 \text{ di } 1/370$), il segnale registrato o riprodotto sarà formato da 14 righe modulate, seguite da 30 righe senza modulazione video.

Per evitare ciò si dovrebbe fare in modo che alla fine della scansione di una traccia, un'altra testina immediatamente effettui la scansione seguente.

Dato che una testina abbraccia un'arco di 120° , affinché si possa ottenere una scansione consecutiva per ogni giro del tamburo, questo dovrebbe contenere tre testine disposte a 120° tra loro. Con tale modifica, affinché il responso sia lo stesso, il nastro deve viaggiare con una velocità tre volte maggiore, cioè 444 cm/sec , sacrificando la durata d'operazione.

Come visto in precedenza, la velocità di scorrimento del nastro e quella di rotazione del tamburo è un fattore molto critico, specialmente quando si tratta di riprodurre segnali video, una semplice riduzione dello $0,5\%$ della rotazione del tamburo abbassa il responso a circa $3,96 \text{ MHz}$, mentre un rallentamento del nastro dello $0,5\%$ causa una perdita di 80 kHz .

La conclusione è che per un responso costantemente lineare, la velocità di scorrimento del nastro deve essere il più uniforme possibile. Nel nostro caso non sarebbe gradita una tolleranza di oltre il 5% , mentre la velocità di rotazione del tamburo potrebbe variare del 10% prima di notare un drastico calo del responso.

Nonostante la cura con cui si può disegnare e costruire il meccanismo di trasporto e quello di scansione, questi inevitabilmente presentano delle tolleranze che si trasformano in variazioni di velocità.

Per evitare ciò è necessario che nella registrazione includiamo un segnale di controllo la cui frequenza riflette esattamente la velocità con la quale si sta effettuando la registrazione.

Durante la registrazione, poi, un semplice trasduttore sarà in grado di prelevarne l'informazione per quindi pilotare il meccanismo di trasporto e di scansione.

In pratica il segnale di controllo non è altro che onde sinusoidali a frequenza di riga in fase con gli impulsi di sincronismo.

Nella riproduzione, se la velocità dei meccanismi variesse,

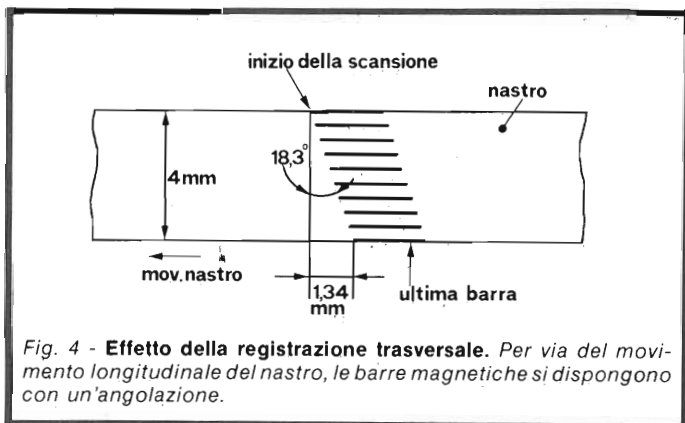


Fig. 4 - Effetto della registrazione trasversale. Per via del movimento longitudinale del nastro, le barre magnetiche si dispongono con un'angolazione.

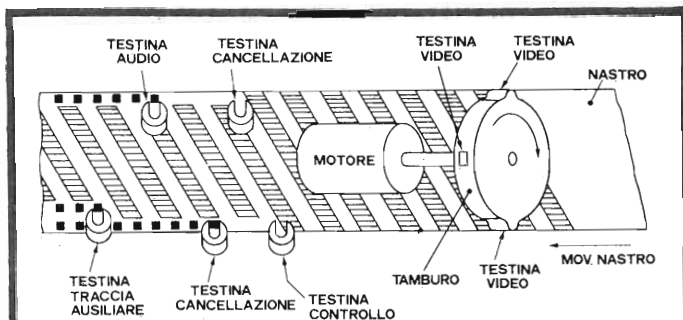


Fig. 5 - Tipico sistema di registrazione trasversale con tutti i vari elementi di operazione e l'effetto che questi hanno sul nastro videomagnetico.

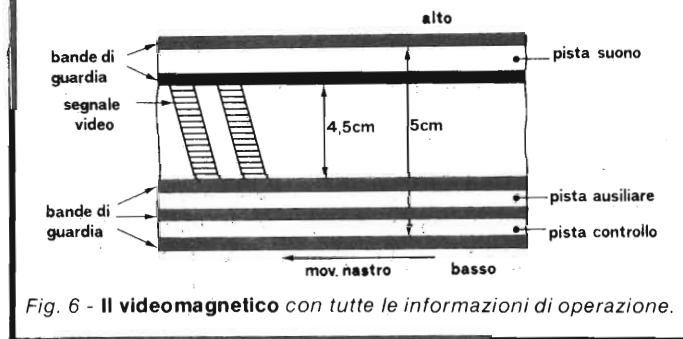


Fig. 6 - Il videomagnetico con tutte le informazioni di operazione.

il segnale risultante dal confronto tra il sincronismo di riga e quello di controllo, agendo su di un circuito servo—motore, ripristina la velocità con la quale l'informazione video era stata registrata.

E' ovvio che il segnale di controllo deve essere indipendente dall'informazione video.

Inoltre è necessario che la traccia magnetica, venga sistemata in modo da non interferire con la scansione del segnale video.

La traccia o pista di solito è longitudinale e posta nella parte bassa del nastro.

Di solito la pista di controllo misura 1,14 mm. Naturalmente non è necessario controllare la velocità dei meccanismi una volta ogni 63,5 μ sec, cioè alla frequenza di riga, in quanto l'inerzia motrice fa in modo da stabilizzarne la velocità per un periodo molto più lungo.

La frequenza di campo potrebbe essere molto più adeguata, questa, inoltre, è più facile da registrare.

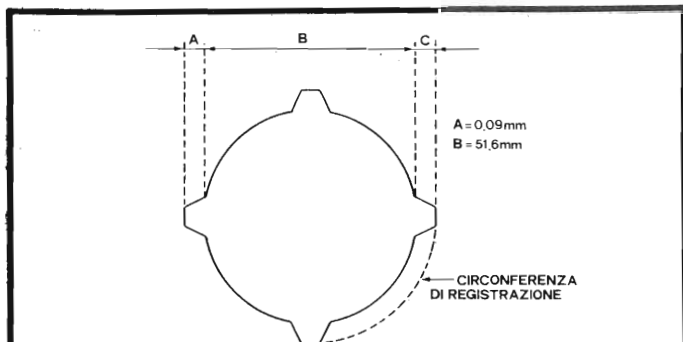


Fig. 7 - Sistemazione delle testine trasduttrici in un sistema di registrazione videomagnetica trasversale. Dato che le testine sono a 90° tra di loro, questo viene definito come "registrazione quadrangolare" o semplicemente "quad". A= sporgenza. B= diametro del tamburo.

Alla frequenza di campo il segnale di controllo dovrebbe agire ogni 0,9 msec, pertanto per ogni giro del tamburo dovremmo registrare un'onda di 370 Hz ($1/0,9 \times 3$).

La registrazione video deve, senza dubbio, includere l'informazione audio.

Questa, infatti, è parte integrale di un programma televisivo, pertanto vitale per un buon apprezzamento della riproduzione.

L'audio, naturalmente, deve essere in sincronismo con il video, cioè combaciare con l'immagine e, nello stesso tempo, non interferire con questa.

L'informazione audio, per le stesse ragioni della pista di controllo, deve essere registrato longitudinalmente, ma posto nella parte alta del nastro.

Normalmente si preferisce sistemare sul nastro due piste audio per un eventuale programma stereofonico o poliglotta. Durante la registrazione di suoni monofonici—monolingua questa pista extra può essere impiegata per qualsiasi altre fattezze.

Di solito la pista audio principale misura circa 1,8 mm, mentre quella ausiliare è di 1,5 mm.

Il motivo per cui si preferisce sistemare le tracce ausiliarie ai bordi del nastro è dettato da condizioni pratiche, infatti i bordi sono più soggetti ad azioni detrimenti durante il maneggio, bobinaggio ecc.

E' logico che per l'informazione video s'impieghi la porzione del nastro più sicura, cioè la parte interna

Per ottenere le piste ausiliarie si fa uso delle testine di cancellazione, in altre parole dopo aver effettuato la registrazione video queste testine cancellano le informazioni video contenute nella pista longitudinale nella quale, in seguito, vi vengono registrate le informazioni audio.

La testina di cancellazione fa in modo di smagnetizzare una porzione di nastro più larga di quella impiegata per la registrazione, di conseguenza la traccia audio è sistemata in mezzo alla pista smagnetizzata.

Questo per evitare che le informazioni audio siano a contatto con quelle video, inoltre per proteggerle dalle azioni detrimenti a cui vengono soggetti i bordi del nastro.

Le porzioni di nastro non impiegate per le registrazioni vengono chiamate "bande di guardia" e misurano circa 0,0125 mm per lato.

Per la pista di controllo non è necessario eliminare l'informazione video in quanto questa non influenza la bassa frequenza del segnale di controllo.

La figura 5 illustra un tipico sistema di registrazione trasversale, completo.

La figura 6, invece rappresenta il nastro completo di tutte le informazioni.

Facendo le tracce audio e quella di controllo, più gli spazi di guardia di 5 mm, l'informazione video abbraccia i restanti 4,5 cm.

A questo punto una testina magnetica non è più a contatto con il nastro per un angolo di 120°, ma vicino ai 90°, pertanto, affinché si possa ottenere una scansione consecutiva per ogni giro del tamburo, questo dovrebbe contenere 4 testine disposte a 90° tra loro.

L'aggiunta di una testina richiede il ridimensionamento del tamburo, come misura di riferimento facciamo il diametro di 51,6 mm.

Le testine, di solito, hanno una sporgenza di 0,09 mm, (figura 7) pertanto il diametro totale è di 51,78 mm.

Il tamburo viene fatto ruotare a 240 giri al sec. (14.400 giri al min.) mentre il nastro si muove con una velocità di 37,5 cm/sec.

Con questi parametri, la velocità testina—nastro è di 390 cm/sec ($V=d \times \text{giri/sec.}$), il che ci permette di registrare una frequenza portante di 7 MHz ($fV = V/2g$) con un traferro (g) di 0,025 mm.

Come detto il tamburo ruota a 240 giri/sec, quindi un giro è compiuto in 4,15 msec, cioè il tempo impiegato per riprodurre 1/4 di campo.

Dato che il tamburo contiene 4 testine, ogni giro immagazzina sul nastro 4 tracce, cioè 65,625 righe (1/4 di 262,5), pertanto ogni traccia contiene 16,4 righe (1/4 di 65,625).

Le quattro testine scandiscono il nastro 960 volte al sec. (240×4), durante il quale questo percorre 37,5 cm.

Siccome 240 giri/sec rappresenta 4 volte la frequenza di campo, in 37,5 cm vi sono 60 campi ($240/4$), pertanto un campo è contenuto in 6,25 mm ($37,5/60$) di nastro.

In questo caso, durante il periodo in cui una testina percorre l'arco del nastro, questo si muoverà di 0,5 mm, pertanto la fine della scansione risulta spostata di 0,5 mm rispetto all'inizio. Questo risulta in un angolo di 0,54.

La lunghezza del segnale magnetico che forma la traccia video, come noto, è uguale alla lunghezza del traferro, nel nostro caso questo è di 2,45 mm.

Normalmente la testina audio è posta a 23 cm da quella video, questo, comunque non rappresenta un inconveniente se le informazioni vengono riprodotte dalle stesse testine.

Il registratore video

In precedenza avevamo detto che per risolvere il problema inerente alla elevata gamma dinamica del segnale video, questo dovrebbe modulare l'ampiezza di una portante a frequenza fissa (M.A.)

Sappiamo già che, se la frequenza di un segnale magnetico raddoppia o si riduce della metà (cioè aumenta o diminuisce di un ottavo), anche l'ampiezza del segnale d'uscita ai capi della testina aumenta o diminuisce in proporzione (un ottavo, o 6 dB).

Dal momento che il segnale video presenta anche una componente continua, questo occupa un numero infinito di ottave.

Prendendo in considerazione solamente segnali la cui frequenza minima ammonta a 30 Hz (in seguito la c.c. può essere ristorata come nei comuni TV), la gamma delle frequenze tra 30 Hz e 7 MHz occupa un'estensione di circa 18 ottave.

La modulazione d'ampiezza, comunque, non si è rivelata ideale in quanto ogni piccola disunione tra il nastro e la testina, o un cattivo contatto nelle spazzole, si trasforma in una variazione d'ampiezza del segnale RF che non riflette affatto l'andamento del segnale video.

Inoltre lo stesso nastro magnetico tende ad introdurre segnali spuri dovuti alla sua superficie non perfettamente uniforme.

Per rimediare a ciò si potrebbe far uso di un sistema CAG, questo, comunque, non elimina completamente i sopracitati inconvenienti e potrebbe introdurre rumori.

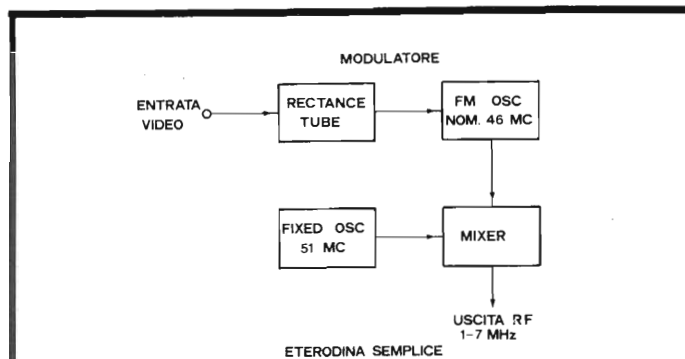


Fig. 8 - Processo di registrazione video magnetica tramite un sistema a eterodina semplice.

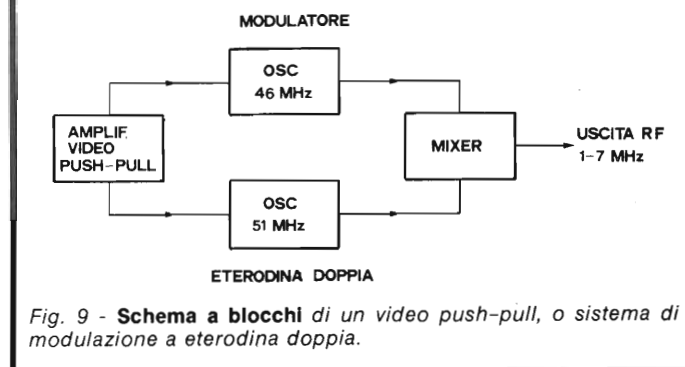


Fig. 9 - Schema a blocchi di un video push-pull, o sistema di modulazione a eterodina doppia.

Una soluzione più adeguata è stato l'impiego della modulazione di frequenza, questa, seppur implica un maggior numero di ottave rispetto alla MA, si è rivelata una scelta razionale in quanto non è influenzata dalle eventuali variazioni d'ampiezza del segnale RF durante la registrazione o riproduzione.

A questo punto il processo di registrazione è piuttosto semplice, la frequenza modulata è di 46 MHz, questa, in seguito, batte con un'oscillazione di 51 MHz. Il processo eterodina che ne risulta (figura 8) produce la frequenza portante di $51 - 46 = 5$ MHz.

Comunque, per migliorare la linearità ed eliminare la formazione di armoniche di second'ordine, si preferisce modulare due oscillatori e fare in modo (figura 9) che uno aumenti di frequenza e l'altro diminuisca con il segnale video (video push-pull).

Affinchè il modulatore mantenga la sua esatta frequenza lo si associa ad un circuito CAF controllato dal sincronismo di riga ed operante durante la ritraccia.

La frequenza portante può rappresentare sia il livello del blanking che quello del sincronismo. La figura 10 mostra le caratteristiche di modulazione con una portante di 5 MHz rappresentata dal livello del blanking.

Facendo il segnale video di 1 V, questo produrrebbe una deviazione inferiore di 0,7 MHz per il segnale di sincronismo (0,3V) ed una superiore di 1,8 MHz per il max livello del bianco (0,7V).

La deviazione totale di 2,5 MHz rappresenta il 100% di modulazione. Le bande laterali prodotte dai valori istantanei della frequenza video con una larghezza di banda di 4 MHz, sono rappresentate da 1 MHz per quella inferiore, mentre quella superiore è fatta in modo da non estendersi oltre 7 MHz. Le frequenze di deviazione oltre a questi valori non

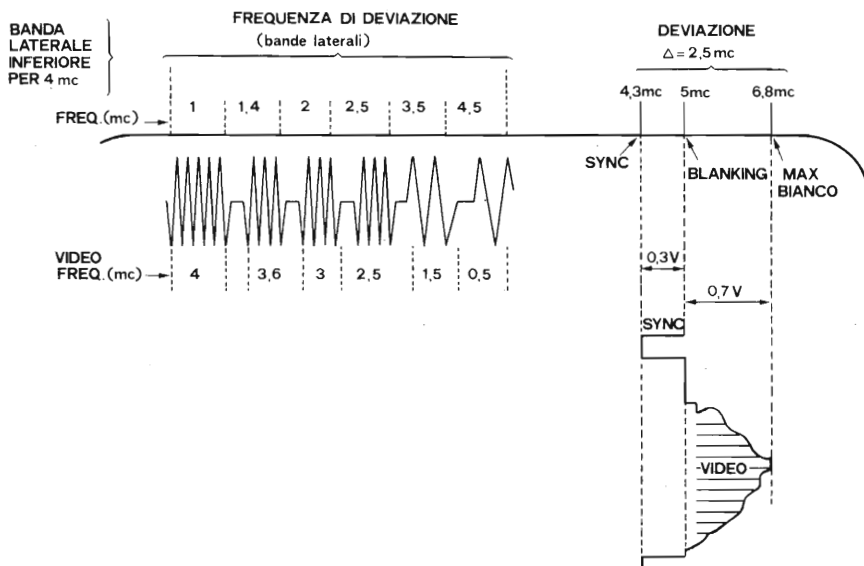


Fig. 10 - Caratteristiche di modulazione video con una portante di 5 MHz rappresentata dal livello del blanking.

vengono prese in considerazione.

In questo caso il processo di modulazione FM ha ridotto l'estensione delle frequenze video da 18 ottave a circa 3 ottave.

Il segnale video, prima di modulare la portante, in questo caso deve subire un processo di pre-equalizzazione per compensare le varie perdite alle alte frequenze. Di solito la compensazione è di 4 dB per il video monocromatico e 9,54 dB per quello cromatico.

Dall'uscita del modulatore il segnale video RF è inviato simultaneamente a tutte e quattro le testine con un'ampiezza di circa 100 mA.

Dato che l'impedenza delle testine muta con il variare della frequenza, è necessario disporre di un circuito il quale mantenga costante il segnale magnetico alle varie frequenze.

Un diagramma a blocchi completo è illustrato in figura 11.

La fase riprodotiva è molto più complessa della registrazione, questa, infatti, affinché possa rappresentare fedelmente il segnale video magnetico, deve sottostare ad alcuni processi non implicati nella registrazione. Il primo processo riguarda l'estrazione dell'informazione magnetica da parte delle testine. Questo deve essere il più lineare possibile, Non deve introdurre segnali spuri e non provocare interruzioni (drop-

out). Affinchè lo scambio delle testine sulle tracce magnetiche non produca delle interruzioni ed interferenze che vengono riprodotte come delle linee che separano ciascuna scansione, si fa in modo che prima di lasciare la traccia magnetica la testina seguente inizia la scansione della traccia successiva. Ciò è compiuto automaticamente, come noto le piste supplementari più le bande di guardia riducono a 102° l'arco di scansione attiva, dato che le testine sono distanziate tra loro di 90° , nel rimanente arco di $102^\circ - 90^\circ = 12^\circ$ due testine sono a contatto con due tracce (figura 12) per un periodo di 2,2 righe ($65,625 \times 1/30$). Durante la registrazione si fa in modo che le ultime 2,2 righe di una traccia e le prime 2,2 righe della traccia seguente contengano le stesse informazioni, pertanto nella riproduzione, quando la testina lascia la traccia. Il processo non viene interrotto.

Durante la riproduzione è necessario che la modulazione video venga prelevata solamente dalla testina a contatto con il nastro. In altre parole per ogni $1/4$ di giro del tamburo bisognerebbe selezionare l'uscita della testina che stà scandendo la traccia magnetica. Ciò per eliminare la formazione di segnali spuri da parte delle altre testine e dovute al rapido movimento rotatorio del tamburo. Questo, inoltre, riduce la

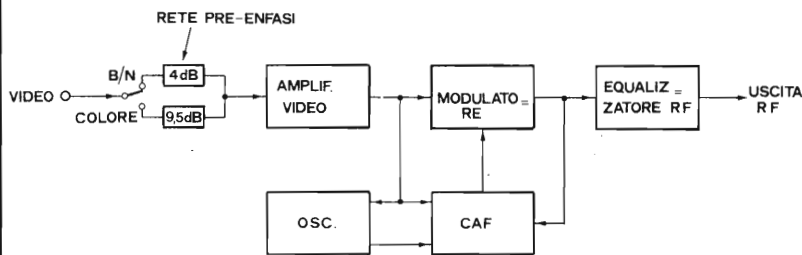


Fig. 11 - Diagramma a blocchi per il processo di pre-equalizzazione video.

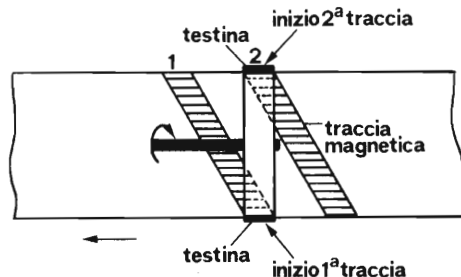
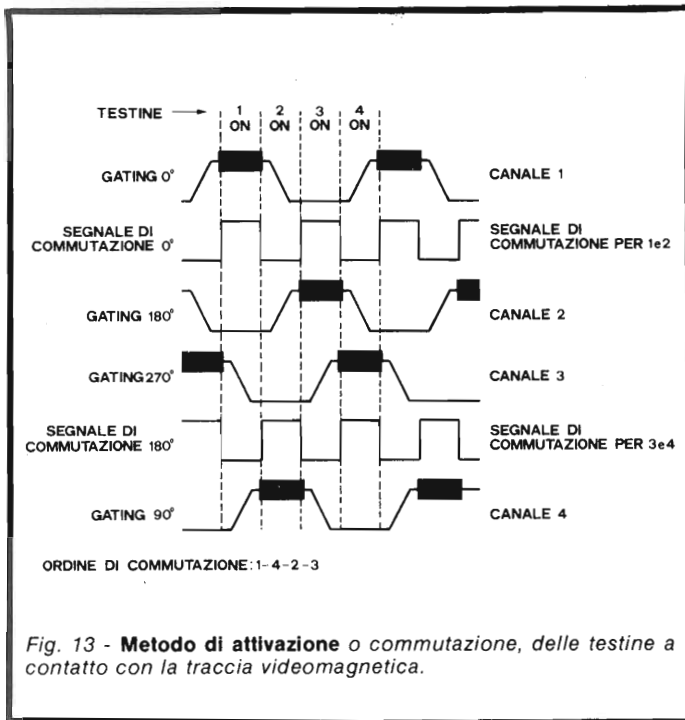


Fig. 12 - Accavallamento delle tracce videomagnetiche per evitare perdite di segnali.



diafonia ed evita che la stessa informazione venga riprodotta due volte durante la sovrapposizione delle righe.

Ciò potrebbe essere compiuto mediante un circuito commutatore che agisce ogni 90° per 1/240 di sec.

La fase e periodo di commutazione, in questo caso, deve essere sincronizzata con la rotazione del tamburo, inoltre affinché l'azione non sia visibile sullo schermo, bisogna far in modo che lo scambio avvenga durante la ritraccia.

La commutazione viene effettuata negli stadi RF da quattro circuiti "gate".

La fase degli impulsi "gating" di 240 Hz rispecchia perfettamente la posizione angolare del tamburo, ciò è ottenuto mediante una cellula fotoelettrica influenzata dalla rotazione del tamburo.

Per la commutazione si richiede due impulsi, uno di 240 Hz alla griglia controllo del gate e l'altro di 480 Hz alla sua griglia soppressore.

Il segnale alla griglia controllo deve essere un'onda trapezoidale fatta in modo che ogni periodo sia sfasato di 90° rispetto al seguente.

Il segnale di 480 Hz è un'onda quadra ottenuta raddoppiando la frequenza di rotazione del tamburo ed è sincronizzata con la ritraccia orizzontale. L'onda di 480 Hz viene inviata alla griglia soppressore dei circuiti relativi alle testine 1 e 2 e, sfasata di 180°, a quelle relative alle testine 3 e 4. In tal modo solamente il tubo il cui segnale a 240 Hz è in fase con quello a 480 Hz, può condurre consegnando (figura 13) l'uscita RF video.

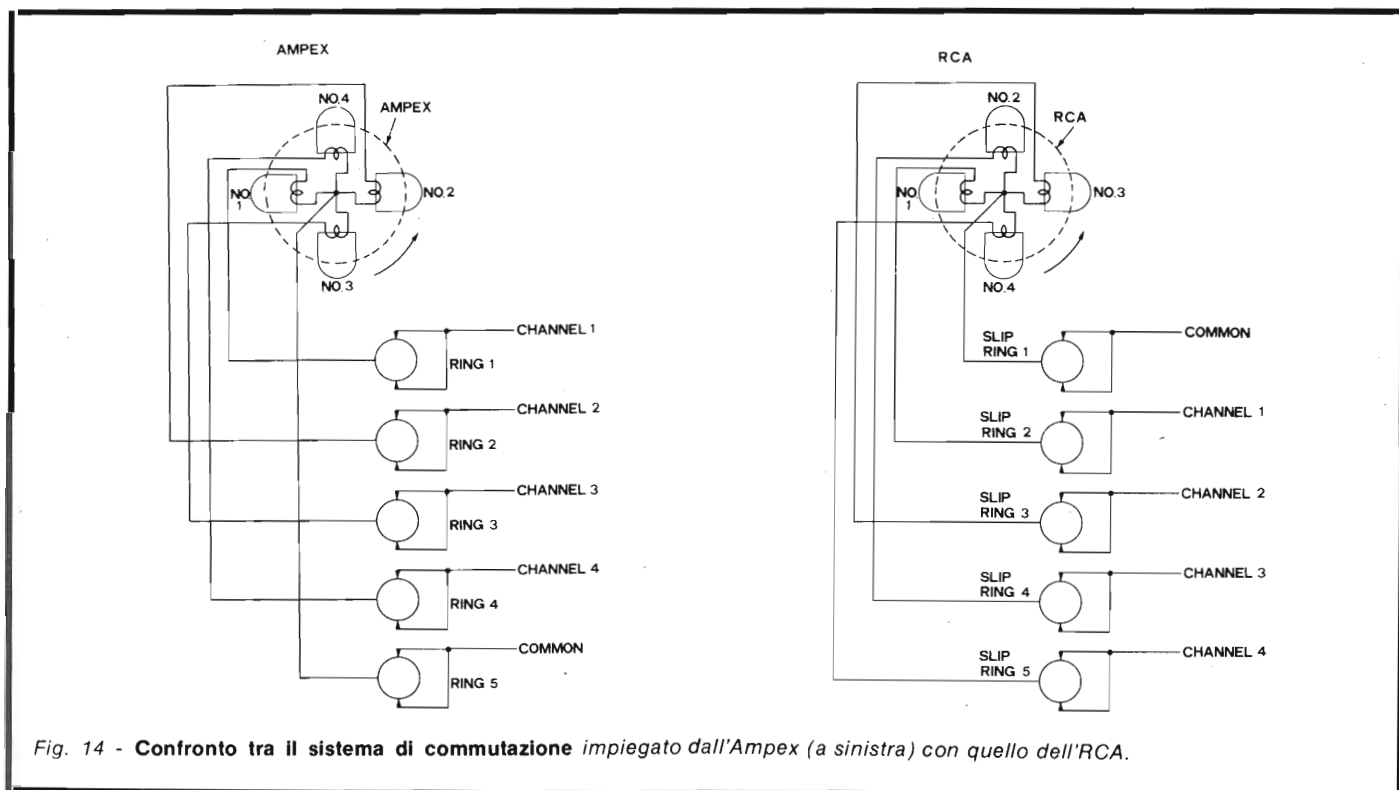
Per evitare diafonie tra le testine l'Amplex ha fatto in modo che l'ordine di operazione sia 1-4-2-3, l'RCA invece ha preferito numerare le testine con un ordine progressivo 1-2-3-4, comunque le corrispondenti uscite vengono prelevate (figura 14) dalle spazzole in modo alternato 1-3-2-4.

Dall'uscita dei commutatori il segnale RF subisce una compensazione, un'amplificazione e quindi viene tosato.

La tosatura o limitazione dell'ampiezza RF è un processo richiesto da qualsiasi sistema FM per l'eliminazione delle variazioni d'ampiezza causate da interferenze.

Nel nostro caso sia la testina magnetica che il nastro possono introdurre segnali spuri, pertanto è necessario provvedere alla eliminazione.

All'uscita del limitatore vi è quindi un segnale RF che rispecchia fedelmente l'informazione magnetica, pertanto è pronto per il processo di demodulazione.



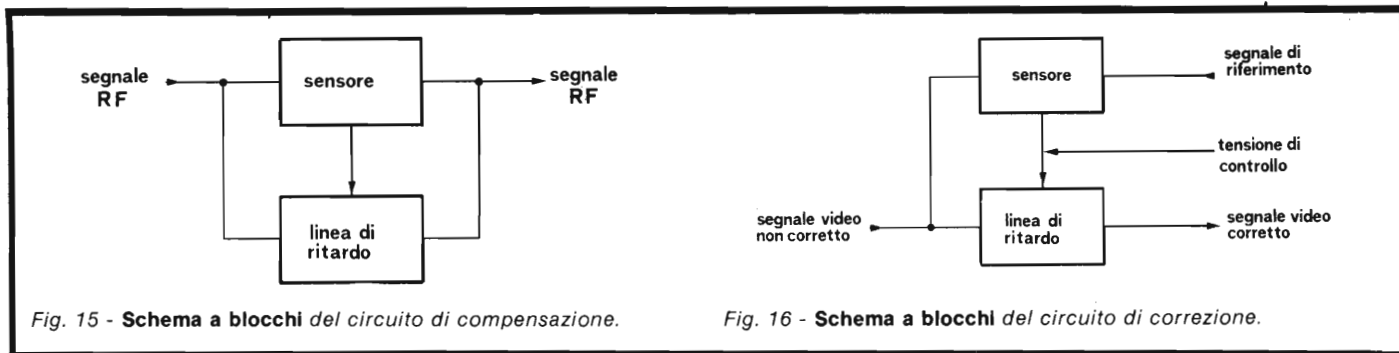


Fig. 15 - Schema a blocchi del circuito di compensazione.

Fig. 16 - Schema a blocchi del circuito di correzione.

Il demodulatore può essere un comune discriminatore seguito da un filtro passa-basso per l'eliminazione della RF residua.

Il segnale video all'uscita del demodulatore dovrebbe essere il più fedele possibile al segnale video originale. Come abbiamo visto, sia durante il processo di registrazione che quello di riproduzione abbiamo fatto il possibile per evitare interruzioni, eliminare interferenze e presentare un segnale fedele.

Ciò, comunque, non evita interruzioni causate dalla irregolarità della superficie del nastro, segnali spuri inclusi negli impulsi di sincronismi, rumori di fondo causati dagli amplificatori o dallo stesso nastro magnetico, variazioni di fase dovute ad istantanee variazioni di velocità del tamburo e del nastro, ecc.

Per rimediare a questi inconvenienti il segnale RF prima di entrare nel demodulatore è soggetto ad un esame da parte di un circuito di compensazione il quale rivela qualsiasi interruzione del segnale riprodotto e, in caso vi fosse un'interruzio-

ne, fa in modo da sostituire l'informazione mancante (figura 15) con il segnale presente nella riga (o righe) precedente.

Il segnale video demodulato, in seguito, viene inviato ad un circuito di correzione il quale riduce gli effetti delle variazioni di velocità non controllabili dai servo-meccanismi. Normalmente la tolleranza con cui questi operano si aggira intorno ai 300 nsec.

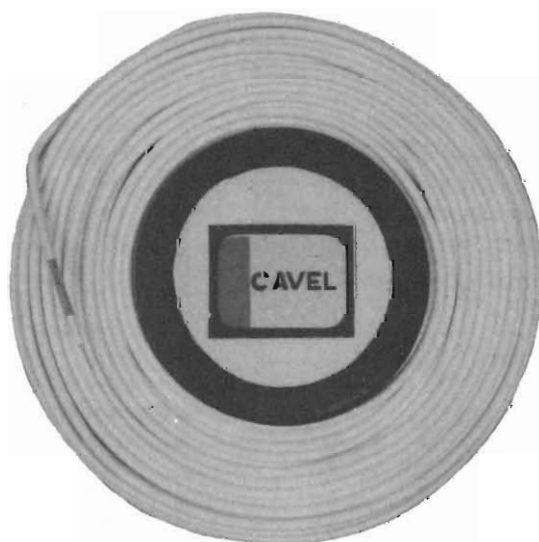
Il circuito di correzione riduce questo valore a meno di 30 nsec confrontando gli impulsi di sincronismo orizzontale del segnale entrante con segnale di riferimento risultante dalla media dell'intervallo tra i picchi anteriori di successivi impulsi di riga.

Il segnale di correzione derivatone agisce su di una linea di ritardo la quale fa in modo da trattenere o accelerare il passaggio del segnale video secondo il grado richiesto (figura 16) dalla variazione di velocità dei meccanismi di trasporto.

Una volta corretto il segnale video è inviato ad un elaboratore video il quale elimina le interferenze ed i rumori e rielabora i segnali del blanking e del sinc.

PER CHI SE NE INTENDE E PER CHI SE NE INTENDE MENO.

PER TUTTI.



La ricezione delle trasmissioni TV richiede una elevata qualità in tutti i componenti utilizzati e pertanto anche nei cavi coassiali per discesa d'antenna. La gamma della nostra produzione, interamente diffusa

a livello nazionale, consta di cavi più o meno economici secondo il tipo di trecciatura e ricopertura dei conduttori per consentire di dirigere la propria scelta sul tipo più consono alle varie esigenze.



Autoradio digitale AM - FM - Stereo

sesta parte di Filippo Pipitone

Nella *figura 1*, è riportato il circuito stampato, visto dal lato rame, per la più facile riproducibilità in scala 1:1. La *figura 2* invece mostra il lato componenti della basetta principale. È consigliabile iniziare il montaggio come sempre dalle parti basse e non polarizzate, vale a dire le resistenze fisse da R1 ad R13, che sono tutte da 1/4 di W, ed in seguito proseguire con le resistenze da R14 ad R59, i condensatori da "C0" a C20, il compensatore C11, i diodi D1 e D2 (1N4007), e poi D3, D4, D5 (1N4146). Collegando questi ultimi, si deve fare la massima attenzione a non invertirli.

Possono seguire i transistori da T1 a T10, montando prima i PNP o poi gli NPN per non confonderli, gli zoccoli per gl'integrati IC1 e IC2, il quarzo Q1 e tutti i ponticelli distinti dalla lettera "P".

Montaggio del "Pannello anteriore interno"

La *figura 3* riporta lo stampato di questo pannello, visto dal lato rame ed in scala 1:1. Lo stesso dal lato parti lo si vede nella *figura 4*.

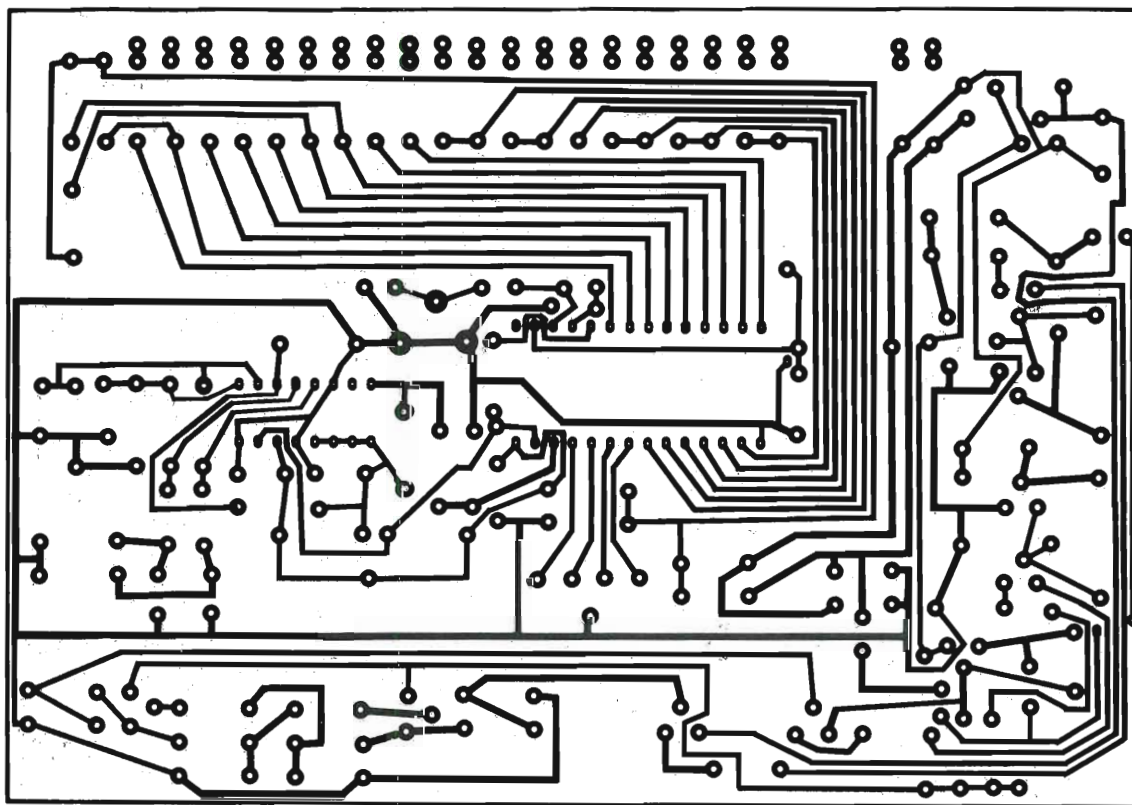


Fig. 1 - Circuito stampato in scala 1 : 1 visto dal lato rame.

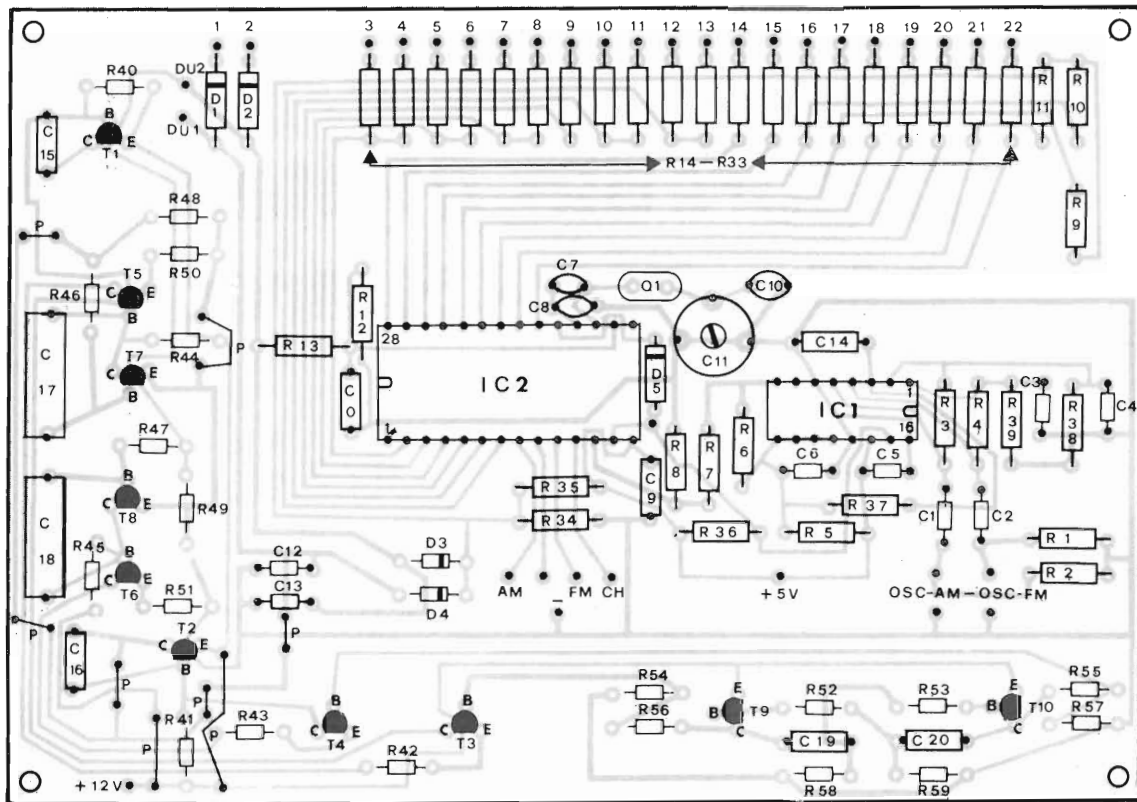


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla basetta di fig. 1.

Il lavoro da farsi può iniziare con l'intaglio delle finestrelle per i due commutatori a tastiera (AM-FM, nonché CH-FM). Si può impiegare un comune seghetto da traforo, con lame a denti fini.

Sempre rimanendo nel campo meccanico, con un trapano munito di una punta da $\varnothing 8$ mm si praticheranno i fori per il fissaggio del potenziometro di sintonia e del doppio potenziometro per il volume. Ora, la punta del trapano andrà sostituita con una da $\varnothing 3$ mm nelle posizioni indicate. Tali fori serviranno per fissare la basetta al pannello anteriore tramite distanziatori esagonali. Il pannello anteriore, che ha funzioni decorative, potrà essere in alluminio satinato, o potrà avere un tipo di finitura che piaccia al lettore.

Mutata definitivamente la punta, montandone una da $\varnothing 0,75$ mm, si praticheranno tutti i fori per i terminali, ovvero lo zoccolo per il display (DL1 DL5). Teoricamente, essendo cinque, gli enumeratori, con un totale di 25 terminali, servirebbe uno zoccolo reperibile in commercio, ma si aggira facilmente l'ostacolo acquistando non uno ma due zoccoli a basso profilo, neri, marca Texas Instruments, uno da 40 "pin" ed uno da 24 "pin". Di seguito, riprendendo il seghetto da traforo già impiegato, si dividerà l'ultimo zoccolo detto in modo da ottenere uno da 5 "pin" per lato.

Assemblando i due accanto, si avrà uno zoccolo da 50 "pin" complessivi. Sul circuito stampato di figura 3, sono presenti due piste ramate dalla larghezza di 5 mm circa, non connesse al circuito visualizzatore. Sulle medesime si salderanno tre pezzetti di filo rigido, per ciascun lato, da $\varnothing 1,5$ mm circa. Questi saranno connessi a pettine sulla piastra del ricevitore in modo tale da ottenere una struttura compatta e

decisamente molto robusta.

Cablaggio

Si inizierà preparando 22 tratti di filo flessibile multicolore della lunghezza di circa 10 cm, e dopo averli privati dell'isolante nella parte finale si salderanno sui punti numerati da 1 a 22 (si veda la figura 3). Così facendo si sarà collegato il Duplex del display.

Ora il circuito sarà momentaneamente a parte, e si passerà al cablaggio del pannello-base. Per prima cosa, servono due tratti di cavo per RF della lunghezza di circa 15 cm. Il primo sarà connesso ai terminali OSC-AM, ed il secondo ai terminali OSC-FM, non dimenticando il terminale di massa. In seguito, si prepareranno per la saldatura quattro spezzoni di filo dal colore diverso, lunghi anche questi circa 15 cm, e si effettuerà la connessione ai punti AM-FM-CH (-).

A questo punto, serve il filo del diametro di 1,5 mm circa, e lo si conetterà al punto "+ 5V". Un altro tratto del medesimo filo sarà connesso al terminale "+ 12V". Si potrà ora tornare ai 22 fili collegati all'inizio sul pannello anteriore interno, e si effettueranno le connessioni con i contatti del numero corrispondente che si trovano all'estremità delle resistenze R14 ... R33. Si collegheranno inoltre i diversi terminali AM, FM, CH, negativo generale, +5V 12V con i punti corrispondenti del ricevitore, ed a questo punto non resta altro che collegare le due estremità dei cavi schermati ai rispettivi punti "OSC-AM" e "OSC-FM". A completamento del lavoro di cablaggio, si inseriranno i circuiti integrati IC1 ed IC2 (SAA1058 e SAA1070) negli zoccoli rispettivi.

Ciò fatto, si dovrà rivedere attentamente il complesso dei

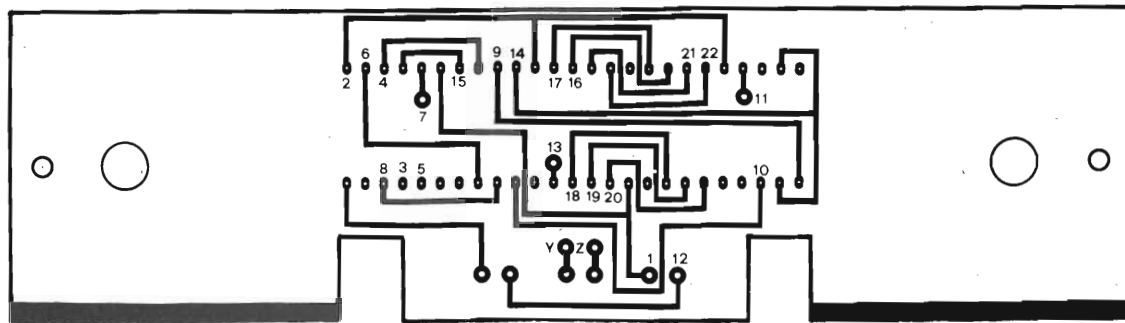


Fig. 3 - Circuito stampato lato rame in scala 1 : 1 del pannello anteriore interno.

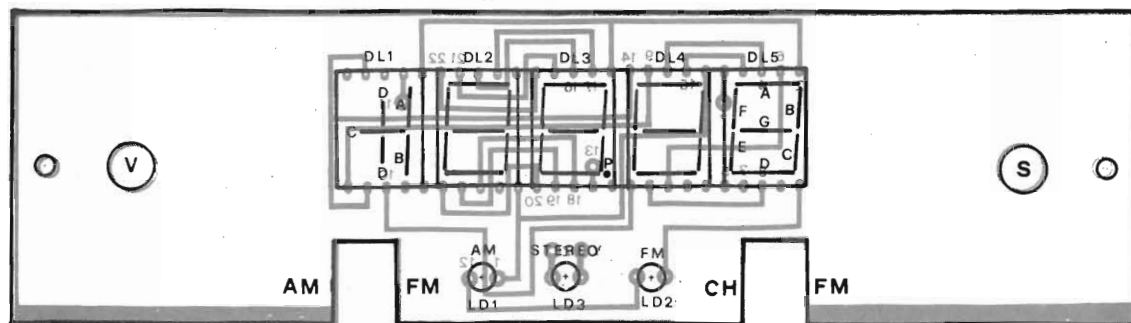


Fig. 4 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di fig. 3.

collegamenti per scoprire eventuali errori, sempre possibili, e correggere le sviste. Superata la fase di controllo, che deve essere attentissima e sistematica, non resta che regolare l'apparecchio.

Taratura

Alimentato l'apparecchio, se tutto funziona come si deve, i Display si accenderanno.

TS1 sarà allora portato su "FM", e TS2 analogamente in "FM". Si ruoterà il potenziometro di sintonia per la massima frequenza, cosicché il display indicherà, ad esempio, 110,55 MHz. Impiegando il detto come frequenzimetro, si ritoccherà il nucleo dell'oscillatore locale, che si trova nel modulo FM, accanto al trasformatore di media frequenza arancione, sino a leggere 108,00 MHz.

Si commuterà ora TS2 sulla posizione "CH" (canale); DL5 e DL2, in tal modo rimarranno spenti, mentre i display DL3 e DL4 risulteranno accesi, indicando il canale. DL1 lampeggerà indicando in alternativa "-" e "+". Ruotando il potenziometro della sintonia in senso inverso (per frequenze più basse), si vedranno scorrere in modo decrescente i canali. Si commuterà ora TS1 sulla posizione "AM" e, se tutto funziona regolarmente, il Display DL5 deve rimanere spento. In

questa fase, TS2 deve ritornare sulla posizione FM, in quanto, com'è noto, l'AM non è canalizzata.

Si ruoterà ancora una volta il potenziometro di sintonia verso la frequenza massima, e se ad esempio il display indica 1743 kHz, si regolerà il nucleo dell'oscillatore AM, compreso nel modulo AM, posto accanto alla media frequenza verde, colorato in arancione, sino a leggere sul display 1620 kHz. Con queste due elementari operazioni l'apparecchio è completamente tarato (!). Per quanto riguarda la frequenze più basse, dell'inizio delle due gamme, che sarebbe 540 kHz per l'AM ed 88 MHz per la FM, si otterrà un compromesso regolando il trimmer R23.

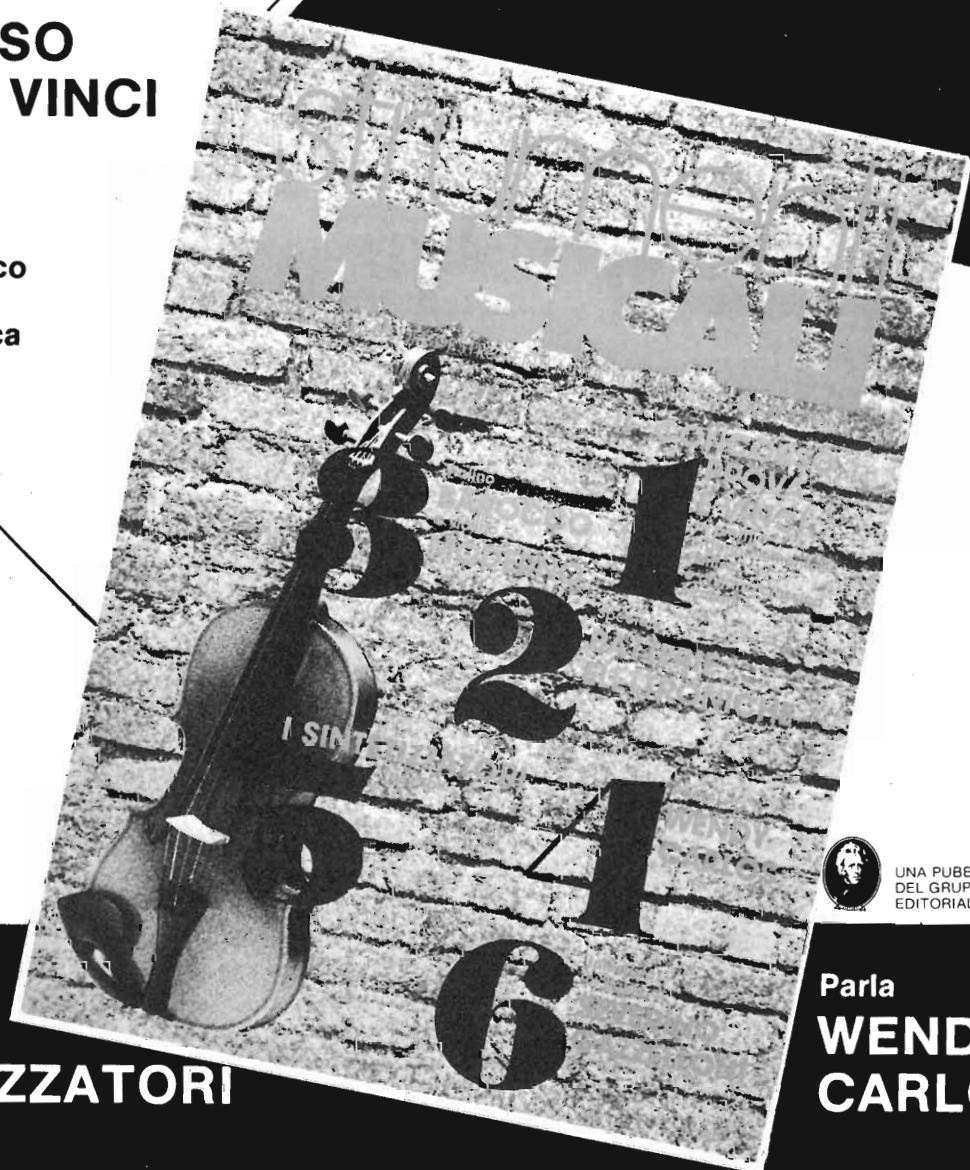
Poiché il ricevitore è destinato all'impiego su mezzi mobili, si sono adottate delle precauzioni adatte ai fini della schermatura.

Difatti, anche se si suppone che, logicamente, l'auto che impiega l'apparecchio sia debitamente silenziata, vi potrebbero essere altri mezzi mobili che irradiano disturbi nei pressi. La schermatura comprende due pannelli in lamiera stagnata, dalle identiche dimensioni, che riparano dai segnali parassiti piastre-basi, ovvero il lettore di frequenza digitale ed il ricevitore, e per la maggiore efficacia, sono saldate sul lato massa delle medesime.

È in edicola il nuovo numero.

CONCORSO PROVA E VINCI

In premio
organo elettronico
Farfisa
e chitarra classica
Mozzani



UNA PUBBLICAZIONE
DEL GRUPPO
EDITORIALE JACKSON

I SINTETIZZATORI Tascabili

Intervista
al flauto di

**SEVERINO
GAZZELLONI**

Speciale

**BATTERIE
ELETTRONICHE**

Parla
**WENDY
CARLOS**

Violino

**BAROCCO
e violino
MODERNO**

Digitale-Microcomputer



Terza parte
di Paolo Bozzola

La realizzazione di un completo sistema di sviluppo con base costituita dal microcomputer "KIM-1".

Prosegue questo mese, la descrizione del cablaggio e del set-up generale del sistema di sviluppo che, come cuore, ha il KIM-1. È questa la volta delle descrizioni dei vari collegamenti di comando, mentre, come parte finale dell'articolo, introdurremo la prima scheda di espansione: una memoria di 8K con programmatore di EPROM e decodifica per ROM/EPROM fino a 16K.

Riassumendo ciò che è stato descritto il mese scorso, dirò che, a questo punto, abbiamo sul nostro banco di lavoro i due rack riservati alle schede ed al Power Supply, più il KIM-1 e tutti gli accessori di vario tipo elencati la volta scorsa; parecchi componenti di quell'elenco sono "finiti" nell'alimentatore, e parecchi altri avranno contribuito a formare lo "scheletro" interno allo stesso del contenitore per le schede: scheletro che dovrà portare gli adeguati supporti per il KIM.

Inoltre avrete il pannello frontale, e spero proprio che nel frattempo abbiate realizzato - pensando alle soluzioni possibili - un comando layout delle forature per i connettori di I/O e di applicazione, e per lo zoccolo Textool ed i vari switch dei comandi.

Gli abbondanti disegni che la volta scorsa vi sono stati esposti spero siano riusciti a proporvi idee discrete; si tratta ora i definire un pò meglio che cosa mettere sul frontale.

Ripeto dunque:

1) Zona destinata ai connettori (es. Amphenol DB25): è

bene destinarla sulla parte sinistra (guardando il pannello proprio di fronte).

2) Zona destinata agli interruttori di comando (parte destra in alto)

3) Zona destinata allo zoccolo Textool: a destra in basso.

Ora si tratta di stabilire le "quantità": ebbene, iniziando dai connettori, voi dovrete prevedere tante linee di I/O in modo da potere:

a) Accedere a GND, + 5V OGNI CONNETTORE (con GND e + 5V sempre nelle stesse posizioni!!!).

b) Accedere a TUTTE le linee di controllo, DATA, ADDRESS, etc. della CPU.

c) Accedere a tutte le linee di I/O previste (tenete conto che ogni "VIA" 6522 possiede 20 linee di I/O da doversi collegare.

d) Lasciare dei connettori "user", ovvero vuoti, indispensabili in ragione all'entità dei vostri obiettivi di espansione della struttura.

Ripeto: un elenco dettagliato sarà fornito più tardi; per ora mi basta che afferriate il senso del discorso: ovvero che tutto questo "set-up" del quale io sto parlando, non deve essere assolutamente preso come "oro colato", bensì ogni proposta in effetti deve essere da voi adatta alle vostre esigenze peculiari.

Sceglierete dunque la soluzione che, secondo voi, è più versatile in rapporto al VOSTRO sistema in espansione.

Ad ogni modo, tenete conto che, sebbene in qualche modo meno dispendiosa, la soluzione che prevede l'uso di POCCHI connettori ma con un GRAN NUMERO DI LINEE CIASCUNO, è invero scomoda, in quanto vi obbliga a dovere usare una intera spina anche quando voi dobbiate accedere a poche linee.

Da parte mia, ho scelto dei connettori GBC della serie GQ che però, sembra non siano più consegnabili dalla GBC stessa: essi erano (e sono ancora) assai comodi in quanto, avendo 12 poli ciascuno, sono l'ideale per collegare ad ognuno le 10 linee di un port di una VIA, più GND e + 5V. Inoltre, sistemate le femmine sul pannello, i maschi costano poco e quindi potete farvene una scorta per non dovere ogni volta smontare i collegamenti dei maschi stessi.

Il costo è, ovviamente, basso.

Io spero di riuscire a scovare un fornitore, in modo da potervi indirizzare: mi sembra giusto, infatti, che anche voi possiate mettere in opera le soluzioni migliori.

Se poi qualcuno di voi lettori mi sa indicare il fornitore, sarò ben contento di provvedere a reperire tali connettori.

Chiusa la discussione sui connettori - salvo dare in seguito alcuni elenchi delle linee da "portare fuori" -, passiamo agli interruttori dei comandi.

I comandi da cablare esternamente

Come gli utenti del KIM sanno, esso, già da solo, funziona senza alcuna necessità di switch, controlli etc.

Ciò in quanto la tastierina esadecimale on-board già provvede alla generazione del reset, stop, etc.

Un apposito debouncer è infatti già previsto sul KIM (NE555).

Una volta, però, che si applica il KIM entro al contenitore-rack, e insieme ad altre schede, sorge la necessità di accedere facilmente alle funzioni di:

- RESET
- NMI manuale
- IRQ manuale
- STOP.

Più altri particolari comandi.

Sistemato dunque il KIM al suo posto entro allo scheletro, con i due connettori doppi da 22 poli al loro posto, procediamo al cablaggio degli switch.

Innanzitutto prendiamo un pezzetto di perf-board tale che su di esso possa prendere posto uno zoccolo ove piazzare l'integrato SN7414, ed un secondo zoccolo per l'integrato SN7405.

Il primo contiene 6 buffer invertenti, con input e Schmitt Trigger; il secondo è identico al primo (6 buffers invert.), solo che i buffers non sono Schmitt e le uscite sono OPEN COLLECTOR.

Per la massa e l'alimentazione positiva di questi due inte-

grati ci dovremo collegare direttamente alle relative linee del KIM.

Usando, quindi, uno degli switch listati nello scorso articolo, e precisamente un push-switch a levetta normalmente aperto, cableremo un circuito qual è quello di figura 1.

Come si vede, tale circuito è un praticissimo debouncer; l'uscita Open Collector del 7405 è richiesta in quanto il collegamento alla linea E-6 (pin 6 del connettore di espansione del KIM) vuole tale linea come "or-cablabile". Ovvero uno qualsiasi dei dispositivi collegati può portare tale linea a massa.

In tale modo abbiamo sistemato il comando esterno "manuale" di NMI. Ovvero abbiamo adesso la possibilità di

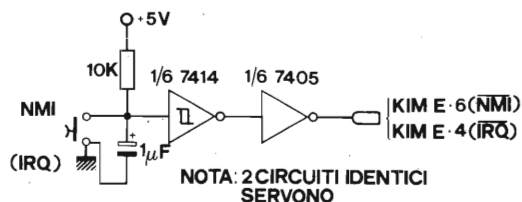


Fig. 1 - Debauncer per NMI/IRQ.

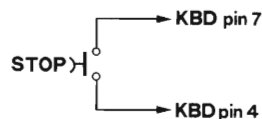


Fig. 2 - Pulsante "STOP".

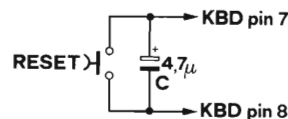


Fig. 3 - Pulsante "RESET".

trasmettere un "NON MASKABLE INTERRUPT" al KIM-1.

Identicamente, sfruttando un circuito eguale a quello descritto in figura 1, cableremo il comando esterno per l'IRQ "manuale". Ovviamente stavolta l'uscita del 7405 usato dovrà essere portata al pin E-4 (Connettore di Espansione, pin 4) del KIM.

Adesso abbiamo dunque anche il comando per trasmettere un IRQ (mascherabile) al KIM.

Adesso si prenda la figura 2: vi si illustrano i collegamenti fra uno switch identico ai due usati per NMI e IRQ, cablato fra i punti 7 e 6 della tastierina esadecimale on-board.

La sua funzione è di portare sul pannello lo switch di STOP già presente sulla tastiera. Non è necessario un debouncing in quanto tale operazione è già svolta sul KIM via hardware.

Per i terminali della tastiera si veda la figura 6.

Adesso si prenda un quarto switch identico a quelli usati prima. Si cablino i collegamenti in accordo con la figura 3.

Tale comando ha lo scopo di portare sul pannello frontale

la funzione "RESET". Nessun debouncer è necessario, in quanto tale operazione è già svolta via hardware sul KIM.

Per i terminali della tastiera occorre riferirsi alla figura 6.

Sempre nella figura 3, potrete notare il condensatore "C" sistemato ESATTAMENTE come appare (il positivo al terminale 7 della tastierina).

Tale condensatore (elettrolitico da 4.7 microFarad/25VL) ha la funzione di permettere l'autoreset (RESET AUTOMATICO ALL'ACCENSIONE).

Passando alla figura 4, si veda come un ulteriore switch eguale agli altri serva per poter, all'esterno, premere il tasto "0" (zero) della tastierina on-board.

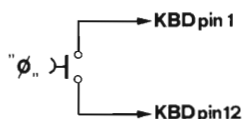


Fig. 4 - Pulsante "0".

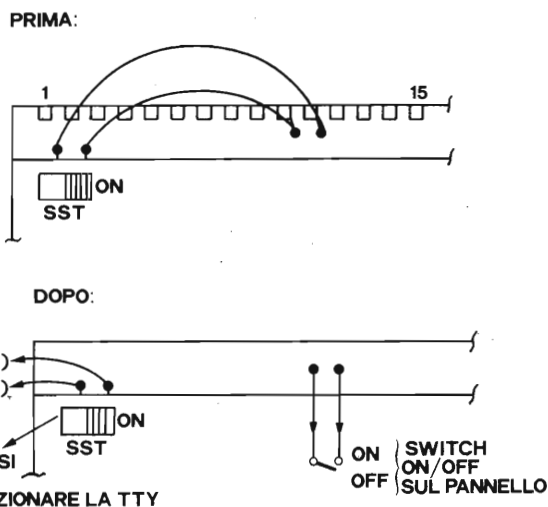


Fig. 5 - Single Step.

di Single Step, ed effettuare l'opzione TTY.

La prima operazione di effettua osservando che in genere i due terminali dell'interruttore sulla tastiera sono riconoscibili da due fili che lo collegano ai terminali 10 ed 11 della tastiera stessa.

Dovete scollegare tali due fili.

Adesso, invece, potete (vedasi la figura 5) collegare due nuovi fili allo switch del Single Step che sarà posto sul pannello.

Questo interruttore DOVRA' ESSERE UN SEMPLICE INTERRUTTORE ON/OFF.

Adesso abbiamo, dunque, il primitivo interruttore "libe-

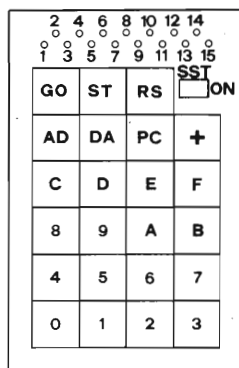
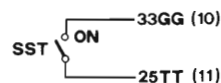
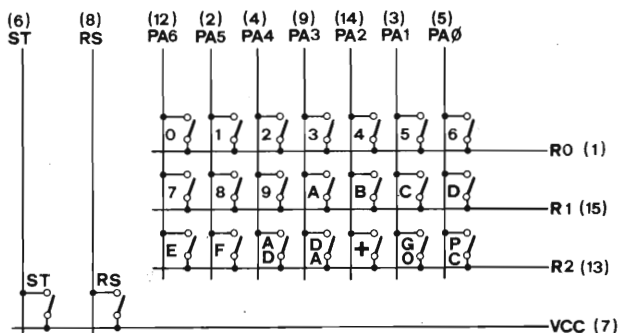


Fig. 6 - Dettaglio della tastiera.

I due terminali vanno collegati ai punti 1 e 12 della tastierina. La funzione di questo comando esterno è quella di permettere al software che sarà applicato in seguito di compiere funzioni.

Queste, appunto, saranno descritte a suo tempo.

Adesso osserviamo le operazioni che andremo ad eseguire sulla tastierina, allo scopo di sistemare il single step e l'abilitazione della tele-type (o terminale video).

Infatti gli utenti del KIM conoscono che:

a) Il debug di un programma può essere effettuato con l'opzione "Single Step", inserita tramite lo switch che esiste nell'angolo in alto (a destra o sinistra) della tastiera.

b) Il KIM, prima di iniziare la routine principale del Monitor, verifica se è stata preselezionata la Tastierina + displays oppure se i dati devono essere introdotti tramite terminale (TTY). Questa operazione viene effettuata dal KIM stesso se esiste o meno collegamento fra i punti A(21) e A(V) (connettore di Applicazione).

Detto questo, noi dovremo portare sul pannello il comando

ro". Lo possiamo usare come selettore fra TTY/Tastierina. Col presupposto che noi andremo ad usare il KIM, quando esso è dentro al rack, sempre in unione alla tastiera ASCII ed al terminale video, è logico affidare allo switch originario il ruolo di selettore.

Dovessimo avere bisogno del KIM nudo, sarà facile rimetterlo in posizione.

Dunque, riconoscendo, sullo stampato che supporta la tastierina, le due piazzole a cui arrivavano i due fili precedentemente staccati, collegheremo a tali piazzole due cavi da collegare ai punti 21 e V del connettore di Applicazione (A-21 ed A-V).

Lasciamo quindi lo switch sempre in posizione di ON per la selezione permanente della TTY/Terminale Video.

Notate che, se seguite con attenzione lo stampato del KIM, potete facilmente riconoscere che è possibile collegare lo switch a due punti dello stampato molto vicini alla tastierina, anziché al connettore. I collegamenti risulteranno più compatti.

Si tratta ora di disporre un **DOPPIO DEVIATORE NORMALE A LEVETTA** sul pannello frontale.

Quest'ultimo ha la funzione di permettere all'operatore la scelta fra computer funzionante con il firmware degli ultimi 8K di mappa di memoria oppure funzionante col solo KIM base.

Note più chiare saranno descritte fra poco, quando introdurremo la prima scheda di espansione.

Adesso ci serve un pulsante a levetta, del tutto simile per forma ai primi usati.

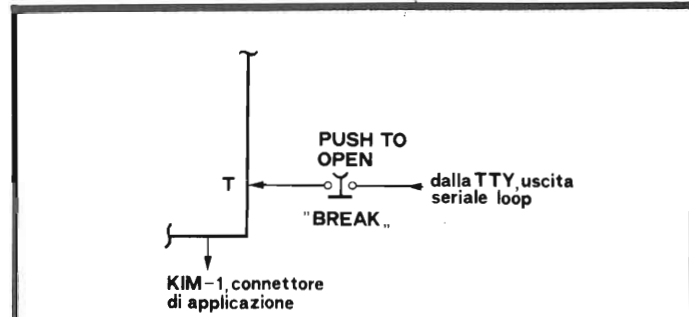


Fig. 7 - Pulsante "Break".

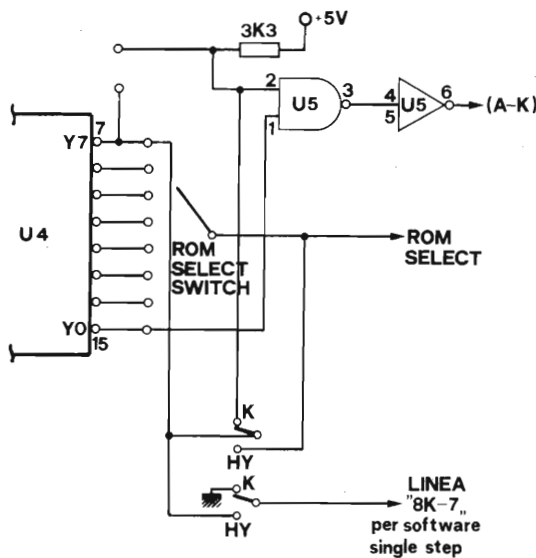


Fig. 8 - Doppio deviatore con la funzione "HYP/KIM. Riferirsi al manuale della "Memory Plus".

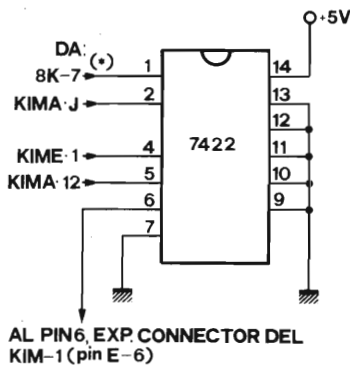


Fig. 9 - Circuito che realizza una volta in possesso di Assedit HYP le funzioni di "Software Single Step".

L'unica sostanziale differenza sarà che questo pulsante a levetta È **NORMALMENTE CHIUSO** (e si apre quando la levetta viene abbassata). Come i suoi simili, ad ogni modo, **DEVE ESSERE A MOLLA CON RITORNO AUTOMATICO IN POSIZIONE DI RIPOSO** (cioè chiuso).

Se cableremo tale switch come in figura 7, avremo realizzato il comando di "break".

Il "BREAK", (altresi "pausa"), serve ad interrompere momentaneamente il collegamento seriale fra la TTY (Terminale Video) ed il computer.

Interrompendo così il flusso dei dati seriali che devono giungere al computer, avremo la possibilità di segnalare al firmware (Editor/Assembler/Hypermonitor) che noi chiediamo la sospensione immediata di ciò che si sta eseguendo.

Il software è infatti istruito a fermare tutto quando venga a cadere anche per poco il collegamento seriale in ingresso.

Dunque sistememo il nostro switch normalmente chiuso fra l'uscita seriale TTY e l'ingresso (A-T del connettore di Applicazione) seriale del computer.

Dettagli si possono trovare, per questi collegamenti, sia nella scorsa descrizione fatta su queste pagine del terminale video, sia nel manuale del KIM.

L'operazione successiva riguarda il montaggio dello zoccolo Textool. Questo zoccolo speciale, con levetta per l'inserimento senza pressione delle EPROM (24 PIEDINI), va sistemato sulla finestra che avrete previsto sul pannello. Si veda la figura 10.

Per ora nessun collegamento viene descritto: a suo tempo, descrivendo la scheda di espansione, colmeremo la lacuna.

Vi consiglio ad ogni modo di effettuare almeno un paio di fori per i LED da situare vicino allo zoccolo stesso.

Per finire, un breve esame della situazione.

Abbiamo sistemato definitivamente gli interruttori per:

- NMI
- IRQ
- STOP
- RESET
- "0"
- SINGLE STEP FOR KIM
- Deviatore "KIM/HYPERMONITOR"
- Tasto "BREAK"

Dovrete quindi sistemare un ulteriore **DOPPIO INTERRUOTTORE SEMPLICE** (sempre a levetta), vicino allo zoccolo Textool. Esso servirà per applicare le alimentazioni alla EPROM. (Vedi figura 10).

Fatto questo, applicate una decina in tutto fra deviatori e switch per uso "user", ovvero per applicazioni future.

A questo punto il pannello frontale avrà assunto già in aspetto molto vicino a quello definitivo, almeno esternamente.

Dovremo collegare ancora dei cavi (KIM/HYP, EPROM POWER), ma questo potrà essere fatto solo dopo che vi avremo presentato la prima scheda di espansione utile per il KIM.

La scheda di espansione "Memory Plus" della Computerist.

Questa scheda, che qui decriveremo nella sua versione "B", è in pratica la naturale prima espansione per il KIM-1.

Fra poco, va detto per anticipazione, sarà disponibile la versione "C", con prestazioni ancora migliori di quelle, già

invidiabili, di questa scheda.

Ad ogni modo, sappiate che, come al solito, migliorie e novità saranno sicuramente riportate su queste pagine.

Ricordo che per assistenza e reperimento di questa scheda vi potete senza dubbio rivolgere a me.

Bene, la scheda Memory Plus (M + d'ora in avanti) è un board che ha innanzitutto le medesime dimensioni del KIM-1, cosicché è facilissima la sua sistemazione sopra e sotto di esso, su un piano parallelo; sia che voi vogliate inserire il tutto nel contenitore in versione 1 che in versione 2 (si veda lo scorso articolo).

L'hardware della scheda comprende ben 8K di RAM low-power (del tipo 2102 nella versione B, sarà invece 2114 nella versione C.). La decodifica relativa permette all'utente di posizionare tale blocco di 8K ovunque nella mappa di memoria, a partire da 2000, in set di 8K successivi.

La scelta è ottenuta tramite un microcommutatore.

La scheda fornisce gli esatti segnali di disable necessari per il KIM.

Sulla scheda, quindi, trovano posto 4 zoccoli a 24 pins, adatti perfettamente a ricevere EPROM ad una singola alimentazione del tipo Texas TM2516 o INTEL 2716.

Anche per questo blocco di Eprom, che in pratica, se completo, copre altri 8K, la decodifica permette il posizionamento ovunque nella mappa di memoria, sempre a partire da 2000, con la scelta del blocco di 8K resa possibile da un secondo microcommutatore.

Ancora, sulla scheda trovano posto una VIA (Versatile

Interface Adaptor) 6522, ed uno zoccolo a 24 pins che è usato per inserirvi la EPROM 2516/1716 da programmare: infatti, una volta montata col KIM, la M + permette di sfruttare questo insieme come un valido programmatore di EPROM da 2K byte.

Infine, sulla scheda trovano posto i regolatori dei +5V e dei +24.7V, quest'ultima tensione usata per il programmatore di Eprom.

La scheda M + "esce" con due connettori 22 + 22, che sono compatibili con lo standard della scheda madre "Mother Plus" (sempre prodotta dalla Computerist); e della scheda "SISTERBOARD" che accoglie la famiglia di schede "MINI-MICRO".

Queste ultime, come ho accennato nello scorso articolo, è una potente e perfezionata serie di schede progettate per usi industriali, dalle prestazioni elevate e dai costi contenuti, per cui anche l'hobbysta-consumer può servirsene con elevatissimi guadagni - in prestazioni e "performance" generale del suo computer - nel suo sistema di sviluppo.

Detto questo, non ci resta che passare al set-up dell'insieme "KIM & M +, che sarà il primo vero cuore pulsante del computer che stiamo assemblando.

Ciò che segue, dunque, riguarderà:

- "unpackaging" della M +
- collegamento dei cablaggi dei comandi
- inserimento del "firmware" con Assembler-Text Editor/Hypermonitor
- prova.

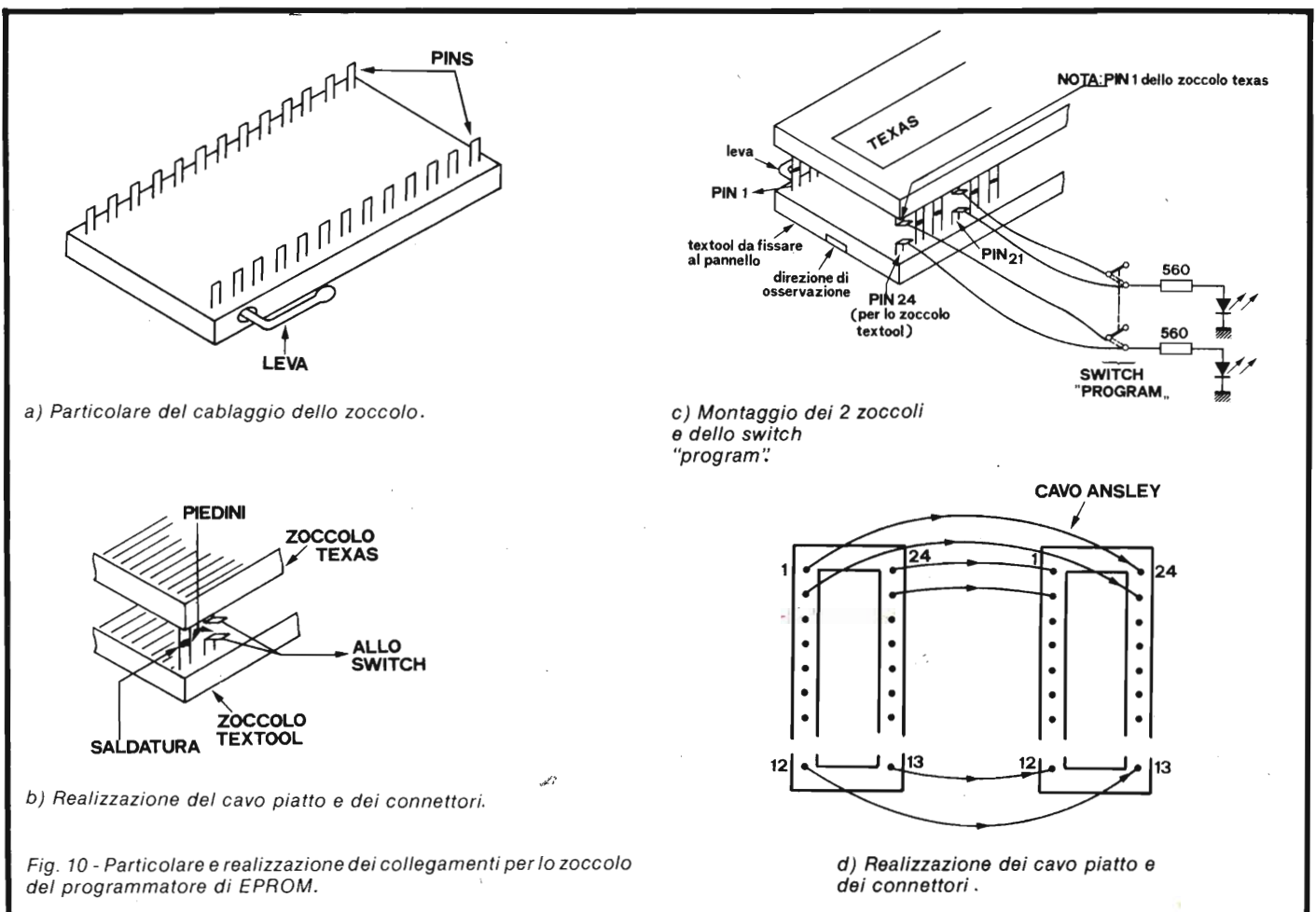


Fig. 10 - Particolare e realizzazione dei collegamenti per lo zoccolo del programmatore di EPROM.

Messa in opera della memory plus col KIM-1.

Quando vi viene consegnata, la M + è stata testata e quindi l'utente non deve avere problemi.

Si tratta dunque di scegliere correttamente le opzioni previste.

Innanzitutto, avendo deciso di usare i regolatori on-board per la M +, dovremo alimentarla con i + 8 ÷ 9 Volt filtrati provenienti dal Power Supply della volta scorsa.

Dovete, riferendovi alle mappe dei collegamenti dei connettori presenti sul manuale della M +, collegare dunque gli 8V al pin 19/20 del connettore di ESPANSIONE, solo dopo avere posizionato lo zoccolo coi ponticelli di modo che il suo riferimento sia verso il pin 1.

Rifatevi al manuale e, se non siete sicuri, controllate lo stampato!

Nel package della M + avrete trovato un cavo di connessione, formato da due connettori 22 + 22 e tutti i collegamenti.

Ebbene, tale connettore serve a collegare i due CONNETTORI DI ESPANSIONE della M + fra di loro.

ORA NOTATE CHE I COLLEGAMENTI NON CORRISPONDONO LINEA A LINEA!!!

Quindi dovrete riconoscere, dei due connettori, quello che deve essere collegato al KIM.

Confrontate i collegamenti con le descrizioni date alla pagina 5 del manuale della M +.

Adesso riconoscete i due commutatorini, e posizionate quello della RAM di modo che sia scelto l'indirizzo 2000.

Riferitevi alle figure delle pagine 8 e 19 del manuale.

Fatto questo, voi avrete 8 K Byte di RAM da 2000 a 3FFF compresi.

Adesso posizionate l'altro commutatore (quello della ROM) di modo che sia scelto, per il blocco di 8K completo di ROM/EPROM, l'indirizzo E000. In tale modo sarà la memoria con gli indirizzi da E000 a FFFF.

Adesso viene l'operazione più delicata. Si tratta infatti di cablare correttamente lo switch "HYPERMONITOR/KIM", ovvero quel doppio deviatore che abbiamo già libero per ora - sul pannello.

La funzione di questo doppio deviatore è semplice.

Gli utenti del KIM "nudo" sanno infatti che la CPU 6502, quando viene chiamato un Interrupt oppure un RESET, punta il suo PC alle locazioni della memoria da FFFA a FFFF.

Sul KIM inespanso, la decodifica on-board è incompleta, per cui anche se la CPU chiama, per esempio, FFFF, viene indirizzata in ogni caso la cella 1FFF (che è la ROM di una delle due 6530).

Qui si troverà una parte del vettore di Interrupt, che punterà alla routine di gestione relativa.

Queste particolari operazioni, comunque, non sono oggetto del nostro interesse, almeno qui.

Ciò che, invece, a me basta che voi notiate, è il fatto che, potendo disporre di una espansione, occorre assicurare che il KIM possa effettivamente chiamare FFFF e non 1FFF quando ciò capita.

Soprattutto in quanto il nostro package di EPROM con Assembler/Texteditor/Hypermonitor si serve di queste ultime locazioni di memoria per i suoi specifici vettori.

Siccome a me piace la versatilità nelle cose, dunque ho adottato sul mio sistema la possibilità di scegliere fra il funzionamento del KIM espanso sì ma come se il firmware non

esistesse (posizione "KIM") e quindi con i vecchi originari vettori di NMI/IRQ/RES, oppure il funzionamento del computer espanso E con tutta la potenza del package residente.

Detto ciò, si tratta ora di studiare bene la figura 8, e di apportare le modifiche sulla M + necessarie (si tratta di interrompere il Jumper sullo stampato, vedasi anche il manuale), ed i collegamenti dai punti segnati verso lo switch sul pannello.

I nuovi collegamenti sono riportati con un colore inverso.

Notate la linea che ho definito "8K-7", che servirà in quanto sarà uno dei collegamenti all'integrato 7422, del quale parleremo dopo.

Effettuato il cablaggio dello switch KIM/HYP, possiamo passare a definire il cablaggio dello zoccolo del Programmatore di EPROM.

La figura 10, ricca di particolari, dovrebbe di per sé essere chiara. Ad ogni modo, per gradi, ripercorriamo le operazioni da eseguire.

Innanzitutto osserviamo bene lo zoccolo Textool: noi dovremo averlo già fissato al pannello in modo che la levetta si trovi in alto a sinistra. Così pure in alto a sinistra ci sarà il pin 1.

Il problema dei collegamenti fra tale zoccolo e quello originario sulla M + è in pratica dovuto a:

- setup-del cavo piatto di collegamento
- opzione di accendere esternamente l'alimentazione per la EPROM.

Il primo problema viene risolto in maniera "casalinga" ma efficace, soprattutto spendendo almeno 10 volte meno di quanto non si dovrebbe fare andando su soluzioni "già fatte".

Prenderemo dunque del cavo piatto ANSLEY a 24 poli (se con più poli, taglieremo la larghezza desiderata).

A circa 5 cm dalla fine, da entrambe le parti, separeremo i conduttori e, per ciascuno, speleremo 5mm di isolante, quindi, solo dopo avere avvolto bene i filetti del conduttore, lo stagneremo senza accesso di stagno.

Quindi prenderemo uno zoccolo Texas (e solo Texas in questo caso) Low profile che sta sotto, e quindi, dalla parte ove normalmente si infilano i pins degli integrati, infileremo i conduttori del cavo Ansley precedentemente spellati e stagnati.

I CONDUTTORI DEVONO ESSERE INFILATI IN ORDINE; IL PRIMO NEL PIN 1, IL SECONDO NEL PIN 24, IL TERZO NEL PIN 2, IL QUARTO NEL PIN 23, e così via, di modo che, alla fine, il cavo piatto parta dallo zoccolo preciso ed ordinato.

Ogni volta che avremo infilato nel buco dello zoccolo un conduttore del cavo, da sotto lo zoccolo, con un saldatore da 10W ed una sottilissima punta (E POCO STAGNO), saldate il conduttore al supporto del pin dello zoccolo. Vedrete che è molto più difficile a dirsi che a farsi.

Eseguito ciò, avrete il cavo piatto che è collegato, ad una estremità, allo zoccolo Texas che quindi è diventato un bellissimo (e ultraeconomico!) D.I.L. Connector a 24 pins.

Identicamente, adesso, dovremo eseguire lo stesso lavoro per il secondo zoccolo che dovrà essere collegato alla altra estremità del cavo.

Si spera che la lunghezza del cavo piatto sia stata precedentemente da voi scelta in modo che permetta un agevole collegamento fra lo zoccolo Textool e lo zoccolo sulla M +.

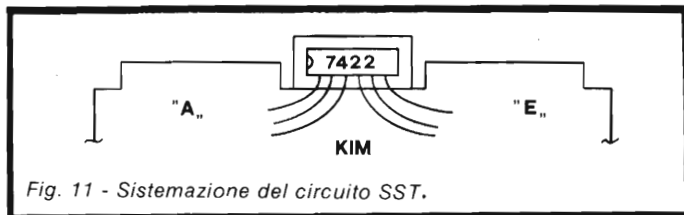


Fig. 11 - Sistemazione del circuito SST.

Prima, però, di collegare il secondo zoccolo al cavo, notare che la *figura 10* mostra che i collegamenti vanno invertiti!!!

Ovvero il conduttore che, al primo zoccolo, andava al pin 1, deve essere identificato all'altra estremità, e poi collegato al pin 24.

E così via, ovvero identificato il secondo conduttore (che nel primo zoccolo deve essere stato connesso al pin 24), e collegandolo al pin 1 del secondo zoccolo.

Il terzo conduttore del cavo andava al pin 2 del primo zoccolo: ora sarà collegato al pin 23 del secondo zoccolo.

Assicuratevi che i collegamenti siano perfetti.

Se sì, mettete da parte il vostro connettore piatto, che, nonostante il lavoro (con calma in una mezz'ora si esegue) vi deve essere costato enormemente meno di un connettore piatto già pronto.

Tra l'altro, un connettore siffatto **GIA' PRECLABATO non va bene** per noi, in quanto non produce l'inversione fra le due file di pin come invece qui è richiesta.

Orbene, perché questa strana inversione?

La ragione è semplice e si può sempre ricercare nella *figura 10*. Infatti noi montiamo uno zoccolo Texas (il terzo zoccolo che ci serve) giusto giusto DIETRO il Textool.

Notate che il pin 1 dello zoccolo Texas va posizionato sul pin 24 del Textool, e così via.

Notate che **NON TUTTI** i pin dei due zocchi vanno saldati fra di loro: sempre rifacendovi alla *figura 10* (c), notate i pin ripiegati, tenuti lontani fra di loro e quindi saldati ai cavi che vanno al doppio interruttore che interrompe o applica l'alimentazione alla EPROM posta sullo zoccolo.

Eseguite le saldature ed i collegamenti all'interruttore, il lavoro di sistemazione dello Zoccolo per il Programmatore di EPROM è terminato.

Adesso riprendete la vostra M+: dall'alimentatore fate convergere l'uscita dei +30V filtrati, che va applicata al pin 3 del connettore di Espansione.

Infine, collegate il pin K del connettore di Applicazione della M+ al corrispondente pin K dello stesso connettore sul KIM. **RICORDATEVI NEL FARE CIO' DI RIMUOVERE IL COLLEGAMENTO FRA A(K) DEL KIM E MASSA CHE SERVIVA PER UN KIM NON ESPANSO.**

Ancora un'operazione: la sistemazione del circuito hardware che realizzerà, una volta inserito il firmware residente, la funzione di "Single step da Software".

Gli utenti del KIM sanno già che cosa è il "Single Step", ovvero l'opzione che, inserita, fa sì che il computer esegua solo una operazione alla volta, fermandosi subito dopo, di modo che l'utente ha la possibilità di verificare manualmente i contenuti dei registri, e la situazione della CPU.

Ebbene, la stessa identica funzione è svolta dal SET (Software Single Step), solo che l'utente, sul suo terminale video, vedrà automaticamente:

— Il dissassemblaggio del codice oggetto della istruzione eseguita;

— La completa situazione dei registri, in un dump di A,X,Y,PC, Stackpointer, Status. Di quest'ultimo viene visualizzato il contenuto sia bit per bit (con i nomi dei singoli flag) che in hex.

Tutto questo senza che l'utente debba darsi per andare a cercare i registri, fare i conti sullo stato, ripristinare il PC.

Per ottenere tutto ciò, però, abbiamo bisogno di una piccola aggiunta hardware che applicheremo al KIM.

La *figura 9* illustra il circuito ed i collegamenti: in pratica si tratta di un solo integrato (Doppio Nand a 4 input, OPEN COLLECTOR), al quale vanno collegati i cavi provenienti da:

Application Conn.	"J";
idem,	"L";
Expansion Conn.	"I";
"8K-7", dallo switch KIM/HYP.	

L'uscita (pin 6 del 7422) va collegata al pin 6 del connettore di Espansione del KIM.

Il circuito va montato su un pezzetto di perf-board, e va agevolmente sistemato fra i due connettori del KIM, come si vede in *figura 11*.

Fatto questo, controllate tutto per bene, collegate il cavo piatto preparato prima fra lo zoccolo Textool e lo zoccolo sulla M+ da una parte o dall'altra va bene), badando che i pins 1 (o i riferimenti su i quattro zocchi) coincidano.

Fatto questo ponete l'interruttore "KIM SINGLE STEP" in posizione "OFF", e il deviatore "KIM/HYP" in posizione "KIM".

Ponete il doppio interruttore "Eeprom Power" in posizione "OFF".

Controllate ancora una volta tutto, e soprattutto i collegamenti alla alimentazione, le masse, il cavo ed i connettori per l'espansione fra KIM e M+.

Infine, sicuri di voi, date potenza.

Se lo switch che una volta era il Single step ed ora è il selettore fra tastierina/TTY è aperto, i displays del KIM devono accendersi. Voi allora, usando la tastierina on-board, verificate che tutto sia normalmente, scrivendo e leggendo varie locazioni di memoria.

Ovviamente provate a scrivere fra 2000 e 3FFF: se ogni collegamento è corretto tali locazioni devono essere modificabili.

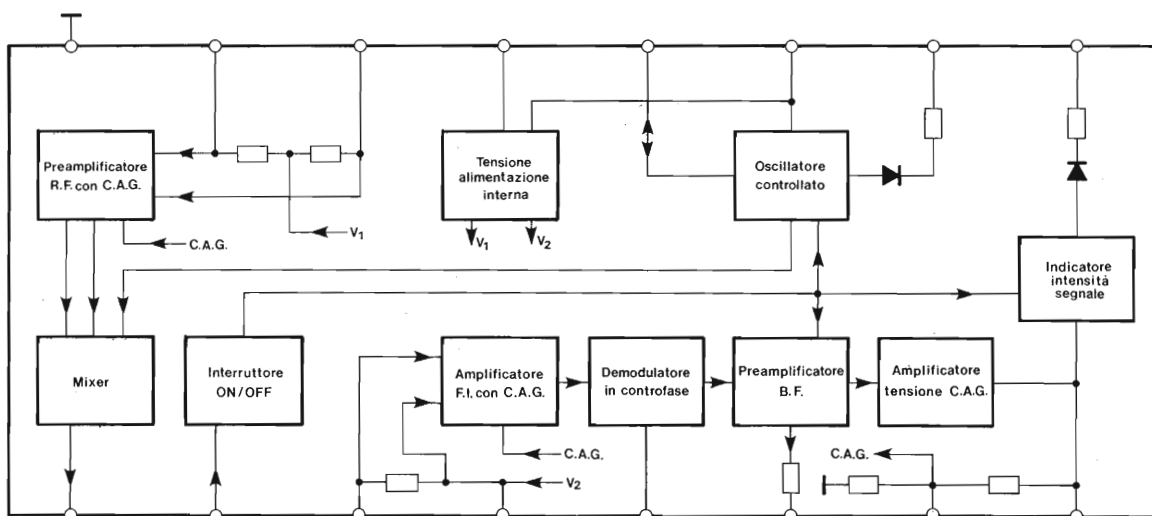
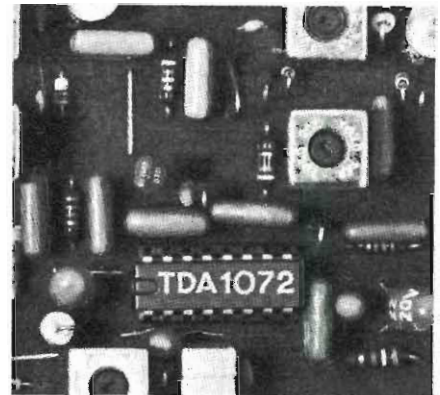
Se invece volete usare il terminale video, dovrete avere collegato i 4 conduttori del Loop di Corrente fra KIM ed il Terminale stesso, come descritto su queste stesse pagine qualche mese fa, oppure come descritto nei manuali dei terminali in vostro possesso.

In tale caso, comunque, dovrete seguire le istruzioni che il manuale del KIM riporta a proposito del funzionamento con TTY.

Verificato che tutto sia in ordine, potete procedere nell'impostazione dei vostri programmi (e adesso avete anche 8K in più di RAM e altre 20 linee di I/O della VIA 6522 sulla M+ disponibili).

Il prossimo mese, quindi, passeremo all'inserimento del software residente in EPROM ("FIRMWARE"), ed all'ampliamento successivo della versatilità del sistema.

TDA 1072: Circuito integrato per radioricevitori AM di alta classe

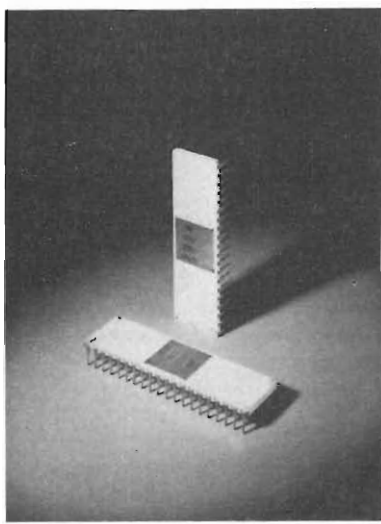


Contiene le seguenti funzioni:

- preamplificatore R.F. controllato in amplificazione
- mixer di tipo moltiplicativo
- oscillatore separato con controllo di ampiezza
- amplificatore F.I.
- rivelatore con filtro F.I. interno
- preamplificatore b.f.
- circuito formazione C.A.G.
- amplificatore per l'indicazione dell'intensità di campo
- interruttore acceso/spento elettronico

Impieghi:

- Ricevitori Hi-Fi
- Autoradio
- Ricevitori C.B.



Possibilità d'impiego del µP 2650 Philips/Signetics

di F. Pipitone

La progettazione di un prototipo, basato sull'impiego di un microprocessore, consta di due parti diverse, che devono però essere portate avanti parallelamente. Le due parti in questione, riguardano:

- 1) La progettazione della circuiteria di contorno del Microprocessor, e delle unità di ingresso-uscita;
- 2) La stesura del programma, di gestione del prototipo. Questo programma di gestione, (Software), verrà poi inserito nel circuito mediante apposite memorie, di tipo ROM, PROM o similari.

Il sistema di sviluppo, proposto dalla Philips/Signetics, e denominato TWIN (che sta per Test-Ware-Instrument), accompagna il tecnico nello sviluppo di un progetto impiegante il Microprocessore µP 2650, dalle fasi iniziali, fino al collaudo di produzione. Il TWIN ha una architettura interna, che comprende due diverse CPU, ciascuna con la sua memoria a disposizione e con le sue specifiche funzioni da compiere. Le due CPU, non sono altro che due microprocessori Signetics 2650.

La prima CPU, detta "Master", gestisce il TWIN, come un normale minicalcolatore mentre la seconda, detta "Slave", è quasi esclusivamente dedicata, alla emulazione del prototipo, che si sta progettando. L'architettura del sistema, basata su una doppia unità centrale, garantisce, un assoluto isolamento, fra la parte "Master" e la parte "Slave", per cui una eventuale malfunzione che possa verificarsi sullo "Slave", nella fase di emulazione di un prototipo, non avrà effetti deleteri, sulle capacità del "Master" di gestire l'intero TWIN.

Architettura del sistema di sviluppo TWIN.

Il sistema di sviluppo in questione è sintetizzato nello schema a blocchi di *figura 1* come un insieme di sistemi interdipendenti ognuno dei quali può assistere il progettista nella realizzazione di un prototipo a microprocessore. Il "cuore" dell'apparecchiatura è il calcolatore di sviluppo dei programmi (Program Development Computer, PDC), che comprende oltre alle due unità centrali, di cui si è già accennato, 32k bytes di memoria statica espansibili, una scheda di interfaccia generale con le periferiche, due schede per la programmazione di PROM e EPROM ed una scheda detta di "Debug". A questa PDC è connessa una parte fondamentale del sistema consistente in una unità in grado di ospitare due dischetti flessibili, del tipo "Floppy disk". A corredo del TWIN, vengono forniti, dalla Philips/Signetics, due

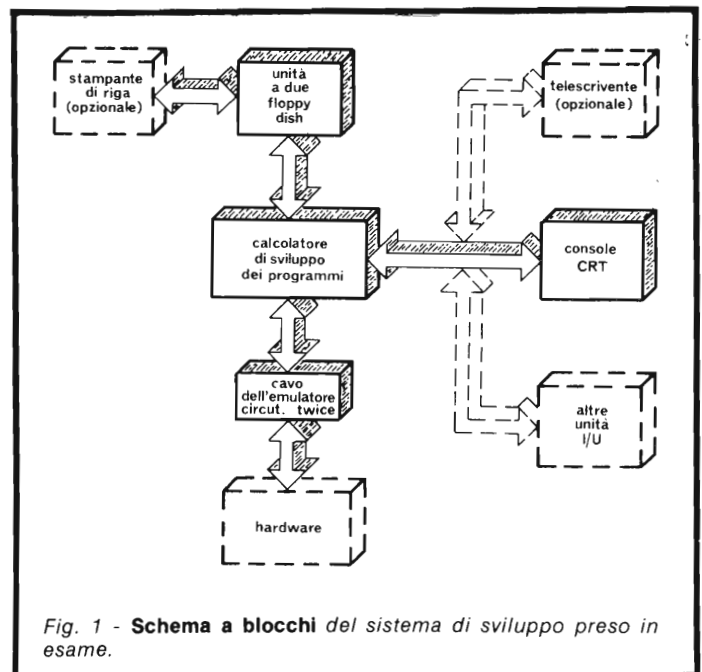
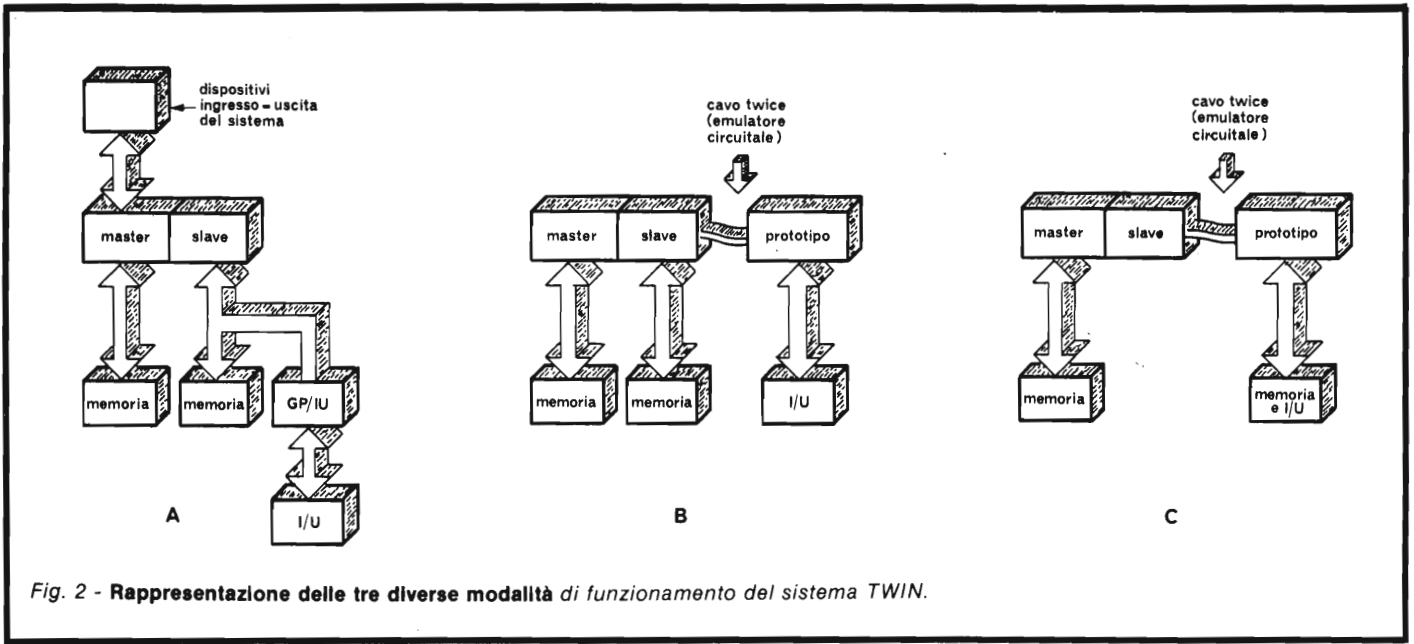


Fig. 1 - Schema a blocchi del sistema di sviluppo preso in esame.

"Floppy", sui quali è stata memorizzata una raccolta di Software, per la gestione del sistema che va sotto il nome di SDOS (Signetics Disk Operating System). Alcune fra le parti più importanti del Software in questione sono:

- 1) Un Text Editor, che permette di introdurre mediante una tastiera, o una generica periferica, dei programmi scritti in codice mnemonico con la possibilità di facili minipolazioni del testo introdotto quali, ad esempio, la correzione di caratteri, l'introduzione o la cancellazione di eventuali frasi o righe di programma;
- 2) Un assembler, che ha il compito di tradurre un programma, scritto in codice mnemonico, (e di conseguenza comprensibile al progettista) in programma scritto a base di "Uni" e "Zeri" (comprensibili al microprocessore). L'Assembler, segnala inoltre, eventuali errori sintattici, incontrati nella traduzione, indicandone anche il tipo e l'ubicazione;
- 3) Un debugger, che permette di seguire passo passo, l'evoluzione del µP 2650 "Slave" cui venga sottoposto un preciso programma da svolgere a base di "Uni" e "Zeri" (Realizzato, come abbiamo visto, dall'Assembler). Il Debugger,



permette di conoscere, la situazione dei registri interni, del 2650 e delle posizioni di memoria, sulle quali il 2650 opera. Esso inoltre è in grado di fornire su una periferica d'uscita (monitor o telescrivente), una traccia rendendo quindi non essenziale l'uso, di un analizzatore di stati logici;

- 4) Un generico insieme di routines per la gestione delle informazioni, a base di dischi magnetici i quali infatti, non servono solo come supporto per lo SDOS, ma anche come mezzo, su cui poter memorizzare una qualunque informazione utile (programmi in codice binario in mnemonico, ecc.). Oltre ai due già menzionati sottoinsiemi, (il PDC e l'Unità di gestione dei dischi), fa parte integrante del TWIN, un altro sottoinsieme denominato TWICE.

Il TWICE svolge le funzioni di emulatore circuitale e verrà descritto più avanti. Le parti opzionali del TWIN sono, infine, una console CRT che funge da periferica veloce ingresso-uscita e una stampante di riga, che permette la costituzione di un archivio (stampante su carta). Un ulteriore sottosistema opzionale può essere il programmatore di PROM e EPROM, il quale permette di memorizzare direttamente un programma su un tipo di PROM o EPROM, senza dover ricorrere ad apparecchiature esterne.

È opportuno segnalare che il CRT e la stampante vengono considerate parti opzionali in quanto, possono essere sostituite senza modifiche circuitali o di programmi, da una comune telescrivente di tipo, Teletype o similari.

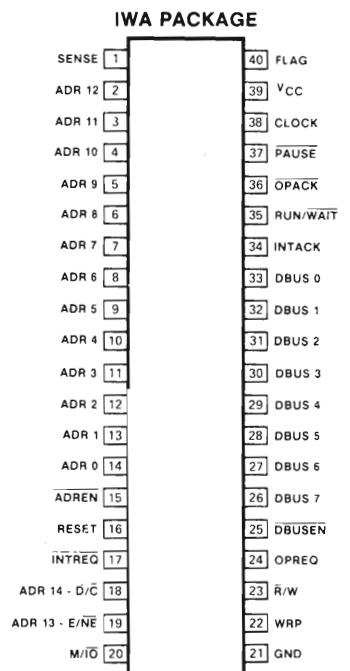


Fig. 3 - Disposizione dei terminali del chip relativo alla CPU 2650.

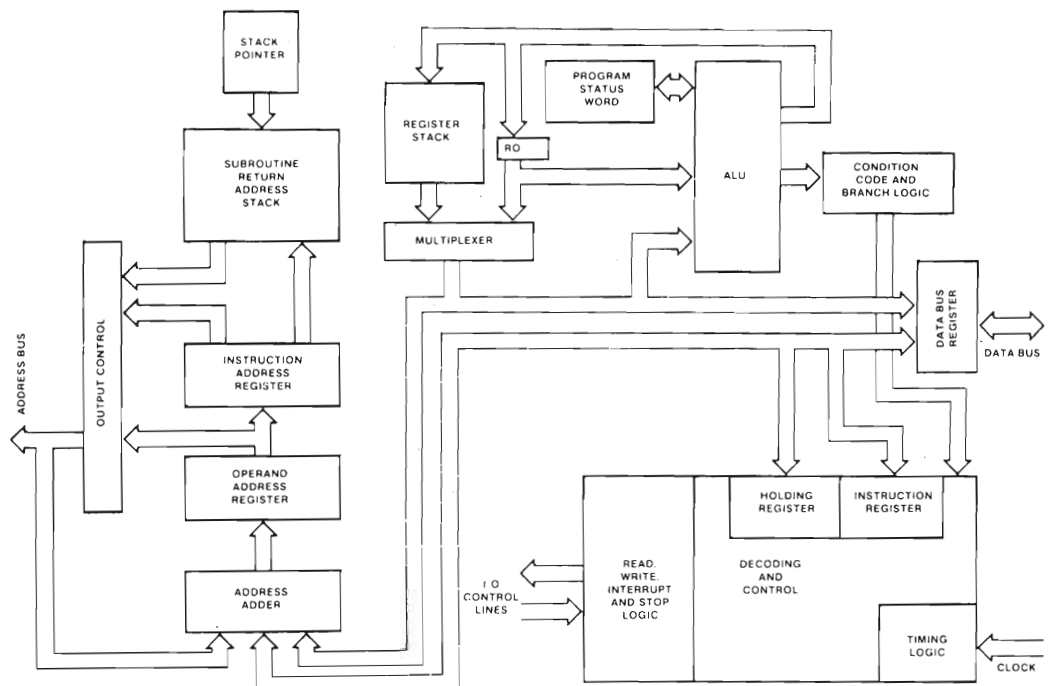


Fig. 4 - Architettura interna del 2650.

Modalità di funzionamento del sistema di sviluppo TWIN.

Il sistema di sviluppo segue, per così dire, il progettista dalla fase iniziale del progetto, fino alla fase di un eventuale produzione e collaudo. Per far ciò, il progettista, si avvale di tre differenti modalità di funzionamento del TWIN (vedi figura 2). In questo modo è possibile ottenere una integrazione di progettazione "hardware" e "software", molto elevata. Inizialmente un sistema viene utilizzato, in modalità di funzionamento A (o modo "0") nella quale il progettista ha a disposizione un minicalcolatore nel quale può introdurre, da tastiera o da altra periferica d'ingresso, un programma in codice mnemonico. Il programma può in seguito essere corretto o comunque manipolato, grazie al Text Editor precedentemente descritto, ed infine trasformato in codice binario comprensibile al microprocessore, mediante l'impiego dell'Assembler. Il Debugger, permetterà quindi una simulazione ed una verifica di funzionamento del programma scritto. Completata tale verifica funzionale, il progettista può passare ad utilizzare il TWIN, nella modalità di funzionamento B (o modo "1"). A questo punto, sarà stata approntata, una configurazione circuitale esterna al sistema di sviluppo, comprendente, tutte le unità d'ingresso e di uscita del prototipo in fase di progettazione. Il prototipo, sarà quindi, nelle sue linee essenziali, già costruito, ad eccezione della parte di gestione dello stesso, costituita da un μP 2650 e dal relativo software di contorno. Il TWICE, l'emulatore circuitale, cui si è già fatto cenno, viene opportunamente connesso al prototipo. In questa maniera, tutta la sezione "Slave" del TWIN (e cioè un μP 2650, con 16 K, parole di memoria di programma) diventerà, agli effetti esterni, parte integrante del prototipo stesso. Il sistema funzionerà, utilizzando il proprio clock, i circuiti di ingresso e uscita, oltre al μP 2650 e la memoria "Slave", interni al TWIN. Ciò permette alla parte Master, del sistema di sviluppo di avere ancora il Debugger attraverso un completo controllo dell'evoluzione del prototipo sottoposto alle proprie condizioni di funzionamento, e ai suoi reali segnali d'ingresso-uscita. Non una simulazione, quindi, ma una emulazione. Una emulazione che è sempre tenuta sotto controllo e che potrà essere pilotata eventualmente (correggendo da tastiera eventuali errori di progettazione software) dall'unità Master e dal potente Debugger. Il progettista avrà quindi la possibilità, di veder funzionare il circuito, come se fosse già completato, in altre parole come se il software, fosse già residente sulla PROM. L'identificazione di eventuali errori logici di progetto, sarà quindi facilitata, e la loro correzione resa possibile senza dover ricorrere alla sostituzione fisica di componenti costosi, quali le memorie a sola lettura (ROM). Il sistema di sviluppo possiede infine, la possibilità di "travarsare" direttamente il programma, di cui si è verificata la funzionalità, nelle memorie permanenti, PROM e EPROM. Si procederà all'utilizzo del TWIN modo 2, o modalità di funzionamento C. In questo caso, solo il μP 2650 "Slave" viene attivato sul prototipo esterno dell'emulatore circuitale, mentre la memoria "Slave" rimane esclusa e viene utilizzata come memoria di programma, la PROM e la EPROM, già scritta. L'unità Master e il Debugger, permetteranno ancora la verifica funzionale del programma permettendo di seguire, anche sullo schermo del CRT, l'evoluzione del microprocessore. Terminata questa ulteriore verifica, il prototipo, potrà

essere "svezzato" dal TWIN, semplicemente sconnettendo il TWICE, e inserendo al suo posto un normale μP 2650. Questa ultima operazione, non è affatto "un salto nel buio" ma rappresenta solo l'ultimo anello di una catena, che ha portato alla costruzione di un sistema ben funzionante basato sull'impiego del microprocessore. Il sistema di sviluppo, come si vede, evita qualunque passaggio traumatico in fase di progettazione e, indubbiamente, permette ad un tecnico esperto di realizzare una perfetta integrazione tra hardware e software.

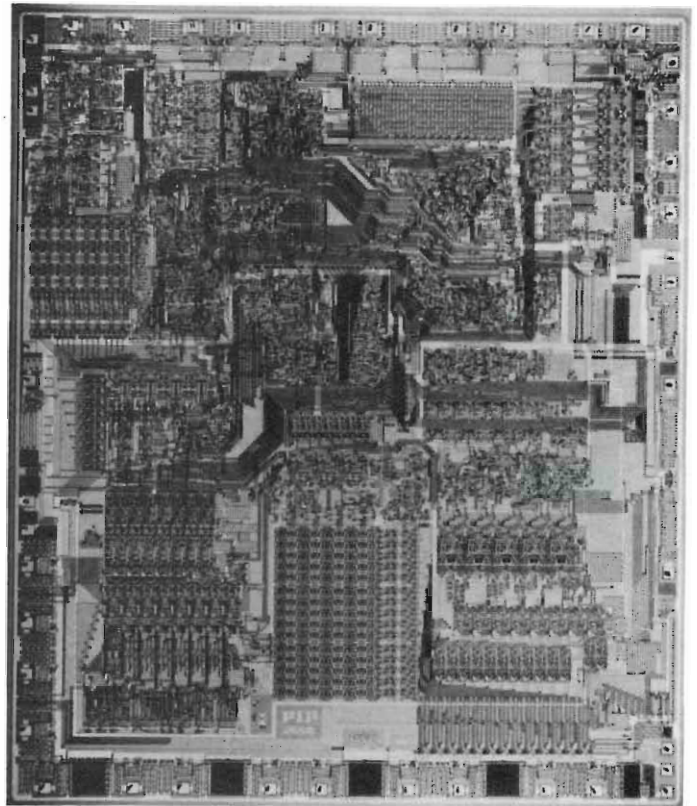


Fig. 5 - Chip interno del 2650 ingrandito.

Descrizione circuitale del microprocessore μP 2650.

Esso è racchiuso in un unico circuito integrato LSI a 40 piedini, vedi figura 3. L'alimentazione è unica (5 V) grazie al particolare tipo di tecnologia utilizzata e permette un facile accostamento alla normale circuiteria logica TTL. Il μP 2650 è dotato di un unico ingresso di clock; l'utente quindi, non ha la necessità di creare diversi clock, con sfasamenti particolari. Tale fatto rende inutile, l'impiego di circuiti integrati progettati "ad Hoc" e permette quindi di utilizzare solo una normale rete oscillatoria, con o senza quarzo. Il sistema come abbiamo precedentemente accennato, è completamente statico, non denuncia quindi limiti inferiori di frequenza di funzionamento permettendo di fermare l'elaborazione dei dati, da parte del μP 2650 sopprimendo, semplicemente, l'impulso di clock. L'elaborazione potrà poi riprendere, da dove era stata interrotta, riattivando il clock. In figura 4, viene illustrata l'architettura interna del microprocessore 2650, mentre in figura 5, viene illustrata una foto relativa, al μP 2650 (chip interno ingrandito).

Manutenzione, test o ricerca, lo strumento è uno solo: Logicoscopio PM3540.

L'esigenza di analizzare la funzionalità logica di dispositivi elettronici non cessa allorché «digits» sono, per così dire, usciti dalle mani dei progettisti. Come per i volt e per gli ampère, la «logica» segue il prodotto attraverso lo sviluppo ed il collaudo e via via durante la



Comparazioni logiche per localizzazione errori



Rappresentazione in codice esadecimale

manutenzione ed il «service»: aree ben al di fuori della fabbrica, ove la ricerca di eventuali anomalie di funzionamento della logica dei circuiti hanno sempre costituito un arduo problema.

Così è stato sin ora ed è perciò che abbiamo progettato un nuovo strumento, il **Logicoscopio PM3540** destinato a soddisfare tutte queste esigenze dal laboratorio al servizio esterno di manutenzione.

Il PM3540 è il solo strumento singolo portatile in grado di fornire sia la rappresentazione delle tabelle di dati sia la loro rappresentazione in funzione del tempo. Premendo un pulsante il PM3540 **si trasforma da logic analyzer in un oscilloscopio** doppia traccia, con triggering eccitato dalla stessa parola logica, e con **esatto** inizio dell'oscillogramma al bit iniziale

della parola di trigger (requisito essenziale per ricerca guasti digitali). Si possono: visualizzare i dati in codice binario, ottale o esadecimale: catturare blocchi da 64 x 16 bits ovunque lungo tutto il flusso dei dati e scorrerli pagina dopo pagina col solo tocco di un pulsante; scoprire la posizione ed analizzare le cause di eventuali errori; utilizzare lo strumento come un normale oscilloscopio.

La versatilità del PM3540, equipaggiato con una dotazione di sonde logiche dedicate, può essere evidenziata da una lunga serie di significanti prerogative in aggiunta ad un'eccellente funzionalità quale oscilloscopio a doppia traccia. Letteralmente il meglio delle **due funzioni analisi in tempo reale ed analisi degli stati logici** con un solo strumento, compatto, portatile e di alta classe.



Analisi in tempo reale per ricerca guasti



PHILIPS

Philips S.p.A. - Divisione Scienza & Industria
V.le Elvezia, 2 - 20052 Monza - Tel. (039) 36.35.248
Filiali: BOLOGNA (051) 493.046
CAGLIARI (070) 666.740 PADOVA (049) 657.700
ROMA (06) 342.041 TORINO (011) 2.164.121

Alcune moderne applicazioni delle unità "TTL"

I circuiti integrati di tipo digitale vengono oggi realizzati in numerose versioni, capaci di svolgere funzioni più o meno complesse, a seconda della loro struttura circuitale, e delle prestazioni previste dal fabbricante. In questo articolo vengono descritte alcune moderne applicazioni dei circuiti di questo genere, che potranno essere considerate come una guida moderna e razionale per l'allestimento di apparecchiature elettroniche di varia natura.

di L. Shaffer

Contatore-Sommatore con ingressi in parallelo

La figura 1 illustra un circuito che è stato escogitato per consentire la combinazione di un certo numero di impulsi che provengono casualmente da diverse sorgenti, in modo da ottenere un unico treno di impulsi, contenente in complesso tanti impulsi quanti risultano dalla somma degli impulsi forniti dalle varie sorgenti.

La minima distanza tra gli impulsi di uscita viene definita dalla frequenza dell'oscillatore che produce gli impulsi "clock", mentre la loro ampiezza risulta una funzione del "mark-space ratio" (ossia del rapporto tra i contrassegni di intervallo) dell'oscillatore.

Il dispositivo può accogliere impulsi coincidenti di ingresso, senza alcun errore. Nello schema sono previsti quattro ingressi, ma il metodo si presta ad essere esteso praticamente a qualsiasi numero di ingressi.

Nell'esempio che viene considerato in pratica, gli impulsi di ingresso varianti in senso negativo vengono derivati da un micro-interuttore: tuttavia, è possibile usare ingressi logici, aumentando in tal modo la frequenza di funzionamento fino a raggiungere diversi Megahertz.

Breve descrizione del circuito

Le informazioni in arrivo vengono immagazzinate in quattro coppie di "gate" ad accoppiamento incrociato, compresi tra G1 e G8: durante ciascun ciclo degli impulsi stroboscopici, i "gate" compresi tra G9 e G12 si aprono in sequenza, in modo tale però che uno solo di essi alla volta risulti aperto.

Le informazioni immagazzinate vengono quindi fatte passare attraverso questi "gate", e — tramite "flip-flop" del tipo "D" — raggiungono i "gate" compresi tra G13 e G16, azzerando il magazzino di ingresso, e determinando così la presenza di impulsi di uscita.

G17 svolge la funzione "NOR" sulle uscite dei quattro "gate", provocando così la produzione di un'uscita di tipo

seriale. All'uscita di G17, allo scopo di ottenere un certo guadagno di corrente, e di pilotare un carico come potrebbe essere ad esempio un dispositivo di natura elettro-meccanica, è possibile collegare un transistor del tipo "n-p-n".

Lo schema illustrato alla citata figura 1 funziona nel modo seguente: innanzitutto, un multivibratore rende disponibile un impulso "clock" a due fasi. Se si facesse invece uso di un multivibratore di tipo standard, ad accoppiamento incrociato, gli impulsi varianti con polarità positiva risulterebbero esponenziali a causa della presenza di C5 e di C6, che si caricano fino ad assumere tra gli elettrodi il potenziale V_{CC} , quando VT1 e VT2 risultano rispettivamente in interdizione.

Tuttavia, suddividendo il carico di collettore, ed inserendo un diodo per isolare il collettore stesso rispetto alla capacità durante una transizione variante in senso positivo, R13 viene impiegato per caricare C6, mentre R14 viene impiegato per fornire la corrente di pilotaggio agli stadi logici, quando VT2 si trova in interdizione.

Le due uscite fornite dal multivibratore vengono entrambe contraddistinte dalle funzioni "clock" e "clock".

Attribuendo ai resistori i valori illustrati, gli impulsi "clock" di uscita presentano un "out" pari a 5, mentre le uscite "clock" presentano un "fan out" pari a 4. (Si precisa che R10 e R12 devono essere opportunamente regolate quando si desidera un "fan out" di maggiore entità, in modo che i transistori VT1 e VT2 possono assorbire tutta la corrente proveniente dagli ingressi e trasferita ai circuiti suddetti).

La frequenza di ripetizione degli impulsi ed il rapporto di distanza dei contrassegni possono essere alternati variando opportunamente il valore delle capacità C5 e C6.

L'uscita "clock" viene prelevata e trasferita ad un contatore di oscillazioni a due stadi, costituito da due "flip-flop" del tipo "D", le cui uscite Q vengono collegate ai rispettivi ingressi D, nel modo illustrato: dal momento che Q serve per completare l'ingresso D a seguito dell'applicazione dell'impulso "clock", con l'uscita Q e l'ingresso D collegati tra loro lo stato del "flip-flop" cambia in corrispondenza di ciascun impulso "clock".

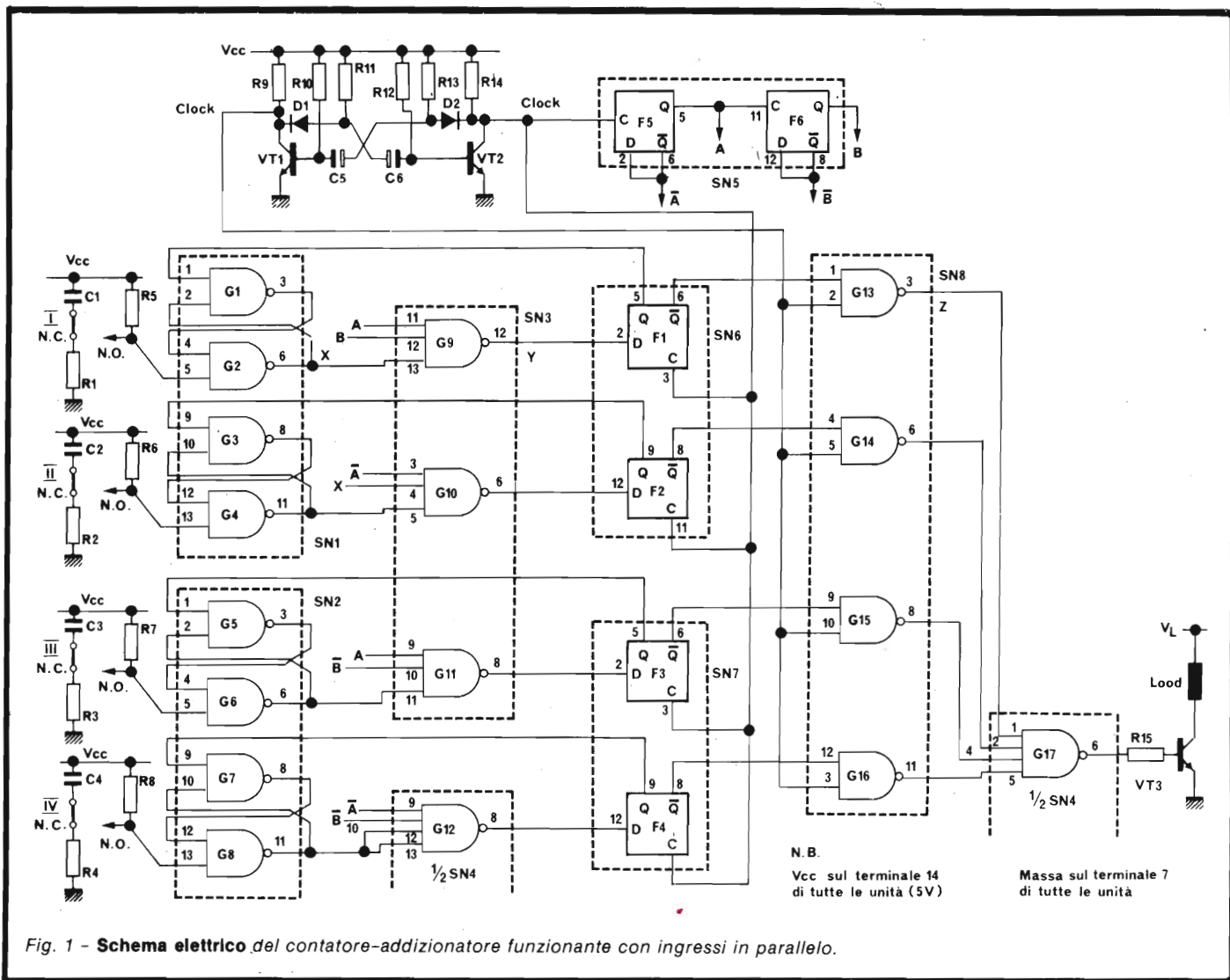


Fig. 1 - Schema elettrico del contatore-addizzatore funzionante con ingressi in parallelo.

Il contatore di oscillazioni rende disponibili quattro uscite, e precisamente A, A, B e B, che possono essere decodificate in modo da ottenere le combinazioni AB, AB, AB ed AB.

Se queste uscite vengono applicate ai "gate" G9 e G12, e se un impulso di ingresso è stato immagazzinato in ciascuna memoria, in tal caso G9 e G12 si aprono e si chiudono in sequenza, in quanto risulta aperto un unico "gate" per volta.

Nello schema di figura 1, gli ingressi sono stati illustrati come provenienti da micro-interruttori: i resistori e le capacità sono necessari per eliminare qualsiasi fenomeno di saltellamento da parte del commutatore.

Considerando un unico canale, possiamo rilevare quanto segue: quando il commutatore è normalmente chiuso, la capacità C1 si carica fino ad assumere tra i suoi elettrodi il potenziale di massa, tramite il resistore R1. Non appena il commutatore si apre, ai capi del resistore R5 si presenta un impulso di polarità negativa, che raggiunge anche l'ingresso del "gate" G2. Questo segnale viene prodotto per ottenere il "Latch" tra i "gate" G1 e G2, in modo che l'uscita fornita da C2 corrisponda al livello digitale "1".

La capacità C1 si scarica rapidamente attraverso la giunzione tra base ed emettitore del "gate" di ingresso ed anche attraverso R5, in modo tale che, nell'eventualità che si presenti un certo saltellamento del commutatore, il condensatore

risulti scarico all'istante del primo contatto, per cui nessun altro impulso viene applicato all'ingresso di G2.

Con l'uscita di G2 al livello "1", quando entrambe le sezioni A e B assumono il potenziale "1", l'uscita di G9 si riduce a "0", facendo così in modo che l'ingresso D del "flip-flop" F1 corrisponda anch'esso a "0".

In corrispondenza dell'impulso "clock" successivo, Q assume il potenziale "0" ed azzerà il magazzino (G1 e G2), mentre il potenziale Q raggiunge il valore unitario, ed apre il "gate" G13.

In seguito, l'impulso "clock" raggiunge il livello "1", portando l'uscita di G13 a zero per la durata della parte positiva dello stesso impulso "clock". Nel frattempo, dal momento che G1 e G2 sono stati azzerati dall'uscita Q di F1, che assume il

ELENCO COMPONENTI

Condensatori
 C1÷C4 = 0,1 µF
 C5 = a seconda della temporizzazione
 C6 = a seconda della temporizzazione

Diodi
 D1, D2 = 1S44

N.B.: per un rapporto tra i contrassegni di spazio di 10:1, C6 presenta quindi un valore pari a dieci volte quello di C5



INTERFONICO A ONDE CONVOGLIATE

CARATTERISTICHE

Sistema di modulazione: FM a banda stretta.
Frequenza: 150 kHz in PLL.
Controllo volume, tasto chiamata e tasto parla-ascolta.
Alimentazione: 220Vc.a.
Codice ZR/6100-00



INTERFONICO A ONDE CONVOGLIATE

CARATTERISTICHE

Sistema di modulazione: FM banda stretta.
2 canali sulla frequenza di 220 kHz e 250 kHz in PLL.
Controllo volume, tasto meccanico parla-ascolta.
Tasti sensor per chiamata e parla-ascolta.
Alimentazione: 220Vc.a.
Codice ZR/6100-10



INTERFONICO A ONDE CONVOGLIATE

CARATTERISTICHE

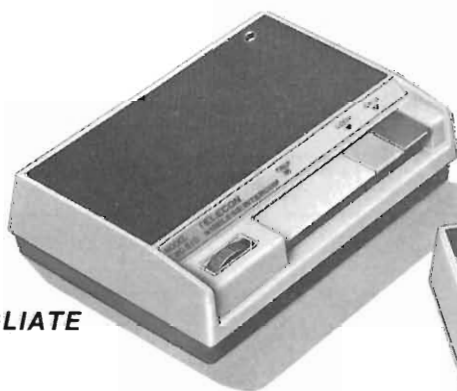
Sistema di modulazione: FM banda stretta.
4 canali sulla frequenza di 160 kHz, 190 kHz, 220 kHz, 250 kHz in PLL.
Controllo volume, tasto meccanico parla-ascolta.
Tasti sensor per chiamata e parla-ascolta.
Alimentazione: 220Vc.a.
Codice ZR/6100-15



INTERFONICO A ONDE CONVOGLIATE

CARATTERISTICHE

Sistema di modulazione: AM
Frequenza: 150 kHz
Controllo volume, tasto chiamata e tasto parla-ascolto
Alimentazione: 220Vc.a.
Codice ZR/6130-00



valore "0", D diventa un "1", e - durante l'impulso "clock" successivo - porta Q al livello "1", e Q al livello "0".

Ciò sblocca i "gate" G1 e G2, che risultano così disponibili per un nuovo impulso di ingresso, ma blocca anche il "gate" G13, per inibire qualsiasi ulteriore impulso "clock".

Quanto sopra rappresenta la sequenza degli eventi per ciascun canale, in corrispondenza di intervalli di un periodo "clock", in modo tale che, dopo quattro impulsi "clock", tutti gli ingressi risultano adeguatamente campionati ed azzerati.

Il "gate" G17 svolge una funzione NOR, producendo un'uscita seriale per pilotare il transistor VT3.

Orologio da ventiquattro ore

In questo paragrafo viene descritto un orologio studiato per consentire l'indicazione digitale del tempo per un periodo di ventiquattro ore: l'unità impiega reti della serie 74N, comprendendo quattro decodificatori/pilota BCD-decimali del tipo SN74141N, che alimentano i tubi Nixie per ottenere l'indicazione delle decine di ore, delle ore, delle decine di

minuti e dei minuti.

La figura 4 rappresenta lo schema a blocchi dell'orologio, mentre la figura 5 ne illustra lo schema elettrico completo.

Un segnale ad onde quadre dell'ampiezza di 5V, e della frequenza di 50 Hz, viene separato attraverso uno dei "gate" in un "gate" quadruplo a due ingressi del tipo SN12, e quindi suddiviso mediante tre contatori a decadi del tipo SN7490N.

Il contatore SN1 viene collegato in modo da ottenere la divisione per cinque, mentre i contatori SN2 ed SN3 dividono per dieci, in modo tale che gli impulsi "clock" con il ritmo di un impulso al secondo vengono applicati alla sezione di divisione per sei dell'unità SN4.

L'uscita di questa unità fornisce la temporizzazione per un ulteriore contatore a decadi, SN5, che produce segnali in codice BCD.

Le uscite di SN5 vengono collegate agli ingressi del dispositivo di pilotaggio dei "MINUTI", SN11, che decodifica il numero BCD, per determinare il conteggio in aumento fino a nove minuti, con incremento di un minuto ciascuno.

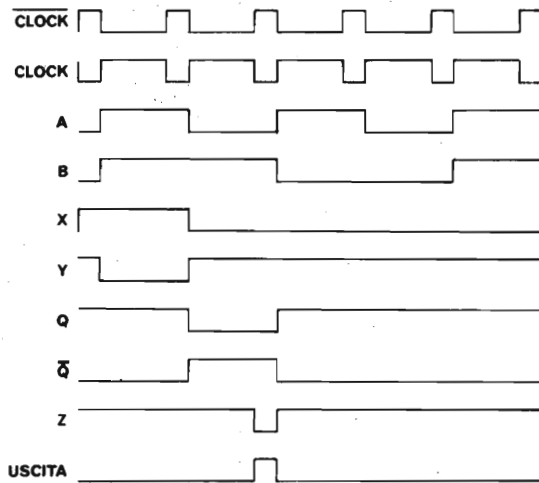


Fig. 2 - Diagramma di temporizzazione per i "gate" di campionamento.

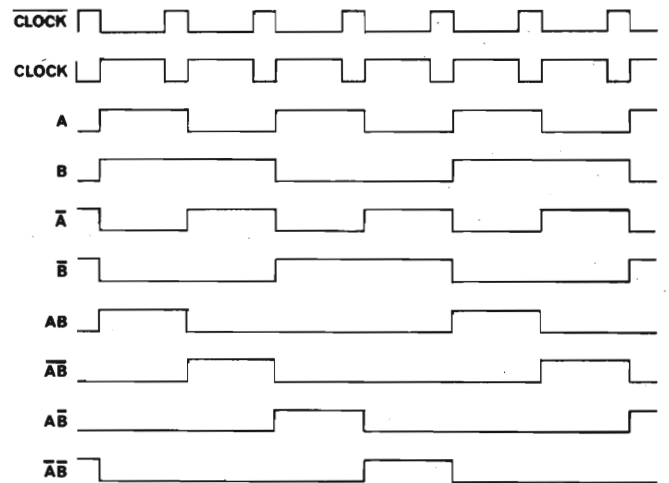


Fig. 3 - Diagramma di temporizzazione del circuito, riferito ad un unico canale.

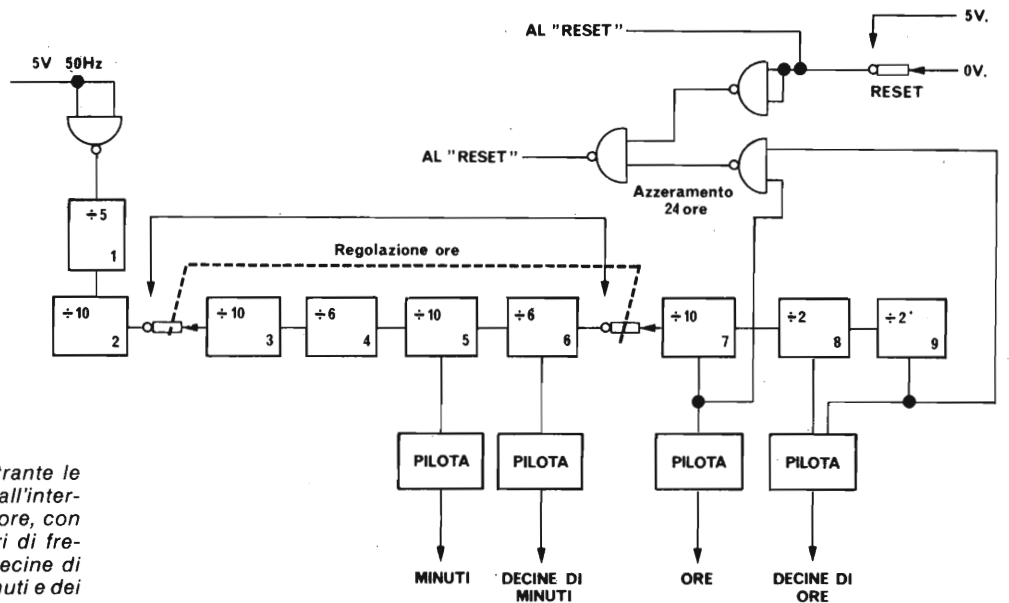


Fig. 4 - Schema a blocchi illustrante le diverse funzioni che si svolgono all'interno dell'orologio da ventiquattro ore, con particolare riferimento ai divisori di frequenza per gli indicatori delle decine di ore, delle ore, delle decine di minuti e dei minuti.

L'uscita "D" dell'unità SN5 controlla il funzionamento della sezione di divisione per sei del contatore successivo, SN6, con la frequenza di un impulso ogni dieci minuti. A sua volta, l'uscita di SN6 viene decodificata dall'unità SN10, per cui il tubo delle "DECINE DI MINUTI" denota un aumento di una cifra, appunto ogni dieci minuti.

L'uscita "C" di SN6 fornisce gli impulsi all'ingresso di SN7, con la frequenza di un impulso all'ora, generando così un codice BCD che viene decodificato da SN9, per fornire il conteggio delle ore.

Le sezioni di divisione per due di SN1 e di SN4 hanno il compito di provvedere al pilotaggio per l'unità delle "DECINE DI ORE". L'uscita "D" di SN7 fornisce un impulso ogni dieci ore all'ingresso "A" di SN4, in modo che all'uscita "A" compare un impulso di venti ore che viene applicato al circuito di pilotaggio delle "DECINE DI ORE", SN8.

Il medesimo impulso viene applicato anche ad SN1, dal quale viene diviso per due.

Di conseguenza, al terminale numero 12 del "gate" NAND

quadruplo a due ingressi appare un segnale a livello "1".

Nel ciclo successivo, quando l'ingresso "C" di SN9 assume il livello "1" (vale a dire dopo l'intervallo di quattro ore), l'uscita "A" di SN12 assume il potenziale "0". Questo segnale viene invertito di polarità dal "gate" successivo, per riportare le uscite di SN1 ed SN7 a "0". La lettura dell'orologio viene in tal caso riazzerata.

Per consentire l'azzeramento di tutte le unità di indicazione numerica, il dispositivo prevede l'aggiunta di un dispositivo manuale di "RESET". Inoltre, un commutatore per la regolazione delle ore consente di spostare direttamente l'uscita "D" di SN2 all'ingresso "A" di SN7, in modo tale che le ore possano essere commutate con un ritmo di una al secondo, fino a raggiungere il valore necessario. se lo si ritiene opportuno, tuttavia, è possibile elaborare un meccanismo di regolazione maggiormente sofisticato.

Il commutatore per la regolazione delle ore è del tipo che interrompe il contatto precedente prima di chiudere quello successivo.

ELENCO COMPONENTI

Reti a semiconduttore

- SN1 = SN7490N
- SN2 = SN7490N
- SN3 = SN7490N
- SN4 = SN7492N
- SN5 = SN7490N
- SN6 = SN7492N
- SN7 = SN7490N
- SN8 = SN74141N
- SN9 = SN74141N
- SN10 = SN74141N
- SN11 = SN74141N
- SN12 = SN7400N
- SN7413N preferibile

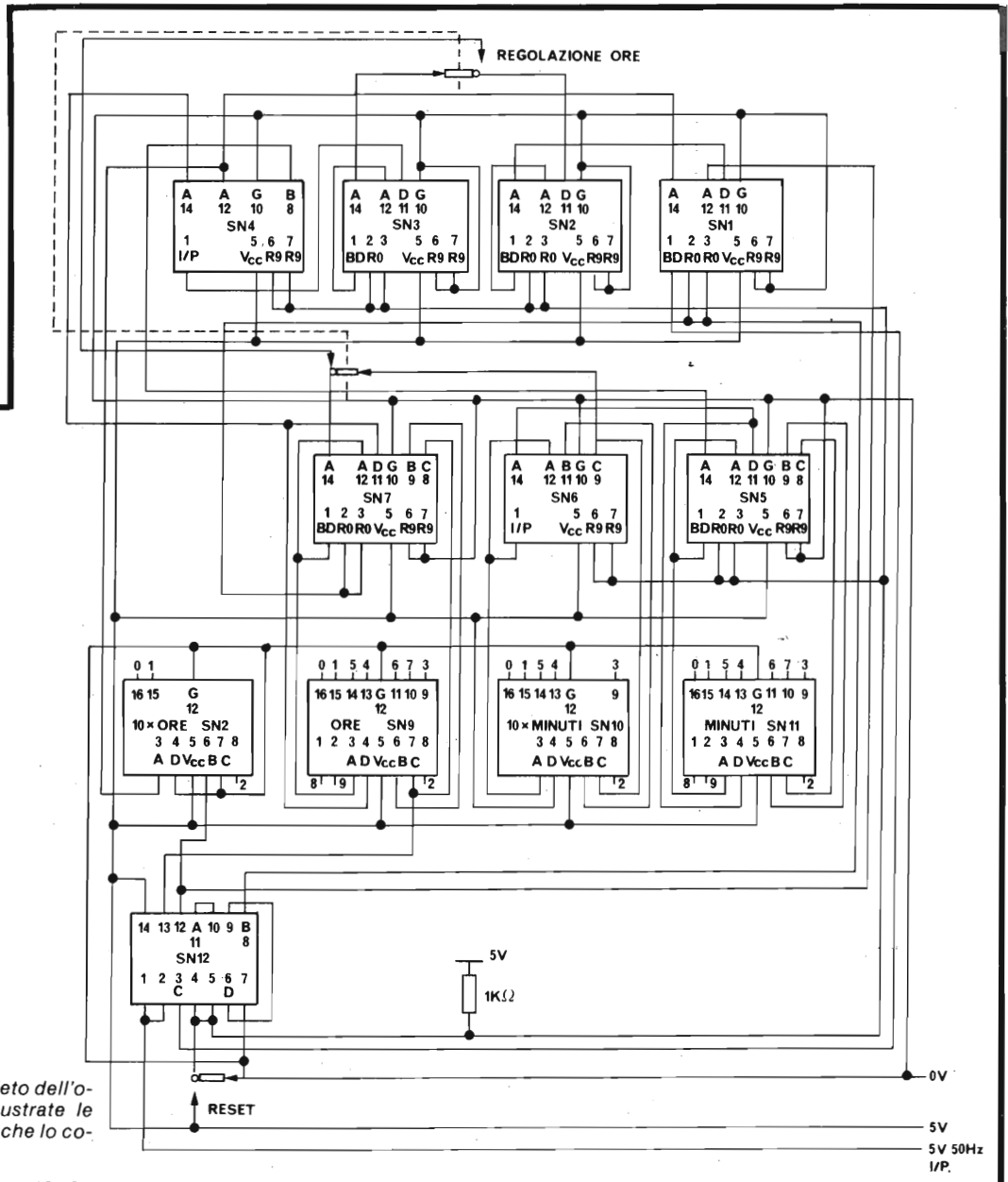


Fig. 5 - Schema elettrico completo dell'orologio, nel quale vengono illustrate le connessioni tra le diverse unità che lo costituiscono.

Contatore di ondulazioni residue impiegante "Flip-Flop" TTL del tipo "D"

L'unità SN7474 è un "flip-flop" duale TTL del tipo "D", con ingressi diretti di "clear" e di "preset", nonché con uscite complementari Q e \bar{Q} . L'informazione di ingresso applicata a D viene trasferita all'uscita Q sul bordo positivo dell'impulso "clock".

La tabella della verità per l'unità bistabile è la seguente:

CP	t_n		$t_n + 1$
	D	Q	Q
1	0	0	1
1	1	1	0
0	X	Q_n	Q_n

nella quale $t_n + 1$ rappresenta la durata del "bit" dopo l'impulso "clock", mentre CP=1 indica che in corrispondenza dell'ingresso "clock" si è verificata una transizione del tipo "0" → "1".

La tabella della verità necessaria per un unico stadio di conteggio è la seguente:

CP	Q_n	Q_{n+1}
1	1	0
2	0	1
3	1	0

vale a dire che $Q_{n+1} = \bar{Q}_n$

Da una semplice mappa di Karnaugh, è possibile derivare le condizioni di ingresso per D, per ottenere questa sequenza. Si riscontra che $D = \bar{Q}_n$.

L'unità bistabile divide per due, e l'uscita Q viene impiegata per pilotare uno stadio di tipo analogo: ciò che segue rappresenta la tabella della verità per un contatore a tre stadi

La figura 6 illustra la relativa struttura circuitale.

La direzione di conteggio può essere invertita osservando le uscite Q, oppure collegando i Q ai "clock" degli stadi successivi.

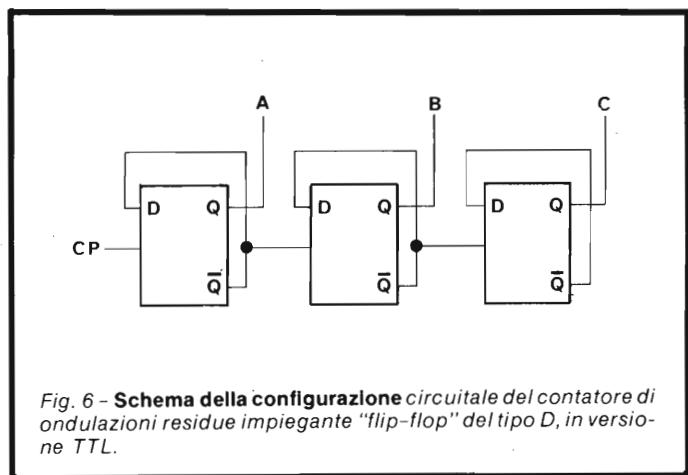


Fig. 6 - Schema della configurazione circuitale del contatore di ondulazioni residue impiegante "flip-flop" del tipo D, in versione TTL.

	A	B	C
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	1
6	0	1	1
7	1	1	1

Comparatore binario in parallelo da 16 "bit"

In questo capitolo descriveremo l'impiego di un addizionale completo del tipo SN7483N per confrontare tra loro due numeri binari, presentati in parallelo. Ciascun addizionale da quattro "bit" fornisce un'uscita-somma per ciascun "bit", oltre ad un'uscita "carry" risultante, che indica l'ampiezza relativa dei due numeri, nell'eventualità che venga effettuata una sottrazione.

Se i due numeri binari sono A e B, il confronto viene eseguito sottraendo A da B mediante l'aggiunta di complementi "2", ed osservando se si verifica un "Borrow". Per ottenere il complemento di "2" di A, gli "1" e gli "0" sono scambiati tra loro, e viene aggiunto un "1" alla cifra meno significativa, applicando appunto un "1" all'ingresso "carry" del primo addizionale.

Il complemento di "2" di A corrisponde quindi a $(2^{n+1} - A)$

nella quale n rappresenta il numero dei "bit". Se ciò viene aggiunto a B, il risultato è

$$(B - A) + 2^{n+1}$$

L'uscita "carry" 2^{n+1} (in C4) si verifica soltanto se B è uguale o maggiore rispetto ad A. Se invece B è più piccolo di A, l'uscita "carry" corrisponde a "0".

Esempio:

Per convenienza, in questo esempio faremo uso di numeri da quattro "bit".

(i) $A = 5 \equiv 0101$ in codice binario

$B = 6 \equiv 0110$ in codice binario

Il complemento di "2" di A è 1011

Sommato a B è 0110

Dà 1.0001

Uscita "carry" "1" indicante che $B \geq A$

Differenza (B - A)

(ii) $A = 5$

$B = 5$

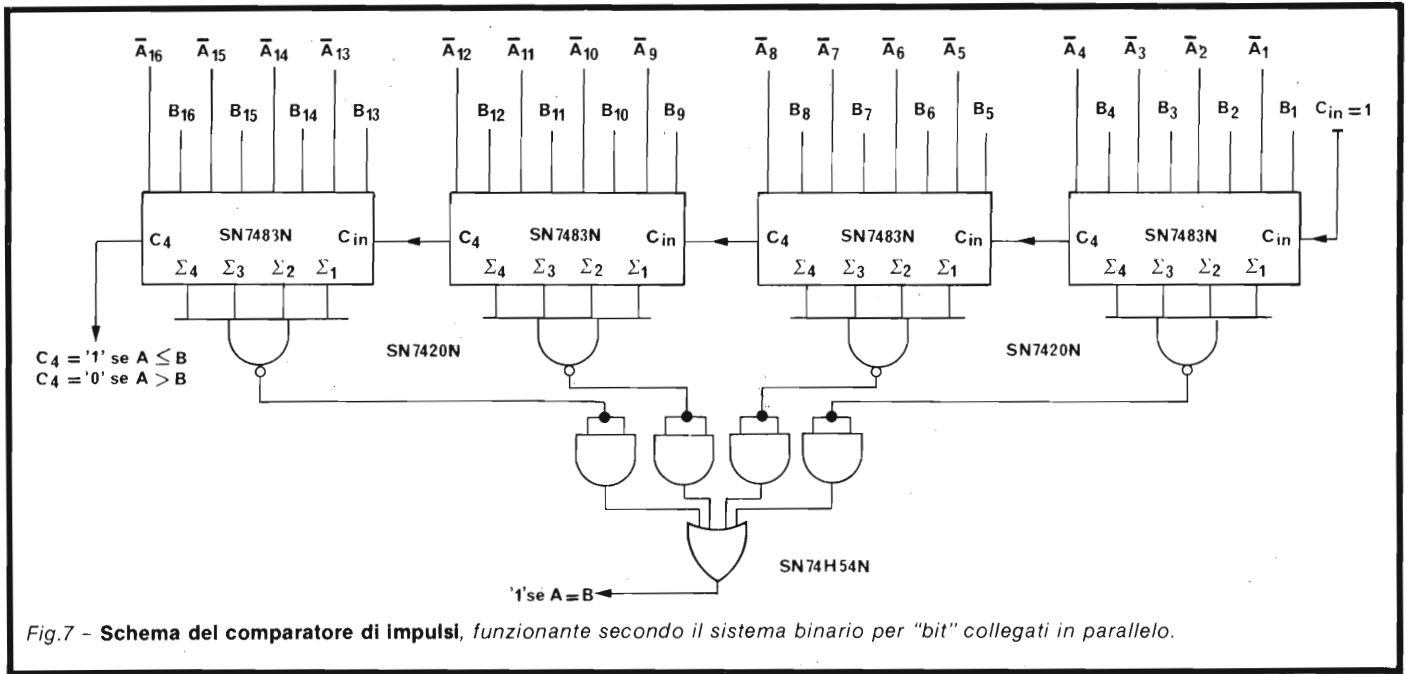
Il complemento di "2" di A è 1011

Sommato a 0100

Dà 1.1111

Uscita "carry" "1" indicante che $B \geq A$

Differenza (B - A)



(iii) A=5

B=4≡0100 in codice binario

Il complemento di "2" di A è 1011

Sommato a B 0100

Dà 0.1111

Uscita "carry" "0"
indicante che B < A

Differenza (B - A)

La figura 7 illustra un tipo di comparatore da 16 "bit". Per confrontare tra loro numeri di piccola entità, è però possibile usare un minor numero di sommatore, oppure di parti di sommatore. Il circuito deve tuttavia essere modificato, se si fa uso di una parte di un addizionatore, e l'uscita "carry" può essere ottenuta in due modi:

- 1) Quando gli ingressi non utilizzati si trovano al livello di "0", l'uscita "carry" viene reperita all'uscita-somma che segue l'ultimo "bit"; ad esempio, se vengono usati due ingressi (A₁, A₂, B₁, B₂), l'uscita "carry" viene trovata all'uscita Σ₃.
- 2) Gli "1" possono essere aggiunti nei restanti ingressi A, e gli "0" ai restanti ingressi B, per portare l'uscita "carry" all'uscita normale C₄. Questo metodo costituisce una risultante di uscita più rapida che non quello precedentemente considerata.

Aggiungendo una logica addizionale per avvertire quando tutte le uscite Σ sono a livello "0", è possibile rivelare la condizione A=B. Il "gate" AND necessario a sedici ingressi viene costituito a partire da quattro "gate" NAND da quattro ingressi, e da quattro "gate" del tipo AND OR INVERT con ingressi 2-2-2-2.

Convertitore dal codice gray seriale al codice binario

Il sistema logico necessario per convertire il codice Gray nel codice binario può essere facilmente determinato se il suddet-

to codice Gray è disponibile in forma parallela. Per contro, la conversione del codice Gray seriale al codice binario non può essere effettuata altrettanto facilmente.

Tuttavia, alcune forme di codice Gray, come ad esempio il codice binario riflesso, presentano proprietà che ne semplificano la conversione. Sotto questo aspetto, la figura 8 che segue, illustra il modo più comune di questi codici.

Se si trascura la cifra più significativa, i numeri compresi tra 8 e 15 vengono riscontrati come un'immagine riflessa dallo specchio dei numeri compresi tra 0 e 7.

	G ₄	G ₃	G ₂	G ₁
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	1
3	0	0	1	0
4	0	1	1	0
5	0	1	1	1
6	0	1	0	1
7	0	1	0	0
8	1	1	0	0
9	1	1	0	1
10	1	1	1	1
11	1	1	1	0
12	1	0	1	0
13	1	0	1	1
14	1	0	0	1
15	1	0	0	0

Fig. 8 - Il codice Gray—binario, in rappresentazione riflessa.

Si può facilmente rilevare che se R_j rappresenta l'jesimo "bit" nel codice riflesso, e se P_j è il "bit" corrispondente nel numero equivalente binario, in tal caso si ha che:

$$B_n = R_n \text{ nella quale } n \text{ rappresenta la cifra più significativa}$$

$$B_j = B_{j+1} \cdot R_j + B_{j+1} R_j$$

(Queste sono le espressioni matematiche di normale impiego per la conversione in parallelo).

La seconda espressione può essere interpretata come equazione di differenza che definisce il funzionamento di una unità bistabile che stia effettuando la conversione del codice Gray seriale nel codice binario.

Le figure 9-A, 9-B e 9-C rappresentano rispettivamente lo schema logico, la tabella della verità e lo schema di cablaggio del convertitore del codice Gray seriale nel codice binario.

Per effettuare la conversione, si fa uso di un "flip-flop" del tipo J-K a fase singola contraddistinto dalla sigla SN7470N. Gli ingressi J^* e K^* si trovano al livello "0", gli ingressi J_1 e K_1 sono al livello "1", ed il codice Gray seriale viene applicato agli ingressi J_2 e K_2 , applicando naturalmente per prima la cifra più significativa. Il circuito bistabile deve essere azzerato prima che abbia inizio la conversione.

Esempio

Gray 9 = 1101. Il riferimento alla tabella della verità denota che l'uscita Q per l'ingresso 1101 corrisponde a 1001, e cioè al codice binario 9.

Il medesimo principio può essere applicato ad un convertitore dal codice Gray parallelo al codice binario seriale. La figura 10 illustra la struttura circuitale corrispondente.

Lo "shift register" dei "flip-flop" del tipo D contrassegnati

dalle sigle SN7474N viene liberato, e — in seguito — l'ingresso del codice Gray parallelo viene trasferito al registro. In seguito il numero viene spostato, procedendo innanzitutto con la cifra più significativa, in un "flip-flop" J-K tipo SN7470N, che converte nel codice binario seriale all'uscita Q.

Contatore a decadi con comodità incondizionale di "Preset"

Quest'altro paragrafo descrive un contatore BCD a decadi di tipo asincrono e ad alta velocità, con impostazione delle informazioni stroboscopiche che risulta incondizionale rispetto allo stato di conteggio.

Il contatore basilare comprende quattro "flip-flop" del tipo D, dei quali il primo divide per due, mentre gli altri tre sono collegati in modo da ottenere la divisione per cinque (vedi figura 11).

Considerando innanzitutto la sezione di divisione per cinque, le unità bistabili B, C ed E, la necessaria tabella della verità risulta la seguente (vedi figura 12).

Lo stadio B divide per due, ad eccezione dell'istante in cui viene raggiunto lo stato 001. L'uscita B_1 rimane quindi al livello "0". Si fa uso di un "flip-flop" del tipo D, con il segnale dell'uscita Q retrocesso all'ingresso, come si osserva alla figura 13-A.

Dal momento che il funzionamento di questa unità deve essere modificato quando l'uscita E_4 si trova al livello "1", l'uscita E_4 deve essere retrocessa tramite un "gate" del tipo AND, in modo tale che il terminale E_4 assuma il livello "0", che l'ingresso D di B_1 assuma il livello "0", e che la sua uscita

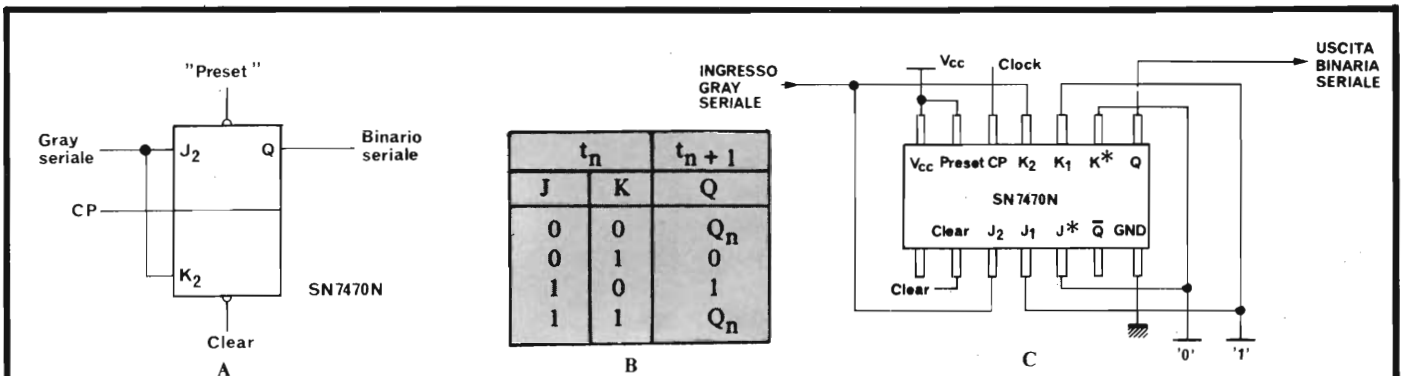


Fig.9-A) - Schema logico del convertitore dal sistema seriale Gray nel sistema binario. B) - Tabella della verità relativa al circuito di figura 9-A. C) Schema del convertitore dal sistema Gray seriale nel sistema binario.

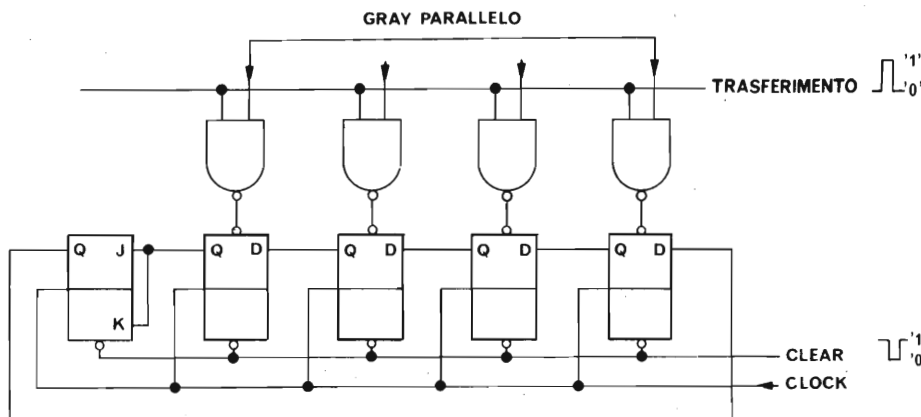


Fig.10 - Schema del convertitore dal sistema Gray parallelo nel sistema binario seriale.

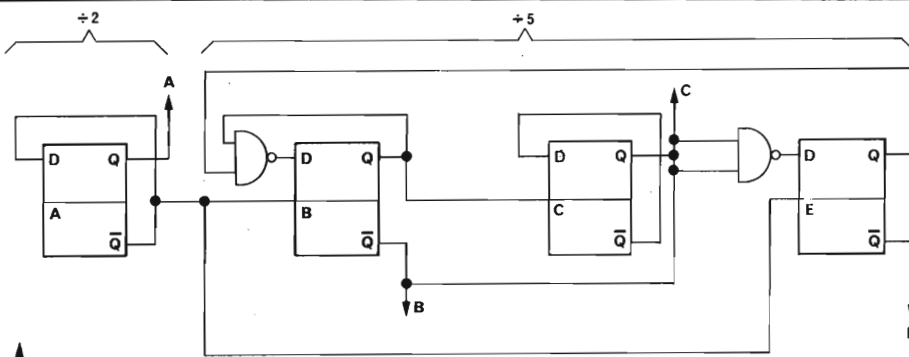


Fig. 11 - Disposizione dei quattro "flip-flop" del tipo D, che costituiscono la parte fondamentale del contatore.

C.P.	B ₁	C ₂	E ₄
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
0	0	0	0

Fig. 12 - Tabella della verità riferita al funzionamento del contatore a decadi con comodità di "preset" incondizionale.

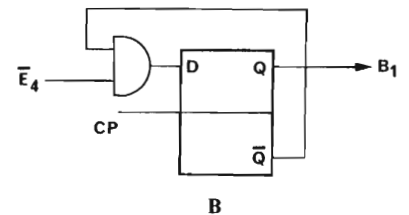
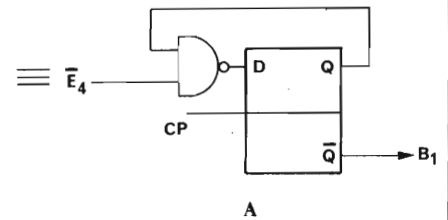


Fig. 13-A) - Schema di elaborazione del segnale applicato all'ingresso E₄. B) - Versione modificata del circuito di cui alla figura 13-A.

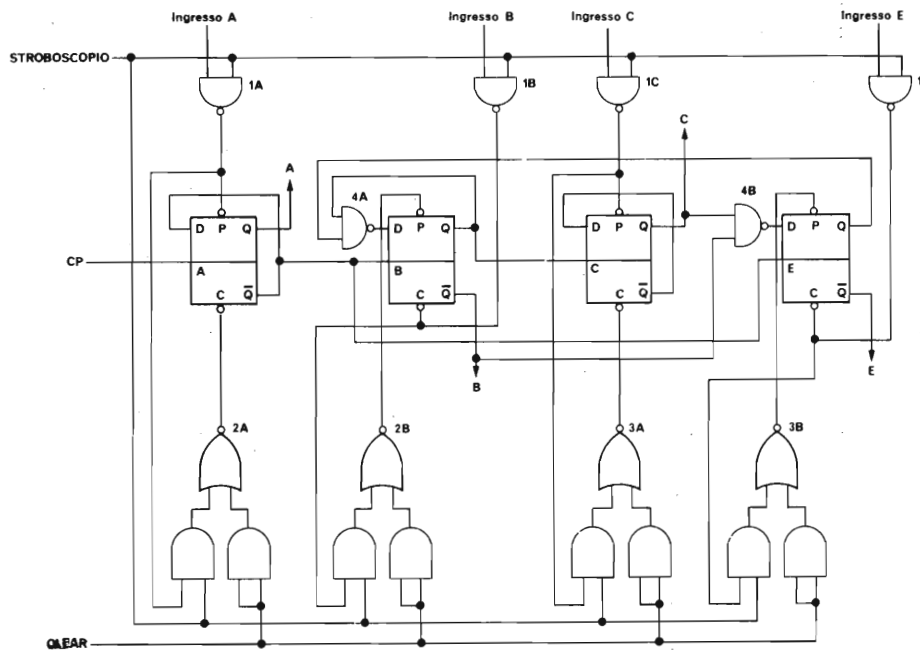


Fig. 14 - Circuito elettrico completo del contatore a decadi descritto nel testo.

diventi uno "0" in concomitanza con l'impulso "clock" successivo. Tuttavia, dal momento che nella gamma di produzione della Texas Instruments erano disponibili soltanto "gate" del tipo NAND si è fatto uso appunto di questo tipo, e le uscite B₁ e B₁ sono state scambiate tra loro nel modo illustrato alla figura 13-B. L'uscita B₁, quindi, appare all'uscita Q del "flip-flop".

Lo stadio C funziona semplicemente come divisore per due, con controllo "clock" ogni qualvolta B₁ passa dal livello "1" al livello "0": in altre parole, lo stadio C viene controllato da B₁.

Quando si prendono in considerazione i dispositivi di "preset" e "clear", è necessario tener presente che nei "flip-flop"

del tipo D, un livello "0" sull'ingresso "preset" predispone l'uscita Q al livello "1", mentre un livello "0", sull'ingresso "clear" predispone l'uscita Q al livello "0".

Il circuito illustrato alla figura 14 permette di impostare le informazioni nel contatore a seguito dell'applicazione di un impulso "clock", senza provvedere in precedenza alla cancellazione. La linea "clear" è stata prevista per consentire la predisposizione al livello "0" di tutte le uscite, ogni qualvolta lo si ritiene necessario. Il funzionamento avviene come segue. L'applicazione di un segnale di ingresso al livello "1" in A determina la presenza del livello "0" all'uscita del "gate" 1A, ed a seguito dell'applicazione di un impulso "strobe". L'uscita A viene quindi portata al livello "1".

L'applicazione di un segnale a livello "0" all'ingresso A determina il livello "1" all'uscita del "gate" 1A. Questo dispositivo svolge anche la funzione AND nei confronti dell'impulso "strobe", e viene invertito di polarità ad opera di 2A, in modo da fornire un livello "0" nel punto "clear" di A. Di conseguenza, l'uscita A viene predisposta al livello "0".

Le informazioni vengono impostate nell'unità bistabile C, analogamente a quanto accade per A. Un segnale di livello "1" all'ingresso B determina il livello "0" all'uscita del "gate" 1P, per cui l'uscita viene predisposta al livello "1". Un segnale di ingresso a livello "0" all'ingresso B determina un livello "1" all'ingresso di 2B, determinando così un livello "0" all'ingresso attuale di B. Di conseguenza, l'uscita di B viene ad assumere il livello "0".

Anche qui le informazioni vengono impostate attraverso l'unità bistabile E, come si è visto a proposito dell'unità B.

Divisione per numeri diversi da 10, con l'unità SN7490N

Vediamo ora di descrivere l'impiego del contatore a decadi SN7490N, per rapporti di divisione diversi da 10: usando i collegamenti esterni appropriati, si può fare in modo che il suddetto contatore divida per un numero considerevole di indici, molti dei quali consentono ancora di ottenere l'uscita in valore decimale realmente codificato in sistema binario (BCD).

Non è naturalmente necessario alcun collegamento esterno se la divisione deve avvenire per 2 oppure per 5. Il "flip-flop" A viene usato come elemento binario per la funzione di divisione per 2, mentre l'ingresso BD viene usato indipendentemente per ottenere la divisione binaria per 5, in corrispondenza delle uscite B, C e D.

Il contatore è munito di linee "gate" di "reset", per cui gli impulsi di conteggio possono essere inibiti, e tutte le uscite possono essere riportate al livello logico "0", oppure al conteggio BCD pari a 9. Le tabelle di conteggio "reset" per l'unità SN7490N sono illustrate alla figura 15 (nella quale la "X" indica che è possibile riscontrare la presenza sia del livello logico "1", sia del livello logico "0")

Ciò dimostra che per riportare a zero (tutti "0"), sia R_{01} sia R_{02} devono essere al livello logico "1", e cioè $R_0 = R_{01} \cdot R_{02}$, mentre, per riportare a 9, entrambi $R_{9,1}$ ed $R_{9,2}$ devono essere al livello logico "1", per cui $R_9 = R_{9,1} \cdot R_{9,2}$.

Usando la comodità R_0 oppure R_9 è possibile modificare un unico dispositivo tipo SN7490N in modo da dividere per qualsiasi numero compreso tra 3 e 9 inclusi. Dal momento che il contatore è in versione monolitica, tutti i quattro bistabili

implicano approssimativamente il medesimo tempo per azzerarsi o per riazzerarsi. Ciò significa che se uno qualsiasi dei bistabili è stato azzerato, gli altri tre devono esserlo del pari. All'interno esiste un ritardo sufficiente di propagazione, per assicurare che qualsiasi altro contatore che venga azzerato dai medesimi ingressi "gate" si azzeri in modo corretto.

Per modificare il conteggio in modo da ottenere un divisore per 9 del tipo BCD, il contatore può essere azzerato rispetto a 0000 non appena viene raggiunto lo stato 1001: in altre parole, $R_0 = A \cdot D$. La sequenza di conteggio per un simile contatore è illustrata alla figura 16-A, mentre la figura 16-B rappresenta lo schema logico.

Conteggio	DCBA
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9T	1001
nel qual caso 9T è uno stato di transizione	
	0000

Fig. 16-A - Relazioni che intercorrono tra le varie fasi del conteggio e la rappresentazione numerica DCBA.

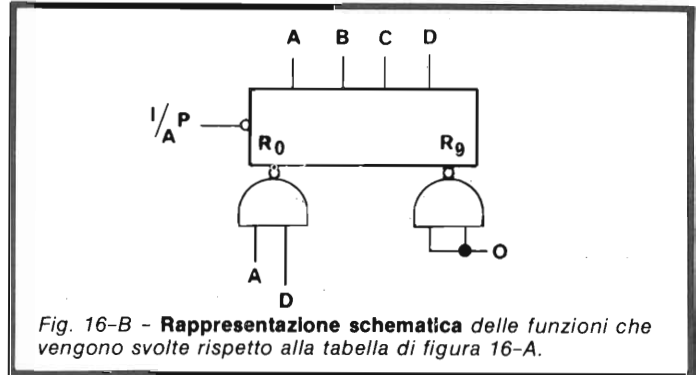


Fig. 16-B - Rappresentazione schematica delle funzioni che vengono svolte rispetto alla tabella di figura 16-A.

Per ottenere la funzione di divisione per 9, è possibile usare le uscite B, C e D. Tuttavia, è bene adottare particolari precauzioni con l'uscita A, in quanto prima che il contatore si azzeri (vedi figura 17) si verifica uno stato di transizione.

Applicando il medesimo principio, il contatore può essere modificato nei confronti di qualsiasi altro numero compreso tra 3 ed 8 compresi. Le uscite BCD vengono ottenute con tutti i numeri, ad eccezione del 7. Come esempio vediamo la tabella che segue:

	BCD÷8	BCD÷7	BCD÷6	BCD÷4	BCD÷3
	DCBA	DCBA	DCBA	DCB	DCB
0	0000	0000	0000	000	000
1	0001	0001	0001	001	001
2	0010	0010	0010	010	010
3	0011	0011	0011	011	011
4	0100	0100	0100	T100	000
5	0101	0101	0101	000	

CONTEGGIO	USCITA BCBA	"RESET"/CONTEGGIO				USCITA DCBA
		R_{01}	R_{02}	$R_{9,1}$	$R_{9,2}$	
0						
0	0000	1	1	0	X	0000
1	0001	1	1	X	0	0000
2	0010	X	0	1	1	1001
3	0011	0	X	1	1	1001
4	0100	1	1	1	1	1001
5	0101	X	0	X	0	Conteggio
6	0110	0	X	0	X	Conteggio
7	0111	0	X	X	0	Conteggio
8	1000	X	0	0	X	Conteggio
9	1001					

Fig. 15 - Tabella di conteggio "reset" per l'unità tipo SN7490N.

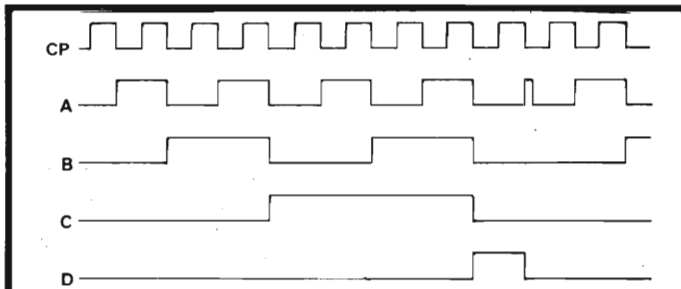


Fig.17 - Corrispondenza dei segnali CP, A, B, C e D.

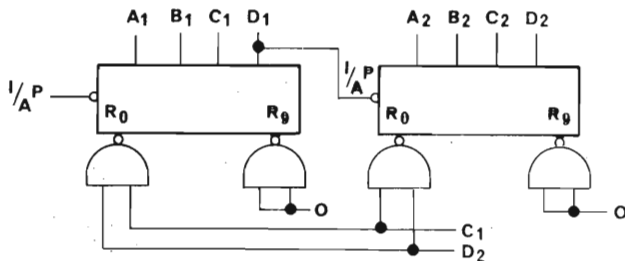


Fig.18 - Schema del semplice sistema di elaborazione dei segnali di cui alla figura 17.

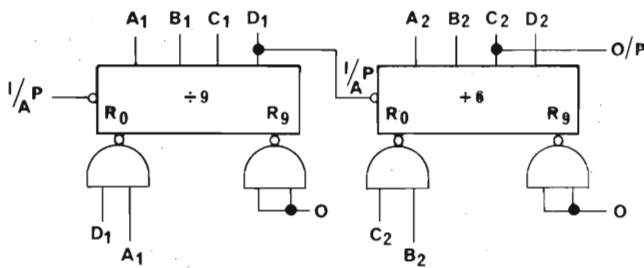


Fig.19 - Sezione complementare del circuito di cui alla figura 18.

6	0110	T0110	T0111
7	0111	1001	0000
8 T	1000	0000	

$R_0 = D$ $R_0 = 0$, $R_0 = CB$, $R_0 = D$, $R_0 = CB$,
 $R_9 = 0$, $R_9 = CB$, $R_9 = 0$, $R_9 = 0$, $R_9 = 0$,

E' perciò possibile eseguire divisioni con rapporto maggiore di 10, impiegando due decadi, in due diversi modi:

- 1) Un rapporto desiderato di divisione può essere ottenuto impiegando i "gate" R0, a patto che possa essere riconosciuto tra non più di qualsiasi coppia di uscite provenienti da due decadi. Si ottiene un conteggio BCD. Per esempio, dividere secondo il sistema BCD per 84: i due contatori a decadi contano normalmente finché non viene raggiunto lo stato 84, vale a dire 0100, 1000. Questo stato viene rivelato dai "gate" R0, dopo di che i contatori si riazzerano. Alcuni rapporti tipici di divisione ottenuti con questo metodo sono 14, 18, 20, 24, 28, 42, 44, 48, 81, 82, e così via.
 - 2) Se il rapporto voluto di divisione può essere suddiviso in due multipli comuni inferiori, e se questi possono essere ottenuti mediante uno qualsiasi dei metodi precedentemente descritti, in tal caso il rapporto desiderato può ancora essere ottenuto sebbene il conteggio non sia secondo il sistema BCD: in altre parole, 54 può essere prodotto mediante una divisione per 9, ed una divisione per 6.
- + A causa dei diversi ritardi di propagazione differenziale, non è possibile garantire che tutti i circuiti descritti dianzi

possono funzionare con successo in corrispondenza di temperature estremamente alte o estremamente basse.

Misuratore digitale di fase

Il misuratore di fase qui descritto impiega le tecniche digitali per stabilire la fase (misurata come differenza di tempo) da due segnali di ingresso aventi la medesima frequenza.

I due segnali di ingresso vengono modificati agli effetti della forma d'onda in circuiti del tipo "trigger" di Schmitt a bassa isteresi, impiegando amplificatori a circuito integrato del tipo SN72702 (vedi figura 20).

Le uscite di questi circuiti vengono a loro volta separate con l'impiego di due "gate" di ingresso del tipo SN7400N, e precisamente C1 e C2, come si può rilevare attraverso lo schema elettrico completo di figura 21.

I diodi "clamp" sono stati aggiunti per impedire che le uscite delle unità "trigger" salgano molto al di sopra della tensione di alimentazione applicata ai "gate", nel qual caso verrebbero arrecati danni alle giunzioni base-emettitore di ingresso degli stessi "gate".

Le uscite dei dispositivi "trigger" sono in opposizione di fase tra loro, a causa delle strutture circuitali di ingresso, per cui Q1 e Q2 rappresentano i segnali di ingresso, mentre l'uscita del "gate" C3 corrisponde a $Q1 \cdot Q2$, come si osserva alla citata figura 23; in altre parole l'uscita raggiunge il livello zero, quando il tratto ascendente del segnale di ingresso assume una polarità positiva, e ritorna al livello "1" quando lo stesso segnale acquista una polarità negativa.

Un segnale "clock" della frequenza di 1MHz viene controllato con effetto "gate" per effettuare la misura della fase attraverso l'unità C5. Le uscite provenienti dai "gate" C3 e C5 subiscono la funzione NOR attraverso il "gate" C4, nel senso che l'uscita di questa unità raggiunge il livello "1" quando tutti gli ingressi applicati ai "gate" C3 e C5 sono al livello "1". I contatori decimali codificati in sistema binario vengono pilotati ad opera dell'uscita del "gate" C4.

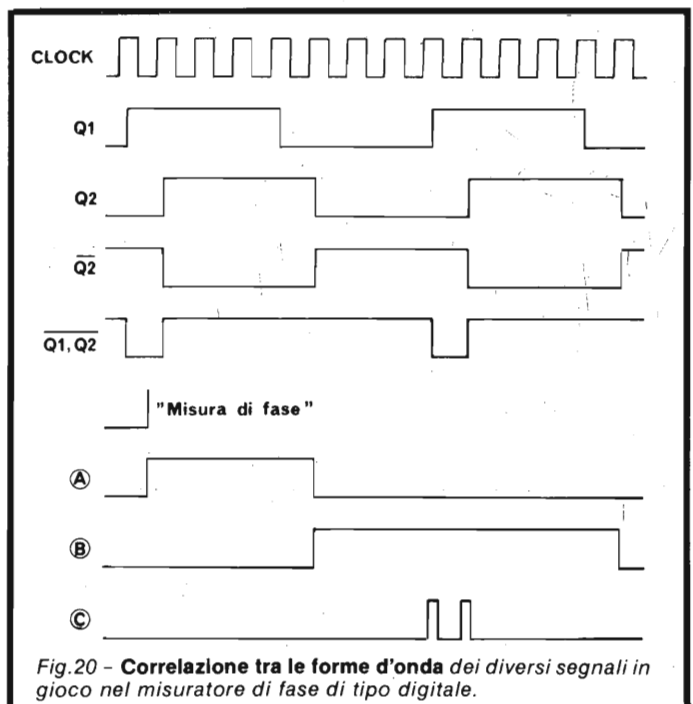


Fig.20 - Correlazione tra le forme d'onda dei diversi segnali in gioco nel misuratore di fase di tipo digitale.

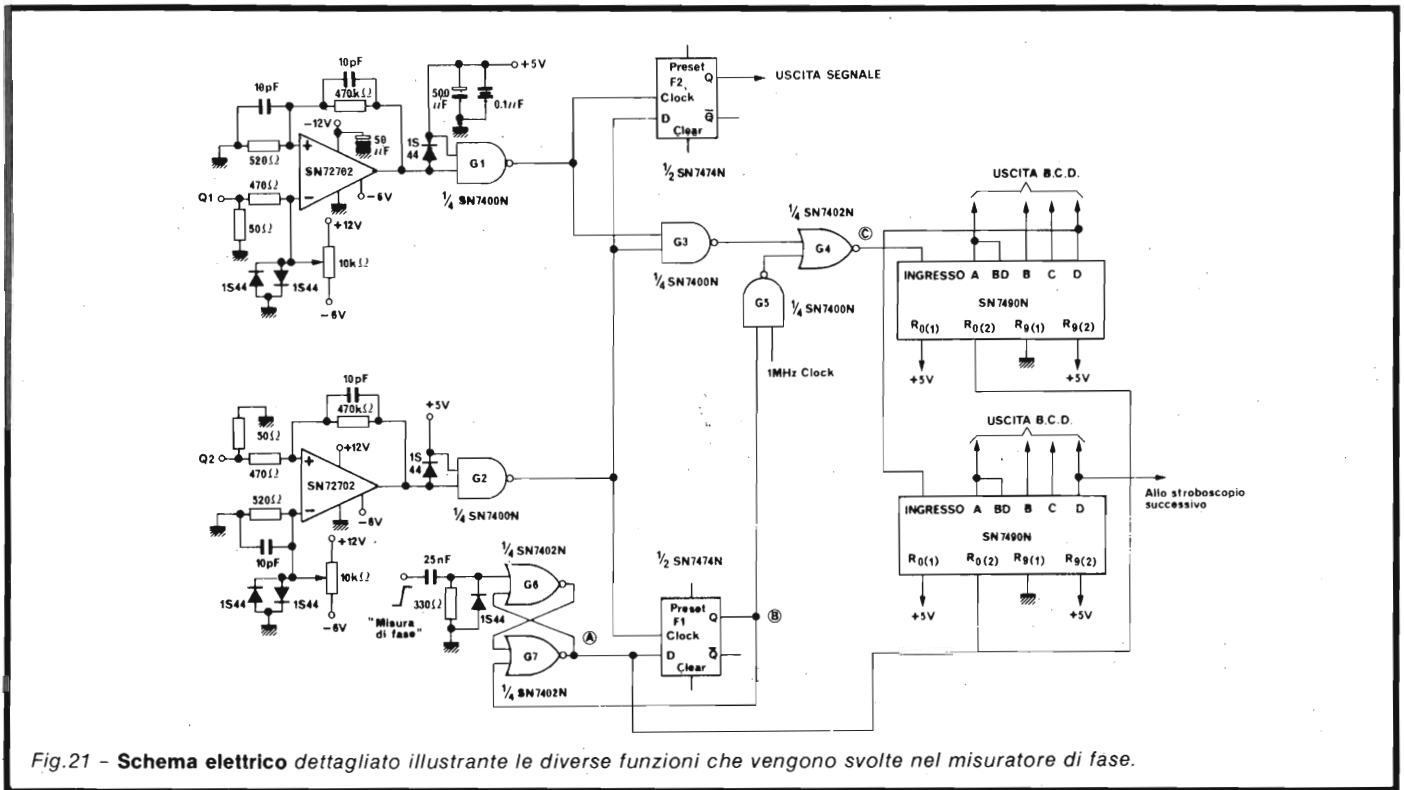


Fig.21 - Schema elettrico dettagliato illustrante le diverse funzioni che vengono svolte nel misuratore di fase.

Al momento dell'applicazione di un impulso di polarità positiva all'ingresso per la misura della fase, l'uscita di C7 assume il livello "1", partendo dal presupposto che l'ingresso di C7 proveniente dal "flip-flop" F1 sia al livello "0". (Si tenga presente che C6 e C7 costituiscono una unità bistabile che rammenta quale ingresso è stato l'ultimo ad assumere la polarità positiva).

Ciò pone un segnale al livello "1" all'ingresso D del "flip-flop" F1. Al momento della prima escursione in senso negativo di Q2, il livello "1" viene trasferito all'uscita Q di F1, aprendo in tal modo il "gate" C5. Gli impulsi "clock" vengono applicati alla catena di conteggio quando Q · Q2 si trova al livello "1". Dal momento che la frequenza di "clock" è di 1 MHz, la catena di conteggio denoterà la differenza di tempo presente tra i due segnali di ingresso, espressa in microsecondi.

Inoltre, dal momento che l'uscita Q del "flip-flop" F1 si trova attualmente al livello "1", l'unità bistabile costituita da C6 e da C7 si inverte, applicando un livello "0" all'ingresso D di F1. Durante l'escursione successiva in senso negativo di Q2, il livello "0" viene trasferito dall'ingresso D al punto Q, ciò che sblocca C6 e C7, nel qual caso il circuito bistabile risulta disponibile per il successivo impulso di misura della fase.

Il "flip-flop" F2 viene usato per avvertire e rilevare il segno della differenza di tempo denotata nei contatori. Se Q1 è in anticipo rispetto a Q2, in tal caso l'ingresso D di F2 si trova al livello "1" mentre Q1 tende verso il livello "1", e blocca il "flip-flop". Se invece Q1 è in ritardo rispetto a Q2, in tal caso l'ingresso D si trova al livello "0" quando Q1 tende al livello "1". In tali condizioni, l'uscita Q risulta al livello "0" quando Q1 è in ritardo rispetto a Q2.

I potenziometri presenti agli ingressi delle unità di Schmitt dovrebbero essere regolate in modo da determinare un rap-

ELENCO COMPONENTI

2 - SN7270N	3 - Condensatore da 0,1 μ F
1 - SN7400N	1 - Condensatore da 50 μ F
1 - SN7402N	3 - Condensatore da 500 μ F
1 - SN7474N	2 - Resistori da 50 Ω
5 - SN7490N	2 - Resistori da 470 Ω
7 - 1S44	2 - Resistori da 520 Ω
4 - Condensatori da 10 pF	2 - Resistori da 470 kΩ
1 - Condensatore da 25 nF	2 - Potenziometri "trimmer" da 10 kΩ

porto di distanza tra i contrassegni pari a 1 : 1 all'uscita per un segnale di ingresso dell'ordine di 10 mV di ampiezza.

A causa del rapido tempo di salita attuale, è necessario adottare alcune precauzioni per garantire un adeguato disaccoppiamento dell'alimentazione.

Prestazioni

Isteresi dei "trigger" di "Schmitt"	= 5 mV
Rapporto minimo di "slew" dei segnali all'ingresso	= 13 V
Tempo di salita all'uscita delle unità Schmitt	= 30 ns
Tempo di caduta all'uscita delle unità di Schmitt	= 70 ns
Massimo errore logico	= ± 1/2 μ s

Il numero dei contatori BCD necessari dipende dal valore della frequenza minima e della massima differenza di fase che deve essere possibile misurare. Per poter misurare qualsiasi differenza di fase di un segnale alla frequenza di 5 Hz, con una frequenza "clock" di 1 MHz, è necessario impiegare un contatore da cinque decadi.

La differenza di fase può essere letta direttamente sul contatore in gradi, ad esempio, se l'oscillatore viene fatto funzionare con una frequenza pari a 180 volte quella del segnale di ingresso.

Assistenza TV e impianti di antenna

consulenza di Amadio Gozzi direttore CENIART

Chiunque voglia porre quesiti o richiedere fotocopie di schemi TV può rivolgersi al CENIART (Centro Informazioni Assistenza Radio-TV). Le richieste, accompagnate dal relativo contributo (indicato dal tariffario) vanno indirizzate al: Ceniart - Via Ugo Bassi, 5 - 20052 Monza. Le risposte verranno fornite a stretto giro di posta. Quelle più interessanti saranno pubblicate nella presente rubrica.

Chiacchio Mansueto
Nemoli (Potenza)

Vorrei consigli su come condurre due interventi, uno su un televisore Philips mod. I4T708 che presenta instabilità sul sincronismo orizzontale e un'altro su un televisore Voxon T2434 varicap, il quale manca di EAT. Il suono è normale. Ho svolto molte misure e sostituzioni, tra le quali quella del trasformatore di riga, ma non sono approdato a nulla. È possibile avere a distanza dei consigli utili per risolvere entrambi i casi?

Consulenza su TV I24T708

Quando manca la stabilità in senso orizzontale dell'immagine, ma quest'ultima appare visibile, se ne può dedurre che l'oscillatore di riga funziona regolarmente, ma non è tenuto in fase dal circuito CAFF (Controllo Automatico di Fase e Frequenza). Nel televisore di cui stiamo parlando, quest'ultimo è costituito da un discriminatore a diodi (D 5 e D 6) montati in opposizione. Al centro di questi viene inviato l'impulso sincronizzatore proveniente dalla PCF 200 separa-

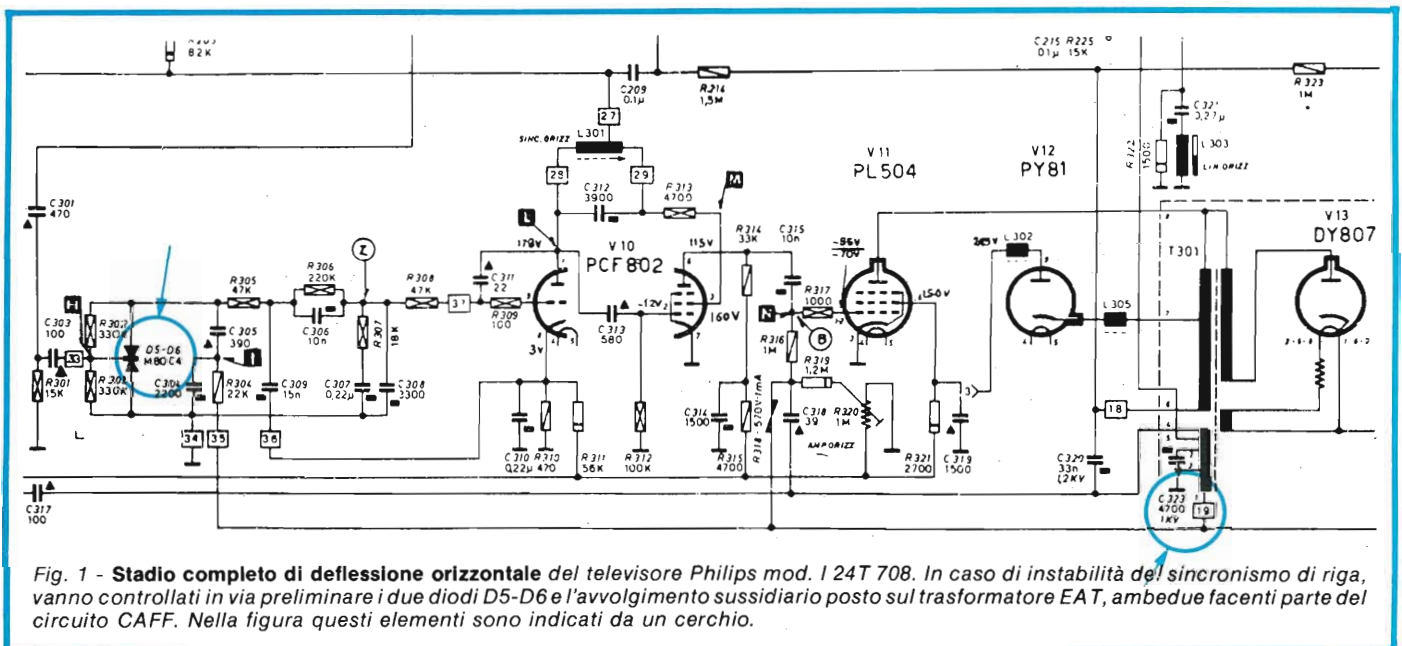


Fig. 1 - Stadio completo di deflessione orizzontale del televisore Philips mod. I24T708. In caso di instabilità del sincronismo di riga, vanno controllati in via preliminare i due diodi D5-D6 e l'avvolgimento sussidiario posto sul trasformatore EAT, ambedue facenti parte del circuito CAFF. Nella figura questi elementi sono indicati da un cerchio.

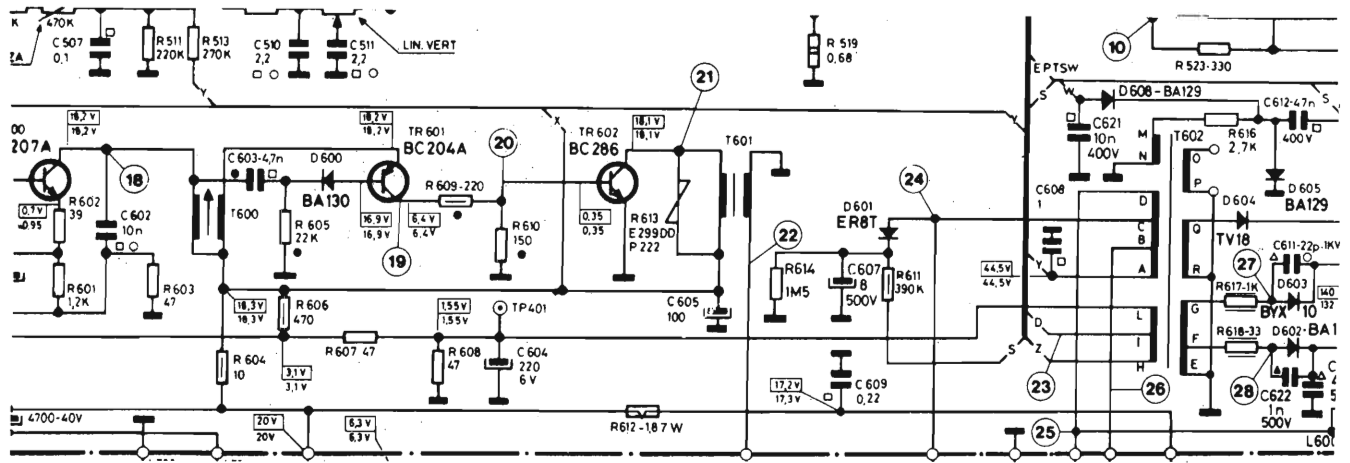


Fig. 2 - Stadio oscillatore e finale di riga di un televisore Voxon mod. 2434. Uno dei controlli più indicativi è quello sulla presenza della forma d'onda n. 21 sul collettore del transistor pilota TR 602. Ciò permette di escludere o meno l'oscillatore nel caso in cui manchi la tensione EAT.

trice di sincronismi, la quale sembra funzionare bene dato che il sincronismo verticale appare stabile.

Il segnale di comparazione al CAFF viene prelevato da un avvolgimento ausiliario del trasformatore di riga (uscita n. 19) e successivamente integrato dalla rete R 324 e C 304 fino ad assumere la forma di un dente di sega rovesciato. Dalla comparazione di fase dei due impulsi sopradescritti e dal successivo livellamento operato dalla doppia rete C 308 e R 307-C 307 si ricava una tensione continua di controllo che agisce sulla frequenza di risonanza dell'oscillatore in maniera tale da opporsi ad eventuali spostamenti di frequenza dello stesso. È nel circuito qui descritto che occorre ricercare la causa del guasto da lei lamentato. In particolare, controlli i due diodi e verifichi subito se non sia interrotto l'avvolgimento del trasformatore EAT che produce l'impulso di comparazione. Per il resto, si tratta di controllare i diversi elementi che costituiscono il CAFF.

Consulenza su Voxon mod. 2434

In genere, a coloro che ci chiedono una consulenza circa un intervento, più che indicazione specifica di singole prove, noi tendiamo a fornire un metodo che permetta di risolvere il guasto seguendo un procedimento logico e tecnicamente appropriato. In sostanza, cerchiamo di descrivere che cosa faremmo noi se ci si presentasse in laboratorio quel determinato apparecchio con lo stesso difetto.

In questi casi in cui manca l'EAT, per prima cosa controlliamo che non sia in cortocircuito il rettificatore con la punta di un cacciavite che si fermi l'arco voltaico all'uscita del secondario del trasformatore di riga (punto Q). Soltanto se quest'arco è assente possiamo dire che lo stadio finale di riga non funziona ed orientare diversamente le ricerche. Come seconda prova, controlliamo che il transistor finale non sia in cortocircuito, oppure aperto. Quindi, misuriamo con cura la tensione di alimentazione generale. Se essa è al di sotto del normale, cerchiamo di staccare l'alimentatore interno per alimentare esternamente, in maniera di sapere con certezza se l'alimentatore del televisore sia o meno efficiente. Se anche così l'apparecchio non si illumina, passiamo a controllare i

diodi dello stadio finale. Dapprima quelli di smorzamento e recupero (D 606 e D 607- vanno staccati e misurati con molta cura) quindi, gli altri diodi che fanno capo al trasformatore EAT. Esperite queste poche e rapide misure, ci rivolgiamo ora all'oscillatore di riga. Misura ohmica dei transistori. Misura delle tensioni elettriche. Controllo oscillografico delle forme d'onda, in particolare quella in uscita del transistor pilota (n. 21). Deve essere simile sia come forma che come ampiezza e durata (64 μ sec) a quella indicata sullo schema. Il fatto che la R 604 tenda a bruciare starebbe ad indicare che il BC 204 (TR 601) conduce eccessivamente e che sia proprio lo stadio oscillatore a non funzionare come si deve. Controlli quindi accuratamente i circuiti e gli elementi che fanno capo sia al TR 600 che al TR 601 e il potenziometro R 600 del sincronismo orizzontale.

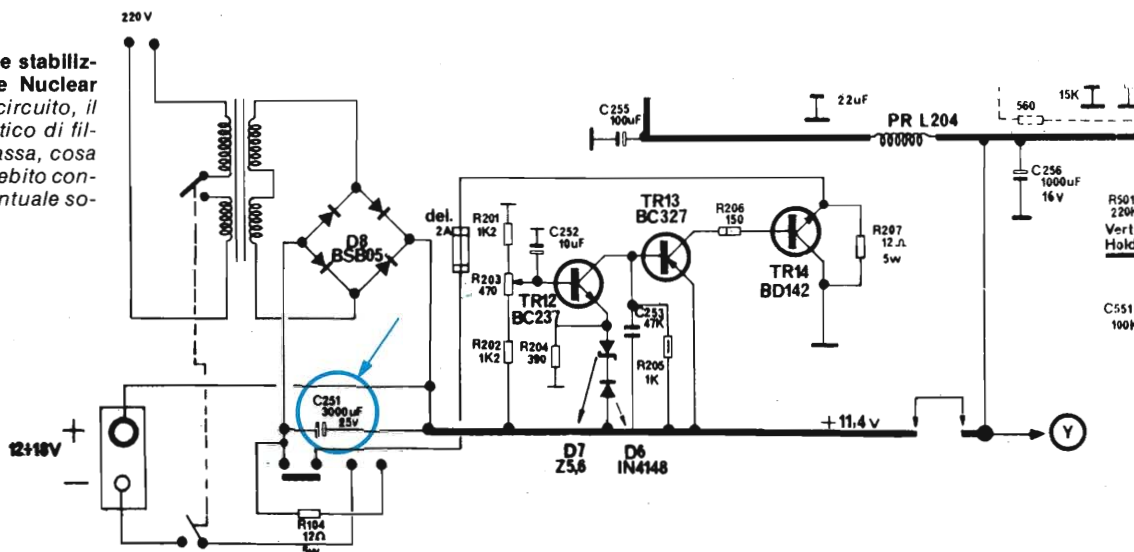
Della Picca Umberto Monfalcone (GO)

Mi è capitato un serio inconveniente durante un intervento su un televisore NUCLEAR portatile. L'incidente mi ha fatto capire come in un televisore a transistori, basti una piccola disattenzione per provocare un guasto, come dire l'opposto di ciò a cui ogni riparatore aspira.

In questo apparecchio avevo già cambiato il fusibile generale da 2A e il condensatore di filtro da 3000 μ F trovato difettoso. La riparazione era ampiamente riuscita tanto che il TV aveva poi funzionato perfettamente per un'intera serata. Poco prima di riconsegnarlo al cliente mi ero però accorto che non avevo rimesso sullo stadio EAT l'apposito schermo di protezione. Cosa che provvidi a fare in tutta fretta. Quando riaccesi il TV avvenne il fattaccio, il TV non si rimise in funzione e tutto ciò che ne uscì fuori fu un insistente schioppettio nella zona dell'alta tensione. Spensi subito e riaprii il televisore in tutta fretta per controllare che cosa fosse intervenuto di tanto disastroso. Notai subito che la custodia metallica del condensatore di filtro da 3000 μ F toccava contro la gabbia EAT.

Sostitui nuovamente il fusibile e il filtro, ma dopo quelle scariche l'apparecchio manca di video e suono. In pratica si vede soltanto lo schermo illuminato, mentre al posto del

Fig. 3 - Alimentazione stabilizzata di un televisore Nuclear portatile. In questo circuito, il condensatore elettrolitico di filtro è isolato sulla massa, cosa di cui occorre tener debito conto durante la sua eventuale sostituzione.



suono si ode un forte soffio atmosferico.
Mi potete aiutare a rifarmi di questa magra?

Tutto è avvenuto perché non si è tenuto debito conto del fatto che il condensatore elettrolitico di filtro C251 (figura 3) non è collegato a massa come avviene in molti alimentatori. In questo caso particolare ci troviamo di fronte ad una stabilizzazione del tipo "parallelo" nella quale il transistor TR 14 ha la stessa funzione stabilizzante dei serbatoi comunali per quanto riguarda l'erogazione dell'acqua. Il condensatore C 251 è venuto a contatto con la massa eliminando l'azione del BD 142. La tensione di alimentazione ha avuto dei saliscendi repentini e buon per Lei che il danno è rimasto limitato. Sì, perché anche se ora l'apparecchio manca di audio e di video, pensiamo che la causa di ciò sia dovuta alla mancanza della tensione W (+120V) che alimenta lo stadio finale video. Nello stesso tempo, l'assenza del +120V determina la mancanza del +33V (tensione R) che va ad alimentare, tramite la tastiera, i diodi varicap che determinano la sintonizzazione dei programmi. Gli elementi da controllare sono: innanzitutto il diodo D4 (BA 129) preposto alla rettificazione dell'impulso EAT presente sul catodo del diodo D3. Anche la resistenza serie R 716 va controllata poiché se D4 va in cortocir-

cuito è facile che essa riscaldi alterandosi di valore. Pure il D9 va accuratamente misurato, assieme agli altri pochi elementi che fanno capo a questo circuito di alimentazione supplementare. Un'ultima avvertenza: non dimentichi di isolare il contenitore del condensatore elettrolitico di filtro in maniera che non si possano più ripetere simili inconvenienti. Nei televisori a stato solido, scariche e cortocircuiti hanno sovente effetti devastanti procurando avarie a catena fra i semiconduttori. Ciò sta ad indicare fra l'altro quanto siamo molto più delicati da riparare i televisori a transistori e a circuiti integrati rispetto ai loro fratelli maggiori che sono nati con le valvole.

Sgroi Francesco
Regalbuto (Enna)

Mi trovo in difficoltà perché devo sostituire un cinescopio montato su un televisore Indesit. La sigla di identificazione è stata asportata e non so quale tipo acquistare per la sostituzione. Vorrei anche sapere dove posso trovare un trasformatore d'isolamento con rapporto 1:1 per isolare dalla rete i televisori a colori in riparazione. Dovrebbe avere una potenza di 500-1000VA.

RIPARATORI TV !!! - ANTENNISTI !!!

Avvaletevi del Servizio di documentazione e consulenza tecnica che Vi offre il **CENIART** (Centro Nazionale Informazioni Radio-TV). Le richieste, corredate del relativo contributo (uno per ogni servizio richiesto), vanno effettuate tramite lettera. A tutti verrà risposto a stretto giro di posta.

TARIFFE* (tra parentesi sono indicate le quote ridotte per gli abbonati JCE, previa indicazione del numero di abbonamento)

Fotocopia schema elettrico TV b/n	cad. L. 5.000 (4.000)
Fotocopia solo schema elettrico TV color	» L. 8.000 (6.000)
Consulenza tecnica su riparazioni TV e impianti antenne	» L. 10.000 (7.000)
Fotocopie pagine di riviste italiane e straniere L. 300 a foglio a cui va aggiunta la quota fissa di	» L. 5.000 (4.000)
Preventivi di spesa per fotocopie di Servizi Tecnici TV	» L. 2.500 (2.000)
Catalogo materiale in dotazione al Ceniart	» L. 2.500 (2.000)

* Va aggiunto un piccolo contributo spese postali per le spedizioni voluminose.

Scrivere o telefonare a **CENIART** Via Ugo Bassi, 5 - 20052 Monza (MI) - Telef. (039) 740.498

SERVIZIO ASSISTENZA TECNICA TV

Messa a punto e riparazione
dei televisori in B/N e a colori.

Traduzione del
Prof. AMEDEO PIPERNO
Opera in due volumi di
complessive pagg. 238
Edizione in broccia

Non esiste una riparazione di televisori senza problemi!
Per l'Autore la localizzazione del difetto prende le mosse dal blocco di funzioni. Partendo di qui si possono intraprendere i vari controlli singoli. Nelle tabelle di ri-

cerca sono rappresentati in modo chiaro ed evidente le cause dei guasti e le loro manifestazioni. Chi vuole riparare televisori troverà in questo manuale teoria e pratica adatti al laboratorio collegate l'una all'altra in modo semplice ed immediato. Le spiegazioni si adattano perfettamente a tutti i modelli dei televisori, anche a quelli, e questo è molto importante, dell'ultima generazione, vale a dire del tipo modulare.

CONTENUTO DEL PRIMO VOLUME:

Cinque buoni consigli per la riparazione dei televisori - Ricerca dei guasti nei televisori in bianco e nero - Ricerca dei guasti nei televisori a colori - La ricerca dei guasti nel selettore dei canali - Ricerca dei guasti nell'amplificazione F. I. - Ricerca dei guasti nella rivelazione video - Ricerca di guasti nell'amplificatore video - Ricerca dei guasti nella regolazione controllata (A.G.C.) - Ricerca dei guasti al cinescopio in bianco e nero - Ricerca guasti al cinescopio a colori - Ricerca dei guasti nel separatore dei sincronismi - Ricerca dei guasti nel dispositivo di sincronismo di riga - Ricerca guasti nell'oscillatore di riga - Ricerca guasti nello stadio finale di riga - Ricerca dei guasti nella sincronizzazione del quadro (verticale) - Ricerca guasti nell'oscillatore di quadro - Ricerca guasti nello stadio finale di quadro - Ricerca guasti nella parte suono.

Prezzo di vendita L. 16.000

CONTENUTO DEL SECONDO VOLUME:

Ricerca dei guasti nella parte colore - Ricerca dei guasti nell'amplificatore del segnale di crominanza - Ricerca dei guasti nel decodificatore PAL - Ricerca dei guasti nei demodulatori sincroni - Ricerca dei guasti cattore del burst - Ricerca dei guasti nel soppressore del colore (Killer) - Ricerca dei guasti nell'oscillatore della sottoportante di riferimento - Ricerca dei guasti nella commutazione PAL - Tabella della ricerca dei guasti.

Prezzo di vendita L. 14.000

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



Vogliate inviarmi il volume:

Servizio Assistenza Tecnica TV 1° 2°
a mezzo pacco postale, contrassegno:

Sig.

Via

Città

Provincia

Codice Fiscale



Fig. 4 - Premessa indispensabile di una buona separazione è che l'ingresso dello stadio separatore venga addotto un involuppo di modulazione che abbia gli impulsi sincro ben distesi, tali da favorire l'opzione di "tosatura" con la seguente eliminazione completa delle frequenze relative all'immagine.

1. Identificazione sigle cinescopi B/N

Quando ci si trova a dover sostituire un cinescopio e non se ne conosce la sigla, non è difficile risalire alla sua identificazione se si tiene conto, per prima cosa che attualmente sono in commercio soltanto i tipi "autoprotetti" (dotati, cioè, di fascia di protezione e orecchie per il fissaggio al mobile). Non sono più reperibili né i cinescopi tipo bonded, con vetro rinforzato sullo schermo, né i tipi tradizionali senza alette di fissaggio. Per quanto riguarda le sigle che identificano gli autoprotetti, esse sono di una specie: sigla europea tipo Philips e sigla americana. La prima, si compone della lettera A, di un numero che rappresenta la misura della diagonale dello schermo espressa in centimetri, di un trattino e di una serie di numeri e lettere che indicano la colorazione del fosforo e le varianti di serie le quali, però non riguardano le dimensioni del tubo. Esempio: A 59-15W. Si tratta di un cinescopio di 23" (59 cm: 25,4 cm/" = 23") autoprotetto. Vi sono poi tubi catodici che portano la sigla americana. Es: 23 BM1 ecc. In questi casi, la cifra iniziale indica la dimensione della diagonale espressa in pollici e le lettere BM stanno ad indicare che abbiamo a che fare con un autoprotetto. I numeri che seguono non hanno molta importanza al fine della sostituzione del componente.

In conclusione, quando si deve identificare un tubo sconosciuto, basta misurarne la diagonale dello schermo, dividere la misura rilevata per 25,4. Una volta conosciuti i pollici sarà sufficiente recarsi presso un negozio di materiale elettronico e farsi consegnare un autoprotetto avente quelle determinate dimensioni. Al limite, se si vuole essere sicuri di non commettere errori, ci si recherà dal negoziante portando con sé il cinescopio guasto affinché il venditore possa rendersi conto con esattezza quale tubo catodico consegnare.

2. Trasformatore di isolamento

Per trovare un trasformatore di isolamento con rapporto 1:1 avente una potenza di 500-1000W, occorre rivolgersi presso un negozio di materiale elettrico o, al limite, farlo avvolgere da una ditta che costruisce trasformatori di potenza.

KITS ELETTRONICI



CIRCUITO ELETTRONICO PER CERCAMETALLI UK 780



L. 24.000

Circuito elettronico progettato per consentire la localizzazione di oggetti e di masse metalliche nel sottosuolo.

Alimentazione: 6 V.c.c.
Profondità massima di localizzazione di masse metalliche aventi discrete dimensioni: ~60 cm

FILTRO CROSS-OVER A 2 CANALI 12 dB/ottava UK 799



L. 9.500

Impedenza di entrata: 8 Ω
Impedenza di uscita: 8 Ω
Frequenza di cross-over: 2500 Hz
Potenza trattabile: fino a 20 W

OROLOGIO-SVEGLIA DIGITALE UK 821



L. 25.500

Alimentazione: 220 V.c.a. - 50 Hz
Base tempi: freq. rete
Quadrante: 24 ore
Assorbimento: 2 V/A

ALLARME PER AUTO UK 823



L. 16.500

Alimentazione: 12 V.c.c.
Consumo a riposo: ~14 mA
Consumo in pre-allarme: ~17 mA
Consumo in allarme: ~240 mA
Tempo di predisposizione: 10÷15"
Tempo di intervento: 8÷10"
Tempo di eccitazione: 40÷60"
Corrente max di commutazione: 8 A

DISTORSORE PER CHITARRA UK 854



L. 21.900

Il classico effetto "fuzz" che tutti i musicisti conoscono e che si addice particolarmente alle esecuzioni di discomusic o popmusic.

Alimentazione: 9 V.c.c.
Corrente assorbita: 1 mA
Livello d'ingresso: 10 mV
Livello d'uscita massimo: 10 Vp.p.

CARICATORE AUTOMATICO PER PROIETTORE DI DIAPOSITIVE UK 873-UK 873/W



IN KIT L. 23.000
MONTATO L. 27.000

Il circuito comanda l'avvicendamento automatico delle diapositive nel proiettore.

Alimentazione: 9 V.c.c.
Assorbimento max: 50 mA
Corrente max sui contatti: 10 A

ACCENSIONE ELETTRONICA A SCARICA CAPACITIVA UK 875-UK 875/W



IN KIT L. 31.000
MONTATO L. 34.900

Questo dispositivo permette di migliorare sensibilmente le prestazioni delle autovetture. Garantisce una migliore ripresa ed un maggiore rendimento del motore alle massime velocità riducendo il consumo del carburante.

Adatta a tutte le auto con batterie da 12 V

A 2 cilindri: fino a 26.000 giri
A 4 cilindri: fino a 13.000 giri
A 6 cilindri: fino a 8.500 giri

MISCELATORE A DUE CANALI UK 890

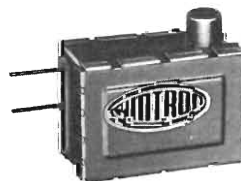


L. 13.000

Mixer a due canali che dispone di due ingressi ad alta impedenza e bassa impedenza.

Ingressi ad alta impedenza: 470 kΩ
Ingressi a bassa impedenza: 10 kΩ
Impedenza d'uscita: 2 kΩ

MODULATORE UHF UK 980/W

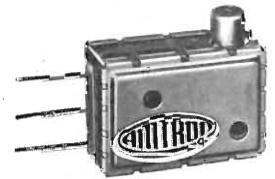


L. 13.000

Questo compatto modulatore UHF, montato e prearato, è stato studiato per essere inserito nel circuito dei giochi televisivi B/N, oppure per modulare un segnale video B/N o Colore trasferendolo in antenna sul canale 36.

Alimentazione: 5÷10 V.c.c.
Consumo (a 6,5 V.c.c.): 1 mA
Impedenza d'uscita: 75 Ω
Impedenza d'ingresso: 700 Ω
Frequenza: Can. 36 (591,5 MHz)

MODULATORE VIDEO UK 981/W



L. 14.500

Questo modulatore video con audio intercarrier è stato progettato principalmente per applicazioni in TV-GAMES sia a colori che bianco e nero. Può essere applicato a computer grafici.

Alimentazione: 3,5÷10 V.c.c.
Consumo (a 6,5 V.c.c.): 4 mA
Impedenza d'uscita: 75 Ω
Portante video: 55,75 ±0,25 MHz
Portante audio: 5,5 ±0,015 MHz
Larghezza di banda a 6 dB: 7 MHz

GENERATORE DI RETICOLO UK 993-UK 993/W



Strumento per la regolazione della convergenza statica e dinamica dei televisori a colori e per sostituire il monoscopio nelle regolazioni di linearità verticale e orizzontale.

Alimentazione: 9 V.c.c.
Assorbimento: 1,5 mA
Frequenza uscita: banda III

IN KIT L. 36.000
MONTATO L. 41.000

Tutti i prezzi sono comprensivi di IVA

NANOCOMPUTER®

UN COMPUTER PER IMPARARE TUTTO SUI COMPUTER.

In questi ultimi anni, l'eccezionale diffusione dei microprocessori nell'industria e nella vita di tutti i giorni ha aumentato fortemente la richiesta di persone in grado di operare professionalmente nel settore.

La SGS-ATES, uno dei maggiori produttori di microprocessori da sempre in primo piano nel loro supporto in Europa, ha fatto fronte a questa esigenza realizzando il NANOCOMPUTER, un sistema didattico professionale e completo.

Insegnamento e apprendimento: due facce dello stesso problema.

Su questo concetto è basato il sistema didattico NANOCOMPUTER in



cui la SGS-ATES ha riversato una lunga esperienza sistemistica e produttiva, realizzata preparando i suoi tecnici e ricercatori ad altissimo livello.

Il NANOCOMPUTER è un sistema didattico integrato e modulare. È formato da un potente microcalcolatore con

il microprocessore Z80 prodotto in

Italia dalla

SGS-ATES, e da un insieme completo di sussidi educativi: libri di testo Nanobook® in italiano e nelle principali lingue europee, manuali tecnici, kit per esperimenti.

La concezione modulare permette al NANOCOMPUTER di crescere insieme allo studente, in un processo di apprendimento attivo fondato sul continuo dialogo tra la macchina e lo studente.

NBZ80-S. Scheda base, scheda per esperimenti, miniterminale, contenitore-alimentatore, kit di fili, Nanobook 1 e 3, manuale tecnico.

Per queste caratteristiche, il sistema NANOCOMPUTER è particolarmente adatto non solo all'apprendimento a scuola, sotto la guida di un insegnante, ma anche per chi voglia individualmente prepararsi a questa nuova professione.

Il sistema **NANOCOMPUTER**: un sistema modulare. Il NANOCOMPUTER, studiato espressamente per impieghi didattici, riunisce in sé un'elevata rigidità di concezione e un'estrema flessibilità, essenziali in un processo di apprendimento teorico e sperimentale al contempo. Nella sua versione più semplice, NBZ80-B, il NANOCOMPUTER permette anche allo studente senza conoscenze specifiche di impadronirsi delle tecniche di programmazione dei microprocessori.

Con la versione NBZ80-S lo studente viene introdotto anche nelle tecniche di interfacciamento di un microprocessore con il mondo esterno e nei problemi di interazione tra hardware e software.



NBZ80-B. Scheda base, miniterminale, contenitore-alimentatore, Nanobook 1, manuale tecnico.

È possibile, attraverso un kit di espansione, passare dalla versione NBZ80-B alla NBZ80-S. In tal modo ogni studente può scegliere, graduandolo nel tempo, il livello di apprendimento più consono alle proprie esigenze.

L'NBZ80-S è a sua volta ulteriormente espandibile per consentire l'approfondimento

di un linguaggio ad alto livello, il Basic, soprattutto nelle sue interazioni con l'hardware.



NBZ80-HL. Come NBZ80-S con 16k byte di RAM, tastiera alfanumerica con interfaccia video, 8k ROM di Basic su scheda addizionale, libro Basic Programming Primer, monitor TV (opzionale).

Desidero ricevere gratuitamente maggiori informazioni su:

sistema NANOCOMPUTER®

corsi sullo Z80 con l'utilizzo del NANOCOMPUTER®

NOME _____ COGNOME _____

INDIRIZZO _____

PROFESSIONE _____

Inviare a: SGS-ATES
Componenti Elettronici S.p.A.
Via C. Olivetti 2-20041
Agrate Brianza, tel. (039) 65551

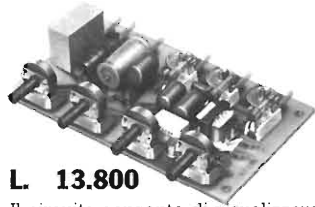


SEL. 10/80

KITS ELETTRONICI

Kuriuskit

LUCI PSICHEDELICHE A 3 VIE KS 240



L. 13.800

Il circuito consente di visualizzare, con l'ausilio di lampade colorate il ritmo e le tonalità di un pezzo musicale. È provvisto di regolazione sui toni bassi, medi e alti.

Alimentazione: 220 V.c.a.
Potenza massima per canale: 1000 W
Impedenza di ingresso: 2 kΩ
Livello minimo di ingresso: 6 Vpp.
Livello massimo di ingresso: 70 Vpp.

LUCI PSICHEDELICHE A 12 V.c.c. KS 242

L. 22.800



Il circuito consente di visualizzare, con l'ausilio di lampade LED di vario colore, il ritmo e la tonalità di un pezzo musicale. Utile per applicazione ad impianti di riproduzione per auto e portatili di ogni genere.

Alimentazione: 7÷15 V.c.c. (tipico 12 V)
LED pilotabili in serie: 1÷4
Consumo a LED spenti: 2 mA
Livello minimo d'ingresso: 2 Vpp.
Livello massimo d'ingresso: 100 Vpp.
Impedenza d'ingresso: 47 kΩ

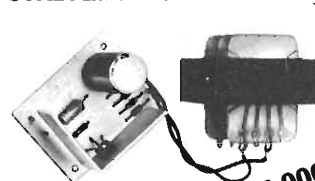
ALIMENTATORE STABILIZZATO KS 248

L. 6.000



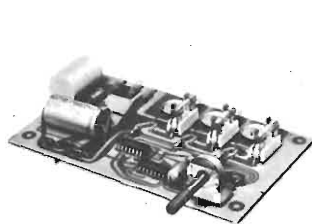
Tensione uscita: 5 V.c.c.
Corrente uscita: >0,5 A
Stabilità di tensione: 0,1 V max

ALIMENTATORE STABILIZZATO KS 250



Tensione entrata: 220 V.c.a.
Tensione uscita: 12 V.c.c. ±0,3%
Corrente uscita: >0,5 A

LUCI ROTANTI A 3 VIE KS 260

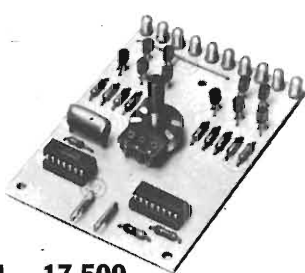


L. 15.500

Il circuito consente di ottenere l'attivazione ciclica di tre lampade con velocità regolabile.

Alimentazione: 220 V-50 Hz
Potenza massima per canale: 1000 W
Intervallo di accensione di ciascuna lampada: regolabile da 2,5 sec. a 0,25 sec.

LAMPEGGIATORE SEQUENZIALE A 10 LED KS 261

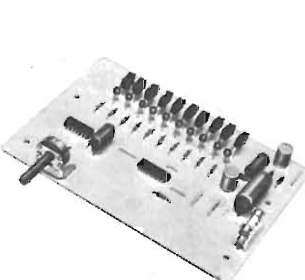


L. 17.500

Un divertente gadget che può anche dimostrarsi di grande utilità. Infatti i dieci LED, che si accendono in successione con cadenza variabile, si possono impiegare per passatempo, per esperimenti scientifici.

Alimentazione: 9÷12 V.c.c. (batteria)

LUCI SEQUENZIALI A 10 VIE KS 262

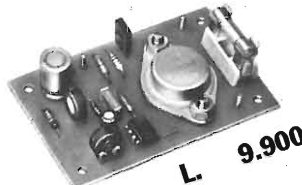


L. 26.500

Sostituisce il comando elettromeccanico usato finora per l'accensione di una serie di lampadine in sequenza ciclica. L'elevata potenza passante alla tensione di rete, consente l'uso di lampade fino a 350 W ciascuna.

Alimentazione: 220 V - 50 Hz
Potenza massima lampade: 350 W cad.

LAMPEGGIATORE DI POTENZA KS 265

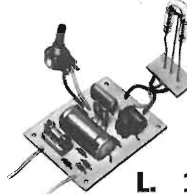


L. 9.900

La necessità di generare intensi lampeggi con una normale lampada da automobile nasce spesso da motivi di emergenza e dall'esigenza di segnalazioni di allarmi o richiami notturni.

Alimentazione: 4,5÷15 V
Max potenza commutabile: 30 W
Durata tipica del lampeggio: regolabile fra 0,7÷0,2 sec.
Intervallo fra due lampeggi: regolabile fra 0,9÷1,6 sec.

FLASHER ELETTRONICO KS 270



L. 15.750

Efficiente lampeggiatore stroboscopico a scarico nel gas Xenon con possibilità di regolazione della frequenza.

Alimentazione: 220 V.c.a.
Frequenza di lampeggiamento: da 2÷25 Hz

PSICOMETRO A 6 CANALI KS 272



L. 34.800

Un circuito dalle illimitate applicazioni, che funziona come VU-Meter a scala lineare con luci di potenza fino a 300 W per canale, 1800 W in totale. Completamente a stato solido.

Alimentazione: 220 V.c.a. 50 Hz
Potenza max pilotabile: 6x300 W
Livello minimo ingr. audio: 500 mV

AMPLIFICATORE DI SUPER-ACUTI KS 280



L. 3.800

L'impiego di questo dispositivo consiste nell'amplificazione dei toni alti delle chitarre o di altri strumenti musicali.

IL "TRUCCAVOCE" KS 285

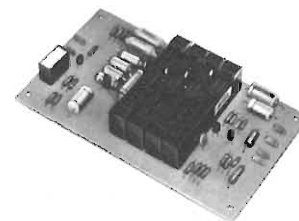


L. 11.500

Progettato principalmente per gruppi musicali, cantanti e per coloro che amano gli effetti speciali vocali e musicali. Il "TRUCCAVOCE" permette, infatti, di deformare il timbro vocale conservandone tuttavia la sua comprensibilità.

Alimentazione: 18 V.c.c.
Sensibilità d'ingresso: 2,5 mV efficaci
Consumo (a riposo): 5 mA

EQUALIZZATORE A QUATTRO VIE KS 290



L. 12.000

Utile sia per compensare eventuali anomalie acustiche del locale sia per ascoltare determinati "pezzi" in modo personalizzato.

Alimentazione: 9 V.c.c.
Vie: 4
(bassi, medio-bassi, medio-alti, alti)
Frequenze centrali: 40 Hz, 250 Hz, 1500 Hz, 9000 Hz
Campo complessivo: 15 Hz÷30 kHz
Impedenza di ingresso: ~20 kΩ
Impedenza di uscita: ~100 Ω
Massimo segnale in ingresso: 2 Vpp.

BIG-BEN KS 300



L. 16.000

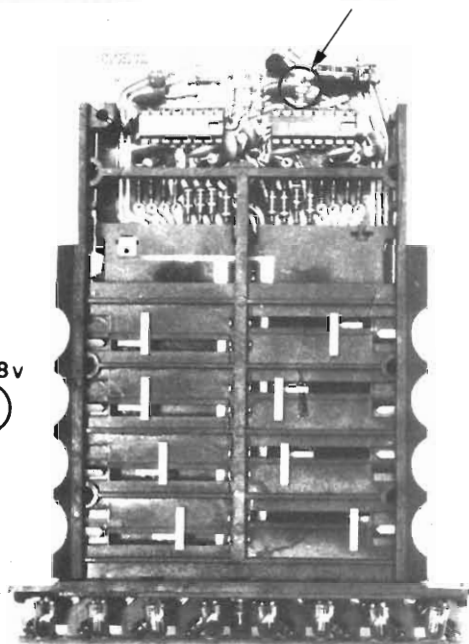
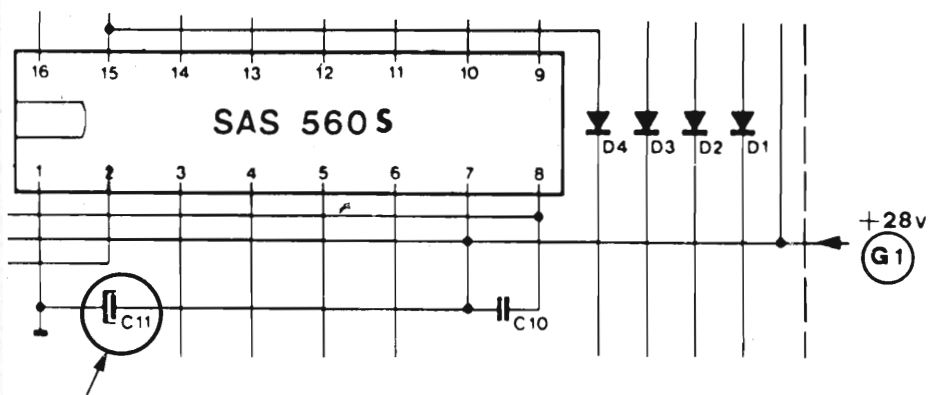
Il celebre motivetto scandito dal più famoso orologio del mondo è generato da questo semplice sintetizzatore digitale.

Alimentazione: 8÷12V.c.a. oppure 6÷10 V.c.c.
Successione delle note: MI DO RE SOL/SOL RE MI DO

<p>MARCA</p> <p>MODELLO</p> <p>SCHEMA EL.</p> <p>DIFETTO LAMENTATO</p> <p>PROVE EFFETTUATE</p> <p>COMPONENTI DIFETTOSI</p> <p>SCHEMA</p>	<p>ATLANTIC</p> <p>APOLLO 2000 - B/N 110° - Modulare -</p> <p>La luminosità è scarsa. È presente il suono, ma manca il video. Lo schermo appare in bianco lattiginoso.</p> <p>Quando in un televisore viene a mancare il video, l'unica strada da seguire è quella di partire dalla fine della catena, cioè dallo stadio finale, e controllare a ritroso il funzionamento dei singoli stadi che lo compongono, vale a dire; finale, preamplificatore, rivelatore a diodo, media frequenza a video, gruppo RF e circuito AGC. A dire il vero, quest'ultimo va controllato in via preliminare in quanto una sua panne impedisce la verifica di tutti i circuiti sopra menzionati.</p> <p>Nel caso che stiamo trattando il suono si ode regolarmente. Ciò sta a significare che buona parte della catena video funziona ad hoc e che il difetto dovrebbe annidarsi nella sezione amplificatrice delle frequenze video rivelate.</p> <p>Voltmetro alla mano, non tardiamo a constatare come la tensione di collettore del finale video sia completamente mancante. Ciò può avere due sole cause: o il transistor è in cortocircuito, ma in questo caso la tensione di alimentazione dovrebbe essere presente prima della resistenza di carico, la quale tra l'altro dovrebbe scaldare in modo anormale, oppure manca del tutto l'alimentazione per un guasto alla cellula rettificatrice degli appositi impulsi ricavati sul secondario del trasformatore EAT. Visto che il +120 V è completamente assente anche prima del carico, non ci resta che spostare le misure sul diodo D 106 ed elementi collegati. Dopo qualche prova arriviamo ad individuare la causa del guasto. Si tratta della resistenza di 33 Ω posta in serie al diodo. Infatti, essa ha variato il valore salendo fino a 1 M Ω ed impedendo in tal modo che gli impulsi a frequenza di riga raggiungessero il diodo raddrizzatore.</p> <p>Resistenza ad impasto di carbone da 33 Ω 1/2 W 10%.</p>
---	---

MARCA	PHILIPS
MODELLO	I 24T 769 - 24" 110° B/N
SCHEMA EL.	
DIFETTO LAMENTATO	Non si sintonizza alcun canale. C'è soltanto il soffio atmosferico
PROVE EFFETTUATE	<p>La impossibilità di effettuare la sintonia dei programmi, qualunque sia la gamma prescelta e la posizione dei singoli potenziometri di presintonizzazione, impone in via prioritaria di verificare la presenza della tensione stabilizzata che alimenta i diodi varicap attraverso le piste potenziometriche del programmatore.</p> <p>Si tratta della tensione denominata G_1 che in questo apparecchio dovrebbe essere di +28 V. Il responso del voltmetro applicato proprio in G_1 è chiaro: la tensione che si misura è di pochi volt, largamente insufficiente alle necessità del sintonizzatore.</p> <p>Interrompiamo il collegamento nel punto G_1 per sapere se la causa di questa deficienza si trova a monte di G_1 (cioè nello stadio generatore dei 28 V) oppure a valle di G_1, vale a dire sul programmatore oppure sul gruppo RF.</p> <p>Siccome staccando G_1 la tensione risale al valore ottimale, non resta che decidere se il cortocircuito (parziale) si trovi sul gruppo oppure sulla piastra di programmazione.</p> <p>Per sapere ciò ripristiniamo G_1 e interrompiamo il collegamento ai varicap. Visto che il corto persiste, ora non abbiamo più dubbi: il guasto è nel programmatore. Asportiamo provvisoriamente dal proprio zoccolino i due circuiti integrati SAS 570 e SAS 560, ma la tensione non accenna a risalire. Non ci resta che indagare sui componenti che gravitano attorno ai due integrati. Operiamo con la massima circospezione in quanto le piste di rame sono sottilissime e i componenti che vi sono applicati sono del tipo miniatura.</p> <p>I primi elementi da controllare sono i due elettrolitici C11 e C13 che sono applicati direttamente su G_1.</p> <p>È proprio il C11 che manca di isolamento e manda in corto i 28 V. Sostituitolo con un tipo corrispondente al tantalio, ora i programmi sono perfettamente ricevibili. La soddisfazione che ricaviamo dalla risoluzione di questo intervento non riguarda soltanto l'aver tolto il difetto in un tempo che non supera il quarto d'ora, ma anche l'aver potuto recuperare il programmatore la cui sostituzione integrale avrebbe comportato un costo molto sostenuto.</p>
COMPONENTI DIFETTOSI	Un condensatore elettrolitico miniatura al tantalio da 10 μ F 50 VL (C11)

SCHEMA



I lettori ci scrivono

di P. Soati

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse. Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione. Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di L. 3.000 (abbonati L. 2.000) anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

Fig. E. CASSOLI Savona
Semplice misura campo per le gamme OC/VHF

La figura 1 si riferisce ad un semplicissimo misura campo RF, con il quale è possibile coprire la gamma che va dai 2 m agli 80 m, tramite bobine intercambiabili.

I componenti sono pochissimi: un condensatore variabile a minima perdita C1, da 50 pF, un diodo al germanio D1, del tipo 1N34 o similare, un transistor Q1, tipo PNP al germanio, 2N404 o equivalente, uno strumento M1, miniatura da pannello da 0 a 50 μ A, un interruttore S1, un potenziometro M1 da 1 M Ω , una batteria da 1,5 V, uno zoccolo maschio per ciascuna bobina, uno zoccolo femmina per l'apparecchio, da fissare nella parte superiore.

Sarebbe possibile utilizzare uno strumento da 0 ÷ 1 mA ma ovviamente il tipo da 50 μ A consente una maggiore sensibilità.

Le bobine per le varie gamme dovranno essere così realizzate:

Gamma 144 ÷ 50 MHz

— uno spezzone di filo nudo del n° 10, a forma

di U, lungo 10 cm.

Gamma 50 ÷ 30 MHz

— 1 3/4 spire, filo del n° 10, avvolte in aria su un diametro di 40 mm, spaziate di 6 mm.

Gamma 30 ÷ 21 MHz

— 6 spire di filo smaltato del n° 18, avvolte su una lunghezza di 2 cm su un supporto a minima smaltato, del diametro di 30 mm.

Gamma 15 MHz

— 12 spire di filo smaltato del n° 18, a spire unite, su un supporto a minima perdita del diametro di 30 mm.

Gamma 7 MHz

— 24 spire di filo smaltato del n° 18, a spire unite, su un supporto a minima perdita del diametro di 30 mm.

Gamma 3,5 MHz

— 45 spire di filo smaltato del n° 22, a spire unite, su un supporto a minima perdita del diametro di 30 mm.

Ciascuna bobina sarà connessa al proprio zoccolo il quale potrà anche essere costituito da zoccoli di ricupero di vecchi tubi elettronici, a quattro piedini.

Fig. F. DODERO Genova
Sulla fotografia Kirlian

Le fotografie Kirlian non si ottengono seguendo i metodi tradizionali ma bensì collocando l'oggetto che si desidera fotografare quasi a contatto con la superficie sensibile e sottoponendo l'insieme ad un campo elettrico alternato ad altissima tensione.

Molti sostenitori di questo tipo di fotografia affermano che con tale sistema si riesce a fotografare la cosiddetta aura vitale; altri dicono che il fenomeno è invece influenzato da fattori esterni, come ad esempio l'umidità.

Comunque tenga presente che nel numero di giugno 1979 della rivista ELEKTOR è stata descritta una apparecchiatura di questo genere il cui circuito stampato EPS 4523/9831, può essere richiesto alla:

GBC ITALIANA SPA. Divisione EPS/ESS ELEKTOR, Casella Postale 3988 - 20100 oppure si rivolga a Genova in via Chiaravanga, 10r.

Fig. G. MARINI Civitavecchia
Gruppi elettrogeni per mancanza di rete

In commercio esistono molti tipi di gruppi che permettono di alimentare con continuità radioelettriche anche in mancanza della tensione di rete. Fra di essi citiamo quelli della CORREL per potenza da 400 VA a 2000 VA.

In questo genere di gruppi quando la tensione di rete è presente alimenta il carico e attraverso un raddrizzatore mantiene carica la batteria, quando invece essa scende dai limiti accettabili l'invertitore si inserisce automaticamente e continua ad alimentare il carico utilizzando l'energia immagazzinata nelle batterie le quali vengono ricaricate pure automaticamente non appena nella rete elettrica si sono ristabilite le condizioni di normalità.

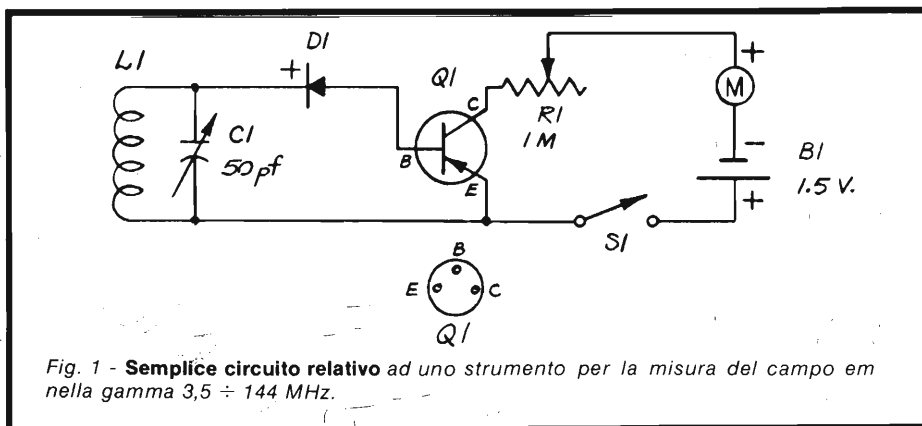


Fig. 1 - Semplice circuito relativo ad uno strumento per la misura del campo em nella gamma 3,5 ÷ 144 MHz.

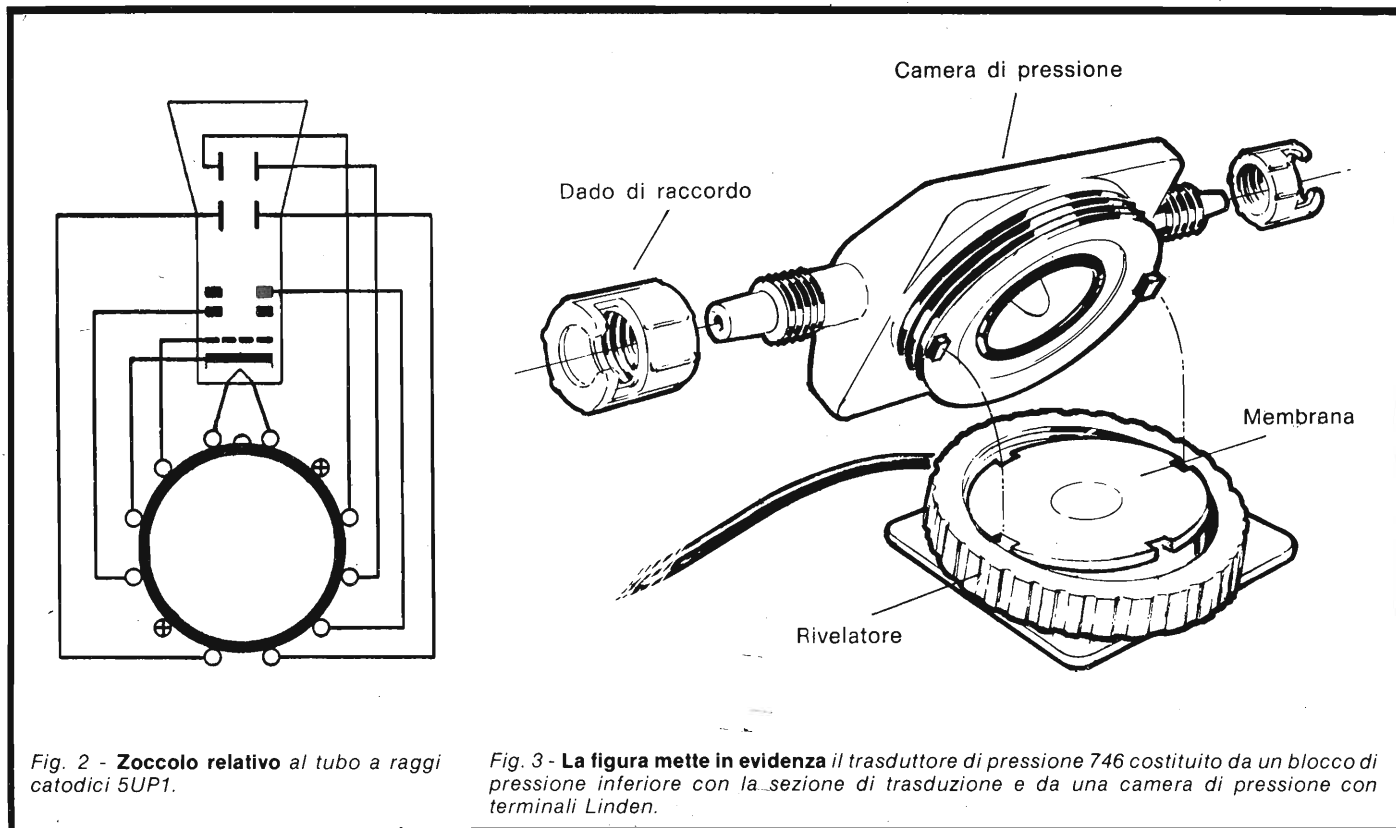


Fig. 2 - Zoccolo relativo al tubo a raggi catodici 5UP1.

Fig. 3 - La figura mette in evidenza il trasduttore di pressione 746 costituito da un blocco di pressione inferiore con la sezione di trasduzione e da una camera di pressione con terminali Linden.

L'apparecchiatura è fornita completa di batterie al piombo che assicurano una autonomia di circa 2 ore.

La stessa ditta può fornire altresì dei motor-generatori a benzina in grado di erogare contemporaneamente la lampada di emergenza LITEK, costruita sempre dalla COREL, che può essere usata come tipo portatile oppure da plafone o da parete. Essa fornisce doppia luce e precisamente 6 W, 150 lumen illuminazione ad incandescenza da 8 W con dispositivo elettronico di accensione automatico in mancanza di rete, ricarica automatica a tensione costante, dispositivo di sgancio a fine scarica, con esclusione delle batterie di accumulatori ermetici. Autonomia circa 8 ore, prezzo attorno alle 65.000 lire.

Fig. D. TABOCCHINI Fabriano
Tubi raggi catodici 5UP1

Le principali caratteristiche del tubo a raggi catodici 5UP1 in suo possesso sono le seguenti:

Colore: verde, persistenza: media, DID2 (placche di deflessione vicino allo schermo): simmetriche, D3D4; (placche di deflessione vicino al catodo): simmetriche, tensione di filamento: 6,3, corrente di filamento: 0,6 A, tensione anodica Va2: 2000 V, tensione anodica Va1: 640 V, tensione di griglia Vg1: -90 V, tensione tra filamento e catodo (picco): 125 V, SD1/D2: 0,330 mm/Vdc, SD3/D4: 0,410 mm/Vdc.

Zoccolo come la figura 2.

Fig. F. CRISAFULLI Catania
Sui radioricevitori

Per massima sensibilità utilizzabile in linea di massima si intende il più elevato dei due livelli, espressi in forza elettrodomestica dell'onda

portante, che è necessario applicare all'ingresso di un ricevitore in serie con una determinata impedenza (che nel caso preso in considerazione corrisponde all'antenna fittizia) per ottenere in uscita in dato livello del segnale ed un dato rapporto segnale/disturbo che dipendono dall'uso a cui è destinato il ricevitore stesso.

Nel caso che ambedue le suddette condizioni siano soddisfatte simultaneamente, nel modo desiderato, la sensibilità massima utilizzabile è definita come *limitata dal rumore*; nel caso in cui invece il guadagno sia insufficiente essa viene detta *limitata dell'amplificazione* e ciò, in definitiva, si voleva dire nel capitolo del libro di cui mi ha inviato fotocopia. Forse, in questo caso Lei ha perfettamente ragione, l'argomento poteva essere trattato in maniera più comprensibile.

Fig. D. CARCANO Torino
Trasduttore di pressione

Esistono in commercio dei trasduttori di pressione che utilizzano componenti conduttori. Ad esempio il TRASDUTTORE di PRESSIONE 746, i cui dati ci sono stati forniti dalla SIEMENS ELETTRA, permette la misura diretta della pressione di liquidi fisiologici nel campo da -10 a +300 mm Hg, come pressione arteriosa e venosa, pressione endocranica, pressione endoaddominale e pressione endouterina.

La pressione del liquido che si manifesta nella camera di pressione agisce su una membrana di metallo che è collegata con lamine semiconduttrici estensimetriche. Queste costituiscono un ramo attivo di un ponte di misura e resistenza alimentato con corrente continua, nel quale le variazioni vengono trasformate in segnali analogici di uscita. L'uscita è adatta per

il collegamento ad un amplificatore per elettromanometria.

Il cavo di collegamento del trasduttore contiene un apposito condotto per equilibrare la pressione della camera trasduttrice con quella dell'aria ambientale.

La figura 3 mette in evidenza come il trasduttore di pressione in questione sia essenzialmente costituito da un blocco inferiore con la sezione di trasduzione e da una camera di pressione con terminali Linden per attacchi Luer-Lock normalizzati.

La tensione di alimentazione del ponte di misura è 9 V, 2 mA quella di uscita di 13 mV con impedenza 1 kΩ.

Da notare che la membrana del trasduttore di pressione a contatto con il fluido è elettricamente isolata dalla lamina semiconduttrice di misura che fa capo all'amplificatore e all'apparecchio registratore.

Fig. G. CORSI Roma
Misura del campo em

Per misurare l'intensità di campo elettromagnetico a distanza delle emittenti radio, di qualsiasi genere esse siano, si ricorre all'impiego di misuratore di tipo professionale come quelli che sono ad esempio reperibili presso la RHODE & SCHWARZ il cui costo ovviamente è molto elevato.

Se Lei invece intende riferirsi ai misuratori di campo relativo del tipo usato dagli installatori di antenna Le consiglio il modello MC775B, reperibile presso la GBC ITALIANA.

Si tratta di un interessante misuratore munito di schermo video e di una scala a lettura diretta che permette di osservare direttamente le immagini televisive, e pertanto di orientare nel giusto senso l'antenna, e anche di valutare la qualità dell'immagine ricevuta. Inoltre que-

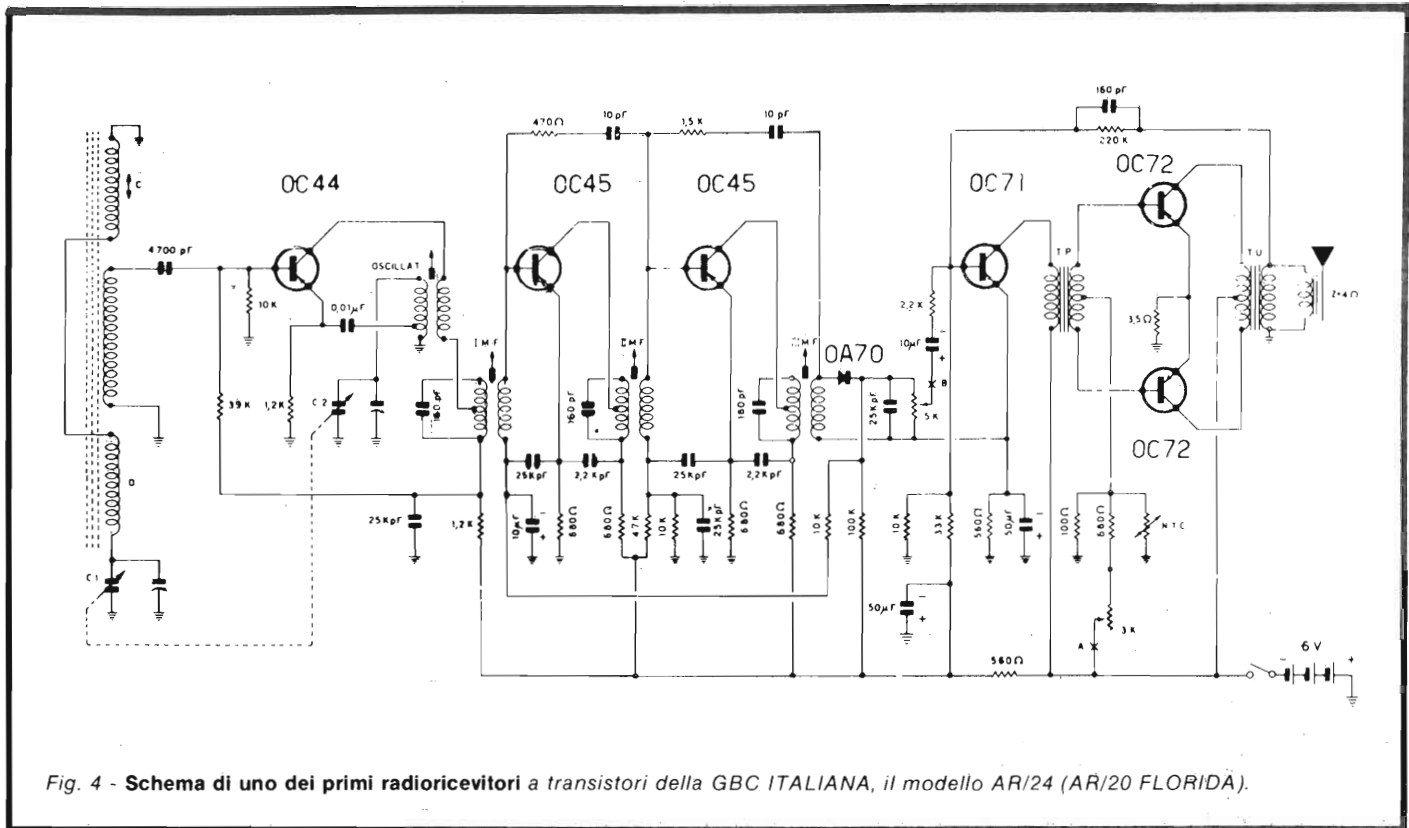


Fig. 4 - Schema di uno dei primi radioricevitori a transistori della GBC ITALIANA, il modello AR/24 (AR/20 FLORIDA).

sto misuratore di campo è di tipo portatile pesando, completo di batterie e borsa circa 8,5 kg. L'alimentazione può essere effettuata tanto da rete 220 Vcc 50 Hz quanto tramite le due batterie ricaricabili che assicurano una autonomia di circa un'ora intermittente.

Le principali caratteristiche tecniche sono le seguenti:

Dimensioni dello schermo: 125 x 88 mm. *Dimensioni:* 280 x 180 x 320 mm compreso la borsa. *Gamme di frequenza:* 48 ÷ 90 MHz; 170 ÷ 260 MHz; 460 ÷ 600 MHz; 600 ÷ 860 MHz. *Precisione in frequenza:* entro ± 3 dB in VHF ed entro ± 6 dB in UHF. *Impedenza d'ingresso:* 75 Ω sbilanciata, 300 Ω bilanciata con balun.

Sig. R. ANEDDA Cagliari,
Sig. D. ASTI Roma
Schema ricevitore GBC AR/24. Varie

La figura 4 si riferisce allo schema del ricevitore a transistori della GBC ITALIANA, uno dei primi realizzati, modello AR/24.

Tale schema è valido altresì per il modello AR/20 FLORIDA.

Per le informazioni circa il dictafone è necessario si rivolga al costruttore dell'apparecchio al seguente indirizzo: SCULLY RECORDING INST. Division of Dictafone Corp. 475 Ellis Street, Mountain View, California 94043.

Il televisore sovietico da 6" pollici è abbastanza comune in Italia, anche se non arriva per vie ufficiali. Ho avuto assicurazione che lo schema mi è stato spedito e quindi spero poterglielo inviare al più presto possibile.

Sig. D. FANTI Venezia
Alimentatori stabilizzati ed inverter

Alimentatori in grado di fornire una tensione di uscita variabile fra 7/15 V a 300 A (potenza

massima 3500 W) sono costruiti dalla AGF ELECTRO-MACHINERY, la quale ne ha realizzato una vasta serie alimentabili in monofase a 220 V 50 Hz ed in trifase 380 V 50 Hz. Essi possono coprire, a seconda del tipo, tensioni di uscita comprese fra 7 e 54 V con potenze dell'ordine di 150 ÷ 3500 W. Uno di questi modelli è visibile in figura 5.

La stessa ditta costruisce degli inverter mini-computerizzati sia per onda quadra e per onda sinusoidale. I circuiti elettronici interni sono protetti da eventuali anomalie di impiego, con protezione istantanea del cortocircuito e da variazioni termiche, con autoriarmino per sovraccarichi prolungati nel tempo. Essi hanno un funzionamento veramente automatico e si inseriscono immediatamente non appena nella

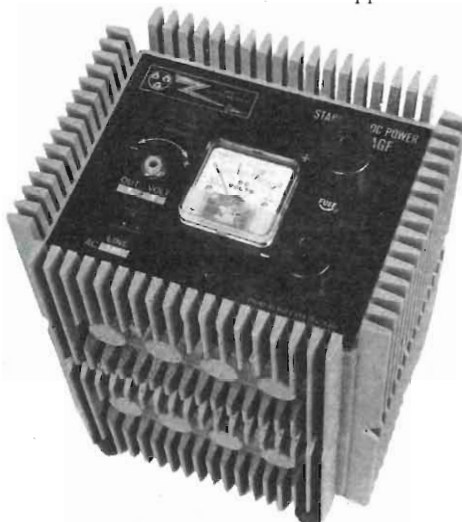


Fig. 5 - Alimentatore stabilizzato serie AGF costruito in diversi modelli da 7 a 53 V, 150 ÷ 1500 W.

linea sulla quale sono inseriti vi sia un certo carico e si disinseriscano non appena il carico stesso viene a mancare. Pertanto ad assorbimento zero il consumo è veramente zero.

I vari modelli sono realizzati per uscita monofase stabilizzata a 220 V 50 Hz, per tensioni di alimentazione a 12 V e 24 V e per potenze comprese fra 125 e 100 W ed anche in versioni con uscita trifase stabilizzata a 380 V, 50 Hz e monofase 220 V, 50 Hz, per potenze fra 1000 W e 3600 W.

Sig. PAGANI ITALO Pontoglio
Sulle luci psichedeliche per auto

Ho comperato un kit della kuruskit KS 242 "LUCI PSICHEDELICHE PER AUTO" e l'ho montato sulla mia FIAT 131 collegandolo in parallelo all'altoparlante. Ho notato una notevole riduzione del volume di uscita, scollegando l'UK 242 il volume torna al valore normale.

Ho controllato più volte i collegamenti ed il montaggio ma non ho riscontrato errori. Ho il dubbio che questo circuito sovraccarichi l'amplificazione supplementare (BOOSTER).

Vi prego di darmi un consiglio

Abbiamo esaminato il circuito dell'UK 242 "LUCI PSICHEDELICHE PER AUTO" e siamo convinti che il difetto è dovuto al collegamento tra l'ingresso del kit e l'altoparlante. Occorre tener presente che molti amplificatori supplementari (BOOSTER) e alcune autoradio hanno la stadio finale realizzato con un circuito a ponte, altre invece hanno un trasformatore di uscita. In questi casi l'altoparlante non è collegato tra il punto e la massa reale (carcasa), ma tra il punto caldo e una massa fittizia o zero ideale; quindi, se si collega il KS 242 ai capi dell'altoparlante si cortocircuita una sezione dell'amplificatore.

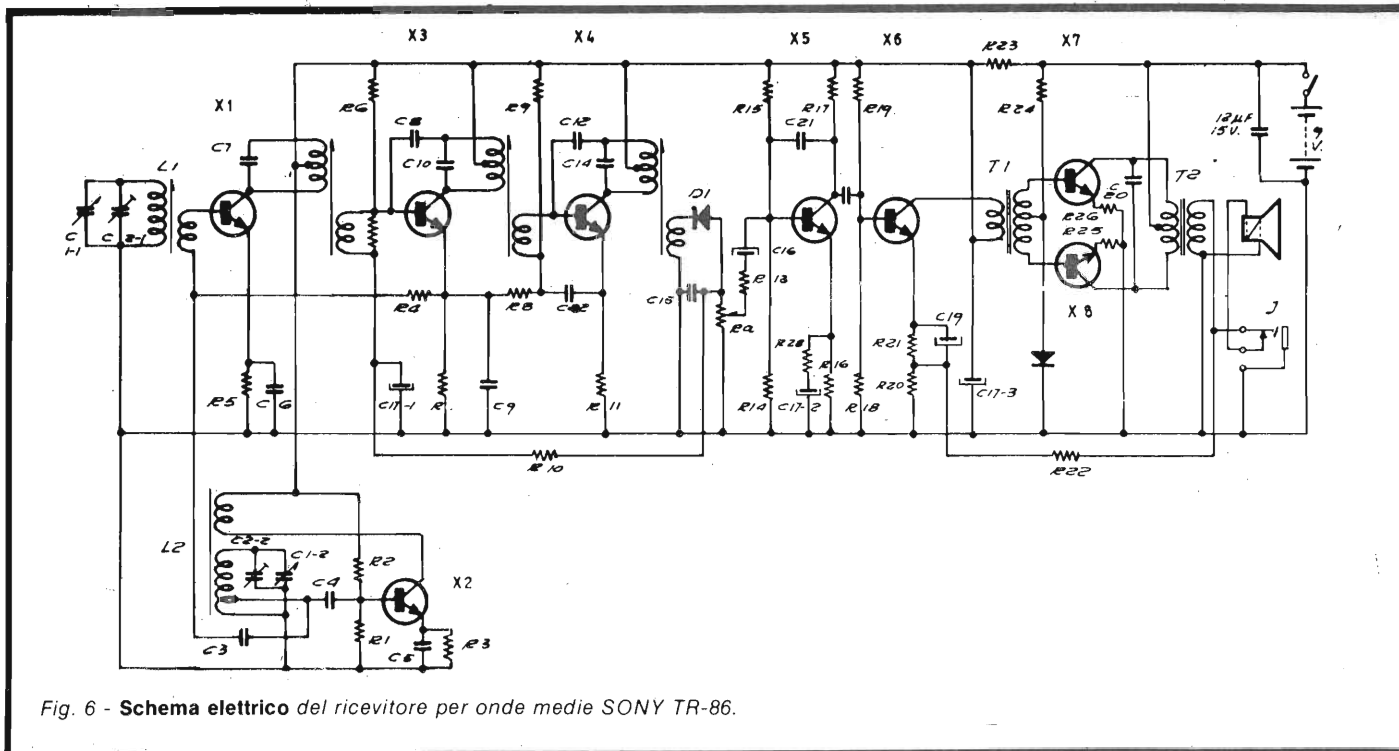


Fig. 6 - Schema elettrico del ricevitore per onde medie SONY TR-86.

Rimedio: collegare solo il punto caldo dell'amplificatore all'ancoraggio INPUT dell'UK 242, lasciare quindi scollegato il lato massa.

Fig. G. RASSELLI Cuneo
 Sig. D. RINALDI Genova
 Schema apparecchi radio antiquati

In figura 6 si riporta lo schema elettrico del ricevitore per onde medie SONY modello TR-86.

La figura 7 si riferisce invece allo schema

dell'apparechio del GENERAL ELETTRIC modello M519A che soltanto adesso è il seguente: $C1 = 50 \text{ pF}$, $C2 = 50 \text{ pF}$, $C3 = 250 \text{ pF}$, $C4 = 100 \text{ pF}$, $C5 = 0,005 \text{ }\mu\text{F}$, $C6 = 0,05 \text{ }\mu\text{F}$, $C7 = 0,05 \text{ }\mu\text{F}$, $C8 = 0,05 \text{ }\mu\text{F}$, $C9 = C10 = 0,005 \text{ }\mu\text{F}$, $C11 = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$, $C12 = 0,005 \text{ }\mu\text{F}$, $C13 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$, $C14 = 30 \text{ }\mu\text{F}$, $R1 = 22 \text{ k}\Omega$, $R2 = 220 \text{ }\mu$, $R3 = 2,2 \text{ M}\Omega$, $R4 = 10 \text{ k}\Omega$, $R5 = 2200 \text{ }\Omega$, $R6 = 470 \text{ }\mu$, $R7 = 15 \text{ }\Omega$, $R8 = 10 \text{ M}\Omega$, $R9 = 180 \text{ k}\Omega$, $R10 = 470 \text{ k}\Omega$, $R11 = 1000 \text{ }\Omega$, $R12 = 150 \text{ }\Omega$, $R13 = 180 \text{ }\Omega$, $R14 = 100 \text{ }\Omega$ rame 10 W, $R15 = 2 \text{ M}\Omega$ potenziometro

Fig. D. BARTOLI Firenze
 Radiocomando per apertura porte e cancelli

Un radiocomando transistorizzato per apertura di porte e cancelli di tipo professionale, e quindi molto funzionale, è quello costruito dalla Labes. Si tratta del modello RCM-1B essenzialmente costituito da un'antenna, un ricevitore ed un numero illimitato di trasmettitori tascabili.

L'antenna del tipo a stilo verticale le cui dimensioni minime, circa 1 m, ne consentono

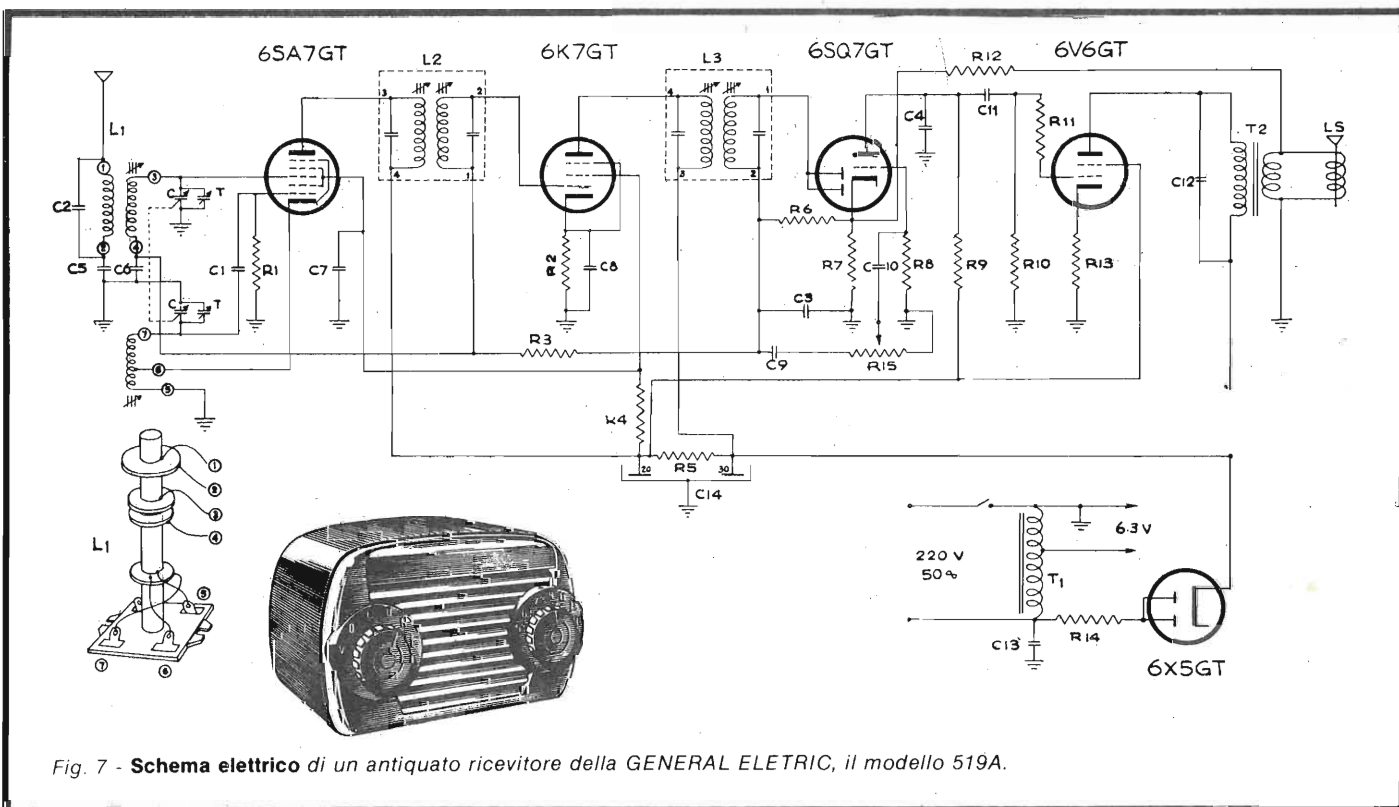


Fig. 7 - Schema elettrico di un antiquato ricevitore della GENERAL ELETTRIC, il modello 519A.

l'immediata e facile installazione nei pressi del cancello o della porta automatica, capta il segnale emesso dal trasmettitore tascabile, segnale che è *modulato da un codice che può essere paragonato alla combinazione di una chiave*. Il ricevitore completamente, allo stato solido, confronta il codice ricevuto e, se esso coincide con quello preventivamente stabilito, provvede alla chiusura del relé che effettua l'avviamento del sistema automatico di apertura meccanica.

Tanto il trasmettitore quanto il ricevitore sono costruiti con materiali e concetti professionali che ne assicurano lunga affidabilità nel tempo.

Caratteristiche tecniche - RICEVITORE: controllo a quarzo per la massima stabilità, circuito decodificatore insensibile a disturbi ed interferenze, portata del contatto del relé: 5A, tensione di alimentazione: 220 V, 50/60 Hz, consumo: 1,5 W dimensioni: 220 x 128 x 60 mm. **TRASMETTITORE:** antenna incorporata, controllo a quarzo per la massima stabilità in frequenza, sistema di codificazione ad alta sicurezza, alimentazione con batteria incorporata a lunga durata da 9 V, contenitore ABS antiurto, dimensioni: 90 x 60 x 30 mm.

Custodia in similpelle.

Sig. D. CARVENALI Milano
Display a cristalli liquidi

I display, che poi sarebbe meglio dire in italiano visualizzatori, sono dei dispositivi elettronici atti a fornire una indicazione visiva del risultato di una qualsiasi elaborazione elettronica.

I visualizzatori conosciuti attualmente, o per

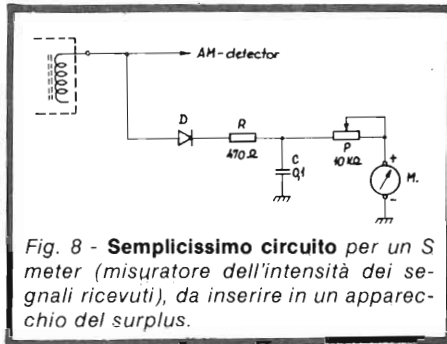


Fig. 8 - Semplicissimo circuito per un S meter (misuratore dell'intensità dei segnali ricevuti), da inserire in un apparecchio del surplus.

meglio dire, più usati sono i seguenti:

1°) a lampade a gas, 2°) a lampade ad incandescenza, 3°) a cristalli liquidi, 4°) a LED (cioè diodi ed emissione di luce dall'inglese Light Emitter Diode).

Inutile dire che gli ultimi due tipi dall'inglese sono quelli maggiormente utilizzati al giorno d'oggi.

I visualizzatori a cristalli liquidi fungono nel seguente modo:

Tra due superfici, di vetro, (attualmente si usa la plastica molto trasparente) si racchiude un sottilissimo strato di un speciale liquido organico. Se si applica un campo elettrico le due superfici, tramite degli elettrodi praticamente invisibili poiché sono incorporati nel materiale plastico, si ottiene la rotazione dei cristalli contenuti nel liquido in modo da modificare il piano di riflessione di una luce incidente, polarizzata mediante le superfici plastiche.

La sorgente della luce che viene riflessa dai cristalli può essere disposta in modo tale da

provocare una illuminazione diretta oppure indiretta. In quest'ultimo caso è possibile sfruttare anche la luce ambientale.

Siccome essi richiedono delle tensioni molto basse, minori di 10 V e correnti debolissime sono utilizzati quei dispositivi aventi carattere portatile ed in particolare modo negli orologi da polso, calcolatori e così via.

È questo un argomento che comunque non può essere spiegato in poche righe ragione per cui conto di ritornare su di esso con un articolo.

Sig. D. PARETI Alessandria
Semplice S. meter

Per il suo ricevitore del surplus che è sprovvisto di strumento indicatore della intensità dei segnali, può realizzare il semplicissimo circuito indicato in figura 8 il quale, con l'impiego di soli cinque componenti le consente di risolvere rapidamente il suo problema.

Lo strumento indicatore è costituito da un microamperometro da 50 μ A fondo scala.

Il diodo è di tipo comune; un OA90 o similare va benissimo. Gli altri tre componenti hanno il seguente valore: condensatore 0,1 μ F, resistore 470 Ω ed infine il potenziometro 10.000 Ω .

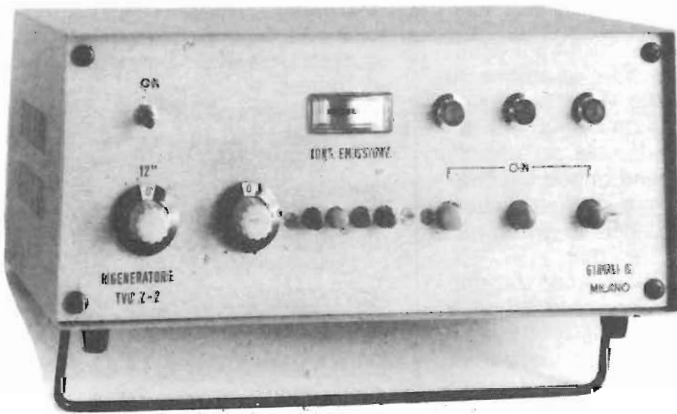
Come mostra la figura un'estremità del circuito, quella che fa capo al negativo dello strumento indicatore, deve essere connessa con la massa del ricevitore, l'altra estremità invece deve essere connessa con il capo dell'ultimo trasformatore di media frequenza che è collegato con il rivelatore a modulazione di ampiezza.

Lo strumento sarà calibrato in modo che una stazione locale corrisponde al valore massimo ed una stazione molto debole al valore 1.

Giorgi G.

APPLICAZIONE ELETTRONICA - STRUMENTAZIONE

20159 Milano - Via Alserio, 3 - Tel. 68.84.495



TECNICI non GETTATE i cinescopi difettosi ma riattivateli con il Rigeneratore Z-2!

- Lo Z-2 dopo il trattamento ridona al tubo la luminosità e i colori originali
- Non danneggia gli elettrodi con scariche nocive
- Impiega tecniche nuove d'avanguardia con l'impiego degli ultrasuoni
- Controlla e rigenera l'emissione dei tre catodi, (Rosso-Verde-Blu) separatamente o simultaneamente
- Verifica lo stato del cinescopio ed è indispensabile per fare preventivi. Anche a TV spento si sa con sicurezza che il tubo è efficiente e così si evitano inutili riparazioni.

RIGENERATORI DI CINESCOPI Z-2 A COLORI BIANCO E NERO E 12"

GARANTITO 2 ANNI

Sono interessato a:

Acquistare lo strumento

Ricevere documentazione tecnica

Nome:

Cognome:

Ditta:

Indirizzo:

Città:

Tel:

SEL 10/80

Timers con la tecnologia CMOS

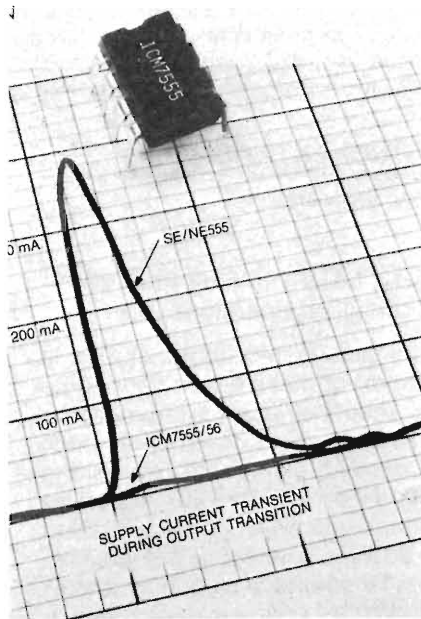
La Intersil ha utilizzato di nuovo la tecnologia MAXCMOS per "ringiovanire" i popolari timers SE/NE 555/556.

Denominati ICM7555 e ICM7556, questi dispositivi sono intercambiabili al 100% con SE/NE 555 e 556 e li sostituiscono nel 95% delle applicazioni.

L'impiego della tecnologia MAXCMOS permette inoltre di offrire delle caratteristiche difficilmente ottenibili con tecnologia bipolare: basso consumo, vasta gamma di tensione, basse correnti di ingresso, alta frequenza di oscillazione. Ne consegue un ridotto valore della capacità di disaccoppiamento (può essere addirittura eliminata) e la possibilità di utilizzazione di resistenze di valore più alto per uno stesso circuito RC.

Questo permette di ridurre le dimensioni dei condensatori di montaggio, elementi che condizionano il costo e la gamma di temperature di funzionamento di un timer elettronico.

Le caratteristiche dell'ICM 7555, net-



Timer realizzato con la tecnologia MAXCMOS a griglia metallica.

tamente sono: corrente di alimentazione 80 μ A (tip), gamma di tensione di alimentazione da 2 a 18V, massima frequenza di oscillazione garantita 500 kHz, gamma di temperatura da -20° a 70°C, tempo di salita in uscita a 40 ns.

Anche le caratteristiche dell'ICM 7556 risultano migliori di quelle del corrispondente 556 bipolare, con dimensioni della piastrina di 1,27 x 1,70 mm, corrente di alimentazione di 0,6 mA tra 2

e 18 V, gamma di tensione da 2 a 18 V, corrente di comando (trigger) di 10 pA, corrente alla commutazione (punt passata) pari a 2,5 mA.

Intersil
METROELETTRONICA - MILANO

Analizzatori di segnali in tempo reale

L'analizzatore in tempo reale a banda stretta 2031 della Bruel & Kjaer è uno strumento che calcola per via digitale il contenuto armonico di segnali continui o transienti. Il contenuto armonico viene presentato come valore efficace in dB su 400 canali, in una gamma che va da 0 - 10 Hz a 0 - 20 kHz selezionabile con la sequenza 1,2,5.

La gamma in frequenza può essere controllata esternamente permettendo l'analisi di n. componenti al variare del numero di giri o al variare della frequenza.

La gamma dinamica è maggiore di 70 dB, l'analisi viene riportata su di uno schermo da 11". Il 2031 registra 1024 campioni del segnale d'ingresso in un registratore di transienti e li trasforma nel dominio frequenza. Questa registrazione ha luogo mediante un trigger interno, esterno o di tipo continuo, che consente di usare il 2031 per analizzare un'ampia gamma di segnali.

Quando viene selezionato il trigger interno o esterno, un ritardo del trigger regolabile da 0,0 a 9,9 volte la lunghezza di registrazione in passi di 0,1 può essere usato per selezionare esattamente parte di segnale che viene analizzata rispetto al trigger. La trasformazione dei dati registrati ha luogo sia per segnali continui che per eventi singoli. Il segnale trattato può venire mediato linearmente o esponenzialmente su un numero di spettri da 1 a 2048.

È possibile inoltre la memorizzazione dei livelli massimi raggiunti in ciascun canale.

Lo schermo da 11" può mostrare il segnale in funzione del tempo, il valore istantaneo e medio del suo spettro. L'ampiezza della dinamica sullo schermo può essere di 80, 40 o 20 dB.

Un selettore visivo indica, o il livello e la frequenza di un canale o il tempo e il numero di un campione del segnale registrato. Sullo schermo vengono indicati i valori delle funzioni principali. Sono disponibili ingresso e uscita digitali attraverso l'interfaccia IEC 625-1 che permettono un controllo esterno delle funzioni del 2031, e il suo collegamento con calcolatori.

L'analizzatore di segnali ad alta risoluzione 2033 è simile al 2031, ma ha in

più le caratteristiche di zoom, una capacità di registrazione di transienti estesa da 1K a 10K campioni (1K = 1024), visualizzazione lineare dell'ampiezza, ed elaborazione in sovrapposizione. Lo zoom consente l'esame dello spettro dettagliato espande di un fattore 10 parti della scala di frequenza.

Poiché il procedimento di zoom non è distruttivo, possono essere effettuati più zoom sugli stessi dati, contenendo la misura effettiva dello spettro su 4000 canali (sebbene possano essere visualizzati contemporaneamente solo 400 canali contigui).

BRUEL & KJAER ITALIANA - MILANO

Voltmetro digitale TRMS a larga banda

Il modello 8922A si aggiunge alla serie dei voltmetri digitali Fluke a vero valore efficace, estendendo la capacità di misurare segnali a bassa tensione e a bassa frequenza.

Il Fluke 8922A può essere usato per misurare il livello di segnali da 180 μ V fino a 20V a frequenza da 2Hz a 11MHz. Per tensioni più elevate, da 20V a 700V, il limite superiore di frequenza è di 1MHz.

Introducendo lo smorzamento, con il tasto DAMPING, si riesce a misurare l'ampiezza di segnali a bassa frequenza fino a 2Hz. La funzione damping è molto utile anche per misure di segnali a frequenza più elevata per ridurre gli spikes di rumore.

Ciò però implica un aumento del tempo di risposta fino ad un massimo di 7s.

È possibile selezionare un filtro passa basso a 200 kHz che permette di eseguire misure esenti dalle componenti spurie ad alta frequenza.

La frequenza di 200 kHz è stata scelta per poter ancora eseguire le misure nel campo audio con la massima precisione.

L'8922A ha le stesse specifiche del Fluke 8920A sopra i 20Hz. Tra 2Hz e 10Hz, con la selezione dello smorzamento, la precisione dell'8922A è del 3%.

Come l'8920, l'8922A legge in volts o in dBm con la possibilità di selezionare 12 diversi livelli di riferimento. Esso usa il rivelatore monolitico TRMS Fluke ed offre l'autoranging, le misure relative ai dB, l'uscita analogica, l'uscita isolata per i frequenzimetri e la possibilità di collegarsi al BUS IEEE-488 (per mezzo del transistore Fluke 1120A)

Fluke
SISTREL - CINISELLO B.

Interruttori elettronici di prossimità

Nella serie IEV di proximity prodotti dalla Elettronica MEC l'adozione dei circuiti integrati ha permesso di aumentare l'amplificazione fornendo più elevate prestazioni, maggiore precisione di intervento, squadratura di segnali, potenza d'uscita, ripetibilità e insensibilità ai disturbi.

Le principali caratteristiche degli interruttori di prossimità amplificati IEV sono: tipi per distanze di intervento di 2-3-5-8-10-15-25-50 mm; tensione di alimentazione di 24 Vcc (IEV 10, 15, 25, 50: 24 Vcc, 110, 220 Vca); uscita di 50 mA max 24 Vcc (tipi IEV 2,4), 100 mA max 24 Vcc (tipi IEV 5, 8, 10, 15, 25, 50) 1 A max - 100/220 Vca (tipi per Vca); velocità di intervento pari a 1 kHz.

Elettronica MEC
ELCONTROL - CENTERGROSS (BO)



Interruttore elettronico di prossimità amplificato.

Ricevitore VLF/HF di prova

Con il test receiver programmabile ESH 3 della Rohde & Schwarz si possono misurare e demodulare segnali AM a banda laterale doppia e a banda laterale singola, a modulazione ad impulsi e segnali FM, oltre alle interferenze, in un range da 10 kHz a 30 MHz, con livelli di ingresso per segnali sinusoidali che vanno da -30 dB (μV) a +137 dB (μV).

Questo versatile strumento IEC-bus compatibile è ideale per realizzare sistemi per collaudare generatori di segnali, reti a due porte e amplificatori, per misurare l'intensità di campo, per il radiomonitoraggio in field e per effettuare misure di interferenza secondo gli standard MIL e VG.

Le caratteristiche principali di questo ricevitore programmabile sono: ampio range dinamico e soppressione dei segnali spuri grazie a 16 filtri di ingresso; alta reiezione delle interferenze; possibilità di scelta di 4 larghezze di banda IF

(0,2 - 0,5 - 2,4 - 10 kHz); misura sia del livello medio che di picco; basso errore di misura (≤ 1 dB); registratori XY e YT e registratori per il radiomonitoraggio.

Il display di offset calibrato a LED aiuta l'operatore nella sintonia fine che può essere effettuata in diversi modi, tra i quali anche uno automatico.

Rohde & Schwarz
ROJE TELECOMUNICAZIONI - MILANO

Regolatore di tensione a tre terminali variabile

La serie di regolatori LM 117 della Motorola è eccezionalmente semplice da usare e richiede solo due resistori per fissare la tensione di uscita desiderata.

Questi dispositivi presentano una limitazione di corrente interna, una interruzione automatica termica e compensazione dell'area di sicurezza, caratteristiche che concorrono a renderli sostanzialmente a prova di rottura.

Tutti i circuiti di protezione del sovraccarico rimangono perfettamente funzionali, anche se il terminale di regolazione non è connesso. Il dispositivo accetta una tensione di ingresso di 40 V e fornisce una tensione di uscita variabile da 1,2 V a 37 V, con una corrente di 1,5 A. È disponibile con i contenitori TO39 (H) e TO3 e può funzionare nel range di temperatura da -55 °C a +150 °C.

Questa serie prevede una vasta gamma di applicazioni, che comprendono regolazione locale su piastra, funzionamento, su alte tensioni, senza riferimento di terra, e regolazione variabile di corrente di precisione mediante un unico resistore esterno.

MOTOROLA - MILANO

Monitor X-Y ad elevata risoluzione con spot di 0,079 cm

La Tektronix ha annunciato il monitor XY 606B a complemento del modello 606A.

Importanti caratteristiche in questo nuovo monitor sono: dimensione dello spot 0,079 cm; variazioni dell'emissione luminosa inferiore al 10% per quanto riguarda la qualità, linearità dell'1% lungo gli assi principali.

Il 606B è pertanto un monitor ad altissima risoluzione adatto sia per versione diretta sia per riprese fotografiche.

I costruttori nel campo dei sistemi elettromedicali e della microscopia elettronica troveranno il 606B particolarmente adatto alle loro esigenze.

Il 606B ha un tubo rettangolare RC da 5" a schermo piatto, con fosforo P31.

Ingombro massimo dell'apparecchio 13,26 cm - 21,3 cm - 51,9 cm. Peso 7,9 Kg. Alimentazione universale da 100 V a 240 Vca $\pm 10\%$. Altre caratteristiche comprendono un robusto attacco per macchine fotografiche che previene distorsioni o perdite di luce. Dimensioni dello spot programmabili in c.c. per rendere l'elevazione dell'immagine con un ridotto numero di dati d'ingresso.

Regolazione del guadagno e rotazione della traccia accessibili dal pannello frontale per facilità di calibrazione. Un asse "Z" lineare (funzione di trasferimento) per facilitare la visualizzazione di tutti i livelli di luce disponibili. Ingressi selezionabili per 50 Ω o 1 M Ω .

TEKTRONIX - MILANO

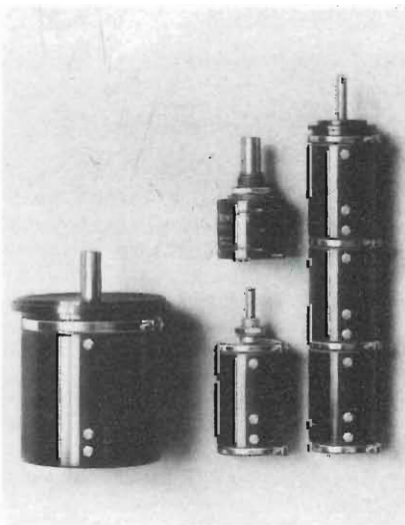
Potenzimetri ibridi

La Duncan produce una linea completa di potenziometri ibridi, che uniscono alle caratteristiche di linearità e di stabilità con la temperatura dei tipi di precisione a filo, la risoluzione infinita e la maggiore durata della plastica conduttiva.

Disponibili nelle dimensioni standard da 3/4" fino a 2" di diametro, sono realizzati applicando una stretta pista di plastica (il "RESOLON" Duncan) direttamente sull'elemento a filo con procedimento automatico.

L'escursione elettrica è di 3600° nominali (10 giri), la gamma di resistenza da 1 k Ω a 250 k Ω , linearità standard $\pm 0,25\%$, speciale fino a $\pm 0,03\%$, vita meccanica di 5.000.000 di giri, temperatura di lavoro -65 +125 °C secondo le norme MIL-R-39023.

Duncan
RACOEL - MILANO



Potenzimetri a 10 giri con elemento conduttivo di plastica.

nuovi prodotti

Contatore a 5 funzioni su singolo chip

Il contatore universale ICM7216 della Intersil esegue le misure di rapporto di frequenza, periodo, frequenza, intervallo di tempo e contaeventi.

Necessita di una singola alimentazione a 5 V, funziona fino a 10 MHz, pilota un display a LED a 8 digit con una corrente tipica di 250 mA per digit.

L'ICM 7216 pilota direttamente sia i digit che i segmenti di grandi display.

Intersil
METROELETTRONICA - MILANO

Multimetro tascabile 3 1/2 digit

Multimetro digitale a 3 digit e mezzo con funzione e range selezionati con commutatori rotanti, l'Avometer DA 212 della Avo misura correnti alternate e continue fino a 750 V, e resistenze fino a 20 M Ω .

Il display a cristalli liquidi comprende i simboli per la polarità, il punto decimale, l'indicatore di batteria scarica, l'over-range e le unità di misura.

Avo
VIANELLO - MILANO



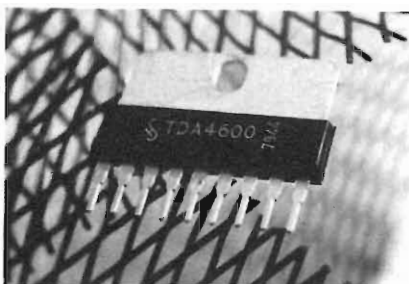
DMM 3 1/2 digit tascabile.

Circuito per alimentatori TV

Gli alimentatori per televisori a colori, oltre ad essere separati dalla rete, devono avere anche un elevato rendimento, una notevole affidabilità ed un ampio campo di regolazione.

Il circuito integrato TDA 4600 realizzato dalla Siemens agisce direttamente sul transistor di commutazione, che in questo modo funziona quasi senza perdite, consente di ridurre al minimo i componenti esterni ed è adatto anche per apparecchi civili e professionali, soprattutto per ottenere tensioni fisse stabilizzate.

Il TDA 4600, in custodia DIL a nove



Circuito integrato per TV color, che agisce direttamente sul transistor di commutazione.

poli con aletta di raffreddamento, pilota, regola e controlla il transistor di commutazione degli alimentatori autoscillanti. Il circuito inizia a funzionare degli alimentatori autooscillanti. Il circuito inizia a funzionare quando si carica il condensatore di accoppiamento, segue poi lo sblocco dell'alimentazione interna e della logica di comando. Il campo di

École professionnelle supérieure Paris

Corsi di ingegneria per chi si deve distinguere con una preparazione ed un titolo a livello europeo

Informazioni presso:

Scuola Piemonte
Lungo Dora
Voghera 22
tel. 837977
10153 TORINO

regolazione, con funzionamento normale, oscilla tra una tensione continua di 2 V ed una tensione alternata a denti di sega che può arrivare sino ad un'ampiezza massima di 4 V (tensione di riferimento).

SIEMENS ELETTRA - MILANO

Analizzatore di modulazione

L'analizzatore di modulazione IEC bus-compatibile FAM della Rohde & Schwarz consente di effettuare misure precise su segnali RF di tutti i tipi, in un range di frequenza che va da 55 kHz a 120 MHz (e opzionalmente fino a 1360 MHz).

Si tratta di un'unità versatile e non costosa che, combina le funzioni di un misuratore di modulazione, di un frequenzimetro AF e RF, di un misuratore di distorsione e di uno psotmetro.

Oltre che per misure di profondità di modulazione, di deviazione di frequenza, di distorsione armonica e della frequenza di modulazione, il FAM può essere usato per determinare le frequenze delle portanti con una risoluzione di 10 Hz, per misurare la modulazione indesiderata e per valutare i segnali AF esterni. L'ampio range di frequenza consente al modulatore di trattare dati sia nei sistemi AM che FM, oltre che nel campo delle telecomunicazioni e della radiotelefonica.

Il display digitale consente di determinare la frequenza della portante con una risoluzione di 10 Hz, la profondità di modulazione, e la frequenza del segnale modulante con una risoluzione di 0.1 Hz.

Oltre a visualizzare la lettura assoluta per la modulazione, è possibile visualizzare la modulazione relativa a un valore di riferimento scelto qualsiasi.

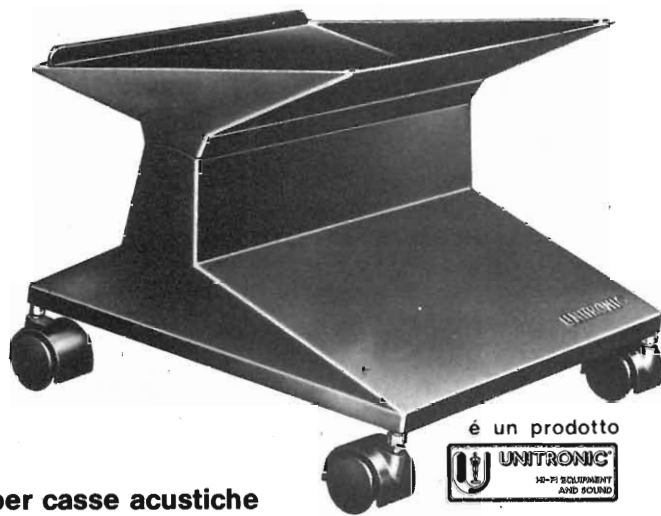
Rohde & Schwarz
ROJE TELECOMUNICAZIONI - MILANO



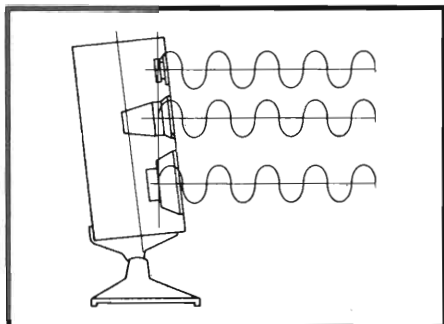
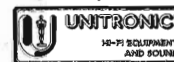
Analizzatore di modulazione per la banda di frequenza da 55 kHz a 120 MHz.

TILTY

il portatutto!!



è un prodotto



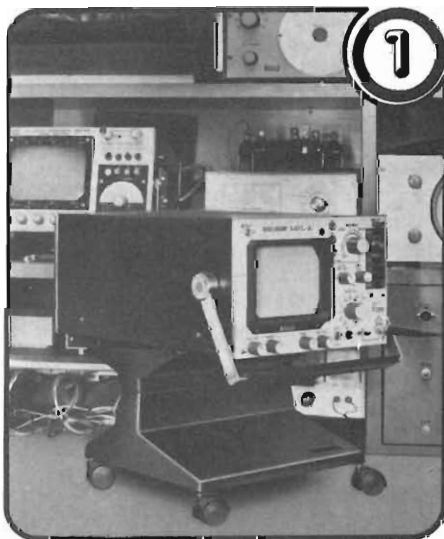
Supporto orientabile per casse acustiche

Questo supporto consente la più pratica, elegante e protetta installazione a pavimento di ogni tipo di diffusore. Il modello con quattro ruote basculanti ne permette il facile spostamento. Con lo snodo si orienta il diffusore verso l'ascoltatore per un'adeguata correzione della fase delle frequenze emesse dai singoli altoparlanti.

L'accessorio che non può mancare nel vostro impianto!

Supporto senza ruote: AD/2000-00

Supporto con le ruote: AD/2000-10



e perchè non ...

mettere le ruote all'oscilloscopio in laboratorio? Nelle scuole, quando si effettuano delle misure, come lavoro di gruppo, solo 1 due o tre davanti vedono bene e non si può cambiare di posto ogni volta. Tilty, il portatutto, fa proprio al caso scolastico.



e perchè non ...

trasformare la fioriera in sala. Pesante com'è siete costretti a lasciarla nel suo angolo; se fosse invece più semplice e veloce da spostare si potrebbe offrire ai fiori il maggior numero di ore di luce, anche d'inverno. Le piante mostrano gratitudine, con l'aspetto più rigoglioso, a chi si cura di loro. Con Tilty si ottiene lo scopo senza fatica. Basta sistemarlo una volta per tutte! Non temete, Tilty tiene.



e perchè non ...

nei lavoretti di manutenzione in casa. La cassetta portautensili è pesante da spostare da un locale all'altro. Con quattro rotelline sotto, come quelle di Tilty, anche vostro figlio di sei anni è in grado di farla "camminare". Per voi un aiuto, per lui un gioco e per Tilty un'altra possibilità di mostrare la sua completa disponibilità.



e perchè non ...

E voi come lo adoperereste? Gli impieghi particolari e interessanti di Tilty sono infiniti perchè è robusto, le rotelline piroettanti sono pratiche e funzionali e la linea sobria e giovane lo rendono adatto a qualsiasi ambiente.



nuovi prodotti

Contaimpulsu bidirezionale con conteggio anche negativo

Il contaimpulsu Durant della Serie 3500 è un totalizzatore elettronico bidirezionale sommante o sottraente a zero e sottozero.

È possibile, da parte dell'utilizzatore, programmare dall'esterno il contaimpulsu tramite due differenti entrate che permettono il conto in una particolare direzione (positiva o negativa) fino al numero programmato oppure il conto negativo eccede il positivo, o se in caso il conto va sotto zero, appare il segno (—) sul display.

Il totalizzatore 3500 impiega circuiti CMOS con basso consumo di potenza e senza problemi di rumorosità.

Il modello 3500 è ideale per molte applicazioni come indicazione di posizione (su macchine utensili ecc.), controllo avvolgimenti o bobinaggi in genere, controllo immagazzinaggi, parcheggi ecc.

Alcuni dati caratteristici: 12/15 Vcc, 300 mA max, 6 LED luminosi altezza 7,62 mm, dimensioni esterne 48 - 96 - 158 mm, altissima velocità di conteggio.

Durant
EATON - MILANO

Multimetro digitale portatile

Il multimetro digitale Fluke a 3 cifre e 1/2 mod. 8024A è stato progettato su misura per applicazioni elettroniche ed elettrotecniche. L'8024A, oltre alle funzioni normali di un multimetro, permette di analizzare stati logici, connessioni di-



Multimetro digitale tascabile con funzione di peak/hold.

fettose, corti circuiti, può memorizzare sia la lettura che il valore massimo di una serie di misure (funzione di peak/hold).

Il mod. 8024A offre tutte le portate, le funzioni e le caratteristiche di un suo predecessore, il mod. 8020A, e ad esse aggiunge la possibilità di discriminare livelli logici, fornendo sia un'indicazione visiva che acustica di livello "0" (tensione inferiore a + 0,8 V) o di livello "1" (tensione superiore a + 2,5 V).

Il multimetro può rilevare impulsi TTL che si susseguono con frequenza fino a 100 kHz.

L'indicazione acustica è realizzata con una nota di 2 kHz, mentre quella visiva è costituita da una coppia di frecce sul gruppo visualizzatore.

In unione ad una qualsiasi termocoppia di tipo "K" il mod. 8024A può eseguire letture dirette in °C in un campo di temperature da - 100 °C a + 1265 °C permettendo una rapida ed economica indagine a quanti operano nel campo del controllo di processo, dei sistemi di condizionamento, del comportamento termico di apparecchiature elettrotecniche o di dispositivi circuitali.

La precisione fondamentale in c.c. è dello 0.1% mentre la precisione in temperatura è di 3 °C ± 1 cifra in un campo da - 20 °C a + 300 °C.

Fluke
SISTREL - CINISELLO B.

MOS SSR accoppiati otticamente

La Theta-J ha sviluppato un'altra serie di relé allo stato solido (SSR) ad accoppiamento ottico, denominati OptoMOS.

La nuova tecnologia, combinata con le tecniche delle fibre ottiche, fotovoltaiche e MOS di potenza, offre notevoli vantaggi rispetto ai relé reed convenzionali, agli optoaccoppiatori, ai transistor di potenza e ai tiristori.

L'OFM-1A, per esempio, può commutare segnali di 250 mA c.c. o c.a. (compresi i segnali RF) fino a 300 V con frequenze di switching di 10 kHz. L'OFM-2A, con una capacità di 60V/500mA c.a./c.c., è anche disponibile nella configurazione C (SPDT).

Il tipo con la forma C verrà designato con la sigla OFM-2C e può sopportare fino a 40 V.

Confrontato con i relé reed, l'OptoMOS è più veloce, più piccolo, molto più affidabile e può essere pilotato più facilmente dalla logica. Inoltre esso può sopportare una potenza molto maggiore e non ha offset termico.

Confrontato con gli accoppiatori ottici, il relé OptoMOS commuta correnti e

tensioni più grandi e, siccome non presenta un offset di tensione, può commutare anche livelli di millivolt.

Inoltre il rapporto di trasferimento effettivo è 10 volte maggiore di quello degli accoppiatori.

Diversamente da transistori, dai tiristori o dagli SSR convenzionali, l'OptoMOS non può subire trigger falsi. Inoltre la velocità di switching controllate eliminano totalmente l'RFI di switching.

Infine il limitatore di corrente incorporato elimina la necessità di limitare le correnti di spunto con i carichi induttivi, o capacitivi o con le lampade.

OptoMOS viene fornito in un package DIP a 6 pin convenzionale.

Theta-J
SYSCOM ELETTRONICA - CINISELLO B.

Dissipatore per package DIP

La Ideal Outil produce per gli utenti di circuiti integrati in DIP un dissipatore per DIP costruito in rame-berillio, che raffredda il componente per mezzo di flusso d'aria e mantiene la propria posizione anche muovendo la piastra.

Esso previene surriscaldamenti nel caso di saldatura a mano, nonché nel caso di saldatura ad onda.

Le prestazioni di questo attrezzo sono di particolare aiuto sia in fase di piccole produzioni di laboratorio, che durante la manutenzione e la sostituzione di C.I. su piastre operanti in macchine.

Ideal Outil
ESCO ITALIANA - MILANO

Stadio di uscita ad alto guadagno

L'L149 della SGS-ATES è un booster di potenza monolitico per impieghi generali, in package Pentawatt, che consiste in uno stadio di uscita con darlington quasi-complementari con il sistema di polarizzazione associato e la facilità di inibizione.

Le caratteristiche del circuito sono: alta corrente di uscita (4 A di picco), alto guadagno di corrente (10.000 tipico), funzionamento fino a ± 20 V, protezione termica, protezione contro i cortocircuiti, funzionamento entro SOA.

Il dispositivo è ideale per l'impiego come amplificatore operazionale all'interno di una configurazione a loop chiuso per aumentare la corrente di uscita.

Valori tipici sono una potenza di uscita di 20 W, una distorsione dello 0,5%, una resistenza di carico di 4 Ω e una tensione di alimentazione di 32 V.

SGS-ATES - AGRATE BR.

È in edicola il nuovo numero.

NOVITA'

**Bitest,
la maxi-prova
del CBM 3032**

- **Corso sul Pascal**
- **Caccia all'U-Boot**
- **Scacchi e computer**
- **Programmatore d'Eprom**
- **Programmi per Apple, Pet e Nanocomputer**
- **Musica elettronica e microcomputer**
- **Prezzi e caratteristiche dei "Single board"**



UNA PUBBLICAZIONE
DEL GRUPPO EDITORIALE JACKSON

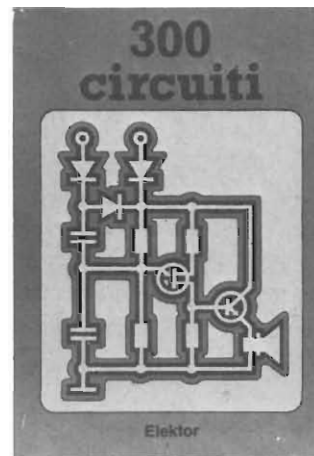


LIBRERIA ELEKTOR

300 Circuiti

Il libro raggruppa 300 articoli in cui vengono presentati schemi elettrici completi e facilmente realizzabili, oltre a idee originali di progettazione circuitale. Le circa 270 pagine di *300 Circuiti* vi ripropongono 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.

L. 12.500 (Abb. L. 11.250)



Selezione di progetti elettronici

Il libro comprende una selezione dei più interessanti progetti pubblicati sulla rivista originale olandese, fra i quali: Orologio digitale versatile - Display universale - Ricevitore sincrodina privo di avvolgimenti per onde medie e lunghe - Mini hi-fi stereo - Giochi elettronici - Luci di "stop" per automodelli - Alimentatore per auto - L'orologio rumoroso - Indicatore per i fusibili - Preamplificatore per i giradischi - Candela elettronica - Recip-RIAA - Bilancia per lo stilo - Amplificatore d'antenna sintonizzabile - Amplificatore miniatura - Orologio MOS 5314 - Sistema migliorato a 7 segmenti per orologi MOS - Calibratore universale - Fischio per modelli di treni - Fischio "a vapore" - L'amplificatore Edwin - Aggiunte al TV tennis - Calendario elettronico - Compressore audio - Antifurti per autovetture - Simulatore di segnali orari - Temporizzatore per luci.

L. 9.000 (Abb. L. 8.100)

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA da inviare alla J.C.E - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (Mi)

SCONTO 10%
AGLI ABBONATI

Nome _____

Cognome _____

Via _____ N. _____

Città _____ Cap. _____

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende) _____

Data _____ Firma _____

- Inviatemi i seguenti volumi
 Pagherò al postino l'importo indicato più le spese di spedizione.
 Allego assegno n° _____ di L. _____
(in questo caso la spedizione è gratuita)
 Abbonato Non Abbonato

N. _____ 300 Circuiti

L. 12.500 (Abb. L. 11.250)

N. _____ Selezione di progetti elettronici

L. 9.000 (Abb. L. 8.100)

e la praticità?... e...

MISURATORE DI CAMPO PANORAMICO CON VIDEO EP 736

Misuratore di campo portatile con alimentazione mista CA a 220 V CC a 12 V con batteria e carica batteria incorporate. Possibilità di esplorazione panoramica delle bande VHF e UHF.

- Campo di frequenza
48 ÷ 82 — 170 ÷ 230 e 470 ÷ 860 MHz.
- Sensibilità da 26 a 130 dB μ V
(20 μ V — 3 V).
- Uscita del segnale video.



MISURATORE DI CAMPO CON VIDEO EP 734

Misuratore di campo portatile con alimentazione mista CA a 220 Vcc a 12 V con incorporate batteria e carica batteria.

- Campo di frequenza
48 ÷ 82 — 170 ÷ 230 e 470 ÷ 860 MHz.
- Sensibilità da 26 a 130 dB μ V
(20 μ V — 3 V).

**POCHE PAROLE E
MOLTI FATTI!
QUESTA E'
L'UNAOHM**

STABILIMENTO - UFFICI ASSISTENZA:

UNAOHM della START S.p.A.

Via G. Di Vittorio 45 - 20068 PESCHIERA BORROMEO (MI)
Telefoni (02) 5470424 (4 linee) - Telex - UNAOHM 310323
Indirizzo Telegrafico: UNAOHM Milano

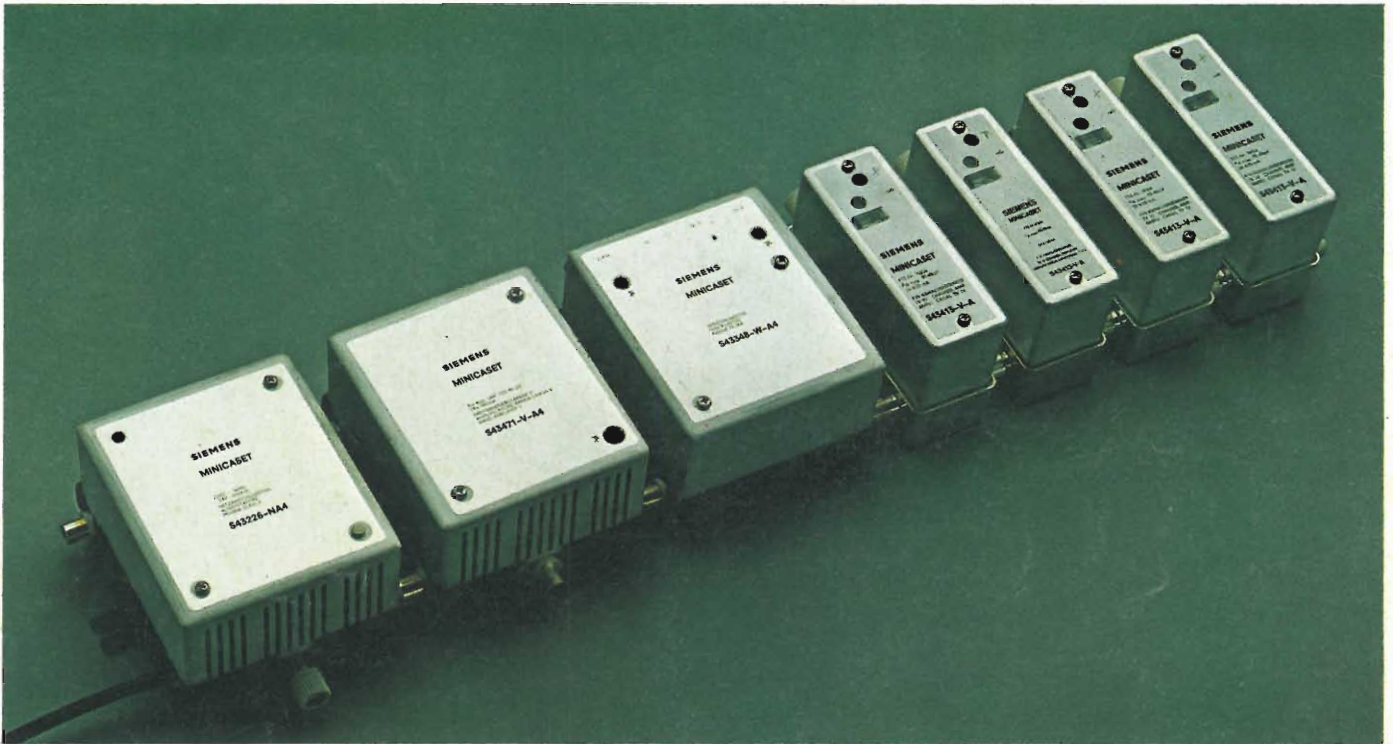
UFFICI COMMERCIALI:

UNAOHM della START S.p.A.

Via F. Brioschi, 33 - 20138 MILANO
Telefoni (02) 8322852 (4 linee) - Telex - UNAOHM 310323
Indirizzo Telegrafico: UNAOHM Milano

SIEMENS

primo, secondo, terzo, svizzera, montecarlo... ma anche: tele x, tele y, tele z, eccetera



Con i nuovi elementi minicaset "si prendono" tutte le TV private!

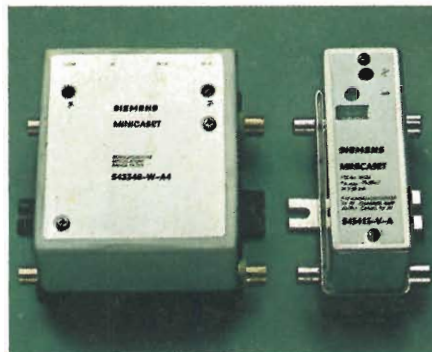
Per soddisfare ogni esigenza nel settore della ricezione televisiva pluricanale, la Siemens ha progettato una serie di nuovi elementi che completano il suo sistema "minicaset", già noto e apprezzato nel campo degli impianti centralizzati d'antenna. Tali elementi consentono di ricevere e di amplificare adeguatamente i segnali delle TV private.

Il nuovo centralino minicaset e le sue eccezionali prestazioni

In un complesso organico e compatto, il nuovo centralino "minicaset" assicura le seguenti prestazioni:

- la selezione dei canali da ricevere

- la regolazione dei livelli dei segnali d'antenna
- il by-passaggio dei segnali d'antenna (da una sola antenna è quindi possibile - con una perdita esigua - prelevare più segnali da utilizzare contemporaneamente)
- la preamplificazione canalizzata con taratura del canale prescelto sul



- luogo d'impianto
- la conversione dei programmi non compatibili
- la miscelazione direzionale dei canali distribuiti
- l'amplificazione totale attraverso la differenziazione delle bande VHF/UHF
- la regolazione indipendente dei livelli di banda
- la distribuzione contemporanea lineare di oltre 25 canali.

Il nuovo centralino "minicaset" Siemens mette in grado l'installatore di risolvere qualsiasi problema di impianto e garantisce all'utente la ricezione di ogni segnale.

Per qualsiasi informazione, vi preghiamo di rivolgervi direttamente alla Siemens Elettra S.p.A., 20124 Milano, Via Fabio Filzi 25/A, Tel. (02) 6248
Divisione sistemi e componenti elettronici - Reparto A 202

nuovi componenti minicaset: per chi vuole un'antenna che "prende" tutto!