

SELEZIONE DI TECNICA 7/8

LUGLIO/AGOSTO 1980

RADIO TV HI-FI ELETTRONICA

L. 3000*

Generatore di onde quadre da 0,1 Hz a 1 MHz • Timer digitale per camera oscura • La musica elettronica • Regolatore fisiologico dell'intensità di luce • Costruiamo un bug elettronico a CMOS • Corso di elettronica digitale e calcolatori • Analisi della registrazione magnetica • Schede riparazione TV

**NUMERO
DOPPIO
200
pagine**

**TPS-L2
l'impianto
HI-FI
in tasca**

**Multimetro
numerico
3 1/2 cifre**



Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70



**CUFFIE HI-FI PROFESSIONALI
UN RAPPORTO QUALITÀ PREZZO
INEGUAGLIABILE**

Mod. HD-830

La cuffia confortevole, leggera ed elegante per l'amatore esigente.
Risposta di frequenza: 18÷22.000 Hz
Impedenza: 8 Ω
Potenza massima: 0,5 W
Trasduttore dinamico con membrana in MYLAR
Auricolari in tessuto
Cordone estensibile
RP/1214-00

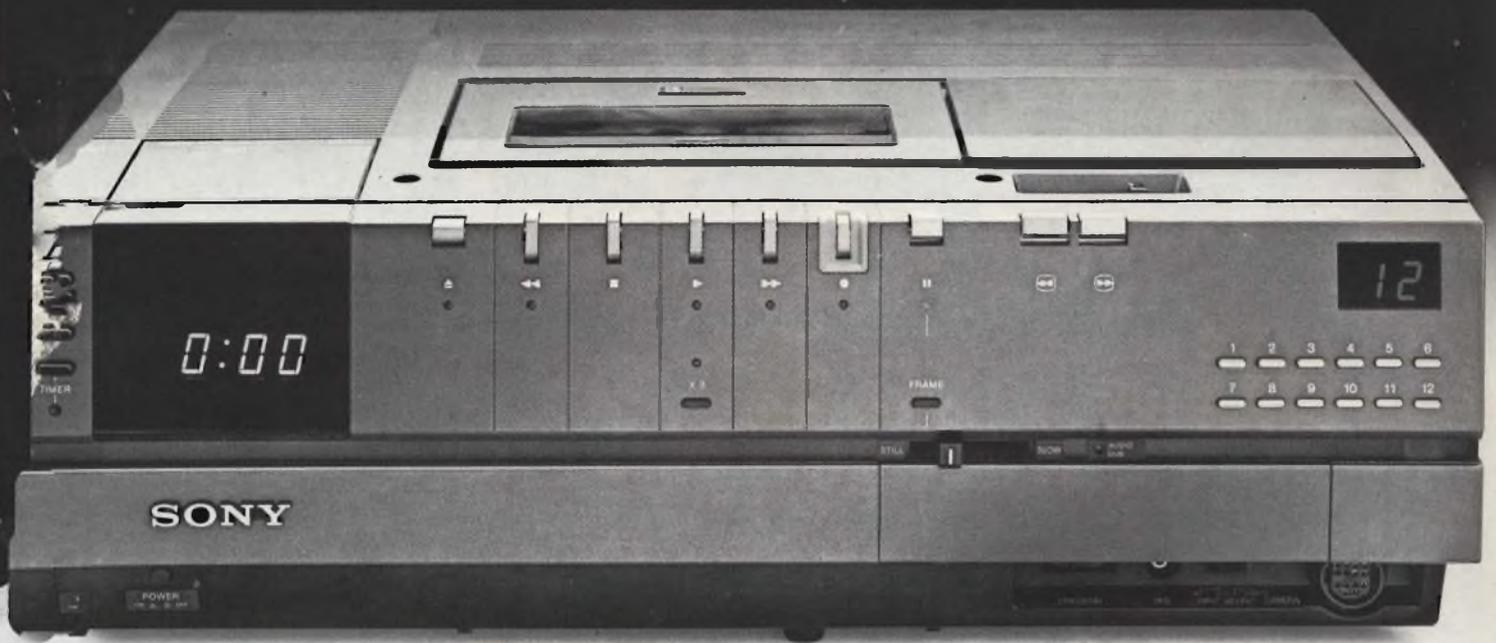
Mod. AH-501

Extra piatta, leggera, elegante, confortevole, grande dinamica sonora, archetto imbottito, cuscinetti degli auricolari extra morbidi, costruzione in alluminio.
Risposta di frequenza: 25-18.000 Hz.
Impedenza: 8 Ω
Potenza max.: 0,3 W
Trasduttore: 2 1/4" in MYLAR
Cordone estensibile
RP/1210-00

Mod. HD-880

L'unica cuffia ultra leggera che vi consente un'ascolto prolungato senza fatica con prestazioni fantastiche.
Risposta di frequenza: 15÷24.000 Hz
Impedenza: 25 Ω
Potenza massima: 0,3 W
Trasduttore dinamico con membrana in MYLAR
Magnete: Samario/Cobalto
Peso: 140 gr senza cavo
Cordone estensibile
RP/1215-00

SONY "MOVIOLA"



Il nuovo videoregistratore a colori Betamax SL-C7 offre in più anche le funzioni della moviola: grazie al "picture search," si può comandare

il movimento accelerato delle immagini registrate in avanti

o indietro per identificare in pochi attimi le sequenze che interessano.

Non più ricerche "al buio" col contametri, ma ricerca visiva più rapida e più fluida. Ha il "freeze frame" che blocca l'immagine e permette di studiarla

L'eccezionale controllo a distanza trasforma un comune televisore in un televisore telecomandato.



quanto si vuole, lo "slow motion" per vedere al rallentatore un goal, un passo di danza, un servizio vincente; il timer a 14 giorni e a 4 canali che programma le registrazioni con due settimane d'anticipo; ha il playback a 5 velocità,

AVANTI O INDIETRO

SONY

E' SEMPRE AVANTI.

il collegamento a videotelecamera a colori, il doppiaggio audio, il segnale di fine nastro, i microcomputer e i nuovi moduli IC, il motore a trazione diretta, a due fasi. Cioè tutto quello che significano 20 anni di esperienza e di costante ricerca.

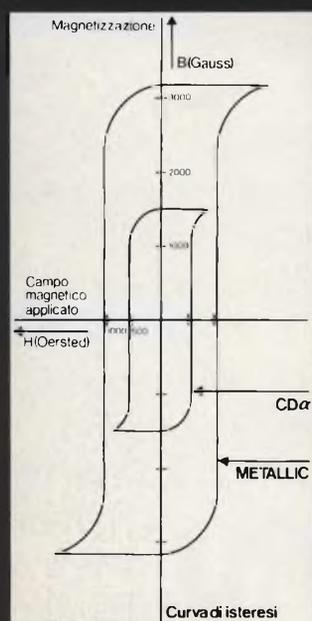
SONY

Betamax[®] **SL-C7**

La memoria della televisione. Seconda generazione.

SONY[®] METALLIC 46

i nuovi confini della purezza



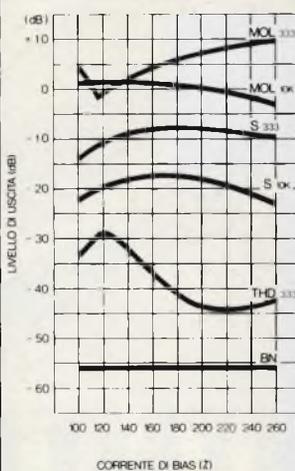
SONY METALLIC DATI DI PROVA

Velocità di scorrimento nastro : 4,8 cm/s
Altezza della traccia : 1,5 mm
Traferro testine di registrazione : 2 μm
Livello di riferimento : 0 dB - 250 nWb/m
Equalizzazione : 3180 μs + 70 μs (METALLIC, FeCr e CDα)

TERMINOLOGIA

MOL 333 (Max output Level) : massimo livello d'uscita a 333 Hz con distorsione armonica di terzo ordine del 3%
MOL 10K (Max output Level) : massimo livello d'uscita a 10 kHz
S 333 : sensibilità a 333 Hz
S 10K : sensibilità a 10 kHz
THD 333 (Third order harmonic distortion) : Distorsione armonica di terzo ordine a 333 Kz
BN ((Bias noise) : Rumore di Bias misurato secondo lo standard NAB (valore pesato).

SONY METALLIC



Compact Cassette SONY METALLIC. Un nastro rivestito da particelle di metallo purissimo, anziché di ossido: per una risposta in frequenza ed una dinamica eccezionali, un ottimo rapporto segnale/disturbo e una distorsione estremamente bassa. Protetto da un contenitore le cui parti mobili interne presentano superiori caratteristiche meccaniche: portanastro antioscillazione a due spessori e lamine antiattrito. Per riproduzioni di altissima qualità sui Decks SONY predisposti ai nastri metal.

Sony: 6 tipi di nastro per un più alto rendimento ad ogni livello di impianto.

CHF

60/90/120 - BIAS: normale/EQ: normale.

Per parlato. Eccellente anche con registratori di meccanica semplice.

BHF

60/90 - BIAS: normale/EQ: normale.

Parlato e musica. Ottima resa anche con apparecchi non dotati di selettori Bias e EQ.

AHF

60/90 - BIAS: normale/EQ: normale.

Per musica. Alta densità magnetica e forza coercitiva. Migliore gamma dinamica con ridotta distorsione in uscita.

CDα

60/90 - BIAS: high/EQ: Cr 0₂.

Per apparecchi di qualità. Elevata stabilità, forza coercitiva e densità magnetica. Soppressione del sibilo, distorsione molto ridotta.

FeCr

60/90 - BIAS: normale/EQ: FeCr.

Per registrazioni musicali di alta qualità, anche dal vivo. Due strati a coercitività differenziata. Gli alti sono senza distorsione. Medi e bassi di eccezionale linearità.

Metallic

46 - BIAS: metal/EQ: metal.

Per apparecchi di alto livello predisposti al metal. Coercitività doppia e magnetizzazione residua in misura ancora maggiore. Altissima risposta musicale.



ascolto,
dunque
SONY®

Black-out.

Può succedervi da un momento all'altro
adesso che l'energia è diventata un problema

Ma potete anche premunirvi.
Con i gruppi di continuità statici della Lea.



GC 100A - NB



GC 10 N

Mod. GC 100A - NB

Potenza resa	1000 VA
Potenza di spunto	1500 VA
Tensione d'uscita	220 V \pm 5%
Forma d'onda corretta con distorsione inferiore al 5%	
Tempo d'intervento	= nullo
Autonomia da 40' a 1h 30 (secondo il tipo di accumulatore)	

GC 10 N

Potenza resa	100 VA
Forma d'onda	quadra
Tempo d'intervento	1/50 sec.
Autonomia	45'

**Ogni qualvolta la mancanza dell'energia elettrica di rete
pregiudica un servizio, c'è un gruppo di continuità Lea
a risolvere il problema**

Produciamo modelli da 50 a 2000 VA
ad onda sinusoidale o quadra,
nei tipi "short break" e
"no break".



L.E.A. snc
via Staro, 10
20134 Milano
Tel. 21 57 169 - 21 58 636

78

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: Lucio Biancoli - Paolo Bozzola - Filippo Pipitone -
Lodovico Cascianini - Sandro Grisostolo - Giovanni Giorgini -
Adriano Ortile - Amadio Gozzi - Gloriano 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

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. 2.000

Numero arretrato L. 3.000

Abbonamento annuo L. 20.000

Per l'Estero L. 30.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.
Via V. Monti, 15 - 20123 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 8

TEST-LAB

Generatore di onde quadre
da 0,1 Hz a 1 MHz 19

TOP-PROJECT

Autoradio Digitale AM/FM-stereo - V parte 31

Timer digitale per camera oscura 35

Multimetro numerico da 3¹/₂ cifre - I parte 45

ELECTRONIC MUSIC

La musica elettronica - VI parte 53

La musica elettronica "Effetti speciali" 65

INDUSTRIAL ELECTRONIC

Regolatore "fisiologico" dell'intensità di luce 73

MARKET

Sony TPS - L2 l'impianto HI-FI in tasca -
I parte 80

µCOMPUTER

Digitale-microcomputer-Teoria dell'Encoding
Digitale - II parte 87

RADIO & HF

Costruiamo un bug elettronico a CMOS -
I parte 99

KIT

Millivoltmetro-voltmetro LCD a film spesso 113

SPECIAL QTC

Radiocomunicazioni Radiodiffusione
Radionautica 121

CORSO DI ELETTRONICA DIGITALE E CALCOLATORI - VII parte

144

VIDEO & AUDIO

Analisi della registrazione magnetica -
I parte 155

Tutto sulle telecamere - III parte 169

RADIO TV SERVICE

Assistenza TV e impianti d'antenna 181

SCHEDE RIPARAZIONE TV

185

NUOVI PRODOTTI

188

newsletter

Un anno sperimentale per il teletext in Olanda

Un esperimento di Teletext ha preso avvio in Olanda il 1° aprile scorso. Durerà un anno.

Nel settembre del 1981, afferma una nota diffusa dall'agenzia Reuters, la Central Broadcasting deciderà se introdurre il sistema su scala nazionale com'è nei suoi progetti oppure se procedere diversamente.

Per l'esperimento sono stati messi in vendita 600 apparecchi televisivi adatti alla ricezione delle informazioni.

Questi riguarderanno per lo più l'economia e lo sport.

Il punto ufficiale sulla Voxson

"In quattro anni il fatturato della Voxson è passato dai 13 miliardi del '75 ai 57 del '79 e contiamo di superare il tetto dei 90 miliardi entro quest'anno". Lo ha dichiarato il presidente della società, Amedeo Ortolani, aggiungendo che "entro l'81 la Voxson conta di produrre annualmente 200 mila televisori a colori, attraverso le ricerche e l'adozione di varie formule operative".

Nel 1979, intanto la Voxson ha prodotto 63 mila televisori, ponendosi in tal modo al settimo posto fra tutti i produttori, sia nazionali che esteri, operanti in Italia, coprendo così il 5,28% della quota di mercato, mentre per l'80 si prevede, secondo calcoli elaborati degli stessi esperti del settore, un salto al quinto posto in assoluto, e al terzo come produttore nazionale, con un incremento da 63 a 92 mila apparecchi.

Le stime che prevedono quest'anno una produzione totale in Italia di circa 1.630.000 Tv color, contro 1.194.000 prodotti nel 1979 sono considerate dal presidente della Voxson eccessivamente ottimistiche in quanto si basano sul prevedibile aumento delle vendite in vista delle Olimpiadi, e non tengono conto di alcune pesanti giacenze di magazzino.

"Per quanto riguarda la Voxson, invece, in base ai risultati del primo bimestre - afferma Ortolani - che si raggiungerà il tetto dei 98 mila televisori in quanto le vendite all'estero sono tutte su contratti con consegne prefissate, il che ci consente di programmare la produzione nella certezza dei mercati di sbocco".

"Circa i programmi futuri - ha sostenuto - puntiamo decisamente ad un fatturato composto al 30% dell'elettronica professionale da realizzarsi entro il prossimo quinquennio e in particolare nel campo della telematica o meglio dell'informatica distribuita".

Alleanza Pioneer/Philips

A giugno la Pioneer Electronic Corp. inizierà a vendere negli Stati Uniti un videodisc player per il mercato consumer. Il sistema sarà messo in commercio ad un costo di 749 dollari e la società prevede di venderne da 2000 a 3000 esemplari al mese.

Il videodisco costruito dalla Pioneer si rifà alla tecnologia sviluppata dalla Philips che usa i raggi laser per la lettura dei dischi. Prima di selezionare il sistema della casa olandese la Pioneer ha valutato a fondo l'alternativa RCA e di altri preferendo l'apparecchio della Philips per i maggiori requisiti da questo offerte.

Un freno all'import di TVC gialli

La CEE è dell'avviso di sostituire l'attuale sistema dei controlli alle frontiere nazionali con un meccanismo più snello ed automatico all'importazione di TVC e tubi dal Giappone: il contingentamento. La restrizione mirerebbe a cristallizzare l'attuale status quo in modo da dare ossigeno all'industria europea e permetterle di riorganizzarsi e rinnovarsi con la dovuta razionalità. Il Giappone produce annualmente 10 milioni di TVC e 14 milioni di tubi ma consuma internamente soltanto 6 milioni di televisori. Se il provvedimento passerà e verrà fatto osservare di fatto il Giappone dovrà cercarsi sbocchi diversi dall'Europa e dagli USA.

La Matsushita in Italia

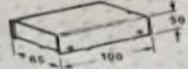
La più grossa fabbrica giapponese di apparecchiature elettrotecniche, la Matsushita, che produce gli apparecchi radiotelevisivi Panasonic, ha costituito una nuova società commerciale a Milano e prevede di vendere in Italia televisori per 35 miliardi di lire all'anno.

Un portavoce della società giapponese ha annunciato l'apertura anche di altre due società commerciali una in Argentina ed una in Inghilterra, che portano così a 31 il numero delle ditte di distribuzione della Matsushita all'estero.

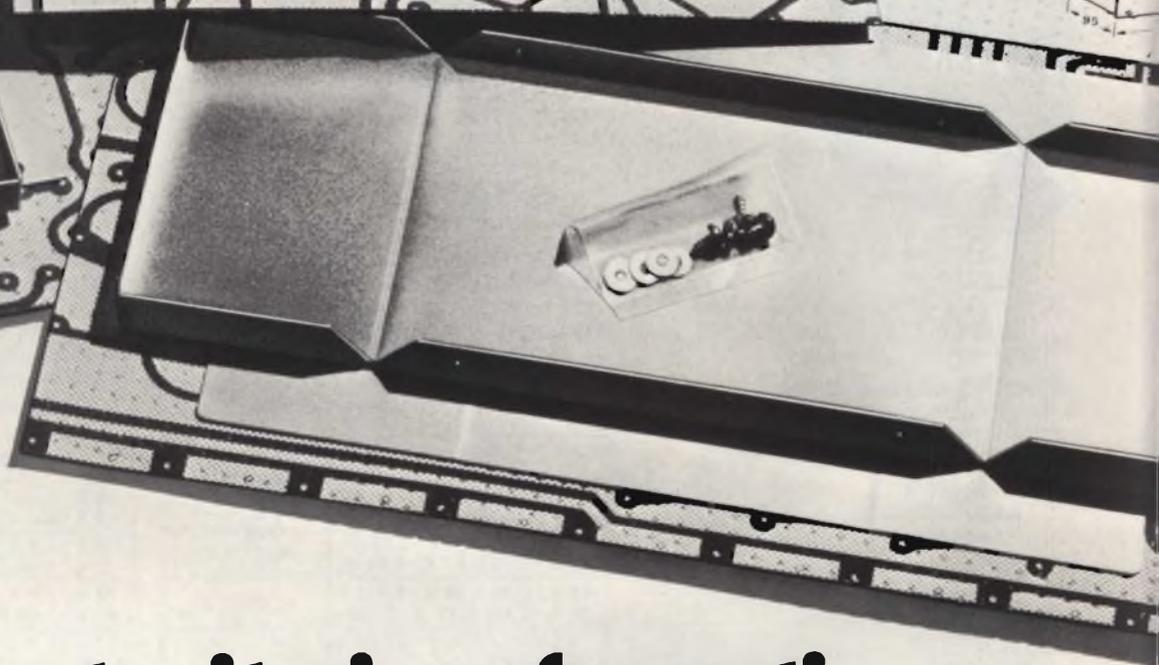
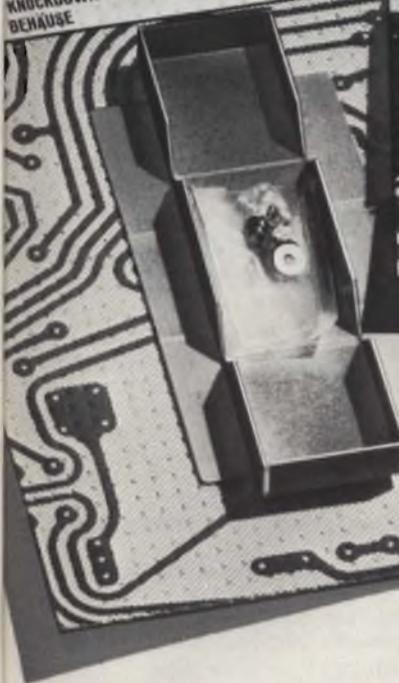
KS 604

Kuttiuskit

CONTENITORE PREFORMATO
COFFREY PLIABLE
SEMI-KNOCKDOWN CABINET
FALT BEHAUSE



TORE PREFORMATO
Y PLIABLE
KNOCKDOWN CABINET
BEHAUSE



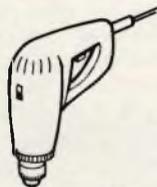
Kuttiuskit



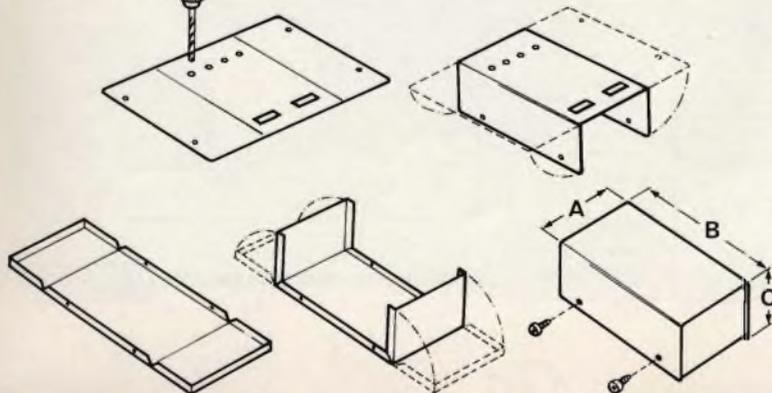
Job Line

Contenitori preformati in alluminio anodizzato

Kuttiuskit



Come si realizza il contenitore

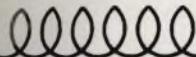


MODELLO	A	B	C
KS 600	35	60	45
KS 602	50	80	45
KS 604	65	100	50
KS 606	80	120	55
KS 608	95	140	60

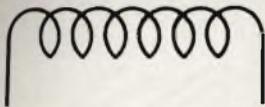
DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

Transformers
and coils EICT



G.B.C.
italiana



TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE A NORME IEC



15 VA

TERMINALI A SALDARE IN OTTONE STAGNATO

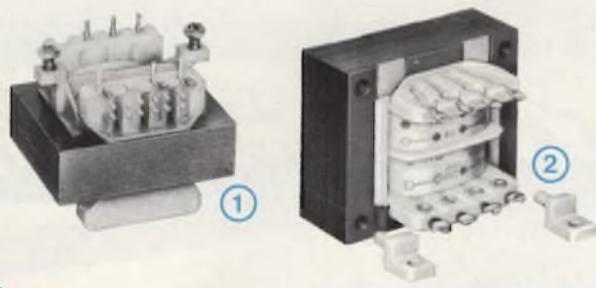
Varie possibilità di fissaggio con **quattro squadrette in nylon HT/3736-95** inserite nel pacco del trasformatore.

Ingombro massimo: 57 x 48 x 48 mm

ENTRATE: 110/220 V serie/parallelo



USCITE	CODICE G.B.C.
6 V - 2,5 A; 2 x 6 V - 1,25 A 12 V - 1,25 A	HT/3736-10
12 V - 1,25 A; 2 x 12 V - 0,625 A 24 V - 0,625 A	HT/3736-30
15 V - 1 A; 2 x 15 V - 0,5 A 30 V - 0,5 A	HT/3736-40
18 V - 0,83 A; 2 x 18 V - 0,416 A 36 V - 0,416 A	HT/3736-50



6 VA

TERMINALI A SALDARE IN OTTONE STAGNATO

Varie possibilità di fissaggio con **due squadrette in nylon HT/3731-50** inserite nel pacco del trasformatore

Ingombro massimo: 48x40x43 mm

ENTRATE: 110/220 V serie/parallelo



USCITE	CODICE G.B.C.
6 V - 1 A; 12 V - 0,5 A 6 V - 0,5 A/6 V - 0,5 A	HT/3731-01
12 V - 0,5 A; 24 V - 0,25 A 12 V - 0,25 A/12 V - 0,25 A	HT/3731-02
24 V - 0,25 A; 48 V - 0,125 A 24 V - 0,125 A/24 V - 0,125 A	HT/3731-03
6 V - 0,3 A; 12 V - 0,3 A 18 V - 0,3 A	HT/3731-05
6 V - 0,2 A; 24 V - 0,2 A 30 V - 0,2 A	HT/3731-06
9 V - 0,6 A; 18 V - 0,3 A 9 V - 0,3 A/9 V - 0,3 A	HT/3731-07

30 VA

TERMINALI A SALDARE IN OTTONE STAGNATO

Varie possibilità di fissaggio con **quattro squadrette in nylon HT/3740-95** inserite nel pacco del trasformatore.

Ingombro massimo: 68x58x60 mm

ENTRATE: 110/220 V serie/parallelo



USCITE	CODICE G.B.C.
6 V - 5 A; 12 V - 2,5 A 6 V - 2,5 A/6 V - 2,5 A	HT/3740-10
9 V - 3,3 A; 18 V - 1,65 A 9 V - 1,65 A/9 V - 1,65 A	HT/3740-20
12 V - 2,5 A; 24 V - 1,25 A 12 V - 1,25 A/12 V - 1,25 A	HT/3740-30
15 V - 2 A; 30 V - 1 A 15 V - 1 A/15 V - 1 A	HT/3740-40
18 V - 1,7 A; 36 V - 0,75 A 2x18 V - 2x0,85 A	HT/3740-50
24 V - 1,2 A; 48 V - 0,6 A 2x24 V - 2x0,6 A	HT/3740-60

1 VA

TERMINALI A SALDARE PER C.S.

Il fissaggio orizzontale presenta un'elevata resistenza alle vibrazioni ed agli urti.

Ingombro massimo: 33x27x30 mm

ENTRATE: 220 V



USCITE	CODICE G.B.C.
6 V - 200 mA	HT/3568-00
9 V - 130 mA	HT/3568-01
12 V - 100 mA	HT/3568-02
15 V - 80 mA	HT/3568-03
24 V - 50 mA	HT/3568-04
2x15 V - 2x40 mA	HT/3568-06
2x20 V - 2x30 mA	HT/3568-07

2 VA

TERMINALI A SALDARE PER C.S.

Il fissaggio orizzontale presenta un'elevata resistenza alle vibrazioni ed agli urti.

Ingombro massimo: 39x33x32 mm

ENTRATE: 220 V



USCITE	CODICE G.B.C.
6 V - 400 mA	HT/3572-00
9 V - 250 mA	HT/3572-01
12 V - 200 mA	HT/3572-02
15 V - 160 mA	HT/3572-03
24 V - 100 mA	HT/3572-04
2x15 V - 2x85 mA	HT/3572-06
2x20 V - 2x65 mA	HT/3572-07

10 VA

TERMINALI A SALDARE IN OTTONE STAGNATO

Varie possibilità di fissaggio con **quattro squadrette in nylon HT/3731-50** inserite nel pacco del trasformatore.

Ingombro massimo: 57x48x51 mm

ENTRATE: 110/220 V serie/parallelo



USCITE	CODICE G.B.C.
6 V - 1,6 A; 12 V - 0,8 A 6 V - 0,8 A/6 V - 0,8 A	HT/3734-01
12 V - 0,8 A; 24 V - 0,4 A 12 V - 0,4 A/12 V - 0,4 A	HT/3734-02
24 V - 0,4 A; 48 V - 0,2 A 24 V - 0,2 A/24 V - 0,2 A	HT/3734-03
6 V - 0,55 A; 12 V - 0,55 A 18 V - 0,55 A	HT/3734-04
6 V - 0,33 A; 24 V - 0,33 A 30 V - 0,33 A	HT/3734-05
9 V - 1,1 A; 18 V - 0,55 A 9 V - 0,55 A/9 V - 0,55 A	HT/3734-06

50 VA

TERMINALI A SALDARE IN OTTONE STAGNATO

Varie possibilità di fissaggio con **quattro squadrette in nylon HT/3744-95** inserite nel pacco del trasformatore.

Ingombro massimo: 75 x 63 x 71 mm

ENTRATE: 110/220 V serie/parallelo



USCITE	CODICE G.B.C.
12 V - 4,16 A; 2x12 V - 2,08 A 24 V - 2,08 A	HT/3744-30
15 V - 3,33 A; 2x15 V - 1,66 A 30 V - 1,66 A	HT/3744-40
18 V - 2,77 A; 2x18 V - 1,38 A 36 V - 1,38 A	HT/3744-50
24 V - 2,08 A; 2x24 V - 1,04 A 48 V - 1,04 A	HT/3744-60



DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE TOROIDALI

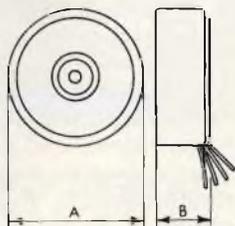


CARATTERISTICHE GENERALI

- Basso flusso disperso
- Alto rendimento
- Assenza di ronzio
- Dimensioni ridotte

Corredati di:
1 rondella metallica
2 dischi isolanti
1 vite

ENTRATE: 220 V



POTENZA (VA)	DIMENSIONI (mm)		PESO (kg)
	A	B	
50	70	40	0,9
80	90	30	1
120	90	40	1,2

USCITE			CODICE G.B.C.
50 VA			
6 V - 8,32 A	2x6 V - 4,16 A	12 V - 4,16 A	HT/3304-00
9 V - 5,54 A	2x9 V - 2,77 A	18 V - 2,77 A	HT/3304-01
12 V - 4,16 A	2x12 V - 2,08 A	24 V - 2,08 A	HT/3304-02
15 V - 3,33 A	2x15 V - 1,66 A	30 V - 1,66 A	HT/3304-03
18 V - 2,77 A	2x18 V - 1,38 A	36 V - 1,38 A	HT/3304-04
24 V - 2,08 A	2x24 V - 1,04 A	48 V - 1,04 A	HT/3304-05
80 VA			
6 V - 13,32 A	2x6 V - 6,66 A	12 V - 6,66 A	HT/3305-00
9 V - 8,88 A	2x9 V - 4,44 A	18 V - 4,44 A	HT/3305-01
12 V - 6,66 A	2x12 V - 3,33 A	24 V - 3,33 A	HT/3305-02
15 V - 5,32 A	2x15 V - 2,66 A	30 V - 2,66 A	HT/3305-03
18 V - 4,44 A	2x18 V - 2,22 A	36 V - 2,22 A	HT/3305-04
24 V - 3,32 A	2x24 V - 1,66 A	48 V - 1,66 A	HT/3305-05
120 VA			
6 V - 20 A	2x6 V - 10 A	12 V - 10 A	HT/3306-00
9 V - 13,32 A	2x9 V - 6,66 A	18 V - 6,66 A	HT/3306-01
12 V - 10 A	2x12 V - 5 A	24 V - 5 A	HT/3306-02
15 V - 8 A	2x15 V - 4 A	30 V - 4 A	HT/3306-03
18 V - 6,66 A	2x18 V - 3,33 A	36 V - 3,33 A	HT/3306-04
24 V - 5 A	2x24 V - 2,5 A	48 V - 2,5 A	HT/3306-05
36 V - 3,32 A	2x36 V - 1,66 A	72 V - 1,66 A	HT/3306-06
48 V - 2,50 A	2x48 V - 1,25 A	96 V - 1,25 A	HT/3306-07

GRUPPI DI CONTINUITÀ



Nel caso di **interruzione della tensione di rete** questi gruppi automatici di continuità, a onda rettangolare, intervengono istantaneamente e l'apparecchio a 220 V - 50 Hz che state usando **continua a funzionare**.

CARATTERISTICHE GENERALI

Tensione di alimentazione: 220 Vc.a.
Tensione di uscita: 220 V - 50 Hz $\pm 5\%$
Temperatura ambiente: $-10 +55$ °C

POTENZA NOMINALE	TEMPO DI INTERVENTO	AUTONOMIA	MOD.	CODICE G.B.C.
60 VA	15 ms	60'	EM60P	HT/4650-00
100 VA	15 ms	30'	EM100	HT/4650-05
250 VA	15 ms	40'	EM250	HT/4650-10
100 VA	istantaneo	30'	ENB100	HT/4650-15

newsletter

La Thomson produrrà sistemi HI-FI in serie

La promessa è stata mantenuta. Nelle scorse settimane la Thomson ha iniziato a produrre, negli impianti di Moulin, i primi ampli-tuner. È la prima volta che un gruppo francese si lancia nella fabbricazione in serie di materiali di alta fedeltà. Il mercato era sempre stato dominato da cinque costruttori: Akai, Pioneer, Philips, Grundig e Thomson. Quest'ultima rivendeva però prodotti importati dal Giappone (Matsushita, IVC, Sanyo e NEC) sui quali essa applicava uno dei propri marchi commerciali (Thomson, Continental Edison, Brandt etc.). Durante il passato biennio la cose sono notevolmente cambiate e la Thomson ne ha approfittato per entrare direttamente affiancandosi alle piccole aziende nazionali specializzate in sistemi HI-FI di alta qualità. Un ruolo importante sarà svolto da uno stabilimento che la società ha a Singapore. "Non è possibile, ha detto un esponente della Thomson, controbattere i giapponesi e gli americani senza ispirarsi ai loro metodi". Il sistema ideato è un mix fra importazione e produzione, in parte compiuta in Francia e in parte nel sud-est asiatico.

Un orologio Omega a tasti sensoriali

Alla fiera dell'orologio svoltasi a Basilea nella metà di aprile la Omega ha presentato quella che essa definisce il primo orologio da polso a tasti sensoriali del mondo.

Per il trattamento dei segnali sensoriali esso si serve di un microprocessore C/MOS e di un particolare chip lineare. I programmi possibili sono nove e la loro attivazione avviene attraverso interventi sensoriali identificati da simboli.

Un display ai cristalli liquidi informa su ora, minuti, secondi, giorno e data più i seguenti altri programmi: cronografia, conto alla rovescia, allarme, suono delle ore, memorizzazione di alcune informazioni, etc.

L'apparecchio misura: 9 mm. di spessore, 35 mm. di lunghezza e 34 mm di larghezza.

La commercializzazione del nuovo sofisticato orologio inizierà in autunno ad un prezzo compreso fra 250-300 mila lire.

Cala all'1,2% la redditività dell'industria americana del consumer

Proseguendo nella tendenza in atto dalla metà degli anni Settanta, anche nel 1979 l'industria americana dei televisori ha visto ulteriormente assottigliarsi i suoi margini di profitto. A stento questi si mantengono ora attorno ad un livello pari all'1,2% delle vendite. Il dato lo si desume da una indagine-consuntivo svolta dalla International Trade Commission secondo la quale i profitti dei costruttori americani del settore sarebbero assommati nel 1979 a \$ 37 milioni, praticamente dimezzati rispetto a due anni prima. Ad una profittabilità dell'1,2% l'industria è arrivata da livelli dell'1,5% nel 1978, del 2,8% nel 1977 e del 3,7% nel 1976.

Una fabbrica Indesit nel Costa Rica per apparecchi radio

Sull'esempio di parecchie altre industrie anche la Indesit di Orbassano (Torino) si è convinta della convenienza ad investire in Paesi nei quali il costo del lavoro risulta molto basso. Ha scelto la Costa Rica: laggiù una giornata di lavoro viene a costare quanto un'ora di lavoro in casa nostra. L'azienda piemontese sta costruendo una fabbrica per la produzione di apparecchi radio e di altri piccoli elettrodomestici da riesportare verso i mercati europei. La produzione su scala prenderà il via nel 1981. Non è il solo impianto di fabbricazione progettato dalla Indesit al di fuori dei nostri confini. Un altro stabilimento è stato recentemente inaugurato negli USA, per la precisione nello Stato di New York per sfruttare l'elevata produttività e la bassa sindacalizzazione esistente in loco. Per la Indesit, fra le società di grossa dimensione meno verbose del nostro firmamento industriale, trattasi di approcci sostanzialmente nuovi e in linea con la politica di rinnovamento avviata dal suo presidente e fondatore, Armando Campione.

Un'industria polacca di tubi per TVC

Dopo sei mesi circa di prove la Polcolor, la principale società polacca di cinescopi, ha avviato la produzione in serie.

Quest'anno pensa di sfornare circa 80 mila tubi destinati in futuro a salire considerevolmente.

La Polonia programma infatti di arrivare nel più breve tempo ad milione di cinescopi, prodotti su licenza di società straniera.

VOLTMETRI DIGITALI DA PANNELLO 3½ DIGIT A LED E A LCD



VOLTMETRO DIGITALE DA PANNELLO 3½ digit LCD UK 476/W

Questo voltmetro digitale è la versione a cristalli liquidi degli indicatori UK 478 W o UK 479 W che impiega il display LED. Di base conserva tutte le eccellenti caratteristiche dei detti. Grande display (12,5 mm) LCD ad alto contrasto.

Alimentazione: 9 Vcc o +5 Vcc.
Fondo scala: da ±199,9 mV a ±19,99 V
Tecnologia ibrida a film spesso

L. 62.500



VOLTMETRO DIGITALE DA PANNELLO 3½ digit LED UK 478/W

È un voltmetro digitale a LED, eccezionalmente facile da utilizzare. Impiegato nella misurazione di tensioni debolissime, deboli o medie, da banco o da pannello. Versione con contenitore e commutatore di portata. Grande display (14 mm) LED ad alta efficienza.

Alimentazione: +5 Vcc.
Fondo scala: da ±199,9 mV a ±19,99 V
Tecnologia ibrida a film spesso

L. 58.000



VOLTMETRO DIGITALE DA PANNELLO 3½ digit LCD UK 477/W

Questo voltmetro digitale è la versione a cristalli liquidi degli indicatori UK 478 W o UK 479 W che impiega il display LED. Di base, conserva tutte le eccellenti caratteristiche dei detti. Versione senza contenitore e commutatore di portata. Grande display (12,5 mm) LCD ad alto contrasto.

Alimentazione: 9 Vcc. o + 5 Vcc.
Fondo scala: da ±199,9 mV a ±19,99 V
Tecnologia ibrida a film spesso.

L. 52.500



VOLTMETRO DIGITALE DA PANNELLO 3½ digit LED UK 479/W

È un voltmetro digitale a LED, eccezionalmente facile da utilizzare. Impiegato nelle misurazioni di tensioni debolissime, deboli o medie, da banco o da pannello. Versione senza contenitore e commutatore di portata. Grande display (14 mm) LED ad alta efficienza.

Alimentazione: + 5 Vcc.
Fondo scala: da ±199,9 mV a 19,99 V
Tecnologia ibrida a film spesso

L. 42.000

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana



Nuovi Criteri nell'organizzazione del lavoro.

Saperne di più sulle BUSINESS MACHINES SONY può migliorare notevolmente i tempi di lavoro, vostro o della vostra segretaria. Chiedetene documentazione a:
BUSINESS MACHINES SONY
Furman, Via Ferri, 6 - 20092 CINISELLO BALSAMO

Nome / Cognome _____

Posizione Aziendale _____

Ragione Sociale _____

Indirizzo dell'Azienda _____

CAP / Città _____

**questo tagliando
è forse l'ultima cosa
scritta a mano
dalla vostra segretaria**



SONY[®]
microregistratori/microcassette

nuova efficienza nel lavoro

Nuovi Criteri per il manager

Fino a 2 ore di appunti con il microregistratore SONY BM 520, ancora più piccolo e preciso, estremamente versatile con le sue due velocità. Una macchina nata per il lavoro (e non un semplice registratore magari ben miniaturizzato) che sta in tasca, nell'"executive", sul cruscotto dell'auto. Elimina tante ore di dettatura "a due".



Nuovi Criteri per l'ufficio

Completati di tutti gli accessori per un lavoro semplice e autonomo di segreteria, i compatti da tavolo SONY BM sono anche capaci di "ascoltare" direttamente una grande riunione, la visita di un cliente, la telefonata importante. Soprattutto comodi per dettare, riascoltarsi, dettare ancora, incidono microcassette che - a velocità ridotta - hanno un'autonomia di ben due ore.



efficienza,
dunque
SONY

Quello che aspettavi.



E' NATO

IL CLUB DEL MICROCOMPUTER

Sei un appassionato del microcomputer: vuol dire che hai una mente dinamica, perchè vuoi esplorare un campo dalle applicazioni inesauribili. Vuol dire che sei un entusiasta, perchè questa ricerca è fonte di soddisfazione e divertimento.

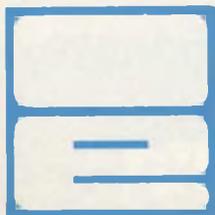
Ma hai un problema: COMUNICARE.

Come te, migliaia di appassionati di personal computer sentono l'esigenza di scambiarsi le informazioni, i consigli, i programmi; di mettere in comune le loro esperienze e i loro problemi, e di farlo rapidamente senza dover attendere mesi prima di avere una risposta.

Ecco perchè è nato il CLUB DEL MICROCOMPUTER: per imparare, divertirsi e essere amici.

L'iniziativa è promossa dalla Educator srl, che, incoraggiata dal successo ottenuto con La Scuola di Elettronica, ha ora creato questa associazione che oltre a essere un centro di raccolta e di smistamento delle informazioni attraverso un bollettino periodico, intende organizzare incontri e iniziative di comune interesse, accogliendo i suggerimenti e le idee di tutti i soci.

Se anche tu desideri comunicare e divertirti, allora sei interessato a questo Club. Spedisci subito il tagliando compilato e ti invieremo al più presto altre informazioni sui programmi e gli sviluppi del CLUB DEL MICROCOMPUTER.



EDUCATOR s.r.l.
20124 Milano
via Vittor Pisani 22
(02)6572815-6573050

*Desidero ricevere informazioni sul
CLUB DEL MICROCOMPUTER:*

Nome _____ Cognome _____ Età _____

Indirizzo _____

CAP _____ Città _____

Occupazione _____ Tel. (____) _____

newsletter

40 milioni di videodischi:

Un nuovo sistema videodisco del duo Matsushita Electric Industrial e Victor Japan Ltd. presenta una riduzione in termini di dimensioni di circa il 25% rispetto a quelli di RCA e Philips. Il nuovo sistema VHD-Video High Density dovrebbe venire commercializzato l'anno prossimo a circa 500 dollari mentre il costo del disco sarà di circa 15 dollari.

Durante il corrente decennio la Matsushita ritiene che potranno venire consumati circa 40 milioni di videodischi.

Uno stabilimento di terminali televisivi

La Sit-Siemens realizzerà a Catania uno stabilimento per la produzione di terminali per la televisione diretta via satellite.

La decisione fa parte di un pacchetto di iniziative a suo tempo concordate con la FLM, anche in relazione ai progetti di ricerca e sviluppo. Essa rientra inoltre nel programma di divisionalizzazione della società milanese alla ricerca di un migliore assetto e di nuovi sbocchi industriali e commerciali.

La Blaupunkt per l'auto

Nel 1979 la Blaupunkt (11500 persone, posseduta per il 75% dalla Robert Bosch e per il 25% dalla Bosch-Siemens di Stoccarda) ha introdotto sul mercato dei televisori con schermo da 67 cm al di sotto dei 100 W. La società offre una vasta linea di prodotti: dalle autoradio, il prodotto che ha lanciato la Blaupunkt sul mercato, ai sistemi audio e stereo per auto ivi compresi i sistemi ALI di aiuto alla guida delle auto.

Accordo Matsushita / JVC per videodisco

La Matsushita Electric e la Victor Company (controllata dalla prima) hanno deciso di adottare un formato comune per lo sviluppo dei videoregistratori a disco dopo avere svolto ricerche su sistemi diversi. L'accordo costituisce un passo importante sul sentiero della standardizzazione di un prodotto che dovrebbe diventare un grosso business nel corso degli anni Ottanta.

I videodischi fino ad ora ufficialmente annunciati diventano così tre: il Selectavision della RCA, il sistema ottico della MCA / Philips e il sistema electro-tracking della JVC.

Costituita la Sitronix

La Siemens AG ha completato dalla FMC Corp. l'acquisizione della Semiconductor Products Division, ossia di alcune linee per la produzione di semiconduttori di potenza al silicio e al selenio. Le attività sono state coltivate in una azienda di nuova costituzione, la Sitronix, una consociata al 100% della Siemens Corp. La Sitronix ha sede a Broomfield (Colorado) ed occupa circa 300 persone.

La JVC vince in Cina

Una gara indetta dalla Victor ed avente per oggetto la realizzazione nella Repubblica Popolare Cinese di uno stabilimento di TVC è stata vinta dalla Victor Company of Japan. Il valore dello stabilimento, attrezzato per produrre apparecchi da 13 a 21 pollici, supera i 4,16 milioni di \$. La capacità annua di assemblaggio è di circa 150 mila TVC, estendibile a 300 mila.

Caleranno del 4% i TVC nipponici

Quest'anno si valuta che l'industria giapponese produrrà il 4% di televisori in meno del 1979: 9.190.000 contro 9.540.000 apparecchi. Nello scorso anno la produzione aveva registrato un aumento del 7,5% sui precedenti 12 mesi. Al consumo nazionale sarebbero stati indirizzati nel 1979 circa 6,6 milioni di TVC, il 17% in più del '78 mentre nell'esportazione si sarebbe registrata una flessione del 7,2 %.

Accordo Victor-Torn EMI

Allo scopo di spianare la strada alla introduzione in Europa del suo sistema di home video/disc, la Victor Company of Japan ha concluso un accordo con la inglese Thorn-EMI. La scelta di questa società non è casuale nella strategia orchestrata dalla Victor. La Thorn-EMI ha infatti le capacità necessarie per produrre i dischi da usare nel sistema Victor. Con la discesa in campo della Victor Company, spalleggiata, dalla casa madre Matsushita, salgono a tre i pretendenti al mercato continentale dei videodischi. Gli altri sono Philips e RCA.



KITS ELETTRONICI

UK 355/C

TRASMETTITORE FM 60 ÷ 140 MHz UK 355/C

È adatto a coprire la gamma compresa fra 60 e 140 MHz, senza effettuare alcun cambio di bobine.

La sua potenza di uscita è regolabile fra 100 e 600 mW p.p. circa.

Gamma di frequenza: 60 ÷ 140 MHz

Alimentazione: 9-35 Vc.c.

Potenza d'uscita a 9 V: 100 mW

Potenza d'uscita a 35 V: 600 mW

Corrente assorbita: 18-55 mA

Impedenza d'ingresso: 47 kΩ



UK 85

AUTOMATIC RECORDING TELEPHON-SET UK 85

Un efficace dispositivo che permette di registrare automaticamente conversazioni telefoniche. La messa in funzione del registratore avviene automaticamente ogni volta che si solleva la cornetta del ricevitore telefonico.

Alimentazione: 110-125-220-240 Vc.a. 50/60 Hz. Consumo max: 55 mA. Impedenza d'uscita RECORDER: 1000 Ω.

Impedenza d'ingresso linea: 4 kΩ.

UK 85 W montato



UK 478W

VOLTMETRO DIGITALE DA PANNELLO 3 1/2 digit-LED UK 478 W montato

È un voltmetro digitale a LED a tre cifre e mezza, eccezionalmente facile da utilizzare. Può essere direttamente impiegato nelle misurazioni di tensioni debolissime, deboli o medie, da banco o da pannello. Può rappresentare il nucleo centrale di uno strumento più elaborato.

Versione con contenitore e commutatore di portata.

Progettato con l'ultima generazione di LSI a CMOS.

Grande display (14 mm) LED ad alta efficienza.

Alimentazione: + 5 Vc.c.

Fondo scala: da ± 199,9 mV a ± 19,99 V

Ingresso differenziale

Basso consumo: 0,7 W

Tecnologia ibrida a film spesso.



UK 406

SIGNAL TRACER PORTATILE UK 406

Strumento di praticissimo uso e di vastissima applicazione, adatto alla ricerca rapida di guasti in qualsiasi apparecchio radio o televisivo. Alimentazione: 9Vc.c. interna od esterna. Tensioni max applicabili alla sonda: 500 Vc.c., 50 Vp.p. Gamma di frequenza modulata in ampiezza al 30%: 100 kHz - 500 MHz. Sensibilità in RF: 10 mVeff. Impedenza d'uscita: 8 Ω. Sensibilità in BF: 3 - 30 - 100 - 300 - 1000 - 3000 mVeff.



UK 414W

BOX DI RESISTENZE UK 414 W montato

Complesso di resistenze commutabili dalla potenza di 1/3 di W, e del valore tra i terminali esterni, selezionabile tra 5 Ω ed 1 MΩ.

Serve altrettanto bene al professionista della riparazione, e a chi progetta circuiti elettronici.



UK 233

AMPLIFICATORE D'ANTENNA AM-FM PER AUTORADIO UK 233

Aumenta notevolmente la sensibilità di qualsiasi autoradio consentendo la ricezione di emittenti deboli o distanti.

Alimentazione: 12 Vc.c.

(negativo a massa)

Guadagno: OL, 11 ÷ 12 dB

OM/OC, 15 ÷ 18 dB

FM (88-108 MHz, 75 Ω) 14 ÷ 15 dB

Consumo: 6 mA



UK 993

GENERATORE DI RETICOLO UK 993

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 autonoma a batteria

Alimentazione: 9 Vc.c.

Assorbimento: 1,5 mA

Frequenza uscita: banda III



UK 821

OROLOGIO SVEGLIA DIGITALE UK 821

Di forma elegante e funzionale che si adatta con qualsiasi tipo di arredamento.

Alimentazione: 220 Vc a 50 Hz.

Base dei tempi: freq. rete

Quadrante: 24 ore

Assorbimento: 2 VA



Generatore di onde quadre da 0.1 Hz a 1 MHz

Ing. R. Fantinato

La tecnica digitale è stata sperimentata da quasi tutti gli amatori dell'elettronica; e il suo successo continua inarrestabile. Questo crescente interesse per gli integrati digitali, credo sia dovuto alla loro semplicità d'uso, alla grande possibilità di funzioni presentate da un solo integrato, e infine alla sicurezza di successo per realizzazioni, anche impegnative.

Una nuova tecnica, tuttavia presenta anche nuove esigenze di strumentazione per lo scopo di evitare o complicati approcci con ogni nuovo circuito che vorremmo sperimentare, o il solito dilemma di non sapere se il nuovo circuito non funziona per colpa sua, o per la inadeguatezza dello strumento usato. Primo passo verso un'efficiente strumentazione è la costruzione (beato chi può dire l'acquisto) di un generatore d'onda quadra di buona precisione, con alto rapporto tra la frequenza massima e la frequenza minima generate e la possibilità di variare la tensione d'uscita entro il campo normalmente usato.

Ci sono molti modi per realizzare uno strumento con queste caratteristiche, non ultimo quello di usare come elemento proporzionale alla frequenza una rete RC. Trattandosi però di un generatore di sola onda quadra, c'è solo un sistema che ci garantisce una soluzione semplice: quello digitale. Tale sistema ci evita infatti di dover tarare ogni sottogamma, d'avere una precisione fissa, indipendentemente dalla sottogamma selezionata e di poter ottenere frequenze tanto basse che con i sistemi "analogici" sono ottenibili solo con capacità elettrolitiche; l'esatto contrario di ciò che si intende per precisione e stabilità.

Un sistema tipo quello raffigurato in figura 1 realizza quanto appena detto. La figura si spiega da sola; si può vedere che in questo caso basta un generatore ad una sola gamma, con un rapporto tra la frequenza massima e quella pari almeno a 10.

Ciò è necessario per avere una continuità di frequenze generate dallo strumento essendo ciascuna sottogamma in rapporto 10 con la sottogamma seguente. Un generatore così fatto, è facile da realizzare anche con i circuiti tradizionali.

Restano allora da prevedere una ottima stabilità e la facile taratura del circuito finale. Entrambe le cose sono, come noto, caratteristica principale di un generatore con oscillatore a quarzo; salvo la possibilità di poterne variare la frequenza da 1 a 10 volte il valore.

Quest'ultimo problema è possibile risolverlo usando il sistema PLL (Phase Locked Loop) (anello ad aggancio di fase) che prevedendo una reazione negativa tra la frequenza d'uscita e una frequenza d'ingresso presa come riferimento, mantiene la prima stabile da ogni variazione nella misura caratteristica alla frequenza di riferimento.

È evidente che se la frequenza di riferimento è ottenuta da un oscillatore a quarzo, la frequenza di uscita ne presenta la stessa caratteristica stabilità. Guardiamo più da vicino il suddetto metodo, osservando la figura 2. Notiamo per prima cosa, un comparatore di fase sul solo fronte positivo che dà in uscita un impulso di larghezza proporzionale alla differenza di tempo intercorrente tra un impulso positivo della forma d'onda di riferimento F_r ed il successivo impulso positivo della forma d'onda di reazione F_n . Questo modo di operare permette l'uso di forme d'onda anche molto assimetriche dal momento che detto componente "sente" solo il fronte di

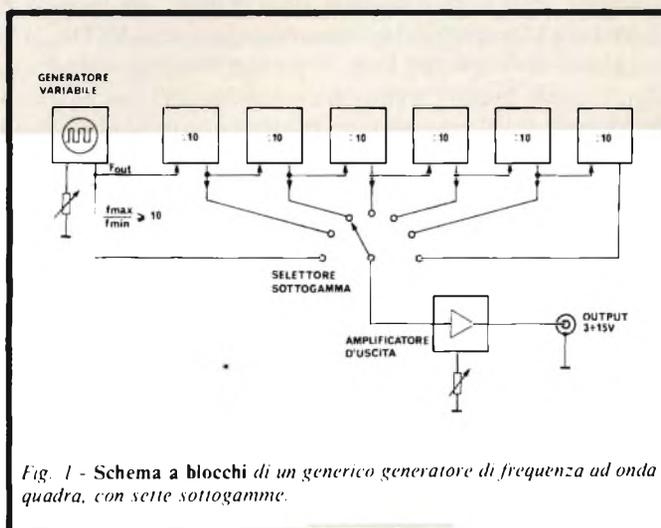


Fig. 1 - Schema a blocchi di un generatore di frequenza ad onda quadra, con sette sottogamme.

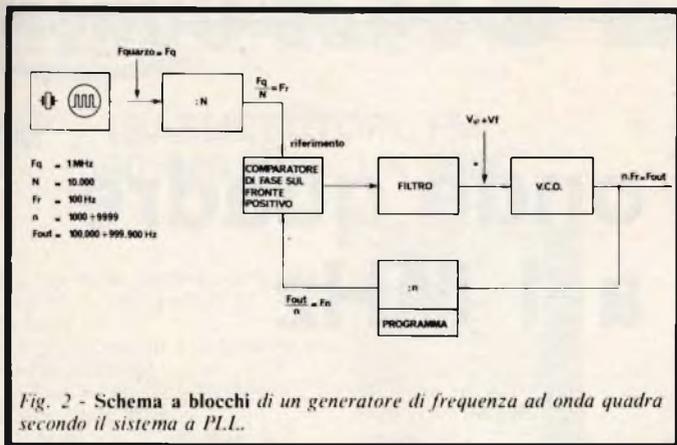


Fig. 2 - Schema a blocchi di un generatore di frequenza ad onda quadra secondo il sistema a PLL.

salita e non la forma delle forme d'onda entranti.

Questi "impulsi" vengono opportunamente filtrati da un filtro passa basso e alla sua uscita noi troviamo una tensione V che varia in modo proporzionale alla differenza di fase tra la frequenza F_r e la frequenza F_n attorno ad un valore di tensione V_f anch'esso proporzionale alla frequenza F_{out} del VCO. A sua volta questa tensione va a comandare un VCO (Voltage Controlled Oscillator = oscillatore controllato in tensione) che come dice il suo nome genera un segnale la cui frequenza dipende dal valore della tensione di controllo applicata.

La chiusura dell'anello avviene tramite un divisore che preleva la F_{out} , la divide per n e la presenta al comparatore di fase. Per capire meglio, facciamo degli esempi partendo da alcune premesse: la frequenza di riferimento F_r non può essere superiore alla frequenza massima del VCO, dal momento che ipotizziamo una reazione tra l'uscita del VCO ed il comparatore di fase con un divisore e non con un moltiplicatore.

La dinamica del VCO permette di generare frequenze comprese tra 0.1 Hz e 1.3 MHz con una tensione al suo ingresso che va rispettivamente da zero alla tensione massima di alimentazione e che è fornita dal comparatore di fase. Ipotizziamo una $F_r = 1\text{MHz}$ ed il modulo del divisore $n = 1$. All'accensione, la tensione V_f sarà zero, costringendo così la $F_{out} = 0.1\text{Hz}$ che ritroveremo di ugual valore all'ingresso del comparatore di fase. Questi, sentita la differenza di fase tra le due forme di onda ai suoi ingressi, darà in uscita un impulso da portare la V_f a crescere rapidamente sino a che il VCO non ha raggiunto la frequenza $F_{out} = 1\text{MHz}$; lo stesso valore della F_r . A questo punto l'uscita del comparatore di fase va a zero; la V_f resta al valore raggiunto mantenendo costante la F_{out} . Appena c'è una variazione anche piccola della F_{out} , entra in funzione il comparatore che generando una variazione di tensione V_ϕ "sopra" la V_f costringerà la F_{out} a ritornare al valore preciso di 1 MHz.

Ora per ipotesi, variamo F_r sino a portarla pari a 1kHz; l'uscita del comparatore resterà sempre a zero sino a che la F_n avrà raggiunto un valore inferiore, di pochissimo, a F_r .

La V_f inizierà a scendere lentamente secondo una costante di tempo che dipende dal dimensionamento del filtro "trascinandosi" verso il basso anche la F_{out} . La discesa continuerà sino a che la F_{out} non sarà pari ad 1kHz e da questo punto entrerà nuovamente in funzione il comparatore che manterrà costantemente sotto controllo la F_{out} .

Avrete capito che idealmente la F_{out} non è stabile, ma il suo valore oscilla continuamente attorno ad un valore ben definito con una deviazione di frequenza ed una frequenza della deviazione stessa determinante dalla ampiezza e dalla frequenza di V_ϕ .

A sua volta V_ϕ è un parametro che dipende dalla progettazione del filtro e di tutto il sistema a PLL. Per la nostra applicazione, ricordo comunque che l'ampiezza della deviazione in frequenza della F_{out} è dell'ordine dei decimi di Hz o meno, mentre il periodo in cui tale variazione avviene, è dell'ordine di $1 \div 10$ sec.

Se ora noi modifichiamo il modulo del divisore, il risultato non cambia; la F_{out} sarà sempre tale, grazie alla reazione del comparatore di fase, da portare all'uguaglianza $F_n = F_r$.

Dal momento che $F_n = F_{out}/n$ e che si realizza l'uguaglianza prima citata, abbiamo $F_r = F_{out}/n$ che si può anche scrivere sotto la forma $F_{out} = n \cdot F_r$. Abbiamo così ottenuto una moltiplicazione di frequenza pari ad n della frequenza di riferimento.

Tornando al nostro scopo iniziale, noi vogliamo ottenere una variazione pari a 10 volte la F_{out} e ciò è possibile facendo assumere a n valori compresi tra 1 e 10. Valori interi però, dal momento che n è il modulo di un divisore digitale e pertanto risulterebbe molto difficile ottenere valori decimali. Da ciò risulta che variando n da 1 a 10 a passi di 1, otteniamo una variazione dell'uscita (F_{out}) a scalini del 10%. Evidentemente troppo grossolana come variazione!!

Basta allora aumentare di tante decadi il modulo n quanto desiderato e di ridurre di altrettante decadi la frequenza di riferimento.

In pratica esiste un limite minimo alla frequenza di riferimento, tale da garantire una soluzione "semplice" ad altri punti del progetto.

Nel nostro caso il limite inferiore ragionevole per la F_r , è di 100 Hz. Esistono anche dei limiti per la frequenza massima di uscita del VCO; per il circuito da noi usato il massimo per la F_{out} è di 1 MHz.

Da questi due dati possiamo ricavare che il massimo valore di n è pari a 10.000; mentre il valore minimo dello stesso, è pari a 1.000 data l'ipotesi che il rapporto tra la F_{out} max e la F_{out} min deve essere pari a 10. "n" è quindi compreso fra 1.000 a 10.000: è incrementata di 1000 volte la risoluzione precedente. Mi pare più che sufficiente!.

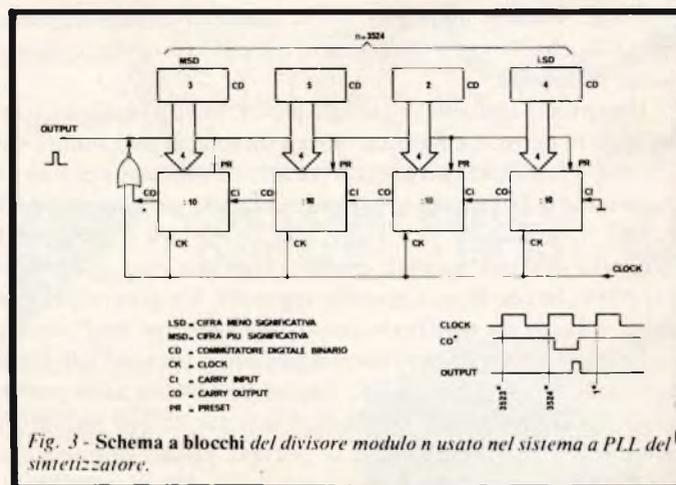


Fig. 3 - Schema a blocchi del divisore modulo n usato nel sistema a PLL del sintetizzatore.

Resta ora da decidere come realizzare questo divisore a modulo variabile e a dire il vero la scelta è quasi obbligatoria.

Infatti non resta che usare delle decadi con uscita preselezionabile, impostabile tramite commutatore logico a codice binario. Nel nostro caso ne vengono usati 4 modificando la variabilità di n da 1000 a 9999.

Dovremo accontentarci di 999.900 Hz in sostituzione dei premessi 1.000.000 Hz; ($100 \text{ Hz} \times 9.999$).

Facendo di nuovo riferimento alla figura 1, nella realizzazione pratica la F_{out} avrà una $f_{max} = 999.990 \text{ Hz}$ ed una $f_{min} = 100000 \text{ Hz}$.

Bisogna tener ben presente che il VCO opera per impostazione di progetto con un rapporto di frequenza pari a 10 e

pertanto è proibito impostare sul digit più significativo del programma del divisore, il numero zero.

Ricordo infatti che ai fini della F_{out} , la lettura del modulo del divisore deve essere letta come:

$$F_{out \text{ min}} = 1,000 F_{vco \text{ min}}$$

e come:

$$F_{out \text{ max}} = 9,999 F_{vco \text{ min}}$$

Appare evidente l'errore di scrivere $F_{out} = 0,875 F_{vco}$ dal momento che la F_{vco} è già dichiarata come minima. Comunque, contro ogni eventuale impostazione errata dovuta a disattenzione, ho messo come vedremo più avanti un LED spia metterà nella giusta evidenza l'errore.

Per una nota più pratica, vorrei farvi notare che il compara-

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 4

Resistori

- R1 = 8,2 k Ω 1/4W 10 %
- R2 = 3,3 k Ω 1/4W 10 %
- R3 = 1,8 k Ω 1/2W 10 %
- R4 = 100 k Ω 1/4W 10 %
- R5 = 1 k Ω 1/4W 10 %
- R6 = 1,8 k Ω 1/2W 10 %
- R7 = 330 Ω 1,5W 10 %
- R8 = 330 Ω 1,5W 10 %
- R9 = 330 Ω 1,5W 10 %
- R10 = 560 Ω 1/4W 10 %

Condensatori

- C1 = 10 nF 40V1 10 % ceramico
- C2 = 22 μ F 25V1 Elettrolitico montaggio orizzontale
- C3 = 22 μ F 16V1 Elettrolitico montaggio orizzontale
- C4 = 22 μ F 25V1 Elettrolitico montaggio orizzontale
- C5 = 22 μ F 25V1 Elettrolitico montaggio orizzontale

Transistori

- TR1 = BC107, BC547 o equivalenti
- TR2 = BC177, BC557 o equivalenti
- TR3 = 2N2219
- TR4 = 2N2219

Diodi

- D1 = 1N914, BAX13, BAV10, BAY71, BA128
- D2 = BAX16 o equivalente
- D3 = 1N914, BAX13, BAV10, BAY71
- D4 = BAX16 o equivalente
- D5 = BAX16 o equivalente
- D6 = BAX16 o equivalente

Vari

- ICL1 = μ A741, L141 ogni tipo di package
- P1 = 10 k Ω potenziometro lineare 1/4W

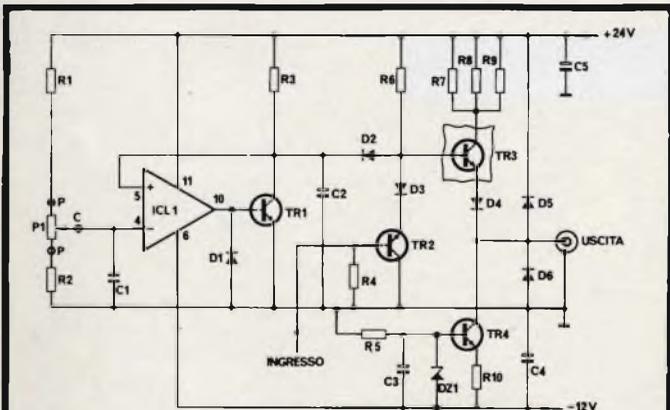


Fig. 4 - Schema elettrico dello stadio amplificatore d'uscita con relativo stadio per la variazione della tensione d'uscita.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 6

Resistori

- R1 = 1 k Ω 1/4W 10%
- R2 = 3,3 M Ω 1/4W 10%

Condensatori

- C1 = 10 pF 40V1 10% ceramico
- C2 = 4 \div 20 pF compensatore
- C3 = 22 pF 40V1 10% ceramico
- C4 = 680 pF 40V1 10% ceramico
- C5 = 10 μ F 25V1 elettrolitico montaggio verticale

Integrati

- IC1 = HBF4518, CD5418 doppio contatore, CMOS
- IC2 = HBF4518, CD4518 doppio contatore, CMOS
- IC3 = HBF4049, CD4049 sei inverters, buffers; CMOS

Vari

- Q1 = Quarzo 1 MHz

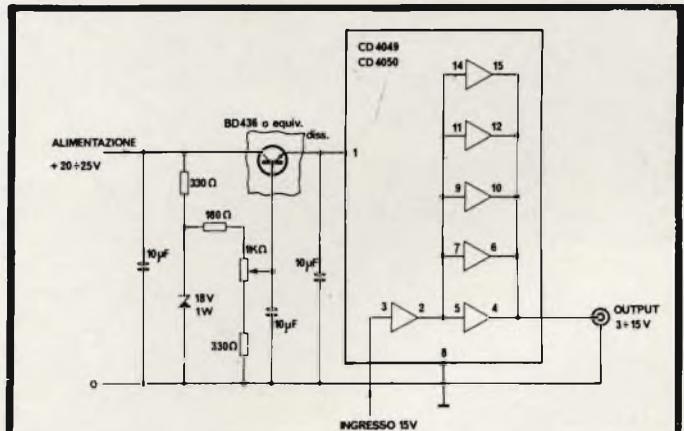


Fig. 5 - Schema elettrico di un amplificatore d'uscita a tensione d'uscita variabile dato in alternativa a quello usato nella realizzazione.

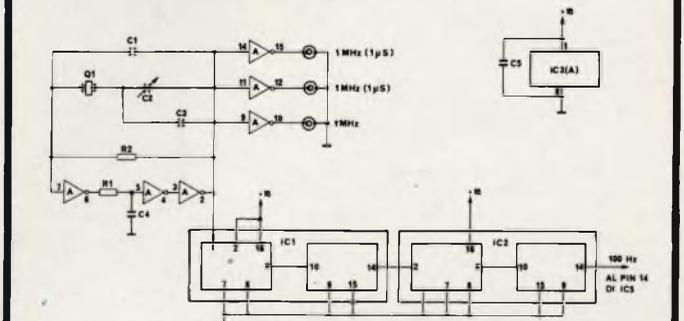
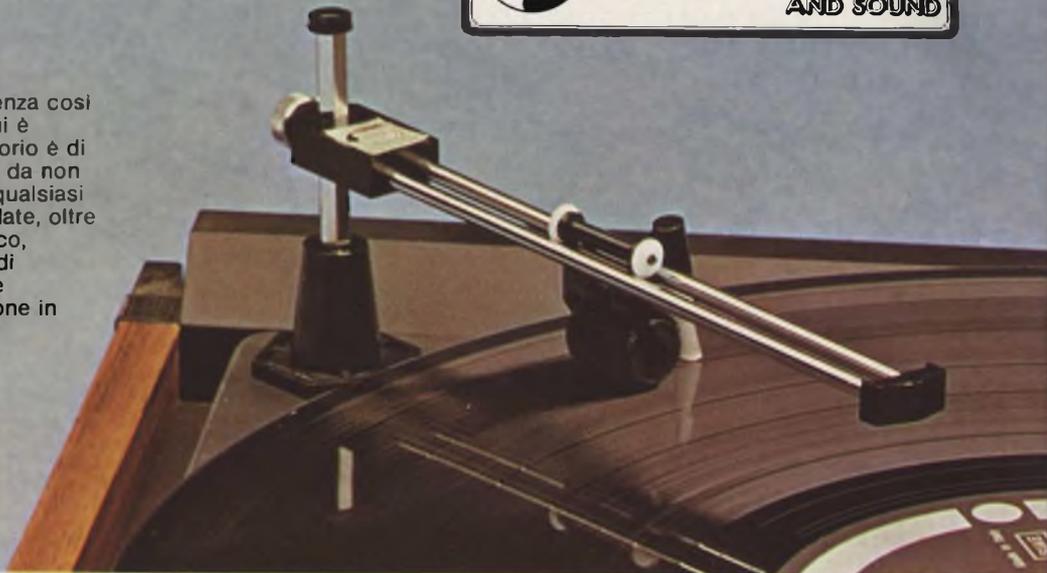


Fig. 6 - Schema elettrico e dello stadio oscillatore a quarzo da 1MHz con relative uscite ausiliarie e del divisore per ottenere la frequenza di riferimento pari a 100Hz.



PULITORE ANTISTATICO TANGENZIALE PER DISCHI

Caratteristica di questo pulitore è la sua bassissima massa, (0,5 gr.) che non influenza così la rotazione del piatto del giradischi su cui è montato. La caratteristica di quest'accessorio è di non avere alcun ingombro posteriore così da non creare problemi della sua installazione su qualsiasi giradischi. Lo spazzolino a punte arrotondate, oltre la funzione di asportare la polvere dal solco, consente al complesso su cui è montato di muoversi verso il centro del disco durante l'ascolto. Le guide cromate e la sospensione in teflon consentono di ridurre gli attriti dell'equipaggio mobile.
RA/0114-00



TAMPONE IONIZZATORE PER LA PULIZIA E TRATTAMENTO ANTISTATICO DEI DISCHI

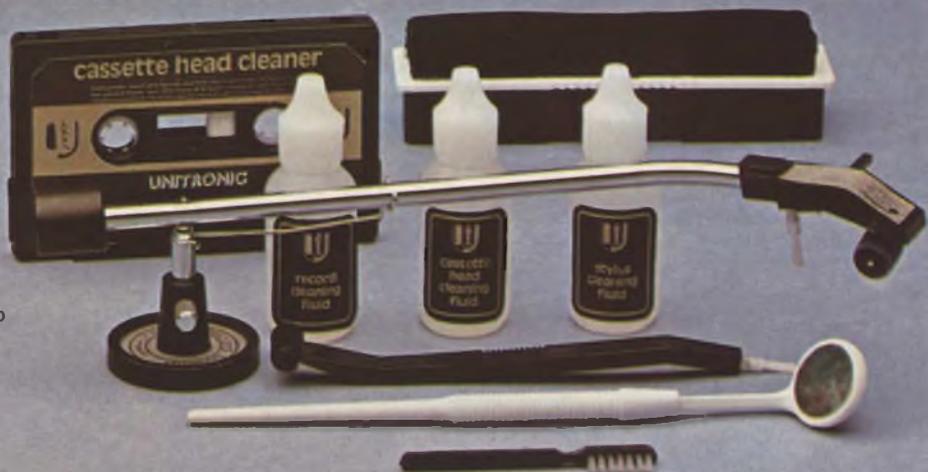
Uno dei più efficaci e pratici pulitori manuali di dischi presenti sul mercato. Durante la fabbricazione, la sezione interna del tampone, in spugna sintetica, è stata trattata con sostanze antistatiche, che vengono attivate prima della pulizia del disco, immettendo alcune gocce di acqua distillata nei fori posti al di sotto dell'impugnatura, in modo da inumidire il velluto esterno. Per la pulizia del disco, passare lentamente il tampone nel senso dei solchi. Dopo l'uso, pulire il velluto e richiudere il tampone nella sua custodia di plastica.
RA/0116-00



KIT DI MANUTENZIONE DELL'IMPIANTO HI-FI

Un kit che vi toglie ogni preoccupazione di scelta dell'accessorio necessario per la manutenzione del vostro impianto.

Il kit comprende: un tampone per la pulizia manuale dei dischi e loro trattamento antistatico. Un braccio per conservare pulito il disco durante il suo ascolto. Uno spazzolino per la pulizia della puntina della testina fonografica. Liquido e spatole per l'asportazione delle morchie di ossido dai perni e rulli di trascinamento del nastro e dalle testine. Una cassetta per la costante pulizia delle testine. Tre flaconi di liquido per la pulizia della puntina, per quella delle testine e per il trattamento antistatico dei dischi. Uno specchietto angolato consente una più agevole ispezione delle testine del registratore.
RA/0115-00



BRACCIO PULISCIDISCHI A SECCO PROFESSIONALE

Questo braccio si distingue per le seguenti caratteristiche:

- Realizzazione interamente metallica con meccanica estremamente curata
- Movimenti verticale ed orizzontale mediante contropunte e cuscinetti a sfere
- Basso peso gravante sul disco
- Neutralizzazione delle cariche elettrostatiche mediante collegamento a massa del braccio
- Pulizia disco mediante pennello di vero pelo
- Altezza regolabile

RA/0069-00

BRACCIO PULISCI DISCHI ANTIELETTROSTATICO Mod. A-200

Questo braccio pulisci dischi si distingue da altri in commercio per l'elevata efficacia e completezza della confezione.

La pulizia è operata da un tampone di velluto di seta e da un pennello di peli naturali.

La confezione comprende: il braccio pulisci dischi con base antigraffio (autoadesiva se si asporta il tessuto), 2 tamponi di ricambio, 1 spugnetta per la pulizia del tampone, 1 pennellino di pelo naturale per la pulizia della testina fonografica, 1 flacone di liquido detergente.

RA/0034-00

BRACCIO "DE LUXE" PER LA PULIZIA A SECCO DEI DISCHI

Uno dei più efficienti e pratici pulisci dischi a secco! Non abrasivo. Facile da usare. Peso sul disco regolabile. Assenza di attriti nei movimenti verticale ed orizzontale, dovuta al sistema di articolazione formato da uno zaffiro sintetico ed una punta d'acciaio temperato. Regolazione in altezza del braccio mediante sistema a mandrino. Fissaggio del braccio alla piastra del giradischi per mezzo del supporto autoadesivo. Pennello in vero pelo di scoiattolo.

RA/0035-00

tore di fase ed il VCO sono stati racchiusi in un solo circuito integrato, il CD4046.

Notizie maggiori dello stesso, le potete trovare in *figura 15*.

Il filtro raffigurato in *figura 2*, è stato realizzato con le due resistenze R20 e R21 e il condensatore C3 di *figura 9* tenendo conto che il pin 13 è l'uscita del comparatore mentre il pin 9 è l'ingresso del VCO.

Ora non resta che passare al divisore programmabile realizzato con quattro contatori tipo CD4029. Questo contatore, oltre ad avere le uscite preselezionabili, può contare in avanti od indietro.

Nella applicazione che a noi interessa, è stato usato come contatore decimale, con conteggio indietro. Perché decimale è inutile dirlo; perché indietro, beh, guardiamo la *figura 3* dove è schematizzato il solo divisore.

Debbo però anticiparvi che il contatore usato è di tipo sincrono; ciò implica che ogni contatore avanza di un conteggio usando non l'uscita del contatore precedente, ma direttamente il fronte positivo del clock originale. Dalla *figura 3* potete constatare che il clock è distribuito ad ogni contatore indipendentemente dalla posizione che questi ha nella catena di divisione.

Questo vuol dire che ogni contatore può avanzare nel conteggio solo quando riceve dal contatore precedente l'abilitazione a farlo. Infatti, il 4029 è fatto in modo che ogni qualvolta il contatore arriva a fine conteggio (9→0 contando in avanti; 0→9 contando indietro; nel tipo di conteggio BCD), la sua uscita carry-out collegata all'ingresso carry-in del contatore seguente va a zero per la durata di un impulso di clock, abilitando così lo stesso contatore. Prima dell'impulso successivo, il carry-out torna a "1" disabilitando così il contatore che segue, per un altro "giro". Quando anche l'ultimo contatore arriva, contemporaneamente a tutti gli altri, a zero; il suo carry-out "abilita" la porta NOR a dare un impulso positivo all'ingresso PRESET di ogni contatore formante la catena. Appena le rispettive uscite sono state presetate al numero presente in ogni rispettivo contatore digitale, i CO tornano a "1" e i preset a "0".

Per garantire un impulso di preset sufficientemente lungo per tutte e quattro le decadi, è stato necessario usare un diodo in serie all'uscita del NOR. Infatti, quando l'uscita della porta NOR va a "0", il diodo disaccoppia gli ingressi di PRESET che andranno a livello zero dopo un certo tempo, dato dalla costante di tempo formata dalla resistenza collegata a massa.

In pratica, la capacità d'ingresso dei vari PRESET è sufficiente ad allungare del giusto tempo l'impulso.

Bisogna però stare ben attenti a non allungare troppo detto impulso in modo da non "perdere" nel conteggio il successivo impulso di clock che come mostra la sequenza di *figura 3*, arriva dopo mezzo periodo del clock stesso ($500\text{ns} \div 5\text{S}$).

Ritornando ad una visione più generale del problema, possiamo capire come l'impulso di PRESET "arriva" ogni n impulsi di clock, dove n è il numero impostato sui commutatori digitali. In questa pratica abbiamo ottenuto la divisione secondo il modulo n della frequenza di clock; proprio quello che volevamo!!

A questo punto volgiamo lo sguardo al generatore a quarzo, realizzato con un solo integrato contenente sei inverter. Ho usato sei inverter, per poter disporre di ulteriori tre prese da usare esternamente. Una per poter avere all'esterno la

frequenza campione di 1 MHz, disponibile su connettore tipo BNC separato, e della quale penso non serva precisarne l'utilità; le altre due per poterle utilizzare in un secondo strumento, generatore d'impulsi, del quale parleremo prossimamente. La frequenza campione che invece serve per il sintetizzatore, è come sappiamo pari a 100 Hz e viene ricavata dividendo per 10.000 la frequenza del quarzo. Tale divisione avviene con quattro contatori tipo decimale, messi in cascata e contenuti due a due in altrettanti circuiti integrati. L'uscita di questi

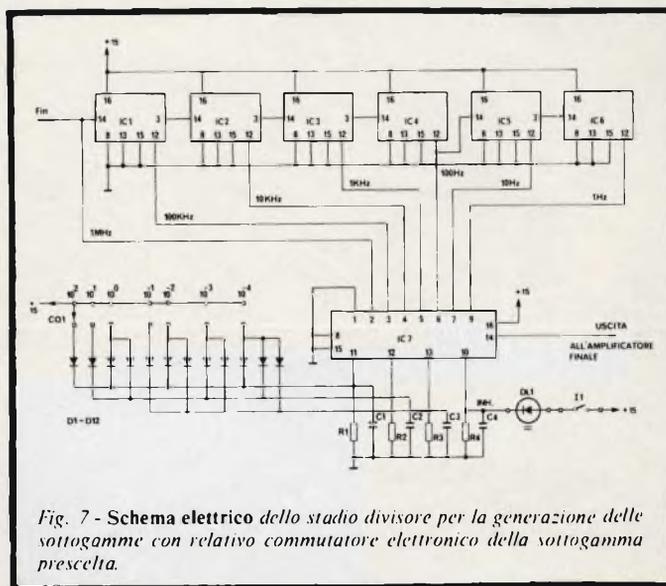


Fig. 7 - Schema elettrico dello stadio divisore per la generazione delle sottogamme con relativo commutatore elettronico della sottogamma prescelta.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 7

Resistori

R1 ÷ R4 = compreso tra 4.7 kΩ e 33 kΩ, 1/4W

Condensatori

C1 ÷ C4 = compreso tra 10 nF e 100 nF, 40V1, Ceramico

Diodi

D1 ÷ D12 = BA128, BAX13, 1N914, o equivalenti

Integrati

IC1 ÷ IC6 = HBF4017, CD4017; contatore, CMOS

IC7 = HBF4512, CD4512; data selector, CMOS

Vari

DL1 = diodo LED rosso

I1 = mini interruttore da pannello

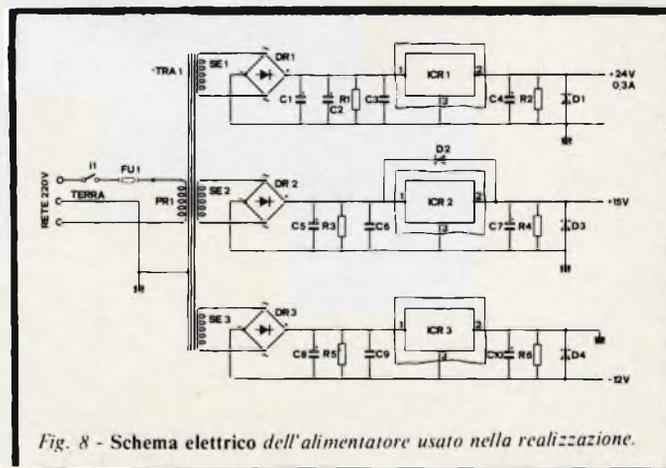


Fig. 8 - Schema elettrico dell'alimentatore usato nella realizzazione.

divisori non dà una forma d'onda simmetrica, ma come ricordo ciò non è importante per il comparatore di fase entrocontenuto nel 4046. Questo è anche il motivo per cui non ho potuto utilizzare nella catena di divisori per 10 che realizza le sottogamme questo tipo di divisore.

Ci resta ora da "vedere" solo lo stadio appena menzionato, quello che dà le sottogamme, e che era ben schematizzato in figura 1. Una sola variante, rispetto allo schema a blocchi; quello della sostituzione del commutatore da pannello, con

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 8

Resistori

- R1 = 10 kΩ 1/4W 10%
- R2 = 10 kΩ 1/4W 10%
- R3 = 10 kΩ 1/4W 10%
- R4 = 10 kΩ 1/4W 10%
- R5 = 10 kΩ 1/4W 10%
- R6 = 10 kΩ 1/4W 10%

Condensatori

- C1 = 2200 μF 40V Elettrolitico
- C2 = 2200 μF 40V Elettrolitico
- C3 = 0,1 μF ±1 μF 50V Mylar
- C4 = 10 μF 25V Elettrolitico
- C5 = 2200 μF 25V Elettrolitico
- C6 = 0,1 μF ±1 μF 50V Mylar
- C7 = 10 μF 25V Elettrolitico
- C8 = 2200 μF 25V Elettrolitico
- C9 = 0,1 μF ±1 μF 50V Mylar
- C10 = 10 μF 15V Elettrolitico

Semiconduttori

- DR1 = B80C 800 ponte raddrizzatore 40 ÷ 80V, 800 mA
- DR2 = B80C 800 ponte raddrizzatore 40 ÷ 80V, 800 mA
- DR3 = B80C 800 ponte raddrizzatore 40 ÷ 80V, 800 mA
- D1 = 1N4001 diodo 40V inversa, 1A corrente media diretta
- D2 = 1N4001 o equivalente
- D3 = 1N4001 o equivalente
- D4 = 1N4001 o equivalente
- ICR1 = 78M24 regolatore di tensione Vout=24V, Iout= 0,5A max
- ICR2 = 78M15 regolatore di tensione Vout=15V, Iout= 0,5A max
- ICR3 = L130 regolatore di tensione Vout= 12V, Iout= 0,5A max
- TRA1 = Trasformatore da 25VA; PR1 = 220V o tensione di rete, SE1 = 23V, 0.64A; SE2 = 16.5V, 0.3A; SE3 = 14.5V, 0.3A.
- FU1 = Fusibile adatto al portafusibile usato, da 0.15A
- I1 = mini interruttore da pannello 250V, 1A

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 9

- R1 ÷ R16 = compreso tra 4,7 kΩ e 33 kΩ, 1/4W
- R17 = 820 Ω 1/4W 10%
- R18 = 18 kΩ 1/4W 10%
- R19 = 10 kΩ 1/4W 10%
- R20 = 100 kΩ 1/4W 10%
- R21 = 12 kΩ 1/4W 10%
- R22 = 10 kΩ 1/4W 10%
- R23 = 220 kΩ 1/4W 10%

Condensatori

- CX1 = 2,2 pF sino a 10 pF, 40V, 10% ceramico
- C2 = 100 pF 40V, 10% ceramico
- C3 = 1 μF 40V 10% tantalio o red capacitor e bleu capacitor

Semiconduttori

- TR1 = BC107, BC547, o equivalenti
- D1 = 1N914, BAX13, BAY71, BAV10 o equivalente per commutazione
- DL1 = LED rosso
- IC1 ÷ IC4 = HBF4029, CD4029 contatore, CMOS
- IC5 = HBF4046, CD4046 PLL, CMOS
- IC7 = HBF4002, CD4002 NOR a 4 ingressi, CMOS
- IC8 = HBF4049, CD4049 sei inverters, buffers, CMOS
- TW1 ÷ TW4 = Commutatori digitali codice binario diretto; es. Contraves

un equivalente commutatore logico. Lo scopo "tecnico" è stato quello di evitare giri strani alle varie frequenze presenti, con evidente vantaggio per la loro forma e la loro diffusione.

È molto meglio portare al pannello solo tensioni continue.

Lo svantaggio è stato economico, dal momento che sul pannello era molto più comodo usare un normale commutatore da 1 via, 7 posizioni in modo da poter scrivere direttamente il valore della sottogamma selezionata; mentre la selezione della via prescelta da parte della logica integrata, è di

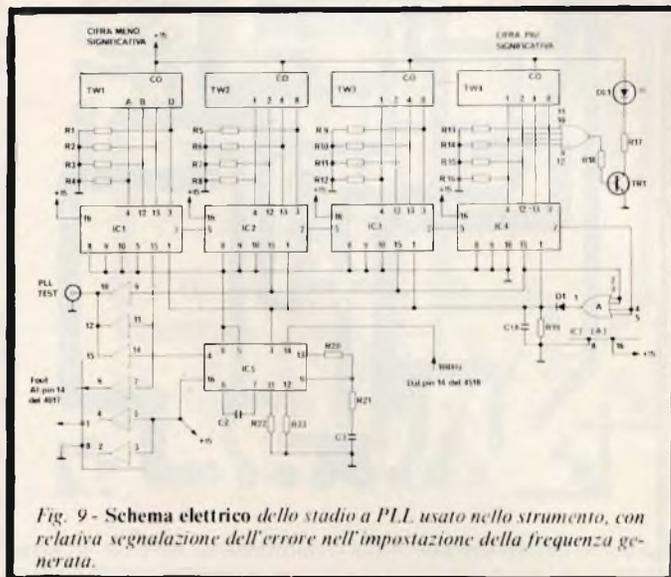


Fig. 9 - Schema elettrico dello stadio a PLL usato nello strumento, con relativa segnalazione dell'errore nell'impostazione della frequenza generata.

tipo binario. Come potete vedere dallo schema elettrico di figura 7, la soluzione usata è quella di un codificatore a diodi. L'uso dell'integrato come commutatore, e poi servito per poter inibire direttamente l'uscita del sintetizzatore, quando serve, senza staccare il cavetto dallo strumento. Al fine di non invidiare ingiustamente sul circuito sotto prova per il suo non funzionamento, la condizione di inibizione è evidenziata sul pannello esterno dello strumento tramite apposito LED.

Sempre a proposito di LED, potete notare dallo schema elettrico di figura 9 come il LED errore nell'impostazione dello zero al digit più significativo della frequenza, e prima anticipatovi, sia alimentato nella sola condizione di zero grazie alla decodifica della porta NOR a quattro ingressi, collegata direttamente con gli ingressi di preset, della decade interessata. Terminata la parte logica del sintetizzatore, passiamo ora all'amplificatore d'uscita che a dire il vero, è solo un buffer con regolazione della tensione d'uscita. In pratica è un attenuatore di potenza. La sezione buffer, è protetta contro i corti sia verso massa sia verso il + di alimentazione del



Vista del prototipo a realizzazione ultimata.

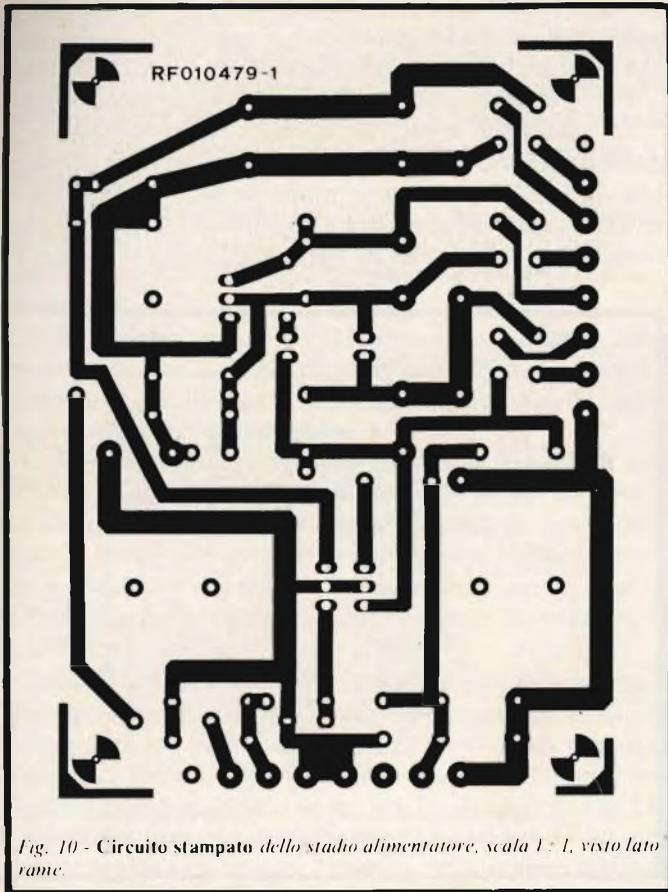


Fig. 10 - Circuito stampato dello stadio alimentatore, scala 1:1, visto lato rame.

circuito sotto prova; ha una corrente massima d'uscita di circa 80 mA alla tensione d'uscita di 15V ed una risposta ai transistori più che buona, almeno quanto quella dei circuiti che lo precedono. Il suo funzionamento è piuttosto banale e lo

potete ricavare osservando la *figura 4* dove vi è illustrato lo schema elettrico completo. Partite dalla base del transistor d'ingresso TR2 e notate che per arrivare alla base del transistor TR3 d'uscita, dovete sommare alla tensione di ingresso, una $V_{be} + V_f$ del diodo D3.

Da questo punto, notate che per arrivare all'uscita, dovete sottrarre alla tensione presente, una V_{be} e la V_f del diodo D4.

In pratica, a parte qualche decina di mV dovuta alla differente corrente che attraversa i relativi transistori e diodi, in uscita vi è la medesima dell'ingresso. Il transistor TR4 serve come carico al transistor TR3 e per garantire lo zero in uscita quando viene usato come carico una logica alla quale bisogna garantire un assorbimento di corrente. Il limite di sicurezza è di 5 gates TTL.

I diodi D6 e D5 servono rispettivamente contro le inversioni di tensione e le sovratensioni provenienti dal carico. Il diodo D4 serve per protezione al transistor TR3 quando l'uscita è in corto circuito con la alimentazione del circuito sperimentato. Il blocco regolatore di tensione in uscita, ha ragione d'essere per il solito motivo che ho preferito al pannello, solo tensioni continue e non le varie frequenze da regolare. Soprattutto da quando ho notato che la relativamente bassa frequenza di 1 MHz viene piuttosto distorta se costretta a passare lungo 25 cm di filo ed attraverso un normale potenziometro. Dobbiamo tener conto che il buffer d'uscita è un stadio lineare e non uno squadratore. In pratica il segnale ad ampiezza costante proveniente dalla logica, viene limitato in uscita tramite un limitatore fatto attraverso la conduzione del diodo D2 verso un alimentatore variabile tipo parallelo, formato dall'amplificatore operazionale ICL1 dal transistor TR1. Ho usato un operazionale, perché al prezzo equivalente a quello di un transistor o due, ho ottenuto una ottima stabilità della tensione d'uscita. Come già preannunciato, la tensione viene variata tramite una tensione con il

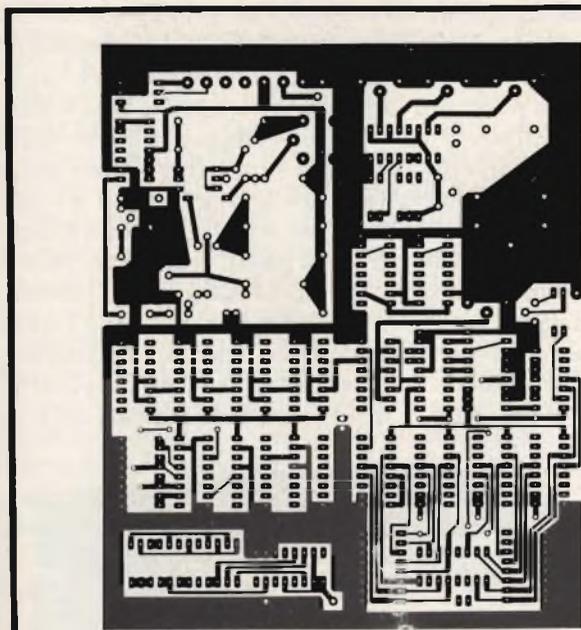


Fig. 11 - Circuito stampato del sintetizzatore completo, scala 2:1, visto lato saldatura. Questo circuito stampato comprende i componenti delle figure 4, 6, 7, 9, che potete vedere ben distinti in quattro zone, separate dagli assi dello stampato stesso.

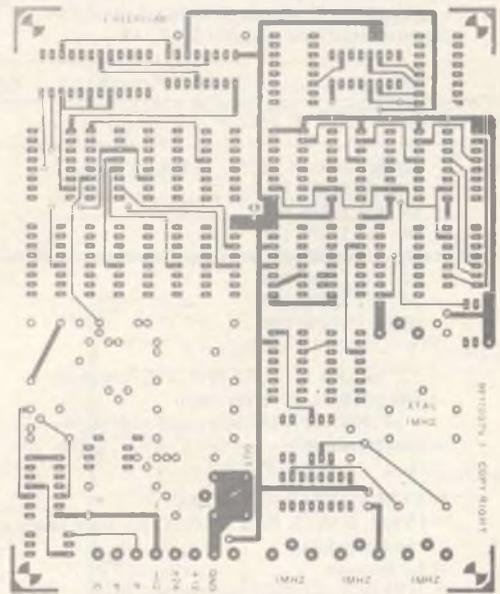


Fig. 12 - Circuito stampato scala 2:1, lato componenti, da sovrapporre alla fig. 11.

potenziometro P1 messo sul pannello. Il diodo D3 serve a proteggere il transistor TR2 quando la tensione di limitazione è inferiore alla tensione d'ingresso dello stadio finale. In alternativa a questo stadio finale, per i vostri eventuali montaggi, vi propongo un circuito che ho sperimentato prima di optare per l'attuale versione e che ha il solo difetto di non essere protetto contro i corto circuiti in uscita. Per il resto è tutto OK e sfrutta lo scopo secondo il quale sono stati concepiti i due integrati CMOS tipo 4050 e 4049. Il motivo principale della loro realizzazione è quello di usarli come interfaccia tra una logica ad alto livello e una logica in uscita, a basso livello. Infatti ad ogni loro ingresso, detti integrati hanno una rete apposita che li protegge limitando la tensione presente, al livello della tensione di alimentazione dello stadio d'uscita.

Per questa realizzazione, potete usare sia il tipo 4050, che contiene sei buffer non invertenti; sia il tipo 4049 che contiene sei buffer tipo invertenti. Il perché lo potete capire osservando lo schema elettrico di *figura 5*. Il collegamento ai pins è identico per entrambi gli integrati. Resta ora da dare un'occhiata alla parte forse meno nobile, ma non meno importante: l'alimentatore. Usa i soliti comodissimi integrati per dare in uscita le tre tensioni necessarie al circuito e precisamente: +15V per alimentare tutta la parte logica, +24V e -12V per alimentare lo stadio d'uscita. I diodi in uscita ad ogni regolatore ed il diodo D2 di *figura 8* servono per proteggere i relativi integrati al momento dell'accensione, da eventuali tensioni inverse presenti per un asincronismo tra le tensioni stesse.

A questo punto, non resta che passare alla realizzazione pratica, cominciando dal circuito stampato tipo a doppia faccia, che potete vedere in *figura 11* e *figura 12* per la piastra del sintetizzatore e dal circuito stampato monofaccia che potete vedere in *figura 10* per la piastra di alimentazione.

Per il loro montaggio, vi conviene partire dall'alimentatore che potete così utilizzare direttamente per il collaudo della

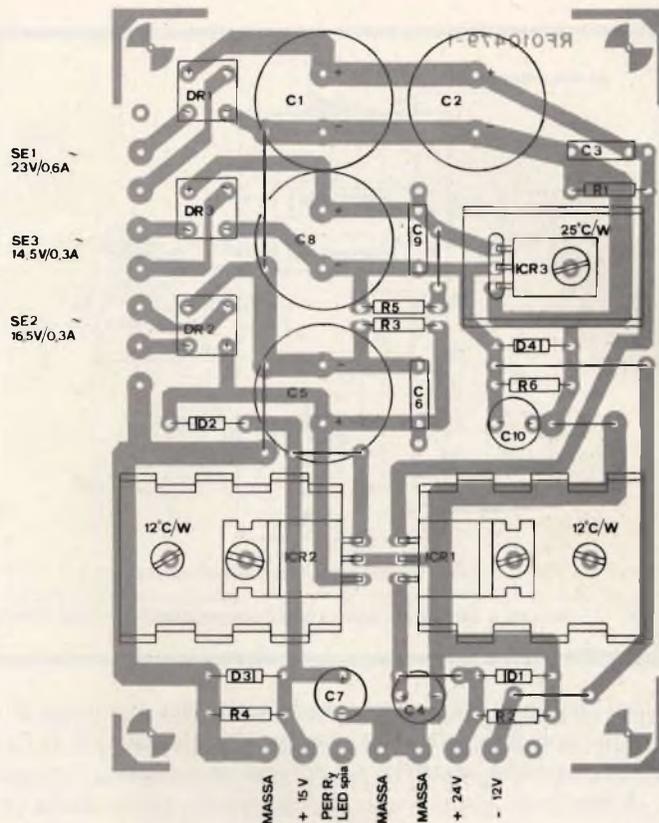


Fig. 13 - Disposizione componenti dello stadio alimentatore, visto lato componenti, sul circuito stampato di fig. 10.

parte logica, nelle varie fasi che seguiranno. Nel montaggio (vedi *figura 13*) e nel collaudo dell'alimentatore, penso non servano suggerimenti escluso quello quasi mai attuato, di controllare le varie tensioni in uscita, non solo a vuoto, ma



Basetta montata relativa all'alimentatore. I condensatori elettrolitici di filtro devono essere a montaggio verticale per ridurre al minimo l'ingombro.

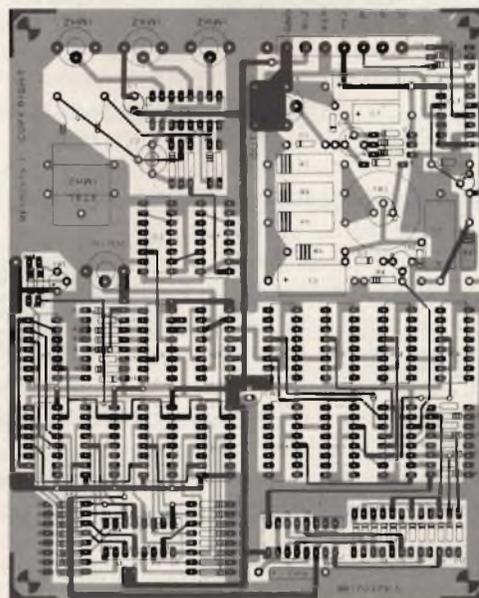
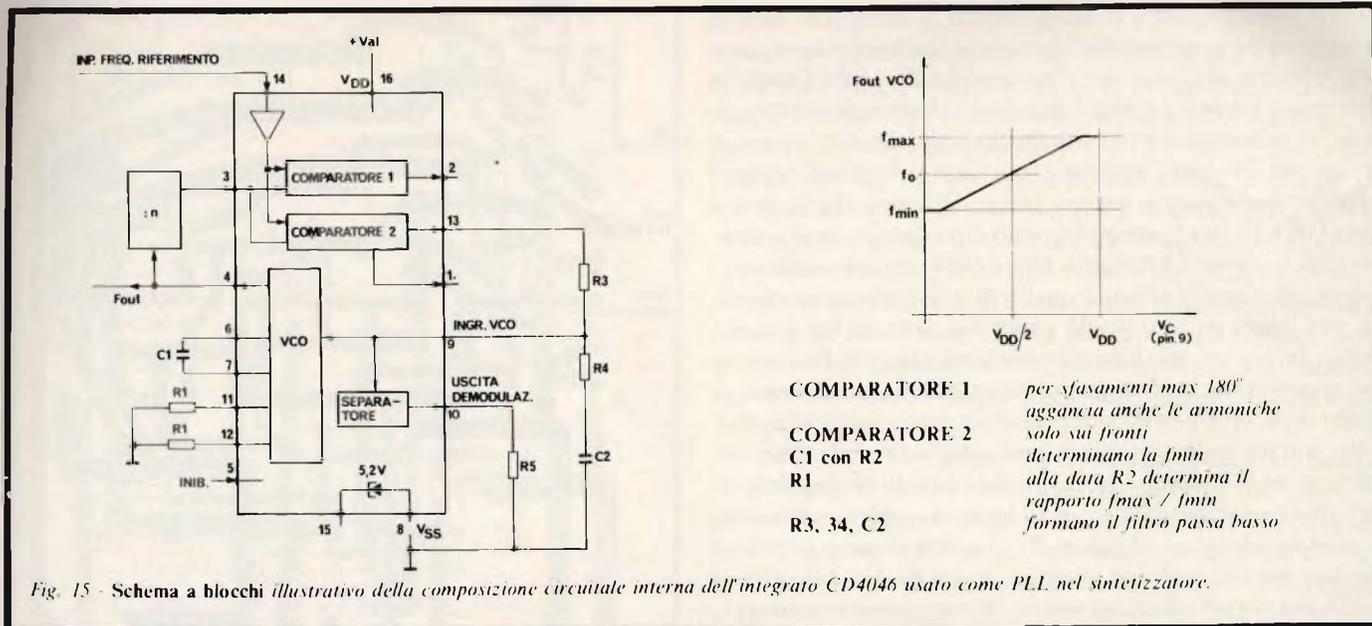


Fig. 14 - Disposizione componenti degli stadi illustrati nelle figure 4, 6, 7, 9; sul circuito stampato delle figure 11, 12.



anche caricando ad intermittenza l'uscita del regolatore di tensione con una resistenza che assorba almeno 1/3 della corrente massima caratteristica del regolatore stesso. A scanso di successivi rammarichi, io solitamente provo anche la tenuta al corto circuito per circa 5 ÷ 10 sec. di tutti i regolatori montati. Ormai certi che l'alimentatore funziona a dovere, potete passare al montaggio della piastra del sintetizzatore *figura 14*; iniziando dalla parte raffigurata nello schema elettrico di *figura 6*.

Il test di collaudo lo potete fare verificando le tre uscite da 1MHz, e la frequenza di 100Hz alla piazzola n° 14 dello zoccolo dove andrà inserito l'integrato 4046. Se avete un frequenzimetro potete tarare la giusta frequenza del quarzo con il compensatore C2.

Passate ora al collegamento dei commutatori digitali, compreso il loro comune collegato al positivo, allo zoccolino previsto nello stampato.

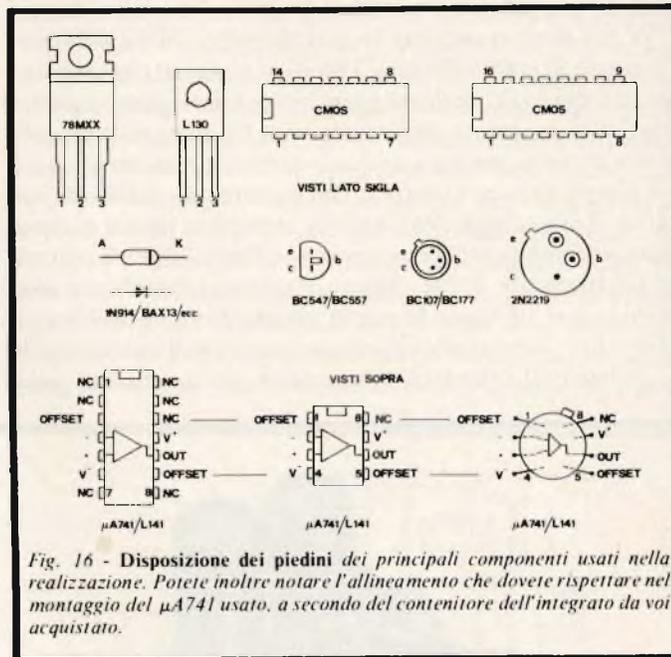
Nella mia realizzazione ho utilizzato per questo collegamento quel tipo di cavo multiplo con ad una estremità un connettore tipo dual in line a 16 piedini e che ormai è abbastanza facile trovare dai buoni fornitori. Nulla vieta comunque che possiate risparmiando, saldare direttamente detto cavo, alle piazzole del circuito stampato.

Messe poi le resistenze da R1 a R16 è a mio avviso molto importante che verifichiate, prima di inserire i cavi integrati 4029, che il collegamento dei commutatori digitali è stato eseguito correttamente.

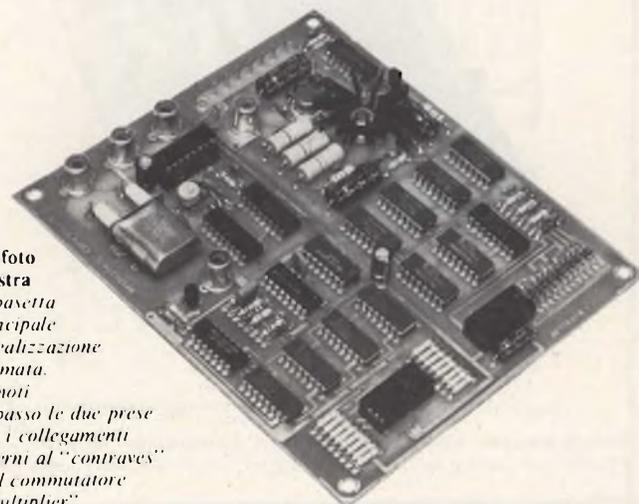
Per far ciò, basta alimentare il tutto, e con buona pazienza controllare agli ingressi 4-12-13-3 di ogni contatore, se si realizza il codice BCD relativo alla posizione del reattivo commutatore. Ammetto che la cosa può spazientire molto, ma a mia esperienza è meglio prevenire che curare. Soprattutto errori di questo genere che sono molto facili da fare e allo stesso tempo difficili da trovare a basetta terminata.

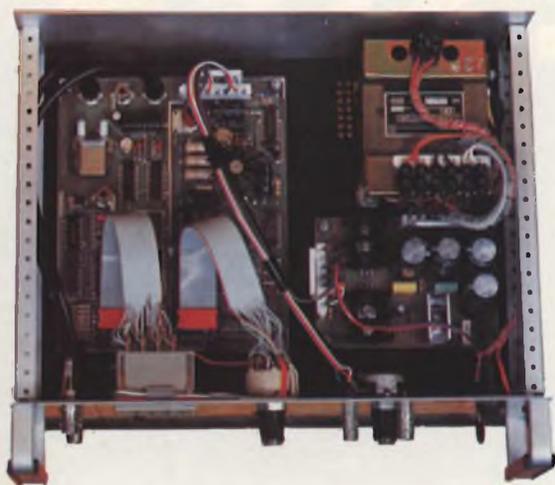
Poi passate al montaggio di tutti gli altri componenti compresi nello schema elettrico di *figura 9*, meno una qualsiasi delle quattro decadi.

Potete collaudare se tutto va bene controllando all'apposita uscita prevista per il PLL; quella vicino al transistor TR1



La foto illustra la basetta principale a realizzazione ultimata. Si noti in basso le due prese per i collegamenti esterni al "contraves" e al commutatore "multiplier"





Ecco come apparirà il generatore di onde quadre a cablaggio ultimato. Nel contenitore, di tipo metallico trova posto anche il trasformatore di alimentazione.

che verrà usata solo per questo scopo. In tale uscita dovete trovare una frequenza, quella del VCO, di valore superiore ad 1 MHz; almeno 1,1 MHz. Se dovesse risultare inferiore a detto valore, diminuite di un valore la capacità C2 e riprostate. Inserite ora la decade mancante e sempre all'apposita uscita, dovete trovare una frequenza variabile al variare del numero segnato sui commutatori, tra i 100 kHz ed i 999900 Hz.

Per vedere poi, se il sistema PLL ha una buona regolazione, dovete controllare se portando a zero la prima cifra dell'insieme dei commutatori digitali (proprio ciò che vi avevo proibito), la frequenza del VCO va al valore di circa 90 kHz; meglio qualche kHz in meno che in più.

È importante che detta frequenza sia inferiore ai 95 kHz.

Se dovesse risultare superiore a detto valore, variate di un valore la resistenza R23. Premetto che il dimensionamento del VCO è tale che non dovrebbero esserci problemi del tipo appena descritti se non con integrati al limite delle caratteristiche. È comunque utile che rispettiate la procedura al fine di non accorgervi dopo, di far parte di una esigua minoranza. Restano ora, in successione, da montare i componenti degli schemi elettrici di figura 7e di figura 4. Per il collegamento al commutatore, vale lo stesso metodo usato per i commutatori digitali.

Ricordo che a questo zoccolino, sono presenti anche altri collegamenti da portare ai componenti sistemati sul pannello frontale; tipo il + e la massa dell'alimentazione, il collegamento al LED dell'errore di impostazione della frequenza ed il collegamento dell'interruttore dell'inibizione dell'uscita. Per l'ancoraggio di questi fili, io ho usato i terminali in più del commutatore di gamma che è del tipo 1 via 12 posizioni, bloccando ovviamente la sua rotazione oltre la settima posizione.

Il collaudo di questi due ultimi blocchi, è così evidente che vi risparmio ulteriori banalità. Una nota che vorrei evidenziarvi attraverso la figura 16 è che il circuito stampato è stato fatto in modo da poter utilizzare l'amplificatore operazionale μA 741 nei tre tipi di contenitore commercializzati. Ossia il tipo dual in-line a 14 piedini, il tipo dual in-line a 8 piedini ed infine il tipo metallico a 8 piedini.

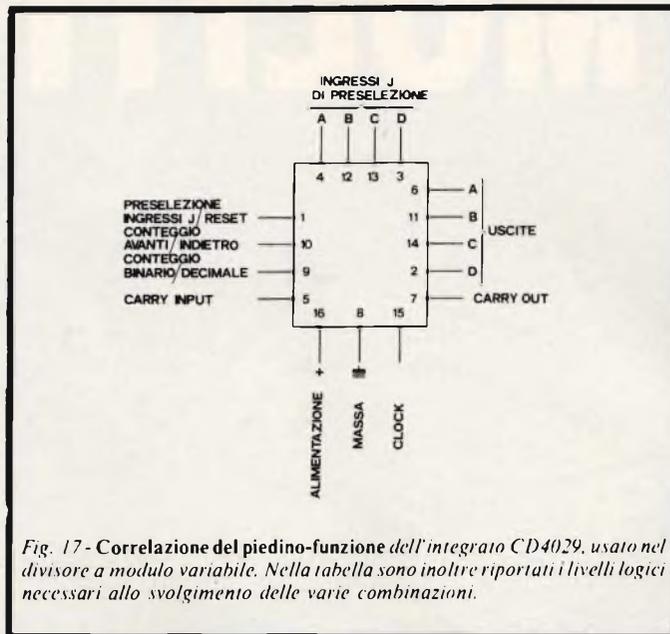


Fig. 17 - Correlazione del piedino-funzione dell'integrato CD4029, usato nel divisore a modulo variabile. Nella tabella sono inoltre riportati i livelli logici necessari allo svolgimento delle varie combinazioni.

A questo punto, spero d'avervi detto tutto quanto serve per il successo della vostra realizzazione. Le fotografie del prototipo da me realizzato credo possano integrare notevolmente la mia sommaria descrizione su come realizzare praticamente lo strumento. Anzi, penso possono suggerirvi un punto di partenza per far meglio.

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

ATTENZIONE

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

KS 450 - ANTIFURTO PER MOTO

Questo antifurto sensibile alle vibrazioni proteggerà la Vostra moto, caravan o motoscafo, dai tentativi di furto. Al primo tentativo non vi è alcun allarme, ma solo un «all'erta». Al secondo tentativo vi è un preallarme di breve durata. Al terzo tentativo vi è un allarme di lunga durata. Si ha così una efficace protezione sensibile agli allarmi, ma praticamente inerte alle cause accidentali. Il consumo, durante la fase di attesa, è ridottissimo e non scarica quindi la batteria del mezzo protetto.

CARATTERISTICHE TECNICHE

- Tensione di funzionamento : 6 ÷ 15 Vcc
- Corrente assorbita (in assenza di allarme) : 20 μA
- Tempo di guardia iniziale : 20 secondi
- Tempo di preallarme : 10 secondi
- Tempo di allarme : 30 secondi
- Sensore di ingresso : contatto meccanico in chiusura
- Segnale di uscita : contatore elettronico di massa
- Corrente massima di uscita (avvisatore) : 1 A cc

In vendita presso tutte le sedi GBC

MULTITESTER



TEST & MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA GBC



Multitester «NYCE»

360 TRCX TS/2567-00

- Sensibilità: 100.000 Ω/V
- Portate: complessivamente 33
- Scala a specchio per eliminare gli errori di parallasse
- Movimento antiurto
- Protezione con diodi e fusibile

Portate	Tensioni c.c.	250 mV-2,5V-50V-250V-1000V
	Tensioni c.a.	5V-10V-50V-1000V
	Correnti c.c.	10 μ A-2,5 mA-25 mA-500 mA-10A
	Correnti c.a.	10 A
	Resistenze	0,2 \div 5k Ω -2 \div 50k Ω -200 \div 5M Ω 2K \div 50M Ω
Precisioni	Centro scala	20 Ω -200 Ω -20k Ω -200k Ω
	Decibel	-10dB ~ +16dB ~ +62dB
	Transistor	hFE 0-1000NPN oppure PNP
	Condensatori	CI 50pF ~ 3 μ F CII 0,01 μ F (10.000pF) ~ 50 μ F
	Sensibilità	Tensioni c.c.
Tensioni c.a.		\pm 4% Fondo scala
Correnti c.c.		\pm 3% Fondo scala
Correnti c.a.		\pm 4% Fondo scala
Resistenze		\pm 3% Fondo scala
Transistor		\pm 5% Fondo scala
Alimentazione	Capacità	\pm 6% Fondo scala
	Tensioni c.c.	100k Ω/V - 25k Ω/V
Dimensioni	Tensioni c.a.	10k Ω/V - 5k Ω/V
	2 pile 1/2 torcia da 1,5V	
180 x 140 x 80		

Multitester «NYCE»

ETU - 5000 TS/2561-00

- Sensibilità: 50.000 Ω/V
- Portate: complessivamente 43
- Scala a specchio per eliminare gli errori di parallasse
- Duplicatore di portata
- Movimento antiurto su rubini

Portate	Tensioni c.c.	0-125-250 mV; 0-1,25-2,5-5-10-25-50-125-250-500-1000 V
	Tensioni c.a.	0-5-10-25-50-125-250-500-1000 V
	Correnti c.c.	0-25-50 μ A-0-2,5-5-25-50-250-500-1000V
	Resistenze	0-2k-20k-200k Ω -0-2M-20M Ω
Precisioni	Decibel	da -20 a +62 dB
	Tensioni c.c.	\pm 4% 125mV \div 2,5V 500 V \div 1000V \pm 3% nelle altre portate
	Tensioni c.a.	\pm 4% Fondo scala
	Correnti c.c.	\pm 4% Fondo scala
Sensibilità	Resistenze	\pm 3% della lunghezza della scala
	Tensioni c.c.	50 k Ω/V (V-A2) 25 k Ω/V (V- Ω -A)
Alimentazione	Tensioni c.a.	10 k Ω/V (V-A/2) 5 k Ω/V (V- Ω -A)
	Una pila da 1,5V - Una pila da 9V	
170 x 124 x 50		

Autoradio digitale AM / FM - Stereo



di Filippo Pipitone - Quinta parte

Nella figura 1, è riportato lo schema della sintonia digitale dell'autoradio. L'ingresso di tutto il circuito, è ai terminali 4 e 5 dell'IC1 (SAA1058), e come si vede è simmetrico. A questo, giungono i segnali prelevati dagli oscillatori di conversione presenti nei moduli "front-end" compresi nello chassis ricevitore. L'accoppiamento è effettuato tramite i condensatori C1 e C2, e la rete costituita dai resistori R1, R2, R3, R4 assolve a due compiti; prima di tutto realizza il valore richiesto per la sorgente, 75 Ohm, riferita all'ingresso dell'amplificatore che è compreso nell'IC, ovvero riadatta quel valore di 1.000 Ohm che è caratterizzato per i generatori esterni (i predetti oscillatori).

In secondo luogo, la rete chiude anche a massa i terminali 4 e 5 con i valori richiesti. Per la corretta taratura del punto di lavoro del preamplificatore, gli ingressi, ai quali fanno capo rispettivamente i resistori R3 ed R4, sono alimentati dai terminali 1 e 2 dell'integrato medesimo.

Il resistore R37, con il condensatore C14, costituisce una seconda cellula di filtro utile per livellare definitivamente la tensione d'alimentazione che giunge all'amplificatore, in più, questa resistenza, assieme ad R38 ed R39 effettua una eventuale correzione dei punti di lavoro.

L'amplificatore d'ingresso, in relazione al segnale "SET" ed a quello di clock, che proviene dall'IC SAA1070, deve essere alimentato con una tensione più elevata di 0,2V rispetto a quella che alimenta la logica. Tale differente livello, si ottiene collegando tra i terminali 12 e 14 la resistenza R5. Il collegamento a massa dell'ingresso preselettore (terminale 13), permette al divisore dell'integrato SA 1058 di stabilire nel

sistema di misura in questione il rapporto di 32:1 richiesto. La frequenza da misurare è applicata allo SAA1070 dell'uscita dell'IC SAA1058, terminale 8.

La resistenza connessa all'uscita, ovvero R6, R7, R8, servono ad adattare i diversi livelli di lavoro, ed al tempo stesso, per il disaccoppiamento dinamico degli integrati. Dalle prove pratiche condotte, risulta che la presenza di un carico capacitico del valore di 5 ... 10 pF all'uscita del divisore può produrre degli impulsi di corrente spuri a frequenza elevata, nei fianchi del segnale, e questi tendono a ridurre la sensibilità caratteristica del divisore e aumentare i fenomeni d'irradiazione. Le correnti spurie sono bloccate in ogni caso dalla capacità d'ingresso dell'integrato SAA1070. Questo IC riceve la tensione d'alimentazione sul terminale 14. La resistenza R36 ed il diodo D5, posti in serie si trovano tra il terminale 14 ed il terminale 19, impediscono lo stop del ciclo di misura interno del sistema dopo che è applicata l'alimentazione. La frequenza di clock del ciclo di misura è fissata da un circuito esterno, collegato ai terminali 17 e 18, costituito dai condensatori C8, C10, dal compensatore C11 e dal quarzo Q1 (da 4 MHz). Le parti dette formano un oscillatore a 4 MHz con la circuiteria interna; il valore netto lo si ricava regolando il compensatore. Per misurare la frequenza, si può far capo al terminale 18, ma sarà bene precisare che essendo tale "pin" caldo per RF, applicando la sonda si ha una staratura che vale 4Hz/pF. Se la sonda impiegata per la misura avesse una capacità d'ingresso di 10 pF esatti, sarebbe necessario effettuare la taratura ad un valore pari a 3999960 Hz (ovvero 4 MHz meno 40 Hz) si da far oscillare il complesso esattamente

su 4 MHz dopo il distacco della sonda dal punto di misura, tolto il carico spurio.

Una eventuale staratura dell'oscillatore potrebbe portare a conseguenze serie perché tenderebbe a spostare la coincidenza tra gli istanti di commutazione dell'indicatore a LED e la frequenza d'ingresso, e ciò per il semplice motivo che la durata del tempo di lavoro della finestra di misura è direttamente proporzionale alla durata del periodo, cioè del segnale dell'oscillatore. Il comando Duplex dell'integrato SAA 1070, già commentato nella puntata precedente, cioè la sincronizzazione del ciclo di misura interno con la tensione alternata di alimentazione ricavata dal generatore Duplex, e lo scambio dei due gruppi d'uscita dei LED, avviene tramite l'ingresso "pin" 16.

Il segnale di comando è la tensione alternata del gruppo LED Dup. = 1 (posizione delle cifre 2 e 4, simbolo kHz).

Tale semionda della tensione alternata, in via di principio potrebbe essere direttamente applicata al terminale 16; e però consigliabile, specialmente nel caso di valori elevati nella tensione di alimentazione dei LED, collegare la tensione detta al terminale 16 tramite un resistore in serie: R12 (o un partitore che potrebbe essere costituito da una R12 e da una R13, soluzione che però non appare nel circuito elettrico). Nel

modo detto, è possibile anticipare l'istante di commutazione, nel funzionamento come uscita e come ingresso, tra i terminali 20 e 28 del LED.

Per impedire una possibile infiltrazione di un valore spurio di tensione, all'ingresso Duplex (terminale 16) è opportuno connettere il condensatore Co; tale condensatore può essere collegato alla resistenza opzionale R13, o direttamente al posto della detta.

La costante di tempo introdotta da queste reti (e cioè da Co, R12, R13, oppure da Co, R12) non dovrebbe produrre un apprezzabile ritardo delle tensioni alternate dei LED.

Se si vuole sostituire R13 con il condensatore Co, è necessario portare il valore di R12 da 10.000 Ohm a 2.200 Ohm, come appunto si vede nella figura 1.

Nel funzionamento in AM, gli stadi d'uscita sono nuovamente invertiti dopo un tempo di sincronizzazione di $2 \times 320 \mu\text{s}$ più 0 ... 320 μs , e cioè 640 ... 960 μs oltre il fianco negativo del segnale Duplex. Prima di questo istante, il valore transitorio delle tensioni alternate dovrà essere inferiore a 2V. Con una tensione del genere, nei LED non può circolare alcuna intensità, visto che sono presenti i diodi D1, D2. Il tipo di funzionamento è garantito sino a che il valore efficace della tensione alternata non superi i 9,4V. Tale valore-limite è

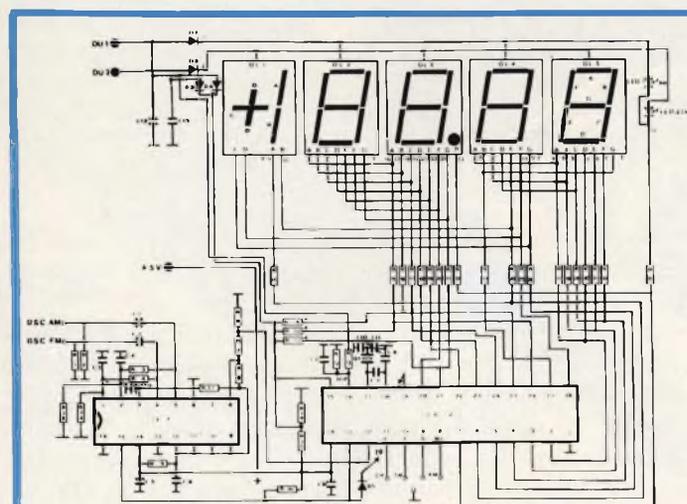


Fig. 1 - Schema elettrico della sintonia digitale

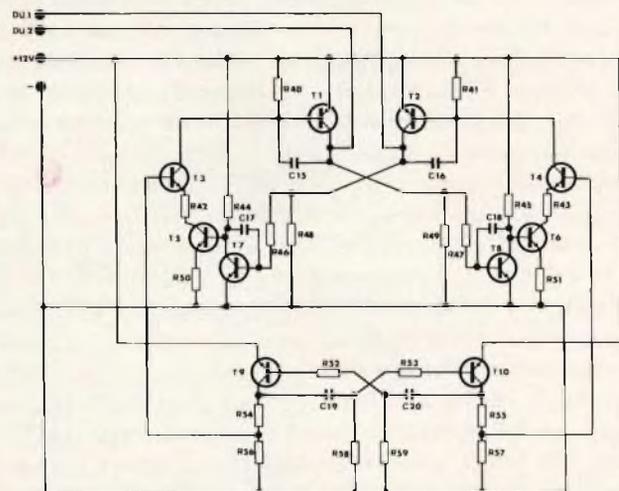


Fig. 2 - Circuito elettrico completo del generatore

ELENCO COMPONENTI

Resistenze

R1	=	82 Ω
R2	=	82 Ω
R3	=	3,3 Ω
R4	=	3,3 Ω
R5	=	2,2 Ω
R6	=	180 Ω
R7	=	910 Ω 2%
R8	=	820 Ω
R9	=	22 k Ω
R10	=	22 k Ω
R11	=	22 k Ω
R12	=	10 k Ω
R13	=	2,2 k Ω
R14+R33	=	270 Ω 1/2 W
R34	=	2,7 k Ω
R35	=	1,8 k Ω
R36	=	1 k Ω
R37	=	27 Ω
R38	=	56 k Ω
R39	=	56 k Ω
R40	=	1 k Ω
R41	=	1 k Ω
R42	=	270 Ω
R43	=	260 Ω
R44	=	3,9 k Ω
R45	=	3,9 k Ω
R46	=	22 k Ω
R47	=	22 k Ω
R48	=	1 k Ω
R49	=	1 k Ω
R50	=	270 Ω
R51	=	270 Ω
R52	=	22 k Ω
R53	=	22 k Ω
R54	=	1 k Ω
R55	=	1 k Ω
R56	=	3,9 k Ω
R57	=	3,9 k Ω
R58	=	100 k Ω
R59	=	100 k Ω

Condensatori

C0	=	10 nF
C1	=	10 nF
C2	=	10 nF
C3	=	
C6	=	0,1 μF
C7	=	120 pF
C8	=	68 pF
C9	=	0,1 μF
C10	=	47 μF
C11	=	10-60 pF Comp.
C12	=	0,1 μF
C13	=	0,1 μF
C14	=	22 nF
C15	=	
C16	=	0,1 μF
C17	=	
C20	=	0,15 μF
D1	=	1N4007
D2	=	1N4007
D3	=	
D5	=	1N4148
T1	=	BC 328
T2	=	BC 328
T3	=	
T8	=	BC 548
T9	=	
T10	=	BC 558
IC1	=	SAA1058
IC2	=	SAA1070
Q1	=	Quarzo da 4 MHz
LD1	=	Led 3 mm. Verde
LD2	=	Led 3 mm. Giallo
DL1	=	HA1142G (Verde) SIEMENS
DL2	=	
DL5	=	HA1141G (Verde) SIEMENS

TABELLA 1											
Funzionamento	Campo di indicazione										
	1	2	min. 3	4	5	1	2	max. 3	4	5	Unità
Frequenza FM **		0	0	0	0	1	9	9	9	5	MHz
Canale FM *	—		0	0		+		9	9		
OC		0	0	0	0	1	9	9	9	5	kHz
OM/OC		0	0	0		1	9	9	9		kHz

(*) L'estensione della banda FM è limitata verso l'alto a 109,3 MHz (canale —64) dalla massima frequenza d'ingresso di 3,75 MHz del SAA 1070 (F.I. = 10,7 MHz).

legato anche alla massima tensione sopportabile dagli stadi finali.

L'impiego di un apposito partitore, permette di ottenere un fianco negativo per la tensione alternata dei LED già prima che il valore sia sceso a 0,7V ovvero con una tensione anodica di 1,4V. Allorché interviene questo valore di tensione, il LED si trova già senza corrente, e l'intervallo di tempo che intercorre, sino al momento in cui il valore istantaneo della corrente alternata fa scorrere di nuovo la corrente, sarà maggiore nei casi nei quali non è impiegato il partitore di tensione.

Il rapporto del partitore non deve essere superiore a 2:1, ad impedire che gli stadi finali siano bloccati prima della fase della circolazione della corrente. Quest'ultima condizione, se presente, causerebbe l'emissione di una notevole luminosità da parte dei LED.

Come abbiamo già detto nelle parti precedenti, e dettagliato nelle tabelle 3, 4, della quarta puntata, tramite il collegamento di semplici resistenze esterne, è possibile programmare i valori della frequenza intermedia che eventualmente differiscono dai valori standard di 460 kHz per l'AM, e di 10,7 MHz per la banda FM. Gli elementi resistivi che occorrono per stabilire i valori di media desiderati (che sono al massimo cinque per il funzionamento in AM e quattro per la FM) devono avere un terminale collegato al potenziale di comando comune, ed il residuo agli ingressi-uscite occorrenti di volta in volta, vale a dire ai terminali da 20 a 28 dell'integrato SAA1070.

La tensione di comando, può essere ripresa sul terminale 15 dello SAA1070 (IC2), terminale che all'inizio di ciascun ciclo di misura, è agganciato internamente al valore di 2,5V. Nel circuito di figura 1, a causa della presenza del partitore R34, R35, non si utilizza una tensione di comando commutata, e di conseguenza, non si possono avere transistori di commutazione sui collegamenti ai LED. I cinque display, da DL1 a DL5, sono commutati a massa attraverso i resistori da R14 ad R33, e dall'integrato SAA1070.

La corrente che circola nel display, è fissata per la maggior parte dal valore della tensione alternata di alimentazione e dal valore dei resistori.

Il valore della corrente per segmento, è data approssimativamente dalla seguente formuletta:

nella quale:

$$1,4 V_{eff} = 2V_1 = V_1$$

$$I_{seg. eff.} = \frac{1,4 V_{eff} - 2V_1}{2,8 R_v}$$

nella quale:

V_{eff} = Tensione di lavoro;

V_1 = Tensione di funzionamento del LED;

R_v = Resistenze poste in serie (da R14 a R33).

Nel caso presente è stata scelta, quindi misurata, una corrente di circa 10 mA per segmento.

Per la presentazione della frequenza (display) nella banda FM, si prevede con l'integrato "SAA1070" degli indicatori numerici LED a sette segmenti ad anodo comune.

Gli elementi che devono indicare il segnale FM, cioè DL3, e DL5 con l'opportuno LED, formano un gruppo di indicazione con il Dup = 0. Gli enumeratori DL2 e DL4 e l'indicazione kHz (AM) formano il secondo gruppo (Dup = 1).

Le interconnessioni tra i vari enumeratori sono state effettuate secondo la decodifica dell'integrato SAA1070, e così si scorgono nel circuito elettrico di figura 1, in relazione alla lettura della frequenza (si veda la tabella 1). Il puntino decimale (P) è definito stabilmente nella posizione numerica di DL3 dopo la cifra. L'indicazione + e —, per il riconoscimento del canale deve di conseguenza essere un segno combinato.

Generatore Duplex

Nella figura 2, si vede il circuito elettrico completo del generatore. La necessità di questa sezione circuitale viene dal fatto che l'alimentazione per la misura della frequenza è di base in CC, ma in effetti serve una tensione alternata, a due fasi, che è richiesta dal funzionamento degli indicatori numerici nel sistema Duplex.

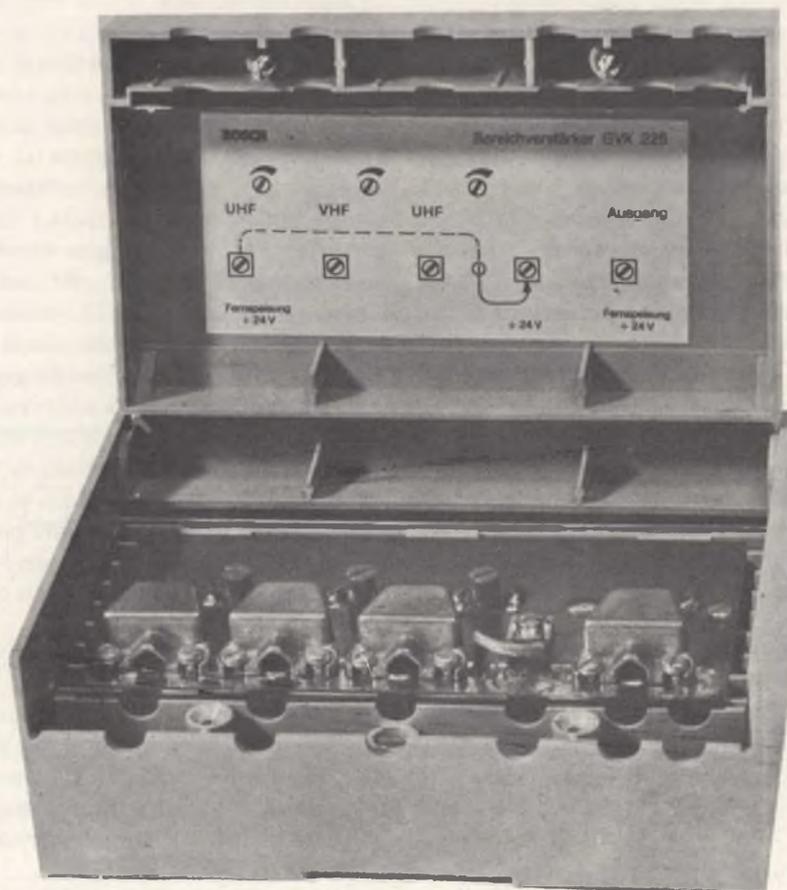
Il circuito detto riporta un assieme molto funzionale, perfettamente adatto al tipo di lavoro. All'uscita eroga due tensioni a forma di trapezio, che si riscontra ai collettori dei T1 e T2, laddove giungono il condensatore C15 e le resistenze R47-R49, (DU. 2) nonché il condensatore C16 e le resistenze R46 ed R48 (DU. 1).

Le uscite sono in controfase, ed hanno un'ampiezza di circa 8V. Il ciclo di utilizzazione di questi due segnali (ciascuno pari a V_1 0,5) è stato in maniera tale da garantire che durante ciascun periodo si verifichi una pausa di corrente negli indicatori, dalla durata tipica di 2 mS, nella quale si possa leggere l'informazione relativa alla taratura delle frequenze intermedie. Le uscite Duplex sono caricate ciascuna con una corrente di 600 mA quindi, per ogni segmento l'intensità efficace sarà di 5 mA.

Si ringrazia per la preziosa collaborazione data il Redattore Lodovico Cascianini, dell'Ufficio Documentazioni Tecniche della Sezione Elcoma della Philips S.p.A. Piazza IV Novembre 3 - 20124 Milano

BOSCH Antennentechnik

LA QUALITÀ AL VOSTRO SERVIZIO



GVK 225

amplificatore
multibanda
per piccoli

impianti centralizzati.
Installazione da palo.

AMPLIFICATORI LINEA GV

TIPO	AMPLIFICAZIONE dB			TENSIONE USCITA dB μ V KMA 60 dB	RUMORE dB	INGRESSI	ALIMENTAZIONE
	BI	BIII	UHF				
GVK 225	26°	26°	21°	100	8	1xVHF - 2xUHF	+24 V/GNT 15
GVM 250B5	7	10	20	98	5	1xVHF - 2xUHF	+12/24 V/GNT 15

° Regolazione del livello.

EL-FAU s.r.l.

Importatore e distributore per l'Italia
- 20133 Milano - Via Ostiglia, 6
tel. (02) 720301 - 7490221

Timer digitale per camera oscura

di F. Musso

Durante la progettazione si è pensato che, visto il costo non indifferente dei componenti, fosse meglio pervenire ad un qualcosa che il lettore avrebbe potuto realizzare anche per scopi diversi da quello fotografico in modo da ripagarsi meglio delle spese sostenute.

Di questi diversi utilizzi si riparerà più avanti mentre ora ci preme passare alla descrizione del circuito che si osserva in figura 1 e 2.

Per essere precisi nella temporizzazione, e visto che il "coso" non sarebbe mai stato usato quando mancava la

corrente abbiamo utilizzato come base tempi i classici 50 Hz della "cara" ENEL i quali, fatti passare per un ponte raddrizzatore ad onda interna, divengono 100 Hz.

Il diodo D1 posto dopo il ponte fa sì che su di questo non sia presente la tensione livellata dal condensatore di filtro perché altrimenti beh! Ditelo voi.

Il valore di picco della tensione in uscita dal ponte supera quello della tensione alla quale risulta alimentato il circuito e ciò spiega la presenza di un partitore resistivo sull'ingresso del NAND A1; in parallelo ad R2 si trova il condensatore C3 con

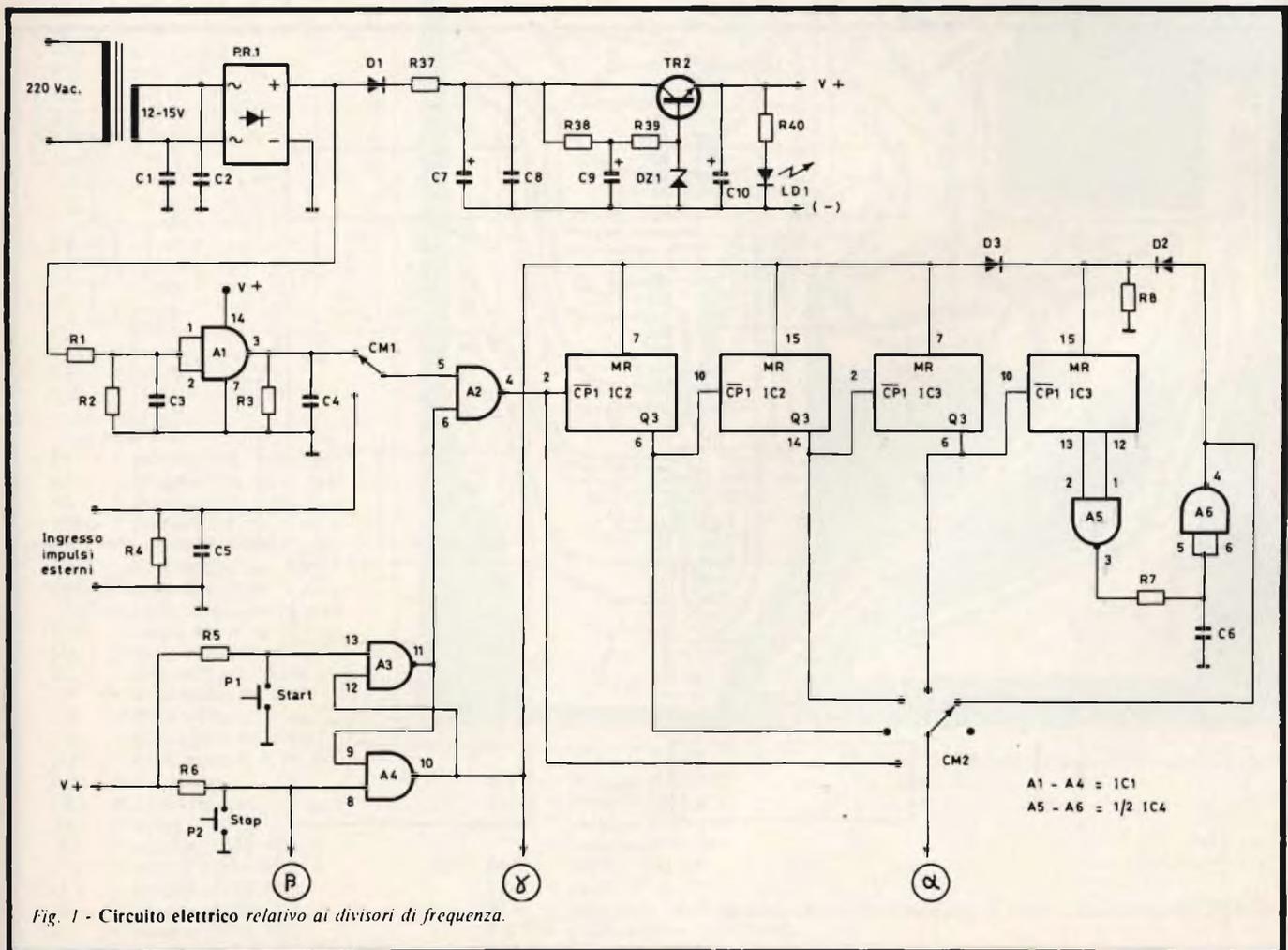


Fig. 1 - Circuito elettrico relativo ai divisori di frequenza.

il compito di fugare a massa eventuali disturbi.

Allo stesso scopo servono i condensatori C1 e C2 posti sull'ingresso del ponte e la rete R3 C4 collegata fra il NAND A1 e CM1.

Questo per ottenere 100 Hz esenti da disturbi.

Quando il circuito funziona da contaimpulsi, questi gli pervengono dall'esterno per cui è prudente ripulirli da eventuali disturbi in A.F. captati dai cavi di collegamento quando questo sia possibile e cioè quando la frequenza massima di detti segnali non superi i 100-150 kHz.

A questo provvede il condensatore C5 il cui valore sarà rapportato alla frequenza massima del segnale entrante.

La resistenza R4 abbassa l'impedenza di ingresso che altrimenti sarebbe simile a quella dei C/MOS proteggendo nel contempo la porta NAND 2 da eventuali cariche elettrostatiche che potrebbero danneggiarla.

R4 e C5 vanno montati direttamente sulla presa di ingresso e pertanto non troverete detti componenti nello schema pratico di cablaggio relativo alla basetta del C.S. La funzione della porta A2 è quella di assicurare che i segnali in arrivo dall'esterno giungano ben squadrati alla catena dei divisori.

Tramite quella ed il latch tessuto attorno ad A3 ed A4 si realizza il controllo Start/Stop e l'azzeramento delle prime quattro decadi.

Il segnale A2 passa su CP1 del primo divisore e, quando questo ha completato il conteggio (1001) il prossimo impulso fa tornare bassa l'uscita 03 da cui ne deriva l'avanza-

mento di un'unità nel conteggio della seconda decade.

Questi due divisori ed i due successivi sono incasellati a coppie negli integrati HBF 4518 e siccome si tratta di contatori sincroni, (figura 8) non pongono problemi di alee e della loro soppressione.

Dalla prima decade esce così ogni decimo di secondo, dalla successiva uno ogni secondo e dalla terza uno ogni dieci secondi.

La quarta viene costretta tramite una rete di reset esterna, costituita dalle porte A5 ed A6 e da R7 e C6 a dividere per sei.

Il diodo D2 isola i terminali di Master Reset delle altre decadi e soprattutto l'uscita di A4 da quella di A6 mentre D3 isola l'uscita di quest'ultima, quando è bassa dal resto del circuito.

La resistenza R8 mantiene basso il terminale MR quando sono basse le uscite di A4 e di A6; essa è necessaria per via della presenza dei due diodi di cui sopra. R7 e C6 allargano un pochino l'impulso di reset generato da A5.

Dalla porta A6 esce ora un impulso al minuto; da questa porta, per motivi pratici non preleveremo segnali quando useremo il circuito come contaimpulsi.

Tramite CM2 selezioniamo ora fra la frequenza base di partenza e le quattro ottenute per divisioni successive per 10, 100, 1.000 e 6.000.

Il desiderato viene spedito agli ingressi CP di due HBF 4029 (figura 8) contatori sincroni avanti e indietro presettabili.

In essi il conteggio avviene solamente se il terminale CE

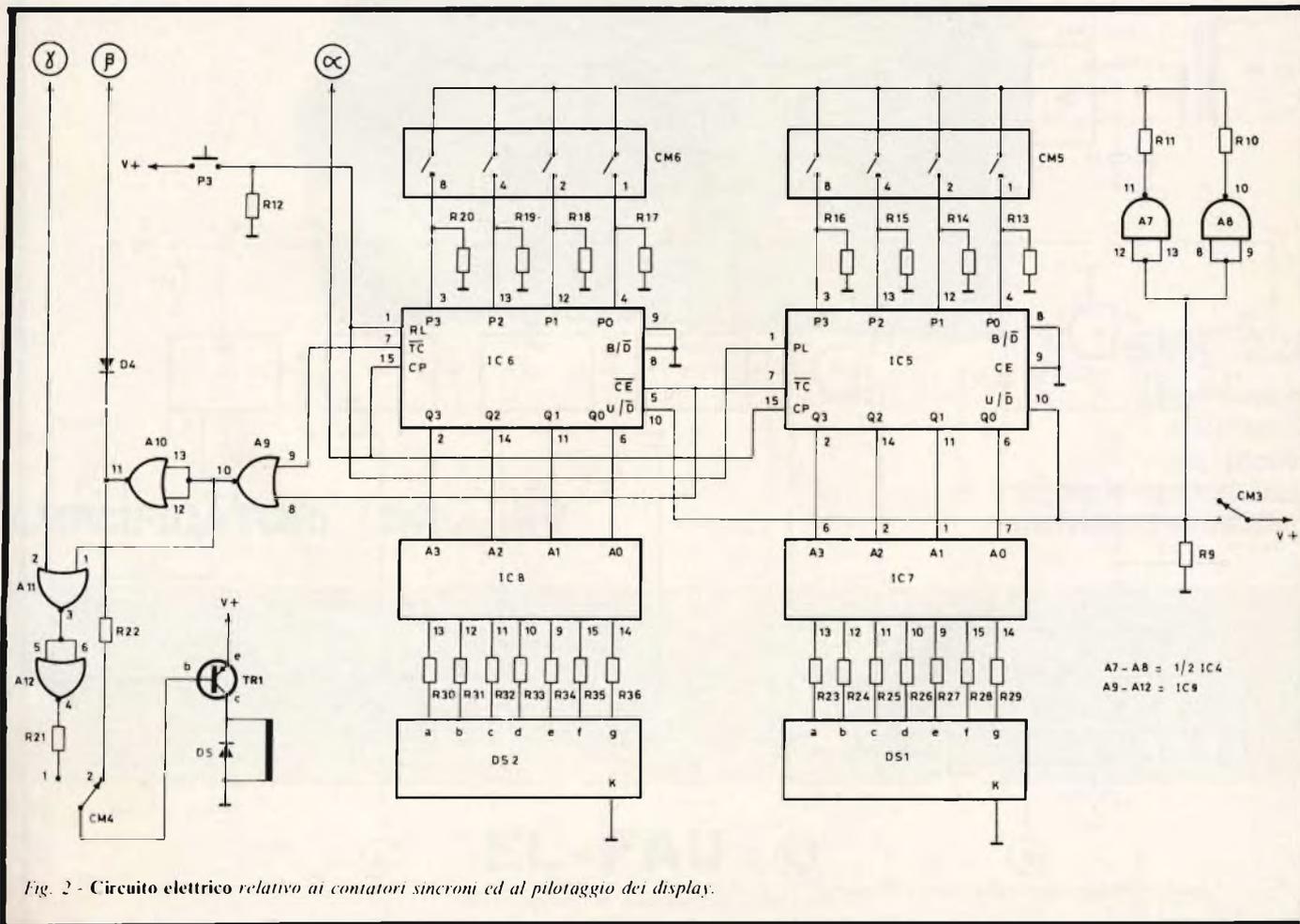


Fig. 2 - Circuito elettrico relativo ai contatori sincroni ed al pilotaggio dei display.

ELENCO COMPONENTI

Resistori

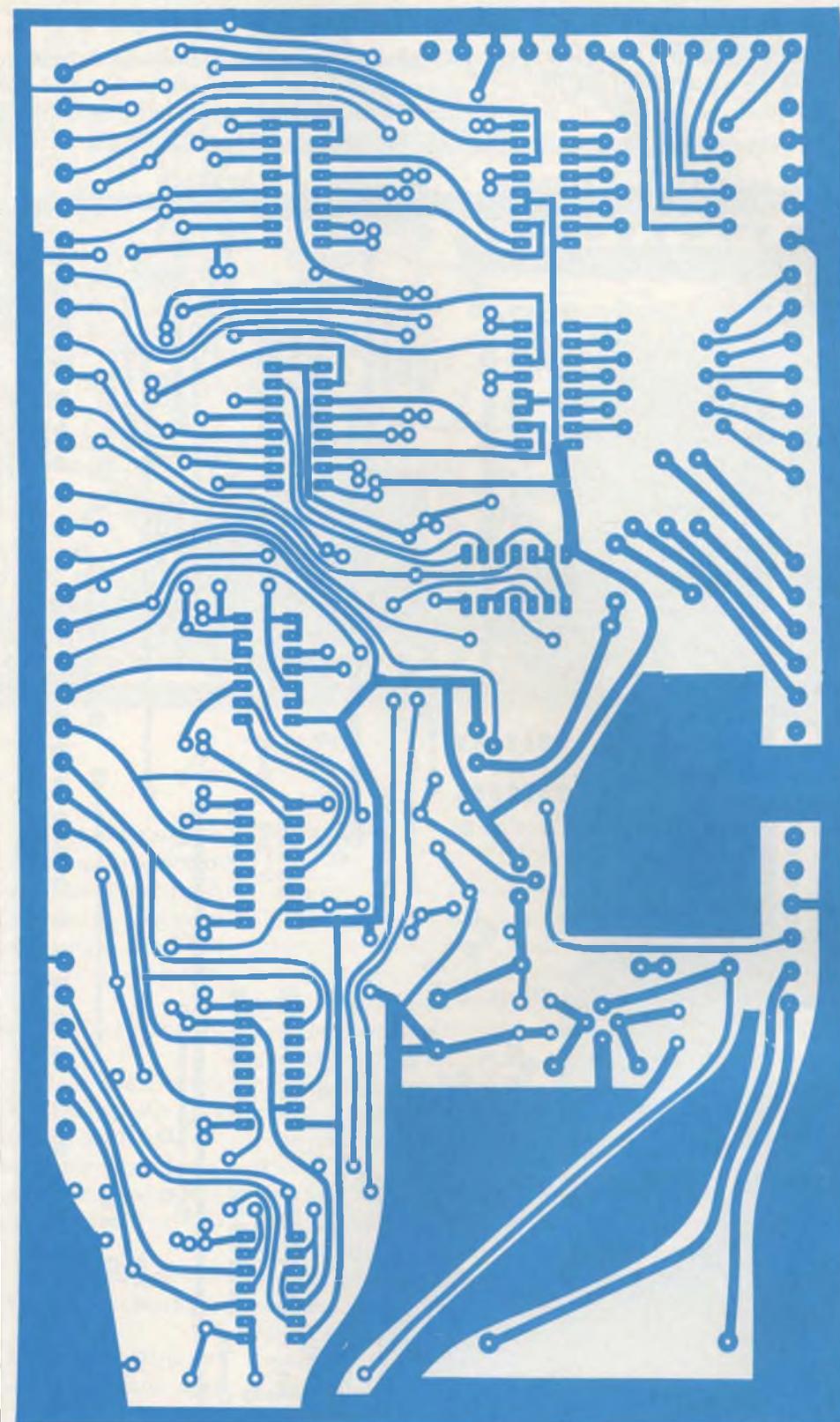
R1	= 1/4 W. 1,5 kΩ
R2	= 1/4 W. 10 kΩ
R3	= 1/4 W. 27 kΩ
R4	= 1/4 W. 47 kΩ
R5	= 1/4 W. 47 kΩ
R6	= 1/4 W. 47 kΩ
R7	= 1/4 W. 22 kΩ
R8	= 1/4 W. 47 kΩ
R9	= 1/4 W. 47 kΩ
R10	= 1/4 W. 1 kΩ
R11	= 1/4 W. 1 kΩ
R12	= 1/4 W. 47 kΩ
R13	= 1/4 W. 39 kΩ
R14	= 1/4 W. 39 kΩ
R15	= 1/4 W. 39 kΩ
R16	= 1/4 W. 39 kΩ
R17	= 1/4 W. 39 kΩ
R18	= 1/4 W. 39 kΩ
R19	= 1/4 W. 30 kΩ
R20	= 1/4 W. 39 kΩ
R21	= 1/4 W. 3,9 kΩ
R22	= 1/4 W. 3,9 kΩ
R23	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R24	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R25	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R26	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R27	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R28	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R29	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R30	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R31	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R32	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R33	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R34	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R35	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R36	= 1/4 W. 1,2 kΩ
R37	= 2 W. 3,9Ω
R38	= 1/4 W. 100 kΩ
R39	= 1/4 W. 330 kΩ
R40	= 1/4 W. 1 kΩ

Condensatori

C1	= ceram. 0,1 μF
C2	= ceram. 0,1 μF
C3	= ceram. 0,1 μF
C4	= ceram. 0,01 μF
C5	= ceram. 0,1 μF
C6	= ceram. 0,01 μF
C7	= elettrol. 1.500 μF
C8	= ceram. 0,1 μF
C9	= elettrol. 10 μF
C10	= elettrol. 10 μF

Semiconduttori

P1	= pulsante cont. norm. aper.
P2	= pulsante cont. norm. aper.
P3	= pulsante cont. norm. aper.
CM1	= commutat. 1 via 2 posiz.
CM2	= commutat. 1 via 5 posiz.
CM3	= commutat. 1 via 2 posiz.
CM4	= commutat. 1 via 2 posiz.
CM5	= comm. bin. 1 via 10 posiz.
CM6	= comm. bin. 1 via 10 posiz.
D1	= diodo silicio 1N 4004
D2	= diodo silicio 1N 4148
D3	= diodo silicio 1N 4148
D4	= diodo silicio 1N 4148
D5	= diodo silicio 1N 4004
DZ1	= diodo zener 12 V 0,5 W
LD1	= Led rosso
TR1	= Trans. BC 160
TR2	= Trans. 2N 1711
IC1	= integrato HBF 4011
IC2	= integrato HBF 4518
IC3	= integrato HBF 4518
IC4	= integrato HBF 4011
IC5	= integrato HBF 4029



IC6	= integrato HBF 4029
IC7	= integrato HBF 4511
IC8	= integrato HBF 4511
IC9	= integrato HBF 4001
Ds 1	= display FND 357
Ds 2	= display FND 357
Ry 1	= relay 12 V 1,2 W eccit. max.
P.R.1	= ponte raddrizz. B40 C1000

Fig. 3 - Circuito stampato doppio rame visto dal lato saldature.

(segue)

(Chip Enable) è basso mentre il terminale TC (Terminated Count) va basso al terminale del conteggio e cioè quando la decade ha raggiunto il valore 9 se sta contando in avanti o lo zero se sta contando all'indietro.

Da questo ne discende che solo ogni qualvolta IC5 giunge al termine del conteggio, poniamo 9, IC6 viene abilitato ad

avanzare nel suo conteggio di un passo al prossimo impulso di clock.

Questo fa sì che IC6 passi, ad esempio, da 3 a 4 mentre IC5 passando da 9 a 0 manda nuovamente alto TC per cui IC6 torna ad essere disabilitato al conteggio. La scelta del modo di conteggio la si effettua collegando il terminale U/D o a V+

per il conteggio in avanti oppure a massa per il conteggio all'indietro. Siccome nel conteggio in avanti normalmente si parte da zero abbiamo collegato il terminale comune dei due "Contraves" con CM3 tramite due NAND A7 ed A8 usati come inverter e posti in parallelo fra di loro.

In questo modo quando si conta in avanti il polo comune di questi due commutatori viene a trovarsi a livello logico 0, e tale livello è identicamente presente su tutti gli ingressi P0÷3 delle due decadi HBF4029 per cui premendo semplicemente il pulsante P3 il quale manda alti gli impulsi omonimi delle decadi, si azzerano le medesime indipendentemente dalla posizione dei commutatori CM5 e CM6. Quando si conta all'indietro il polo comune di detti commutatori si trova invece a livello logico 1 per cui premendo il pulsante P3 viene caricato nelle decadi il numero espresso in quel momento dai Contraves.

A7 ed A8 sono state messe in parallelo in quanto esse hanno come incarico le otto resistenze R12÷R19 per le quali abbiamo preferito adottare un valore "basso" pari a 39 Ω.

Quando i due 4029 sono giunti entrambi alla fine del conteggio (00 oppure 99) i rispettivi terminali TC vengono a trovarsi tutti e due a livello 0 per cui va alta l'uscita del NOR A9 e bassa quella A10.

Quest'ultima è collegata alla A4 del latch visto all'inizio per cui andando bassa manda pure bassa quella di A3 e la porta A2 diviene di conseguenza bloccata: attraverso quest'ultima non potrà più passare alcun impulso.

Per ottenere un altro ciclo di temporizzazione o di conteggio di impulsi, scelto il modo (UP o Down), resettati o ricaricati con il numero scelto i contatori 4029 tramite P3, si preme il pulsante di START (P1) ottenendo così la commutazione del Latch e la conseguente riabilitazione della porta A2.

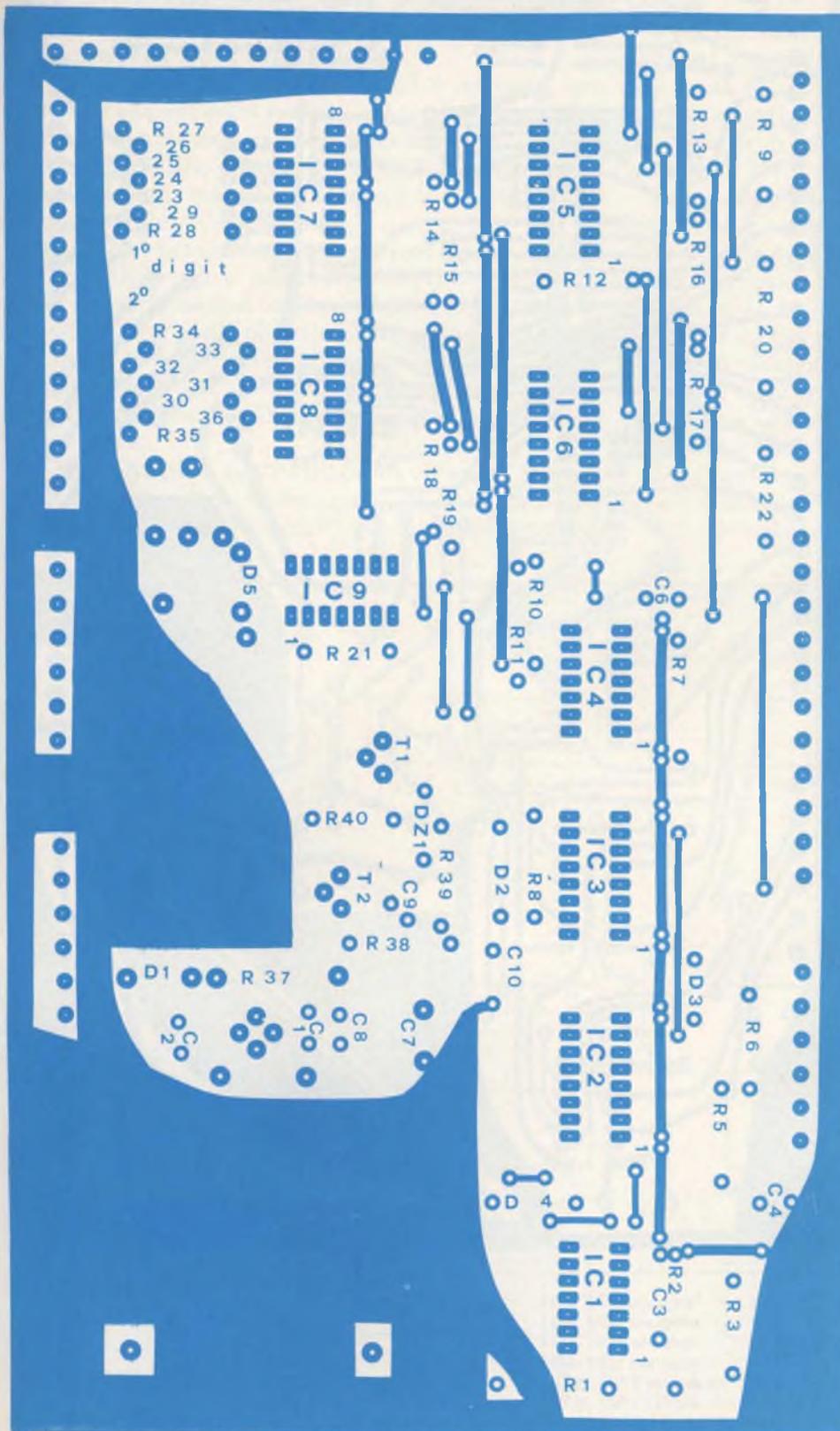


Fig. 4 - Circuito stampato doppio rame visto dal lato componenti.

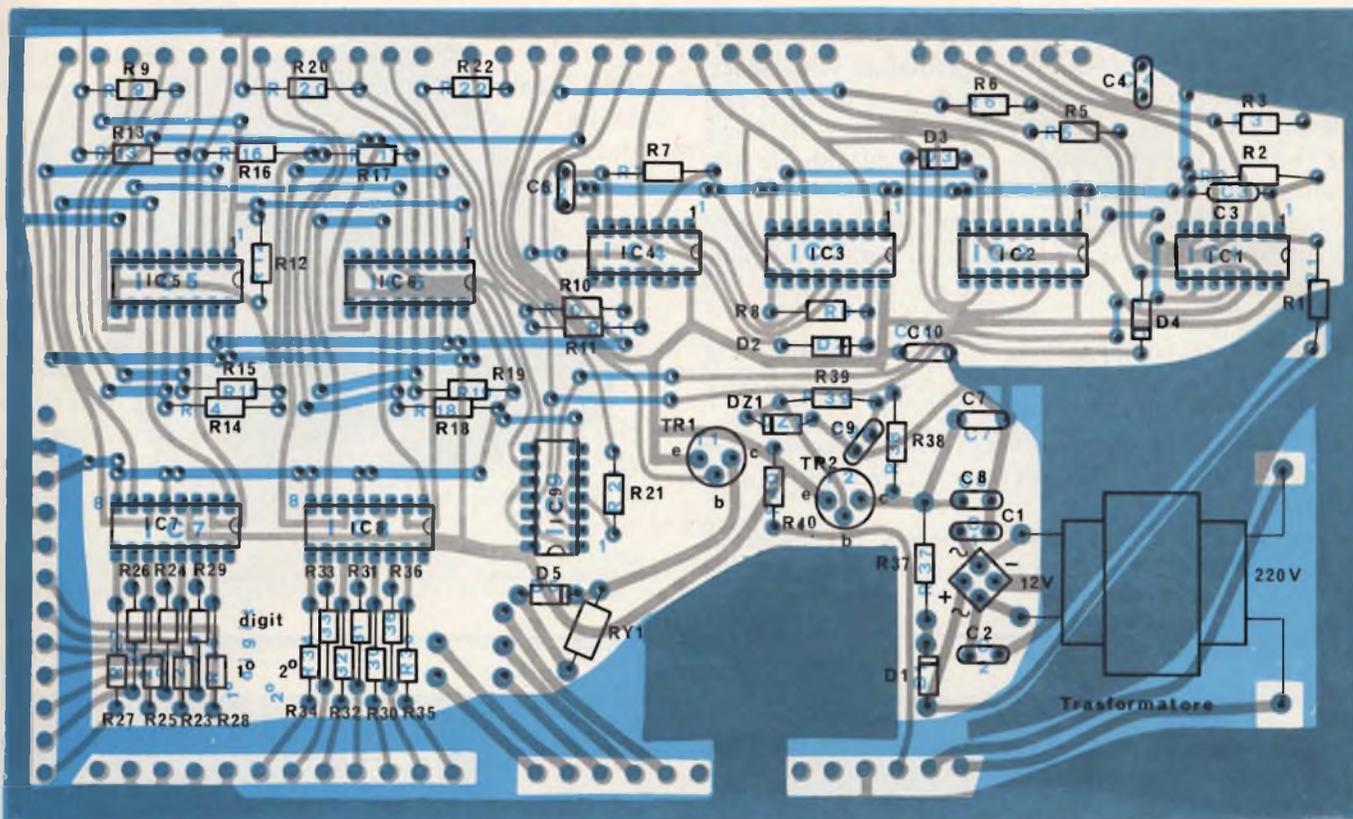


Fig. 5 - Disposizione dei componenti sulla basetta master.

Tramite un apposito pulsante di STOP (P2) collegato alla porta A4 si può arrestare il conteggio in qualsiasi momento.

Il commutatore CM4 estende ulteriormente il campo di applicazione del nostro timer in quanto permette due modi diversi di azionamento del relay, e cioè questo può venir eccitato o durante il ciclo di conteggio oppure al termine del medesimo.

Il primo caso lo si ha con CM4 in posizione (1) ed il secondo ovviamente nella posizione (2).

La porta A12 è infatti bassa solo quando le due uscite di fine conteggio (TC) dei 4029 sono alte ed è bassa quella della porta A4 collegata al terminale reset (MR) dei due HBF 4518; tali condizioni si verificano solamente durante il conteggio.

La porta A10 è bassa solamente quando sono bassi tutti e due i terminali TC dei 4029 e questa condizione si verifica solamente a conteggio ultimato.

In coda ai due HBF 4029 troviamo ancora una coppia di integrati con funzioni di decodifica BCD-Decimale e di piloti per display a sette segmenti Led.

Potete usare per questi o gli HEF 4511 (Philips) (figura 8) oppure gli HBF 4704 della SGS; entrambi pilotano degli indicatori numerici a catodo comune.

Questi indicatori permettono di controllare il numero che è stato caricato nei due 4029 e di tenere sott'occhio continuamente lo stato del conteggio; queste due cose risultano molto utili specie in camera oscura.

Quest'ultima parte non è essenziale al funzionamento del circuito per cui chi desiderasse contenere le spese la può omettere tanto più che la fine del ciclo di conteggio viene sempre annunciata dal relay Ry1.

Realizzazione

Pur coscienti che avremo tirato fuori una basetta di dimensioni non indifferenti abbiamo preferito piazzare tutto il possibile sulla stessa, relè e trasformatore compresi, al fine di ridurre al minimo quel via vai di fili sempre caotico. Per una maggiore pulizia abbiamo condensato tutti i collegamenti con i componenti "out board" su dei connettori rendendo esteticamente migliore il cablaggio. Il tracciato, nei limiti del possibile, è stato ampio in modo da permettere un facile posizionamento dei pezzi anche nel caso che le loro dimensioni fossero poco più grandi di quelle dei componenti presenti nel prototipo.

Ci troviamo purtroppo in presenza di un discreto numero di ponticelli ma nulla vieta di concretizzare i medesimi stampandoli sulla vetronite overrossia di fare uso della vetronite doppio rame sul cui lato componenti, oltre ai ponticelli, conviene incidere anche le sigle ove possibile, dei vari componenti da inserire in modo che la fase di montaggio risulti di molto facilitata.

È quanto abbiamo fatto per il nostro prototipo e, dal momento che il master in figura 3-4 è stato tracciato come se fosse da realizzare su vetronite semplice, tutti i collegamenti relativi agli zocchetti degli IC sono posti sul lato saldature e da questo ne segue che non è tassativo ricorrere alla metalizzazione dei fori per mettere in contatto elettrico la piazzola superiore con quella inferiore cosa altrimenti necessaria dal momento che quella superiore rimane coperta dalla parte plastica dello stesso zoccolo.

Un pregio della soluzione a doppio rame la noterete osser-

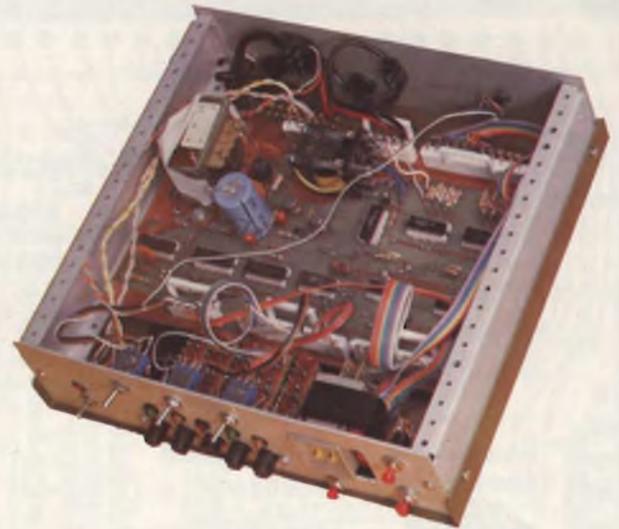
vando come la pista che collega l'uscita del ponte raddrizzatore con la prima porta NAND di squadratura venga schermata nei confronti del trasformatore da parte del rame presente sul dato componenti; altra schermatura della stessa pista è ottenuta dal lato saldature tramite le due robuste piste di massa che la circondano.

Altro pregio, come già detto, la facilità del montaggio per il motivo visto poco prima; a chi realizza il tutto su vetronite semplice "occhio alla penna!" ovvero allo schema pratico di montaggio di figura 5.

Lungo uno dei lati maggiori corrono sei integrati tutti in fila i quali, a partire dal trasformatore, sono così distribuiti: 4011, 4518, 4518, 4011, 4029, 4029.

Sotto ai due ultimi e paralleli agli stessi giacciono i due HBF 4704 (oppure 4511) ai quali regge il mocclo un 4001 affiancato in perpendicolare.

Fissati il trasformatore, il relè ed i maschi dei connettori potete saldare i due gruppi di sette resistenze dedicate alla



Vista interna del timer. Si noti il cablaggio effettuato mediante cavetti multipli.

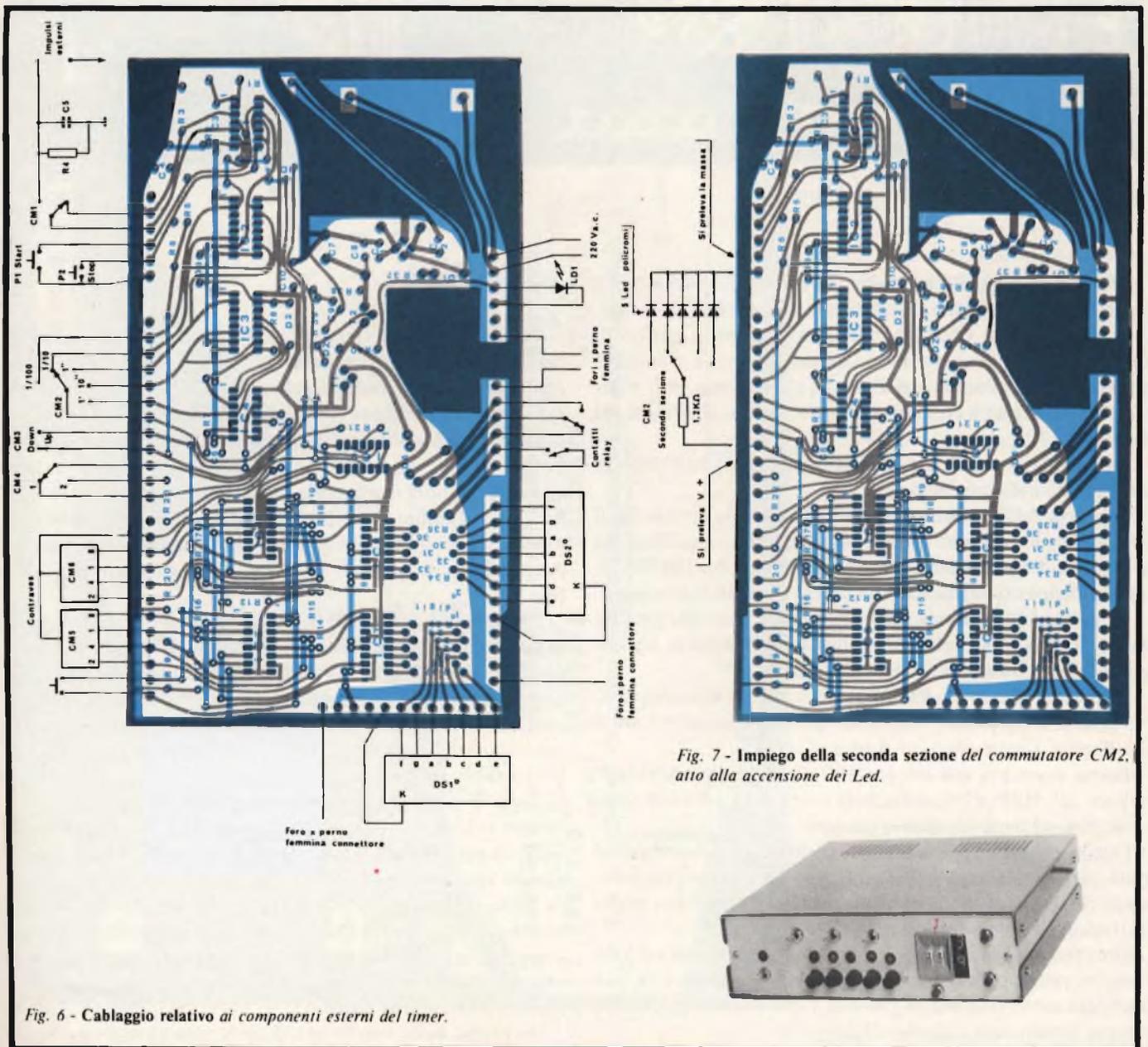


Fig. 6 - Cablaggio relativo ai componenti esterni del timer.

Fig. 7 - Impiego della seconda sezione del commutatore CM2, atto alla accensione dei Led.



coppia di indicatori a sette segmenti per poi passare al cablaggio di tutta la sezione alimentatrice.

I restanti componenti passivi relativi al timer in sè e per sè sono sparsi lungo la fila degli integrati ma gli unici sulla cui posizione si possono avere dei dubbi sono quelli che routano attorno ai due 4029 che da quelle parti è tutto un rifiorire di piazzole assortite.

Veniamo ai collettori (figura 6) e cominciamo da quello posto vicino al trasformatore, un cinque poli sul quale troviamo i terminali per i cavi di alimentazione i quali debbono essere già transitati per il fusibile e l'interruttore di accensione che è bene sia del tipo bipolare; segue un posto vuoto e quindi due poli sono dedicati al Led spia di ON/OFF.

Affiancato al relè troviamo un secondo connettore a 5 poli, i quali si riallacciano ai due scambi azionati dallo stesso relè: su due poli si viene a formare un interruttore e sugli altri tre un deviatore.

Sui bordi e posti tra loro ad angolo retto troviamo due connettori a 11 poli, (GQ/6592-11) i quali servono per colle-

gare la basetta alla coppia di FND 357 usata per il display: connettori a soli 9 poli tipo GQ/6592-09 vanno altrettanto bene.

Portandosi sull'altro lato maggiore della basetta incontriamo un altro connettore a 11 poli il quale serve per il pulsante PL e per i due contraves CM5 e CM6.

A questo punto ne segue un altro identico il quale si occupa di CM4 dedicandogli tre poli, il CM3 dedicandogli due poli mentre con i rimanenti sei accontenta CM2.

Chiude la bianca sfilata un povero tapino a soli cinque poli il quale serve per imbrigliare i cavetti relativi ai pulsanti Start e Stop e quelli in arrivo da CM1.

Data la conformazione della basetta il contenitore deve avere una buona superficie di base mentre l'altezza può essere contenuta in 10-12 cm.

Sul frontale (figura 9) la sfilata dei vari comandi a partire dall'interruttore di accensione corredato di relativo Led spia e per finire ai due controvers affiancati dai due indicatori optoelettronici.

Sul retro il fusibile seguito da una presa asservita ai contatti di scambio del relè e sulla quale è presente la tensione di rete quando il relè stesso è eccitato; essendo il relè a due scambi si può mettere una seconda presa.

Nel prototipo, appaiono cinque Led posti attorno al commutatore CM2 dei quali passiamo a dirvi il come ed il perchè.

Si tratta di un optional visibile in figura 10 molto comodo in camera oscura in quanto i Led servono da spie per le posizioni di CM2.

Per inserire questo optional usate un commutatore a due vie cinque posizioni per CM2 come indicato in un apposito schemino.

Collaudo

Non dovrebbero esserci problemi di sorta per il collaudo di questo circuito; ispezionatelo attentamente poi, prima di inserire i "cari" integrati date tensione e verificate che nessun componente faccia "il telegrafo indiano" e infilate gli IC controllando dapprima la regolare accensione del display.

Premete il pulsante Stop se è in atto il conteggio e quindi azionando CM5 e CM6 ed il pulsante PL verificate che i numeri che appaiono sul display sono identici a quelli impostati sui commutatori.

Predisposto CM3 per il conteggio all'indietro, con CM2 in terza posizione impostate un tempo tramite i contraves e premuto il pulsante di Start verificate tramite il display che il conteggio avvenga regolarmente; ripetete la cosa con CM2 nelle altre posizioni provocando anche il conteggio ed il gioco è fatto. NON vi sono tarature di sorta da eseguire.

Applicazioni

Oltre all'uso come timer in camera oscura, idea all'origine del progetto, esso serve ancora in campo fotografico ad esempio come temporizzatore per la smaltatrice o per bagni di sviluppo particolari molto lento.

Declassandolo vergognosamente potete usarlo ancora come timer in cucina imponendogli di accendere il fornello sotto l'acqua della pasta fra un certo tempo X o di spegnere quello sotto il minestrone dopo un tempo Y mentre voi ve ne sarete fuori a spasso.

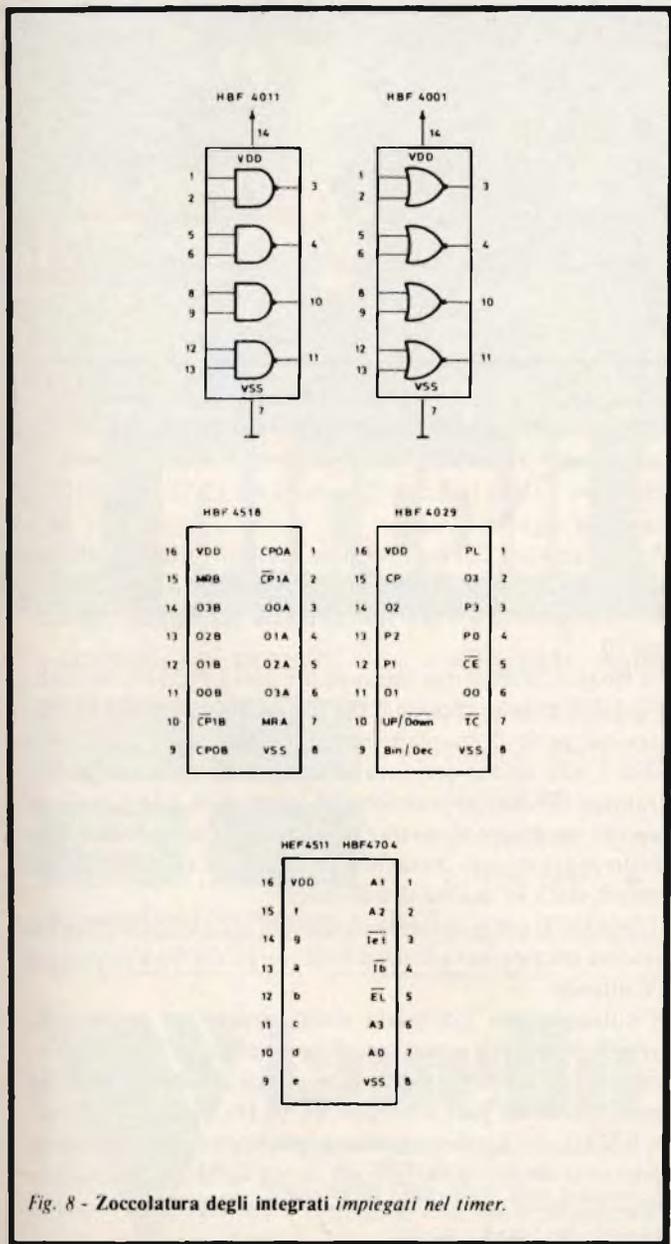


Fig. 8 - Zoccolatura degli integrati impiegati nel timer.

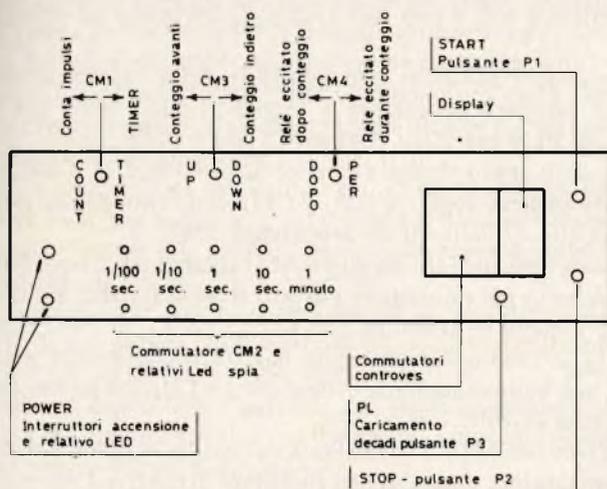


Fig. 9 - Disposizione dei comandi sul pannello frontale.

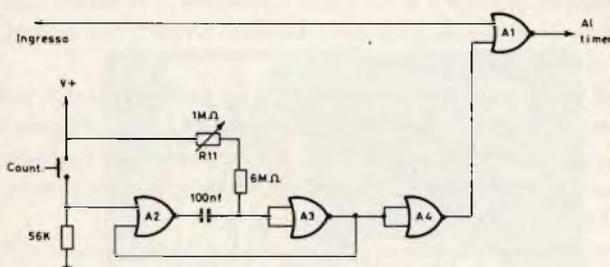


Fig. 11 -Circuito aggiuntivo per trasformare il timer in un frequenzimetro.

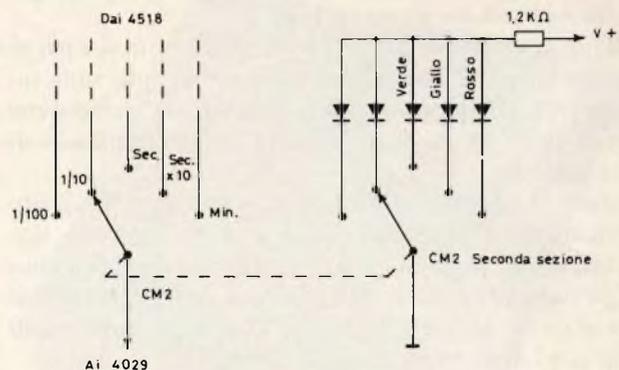


Fig. 10 -Dispositivo aggiuntivo per evitare le varie posizioni del commutatore.



Vista frontale del timer fotografico. Il comando viene fornito tramite contraves.

L'altro modo di usarlo è come contaimpulsi i quali possono arrivare dalle sorgenti più disparate.

Esso può essere abbinato a dei contapezzi, contapersone o ad una bobinatrice la quale si arresterà non appena avrà effettuato il numero di spire desiderato.

Il fatto di poter impostare solo due cifre non rappresenta un ostacolo insormontabile in quanto dovendo ad esempio avvolgere 3456 spire è sufficiente porre CM2 in posizione x 100 impostare il numero 34 e dare il via; fatte le prime 3400 spire la macchina si ferma.

Portato CM2 in posizione x 1 e impostato il numero 56 ridare il via e la nuovo arresto della macchina la bobina è fatta.

Non sarà tanto comodo però pensate anche al notevole risparmio di componenti che si ottiene rispetto ad un sistema a quattro cifre.

Con un piccolo e semplice circuito aggiuntivo (figura 11) possiamo trasformare il timer in un frequenzimetro a due digit più che sufficiente per gli usi spiccioli di laboratorio. Il segnale da misurare passa attraverso una porta NOR il cui secondo ingresso è collegato ad un monostabile il quale a riposo tiene tale ingresso nello stato logico alto per cui la porta risulta bloccata.

Premendo il pulsante Count, il monostabile genera un impulso per la durata del quale, la suddetta porta viene bloccata permettendo che gli impulsi arrivino al timer.

Con la durata dell'impulso pari ad un decimo di secondo

bisogna moltiplicare il valore letto per dieci e per il fattore di scala indicato da CM2.

Esempio: valore indicato 72, posizione CM2 = x 100, frequenza del segnale 72 kHz.

Per la taratura del monostabile servirsi di un oscillatore quarzato da 100 kHz e ruotare il trimmer fino a quando, con CM2 in posizione x 1.000 non ottenete sul display l'indicazione 10.

La frequenza massima misurabile è pari a 990 kHz espandibile a 5.400 kHz se si pone CM2 in posizione Minuti; in tale posizione però il frequenzimetro risulta poco pratico in quanto l'indicazione ottenuta va sempre moltiplicata per sei.

Quando sul display si ottiene 99 commutare CM2 su di una posizione superiore e ripetere la misura in quanto i due 4029 quando raggiungono durante il conteggio il valore 99 fanno arrestare tutta la catena dei divisori.

Il segnale di cui si desidera conoscere la frequenza deve già possedere un'ampiezza compatibile con i C/MOS e cioè pari a 10 V minuti.

Il condensatore C5 posto direttamente sui morsetti di ingresso per segnali esterni va dimensionato in base alla frequenza massima che si pensa di applicare su tale ingresso; ad esempio ponetelo pari a 0,1 μF con 50 Hz e pari a 15 - 20 pF con 1 MHz. Se a tale ingresso applicherete sempre segnali provenienti da circuiti logici con uscita C/MOS compatibile tramite un buon cavo schermato tale condensatore lo potete eliminare del tutto.

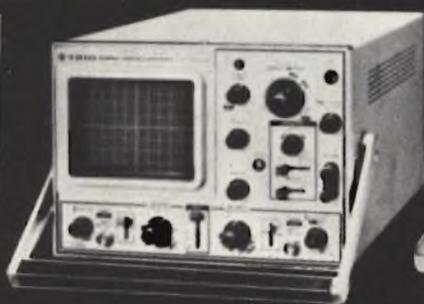


TRIO TRIO-KENWOOD
CORPORATION



Modello CS-1562A

- cc-10 MHz/10 mV
- Doppia Traccia 8x10 cm
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y



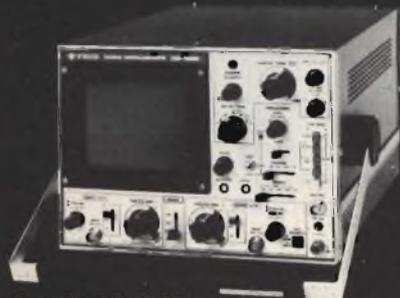
Modello CS-1560A

- cc-15 MHz/10 mV
- Doppia Traccia 8x10 cm
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione



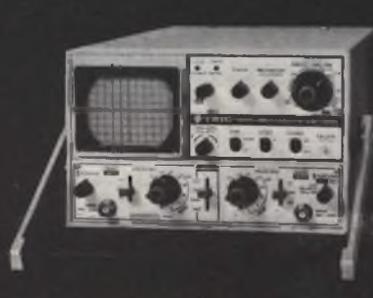
Modello CS-1566

- cc-20 MHz/5 mV
- Doppia Traccia 8x10 cm
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione



Modello CS-1830

- cc-30 MHz/2mV
- Doppia Traccia 8x10 cm (reticolo compl.)
- Trigger automatico e sweep a ritardo variabile
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione



Modello CS-1352

- cc-15 MHz/2 mV
- Portatile - alim. rete, batteria o 12 V cc
- Doppia Traccia, 3" (8x10 div.)
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione



Modello CS-1575

- cc-5 MHz/1 mV
- 4 prestazioni contemporanee sullo schermo (8x10 cm): 2 tracce, X-Y, fase.

i piccoli GIGANTI

«piccoli» nel prezzo*

CS-1562A
10MHz
450.000€.

CS-1560A
15MHz
556.000€.

CS-1566
20MHz
655.000€.

CS-1830
30MHz
995.000€.

Atti: I suddetti prezzi sono comprensivi di 2 sonde di dotazione complete X1 e X10.

«Giganti» nelle prestazioni ed affidabilità

A questi prezzi ogni concorrenza si offusca ed addirittura scompare se esaminate anche le specifiche tecniche.

Il mercato degli oscilloscopi non è più lo stesso di prima perchè . . . sono arrivati i «piccoli Giganti».

*I prezzi possono cambiare senza preavviso.



Sede: 20121 Milano - Via T. da Cazzaniga 9/6
Tel. (02) 34.52.071 (5 linee)

Filiale: 00185 Roma - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Tel. (06) 75.76.941/250

Alla VIANELLO S.p.A. - MILANO

SR 7-8/80T

Inviatemi informazioni complete, senza impegno

NOME

SOCIETA'/ENTE

REPARTO

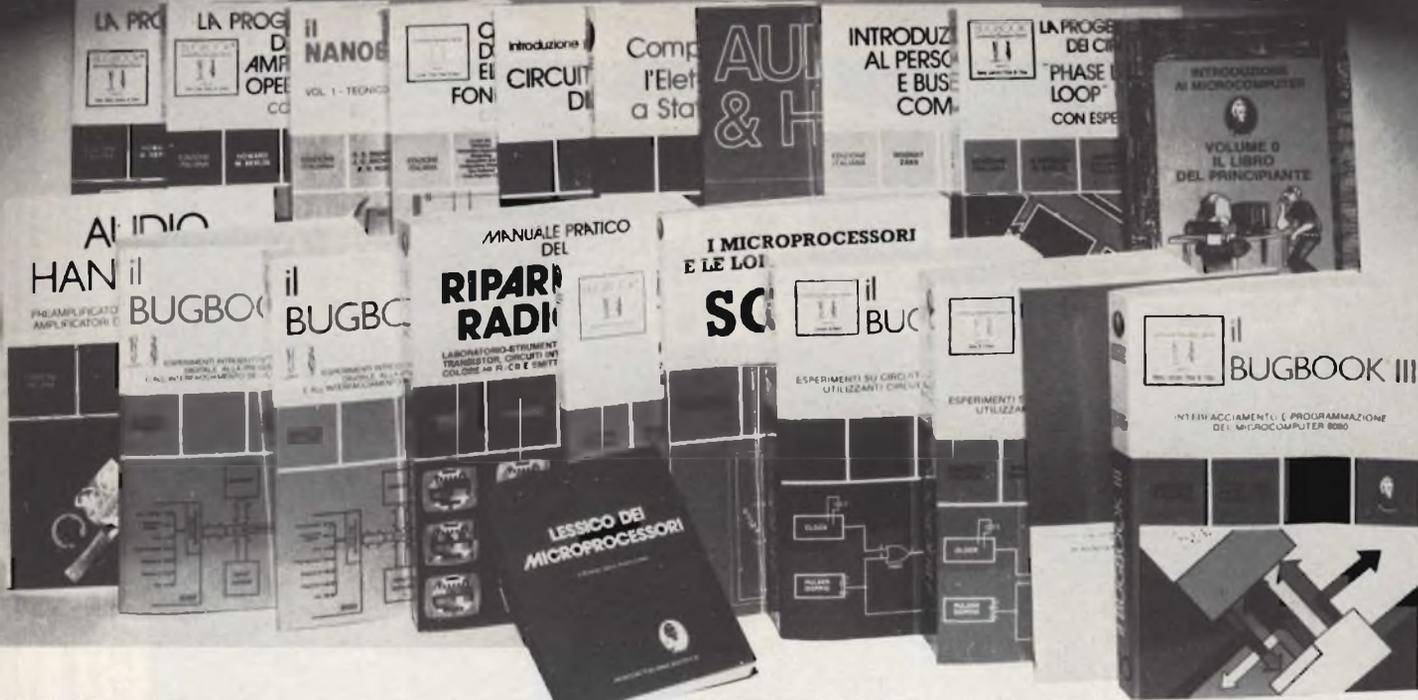
INDIRIZZO

CITTA'

TEL.

RIVENDITORI AUTORIZZATI CON MAGAZZINO: BOLOGNA: Radio Ricambi (307850); **CAGLIARI:** ECOS (373734); **CATANIA:** IMPORTEX (437086); **FIRENZE:** Paolletti Ferrero (294974); **FORLI:** Elektron (61749); **GENOVA:** Gardella Elettronica (873487); **GORIZIA:** B & S Elettronica Professionale (32193); **LA SPEZIA:** LES (507265); **MODENA:** Martinelli Marco (330536); **NAPOLI:** Bernasconi & C. (285155); **PADOVA:** RTE Elettronica (605710); **PIOMBINO:** Alessi (39090); **REGGIO CALABRIA:** ImporTex (94248); **ROMA:** GB Elettronica (273759); **THIENE:** L. Gemmo & Figli (31339); **TORINO:** Petra Giuseppe (597663); **VERONA:** Radio Comunicazioni Civili (44828); **Teleuropa** (541255).

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.
L. 19.000 (Abb. L. 17.100)

3) IL BUGBOOK VI

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

4) MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO-TV

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

5) IL TIMER 555

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

6) SC/MP

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

7) IL BUGBOOK I

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

8) IL BUGBOOK II

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

9) IL BUGBOOK II/A

Esperimenti di interfacciamento e trasmissione dati utilizzando il ricevitore trasmettitore 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

Tecniche 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) COMPRESO 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



Multimetro numerico da 3 cifre e 1/2

Di Filippo Pipitone - 1ª Parte

Per misurare una grandezza, è necessario esprimere con un numero il rapporto con un'altra grandezza, di uguale entità, scelta come unità. Tuttavia, in pratica, tale misura avrebbe l'ostacolo di utilizzare dei campioni specie della grandezza da misurare. Come tutti sanno gli strumenti analogici (Tester) effettuano rilievi in corrente.

Con lo sviluppo di tecnologie tali strumenti, sono alla soglia del tramonto. La moderna industria propone infatti, strumenti sostitutivi digitali che offrono la massima precisione rispetto a quelli tradizionali. Detti strumenti, passano sotto il nome di "Multimetri Digitali".

Con tale termine s'intende identificare uno strumento di precisione in grado di misurare, grandezze elettriche di natura diversa. Di base essi sono costituiti, come mostra la figura 1, da un divisore d'ingresso da selettori di funzione, da un convertitore di precisione AC-DC, da un generatore di corrente costante, da una serie di "struments" e da un convertitore analogico digitale. Il primo è formato da resistori di altissima precisione (a strato metallico) con tolleranza dello 0,1%.

Il selettore è comunemente a tasti, mentre il convertitore AC-DC, ed il generatore costante, assicurano la stabilità di precisione, durante le misure di resistenze e di valori alternati o serie di shunt, ci permette la possibilità di misurare correnti sia in AC che in DC ed il "convertitore analogico digitale",

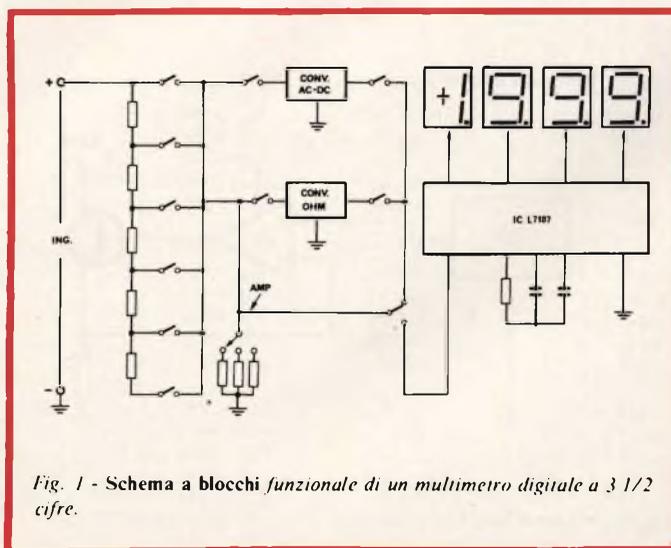


Fig. 1 - Schema a blocchi funzionale di un multimetro digitale a 3 1/2 cifre.

tipicamente a doppia rampa, visualizza, tramite indicatori numerici (Display) il valore reale delle grandezze sottoposte a misura. La figura 2, illustra il principio di funzionamento d'ingresso. Come si vede dalla stessa, è costituita da una serie di resistori di precisione, inseriti, di volta in volta, tramite il commutatore a tastiera, a seconda della portata scelta. All'uscita del divisore di tensione avremo in ogni caso, una tensione di 100 mV, utile per pilotare, il "convertitore analogico digitale".

In figura 3, viene illustrato, il principio di funzionamento di un "convertitore AC-DC". Tale apparato svolge la funzione di rettificare tensioni alternate in continue e viene inserito in circuito, per effettuare appunto misure in corrente alternata.

È costituito da un amplificatore operazionale JFET ad alta impedenza, in grado di assicurare in uscita, una tensione tipica di 100 mV c.c. corrispondente al fondo scala della grandezza in esame.

In figura 4, viene dato lo schema a blocchi del "generatore di corrente costante" che svolge la funzione di convertire un valore ohmico in una tensione continua proporzionale al resistore sottoposto a misura.

Tale generatore fornisce in ogni caso una corrente fissa, stabilita dagli elementi che compongono il circuito. La figura 5, illustra la parte relativa agli shunts, che hanno la funzione di convertire la corrente d'ingresso sottoposta a misura in una tensione continua atta ad essere processata dal "convertitore analogico digitale". Gli shunts si rendono necessari in quanto come tutti sanno, i Multimetri Digitali, a differenza di quelli analogici, eseguono le misure in tensione, anziché in corrente, come il caso di tester tradizionali. In figura 6 viene illustrato lo schema a blocchi relativo al "convertitore analogico digitale". Come dice la parola stessa, tale circuito ha la funzione di convertire grandezze analogiche, in digitali. Il sistema più diffuso e più preciso è quello a "doppia rampa". Esso viene

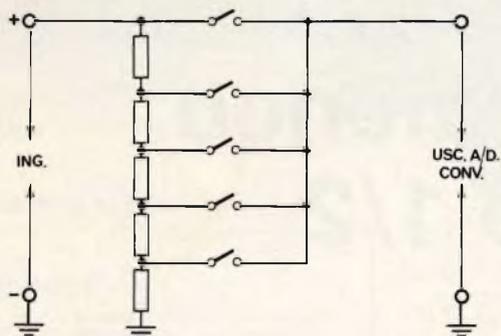


Fig. 2 - Circuito del partitore di ingresso.

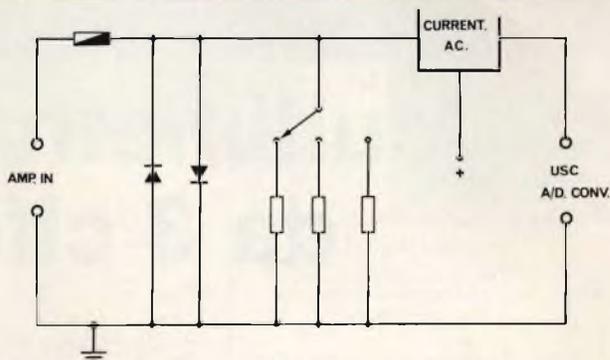


Fig. 5 - Schema di principio per misurare più corrente in AC-DC.

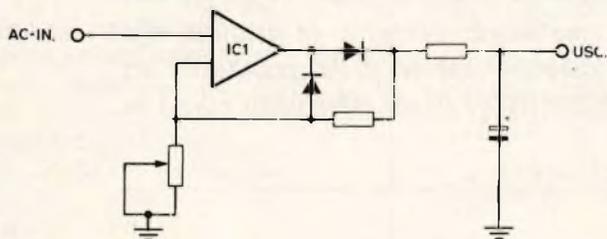


Fig. 3 - Schema a blocchi del convertitore AC-DC.

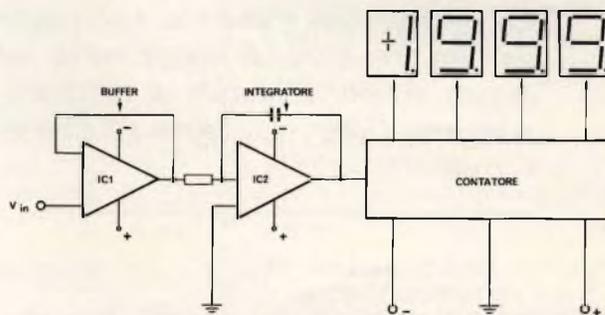


Fig. 6 - Schema a blocchi del convertitore A/D. Si noti il circuito integratore.

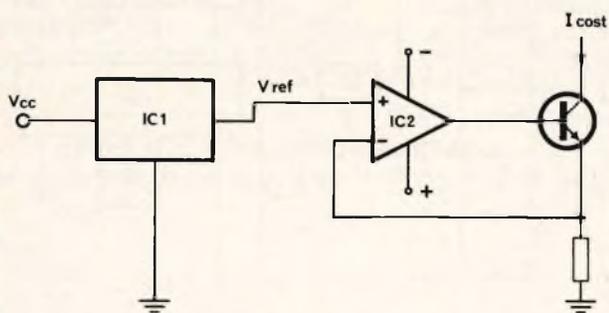


Fig. 4 - Schema a blocchi del "generatore di corrente costante".

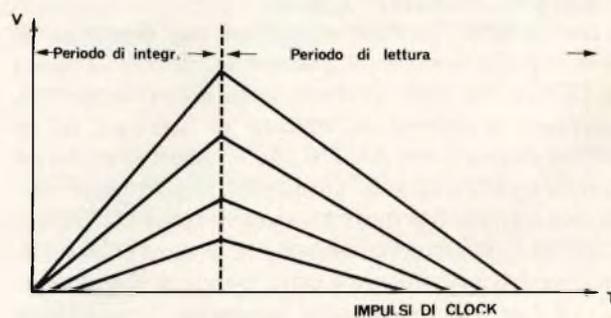


Fig. 7 - Diagramma relativo agli impulsi di clock, in funzione del periodo di integrazione.

attuato per mezzo di un circuito integratore, con due tensioni di riferimento di polarità opposta e con un oscillatore (Clock), che stabilisce gli impulsi di conteggio. Le fasi della misura si possono riassumere, come mostra il grafico di figura 7, in periodo di integrazione, periodo di lettura e segnale di clock.

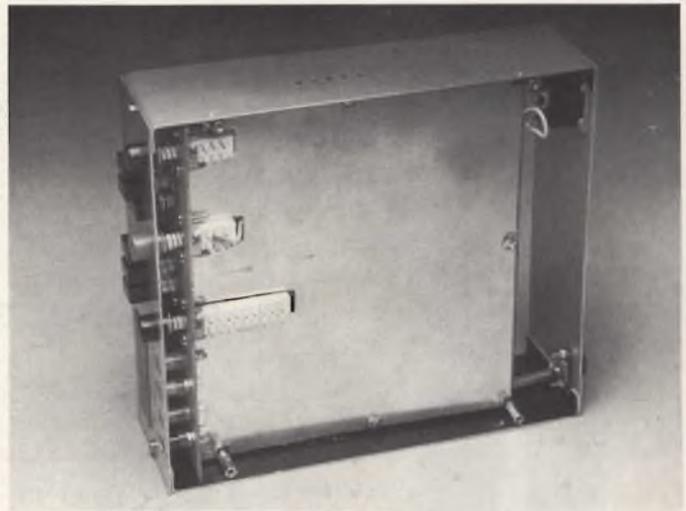
Il valore della grandezza sottoposta a misura, viene visualizzato per mezzo di indicatori numerici a stato solido (Display) a sette segmenti, che assicurano un'ottima visibilità, anche nelle condizioni ambientali più disagiate. Il "Multimetro Digitale FENIX 6001" oggetto di questo articolo, è stato realizzato dall'autore nei laboratori della E.D.S. Alcamo. Andiamo ora a riassumere le principali caratteristiche rilevate.

5 funzioni, DC, AC, OHM, DC-AMP., AC-AMP..

Lo strumento è in grado di misurare tensioni in AC e in DC che vanno da un minimo di 1 mV ad un massimo di 1000 V, resistenze da 0,1 Ω a 20 Ω , correnti sia in AC che in DC da 10 μ A a 2 A. Le caratteristiche generali dello strumento vengono illustrate in tabella 1. La figura 8 mostra il divisore d'ingresso in grado di assicurare misure corrette sia di tensione che di resistenze. Lo stadio d'ingresso è stato così concepito per semplificare, al massimo, le operazioni di messa a punto, dando la possibilità all'hobbista, di realizzarlo con estrema facilità e con un minimo impiego ottenendo in ogni modo le caratteristiche tecniche da noi citate. La figura 9 illustra lo schema a blocchi del "generatore di tensione a corrente costante" da noi impiegato, per ottenere la massima precisione, durante la misura delle resistenze.

In figura 10, viene illustrato il "convertitore AC-DC" in grado di eseguire misure in tensione alternata, con un'ottima precisione. Abbiamo scelto per questo rettificatore di precisione, un amplificatore operazionale ad altissimo guadagno e ad alta impedenza a tecnologia JFET. Nella figura 11, viene data la configurazione interna del "convertitore analogico digitale", costituito da un unico integrato, di recentissima produzione della INTERSIL.

L'ICL 7107CP, così si chiama il "chip", risulta protetto da eventuali disturbi, causati dall'alimentatore, si presenta in un contenitore DUAL-IN-LINE a 40 piedini. Nel prototipo è stato utilizzato quello in contenitore ceramico, tuttavia si può utilizzare tranquillamente, anche l'altra versione plastica. Il 7107 racchiude nel suo interno tutte le funzioni dell'intero sistema e richiude soltanto pochissimi componenti esterni,



Particolare del montaggio dei commutatori dal lato rame del circuito stampato

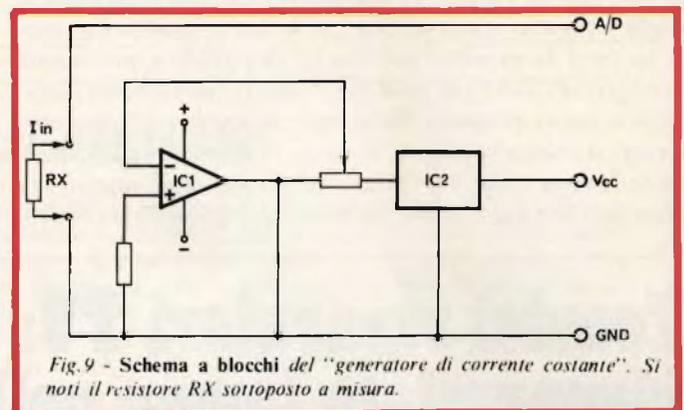


Fig.9 - Schema a blocchi del "generatore di corrente costante". Si noti il resistore RX sottoposto a misura.

TABELLA 1

FUNZIONI	PORTATA	RISOLUZIONE	PRECISIONE
DC-V	199,9 mV	100 μ V	1% \pm 1 Digit
	1,999 V	1 mV	1% \pm 1 Digit
	19,99 V	10 mV	1% \pm 1 Digit
	199,9 mV	100 mV	2% \pm 1 Digit
	1000 V	1 V	5% \pm 2 Digit
AC-V	199,9 V	100 μ V	3% \pm 2 Digit
	1,999 V	1 mV	3% \pm 1 Digit
	19,99 V	10 mV	8% \pm 2 Digit
	199,9 V	100 mV	1% \pm 1 Digit
	1000 μ V	1 V	1% \pm 2 Digit
DC-AMP.	199,9 μ A	10 nA	1% \pm 2 Digit
	199,9 μ A	100 nA	1% \pm 2 Digit
	1,999 mA	1 μ A	1% \pm 2 Digit
	19,99 mA	10 μ A	1% \pm 1 Digit
	199,9 mA	100 μ A	1% \pm 1 Digit
AC-AMP	199,9 μ A	1 mA	1% \pm 1 Digit
	199,9 μ A	10 A	1% \pm 5 Digit
	1,999 mA	100 A	1% \pm 2 Digit
	19,99 mA	1 μ A	1% \pm 1 Digit
	199,9 mA	10 μ A	1% \pm 2 Digit
OHM	199,9 Ω	100 μ A	8% \pm 2 Digit
	1,999 K Ω	1 mA	8% \pm 2 Digit
	19,99 K Ω	1 Ω	1% \pm 1 Digit
	199,9 K Ω	10 Ω	1% \pm 1 Digit
	1,999 M Ω	100 Ω	2% \pm 2 Digit
	199,9 K Ω	1 k Ω	2% \pm 2 Digit
	1,999 M Ω	1 k Ω	5% \pm 2 Digit

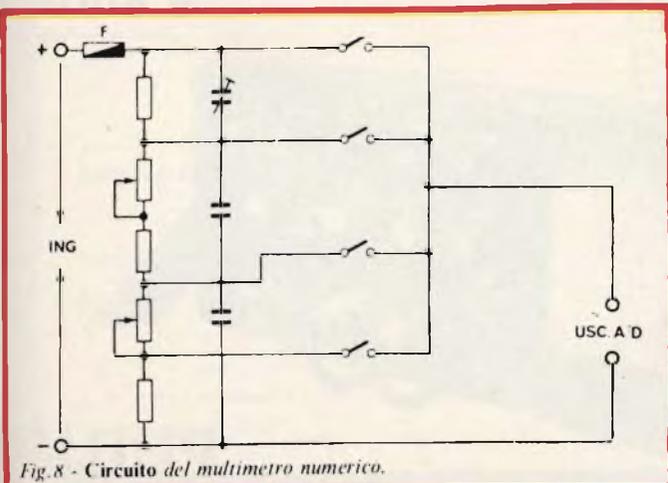


Fig.8 - Circuito del multimetro numerico.

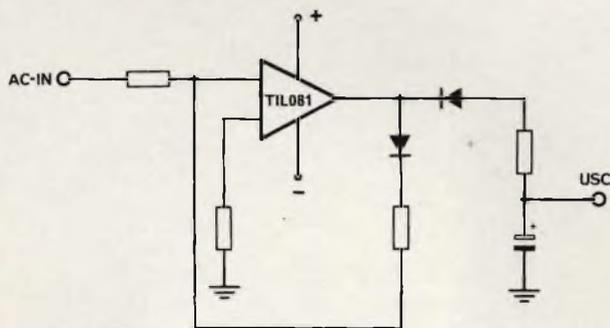


Fig. 10 - Particolare del rettificatore di precisione "AC-DC".

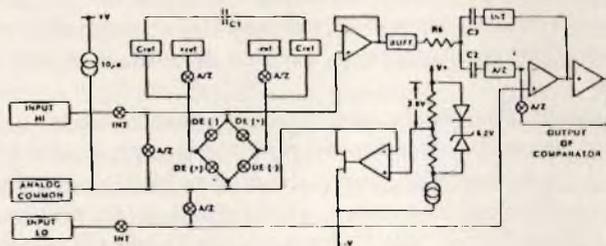


Fig. 11 - Schema a blocchi, del convertitore analogico digitale situato all'interno del chip ICL 7107.

assicurando così, la massima stabilità possibile. Nel nostro campo, per semplificare il tutto vengono utilizzate, due tensioni di riferimento, rispettivamente di 100 mV e 1 V, che ci permettono di ridurre al massimo il circuito mantenendo valide le caratteristiche tecniche. L'intero strumento è protetto su tutte le portate, per mezzo di circuiti a protezione elettronica (TRIAC) in grado di soddisfare pienamente i limiti che ci siamo proposti. Nella seconda parte, verrà descritto dettagliatamente lo schema elettrico, suddiviso in parti, mentre nella terza parte, verrà descritto il montaggio pratico e la relativa messa a punto del "Multimetro Digitale Fenix 6001".

Nella 4° e 5° parte infine, verranno descritti alcuni circuiti "Optional", in grado di trasformare, lo strumento, in un apparecchio veramente professionale. Anticipiamo i circuiti "Optional" che sono i seguenti:

- Convertitore Temperatura-Tensione $-25^{\circ}\text{C} + 100^{\circ}\text{C}$;
- Milliohmmetro, portata, 0,01 - 20 Ohm;
- Misuratore di corrente da 1 A 10 A;
- Misuratore di Alta tensione da 1 KV a 10 KV.
- Convertitore DC-AC ($+ 6 \text{ Vcc} \div 220 \text{ Vca}$)
- Parte meccanica.

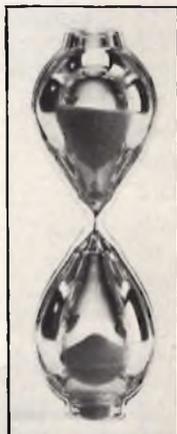
Tecnici riparatori TV: risparmiate tempo nelle riparazioni.

Con il nuovo oscilloscopio per misure TV, Philips PM 3207: il "salva-tempo", potrete disporre di uno strumento comprendente tutte le caratteristiche necessarie per misure TV.

Ovunque, nel vostro laboratorio o anche al domicilio del cliente, l'oscilloscopio Philips PM 3207 potrà esservi di valido aiuto per incrementare la vostra produttività e il vostro giro d'affari.

Philips lo sa. Noi usiamo i nostri stessi strumenti di misura per lo sviluppo e la produzione dei nostri sistemi video e TV, sia civili che professionali. Così, anche per noi; il PM 3207 costituisce un ottimo mezzo per risparmiare tempo.

Pronta consegna!



Il prezzo?

Molto meno di quanto possiate pensare. Spendete subito soltanto pochi minuti per telefonare al più vicino distributore Philips. Vedrete come il PM 3207 può essere un mezzo per incrementare la vostra produttività.

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

L. 670'000*

* Listino valuta Febr. 1980



Test & Measuring Instruments

PHILIPS

LIBRERIA J.C.E

NOVITÀ

Transistor cross-reference guide

Il volume raccoglie circa 5.000 tipi diversi di transistori prodotti dalle principali case europee, americane (Motorola, Philips, General Electric, R.C.A., Texas Instruments, Westinghouse, AEG-Telefunken) e fornisce di essi l'indicazione di un eventuale prodotto equivalente giapponese (Toshiba, Nec, Hitachi, Mitsubishi, Matsushita, Fujitsu, Sony, Sanyo). Di ogni transistorore inoltre, vengono forniti i principali parametri elettrici e meccanici.

L. 8.000 (Abb. L. 7.200)



ALLA RICERCA DEI TESORI



Alla ricerca dei tesori

Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica. Il libro, in oltre 110 pagine ampiamente illustrate spiega tutti i misteri di questo hobby affascinante. Dai criteri di scelta dei rivelatori, agli approcci necessari per effettuare le ricerche, dal mercato dei rivelatori di seconda mano alla manutenzione del detector fino alle norme del codice che il prospector deve conoscere. Il libro analizza anche ricerche particolari come quelle sulle spiagge, nei fiumi, nei vecchi stabili, in miniere ecc.

L. 6.000 (Abb. L. 5.400)

Le Radiocomunicazioni

Ciò che i tecnici, gli insegnanti, i professionisti, i radioamatori, gli studenti, i radiooperatori debbono sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri.

Oltre 100 figure, tabelle varie e di propagazione.

L. 7.500 (Abb. 6.750)



CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA da inviare alla J.C.E - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI)

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

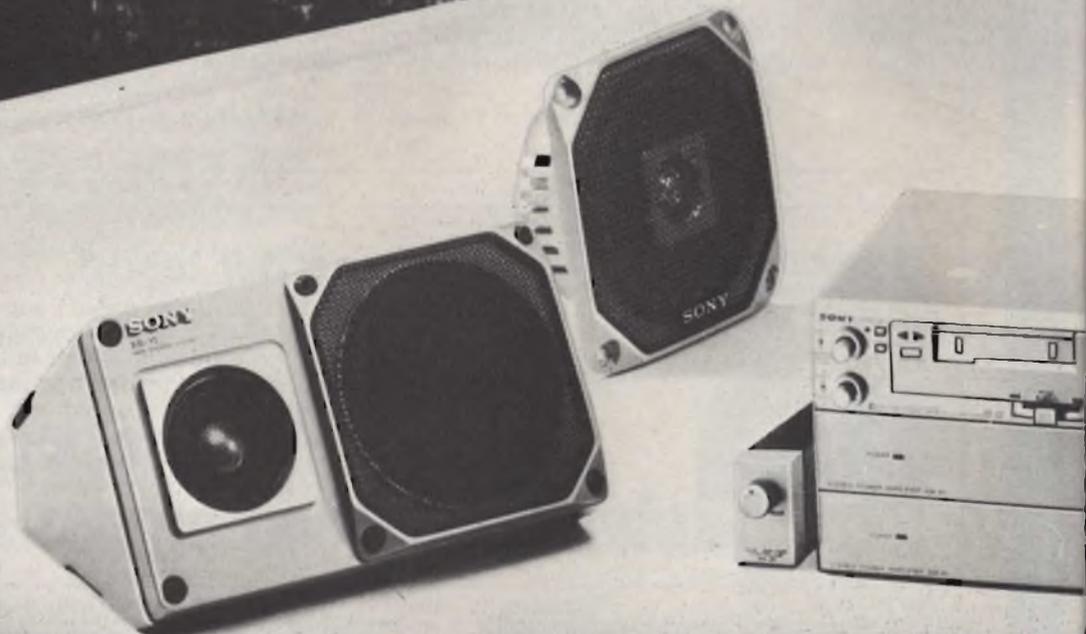
N. _____ Transistor cross reference guide L. 8.500 (Abb. L. 7.200)
N. _____ Alla ricerca dei tesori L. 6.000 (Abb. L. 5.400)
N. _____ Le Radiocomunicazioni L. 7.500 (Abb. L. 6.750)

SCONTO 10%
AGLI ABBONATI

SONY®

Il Vero Motore delle nuove auto

SONY CAR SOUND SYSTEM A
XK 23 + 2 XM 41 + XA 21
+ 2 XS 11 + 2 XS 202
Cassette Deck con Dolby
2 amplificatori 2x20 W
Controllo doppio amplificatore
2 box altoparlanti orientabili 2 VIE
2 box ad incasso 2 VIE



che potenza dare alla tua sala HiFi

Dalla gamma Car Components SONY,
cinque proposte HiFi perfettamente coordinabili
alle caratteristiche dell'interno vettura.

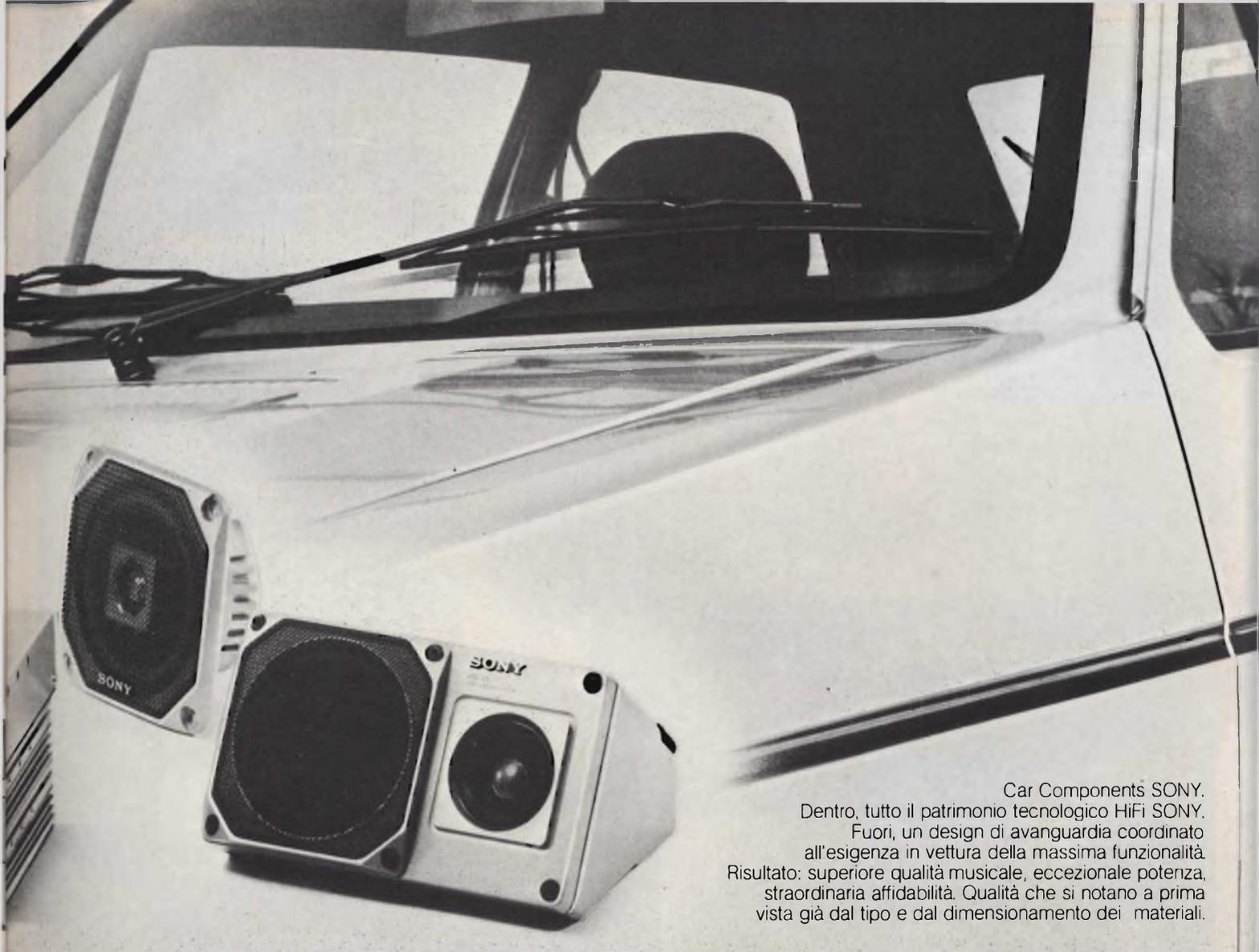
SONY CAR SOUND SYSTEM B
XK M11 + GB 40 + 2 XS 21 + 2 XS 201
Cassette Deck amplificato con Dolby
Stereo Booster 2x20 W (4x6 W)
2 box ad incasso 2 VIE
2 box orientabili 2 VIE



SONY CAR SOUND SYSTEM C
XK 23 + XM 41 + 2 XS 601
Cassette Deck con Dolby
Amplificatore 2x20 W
2 box ad incasso 3 VIE



SONY® concerto



Car Components SONY.
 Dentro, tutto il patrimonio tecnologico HiFi SONY.
 Fuori, un design di avanguardia coordinato
 all'esigenza in vettura della massima funzionalità.
 Risultato: superiore qualità musicale, eccezionale potenza,
 straordinaria affidabilità. Qualità che si notano a prima
 vista già dal tipo e dal dimensionamento dei materiali.

SONY CAR SOUND SYSTEM D
 XK M11 + 2 XS 202
 Cassette Deck amplificato
 con Dolby 2x6 W
 2 box ad incasso 2 VIE



SONY CAR SOUND SYSTEM E
 GD R41 + 2 XS 203
 Cassette Deck amplificato 2x6 W
 2 box ad incasso 2 VIE



101

per quattro posti

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

La musica elettronica

Sesta parte - di P. Bozzola

Introduzione al sistema di sintesi Polifonico/Politonico

Prosegue il discorso che vi aiuterà ad impostare con sicurezza la vostra struttura polifonica sotto controllo del microprocessore. In questa puntata cureremo i dettagli dell'interfacciamento fra il microprocessore ed i blocchi presentati, dal punto di vista teorico, la volta scorsa. Quindi introdurremo il concetto di "multiplexing" della Control Voltage, per arrivare ad ottenere infine il numero di canali indipendenti richiesto.

La scorsa volta - un breve riepilogo è necessario - abbiamo parlato di KEYBOARD ENCODERS e di DIGITAL TO ANALOG CONVERTERS.

Niente schemi: tutto, per concisione, sarà infatti rimandato a più tardi: quindi, ci permette con molta rapidità di darvi un panorama completo del set-up del sistema.

Ora che iniziamo la presente puntata, ricordo ancora, voi disponete dei seguenti "blocchi":

- tastiera con un massimo di 64 tasti (in pratica 61 max.)
 - una struttura di sintesi analogica composta da moduli standard quali VCO, VCA, VCF, ADSR, LFO, MIXERS etc., moduli indipendenti con le loro brave uscite ed entrate per esempio collegabili (modo più semplice) tramite cavetti (patchcords): tali moduli, in accordo alle disposizioni date nelle puntate scorse, devono, per vostra comodità, essere disposti in una struttura "a file" entro i contenitori standard.
 - avete quindi a disposizione il Keyboard Encoder discusso nello scorso articolo - avete il Digital To Analog Converter.
- Adesso alcune considerazioni obbligatorie.

Dei moduli discussi - a guisa di "scatole nere" - la volta

scorsa, quello che possiamo definire più "autonomo" è l'Encoder.

Ricordo che esso è un circuito che si monta in simbiosi diretta con lo chassis della tastiera e che svolge l'importantissima funzione di riconoscere tutti i tasti eventualmente premuti sulla tastiera, segnalando questo fatto all'esterno tramite l'emissione di sequenze di "DATI" (codifiche in codice binario) paralleli su 8 bit, presentati sul suo "BUS" di uscita.

Ricordo che l'Encoder è un circuito "dinamico", ovvero il riconoscimento dei tasti e la loro codifica avviene senza alcuna interruzione di sorta, per cui l'emissione verso il mondo esterno dei dati binari corrispondenti avviene in una sequenza che si ripete indefinitamente nel tempo, sotto controllo del clock interno all'encoder stesso.

A conclusione di questo ripasso, un esempio: tenendo premuti i tasti 10, 15, 20, ed osservando che cosa accade sul bus di uscita, vedremo che il clock interno fa avanzare la scansione dei tasti della tastiera finché non trova il primo tasto premuto: cioè il 10.

Notate che fino a questo momento sul bus di uscita le linee

cambiano di stato ad ogni ciclo di clock, con ogni linea in pratica che conta in modo binario, per cui su ogni linea del bus dal bit 0 al bit 5 noi possiamo rilevare una onda quadra di frequenza $F/2$ sulla linea del bit meno significativo, $F/4$ sulla successiva, $F/8$, $F/16$, $F/32$ e $F/64$. "F" è la Frequenza base del clock interno all'encoder che, come detto, governa la scansione.

Perchè vi ho fatto notare questo, pur senza andare a fondo nelle caratteristiche dello schema relativo?

La cosa è molto semplice.

Infatti voi assolutamente dovete notare che il bus di uscita dell'Encoder è un BUS "dinamico": ovvero sono SEMPRE presenti dei dati. Dunque se noi ci aspettiamo che la sequenza di codifiche venga emessa SOLO se ci sono dei tasti premuti, ebbene questo non è vero.

Sul BUS in uscita dall'Encoder, ad ogni ciclo del clock interno, viene SEMPRE EMESSA UNA CODIFICA CHE IN EFFETTI CORRISPONDE ALLA POSIZIONE DEL TASTO CHE - IN QUEL CICLO DI CLOCK - L'ENCODER STA ESAMINANDO.

QUESTO AVVIENE INDIPENDENTEMENTE DEL FATTO CHE IL TASTO SIA O MENO PREMUTO.

Come è possibile, allora, recuperare da questa lista ordinata di sequenze (che ad ogni nuova scansione dunque va da 0 a 11111) le sole codifiche che a noi interessano, relative a tasti VERAMENTE premuti?

A questo punto entra in gioco la linea che, del BUS di uscita dall'Encoder, prende il nome di "STROBE" (bit 6).

Come accennato nella scorsa puntata, tale linea, durante il ciclo di clock, VA A UNO LOGICO SOLO SE LA CODIFICA CHE IN QUEL CICLO VIENE EMESSA APPARTIENE AD UN TASTO EFFETTIVAMENTE PREMUTO.

Ecco, dunque, la forma definitiva dell'approccio nei confronti dell'Encoder: ovvero noi andremo ad osservare il suo BUS di uscita, ma scarteremo ad ogni ciclo le codifiche emesse accettando solo quelle per le quali, nel relativo ciclo di clock, la linea STROBE è a UNO.

Da qui, a dire che le codifiche intermedie non ci interessano, il passo è decisamente breve per cui, in definitiva, è vero ai fini pratici che l'Encoder emette SOLO le codifiche relative ai tasti premuti, in quanto solo insieme a quelle lo STROBE va a uno.

Spero vivamente che questa parentesi sia chiara: il che mi permette di procedere nella esemplificazione.

Dunque voi state tenendo - impertentiti nonostante la lunga chiacchierata - premuti i suddetti tasti.

Osservando il bus di uscita dall'Encoder rileviamo che le linee continuano a cambiare di stato mostrandoci - abbiamo supposto di iniziare lo scan dal primo tasto - codifiche via via crescenti fino a quella relativa al famoso 10° tasto.

A questo punto, finalmente, per un ciclo del clock interno, lo strobe va a 1: bene, noi oramai sappiamo che la codifica che appare adesso è veramente quella corrispondente ad un tasto premuto: e sarà la codifica di 10 in zero e uno.

Passato il ciclo del clock, lo strobe va a zero - dicendo che dobbiamo scartare le codifiche emesse successivamente - e quindi il procedimento, nei termini descritti prima, con emissione di STROBE eccetera, si ripete quando il clock interno arriva ad indirizzare il tasto 15. Noi rileviamo la codifica corrispondente e ne facciamo - per così dire - tesoro.

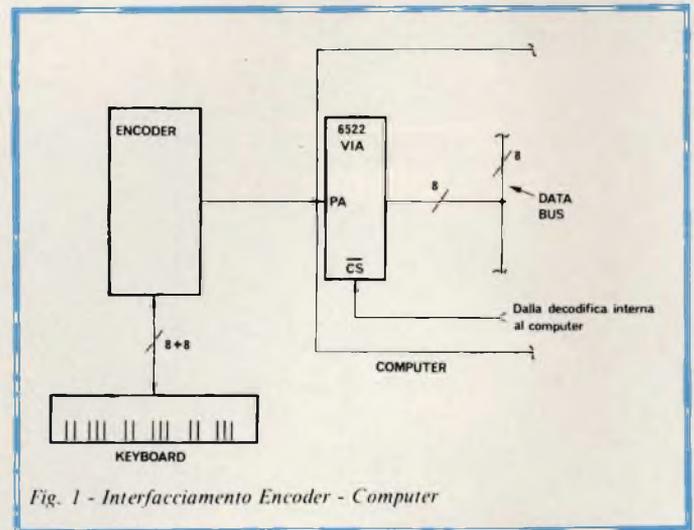


Fig. 1 - Interfacciamento Encoder - Computer

Di nuovo il bit di STROBE va a zero e tale rimane finché non viene puntato il tasto 20: accettiamo questa codifica come le altre due.

Lo strobe va di nuovo a zero e così resta fino al termine dello scan dell'intera tastiera.

Dopodiché tutto ricomincia da capo.

Se, il clock interno all'Encoder gira ad una frequenza di 16 kHz, il conteggio avviene ad una frequenza di 8 kHz, il che vuol dire che ogni ciclo di clock dura almeno 125 microsecondi, e che l'intero scan della tastiera avviene in 8 millisecondi per 64 tasti. Ora, 125 microsecondi sono molti per un micro come il 6502 che ha un ciclo/macchina di 1 microsecondo: c'è tutto il tempo, dunque per seguire una comoda routine di lettura della codifica "chiamata" dallo STROBE = 1.

Vi chiederete perchè ho voluto approfondire il funzionamento del nostro Encoder in maniera così completa.

Innanzitutto, in tale modo, quando vi troverete davanti allo schema non avrete alcun dubbio sul significato e sul funzionamento. In secondo luogo - e questa è la cosa più importante - il modo con il quale si è affrontato da parte nostra il riconoscimento delle valide codifiche viene pari passo ripreso dal computer al quale, nel modo polifonico, l'Encoder è perennemente collegato.

Collegato come?

Evidentemente, disponendo di un BUS in uscita dall'Encoder di 8 bit, la prima idea è di servirsi del collegamento diretto al DATA BUS del computer.

Ciò è esatto, pur con le dovute cautele.

Infatti l'unico modo che il micro ha per riconoscere un dato e potervi lavorare sopra è quello di effettuare una lettura del contenuto di un opportuno indirizzo.

Ad esempio, utilizzando un PORT DI INPUT OUTPUT, che dal micro è "visto" nè più nè meno come una casella di memoria qualsiasi, l'utente può ordinare al micro -tramite software- di "leggere" il contenuto del PORT I/O.

Se all'ingresso del Port viene dunque applicato il BUS di uscita dell'Encoder, abbiamo trovato il sistema per "leggere" le codifiche emesse dall'Encoder stesso.

Il collegamento MICRO-ENCODER è illustrato dunque in figura 1.

Tale figura illustra l'uso del più versatile integrato di inter-

faccia oggi esistente: l'MPS 6522 prodotto dalla MOSTECHNOLOGY (Synertek o Rockwell). Sfruttando un Port del 6522, occupato dalle 8 linee in uscita dall'Encoder, ogniqualvolta il micro trova una istruzione che abilita la lettura sul PORT I/O, il dato in arrivo dall'Encoder viene immesso sul bus dati del micro stesso.

Notate che l'uso di un circuito integrato dedicato come PORT ci evita di ricorrere a complicati set-up di hardware supplementare per potere in qualche modo indirizzare l'Encoder.

Un dato, infatti, per poter essere letto, deve essere "puntato" ovvero deve essere andato a ricercare ad uno specifico indirizzo compreso fra 0000 e FFFF (base 16), cioè i 64 K della mappa di memoria.

Poichè l'abilitazione del PORT si effettua tramite il controllo di un suo ingresso detto "chip-select" (normalmente una linea in logica inversa), la lettura del PORT si effettua in pratica "leggendo" l'indirizzo nel quale realmente risiede, nella mappa di memoria, il PORT stesso.

Il chip select viene di norma ricavato da opportuna logica hardware di decodifica: per esempio risulti che il nostro 6522 risieda, per quanto riguarda il suo Port "A" (a cui è collegato l'Encoder), all'indirizzo esadecimale "6200".

In tale caso una semplice istruzione di: LOAD A, \$ 6200 (nota \$ = "esadecimale"), inserita nel nostro programma di gestione della polifonia, ci permette di immettere nel micro -caricando precisamente l'Accumulatore- il dato proveniente dall'Encoder, come se il suo BUS di uscita fosse in pratica collegato direttamente a quello del micro nell'attimo in cui la lettura si effettua.

Detto questo, vorrei fare notare che le operazioni di riconoscimento effettivo dei tasti premuti non sono altro che manipolazioni di software effettuate sulle letture viste sopra.

Come esempio, dirò che un programma di tal fatta:

```
LOAD A, ENCODER
TRANSFER A TO X
AND A con 01000000
COMPARE A con 01000000
BRANCH IF NOT EQUAL a _____
TXA (Transfer X to A)
```

Questo programmino legge il PORT (che risiede al simbolico indirizzo "ENCODER") e ritorna con la codifica in A se il bit di STROBE è EFFETTIVAMENTE 1.

Volutamente il linguaggio non ricalca l'Assemblatore classico con le sue abbreviazioni: ciò perchè la sequenza di istruzioni sia leggibile a tutti.

Inoltre sono sicurissimo che ci sono almeno una buona dozzina di programmi differenti che possono svolgere il compito di riconoscere il tasto quando è premuto (scrutando il bit 6).

Non ho dunque pretesa alcuna di indicare questo come necessario o l'ottimo.

Ricordo che tutto il software dipende esclusivamente dalle esigenze dell'utente.

Con questo, penso che il lettore sia adeguatamente istruito sull'Encoder e sulle sue funzioni e interfacciamenti.

Per ora, dunque, fatto tesoro di quanto detto, mettiamo tutto da parte e riprendiamo il discorso sui DAC.

Ovviamente ripescheremo quanto sopra quando -come alla

fine di un grosso mosaico- riuniremo tutti i pezzi per formare il quadro completo e finale del sistema di controllo polifonico.

DAC: uso specifico ed interfacciamento

La scorsa volta, oltre a presentarvi l'Encoder, abbiamo parlato del "DIGITAL TO ANALOG CONVERTER".

Questo è un circuito che -ripeto qui di nuovo per comodità- accetta in ingresso una codifica binaria, emette alla sua unica uscita una TENSIONE il cui valore è univocamente collegato alla codifica in ingresso.

Avevamo visto come non sia eccessivamente difficile ottenere questo: e infatti avevamo introdotto ben tre metodi per risolvere il problema, discutendo la struttura basilare di un tipico convertitore LINEARE (adatto, cioè, ad ottenere in uscita intervalli di tensione correlati linearmente alle codifiche in ingresso), e di ben due tipi di convertitore esponenziale: uno in moltiplicazione e l'altro in divisione.

Rimandiamo a più tardi ulteriori considerazioni sul funzionamento e sulla applicazione e, per ora, cerchiamo di esaminare a fondo l'interfacciamento del Digital to Analog Converter.

Dunque, noi sappiamo che il circuito che genera la Tensione di Controllo in uscita, parte integrante di ogni DAC, è controllato da un input digitale, ovvero dalla nostra codifica (nè più nè meno del tipo di quella che arriva dall'Encoder).

Non preoccupiamoci, comunque di come e da dove arrivi tale codifica: per noi sia importante il solo fatto che tale codifica non sia casuale ma correlata in qualche modo alla posizione del (dei) tasto (tasti).

Quel che conta, è trovare un modo sicuro di apporre tale codifica all'ingresso del nostro DAC.

Siccome noi stiamo lavorando col computer, è evidente che l'unica maniera per disporre di 6 bit con chiaro significato di "dato" è effettuare in qualche modo un collegamento col DATABUS del sistema.

Il nostro computer è un 8 BIT, per cui la cosa è certamente possibile. Il problema, dunque, è: "come applicare il dato binario al DAC, usando un computer?".

Si veda, innanzitutto, la figura 2.

In essa si illustra il primo passo obbligatorio: ovvero l'applicazione, PRIMA del cuore vero e proprio del DAC, di un circuito di "memoria", altresì chiamato "Latch".

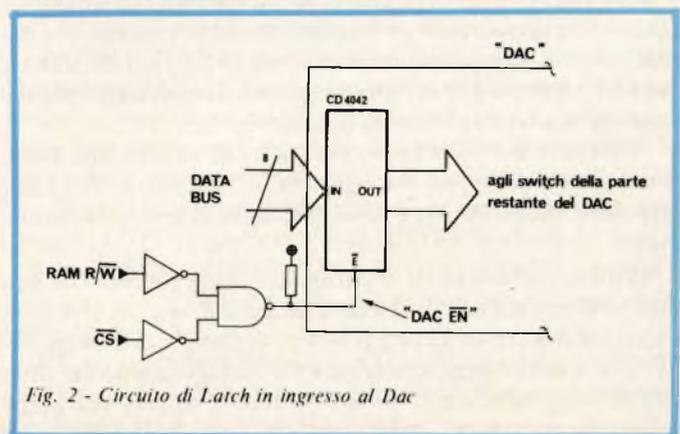


Fig. 2 - Circuito di Latch in ingresso al Dac

In pratica si fa uso di semplicissimi Flip-Flop di tipo "D", siglati CD4042.

Due integrati siffatti, in parallelo, permettono di memorizzare, dietro opportuno comando, otto bit di dato.

Il funzionamento dei 4042 è stato discusso ampiamente in altri articoli e non sarebbe questo il luogo per riportare tutto alla luce: basterà ad ogni modo, dire che il 4042 in pratica si comporta come se non esistesse affatto (ovvero tutto ciò che è applicato all'ingresso "Databus" appare all'uscita verso gli Switch del DAC) quando la linea di controllo "E" ("NOT-ENABLE") è tenuta a livello logico basso.

In tale stato, si dice che il set di latch è in "PASS STATE".

Ripeto, con l'Enable negato a ZERO, i latch sono completamente trasparenti.

Una volta, però, che la linea di Enable va a UNO logico, il set di latch diviene INSENSIBILE al dato applicato in ingresso, altresì contemporaneamente MEMORIZZANDO L'ULTIMO dato apposto al suo ingresso.

In tale caso, se noi volessimo memorizzare un "FF" esadecimale, ovvero un dato di tutti uno, noi dovremo presentare tale dato sul databus e lì MANTENERLO mentre poniamo a zero l'Enable; successivamente (sempre col dato presente!) riporteremo a UNO l'Enable stesso. Con tale operazione noi avremo con successo memorizzato il nostro dato.

Ricordiamo dunque: usando un array di "Latch" per memorizzare un dato che compare su due bus applicato all'ingresso del latch stessi, noi dovremo MANTENERE il dato presente sul Databus PER TUTTO IL TEMPO dell'operazione di "acquisizione del dato" nei latch, ovvero "E a zero, e subito dopo, con un delay opportuno, E è di nuovo a uno".

Tutto questo, spero, vi sia chiaro ai fini di comprendere quanto segue.

Sempre dalla figura 2, infatti, noi possiamo osservare che la oramai famosa linea di Enable -negato è pilotata da un segnale che nella figura stessa è chiamato "DAC ENABLE".

Cerchiamo, attraverso piccoli passi, di arrivare a comprendere come mai noi DOBBIAMO pilotare i Latch con tale linea.

Il nostro desiderio, innanzitutto, è quello di sfruttare la possibilità di interfacciare il DAC col computer nella maniera più rapida possibile.

Il che significa, come già accennato, che allacceremo direttamente il DAC (che ora è formato -in maniera standard- da cuore vero e proprio e ingresso con latch) al DATABUS del computer.

Ora, su tale bus, che è bidirezionale (ovvero i dati possono fluire dal processor alle periferiche esterne e viceversa, ove per periferica si intende qui una memoria, un port di I/O, il DAC stesso), l'immissione di dati -zero e uno, uno per ogni linea del bus- deve avvenire secondo precise regole.

Ovvero il Bus deve essere occupato da un dato alla volta: ancora meglio, diremo che il processore, sia che trasmetta dati sia che li riceva, ha la possibilità di agire su un solo dato alla volta.

Un pò -perdonatemi il paragone- come per noi che ben difficilmente ad una conferenza potremmo seguire con completezza due oratori che parlassero contemporaneamente.

Ora, è noto che gli spostamenti di dati all'interno del computer sono "sincroni", ovvero sono tutti regolati con precisione da un "clock" di sistema, che ha la importantissima

funzione di stabilire gli istanti esatti ove iniziare e/o terminare le varie operazioni.

Tale clock usualmente ha una frequenza molto alta e, per esempio, nel nostro computer tale frequenza è di un milione di cicli al secondo, ovvero 1 MHz.

Se noi, per comodità, dilatiamo un singolo ciclo in modo che un microsecondo duri quanto servirà a completare questo discorso, possiamo agevolmente descrivere il comportamento dinamico della macchina.

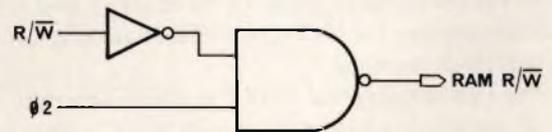


Fig. 3/a - Generazione del RAM R/W

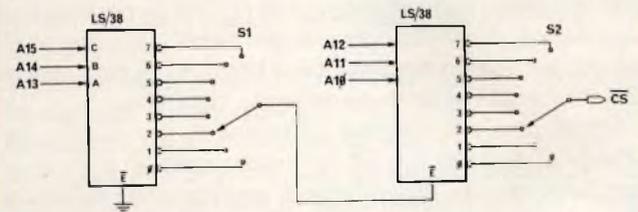


Fig. 3/b - Esempio di decodifica per ottenere il chip select richiesto

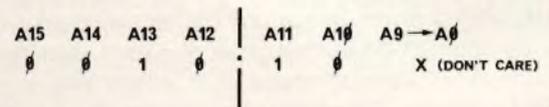


Fig. 3/c - CS si ha in uscita per ogni indirizzo compreso fra: $2800 \leq AD \leq 2BFF$

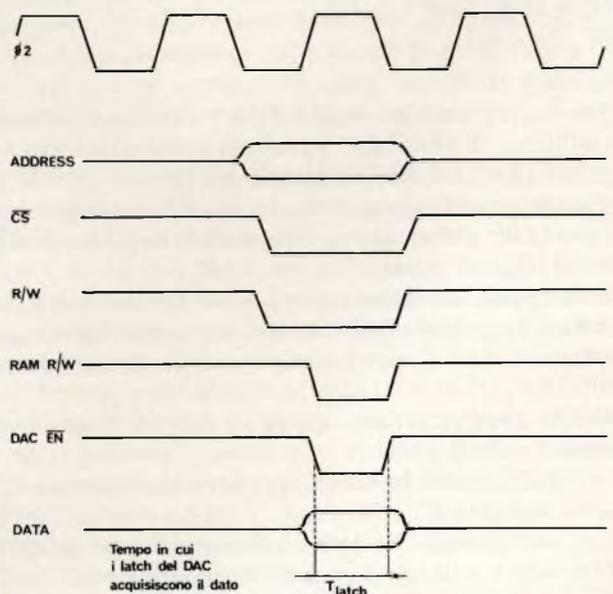


Fig. 3/d - Segnali di temporizzazione e/o controllo

Innanzitutto occorre dire che il segnale di clock è un'onda QUADRA, per cui, essendo il suo periodo di un microsecondo, vorrà dire che ogni 500 nanosecondi il clock sarà basso, e poi alto per altri 500 nanosecondi, e così via.

Inoltre, per come è costituito il nostro sistema, il clock è un segnale composto di DUE FASI, esattamente -l'una- l'inverso dell'altra.

Tali frasi prendono il nome di "Fase 1" ($\emptyset 1$) e "FASE 2" ($\emptyset 2$).

Tale clock a due fasi è strutturato come in figura 4.

È importante notare come le due fasi NON si sovrappongano mai e diremo, per brevità, che la struttura a due fasi del segnale di clock serve per poter razionalizzare il comportamento della CPU stessa: in pratica in fase 1 (ovvero all'inizio della fase 1) essa emette -sul BUS INDIRIZZI- l'indirizzo di una periferica.

All'inizio della fase 1 viene pure emesso, nella maniera richiesta il segnale di "R o \overline{W} ", ovvero "Read/Write negato".

Questo segnale è posto a uno logico se la periferica chiamata dovrà mandare dati alla CPU, che quindi LEGGE il dato dalla periferica.

Il segnale di R/ \overline{W} , invece, viene posto a zero logico se la CPU deve scrivere un dato nella periferica.

Il fatto che R o \overline{W} sia eseguito, deriva dalla interpretazione del "Codice operativo" dell'istruzione, interpretazione (fetching) che viene eseguita nel ciclo precedente a quello che stiamo ora esaminando.

Dunque, la CPU, che sa quindi già che cosa deve fare (ovvero se leggere o scrivere), dopo aver correttamente impostato le linee del Bus INDIRIZZI e la linea R/W, è pronta per emettere, sul BUS DATI, il dato corretto.

Ecco allora che entra in gioco la FASE 2: infatti è solo e solamente in fase 2 che avvengono i trasferimenti dei dati dalla CPU alle periferiche e viceversa.

Infatti è solo in fase 2 che il dato sul Databus è completamente stabilizzato, e quindi non si corre il rischio, in fase 2, di leggere o scrivere dati errati.

Dunque, SEMPRE, l'abilitazione "a dialogare" di una periferica con la CPU deve avvenire in fase 2.

Adesso entra in gioco il cosiddetto "segnale di selezione".

Tenete sotto controllo la figura 3/d.

Il segnale di selezione (Chip Select) è un segnale che NON è emesso dalla CPU direttamente, ma è ricavato, attraverso opportuna logica hardware (quale quella di figura 3/b), dall'indirizzo emesso -questo sì- dalla CPU.

Siccome abbiamo visto che l'indirizzo appare già in fase 1, è logico aspettarsi -e così avviene- che il Chip Select sia emesso anch'esso in fase 1.

Dunque, per come si è detto più sopra, il CHIP SELECT non può essere usato direttamente per selezionare la periferica.

Tantomeno si può usare subito il segnale di R/ \overline{W} originale, in quanto anch'esso è emesso in fase 1, e non si può abilitare, per esempio, una periferica a ricevere il dato (ovvero non si può applicarle il segnale di WRITE) se prima il dato non è stabile sul Databus.

Per ovviare a questi inconvenienti, dunque, vengono generati due segnali:

- "RAM R/ \overline{W} ": abilita la memoria ad essere letta o scritta solo durante la fase 2.

- CHIP SELECT $\cdot \emptyset 2$ (Il punto indica prodotto logico)

L'ottenimento del primo segnale è illustrato in figura 3/a.

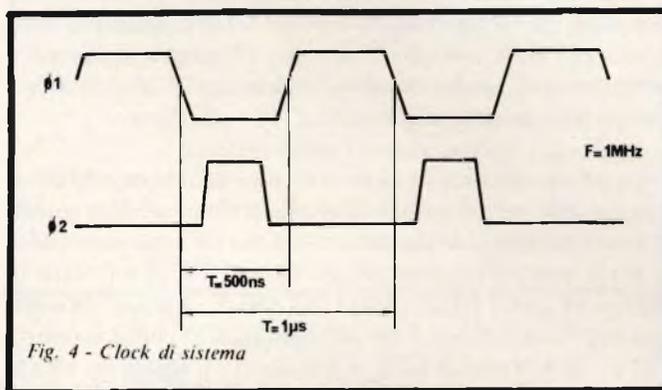
Il secondo segnale, di norma invece NON si usa quasi mai all'interno del computer, poiché già le periferiche hanno una logica interna che provvede alle esatte temporizzazioni, per cui in genere è sufficiente applicare agli appositi pins delle periferiche, per esempio il R/W ed il normale CHIP SELECT, oltre che alla $\emptyset 2$. Internamente la periferica (quale, per esempio, la VIA 6522), genererà i due segnali accennati sopra.

Poiché, invece, il nostro DAC è molto spartano, dobbiamo provvedere noi a generare i segnali richiesti di timing perché l'introduzione del dato sia corretta.

Tirate le somme fra tutto quanto è stato detto fino ad ora, eccoci di fronte ai seguenti punti:

1) IL DAC SI COMPORTA COME UNA MEMORIA A SOLA SCRITTURA: ovvero noi possiamo (e dobbiamo potere!) scrivere nel DAC: però non possiamo leggere. Quest'ultimo particolare, del resto, non ci importa assolutamente.

2) LA SCRITTURA DEL DATO NEL DAC (o, più precisamente, nei latch del DAC) deve avvenire SOLO E SOLAMENTE: IN FASE 2, E CON LA LINEA DI R/W IN STATO DI "WRITE".



3) IL DAC DEVE QUINDI COMPORTARSI COME SI COMPORTA UNA CELLA DI RAM IN SCRITTURA: DEVE QUINDI POTER ESSERE, COME LA CELLA, INDIRIZZO. Da qui la necessità di ricavare opportunamente un segnale di Chip-select, ricavabile da un hardware di decodifica.

Tutti questi punti, finalmente, sono ripresi nelle Figure 2,3,4.

La figura 4 illustra il clock di sistema, del quale tenere conto per ricavare i restanti segnali a noi utili.

La figura 3/b illustra la decodifica: essa è composta da due integrati LS138, che sono appunto due decoder da 3 a 8. Il primo è controllato dagli indirizzi A15/14/13, per cui, tramite il commutatore S1 possiamo scegliere il blocco di 8k Byte, della mappa di memoria, dal quale riceverò l'abilitazione per il secondo decoder. Questo è controllato dagli indirizzi A12/11/10, per cui S2, ALL'INTERNO DEL BLOCCO DI 8K PRECEDENTEMENTE SELEZIONATO, potrà permetterci di scegliere il blocco di 1K Byte ove piazzare -detto proprio così- il DAC.

\overline{CS} , ovvero CHIP SELECT NEGATO, è infatti un segnale che va a zero logico se e solo se la CPU chiama un indirizzo compreso nel K di byte selezionato.

L'esempio di figura, ove le selezioni sono puramente a caso, sceglie il terzo blocco di 8 K, da 2000 esadecimale a 3FFF esadecimale. Quindi, all'interno di questi 8K, ricaviamo il singolo K, indirizzabile da 2800 a 2BFF.

Un qualsiasi indirizzo compreso fra questi due limiti abilita a zero il nostro \overline{CS} .

Ottenuto il Chip Select, dobbiamo disporre di un segnale che, solo e soltanto in fase 2, sia a zero logico quando la CPU vuole scrivere nel DAC.

Per questo abbiamo ricavato il "RAMR/W" definito come in figura 3/a. Infine la Figura 2 mostra la logica hardware necessaria per ottenere il fatidico segnale di "DAC ENABLE", linea che quindi, andrà a zero solo e soltanto se la CPU vuole SCRIVERE, avendo precedentemente chiamato uno degli indirizzi che generano il Chip Select.

La figura 3/d, per concludere, riassume tutti i segnali di controllo, con riferimento, come è giusto, alla Fase 2.

Detto questo, saremo assolutamente certi che, abilitando da software una istruzione come "SCRIVI XX IN \$ 2800", il dato binario XX viene memorizzato nei latch del DAC.

Tirando le somme

Con questo penso di essere ben sicuro di aver discusso l'interfacciamento del DAC col computer in maniera assai completa. Forse con troppa dovizia di particolari: ma sono sicuro che così, quando, come per l'Encoder, andremo a sistemare tutti i pezzi del nostro "mosaico", voi non avrete dubbio alcuno sulle vostre scelte.

Aggiungo, inoltre, alcune considerazioni.

La prima riguarda i Latch: la scelta è caduta sui CMOS in quanto sono veloci sufficientemente per operare con segnali di controllo e su dati che girano con cicli di 1 microsecondo.

Ma la cosa più importante è che l'uso di CMOS introduce in pratica un carico NULLO sul DATABUS, in quanto la capacità applicata è di soli 5 pF per linea (la CPU 6502 sopporta 180 pF ed UN carico TTL), e il carico TTL applicato è nullo (sono CMOS, appunto!).

Questo è importante in quanto, per esempio, l'uso di Latch TTL del tipo dei 7475 avrebbe imposto l'uso di BUFFER sul BUS DATI, il che costa ed è scomodo ai fini della semplicità.

La seconda considerazione va fatta sul segnale di DAC ENABLE; ricordo che è solo e soltanto questo segnale che abilita i Latch, solo in Fase 2 e solo in scrittura e solo se il DAC è chiamato.

Quest'ultimo fatto implica, come detto più sopra, la scelta di un opportuno set di indirizzi ove fare risiedere il DAC.

Per ragioni che vedremo nello sviluppo del programma, lo spazio occupato dal DAC e di FF (hex) Byte, ovvero 256 Byte.

Questo perchè, se basta un Byte solo di indirizzo per fare risiedere il DAC, noi peraltro avremo assolutamente bisogno di questa area di memoria più ampia in quanto essa sarà utilizzata -lo accenniamo nel paragrafo successivo- per indirizzare opportunamente i canali del multiplexer.

Una ulteriore considerazione sul Chip Select: non è assolutamente obbligatorio ricavare tale \overline{CS} con la logica mostrata in figura 3/b: infatti molti dei sistemi compatibili col nostro System Polifonico generano già on-board dei segnali di decodifica che è assai facile "catturare" per il nostro scopo; per esempio, gli utenti del KIM-1 conosceranno la possibilità di sfruttare le linee "K4, K5, etc." disponibili sul connettore di

Applicazione; gli utenti del SYM potranno servirsi dei Chip Select generati per le ROM eventualmente inseribili negli zoccoli on-board: se uno zoccolo è libero, il relativo Chip Select è disponibile.

E così via.

Voglio infine ricordare che tutto quanto è descritto in queste pagine fa capo all'autore, che resta a vostra completa disposizione per ogni chiarimento.

Io so benissimo che discutere ampiamente di questo progetto, richiederebbe pagine e pagine che nessuna rivista possiede: sono costretto dunque a presentarvi qui soltanto -in pratica- degli "spunti" da elaborare poi in seguito, anche grazie alla costante collaborazione che potete trovare presso di me.

Tale collaborazione va intesa sia come una completa consulenza sullo sviluppo, sul set-up, scelta dei moduli; sia come l'indispensabile anello di congiunzione fra il programma ed i moduli che andremo ad usare.

Il nostro programma, infatti, è unicamente basato sulla mia esperienza pratica, il che vuol dire che tutto il materiale che, sicuramente solo in parte, potremo qui descrivere, è già disponibile, sottoforma di documentazioni, stampati, componenti etc.

Molti particolari, infatti, risultano e risulteranno introvabili, e per questo ho provveduto e continuo a tenere una aggiornata scorta della quale voi tutti potete approfittare.

Questo comprende sia ogni genere di documentazioni sull'applicazione del sistema polifonico, sia un completo magazzino di moduli, necessari a costruire la più completa struttura analogica di sintesi che supporterà la successiva applicazione polifonica.

Dalla esperienza avuta con i Lettori durante le scorse puntate, so già che è questo il punto fondamentale su cui si basa il nostro programma: ovvero non permettere assolutamente che il lettore si trovi da solo.

Invito dunque tutti a contattarmi qualora ne abbiano bisogno, ricordando loro che è disponibile un completo catalogo che vi descrive non solo il materiale disponibile, ma che aiuta voi -e me in fatto di tempo dedicato- ad avere le idee chiare sulla faccenda.

È indiscutibile, difatti, che il 95% di voi avrà, come primo contatto con me, bisogno di conoscere in fretta gli sviluppi della situazione, ai fini di avere subito in testa come procedere

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 eviatare lentezze o smarrimenti). Specificate "datasheet per Musica Elettronica".

INDIRIZZATE le vostre richieste in merito a:

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

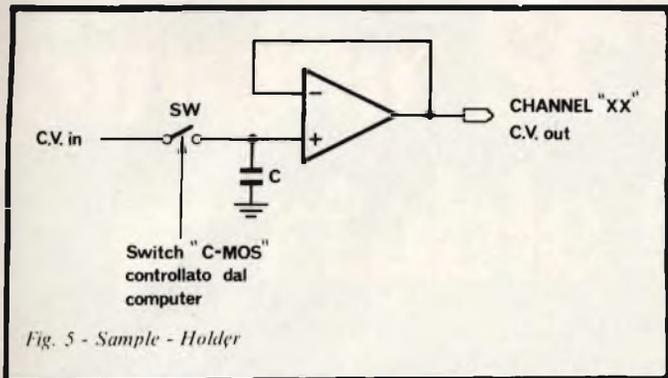


Fig. 5 - Sample - Holder

per non trovarsi "indietro" rispetto alla evoluzione del programma.

Per questo, come accennato poco fa, ho approntato il catalogo, che è disponibile con le modalità di richiesta descritte nel riquadro finale.

A quest'ultimo vi rimando per indirizzo e numero telefonico.

Introduzione al Multiplexer

Dopo questa chiacchierata, che spero sia stata sufficientemente lucida, è venuto il tempo di introdurre il quarto fondamentale componente della polifonia/politonia.

Ricordo che gli altri tre sono: Computer, Encoder, DAC. Il quarto ed ultimo è il "Multiplexer".

Vediamo la figura 5.

Molti di voi avranno già riconosciuto un vecchio e caro "Sample-Holder". Ovvero un circuito che è capace di ritenere, per un lasso di tempo più o meno breve in dipendenza

con le varie perdite, una informazione analogica sotto forma di livello di tensione, memorizzata in "C".

Tale "campionamento" avviene applicando la C.V.—in, chiudendo SW, e quindi riaprendolo subito, prima che la C.V.—in cambi.

"C" memorizza la tensione applicata, che è esattamente ripetuta dall'operazionale, che si consiglia fortemente essere con l'ingresso a FET.

Se dunque la C.V.—in è la C.V. generata all'uscita del DAC, è facile memorizzare nel Sample-Holder (SH per brevità), ad un istante determinato, la C.V. prodotta dal DAC.

Noi, però, vogliamo potere disporre di molti canali INDIPENDENTI, pure usando un solo DAC.

Ecco quindi che il Multiplexer definitivo apparirà a noi come ce lo descrive la figura 6.

Vediamo dunque un Array di 4 SH (come minimo, per costituire il blocco si base del Multiplexer). I quattro Switch "SW0, 1, 2 e 3" sono sotto diretto controllo del computer, che, tramite opposizione di opportuno indirizzo sul bus relativo, può agevolmente INDIRIZZARE uno qualsiasi, alla volta, dei quattro interruttori C-MOS. Un DECODER provvede a questo, controllato, appunto, dai due Address meno significativi, A0 e A1.

Notate che il DECODER può fare chiudere uno a scelta degli switch SE E SOLO SE è abilitato tramite uno zero logico al suo ingresso di controllo "E".

Infine, la C.V. in ingresso è collegata contemporaneamente a tutti gli switch, e da qui collegata stabilmente all'uscita del DAC.

Sempre esaminando la figura 6, Osserviamo il funzionamento statico del MUX (per brevità al posto di Multiplexer).

Se, per esempio, vogliamo memorizzare 1 volt all'entrata

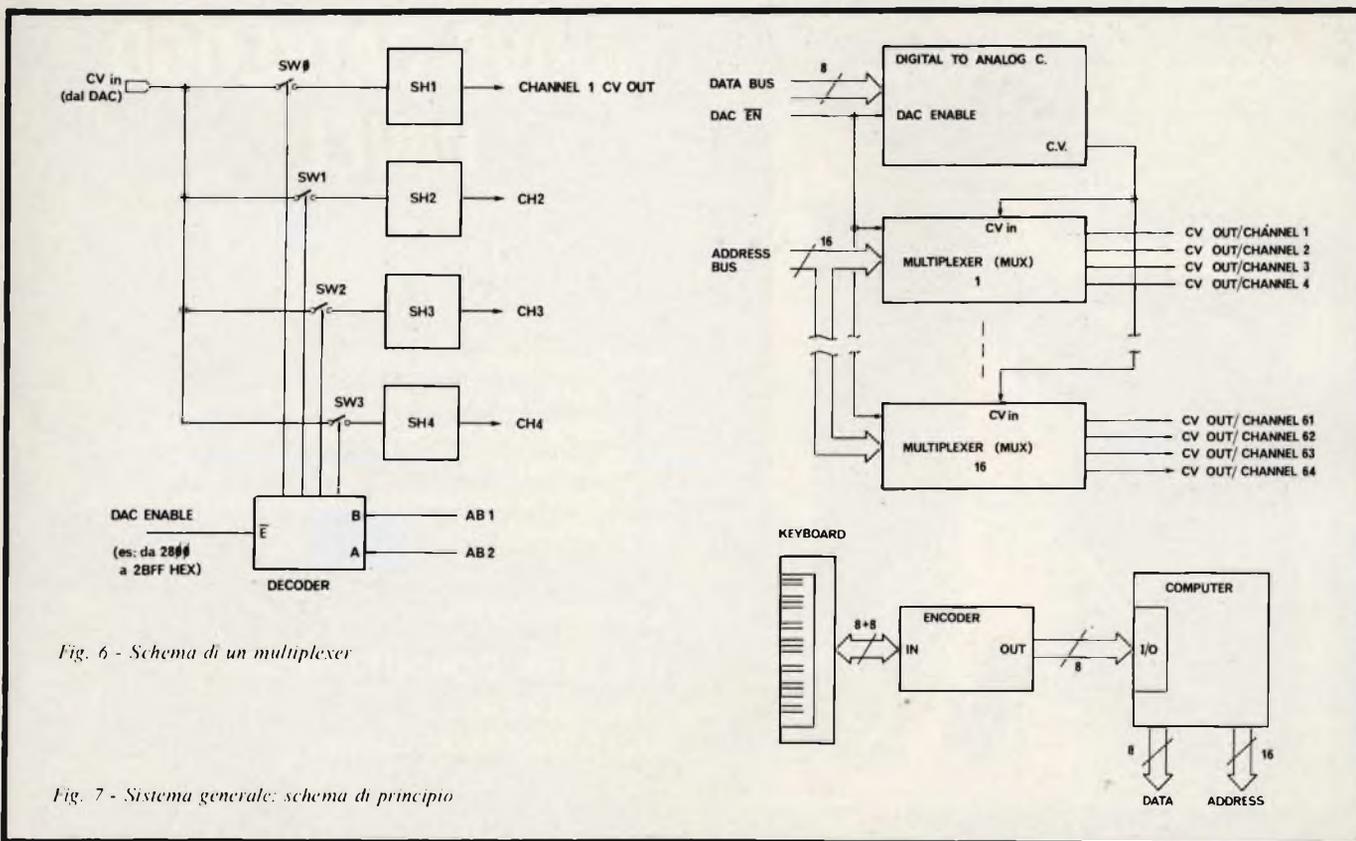


Fig. 6 - Schema di un multiplexer

Fig. 7 - Sistema generale: schema di principio

Sinclair SC110 low power portable Oscilloscope



OSCILLOSCOPIO MONOTRACCIA SINCLAIR SC 110

- Microoscilloscopio ultrapiatto
- Prestazioni professionali
- Tubo RC ad alta luminosità
- Interamente triggerato
- Ampia banda passante
- Ottima sensibilità
- Munito di calibratore
- Consumo ridotto
- Alimentazione autonoma
- Design superbo
- Dimensioni e peso ridotti

Tubo RC 1,5" (32 x 26 mm)
Divisione griglia 5 x 4
Fosforo bianco-blu a media persistenza

Asse verticale

Lunghezza di banda: dalla c.c. a 10 Mhz
Commutatore: 0 - c.c. - c.a.
Sensibilità: 10 mV - 50 V in 12 passi
Calibratore: onda quadra 1 Vpp, 1 KHz
Impedenza ingresso: 1 M Ω con 47 pF in parallelo
Tensione massima d'ingresso: 250 Vc.c. e 350 Vpp.

Asse orizzontale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 2 Mhz
Sensibilità: 0,5 V/Div.
Impedenza d'ingresso: 1 M Ω con 10 pF in parallelo
Tensione massima d'ingresso: 2,5 V protezione 250 V r.m.s.

Base del tempo

Tempo di sweep: 0,1 μ S/Div a 0,5 S/Div in 21 passi

Operatività: libero o sincronizzato
Sincronismo: interno esterno
Copertura c.c. - c.a. TV quadro IV riga
Livello: copertura continua selezionabile + e -
Sensibilità: sincro interno 1 Div - Sincro esterno 1 V
Alimentazione: 4 pile 1/2 torcia o pile ricaricabili da 4 a 10 V oppure con alimentazione esterna

sinclair

TS/5010-00

è in edicola...

Questo libro vuole essere un contributo al passaggio dall'"era dei cervelli elettronici" a quella degli elaboratori elettronici. Questo trattato sul microelaboratore infatti è il frutto del lavoro di un gruppo di esperti italiani nel campo della divulgazione tecnica e della progettazione con i dispositivi elettronici che saranno i protagonisti della nostra vita di domani:

I MICROPROCESSORI.

Con un taglio indirizzato specialmente a chi deve partire da zero si è voluto sfatare una volta per tutte il mito del "troppo difficile", del "queste sono cose per i soli addetti ai lavori" con una trattazione completa, giustamente approfondita, ma soprattutto facile da capire, divertente e, perchè no, entusiasmante anche perchè collegata alla costruzione di un vero e proprio microelaboratore elettronico sul quale verificare in pratica le nozioni apprese.

Il libro presenta anche molti programmi per giochi tra i quali: Il gioco dei riflessi - La tombola elettronica - Il master mind - La corsa dei cavalli - Il tiro al bersaglio - Calcolatrice elettronica - Operazioni aritmetico logiche - Traduzione da notazione binaria in esadecimale e viceversa - Asteroidi - 21 fiammiferi - Il gioco del 21 - Il labirinto - Duesette - Caccia al numero - Atterraggio lunare - Filetto - Battaglia navale - Slot machine.

Il libro può essere richiesto anche a:
J.C.E. Via dei Lavoratori N° 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)
utilizzando il tagliando d'ordine riportato in questa pagina.

TAGLIANDO D'ORDINE

- Inviatemi 1' copia del libro "Microelaboratore elettronico"
- Allego assegno N° _____ di £ 4000
- Allego fotocopia della ricevuta di versamento di £ 4000 effettuata sul c.c.p. N° 315275 intestato a J.C.E Milano.

Nome _____

Cognome _____

Via _____ N _____

Città _____ Cap _____

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende) _____

Data _____ Firma _____

Ma tutto questo non toglie che anche l'esperto in elettronica non possa trovare in queste pagine la chiave per comprendere con naturalezza la filosofia dei moderni microelaboratori e imparare a programmare quasi senza accorgersene. E questa è una cosa positiva, più che positiva: troppo spesso si è accomunato il "tecnologicamente avanzato" con il "difficile", quasi che argomenti importanti come il microprocessore e la programmazione conservino il loro prestigio professionale solo se spiegati in maniera comprensibile a pochi.

La giusta prospettiva, il giusto punto di vista dal quale si è partiti è in sostanza la chiave della semplicità, vorremmo ribattere della naturalezza con la quale il lettore assimila passo dopo passo la filosofia del microelaboratore imparando a capirlo e a saperlo usare.

Solo un paragone. Vi è mai capitato di trovarvi ad osservare una immagine talmente da vicino che anche il particolare più definito non è altro che una macchia, un insieme di chiaroscuri senza significato. Certo che se in queste condizioni si vuole capire il significato di quella immagine, ciò che essa rappresenta, quello è senz'altro il punto di vista meno adatto.

Così per il microprocessore partire dal dettaglio infinitesimo, dal particolare squisitamente tecnico può essere un grosso errore tale da scoraggiare i più. Ma se ci si allontana da quella immagine per vederla prima nel suo insieme, per capire la sua forma, la sua struttura globale, ecco che quelle macchie senza significato cominciano a prendere forma, ad assumere la loro posizione logica in un contesto che finirà per diventarci familiare. Vogliamo dire che il microelaboratore, il computer, se presentato da una giusta prospettiva non può essere non capito: siamo convinti che l'opera di un uomo non può non essere compresa da qualsiasi altro uomo, la chiave sta nel giusto meccanismo del trasferimento delle informazioni.

costruiamo un vero

microelaboratore elettronico

e impariamo a programmare

L. 4.000

SUPPLEMENTO AL N. 5 di Sperimentare
Spedizione in Abb. Postale Gruppo III/70



METTITI IN TESTER IDEE NUOVE

PANTEC

DIVISION OF CARLO GAVAZZI

Polizza

PANTEC

DIVISION OF CARLO GAVAZZI

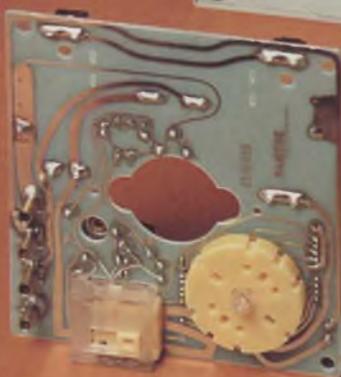
* For Italian residents only

VALIDITÀ: ANNI 2

(dalla data di acquisto)

RISCHI COPERTI: TUTTI

CODICE
STRUMENTO:



... ad esempio,
MAJOR 50K
della PANTEC,
il Tester
con la Polizza.
Un apparecchio
«Superprotetto»
contro le errate
inserzioni di linea,
attraverso i dispositivi
a scaricatore interno
e fusibile super-rapido;
Inoltre il microamperometro
è protetto anche da due diodi
in contrapposizione, in parallelo
al microamperometro stesso.

Queste caratteristiche
del Tester MAJOR 50K
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**

Sensibilità: 50 K Ω /V c.c. - 10 K Ω /V c.a.

Sospensioni elastiche su gioielli antishock

Quadrante a 4 scale colorate a specchio antiparallasse

Lunghezza scala mm 92

**Circuito elettronico realizzato su circuito stampato
con piastre dorate**

e reti resistive a film-spesso,

che comportano l'utilizzo di soli 16 componenti

Selezione portate con «commutatore rotativo brevettato»

a due sezioni complanari realizzate in

«OSTAFON®», materiale autolubrificante di elevata durezza.

IL TESTER MAJOR 50K FA PARTE DELLA LINEA PANTEC CON:

PAN 2000

PAN 8002

CT-3206

CT-3101

PANTEC

DIVISION OF CARLO GAVAZZI

Precisione e novità
nel tuo strumento di misura

La musica elettronica

“Effetti speciali”

di Paolo Bozzola

“La progettazione di Phasers, Phlangers, e dei circuiti che in genere modificano apporti di fase in un segnale audio”.

Voi che seguite già i miei articoli sulla Musica Elettronica con il sintetizzatore senza dubbio già saprete che cosa significa “Effetto Speciale”: io ho una definizione un poco “mia”, per cui sotto questo nome io faccio rientrare tutto ciò che non fa propriamente parte di una struttura di sintesi o, per meglio dire, che può agire su un segnale, elaborandolo, anche al di fuori di detta struttura.

Il che ci porta, ragionevolmente, a considerare ai fini pratici ogni “Effetto Speciale” come una scatola chiusa, autonoma come alimentazione e controlli vari, e che possiede una entrata ed un'uscita per il nostro segnale audio.

Definiti i termini di questa categoria, è facile capire come essa possa senza dubbio comprendere i Distorsori, gli “wha-wha”, i Phasers, i Phlangers, gli echi digitali o analogici, i cori, i reverberi (digitali o analogici), etc.

Dei nomi citati sopra, questo e articoli successivi si occuperanno di tutta la teoria necessaria a sviluppare i progetti di Phasers, Phlangers e in genere quegli altri circuiti che modificano i rapporti di fase di un segnale ricco di armoniche, quale può essere quello emesso da una chitarra, da un organo, e così via.

Mi sono, fra l'altro, imposto una scelta in questo senso in quanto mi sembrerebbe un poco fuori tempo introdurre anche gli effetti più semplici, come Distorsori etc., già del resto abbondantemente trattati su questa Rivista in passati articoli.

Inoltre, ho deciso che sarebbe stato enormemente più utile darvi le basi teoriche affinché VOI possiate costruirvi l'effetto con le caratteristiche che più si confanno alle vostre esigenze, piuttosto che proporvi un articolo costruttivo che ovviamente vi avrebbe descritto un solo progetto limitato alle sue peculiari caratteristiche.

Teoria sul Phasing e sul Phlanging.

Parecchio tempo fa, quando non esistevano tutti quei meravigliosi chip LSI che oggi la tecnologia mette a nostra disposizione, il musicista doveva, nel vero senso della parola, “arrangiarsi”.

Il suono da lui prodotto con vari strumenti poteva unicamente essere “colorato” con il semplice uso di circuiti a transistori, ma effetti complessi potevano essere ottenuti soltanto grazie all'impiego di complicate (e costosissime) apparecchiature meccaniche.

Il primo esempio è stato l'eco.

Visto che il registratore esisteva già, si pensò di sfruttare le possibilità di incisioni multiple, su nastro, su tamburo magnetico o su filo magnetico, del segnale originale: e in effetti ottenere un eco significa registrare il segnale, e riascoltarlo subito dopo (con un ritardo determinato dallo spazio fra la testina di incisione e quella -o quelle- di lettura) all'uscita del registratore.

Mantenendo sempre la suddetta distanza, il ritardo poteva essere regolato variando la velocità del mezzo su cui il segnale stesso era inciso. Fin qui, nulla di trascendentale, come per nulla difficile era, ed è, miscelare il segnale così ritardato a quello originale. In tale caso l'effetto ottenuto è quello di un “alone” tipico di un grande salone o concert-hall.

Ancora di più, si pensò di riprendere in uscita questo segnale composto (originale + ritardato) e rinviarlo in entrata al circuito di registrazione: in tale modo si rimette “in circolo” il segnale che, alla sua uscita, presenta un alone enormemente più marcato e quindi con una corposità veramente affascinante.

Tutte queste cose sono comunque risapute dall'utente tipico di un eco, in pratica, il musicista.

Per chiarezza di informazione, comunque, vi rimando alla *figura 1*, ove appare lo schema a blocchi di questo particolare effetto.

È importante che teniate presente la *Figura 1*, poichè in seguito, con la introduzione delle linee di ritardo MOS, vedremo che lo schema a blocchi è il medesimo.

Non contento di questo, il musicista ha continuato ad indagare sul suo registratore, cercando di trovare qualche altra applicazione di effetto. Ecco allora che dopo l'eco, nelle sale di incisione (dove generalmente si ha a disposizione più di

un deck di registrazione), è nato l'effetto di "Flanging", o "Phlanging" che dir si voglia.

Il set up di questo effetto è molto semplice. Innanzitutto occorrono DUE registratori, identici o perlomeno di identiche caratteristiche. Su ognuno di essi si carica una bobina che porta la registrazione del brano su cui si desidera applicare l'effetto di flanging. Le due registrazioni DEVONO ESSERE IDENTICHE. Si sincronizzano i due registratori e quindi si fa in modo che essi partano contemporaneamente, e alla stessa velocità.

Le due uscite, infine, vengono miscelate fra di loro in un comune mixer mono o stereofonico.

Che cosa accade a questo punto? All'inizio nulla o per meglio dire, accade che i due segnali audio, esattamente identici ed uguali fra di loro, si sommano dando origine ad un terzo segnale audio, IDENTICO ai primi due, ma con un'ampiezza DOPPIA.

Fin qui, nulla di strano. Ma che cosa accade se, meccanicamente, si ritarda la velocità relativa di un nastro rispetto all'altro?

Accade che i due segnali NON SONO PIU' IN FASE FRA DI LORO, per cui non è più vera la situazione di partenza (cioè segnale doppio in ampiezza all'uscita del mixer). I due segnali, infatti, dopo la sfasamento relativo si troveranno ancora a viaggiare alla stessa velocità, ma massimi e minimi non saranno più coincidenti, per cui la somma dei due segnali darà origine ad un segnale che è completamente DIVERSO dagli originali, in quanto avrà certe frequenze attenuate, e certe incrementate in ampiezza, con uno spettro globale contenente innumerevoli "buchi" (notches) e "gobbe" (boosts).

Rimandiamo a dopo le considerazioni teoriche su quanto accade, mentre per ora ci basterà fare notare che l'azione meccanica di ritardo può benissimo continuare, quindi può iniziare sul secondo registratore, e così via, alternativamente e periodicamente, in modo da originare all'uscita del mixer un segnale il cui contenuto armonico è fortemente (e in modo variabile progressivamente) alterato, per cui l'orecchio umano percepisce una "liquidità" straordinaria nel suono, dovuta al progressivo alternarsi ed accavallarsi di armonici "estratti" (sia boosted che notched) dal segnale originario.

Beh ragazzi, a parole lo so, è molto difficile rendere l'idea: ma voi potrete sempre provare una unità commerciale e valutare dal vivo l'effetto.

Per precisazioni, dirò che il sistema più comodo (e immediato) per ritardare un nastro rispetto all'altro è quello di rallentare lo svolgersi della bobina agendo, con un dito della mano, sul supporto della bobina (reel). Poichè il "reel" (letteralmente rocchetto) ha due limitatori laterali che impediscono al nastro di cadere, e questi si chiamano "Flanges" in Inglese, ecco il motivo per il quale tale effetto è universalmente noto come "FLANGING" (cioè: "agire sulle flange").

Ragionevolmente, ora voi vi aspettereste che vi parli del Phaser. Non sarà così: per capire, infatti, le differenze fondamentali fra Phlanger e Phaser, occorre assolutamente riprendere la teoria del ritardo che viene "usata" nel "Phlanger". Solo dopo che avrete acquisito i concetti fondamentali noi potremo descrivere il Phaser.

Ritardo "temporale" (o: "time delay").

Agendo sulle flange della bobina di un registratore, noi

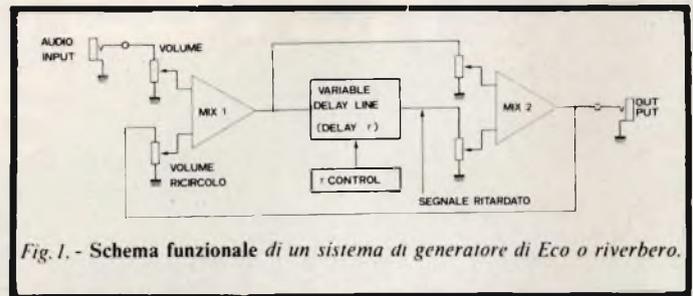


Fig. 1. - Schema funzionale di un sistema di generatore di Eco o riverbero.

possiamo in pratica *rallentare* uno dei due segnali rispetto all'altro, per cui, appena lasceremo che il registratore riprenda il suo training normale, un nastro si troverà in pratica shiftato di alcuni millimetri rispetto all'altro. Il che significa che i due segnali, identici, si trovano perciò shiftati l'uno rispetto all'altro con un ritardo temporale di alcuni millisecondi.

Prendiamo in esame la figura 2.

Tale figura vi mostra che cosa accade a due segnali IDENTICI se essi vengono sommati fra di loro sfasati però di un certo angolo.

Nel caso A) vi viene mostrata la generica situazione dopo lo sfasamento, in B) vedete che i due segnali, dei quali il secondo è in ritardo di 90° ($\pi/2$), danno origine ad un segnale che ha la medesima frequenza ma è ritardato di soltanto 45° , ed ha ampiezza maggiore dei due.

Partendo con $\text{SIN}(\alpha)$ e $\text{SIN}(-90^\circ)$ si ha infatti che la somma è $\sqrt{2} \cdot \text{SIN}(\alpha - 45^\circ)$, come dalle famose formule di prostaferesi.

Nel caso C) il ritardo del secondo segnale è maggiore (già 135°), per cui il segnale dato dalla somma dei due risulta di ampiezza minore di quella del singolo segnale. Infine il caso D) mostra due segnali che sono opposti in fase, per cui la loro somma è zero.

Dunque ricapitolando le esperienze viste ora, possiamo con sicurezza affermare che, sommando due segnali sinusoidali identici dei quali uno è in ritardo rispetto all'altro, possiamo

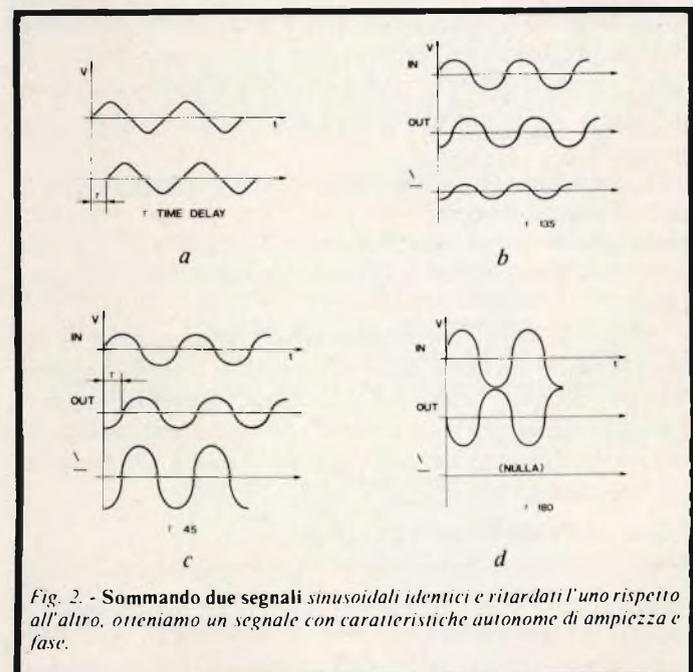


Fig. 2. - Sommando due segnali sinusoidali identici e ritardati l'uno rispetto all'altro, otteniamo un segnale con caratteristiche autonome di ampiezza e fase.

cancellare totalmente la sinusoide originale purchè il ritardo del secondo segnale sia di un certo valore.

Alternativamente, sempre scegliendo opportunamente il ritardo del segnale che dobbiamo sommare all'originale, possiamo amplificare l'originale stesso.

Ora, però, noi abbiamo intrapreso la discussione basandoci unicamente su segnali sinusoidali.

Ovviamente, nel mondo musicale, è ben difficile trovare sinusoidi perfette, anzi, solitamente si cerca sempre di operare su segnali ricchi di armoniche in quanto la loro "corposità" è di gran lunga maggiore. Però noi sappiamo (la Teoria della Analisi Armonica di Fourier ce lo conferma) che un segnale dalla forma d'onda qualsiasi, purchè sia periodico (anche se tale limitazione si può facilmente superare), è scomponibile in un numero infinito di componenti sinusoidali, le quali hanno frequenze che risultano multipli esatti della fondamentale, ed ampiezze che dipendono da opportuni coefficienti legati, ovviamente, alla forma d'onda originale.

Dunque, per esempio, un segnale di un kiloHertz con la forma di rampa conterrà infinite sinusoidi, di ampiezze via via decrescenti e con frequenze multipli pari e dispari di 1 kHz.

In tale situazione, noi dovremmo ripetere le analisi sulla somma di due sinusoidi sfasate per TUTTE le infinite componenti sinusoidali della forma d'onda di base.

Ecco allora che il singolo effetto di "boost" (amplificazione) o di "cut" (attenuazione) si ripete su TUTTO l'intero spettro audio, causando una serie di boost e di cut disposti, sul range audio stesso, ad intervalli che dipendono esclusivamente dal ritardo temporale (time delay) dei due segnali originali.

Aggiungete, infine, a questa nota il fatto che usualmente il segnale da processare NON È mai di frequenza fissa, bensì è un segnale audio composito (quale una voce, accordi di uno strumento, etc.), per cui l'effetto risultante è ancora più complesso.

Ma ritorniamo alla nostra analisi semplificata.

Dunque, l'ammontare del ritardo necessario per il boost o il cut di una determinata frequenza È FUNZIONE UNICAMENTE DEL PERIODO DEL SEGNALE che ha quella frequenza. Ricordo che, molto semplicemente, dato un segnale periodico di frequenza qualsiasi, il PERIODO di quel segnale si trova facendo l'inverso della frequenza del segnale stesso.

Cioè:

$$T \text{ (periodo)} = 1/f$$

Ora, per ogni Time Delay definito, l'azione dei "boost" e dei "cut" produrrà una serie di attenuazioni e di "gobbe" di boost come è mostrato in figura 3.

Le frequenze vere e proprie alle quali accadono questi cut e boost abbiamo detto sono funzioni del ritardo temporale fra i due segnali. Poichè ora dobbiamo ricavare come viene realizzato il ritardo suddetto, occorre una breve parentesi che spieghi in sommi termini che cosa è una linea di ritardo.

Concetti fondamentali di una linea di ritardo.

Ci riserveremo in seguito (su un altro articolo) di approfondire l'hardware di un chip di Delay Line in tutti i suoi particolari.

Per ora ci basti dire che una "LINEA DI RITARDO" è un'integrato che, in genere, ha un ingresso, ove si applica il segnale originario, ed un'uscita ove appare il medesimo segnale, ma ritardato di un certo periodo.

Ad un istante "Tx", accade infatti che il segnale in ingresso sia "letto" dal primo stadio della linea stessa. Che cosa, del segnale, viene letto? Ovviamente l'ampiezza, ovvero il valore, in Volt, che quel segnale (innegabilmente di tipo elettrico!) assume al tempo Tx suddetto. Questa informazione, che dunque è un valore di tensione, viene immagazzinata dal primo "stadio" della linea di ritardo, che subito dopo la passa allo stadio successivo, in pratica "riversando" tale informazione ai circuiti, simili al primo stadio, che seguono entro la linea di ritardo.

Ogni stadio, dunque, si comporta in pratica come una memoria analogica, cioè capace di ritenere una informazione di carattere analogico come, in questo caso, un determinato valore di tensione.

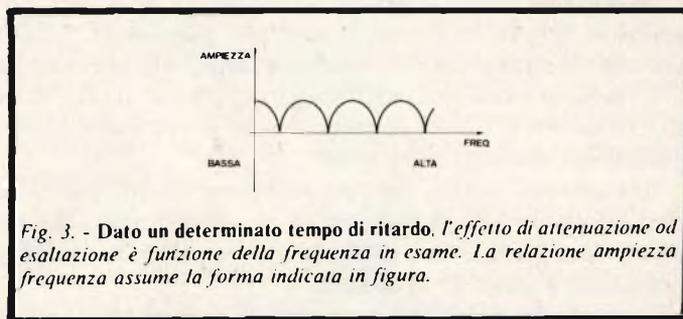


Fig. 3. - Dato un determinato tempo di ritardo, l'effetto di attenuazione od esaltazione è funzione della frequenza in esame. La relazione ampiezza frequenza assume la forma indicata in figura.

Per chi è già a conoscenza di circuiti tipici di un sintetizzatore, basterà accennare che in una linea di ritardo ogni stadio si comporta in pratica come un piccolo "sample & hold".

Su che basi l'informazione viene passata dal primo stadio al successivo? Ebbene, a questo provvede un segnale di "abilitazione" che proviene da un circuito di "clock" esterno alla linea di ritardo stessa.

Questo segnale di clock è dunque un'onda quadra che abilita uno stadio a passare l'informazione da se stesso al successivo. Dunque, e questo è fondamentale, l'informazione all'interno di una linea di ritardo viene trasferita con una velocità fra stadio e stadio che dipende esclusivamente dal clock esterno.

Più veloce è il clock e più velocemente l'informazione viene trasferita da stadio a stadio.

Ma ritorniamo al nostro segnale: dunque, al tempo Tx il segnale aveva un'ampiezza Vx ed è questa l'informazione che viene trasferita al primo stadio quando il primo impulso del clock arriva.

Intanto ricordiamo che il segnale in ingresso varia nel tempo: ecco allora che al successivo impulso del clock la Vx viene trasferita dal primo stadio al secondo e quindi il primo stadio è pronto ad accettare una nuova informazione, che sarà questa volta diversa (perchè appunto il segnale in ingresso varia) e che sarà V (x + T) ove "T" è il periodo del segnale di clock.

Ancora: arriva il terzo impulso del clock e siamo pronti a trasferire avanti, nella linea di ritardo, l'informazione Vx, che sarà immessa nel terzo stadio; nel frattempo al secondo stadio potrà giungere la V (x + T), e quindi a sua volta il primo stadio

sarà pronto ad accogliere l'informazione sulla ampiezza del segnale di ingresso, che a quel punto sarà $V(x + 2T)$.

Ad un certo punto, però, dopo "n" impulsi del clock di abilitazione, l'informazione V_x , che era stata "fagocitata" dalla linea di ritardo "nT" periodi di clock prima, arriverà all'uscita della linea di ritardo che, essendo ovviamente di dimensioni finite, contiene solo un numero definito di stadi.

Ammettendo che la linea di ritardo abbia 1000 stadi, la informazione V_x arriverà all'uscita (1000° stadio) soltanto dopo il millesimo impulso di clock di abilitazione. Dunque, a questo punto, calcolare il ritardo con cui V_x compare all'uscita è molto semplice: basterà moltiplicare il numero degli stadi per il periodo del clock di abilitazione.

Prima di introdurre le solite formulette, però, è necessaria una ulteriore precisazione sulla faccenda.

Noi infatti abbiamo descritto, per non confondere le idee del neofita, l'interno di una linea di ritardo come una serie contigua di stadi capaci di ritenere l'informazione.

Questo può ben andare in sede teorica, ma in pratica, e lo vediamo subito, la faccenda non può funzionare. Infatti occorre un certo tempo per trasferire tutta l'informazione da uno stadio al successivo, ed è innegabile che uno stadio NON PUÒ ricevere la nuova informazione se prima non si è completamente svuotato della prima.

Immaginate, infatti, che l'informazione sia un "pacco" e che ogni stadio non sia altro che un mezzo meccanico, dotato di una sola presa, atto a prendere questo pacco dallo stadio precedente e passarlo al successivo.

Il passaggio, secondo le spiegazioni date prima, avviene quando ad ogni stadio giunge l'abilitazione del clock esterno.

Ma vi sembrerà oltremodo realistica l'impossibilità assoluta di uno stadio di passare il "pacco" dallo stadio precedente: c'è qualche cosa che non va! (ricordiamo che era disponibile un "braccio" solo). La soluzione più ovvia, a questo punto, è quella di impiegare una doppia serie di stadi ed un clock di abilitazione a DUE fasi complementari. A questo punto il "passaggio" dell'informazione avverrà così:

- Al tempo $(T-1/2)x$, l'informazione V_x viene assorbita dal primo stadio;

- Al tempo Tx (fase 1) il primo stadio passa l'informazione al primo della serie complementare (che è inserita esattamente frammezzo alla prima): nel frattempo il secondo stadio passa la sua informazione al secondo complementare e così via. Al termine di questa operazione, ovvero al termine della fase uno, ci troviamo dunque con gli stadi della prima serie completamente VUOTI in quanto ora l'informazione è contenuta negli stadi della serie complementare. Così adesso possiamo senz'altro fare giungere una nuova informazione alla serie primaria di stadi.

- Infatti, all'arrivo del primo impulso di fase due del clock, il primo stadio della serie primaria può assorbire l'informazione dal segnale in ingresso, mentre il secondo stadio, libero anch'esso, potrà ricevere l'informazione (V_x) dal PRIMO stadio della serie complementare, al quale la V_x era giunta dal primo della serie primaria nella fase uno precedente. Analogamente, il terzo stadio primario riceve l'informazione dal SECONDO stadio della serie complementare, e così via. L'informazione compie dunque uno shift (scorrimento) di un passo lungo la catena di stadi.

- Adesso giunge il secondo impulso, però di FASE UNO.

Siamo, cioè, a "T + 1". Adesso, nuovamente, l'informazione viene passata dagli stadi primari a quelli contigui della serie secondaria, che si erano svuotati in fase uno. E il ciclo ricomincia.

Dunque, ricapitolando:

- Abbiamo due serie di stadi di hold della formazione analogica, le quali sono "incastrate" fra di loro in modo che si abbia uno stadio di hold primario ed uno secondario in successione.

- L'abilitazione, ovvero il segnale di "passa l'informazione" allo stadio successivo, giunge contemporaneamente a tutti gli stadi primari IN FASE UNO del clock. In fase uno invece gli stadi secondari sono inibiti a trasferire l'informazione.

- In FASE DUE accade esattamente il contrario: l'informazione passa dagli stadi complementari a quelli primari che sono inibiti a trasmettere.

- Ricordo che uno stadio inibito a trasmettere ovviamente può (anzi deve!) ricevere l'informazione.

In definitiva, la *figura 4* vi mostra come funziona la linea.

In questa figura troviamo tutti i parametri che in pratica si usano nel lavorare sulle linee di ritardo: "N" è il numero totale degli stadi (sia primari che complementari, il conto li comprende tutti e due); F (clock) è la frequenza del clock di abilitazione a due fasi; ed infine il tempo di ritardo globale T è calcolato tenendo presente che il numero degli stadi va in pratica diviso per due in quanto ad ogni singola attivazione del clock sono due gli stadi interessati: il primario in fase 1 ed il secondario in fase 2. La formula risolutiva è dunque:

$$T \text{ (ritardo)} = (N/2) \cdot T_{\text{clock}}$$

dove appunto T (clock) è il periodo del segnale di clock e N il numero globale degli stadi (pari + dispari).

Per concludere la nostra parentesi riguardo alle linee di ritardo, occorre aggiungere a quanto detto ancora un paio di cose.

Innanzitutto occorre notare che, "passando" come abbiamo illustrato il segnale in ingresso attraverso la linea, noi in pratica trasferiamo dei CAMPIONI di questo segnale. Quindi è ovvio che in uscita noi abbiamo solo una PARZIALE informazione riguardo al segnale originario.

Cioè abbiamo un "campione" del segnale in ingresso.

Si tratta di verificare se questo campione è sufficiente a ricostruire il segnale originario con il minimo errore.

Ebbene, occorrerà per questo tenere presente LA VELOCITÀ di campionamento, che in effetti è proprio la velocità del nostro clock di abilitazione.

Un notissimo teorema (di Shannon) dice che è possibile ricostruire un segnale campionato senza perdere informazioni purchè la frequenza di campionamento si mantenga in ogni caso maggiore del DOPPIO della massima frequenza armonica contenuta nel segnale di ingresso.

Il che vuol dire, in un esempio semplificato, che il nostro segnale in ingresso è una sinusoide (quindi nessuna altra armonica oltre alla fondamentale) di frequenza F_x , la velocità del nostro clock deve essere tale per cui $F_{\text{clock}} \geq 2 F_x$.

Il che vuol dire che, operando su segnali di un normale spettro audio, con banda passante di 15 kHz, è meglio non scendere sotto i 30 kHz di frequenza di clock.

Infine, e qui concludiamo la parentesi, un accenno alla

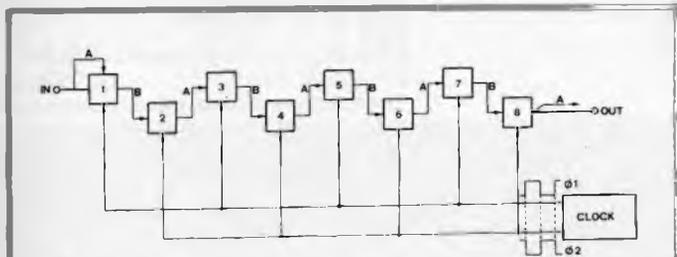


Fig. 4. - Diagramma funzionale di una linea di ritardo analogica. - "A" sono i trasferimenti di informazione in fase 2. - "B" sono i trasferimenti di informazione in fase 1. - In fase 2 lo stadio dispari è inibito a trasmettere ma è abilitato a ricevere; viceversa in fase 1 è lo stadio pari ad essere inibito a trasmettere ma abilitato a ricevere. - "n" è il numero totale degli stadi della linea (stadi pari + stadi dispari). - Il tempo di ritardo ("time delay") dell'intera linea è definito da:

$$T = n \left(\frac{1}{2 F_{clock}} \right) -$$

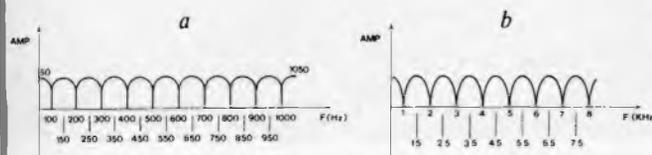


Fig. 5. - Relazione ampiezza/frequenza per gli esempi descritti nel testo

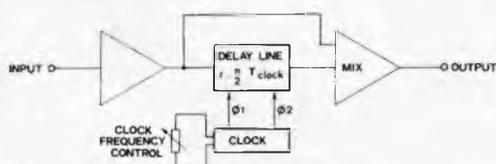


Fig. 6. - Schema funzionale dell'apparecchiatura atta a realizzare gli effetti considerati.

ricostruzione del segnale campionato: è innegabile infatti che, per come lo campioniamo a intervalli regolari, l'uscita, al tempo $T = (N/2) \cdot T(\text{clock})$, sia un bel segnale a scalini.

Ma è sufficiente un filtro passa-basso con una pendenza molto elevata al di là della Frequenza di Taglio (4 poli tipicamente) e con una Banda Passante equivalente almeno a quella del segnale di ingresso per "smussare" totalmente i suddetti gradini e ridare la forma normale al segnale.

Notate inoltre che, in questa analisi molto spartana delle linee di ritardo mancano completamente i concetti di perdita, attenuazione, banda passante ed altre caratteristiche tecniche. Questi argomenti, che non era assolutamente necessario svolgere qui, saranno invece sicuramente trattati in una seconda puntata, rifacendosi ad un pratico esempio commerciale di linea di ritardo.

Possiamo dunque ritornare, ora, all'esame delle cause e degli effetti di un ritardo temporale sul nostro segnale audio.

Effetti (e cause) del ritardo temporale sul segnale.

Dunque avevamo detto che i punti dello spettro audio ove avvengono i ripetuti cut e boosts sono funzioni del ritardo temporale. Questo a sua volta, come spiegato nel paragrafo precedente, è strettamente funzione del numero degli stadi della linea di ritardo e della frequenza di clock.

Introduciamo ora, per le nostre esigenze di semplicità, un

chip di delay line dalle seguenti caratteristiche:

N° di stadi: 1000; attenuazione IN/OUT = 0 (nulla).

Inoltre usiamo una frequenza di clock di 500 kHz.

Dalla formula vista prima, questi dati ci danno un valore del time delay:

$$\text{Time delay} = T = (1000/2) \cdot (1/500000) = 1 \text{ msec.}$$

Adesso, un ritardo di UN millisecondo, corrisponde ad una frequenza caratteristica di UN Kilo Hertz; questo significa CHE OGNI FREQUENZA MULTIPLA DI UN KILOHERTZ (cioè 1 kHz, 2 kHz, 3 kHz, 4 kHz e così via) avrà una attenuazione (cut), mentre le frequenze di mezzo (500 Hz, 1,5 kHz, 2,5 kHz, etc.) verranno accentuate in ampiezza. Questo è mostrato nella figura 5a.

Come vedete nella figura 5a, TUTTE le frequenze multiple del Kilo Hertz sono equamente affette dai cut, e l'identica cosa vale per le frequenze intermedie, affette dai boosts. L'effetto si ripercuote ovviamente per l'intero spettro audio.

A questo punto potremmo diminuire la velocità del clock fino a 50 kHz; in tale caso il ritardo temporale è di 10 msec., e la risposta in frequenza assume l'aspetto della figura 5b.

Notate come il NUMERO delle "gobbe" sia notevolmente aumentato (di un fattore di 10), pur mantenendo la regolarità di spaziatura sia nei cuts che nei boosts. Ora la frequenza caratteristica è di 100 Hz.

Che cosa accade, dunque, al nostro segnale? Accade che esso è in pratica costretto a subire innumerevoli "filtraggi a spillo" equamente distanziati fra di loro e che dipendono ESCLUSIVAMENTE dal ritardo temporale introdotto dalla linea.

E ricordate che, in tutto il discorso fatto sino ad ora, NON SI È MAI ACCENNATO alla natura del segnale in ingresso: la risposta del circuito figura 6 (col quale si realizzano gli effetti descritti) è assolutamente indipendente dal tipo del segnale in ingresso.

Se adesso, come considerazione finale, pensiamo a ciò che accade con un clock che varia continuamente, vediamo che, in un tale caso, il numero delle gobbe (e la loro ampiezza caratteristica) continua a variare.

È QUESTO che conferisce al segnale "processato" dal Flanger quella straordinaria liquidità che lo ha reso così popolare.

Beh, ragazzi, mi sembra che a questo punto sia tutto chiaro sui Flangers; fate testo con questo articolo e sappiate, ve lo preannuncio fin d'ora, che per i più "ghiotti" ho già predisposto un valido progetto a un costo molto basso.

Posso già fin d'ora preannunciarVi i contenuti della prossima puntata: parleremo dunque (finalmente) del Phaser vero e proprio; lo possiamo fare eccellentemente in quanto, solo ora che abbiamo sviscerato i segreti del Flanger voi potrete apprezzare le particolarità del Phaser.

Vedremo dunque alcuni esempi pratici, ed ovviamente la teoria connessa.

Se ci resterà spazio introdurremo infine le caratteristiche di un chip di delay line commerciale, e daremo esaurientemente tutte le spiegazioni necessarie a realizzare un supporto valido e sicuro: saprete così, senza alcuna difficoltà, realizzarvi echi, reverberi, cori, e, ovviamente, anche ... il Flanger!

Ad ogni modo sappiate che, in una o due altre puntate, copriremo interamente l'argomento.

E con questo, arriverci al prossimo mese.

MICROFONI A CONDENSATORE

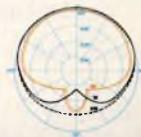
Microfoni moderni, dalla buona sensibilità, fedeltà e robustezza. Sono i microfoni impiegati ogni giorno da migliaia di orchestrali, cantanti e oratori.



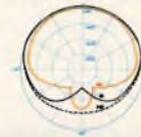
ECM-1019 Microfono professionale unidirezionale a cardiode.
RQ/2302-00
 2 Impedenze: 50 k Ω e 600 Ω .
 Risp. di freq.: 20 - 18000 Hz.
 Sensibilità: alta -48 dB,
 bassa -62 dB a 1 kHz.
 Cavo da 6 m.
 Alimentazione mediante pila a stilo da 1,5 V.
 Accessori in dotazione: supporto snodato e schermo antivento.



ECM-1030 Microfono unidirezionale a cardiode.
RQ/2304-00
 2 Impedenze: 50 k Ω e 600 Ω .
 Risp. di freq.: 20 - 18000 Hz.
 Sensibilità: alta -52 dB,
 bassa -68 dB a 1 kHz.
 Cavo da 6 metri.
 Alimentazione mediante pila a stilo da 1,5 V.
 Accessori in dotazione: supporto snodato e schermo antivento.



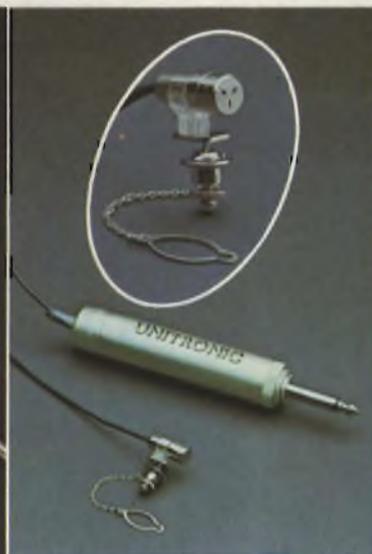
ECM-1012 Microfono unidirezionale cardiode.
RQ/2301-00
 Impedenza: 600 Ω .
 Risp. di freq.: 20 - 18000 Hz.
 Sensibilità: -68 dB a 1 kHz.
 Cavo da 6 metri.
 Alimentazione: mediante pila da 1,5 V a stilo.
 Accessori in dotazione: supporto snodato e schermo antivento.



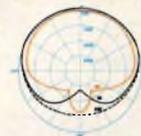
UEM-82 Microfono ultracardiode professionale.
RQ/2305-00
 Impedenza: 600 Ω .
 Risp. di freq.: 50 - 15000 Hz.
 Sensibilità: -65 dB a 1 kHz.
 Alimentazione mediante pila da 1,5 V a stilo.
 Accessori in dotazione: supporto snodato e schermo antivento.



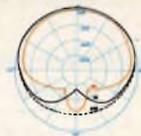
UEM-83R Microfono ultracardiode ideale per registrazioni in ambienti rumorosi ed in condizioni difficili.
RQ/2306-00
 Impedenza: 600 Ω .
 Risp. di freq.: 50 - 15000 Hz.
 Sensibilità: -64 dB a 1 kHz.
 Rapp. S/D: 40 dB.
 Accessori in dotazione: supporto antivibrante, impugnatura e schermo antivento.



ECM-1028 Il più piccolo microfono a collare presente sul mercato.
RQ/2303-00
 L'elevata sensibilità, selettività e fedele captazione dei suoni lo rendono ideale per l'impiego professionale unidirezionale.
 Impedenza: 600 Ω .
 Risp. di freq.: 50 - 16000 Hz.
 Sensibilità: -60 dB a 1 kHz.
 Alimentazione: mediante pila da 1,5 V a stilo.



ECM-1061 Microfono a condensatore a collare unidirezionale.
RQ/2309-00
 Anti-POP.
 Impedenza: 600 Ω .
 Risp. di freq.: 50 - 16000 Hz.
 Sensibilità: -64 dB a 1 kHz.
 Alimentazione: 1,35 V con batteria al mercurio.
 Cavo di collegamento: 3 metri con plug JACK standard da 6,3 mm.
 Accessori in dotazione: clips di supporto.





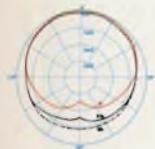
MICROFONI A CONDENSATORE

I microfoni a condensatore e dinamici adatti per tutte le necessità, per i registratori e radio-registratori portatili.



DM-120
RQ/2403-00

Microfono dinamico omnidirezionale
Impedenza: 200 Ω
Risp. di freq.: 200 - 10000 Hz.
Sensibilità: -80 dB a 1 kHz.
Cavo da 1 m.
Accessori in dotazione: supporto da tavolo



ECM-76
RQ/2308-00

Microfono condensatore unidirezionale cardiode.
Impedenza: 600 Ω
Risp. di freq.: 50 - 12000 Hz.
Sensibilità: -61 dB a 1 kHz.
Alimentazione: mediante pila da 1,5 V a stilo.
Accessori in dotazione: supporto e schermo antivento.



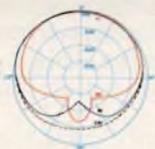
ECM-90
RQ/2307-00

Microfono condensatore omnidirezionale.
Impedenza: 600 Ω
Risp. di freq.: 40 - 12000 Hz.
Sensibilità: -61 dB a 1 kHz.
Alimentazione: mediante pila da 1,5 V a stilo.
Accessori in dotazione: supporto e schermo antivento.



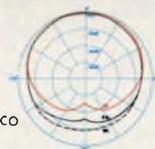
UDM-50
RQ/2404-00

Microfono dinamico unidirezionale a cardiode.
Impedenza: 200 Ω
Sensibilità: -80 dB a 1 kHz.
Risp. di freq.: 200 - 10000 Hz.
Interr. on/off RCDR.
Spinotti da 2,5 e 3,5 mm.



DM-15
RQ/2401-00

Microfono dinamico omnidirezionale
Impedenza: 200 Ω
Sensibilità: -80 dB a 1 kHz.
Risp. di freq.: 200 - 10000 Hz.
Interr. on/off RCDR.
Spinotti da 2,5 e 3,5 mm.
versione con spinotto
DIN 5 poli 180°
RQ/2406-00 versione con spinotto
DIN 7 poli 270° (poli switch 6-7)
RQ/2408-00 versione con spinotti
DIN 3 poli 180° e DIN 5 poli 180°
RQ/2409-00 versione con spinotto
DIN 7 poli 270° (poli switch 4-7)



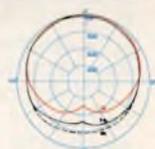
DM-23
RQ/2402-00

Microfono dinamico omnidirezionale
Impedenza: 200 Ω
Sensibilità: -80 dB a 1 kHz.
Risp. di freq.: 200 - 10000 Hz.
Interr. on/off RCDR.
Spinotti da 2,5 e 3,5 mm.



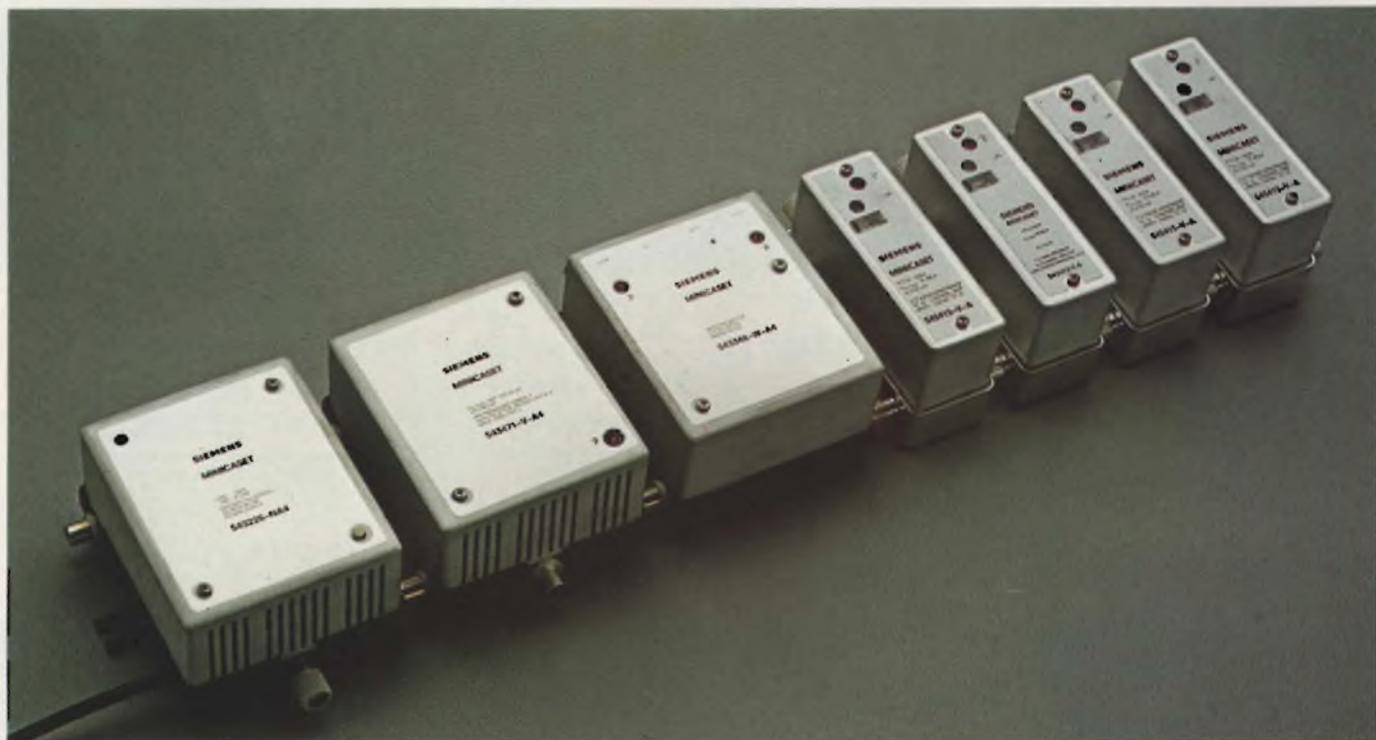
DM-205Y
RQ/2407-00

Microfono dinamico omnidirezionale
Impedenza: 300 Ω
Risp. di freq.: 100 - 10000 Hz.
Sensibilità: -78 dB \pm 3 dB.
Interruttore: on/off RCDR.
Spinotti: 3,5 e 2,5 mm.



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!

Regolatore "fisiologico" dell'intensità di luce

di L. Visintini

La necessità di poter variare l'intensità della luce prodotta da una lampada ad incandescenza è espressa da settori diversissimi dell'attività sociale; diversi pure nel tempo sono stati gli espedienti a questo proposito forniti dalla tecnologia: da quelli meccanici (otturatori), a quelli ottici (lenti mobili) a quelli elettromeccanici (trasformatori Variac).

Oggi la soluzione considerata più efficace e più economica è quella offerta dalla tecnologia elettronica: con l'introduzione e la diffusione a basso costo di nuovi dispositivi a semiconduttore, denominati TRIAC (interruttori elettronici bilaterali), la realizzazione di circuiti regolatori di potenza è divenuta un gioco da ragazzi.

Non ci addentreremo (perchè la diamo per nota) nell'analisi del funzionamento di tali dispositivi, nè nella descrizione dei circuiti maggiormente impiegati per il loro corretto pilotaggio. Scopo di questo articolo è invece la traccia di un percorso teorico che permetta di ottimizzare il comportamento.

Ci spieghiamo meglio. Supponiamo che una o più lampade ad incandescenza siano disposte in un ambiente (altrimenti buio) per illuminarlo. Si noti che in tale definizione sono compresi un gran numero di situazioni concrete. Ora il grado di illuminazione è un dato soggettivo, determinato dalle caratteristiche dell'apposito organo sensoriale, (l'occhio) di cui dispone l'uomo.

Supponiamo inoltre che un circuito regolatore di potenza a TRIAC sia interposto fra la o le lampade e la sorgente di potenza (ad esempio la rete-luce). Il circuito regolatore è un sistema elettronico, con proprie caratteristiche. Manualmente, è possibile intervenire tramite un apposito comando per variare alcuni parametri del circuito, e, di conseguenza, la quantità di potenza fornita alle lampade e quindi l'intensità della luce emessa.

Il problema è ora stabilire il comportamento del circuito di regolazione affinché l'azione sul comando corrisponda ad una proporzionale variazione della sensazione (soggettiva) di luminosità delle lampade. Chiameremo "fisiologico" un circuito regolatore in cui è lineare la relazione fra comando e sensazione di luminosità.

Impostazione del problema

Il progetto di un regolatore della luce emessa da una

sorgente ad incandescenza, regolatore che si comporti nel modo ora definito come "fisiologico", sottende una analisi accurata del comportamento di una lampada ad incandescenza, del circuito regolatore scelto, delle relazioni esistenti fra i diversi parametri in gioco. L'articolo ha per scopo la descrizione del percorso teorico compiuto dall'autore nella fase di progetto di un simile regolatore; il percorso è volutamente semplificato, per ragioni di spazio e di comprensibilità, in accordo con il carattere divulgativo della rivista.

L'autore, in fase di progetto, ha innanzitutto effettuato le seguenti scelte:

- a) la sorgente di potenza sia un generatore di corrente alternata, di forma sinusoidale; è questo il caso più comune, intendendo per tale sorgente la rete ENEL.
- b) La regolazione della potenza applicata alla lampada venga effettuata mediante un circuito a TRIAC; la regolazione, come è noto, viene così effettuata "tagliando" parte del ciclo della tensione alternata di alimentazione. La posizione del "taglio" nel semiciclo è definita dal tempo intercorrente fra l'inizio del semiciclo e l'innescio del TRIAC: tale intervallo di tempo viene chiamato "ritardo".
- c) Analizzate le relazioni intercorrenti fra: ritardo e potenza applicata alla lampada; potenza applicata alla lampada e luminosità della lampada; intensità della luce emessa e sensazione di luminosità, si è deciso di intervenire sulla relazione fra comando e ritardo al fine di ottenere il descritto comportamento "fisiologico" del regolatore.

Si noti la schematicità con cui si è posto il problema; va sottolineato che d'ora in poi per scelte ed ipotesi successive (esplicitate) il problema verrà via via semplificato; a parere dell'autore, tali scelte ed ipotesi non mutano sostanzialmente i termini della questione.

Date queste premesse, il problema può essere scisso in

tre momenti distinti:

- 1) determinare quale percentuale della potenza massima perviene alla lampada per un dato ritardo nell'innesco del TRIAC;
- 2) determinare quale è l'intensità della luce emessa dalla lampada e la conseguente sensazione di luminosità in funzione della potenza ad essa applicata;
- 3) determinare la relazione conseguente (non lineare) fra comando e ritardo.

1) La tensione alternata di alimentazione è:

$$v = V_o \operatorname{sen} \frac{2\pi}{T} t,$$

essendo: $V_o = \sqrt{2} V_{\text{eff}}$ la tensione di picco,
 V_{eff} la tensione efficace
 T il periodo,

della sorgente di alimentazione (figura 1). Supponiamo che a tale sorgente sia connesso un carico resistivo puro, il cui valore è R . La potenza istantanea è quindi:

$$w = v^2/R,$$

la potenza media:

$$W = \frac{1}{T} \int_0^T w dt.$$

Se, lungo il circuito viene interposto un elemento TRIAC, la tensione di alimentazione viene "tagliata" per un tempo r all'inizio di ciascun semiperiodo, ed avrà la forma indicata in figura 2 con una linea tratteggiata.

La potenza media al carico avrà quindi il valore:

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{T/2} \int_r^{T/2} \frac{2}{R} \int_r^{T/2} \frac{1}{T} V_o^2 \operatorname{sen}^2 \frac{2\pi}{T} t dt = \\ &= \frac{V_o^2}{2R} \left(1 - \frac{r}{T/2} + \frac{1}{2\pi} \operatorname{sen} 2\pi \frac{r}{T/2} \right) \end{aligned}$$

La quantità:

$$\frac{V_o^2}{2R} = \frac{V_{\text{eff}}^2}{R}$$

rappresenta la potenza media a ritardo zero (W_o); quindi:

$$\frac{W}{W_o} = 1 - \frac{r}{(T/2)} + \frac{1}{2\pi} \operatorname{sen} 2\pi \frac{r}{(T/2)}.$$

L'andamento del rapporto W/W_o , espresso in percentuale, rispetto al ritardo r , espresso in percentuale dal semiperiodo, è indicato dal grafico di figura 3. Esso stabilisce, cioè, il rapporto fra ritardo nell'innesco del TRIAC e potenza applicata al carico.

Riguardo a quanto detto finora, si noti che:

- una lampada ad incandescenza rappresenta un carico resistivo, il cui valore però non è costante ma dipende dalla temperatura del filamento e quindi dalla potenza ad esso applicata. Tuttavia, considerando un intervallo limitato di temperature, si è assunto come costante il valore resistivo del filamento per semplicità.

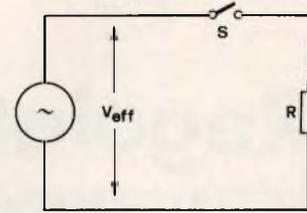


Fig. 1 - Circuito semplificato per un regolatore di potenza a TRIAC. L'interruttore S rappresenta appunto il dispositivo TRIAC; R il carico controllato.

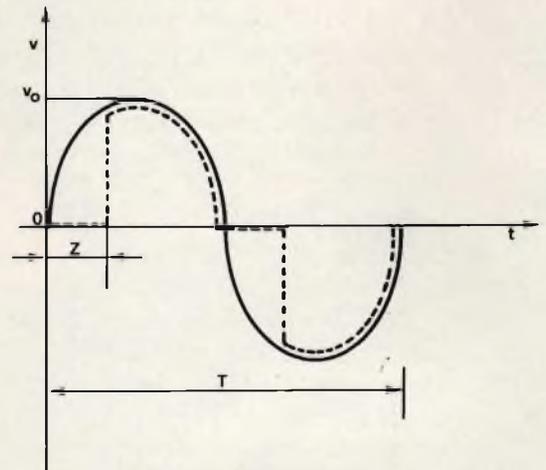


Fig. 2 - Forma d'onda della tensione sinusoidale di alimentazione (linea continua) e della tensione ai capi del carico (linea tratteggiata), relative al circuito di figura 1.

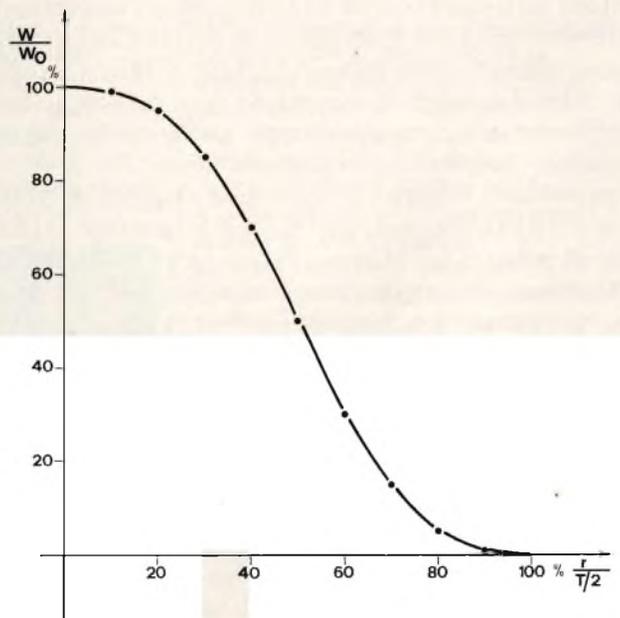


Fig. 3 - Andamento del rapporto W/W_o rispetto al ritardo r , per un circuito regolatore di potenza a TRIAC.

– un circuito elettrico non presenta mai in pratica una resistività pura, ma ha associato un determinato valore di induttanza e capacità. Tali componenti possono diventare rilevanti nel caso di carichi di grossa potenza.

2) Determinare la potenza luminosa di una lampada ad incandescenza in funzione della potenza applicata è una questione più complessa. È pure difficile reperire informazioni al riguardo e non è facile eseguire misure senza strumenti appositi. La possibilità scelta è calcolare la caratteristica in base ad alcune ipotesi (ragionevoli):

a) la lampada emette energia radiante secondo le leggi del corpo nero. In tal caso l'energia emessa come radiazione è proporzionale alla quarta potenza della temperatura assoluta del filamento.

b) la parte di energia emessa sotto forma di luce sia una frazione costante dell'energia totale emessa sotto forma di radiazione. In realtà, al diminuire della temperatura, la radiazione ha lunghezza d'onda media sempre maggiore; si tratta però di una ipotesi ragionevole in un campo di temperature non troppo ampio (quale è il caso considerato).

c) la temperatura del filamento sia proporzionale alla potenza applicata, cioè vi sia equilibrio tra la potenza elettronica entrante W ed il calore dissipato per conduzione e convezione, il quale a sua volta è proporzionale alla differenza fra la temperatura del filamento e quella dell'ambiente. Questa ipotesi è giustificata dal fatto che in realtà solo una piccola parte della potenza viene emessa come radiazione luminosa; la parte rimanente come calore.

d) la temperatura del filamento alla potenza nominale sia circa 2300 °K come valore tipico per le lampade ad incandescenza.

e) la sensazione di luminosità segue la legge logaritmica propria degli organi sensoriali e pertanto si abbia una caratteristica lineare quando l'attenuazione, espressa in decibel, dell'emissione luminosa sia proporzionale al comando. Questa ipotesi è poco dimostrabile scientificamente, dato il complesso comportamento dell'occhio umano nei confronti della luce che lo colpisce; tuttavia, nel caso di una sorgente di luce la cui intensità vari in modo relativamente veloce, neutralizzando almeno parzialmente la capacità di adeguamento della pupilla, è possibile assumere tale ipotesi come sperimentalmente valida.

Come conseguenza della ipotesi (c), si ha che:

$$W = h (T_f - T_a),$$

dove: W è la potenza applicata,
 T_f è la temperatura del filamento,
 T_a è la temperatura dell'ambiente,
 h è la conducibilità termica fra filamento e ambiente.

Quando la potenza applicata ha il valore nominale, abbiamo: $W_0 = h (T_{f0} - T_a)$;
 quindi:

$$\frac{W}{W_0} = \frac{T_f - T_a}{T_{f0} - T_a}; \quad T_f = \frac{W}{W_0} (T_{f0} - T_a) + T_a;$$

la seconda relazione indica la temperatura del filamento

in funzione della frazione di potenza applicata.

Per la prima e la seconda ipotesi, l'energia luminosa emessa è:

$$E = T_f^4$$

dove è una costante; quindi:

$$\frac{E}{E_0} = \left(\frac{T_f}{T_{f0}} \right)^4$$

dà la frazione dell'energia luminosa emessa per una data temperatura del filamento, dove:

E_0 è l'energia emessa quando la potenza applicata ha il valore nominale, e

T_{f0} la corrispondente temperatura del filamento

L'attenuazione apparente, per l'ipotesi (e), risulta:

$$\text{Att. (dB)} = 10 \log. \frac{E}{E_0} = 40 \log. \left(0,87 \frac{W}{W_0} + 0,13 \right)$$

L'attenuazione, espressa in decibel, risulta quindi:

$$\log. \frac{E}{E_0} = \log. \left(\frac{T_f}{T_{f0}} \right)^4 = 4 \log. \left(0,87 \frac{W}{W_0} + 0,13 \right)$$

Per le ipotesi fatte, la formula è evidentemente approssimativa. Presa alla lettera, indicherebbe che vi è ancora emissione luminosa anche quando la potenza applicata è pari a zero. Ricordiamo però che non ci interessa tanto una quantificazione dell'energia emessa sotto forma di luce, quanto alla rilevazione della caratteristica che lega

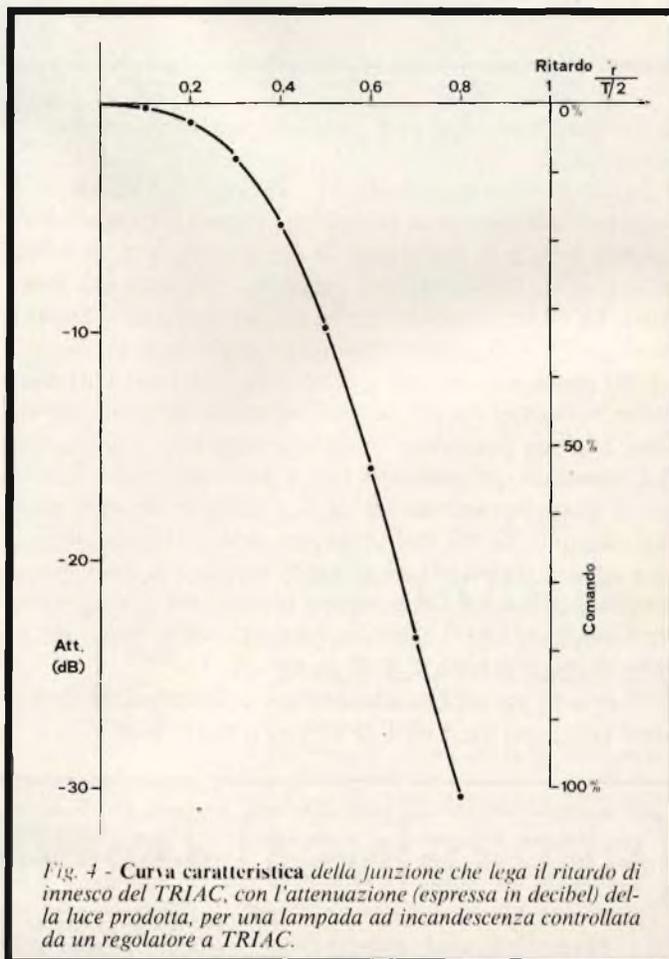


Fig. 4 - Curva caratteristica della junzione che lega il ritardo di innescio del TRIAC, con l'attenuazione (espressa in decibel) della luce prodotta, per una lampada ad incandescenza controllata da un regolatore a TRIAC.

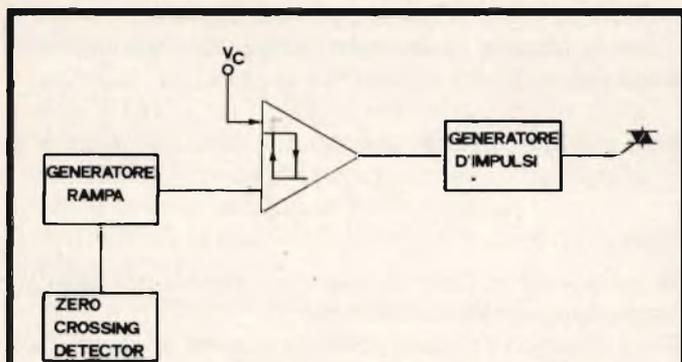


Fig. 5 - Diagramma funzionale di un circuito pilota per un dispositivo TRIAC.

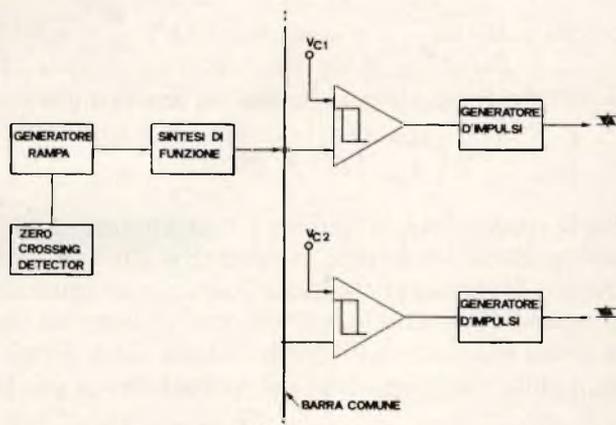


Fig. 6 - Nuovo diagramma funzionale suggerito dall'autore per la linearizzazione del comportamento del circuito di figura 5.

la potenza applicata alla lampada con la sensazione di luminosità.

3) Cambiando questa ultima relazione con quella ottenuta precedentemente, possiamo sapere, per un dato ritardo r , qual'è la sensazione di luminosità corrispondente, o meglio, l'attenuazione percepita dell'intensità luminosa. La curva caratteristica di questa funzione è mostrata in figura 4. Il grafico di figura 4 costituisce la soluzione del problema. Infatti, poiché è richiesto che l'attenuazione in decibel sia proporzionale al comando (al suo valore, alla sua posizione, questo per ora non ci interessa), noi possiamo dal grafico ricavare quale debba essere il ritardo r corrispondente ad ogni posizione del comando. Ad esempio: lo 0% del comando deve corrispondere ad una attenuazione di 0 dB, il 100% ad una attenuazione di 30 dB (per la quale l'emissione luminosa è praticamente 0); è evidente che il 50% del comando deve produrre un ritardo r pari al 60% di $T/2$, e così via.

Si noti in particolare che i valori utilizzati dal ritardo sono compresi fra il 20% di $T/2$ ed il 60-70% di $T/2$.

Il circuito regolatore

Come, nella pratica, possa realizzarsi la funzione desiderata fra comando e ritardo dipende ovviamente dalle caratteristiche del comando e dalla circuitazione che pilota il TRIAC regolatore. Questo problema esula dallo scopo di questo articolo; tuttavia suggeriremo alcune possibili soluzioni.

1) Si consideri un circuito pilota del TRIAC il cui diagramma funzionale sia simile a quello mostrato in figura 5. Si tratta di una configurazione largamente diffusa, anche perché su questo principio si basano i più noti integrati "trigger module" (TCA 280 - L120). Un apposito circuito generatore produce un segnale a forma di dente di sega, sincronizzato con la sinusoide di rete; ciascuna rampa corrisponde ad un semiciclo della tensione di rete.

Un comparatore confronta tale segnale con una tensione di controllo (V_0), e la sua uscita diviene attiva (producendo l'innescò del TRIAC) quando una delle due tensioni supera in valore l'altra. Ora non ci interessa considerare le polarità delle tensioni in gioco; è evidente comunque che modificando il valore della tensione di controllo viene di conseguenza variato il tempo di ritardo nell'innescò del TRIAC.

Ora, come è possibile far sì che un circuito di questo genere si comporti in modo "fisiologico"? Tenendo presente che la rampa del dente di sega è in genere molto lineare, è lineare anche la relazione fra tensione in ingresso e ritardo nell'innescò del TRIAC. Occorre quindi che la tensione di controllo rispetti la funzione di figura 4. Ciò è ottenibile in diversi modi: con una accurata rete di resistori serie-parallelo ai capi di un normale potenziometro lineare, oppure con un circuito analogico non-lineare.

2) Conservando la medesima configurazione base per il circuito pilota del TRIAC, possiamo però intervenire sul segnale a dente di sega, anziché sulla tensione di controllo, al fine di ottenere il comportamento desiderato. A tale scopo occorre che il segnale di controllo applicato al comparatore abbia una forma simile a quella della funzione di figura 4. La funzione è facilmente approssimabile con una spezzata, e quindi facilmente sintetizzabile a partire dallo stesso segnale a dente di sega, ad esempio, con l'interposizione di un particolare circuito analogico a trasferimento non-lineare (figura 6).

I vantaggi di questa seconda soluzione sono molteplici; ne indichiamo alcuni:

- a) è innanzitutto possibile prevedere per il medesimo circuito regolatore, diversi comandi, tutti con caratteristica lineare;
- b) in secondo luogo un unico circuito generatore di funzione può pilotare più circuiti regolatori, con notevole risparmio nei costi e nelle complessità.

BERKEINST

the steel mark

BERKEINST

the steel mark

BERKEINST

the steel mark

2 ANNI DI GARANZIA

BEST SELLER DEGLI OSCILLOSCOPI DA 15 MHz

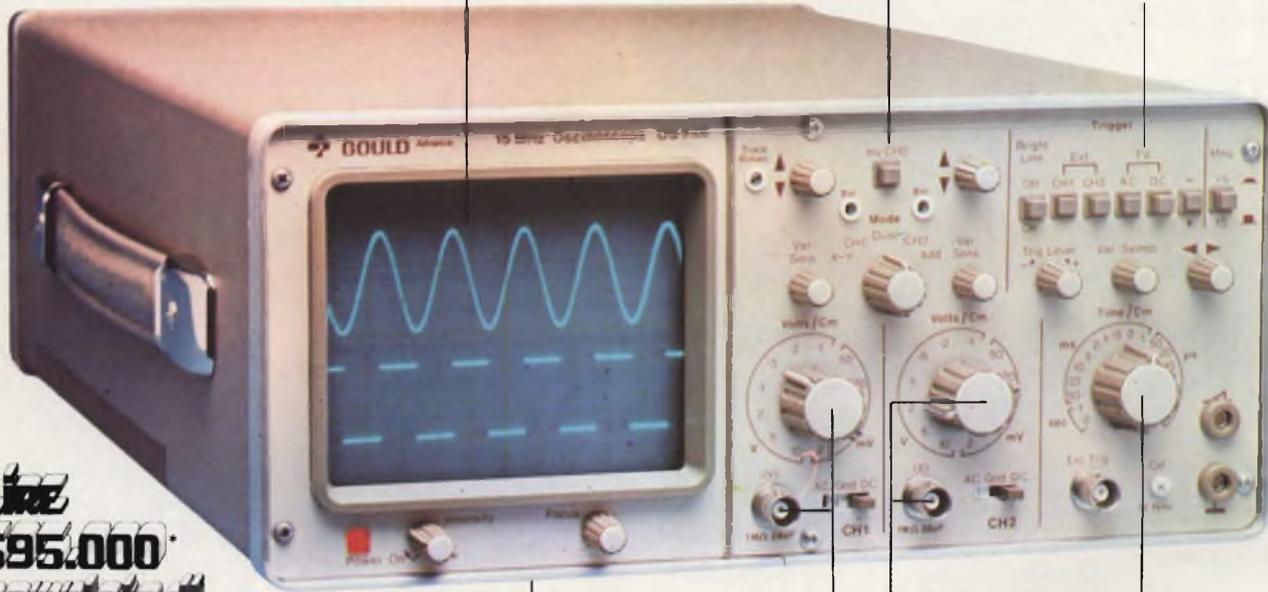


banda passante DC - 15 MHz
2 canali con sensibilità 2 mV/cm

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



una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettro nucleonica s.p.a.

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

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

elettro nucleonica S.p.A. SEL. 7/8-80

Desidero

maggiori informazioni su gli Oscilloscopi Gould modello

avere una dimostrazione degli Oscilloscopi Gould modello

Nome e Cognome

Ditta o Ente

Indirizzo

ALTOPARLANTI



Woofers 8"

Mod. PSL 203/50
Potenza nominale: 50 W
Risposta di frequenza: 35÷6.000 Hz
Frequenza di risonanza: 25 Hz
Flusso: 8.500 Gauss
Impedenza: 4 - 8Ω
Diametro del cono: 190
Dimensioni: ø 222x82
Volume cassa acustica: 30÷35 litri



Woofers 12"

Mod. PSL 300/70/8
Potenza nominale: 70 W
Risposta di frequenza: 22÷5.000 Hz
Frequenza di risonanza: 22 Hz
Flusso: 10.500 Gauss
Impedenza: 8Ω
Diametro del cono: 280
Dimensioni: ø 320x110
Volume cassa acustica: 50÷70 litri



Woofers 12"

Mod. PSL 320/200
Potenza nominale: 200 W
Risposta di frequenza: 20÷5.000 Hz
Frequenza di risonanza: 20 Hz
Flusso: 127.000 Maxwell

Impedenza: 8Ω
Diametro del cono: 278
Dimensioni: ø 320x118
Volume cassa acustica: 45÷100 litri



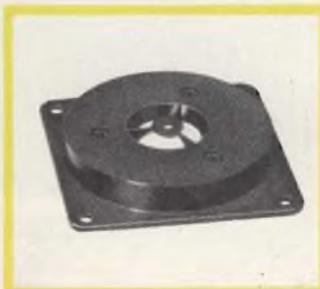
Woofers 8"

Mod. PS 230/100/8
Potenza nominale: 120 W
Risposta di frequenza: 35÷3.000 Hz
Frequenza di risonanza: 26 Hz
Flusso: 7.500 Gauss
Impedenza: 8Ω
Diametro del cono: 186
Dimensioni: ø 240x106
Volume cassa acustica: 30÷35 litri



Woofers 18"

Mod. PS 385/200
Potenza nominale: 200 W
Risposta di frequenza: 50÷5.000 Hz
Frequenza di risonanza: 50 Hz
Flusso: 339.000 Maxwell
Impedenza: 8Ω
Diametro del cono: 347
Dimensioni: ø 385x149
Volume cassa acustica: 150÷200 litri



Tweeter emisferico

Mod. KK 10/8
Potenza nominale: 50 W
Risposta di frequenza: 1.000÷20.000 Hz
Flusso: 12.000 Gauss
Impedenza: 8Ω
Diametro membrana: 25
Dimensioni: 95x95x86



Tweeter a tromba

Mod. DKT 11/C 110/8
Potenza nominale: 50 W
Risposta di frequenza: 1.000÷20.000 Hz
Flusso: 16.000 Gauss
Impedenza: 8Ω
Dimensioni: 93x93x126,5



Woofers 10"

Mod. PSL 245/60
Potenza nominale: 80 W
Risposta di frequenza: 30÷5.000 Hz
Frequenza di risonanza: 23 Hz
Flusso: 10.500 Gauss
Impedenza: 4 - 8Ω
Diametro del cono: 228
Dimensioni: ø 245x106
Volume cassa acustica: 30÷35 litri



Woofers 8"

Mod. PS 203/35/8
Potenza nominale: 35 W
Risposta di frequenza: 35÷7.000 Hz
Frequenza di risonanza: 25 Hz
Flusso: 10.500 Gauss
Impedenza: 8Ω
Diametro del cono: 190
Dimensioni: ø 222x82
Volume cassa acustica: 25÷30 litri



Tweeter con lente acustica

Mod. PANORAMA 2000
Potenza nominale: 80 W
Risposta di frequenza: 800÷15.000 Hz
Flusso: 16.000 Gauss
Impedenza: 8Ω
Dimensioni: 265x100x226,5

NEW

OSCILLOSCOPIO MONOTRACCIA TS/5000-00



- Favoloso per didattica
- Ultracompatto
- Tubo RC ad alta luminosità
- Ottima sensibilità
- Comandi frontali per un facile impiego
- Ingresso sincro esterno
- Regolazione assi a copertura continua

Tubo RC 3" (60 x 50)
Divisione griglia 10 x 8
Fosforo - verde media resistenza

Asse verticale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 6 MHz
Commutatore: c.c. c.a.
Sensibilità: 10 mV - 10 V
Attenuatore: 1/1 1/10 1/100 e controllo variabile di guadagno 22 dB
Impedenza d'ingresso: 1 M Ω 35 pF in parallelo
Tensione massima ingresso: 300 Vc.c. e 600 Vpp

Asse orizzontale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 250 kHz
Sensibilità: 0,3 V/Div
Impedenza d'ingresso: - 1 M Ω 30 pF in parallelo
Tensione massima d'ingresso: - 100 Vpp

Base dei tempi

Frequenza di sweep: 10 - 100 Hz / 10 - 1000 Hz / 1-110 kHz
con variazione continua
Sincronismo: interno - esterno
Sensibilità: sincro interno 1 Div / esterno 2 Vpp
Alimentazione: 220 Vc.a. - 50 Hz
Dimensioni: 270 x 145 x 190


TEST & MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO
IN ITALIA
DALLA GBC



Sony TPS-L2 l'impianto HI-FI in tasca

Prima parte di L. Salvemi

Non è audiofilo chi dovendo intraprendere un lungo viaggio, o sostare in albergo, o comunque assentarsi da casa per un certo periodo, non rimpianga il proprio impianto HI-FI, il rilassante ascolto dei concerti preferiti o la possibilità di gustare subito la riproduzione di una magnifica cassetta nuova, appena acquistata.

Ebbene, ora "l'impianto" può seguire l'appassionato ovunque; logicamente, non parliamo di uno speciale cofano o baule che consenta il trasporto dell'originale, ma di uno straordinario sostituto; un lettore di nastri semi-tascabile, in grado di offrire una riproduzione sonora talmente buona da poter essere qualificata HI-FI. Da sempre, miniaturizzazione ed alta fedeltà sono termini in antitesi; l'apparecchio di cui parliamo però è un SONY, e da questa marca ci si può attendere persino l'appianamento delle più vistose contrapposizioni...

Gli audiofili sono abituati a considerare i sistemi tascabili a nastro come nulla più che dei "taccuini sonori", in grado di riprodurre le voci, non senza qualche lacuna, ma assolutamente negati per la musica. Ebbene, ecco un dispositivo che produrrà un aumento nei concerti.

Per chi vuole ascoltare le musiche preferite anche in cima ad una montagna, o in treno, o mentre sta pescando, o è disteso sulla spiaggia, o in albergo, in pratica *ovunque* senza nessun sacrificio in fatto di alta fedeltà, la SONY ha messo a punto e prodotto un lettore di cassette che misura solamente 88 per 133,5 per 29 mm, ma offre una riproduzione davvero esaltante: si tratta del modello "TPS-L2", già disponibile presso ogni Sede G.B.C.

L'apparecchio funziona in stereo, con quattro piste che formano due canali, e può impiegare cassette dalle dimensioni *normali*, ovvero C60, C90 e simili, che sono appunto quelle più facilmente reperibili già incise, e che anzi offrono una tale varietà di programmi da rivaleggiare con i dischi LP.



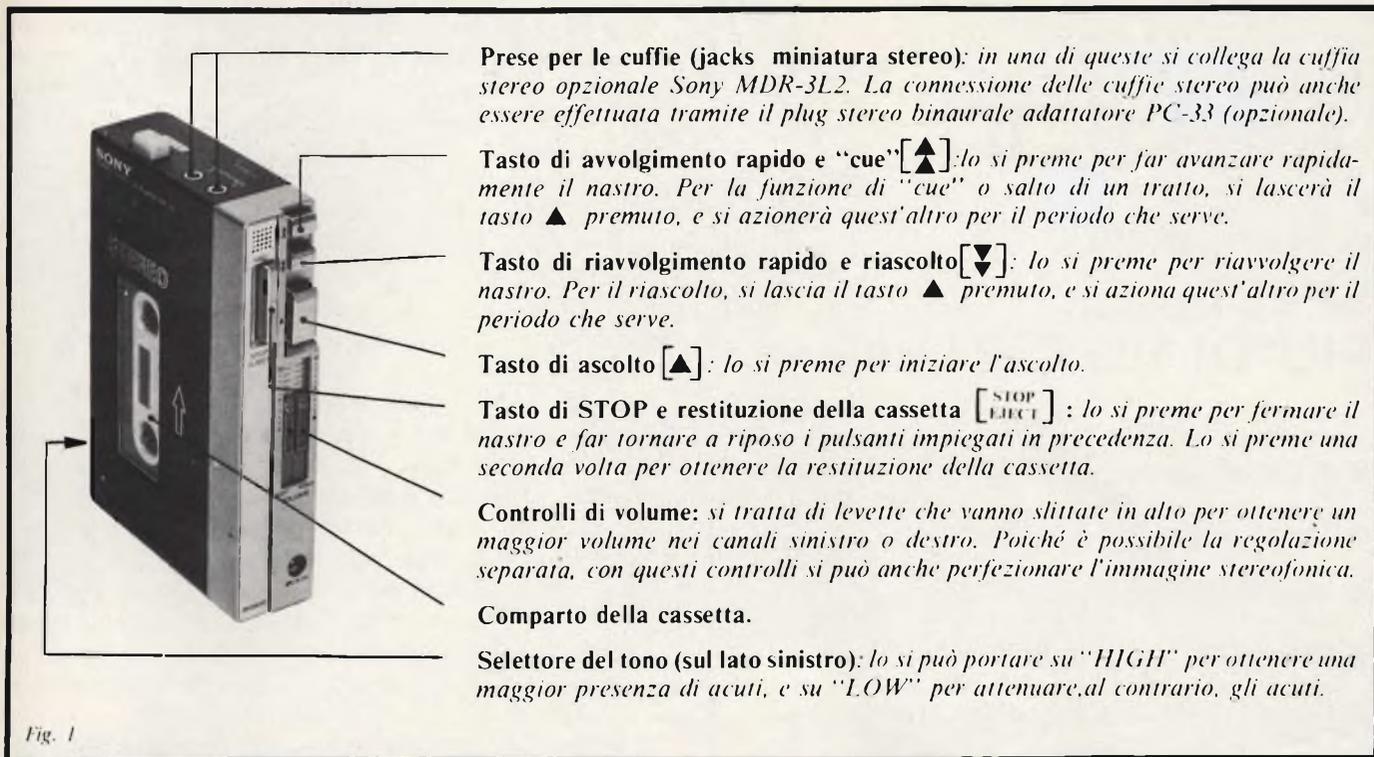


Fig. 1

Prese per le cuffie (jacks miniatura stereo): in una di queste si collega la cuffia stereo opzionale Sony MDR-3L2. La connessione delle cuffie stereo può anche essere effettuata tramite il plug stereo binaurale adattatore PC-33 (opzionale).

Tasto di avvolgimento rapido e "cue" [▲]: lo si preme per far avanzare rapidamente il nastro. Per la funzione di "cue" o salto di un tratto, si lascerà il tasto ▲ premuto, e si azionerà quest'altro per il periodo che serve.

Tasto di riavvolgimento rapido e riascolto [▼]: lo si preme per riavvolgere il nastro. Per il riascolto, si lascia il tasto ▲ premuto, e si aziona quest'altro per il periodo che serve.

Tasto di ascolto [▶]: lo si preme per iniziare l'ascolto.

Tasto di STOP e restituzione della cassetta [STOP EJECT]: lo si preme per fermare il nastro e far tornare a riposo i pulsanti impiegati in precedenza. Lo si preme una seconda volta per ottenere la restituzione della cassetta.

Controlli di volume: si tratta di levette che vanno slittate in alto per ottenere un maggior volume nei canali sinistro o destro. Poiché è possibile la regolazione separata, con questi controlli si può anche perfezionare l'immagine stereofonica.

Comparto della cassetta.

Selettore del tono (sul lato sinistro): lo si può portare su "HIGH" per ottenere una maggior presenza di acuti, e su "LOW" per attenuare, al contrario, gli acuti.

Evidentemente, nessun altoparlante entrocontenuto avrebbe potuto offrire una riproduzione adeguata alle caratteristiche superlative della macchina, cosicché la SONY ha elaborato una cuffia speciale, modello MDR-3L2, che completa l'impianto "tascabile".

Con questa, l'ascolto è semplicemente straordinario, e mai si crederebbe di udire la riproduzione di un "tascabile"; chiunque giurerebbe che l'audio proviene da un impianto standard. I bassi (il responso è piatto sino a 40 Hz) sono straordinariamente "plastici" e vibranti, gli acuti sembrano quelli di un ottimo tweeter a cupola, cristallini, puri, privi di ogni "tintinnio" non voluto.

Noi stessi, proprio perché abbiamo una buona preparazio-

ne in fatto di ascolto HI-FI, udendo per la prima volta la riproduzione di questa piccola macchina, non credevamo alle nostre orecchie.

Crediamo seriamente che il SONY "TPS-L2" sia il miglior regalo che si possa fare all'audifilo-viaggiatore, o che il medesimo possa fare a se stesso!

Ma vediamo più da vicino questa "scatoletta diabolica", destinata a suscitare meraviglia e discussioni.

Basilarmente, l'apparecchio utilizza la stessa tecnologia, per le testine ed il sistema di tradizione, dei "deck" di lettura semiprofessionali, fatte le debite proporzioni.

Poiché non sempre è gradito l'ascolto solitario, si possono impiegare due cuffie del modello detto; la seconda, va acqui-

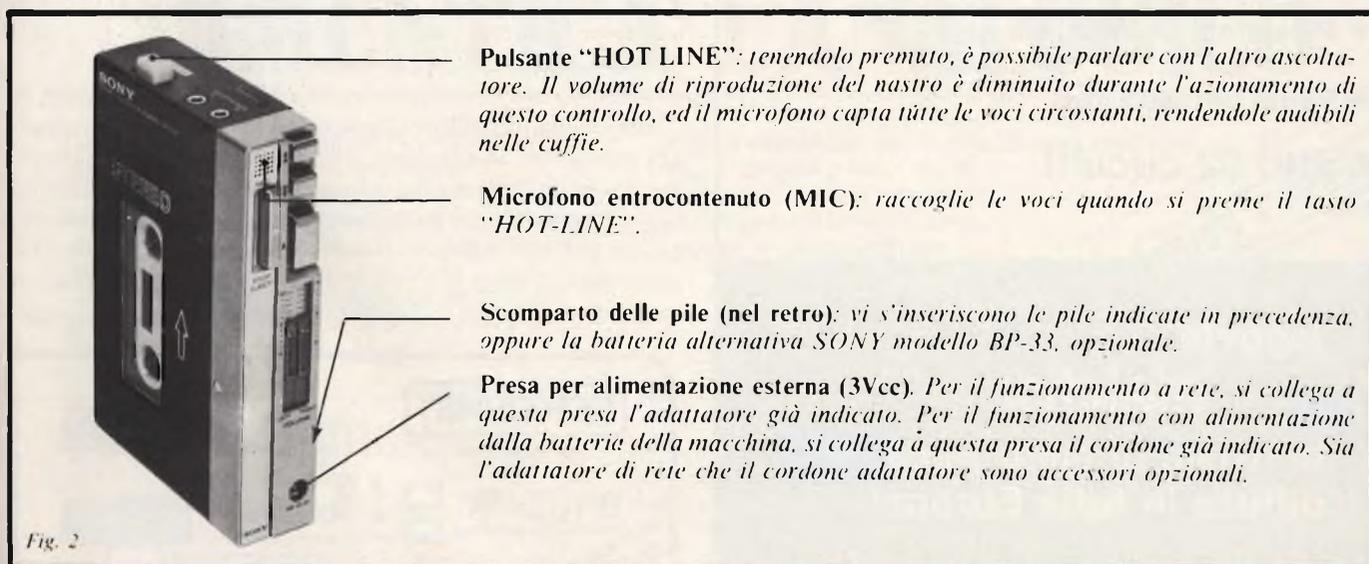


Fig. 2

Pulsante "HOT LINE": tenendolo premuto, è possibile parlare con l'altro ascoltatore. Il volume di riproduzione del nastro è diminuito durante l'azionamento di questo controllo, ed il microfono capta tutte le voci circostanti, rendendole audibili nelle cuffie.

Microfono entrocontenuto (MIC): raccoglie le voci quando si preme il tasto "HOT-LINE".

Scoperto delle pile (nel retro): vi s'inseriscono le pile indicate in precedenza, oppure la batteria alternativa SONY modello BP-33, opzionale.

Presca per alimentazione esterna (3Vcc). Per il funzionamento a rete, si collega a questa presa l'adattatore già indicato. Per il funzionamento con alimentazione dalla batteria della macchina, si collega a questa presa il cordone già indicato. Sia l'adattatore di rete che il cordone adattatore sono accessori opzionali.

è in edicola

elektor

di luglio/agosto

SPECIALE... PIU' DI 100 CIRCUITI

- Misuratore della distorsione armonica
 - Linea di ritardo analogica
 - Gong elettronico
 - Ricevitore a raggi infrarossi
 - Trasmettitore a raggi infrarossi
 - Alimentatore speculare
 - Amplificatore audio con FET di potenza
 - Melodic a denti di sega
 - Trasmettitore per i due metri
 - Canale di media e bassa frequenza
 - Limitatore/compressore
 - Rettificatore elettronico
 - Mixer audio digitale
 - Rivelatore di doccia fredda
 - Pilota per data-bus
- e altri 92 circuiti

leggete

elektor

la rivista di elettronica
diffusa in tutta Europa!

stata come accessorio opzionale. Con l'uso delle due cuffie, logicamente, le ottime prestazioni rimangono inalterate (!).

Quando si ascolta un brano in due, sovente, corrono dei commenti tipo "ascolta il brano che viene adesso, perché secondo me è il migliore di tutto il concerto", oppure: "ecco questo qui è la solista dei Platters, Tony Williams, quello che divenne famoso con il gorgheggio o-o-only youu ..."

In questi casi, l'ascolto in cuffia potrebbe essere un po' fastidioso, perché si dovrebbe andare a gesti, togliersi i padiglioni, reinfilarli, perdere dei brani e così via, ma la SONY vi ha pensato, ed ha munito l'apparecchio di un circuito detto "hot line", che in pratica è un microfono amplificato che consente di farsi ascoltare dall'altro partecipante direttamente in cuffia.

Passando ad altro, come abbiamo detto la meccanica è da strumento di precisione, e prevede lo stop automatico a fine nastro, durante l'ascolto, si da evitare ogni stracchiamento ed al tempo stesso sforzo della trazione. I controlli comprendono le funzioni "cue" e "review"; vediamo un momento. "Cue" nello slang americano, significa far saltare la palla oltre ai birilli, nel gioco del biliardo. La locuzione è passata nel lessico dei tecnici a indicare invece il "salto" di un tratto del nastro che non interessa ascoltare: in pratica, lo scorrimento molto rapido "in avanti" del medesimo, temporaneo, che dura sin che è azionato il relativo controllo.

Il "review" serve allo scopo contrario. Se si vuole riascoltare un brano appena udito, premendo questo controllo, il nastro "arretra" rapidamente, sin che si lascia tornare a riposo il tasto. Da questo istante, il nastro torna a scorrere nel normale senso di audizione, ripetendo l'incisione.

Gli altri comandi (e le vere prese) li vedremo tra non molto nei dettagli.

Terminiamo questo rapidissimo "esame generale" dell'apparecchio, dicendo che, proprio in vista dell'impiego universale ed ovunque, si possono impiegare ben quattro sorgenti di alimentazione diverse: sono, le pile interne, la corrente di rete, delle batterie ricavabili e la tensione a 12V ricavabile dalla presa dell'accendisigaro dell'auto, e del motoscafo. Basilarmente, occorrono due sole pile da 1,5V ciascuna, G.B.C. "II/0133-01", e con queste si ha un'autonomia di circa otto ore nel funzionamento continuativo; sia per il funzionamento a rete che per quello "mobile" sono previsti degli appositi adattatori; rispettivamente il modello Sony "AC-32", ed il modello Sony "DCC-127A", a cordone.

Vediamo ora in dettaglio le prese ed i controlli: *figure 1, 2.*

Per la migliore illustrazione dell'apparecchio, dovremmo ora dettagliare la sua preparazione all'impiego e l'impiego, ma anche se l'argomento interessa senza dubbio moltissimi lettori, crediamo che lo spazio occupato sia già importante, quindi per non stringere troppo le successive informazioni preferiamo sospendere ora il discorso. Lo riprenderemo il prossimo mese, con tutti i dettagli necessari. *segue*

BERKEINST

the steel mark

...una

esclusiva...

G.B.C.
italiana

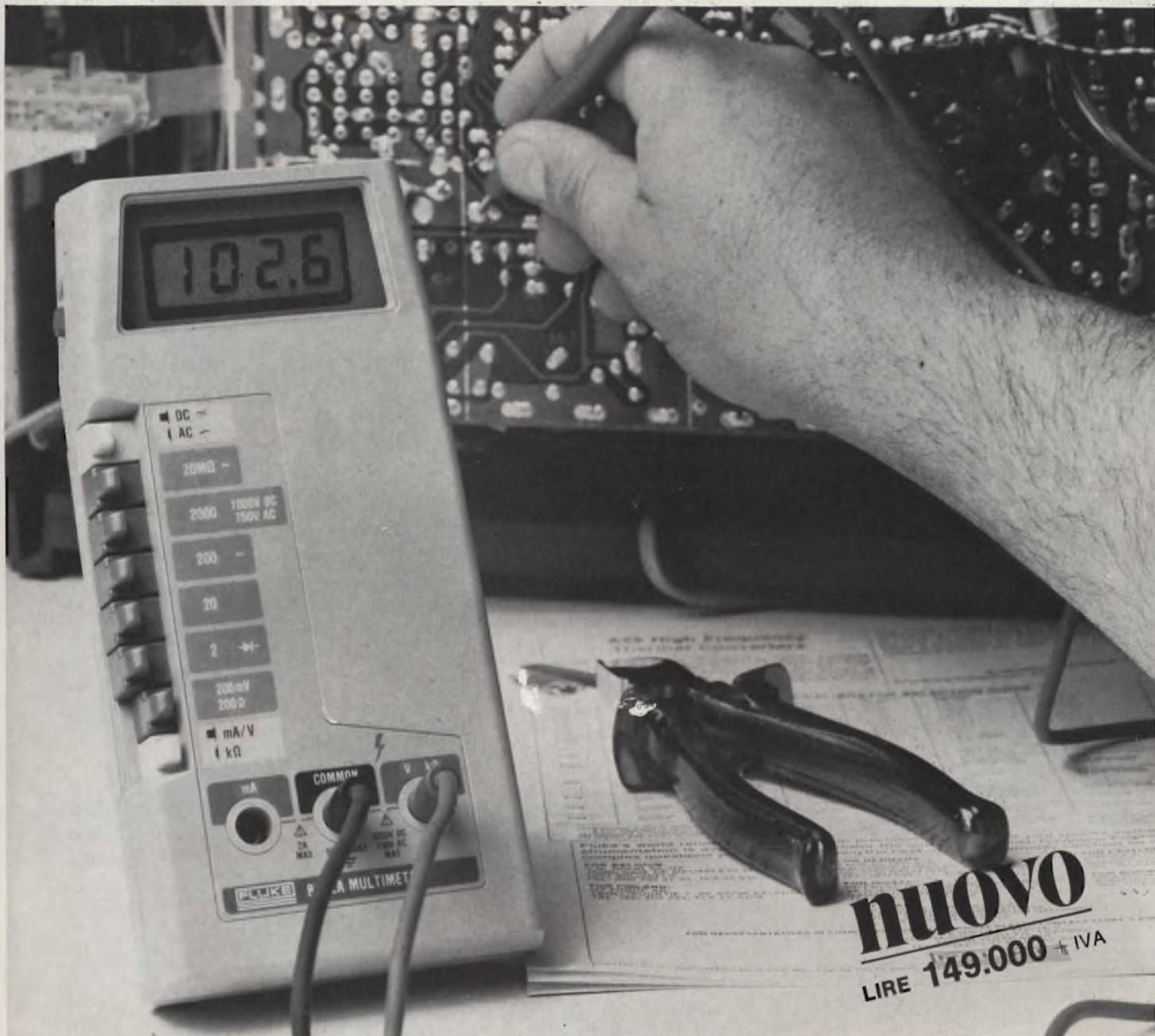
BITRONIC
electro chemical development

B

...una

esclusiva...

G.B.C.
italiana



nuovo
LIRE 149.000 + IVA

DIMENTICA L'ANALOGICO

Il nuovo multimetro digitale FLUKE 8022A ha il prezzo di un buon tester analogico. Acquistando un Fluke avrai però uno strumento indistruttibile con 6 funzioni, 24 scale, precisione controllata da un cristallo di quarzo e protezione totale anche nella scala degli ohms. Compatto, leggero, robusto il Fluke 8022A è completo di cavetti speciali di sicurezza per misure in alta tensione.

Misura resistenze, tensioni e correnti continue ed alternate e prova i diodi. Dimentica il tester analogico, non aspettare ulteriormente, regalati un Fluke digitale.

**Passa al Digitale
con FLUKE!**



Via Timavo 66, 20099 SESTO S. GIOVANNI (Milano)
Tel. (02) 2485233 - Telex 320346
Via Giuseppe Armellini 39, 00143 ROMA Tel. (06) 5915553 - Telex 680356
Via Cintia Parco S. Paolo 35, 80126 NAPOLI - Tel. (081) 7679700

Inviatemi un'offerta
Speditemi contrassegno N°.....

NOME

VIA

CAP

DITTA

REPARTO

Multimetri FLUKE 8022A a lire 149.000 + I.V.A. e spese di spedizione

COGNOME

CITTA'

TEL.

Analisi di una Cassetta "Unitronic"



1 Custodia ad apertura rapida in ABS resistente.

2 La fascetta disegnata per accogliere tutte le possibili informazioni riguardante la registrazione.

3 Nastro a basso rumore e a grande dinamica munito di supporto in mylar al fine di garantire la massima resistenza agli stiramenti.

4 Leader trasparente ed extra lungo.

5 Perni dei rulli di scorrimento in acciaio al fine di ridurre gli attriti e possibilità di grippaggio.

6 Feltro ad alta densità per una uniforme pressione del nastro contro la testina.

7 Molla di bronzo al berillio per assicurare un'adeguata pressione del feltro sul nastro, e conseguente uniforme aderenza di questi alla testina.

8 Schermo in acciaio per ridurre le interferenze dei campi elettromagnetici esterni sulla testina.

9 Sistema di fissaggio del nastro alla bobina mediante incastro a cuneo, garanzia di tenuta e di uniformità di trazione.

10 Bobinetta di precisione su cui si avvolge il nastro senza rumori od incertezze.

11 Foglio di carta a base di silicone munita di rilievi tonde per ridurre gli attriti del nastro ed avere così perfetto scorrimento.

12 Gusci in ABS realizzati con grande precisione e studiati per fornire una massima rigidità torsionale della cassetta. La speciale finitura esterna consente una presa più sicura da parte dell'operatore.

13 5 viti autofilettanti in acciaio brunito garantiscono il perfetto assemblaggio di 2 gusci, una massima rigidità e consentono l'ispezione del nastro e le sue eventuali manipolazioni.



SISTEMA ELETTRONICO DI PROTEZIONE DEI DIFFUSORI

Uno dei guai che più sovente capitano all'utilizzatore di impianti Hi-Fi è la bruciatura di uno od entrambi diffusori causata da errata manovra, eccesso di potenza o funzionamento in clipping dell'amplificatore. Ricorrere all'impiego di fusibili non sempre si risolve il problema. La Unitronic ha studiato e realizzato un dispositivo elettronico capace di intervenire con grande rapidità interrompendo il collegamento diffusore-amplificatore e collegando alle uscite di quest'ultimo un'adeguato carico. Possibilità di scelta d'intervento per 7 valori diversi di potenza. Impiegabile con qualsiasi tipo di diffusore, impedenza ed amplificatore.

ZQ/0105-00

ADATTATORE DELLA CAPACITÀ DI CARICO PER TESTINE FONOGRAFICHE

È nota l'influenza della capacità dei cavi schermati del giradischi e del circuito d'ingresso dell'amplificatore sulla linearità del trasferimento in frequenza del segnale di uscita dalla testina fonografica.

Le case costruttrici di testine generalmente indicano il valore della capacità di carico ottimale per ciascun modello al fine di garantire le migliori prestazioni. Conoscendo il valore di capacità dei cavi del giradischi e quello d'ingresso dell'amplificatore è possibile sapere quanto manca per raggiungere il valore desiderato. L'adattatore stereo Unitronic consente l'integrazione del valore mancante. Nel caso d'impossibilità di sapere il valore di capacità richiesto dalla testina fonografica, o quello dei giradischi e/o dell'amplificatore, porre il commutatore sul valore di capacità che consente una riproduzione del suono più viva e brillante.

ZQ/0106-00



COMMUTATORE STEREO PER 5 COPPIE DI DIFFUSORI

Con questo commutatore è possibile collegare all'amplificatore fino a 5 coppie di diffusori, effettuarne la selezione e proteggere gli stadi finali dell'amplificatore in mancanza di carico. Indicato per selezionare i diffusori in piccoli negozi Hi-Fi o in impianti Hi-Fi domestici, quando si impieghino altoparlanti per la sonorizzazione di più locali.

ZQ/0109-00



BOX DI DERIVAZIONE PER 2 CUFFIE STEREO

Questo box è indicato con tutti quegli amplificatori che sono privi di prese per cuffie. Il box va collegato fra l'amplificatore ed i diffusori. Consente: tacitare gli altoparlanti, l'uso di 2 cuffie stereo e la regolazione del livello e bilanciamento dei canali di una delle due. Resistenze interne a basso rumore limitano il segnale inviato alle cuffie al fine di evitarne possibili danni.

ZQ/0107-00



BOX PER L'ASCOLTO INDIVIDUALE DEL TELEVISORE

Con quest'accessorio è possibile seguire i programmi TV in tutte quelle condizioni in cui l'audio costituirebbe una causa di disturbo per i vicini (es. in albergo, ospedali, campeggi, nelle camere da letto, ecc.) o per soddisfare le esigenze auditive delle persone anziane. Il Personal TV è munito di regolatore del volume e di commutatore per consentire l'ascolto. A-mediante l'altoparlante del TV B-mediante il solo auricolare C-con entrambi i mezzi.

ZQ/0021-0



nyce

TEST & MEASURING INSTRUMENTS



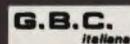
Specifiche Tecniche

Portate	Tensioni c.c.	0-0.6-3-15-60-300-600-1.200 V
	Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	0-15-60-150-600-1.200 V 0-60 µA, 0-3-30-300 mA 0-2 kΩ, 0-20 kΩ, 0-200 kΩ 0-2 MΩ
Decibels	-20 - +63 dB, 0-15-60-150 -600 ACV - Portate	
Precisione	Tensioni c.c.	± 3% Fondo scala
	Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	± 4% Fondo scala ± 3% Fondo scala ± 3% Fondo scala
Decibels	± 4% Fondo scala	
Sensibilità	Tensione c.c.	20.000 Ω/V
	Tensione c.a.	10.000 Ω/V
Decibels	10 kΩ/V	
Alimentazione	1 Pila da 1.5 V - stilo	
Dimensioni	142 x 100 x 38	

Multitester "NYCE" TS/2560-00

- Sensibilità: 20.000 Ω/V
- Scala a specchio per eliminare gli errori di parallasse
- Movimento antiurto su rubini

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA



Digitale-Microcomputer



Seconda parte - di Paolo Bozzola

Teoria dell'Encoding Digitale

In questo articolo vi spiegheremo come realizzare un "codificatore" digitale, altresì chiamato "encoder". Avrete così la possibilità di sfruttare le idee qui proposte per risolvere i problemi di codifica in modo rapido e indolore e, soprattutto, risparmiando molti componenti.

Molto spesso un problema che occorre risolvere, nel set-up di apparecchiature logiche (e non), è quello della codifica di variabili, siano queste rappresentate da "posizioni" di tasti su una tastiera, oppure da vari codici per il controllo di apparati.

Un esempio pratico potrebbe essere quello di un utente che necessita di fornire al suo microprocessore delle istruzioni di "comando". Ammettiamo, a tale scopo, che il vostro programma, inserito in una EPROM nel vostro computer, preveda il controllo di un motore passo-passo che deve avanzare, dietro comando dell'operatore, di uno, due o quattro passi alla volta, oppure che deve essere fermato completamente.

Chi è già smaliziato sugli usi del microprocessore, sa che il primo metodo per "dialogare" con il suo computer è quello di inserire, nell'hardware di sistema, un particolare circuito integrato, chiamato in generale "I/O interface".

Questo integrato, in pratica, è un blocco che ha un numero

di ingressi pari al numero di BIT del dato standard di sistema, ed è collegato al bus dei dati (Databus) direttamente tramite altri appositi terminali.

Inoltre, il nostro integrato di "interfaccia" è ovviamente indirizzabile, in quanto deve possedere un indirizzo come se fosse una semplice casella di memoria.

Quando il computer vuole dunque "accedere" al mondo esterno "emettendo" un dato (sotto forma di zeri e uni ovviamente), esso indirizzerà, con opportuni segnali sul BUS degli indirizzi (Addressbus), il "port di I/O (così è chiamato il nostro integrato di interfaccia). Selezionatolo, il computer emetterà sul Databus il dato che il nostro PORT provvederà a "fagocitare".

All'interno del port di I/O, infatti, sono presenti dei "latches", ovvero dei Flip Flop, tanti quanti sono i bit del dato, che provvedono a memorizzare compiutamente l'infor-

mazione che giunge al port tramite il Databus.

Eseguita l'operazione, ovvero caricati i latch, immediatamente l'informazione stessa viene resa disponibile all'esterno sulle linee adibite alla comunicazione parallela, ed è quindi in ogni caso "usabile" dall'utente.

Resta il fatto che, una volta caricato il dato nei latches del port, operazione rapidissima, il computer è subito libero di passare ad altre operazioni.

Un analogo discorso vale per l'immissione dei dati del computer.

In tale caso saremo noi ad opporre un dato, sotto forma di zeri ed uni, alle linee di ingresso/uscita del PORT. Il computer dovrà essere programmato ancora per indirizzare opportunamente il registro del PORT, però stavolta il compito affidatogli deve essere quello di "leggere" il dato applicato nel port. Il dato, dunque, viaggerà sul bus dei dati in senso contrario a quello precedente.

Sul dato in lettura il microprocessore potrà operare nella maniera ordinarla da software.

Abbiamo così introdotto, anche se superficialmente, un elemento che è molto utile quando si deve comunicare con il computer, ovvero il PORT di I/O (I/O sta per "Input/output").

Coloro che si trovassero in difficoltà sulle note sopra descritte sono seriamente pregati di non gettare la spugna, ma di seguire magari il nostro corso sui fondamenti di elettronica digitale e calcolatori che, per inciso, non è messo in mezzo alla Rivista per bellezza. Alla luce di queste informazioni, infine, potete esaminare dei datasheet relativi ad un tipicissimo port di I/O: in queste pagine noi vi mostriamo peraltro come è fatto un eccezionale Port di I/O qual'è il 6522 della Synertek/Mostek/Rockwell.

Come può il registro del 6522 sapere se le linee accessibili esternamente sono in realtà delle entrate o delle uscite per i dati?

La cosa è molto semplice e si realizza (ovviamente all'interno dello stesso 6522!) affiancando il vero e proprio registro di I/O con un registro particolare che, di solito, si "carica" una volta per tutte prima di iniziare le operazioni di I/O.

Tale registro ha ovviamente lo stesso numero di bit del dato, ed ogni suo bit, indipendente da tutti gli altri, quando contiene uno "0" fa sì che la corrispondente linea di registro di I/O si comporti come un ingresso. Al contrario, se in un bit del registro suddetto si carica un "1", la linea corrispondente del port di I/O agisce come una USCITA.

Il registro del quale stiamo parlando ora prende il nome di "registro di direzione dei dati in I/O".

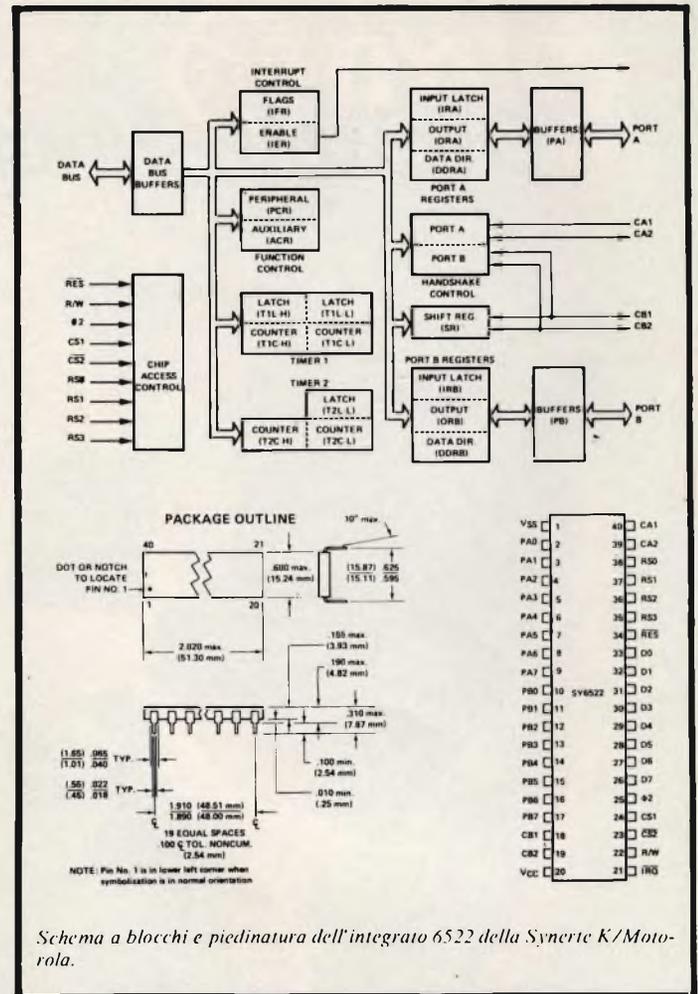
Ovvero "Data Direction Register", cioè "DDR".

Infine, e l'esempio del 6522 lo mostra, in un tipico Port di I/O sono presenti almeno DUE Port completi di I/O, solitamente chiamati "A" e "B". Per il Port "A", dunque, avremo il registro dei dati A detto "DATA REGISTER A", ed il "DATA DIRECTION REGISTER A (DDRA)".

La stessa cosa, con le lettere cambiate, vale per il Port "B".

Abbiamo voluto darvi una descrizione, dicevamo, concisa ma completa di un Port di I/O in quanto ci è sembrato assurdo parlare di "dati da inviare al computer" senza nemmeno sapere come fargli arrivare soprattutto renderli leggibili al microprocessore.

Infatti voi troverete che, nei paragrafi seguenti, noi tratteremo



Schema a blocchi e piedinatura dell'integrato 6522 della Synertek/Motrola.

mo in due modi diversi il problema della codifica: nel primo noi ci ricondurremo ad un uso limitato di Hardware (componenti esterni al micro) per usare di più il software; nel secondo noi introdurremo un circuito esterno al computer che funzionerà come encoder, e ci permetterà di semplificare il software di gestione.

Teoria degli Encoder Matricizzati (matrix digital encoders)

Ovviamente, prima di vedere le soluzioni del problema, occorre anche pensare alle soluzioni in una via teorica:

Il nostro scopo, dunque, è quello di ricondurre un controllo, un tasto, una posizione, ad un univoco codice binario che dunque non crei confusioni di sorta.

Ricordate il controllo del motore passo-passo accennato all'inizio e lasciato in sospeso? Ebbene, è il caso di introdurlo a mò di esempio.

Innanzitutto decidiamo quali e quanti codici dobbiamo avere.

Se i nostri bisogni sono di comandare ad 1 passo, a 2 passi, a 4 passi o di spegnere il tutto, è evidente che ci serviranno quattro codici diversi di controllo.

La via senza dubbio più semplice è quella di scegliere effettivamente tali codici fra i numeri della numerazione binaria, affinché il computer possa immediatamente lavorare su di essi appena riceve il codice.

Un gruppo efficiente è dunque "0", "1", "10" e "11". Associate voi, a piacere, ogni funzione al suo codice.

Adesso si tratta di trovare un metodo per inviare effettivamente tali codici al computer.

Il primo passo potrebbe essere quello, visto che disponiamo di un Port di I/O bell'e pronto, di collegare 2 diversi interruttori a 2 diverse linee del Port, predisposte ognuna, tramite "0" nel Registro di direzione, come ingressi.

Più o meno come nella figura 1.

Come appare in questa figura, l'uso dei due switch applicati alle due linee del Port permette di generare 4 combinazioni diverse di segnali di ingresso: appunto, i nostri 4 codici.

La procedura è semplice ogni volta che si deve immettere nel computer il codice necessario, dovete accuratamente posizionare i due switch secondo il codice esatto.

Inoltre, fino a che si resta in un range molto piccolo di codici, la procedura può anche risultare valida: ma se i codici di controllo diventano, ad esempio, otto, sedici o più, il procedimento diviene in pratica impossibile da svolgere senza difficoltà.

Visto che, introdotto un integrato di interfaccia utile come il 6522, noi dovremmo ormai saper usare le linee di I/O disponibili, una seconda soluzione, praticamente più semplice della prima (ma non ancora ottimale!) potrebbe essere quella della figura 2.

In tale caso, per esempio, disponendo di uno solo Port, noi possiamo sfruttare otto pulsanti diversi ciascuno dedicato al suo proprio codice.

Normalmente tutti i pulsanti (del tipo "push to make") sono in stato "OFF": quando se ne preme uno, però la linea di I/O (precedentemente definita come ingresso tramite uno zero nel DDRA) corrispondente va a zero, ed una lettura del PORT da parte del micro può con facilità riconoscere QU-

LE è la linea che effettivamente è stata forzata a zero.

Vi chiederete, tra l'altro, le ragioni della scelta di forzare a zero gli ingressi anziché, per esempio, a uno: ebbene, ricordate che nel 6522 ogni linea di I/O, quando funziona come ingresso, mantenuta ad un UNO logico (da un resistore di Pull-up interno dall'IC) quando nessun collegamento (o segnale) esterno è applicato.

Nel caso della figura 2, dunque, il Microprocessore leggerà SEMPRE il dato (esadecimale) "FF" quando nessun pulsante si trova premuto.

Per gli amanti di software, posso, di gran fretta, accennare ad una soluzione per la lettura di un Port quando esso sia organizzato come, appunto, in figura 2.

Il linguaggio Assembly del 6502, all'incirca avremmo:

```
CLD
LDA#$00
```

```
STA DDRA
LOOP LDA PORTA
CMP#$FF
```

```
BEQ LOOP
EOR#$FF
TAY
LDA, DECOD, Y
```

```
JSR ISTRUZ
```

```
::
::
etc.
```

clear decimal mode!
inizializza il registro Direzione Dati A.

inizializzazione completa.
Leggi il port A.
Hai trovato FF (nessun pulsante premuto)?

se si ritorna a LOOP, altrimenti ...
...riconosci il Bit che è a zero, trasferisci il contenuto di Acc. in Y, carica Acc. col contenuto della tabella

puntata dallo switch e vai alla subroutine che decodifica ed esegue il comando relativo...

NOTA: \$ = indirizzamento immediato
\$ = codice esadecimale

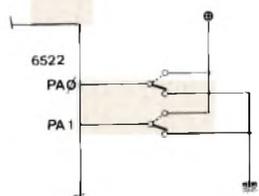


Fig. 1 - Primo esempio di codifica.

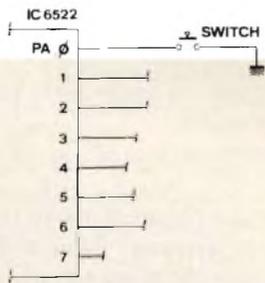
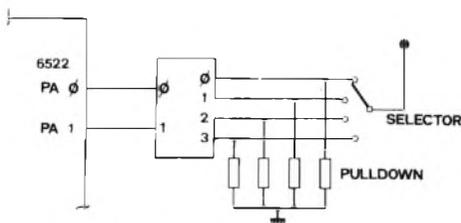


Fig. 2 - Selezione dei comandi tramite linee "DEDICATE" di un port di I/O.

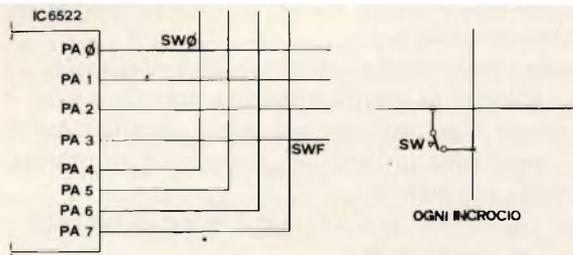


Fig. 3 - Encoding matricizzato.

Come vedete, il programmino è banale e tutti i possessori di micro basati sul chip 6502 troveranno, facilmente, di ottimizzarlo come a loro serve. Ma questo è, appunto, l'esercizio lasciato al lettore.

Che cosa "manca" a questo nostro codificatore?

Una sola cosa: l'economia! Infatti se noi dovessimo così codificare una tastiera di 64 tasti, occorrerebbero ben 8 Port di I/O, ovvero ben 4 integrati di interfaccia 6522.

Un vero spreco, quando con DUE SOLI PORT di I/O codificare i suddetti 64 comandi.

Introduciamo la *figura 3*.

Come si può vedere abbiamo, per semplicità, utilizzato un solo Port (8 linee) di modo che avremo la possibilità di codificare un massimo di 16 tasti diversi.

Abbiamo "spezzato" in due il Port stesso (scrivendo nel DDRA \$F0) di modo che le prime 4 linee si comportano come USCITE e le altre 4 come ENTRATE.

Ogni incrocio è collegato al proprio pulsante come è pure mostrato in *figura 3*.

In tale ordine di idee, il software di controllo dovrà essere strutturato così:

-Dopo, appunto, la inizializzazione del Data Direction Register A, comincio a scrivere uno ZERO sulla linea PA0.

Quindi vado subito dopo a leggere PA4 (il primo "ingresso"). Se lo switch "Ø" è aperto, la linea PA4 sarà (vedi i pull-up) normalmente a UNO. Dunque, se subito dopo la lettura il PA4 faccio un test su tale ingresso, posso riconoscere se lo switch "Ø" è chiuso o meno. Infatti leggerci "ZERO" su PA4 (ricordiamo che nel frattempo PA0 è sempre a zero!) se, appunto, SW0 è premuto.

Il test che effettuo, ovviamente, ha due "uscite": se trova lo switch premuto fa uscire dal loop e manda il micro ad eseguire l'istruzione associata a SW0, altrimenti...

-tenendo sempre PA0 in stato ZERO, leggo la seconda linea di ingresso: PA5. Viene indirizzato il secondo incrocio, dove c'è SW1. Analogamente a prima, eseguo un test su PA5 per verificare se lo switch è chiuso. Se esso viene trovato aperto, lascio PA5 e leggo PA6; altro test, leggo PA7, ultimo test.

-Se, a questo punto, nessun interruttore, della prima fila viene trovato premuto, lascio PA0, che rimetto a UNO, e abilito PA1 scrivendovi uno ZERO. Adesso ricomincio di nuovo la serie di letture su PA4 fino a PA7, né più né meno come prima.

Che cosa ho fatto? Ho in pratica scandagliato la situazione della seconda fila di interruttori.

-Adesso è ovvio che il procedimento può continuare mettendo a zero, in successione, PA2 e PA3 fino a che uno switch non viene trovato chiuso.

Alternando ripetutamente il processo di scandaglio (che, se lunghetto a parole, in tempo macchina dura un amen) il microprocessore ci permette di riconoscere immediatamente il tasto premuto sulla tastiera che, per come è strutturata, prende il nome di "matrice".

Lascio a voi l'esercizio di trovare il programma ottimo realizzabile per questa lettera.

Vi voglio ricordare, però, che una routine fondamentale da inserire nel vostro programma è quella che riconosce i falsi contatti: potete realizzarla ponendola immediatamente dopo il test di "tasto premuto", ovviamente sulla sua uscita "si".

In pratica voi eseguirete il suddetto test: se la risposta sarà positiva, appunto, e cioè la lettura della linea di ingresso indirizzata ha dato come risultato uno zero, in input, voi abilaterete immediatamente un loop di ritardo (qualche millisecondo) e, subito dopo, andrete a ricontrollare se quel tasto è ANCORA premuto.

Se sì, ponete, ad esempio, a UNO un prefissato bit di una cella di memoria destinata al riconoscimento di "KEY DOWN", uscite dallo scanning della tastiera ed andate ad eseguire immediatamente l'istruzione collegata al codice associato allo switch.

Capito?

La morale di questa impostazione è la seguente:

Abbiamo risparmiato sulle linee di I/O impegnate; inoltre, con un minimo sforzo di software abbiamo praticamente eliminato ogni hardware esterno.

Il contro sono, peraltro, importanti da ricordare: e sono, ovviamente, legati al software dei vostri programmi.

Infatti, se voi, esempio, usate questo schema di encoding per trasmettere al vostro micro i comandi di una tastiera (dati, go, stop, etc.) è ovvio che lo scanning di detta tastiera deve essere periodico, e, inoltre, eseguito spessimo per non perdere eventuali dati immessi.

Questo significa dovere impegnare un tempo considerevole per la semplice e sola esecuzione del programma di lettura della tastiera.

Poiché nessuno, ovviamente, immette dati ad un ritmo di centinaia al secondo (manualmente...!), il discorso sopracitato significa che la routine di scansione è eseguita migliaia di volte per niente.

Questo può essere di nessun impiccio in modo assoluto quando, per esempio, la tastiera è usata nell'immissione e debug di dati SOLO in fase di programmazione del vostro computer.

E, di fatti, lo scanning periodico è quello normalmente usato per tutte le tastierine esadecimali dei computer quali KIM e SYM etc.

In effetti, durante l'introduzione ed il debug dei dati, non ha alcuna importanza che il microprocessore perda tempo in continui scan: tant'è che, di solito, la routine interna di scansione viene periodicamente abilitata con l'intervento di un timer programmabile contenuto nel 6522 stesso.

Quando, invece, è assolutamente necessario evitare scansioni inutili? Per esempio, durante l'esecuzione del programma precedentemente da voi introdotto. A tale scopo, va detto che i MONITOR (programmi di gestione del sistema, solitamente residenti su ROM sulla scheda stessa) sono usualmente predisposti per:

-Abilitare continue scansioni finché viene usata la tastiera per "dialogare" col computer;

-Disabilitare ogni scansione quando si sta eseguendo un programma.

In tale secondo caso, per potere di nuovo immettere dati - usare la tastiera - occorre "fermare" il micro (STOP o RES o NMI o IRQ) e quindi solo che dopo tale operazione è stata effettuata voi potrete ritornare ad usare la tastiera.

Il discorso cambia leggermente se invece lo scanning della tastiera è una routine appositamente in un VOSTRO programma che prevede l'esecuzione di comandi tramite, appunto, un set di interruttori esterno al micro.

In tale caso voi dovreste esaminare il vostro problema a fondo capire se un caso periodico e immutabile della routine di scan pregiudichi o meno il buon funzionamento del programma complessivo.

Se no, potete agire come, appunto, agisce il MONITOR del vostro computer; cioè abilitando periodicamente lo scan della tastiera.

In tal caso il resto del programma deve girare negli "spazi" lasciati liberi dalla esecuzione della suddetta routine.

Per esempio, se voi volete eseguire la scansione della tastiera ogni 10 millesecodi, ed il vostro ciclo-macchina (tipico del 6502) è di 1 μ secondo, voi non dovreste fare altro che - usando per esempio uno dei timer programmabili del 6522 (o del 6530 nel KIM) - "scrivere" nel timer abilitandolo al conteggio di 10.000 cicli; fatto questo "leggete" il conteggio del timer: eseguite un test sulla lettura e, finché il conteggio non è zero, eseguite il vostro programma; qualora il test rivelasse che il conteggio del primo intervallo di tempo è terminato, allora passerete alla esecuzione di uno scan. Ritornando dalla routine di scansione, riabiliterete il timer per un nuovo conteggio, e proseguirete nell'esecuzione di un altro "pezzo" del vostro programma principale.

Un tale modo di agire prevede, dunque, la routine di scan "immersa" nel programma principale.

Il problema è ben diverso se il vostro programma deve essere eseguito SENZA alcuna interruzione, salvo che quando i dati sono realmente in arrivo.

In tale caso l'uso di una subroutine di scansione "immersa" è altamente sconsigliabile.

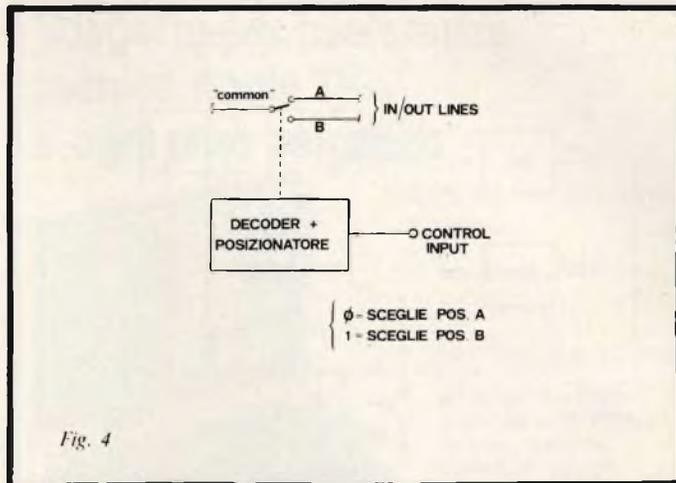
La soluzione, a tal punto, prevede due strade: la prima, che sarà in dettaglio esaminata nel paragrafo successivo, prevede l'uso di hardware esterno e di segnali, diretti al computer, di "avviso": ovvero il vostro hardware esterno, che autonomamente procede alla continua scansione della tastiera, provvederà automaticamente ad inviare al computer un segnale "guarda che c'è un tasto premuto e ti devi fermare un attimo per immettere questo dato".

Un tale "modus operandi" prevede dunque l'uso di interfaccia "handshake" fra computer e scanner esterno.

La seconda strada, invece prevede ancora l'uso di una routine di scan interna al programma principale, la quale, però, viene richiamata esclusivamente se, dall'esterno, viene segnalato al computer che un tasto è premuto.

In definitiva, con lo scanner hardware esterno, quando un tasto è premuto il computer non deve fare altro che LEGGERE (e elaborare secondo programma) il dato relativo al tasto premuto che, bell'è pronto, l'encoder esterno gli fornisce; nella seconda via, invece, troviamo che il computer deve provvedere anche ad eseguire (ma una volta sola) la routine di scansione solo quando, appunto, un segnale di "tasto premuto" gli arriva dall'esterno.

In quest'ultimo modo, la pratica potrebbe, per esempio, suggerirci di associare a ciascun interruttore un secondo contatto (comune a tutti gli interruttori) che metta a UNO (o ZERO come sia richiesto, la linea di INTERRUPT REQUEST: in tale modo il microprocessore, non appena viene ricevuta la richiesta di interruzione, provvede a fermare il programma principale (salvando i vari registri), quindi punterà al vettore di INTERRUPT, locazione in cui si trova (ce l'avrete messa voi!) l'indirizzo di partenza della routine di scansione.



Eseguita tale routine e letto il dato associato al tasto premuto, il microprocessore, letta l'ultima istruzione della routine (che deve essere un RTI - Return From Interrupt), ripristina i registri con i risultati intermedi accantonati prima, e riprende l'esecuzione del programma principale.

Come avrete visto, le maniere di agire sono molteplici, ed ognuna vale secondo le esigenze dell'utente.

Detto questo, passiamo a descrivere la soluzione dell'encoding digitale tramite hardware esterno autonomo.

Hardware Matrix Encoder

Poiché il sistema di riconoscimento dei tasti tramite una "matricizzazione" (ovvero attribuendo in pratica le due coordinate verticale e orizzontale, ad ogni tasto) si è rivelato molto efficiente, è ovvio che proseguiremo un encoder tutto hardware.

Considerando per ora il nostro encoder come una scatola nera, esterna al computer, potremo peraltro definire quello che noi desideriamo avvenga quando si preme un tasto: ebbene, eseguita tale operazione, il nostro scopo è quello di ottenere IMMEDIATAMENTE su un "BUS" a 8 Bit che esce dall'encoder la rappresentazione in codice binario del tasto premuto.

Inoltre, contemporaneamente, desideriamo un segnale che indichi che tale dato è pronto e che, quindi, il computer lo può leggere. Ovvero, come si usa dire, un segnale di "STROBE".

Detto questo, possiamo passare ad esaminare la figura 4.

Abbiamo, per iniziare la costruzione dell'encoder (dal punto di vista teorico, ovviamente; poi useremo integrati!), di alcuni elementi meccanici, servoassistiti all'esterno in modo che non dobbiamo essere noi a commutare effettivamente, bensì a noi basta apporre un dato binario all'ingresso di questi elementi, ed essi pensano a "rispondere" nella maniera esatta.

Mi spiego: ciascuno di questi elementi è un semplice commutatore, del tipo "una via, due posizioni". La sua particolarità è che, accolto, c'è un circuito di decodifica che posiziona il cursore del commutatore sulla posizione individuata da un lato (in codice binario) presente all'ingresso. Vedasi, appunto, la figura 4.

Adesso siamo pronti per introdurre la figura 5:

Vedete infatti che abbiamo preso due di questi "commutatori indirizzati digitalmente" e li abbiamo collegati come, abbiamo detto, a una "matrice".

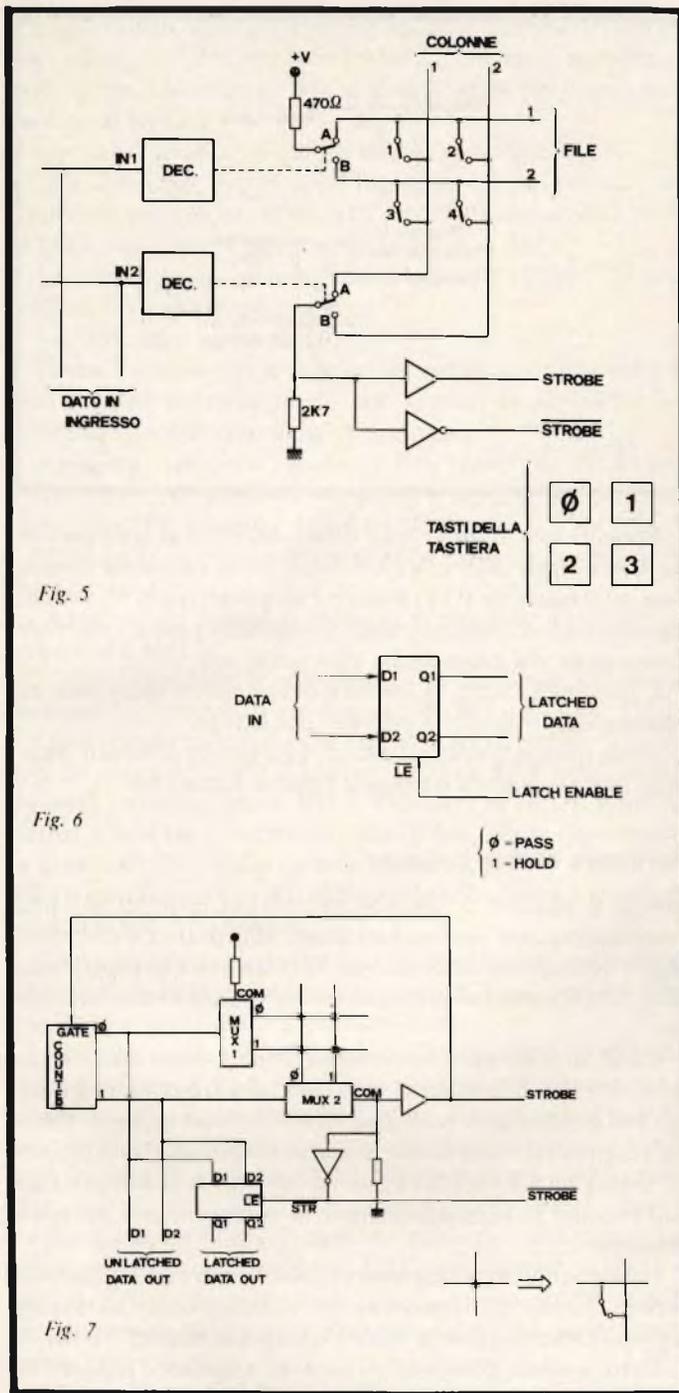


Fig. 5

Fig. 6

Fig. 7

Adesso poniamo che il DATO binario in ingresso sia compreso fra le 4 combinazioni possibili: 00, 01, 10, 11.

Il bit più significativo (MSB) occupa la linea 1, quello meno significativo (LSB) la linea 2.

È facile capire che, reagendo ciascuno al suo proprio bit, i due decoder posizioneranno i commutatori in modo che, in successione, sia selezionato l'incrocio 1, poi 2, poi 3, poi 4.

Notate altresì come il comune commutatore sia collegato al +V tramite i 470 Ohm, mentre l'altro comune va a massa tramite i 2K7. Ebbene, se E SOLO SE, nel momento in cui si chiude il contatto su incrocio (vedi switch A B C D), l'incrocio stesso è selezionato, si ha una caduta di tensione sui 2K7 e conseguentemente un "1" sulla linea di STROBE e uno zero sulla linea di STROBE.

Insomma abbiamo un facile mezzo per sapere quando i due eventi - cioè chiusura dello switch + selezione dell'incrocio - sono contemporanei.

SE E SOLO SE, IN QUEL PRECISO MOMENTO, RIUSCIAMO A "GELARE" il dato in ingresso che seleziona il nostro incrocio, avremo un "1" persistente sulla linea di STROBE e, con grande gioia, ci rendiamo anche conto che il dato in ingresso È LA CODIFICA (UNIVOCA PER DI PIU') BINARIA DELLA POSIZIONE DEL TASTO.

Esempio: da un circuito che genera alla sua uscita una successione infinita di dati binari agli ingressi dei decoder (vedremo che un contatore binario fa al caso nostro) potremo prelevare le due linee da collegare a IN1 e IN2 (Fig. 5) finché tale successione continua, cioè finché il contatore conta, sappiamo che in rapidissima successione vengono selezionati i 4 incroci: 12341234123412.....

Ammettiamo ora, ad un certo punto mentre procede la scansione degli incroci, di premere il pulsante "2" della tastiera, che, come da disegno, chiude l'interruttore del terzo incrocio.

Allora il contatore sicuramente arriverà ad un punto in cui il Dato in ingresso è nella forma "10". In quel momento E SOLO IN QUEL MOMENTO saranno selezionate la PRIMA colonna e SECONDA fila: e poiché lo switch è chiuso (lo stiamo premendo noi), in quel momento ho un segnale di STROBE in uscita (ovvero il mio encoder segnala che "ha trovato un tasto chiuso").

Ma adesso, per esempio, potrei usare lo stesso "STROBE" per immediatamente bloccare il contatore che, come sopra, usiamo per generare la sequenza di codici binari da opporre agli ingressi dei due selezionatori: allora noi saremmo sicuri che, fintanto che si tiene premuto lo switch, il dato in ingresso sarà stabile e corrisponderà univocamente alla posizione del tasto sulla tastiera.

Nel nostro caso il Dato sarà un "10" binario che, in decimale, è giusto 2.

Ricapitolando:

- 1) abbiamo bisogno di un continuo scanning della tastiera;
- 2) quando si riconosce che un tasto è premuto si deve fermare tutto, tenendo tutto 'congelato' finché il tasto permane premuto.

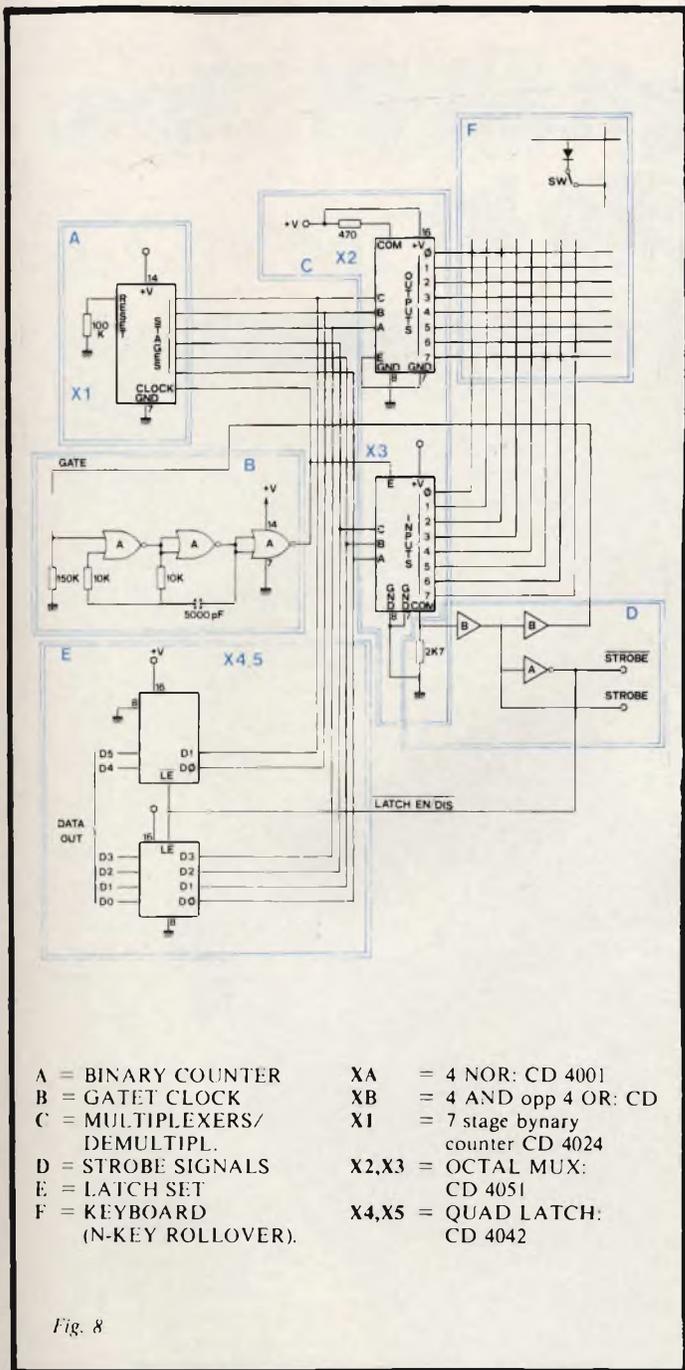
Detto questo, va aggiunto che un piccolo particolare rimane da elaborare: ovvero l'aggiunta di una memoria" all'encoder, memoria che possa a tutti gli effetti "ricordare" il codice corrispondente all'ULTIMO tasto premuto.

Se introduciamo il circuito "latch" che si vede in figura 6, il gioco è fatto.

Ricordo, infatti, che un K "latch" è in particolare un Flip Flop che memorizza un dato (0 o 1) quando gli giunge un opportuno segnale di abilitazione. Ne abbiamo parlato anche all'inizio dell'articolo.

È ovvio, dunque, avendo un circuito che, nel nostro caso, sia formato da DUE latches, abilitare la memorizzazione dei dati con lo stesso impulso di STROBE. La figura 7, infine, vi mostra l'organizzazione generale dell'Encoder matricizzato, ove si vede che, globalmente, sono descritti sia i due "commutatori pilotati", sia il counter che viene o meno abilitato dallo STROBE, sia i LATCH.

Volutamente lo schema a blocchi è poco dettagliato, infatti nelle figure i singoli componenti vi vengono descritti più in



- | | |
|-----------------------------------|--|
| A = BINARY COUNTER | XA = 4 NOR: CD 4001 |
| B = GATE CLOCK | XB = 4 AND opp 4 OR: CD |
| C = MULTIPLEXERS/
DEMUTIPL. | X1 = 7 stage bynary
counter CD 4024 |
| D = STROBE SIGNALS | X2,X3 = OCTAL MUX:
CD 4051 |
| E = LATCH SET | X4,X5 = QUAD LATCH:
CD 4042 |
| F = KEYBOARD
(N-KEY ROLLOVER). | |

Fig. 8

particolare. Ad ogni modo, lo scopo di questo articolo non è quello di presentarvi uno schema, ma quello di suscitare interesse su di un problema le cui molteplici soluzioni sono lasciate a voi.

Ad ogni modo, da figura 6, vediamo che cosa accade se premo il pulsante "2".

Il counter sta ancora generando le sequenze di dati binari che posizionano continuamente i commutatori (chiamiamoli demultiplexer). Notate che, infatti, stavolta commutatore e selettore sono sottintesi e racchiusi nel medesimo blocco.

Il counter prosegue finché non viene selezionato il terzo incrocio, ove lo switch è chiuso.

Solo allora STROBE va a "1", blocca immediatamente il contatore che rimane congelato con le due uscite che mostrano la codifica 10 cioè 2_{10} come si desidera.

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**



via castel morrone 19
telefono 27.93.06
20129 milano - italy

a richiesta si spedisce il catalogo generale

SP. 7/8-80

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

Nel frattempo, sempre poiché il tasto è tenuto premuto, STROBE è a "0" per cui due LATCH sono posti in stato di pass: ovvero caricano il dato stesso.

Adesso rilasciamo il tasto: scompare il segnale di STROBE (ed il suo negato): il counter riprende a generare le sequenze binarie e quindi riprende anche la scansione della tastiera. Sparisce anche (va a "1") lo STROBE, per cui i LATCHES possono memorizzare il dato di prima, rimanendo insensibili ai dati che continuamente appaiono ai loro ingressi, e questo fino a che un nuovo segnale di strobe non sia generato, cioè fino a che un nuovo tasto non sia premuto.

Bene: vi risparmio la teoria sui contatori binari, la teoria sul clock attivato o spento con un segnale di gate esterno, etc: e vi presento di sotto lo schema di principio, come da figura 8.

Notate che i multiplexer/demultiplexer usati sono dei CMOS normali che permettono il giochino del comune e del passaggio effettivo della corrente come se fossero dei veri e propri commutatori meccanici.

Il contatore binario è in pratica un semplice divisore per due, quattro, otto etc., ed il clock, fatto con un paio di NOR CMOS, è libero di oscillare solo se il segnale di GATE (STROBE) è a zero logico.

A voi l'esercizio, sulla base di queste idee, di provare le varie forme di applicazioni di questo encoder.

Sicuramente, raccolte le vostre idee, i vostri suggerimenti etc., potrò pubblicare un resoconto più dettagliato circuitamente: per ora, dopo che ve l'ho lanciata, lascio a voi il compito di giocare la palla.

Multimetri digitali Philips.

Il meglio in prestazioni e prezzo.

Da una analisi comparativa del rapporto prestazioni/prezzo i Multimetri Digitali PM 2517 risultano vincenti.

Pur fornendo superbe prestazioni da strumenti di laboratorio quali le quattro cifre piene e le gamme automatiche, vengono offerti ad un prezzo altamente competitivo.

Displays a 4 cifre piene: aumentata risoluzione rispetto ai 3 1/2 cifre. Inoltre indicatore dell'unità di misura.

Scelta tra LED e LCD: scegliete secondo le vostre preferenze.

Cambio gamma automatico: per praticità di misura. Naturalmente vi è anche quello manuale.

Vero valore efficace: il solo modo per misurare correttamente segnali in c.a. non perfettamente sinusoidali.

Elevata risoluzione ed accuratezza: grazie alle 4 cifre piene e l'elevata sensibilità.

Correnti sino a 10 A: la tendenza di utilizzare tensioni sempre più basse richiede tassativamente di poter misurare sino a 10 A.

Protezione dai sovraccarichi: è impossibile danneggiarlo.

Vi invitiamo a considerare le caratteristiche professionali sotto elencate, unitamente alla possibilità di scegliere tra il modello con display a cristalli liquidi e quello a LED, la realizzazione ergonomica, robusta e compatta e giudicare quindi la fondatezza della nostra asserzione.

Piccolo ma robusto: non fragile plastica o deboli commutatori.

Design ergonomico: funziona in ogni posizione, automaticamente



Misura anche le temperature: la sonda opzionale consente questa misura utilissima per la ricerca guasti.

Congelamento della misura indicata: un grande vantaggio ottenibile con lo speciale puntale opzionale.

Rispetta le norme internazionali: quali? Virtualmente tutte.

Qualità Superiore

Il multimetro a 4 cifre senza compromessi

Filiali: BOLOGNA (051) 493.046
 CAGLIARI (070) 666.740
 PADOVA (049) 657.700
 ROMA (06) 382.041
 TORINO (011) 210.404/8

Philips S.p.A.
 Sezione Scienza & Industria
 Viale Elvezia, 2 - 20052 Monza
 Tel. (039) 36.35.240 - 36.35.248



Test & Measuring Instruments

PHILIPS

HI HARDEN

COMMODORE

N° 1 IN MICROCOMPUTERS

- Apparecchiature originali e compatte costruite con altissima tecnologia.
- Una vastissima rete di distribuzione ed assistenza tecnica.
- Un servizio programmi di alta professionalità con coordinamento ed apporti a livello mondiale-europeo-italiano.
- Hardware e Software orientati ad un uso facile e sicuro per l'utente.
- Investimenti adeguati ed a lungo periodo.

L. 890.000
+ IVA



Il modello COMPUTER
PET 2001 è distribuito in Italia
anche nei 250 punti di vendita GBC

**ORGANIZZAZIONE
UFFICIALE
COMPUTERS
COMMODORE**

PER L'ITALIA:

HARDEN S.p.A.

26048 SOSPIRO (Cremona)
Tel. 0372/63136 r.a.
Telex 320588

Per la zona di Milano:
HOMIC (02/4695467)
Piazza De Angeli 1

GBC - Via Petrella
(02/2041501)

GBC - Via G. Cantoni
(02/437478)

GBC - V.le Matteotti
(02/6181801)

HARDEN COMMODORE: LIBRERIA PROGRAMMI DISPONIBILI NEL SETTORE GESTIONALE

CONTABILITA' GENERALE

PER CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMP. 132 COLONNE

È prevista la gestione fino a 3 livelli (mastri - conti - sottoconti). Appositi menù da video consentono la gestione guidata e facilitata di tutte le operazioni contabili: creazione, variazione, annullamento stampa clienti/fornitori/mastri/conti/sottoconti - gestione IVA con archivio relativo ai gruppi progressivi di periodo e annuali per vendite, acquisti e corrispettivi - ingresso movimenti contabili da documenti o primanota, gestione dei movimenti, aggiornamento dei progressivi dare-avere di mastri, conti, sottoconti, saldi iniziali e progressivi IVA - stampa documenti fiscali giornale bolato e registri IVA clienti/fornitori/corrispettivi - stampa partitario e bilanci.

Capienza massima in linea: 99 mastri - 999 conti - 9999 sottoconti da gestire in funzione delle esigenze aziendali.

Dotazione di manuale operativo a norma fiscale.

FATTURAZIONE

PER CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMP. 132 COLONNE

Può essere un programma a se stante oppure agganciato alla contabilità; nel primo caso possiamo avere 1.300 clienti e 1.300 articoli di magazzino; nel secondo caso i clienti sono quelli della contabilità, mentre gli articoli di magazzino sono sempre 1.300.

Il modulo di fattura può da programma essere impostato per le diverse esigenze aziendali; la fattura viene compilata automaticamente impostando il codice cliente ed i codici articoli, ma esiste la possibilità della compilazione manuale.

Il programma comprende la stampa tratte o ricevute bancarie, dello scadenziario delle stesse, la statistica del venduto in quantità e valore del ricarico medio in percentuale.

Dotazione di manuale operativo a norma fiscale.

MAGAZZINO

PER CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMP. 132 COLONNE

Può essere un programma a se stante oppure agganciato alla fatturazione; la capacità massima è di 1.300 articoli in linea.

Il record di ogni articolo comprende: codice articolo - codice di gruppo merceologico - descrizione - unità di misura - esistenza (con o senza decimali) - prezzo di listino (con o senza decimali) - codice IVA (con esenzioni) - provvigioni - sconto o maggiorazioni fissi a due livelli - suddivisione vendite - scorta minima - lotto di riordino - costo ultimo acquisto - Σ carico (in quantità e valore) - Σ scarico (in quantità e valore) - Σ quantità impegnata - prezzo medio anno precedente - prezzo medio anno in corso.

Il programma prevede: creazione - variazione - visualizzazione - carico e scarico (anche da fatture) reso - carico da produzione - scarico a produzione - scarico a deposito - carico da deposito - carico e scarico impegnato - inventari.

L'inventario può essere normale con stampa di tutto o parte del magazzino con calcolo del valore di acquisto, sul prezzo di vendita o con il metodo LIFO a scelta.

Esiste poi l'inventario di fine anno per gli adempimenti relativi.

Il programma si completa con la stampa dei listini, della statistica di magazzino e la stampa degli articoli sottoscorta.

Dotazione di manuale operativo a norma fiscale.

CONTABILITA' SEMPLIFICATA

PER CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMP. 132 COLONNE

La procedura è stata analizzata e costruita in collaborazione con consulenti che ne curano l'aggiornamento fiscale e prevede:

- un piano dei conti Standard con possibilità di duplicarlo per ogni azienda
- caricamento documenti per stampa registro IVA Fornitori, registro IVA clienti (gestione fino a 5 registri), registro IVA Corrispettivi. Durante questa fase vengono aggiornati tutti gli archivi concernenti i progressivi necessari alle successive elaborazioni e l'immissione dati è controllata ed interattiva.
- stampa conto economico con calcolo automatico spese non documentate e percentuale incidenza COSTI/RICAVI.
- stampa dichiarazione IVA periodica ed annuale con ventilazione vendite su acquisti di merce se previste per l'azienda.
- stampa allegati a 13^a denuncia IVA clienti e fornitori.
- una procedura per stampare ed aggiornare gli archivi utilizzati, per inizializzare l'azienda ad anno fiscale già iniziato.
- prefincatura registri per la vidimazione di legge e del conto economico ecc.

La procedura gestisce fino a 1.300 clienti e 1.300 fornitori ed è documentata fiscalmente ed ha esempi per facilitarne l'installazione e l'utilizzo.

PAGHE E STIPENDI

PER CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMP. 132 COLONNE

La procedura è orientata agli studi di consulenza del lavoro oppure ad aziende con oltre 40 dipendenti.

Ha una struttura multiazendale cioè sullo stesso dischetto possono essere memorizzate anagrafiche di dipendenti appartenenti a differenti aziende ma con gestioni separate.

Ha una struttura anche multicontratti cioè il programma prevede la gestione di tutti i contratti di lavoro utilizzando la tecnica delle tabelle parametrizzate ed ogni azienda è agganciata in fase di creazione al contratto di lavoro di appartenenza.

La procedura prevede:

- gestione di tutti i dati anagrafici di base e quelli progressivi di ogni dipendente, di tutti i dati relativi alla tabella contrattuale
- stampa dei cedolini paga organizzati in modo tale da evitare l'obbligo della tenuta del libro presenze. Durante questa fase avviene la valorizzazione delle voci mensili digitate dall'operatore e visualizzate per la conferma.
- Previste voci automatiche quali gli assegni familiari e l'indennità di licenziamento ed inoltre in automatico la gestione delle ferie ed il calcolo del conguaglio IRPEF per i licenziati ed a fine anno per tutti.
- Importante è ricordare che è prevista la gestione della Cassa Edile per le imprese edili e quella degli stagionali per quanto riguarda la detrazione d'imposta.
- Elaborazione post-cedolino quali i riepiloghi mensili per aziende.
- Elaborazione annuale quale la stampa del Mod. 101 e Mod. 770.

È possibile gestire circa 200 dipendenti su un dischetto e la procedura è documentata fiscalmente e prevede una notevole documentazione per facilitarne l'installazione e l'uso.

ALBERGHI

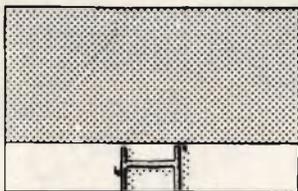
CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMPANTE 80 COLONNE

Il programma prevede la gestione delle stanze e dei clienti: può essere abbinata una procedura di contabilità e magazzino.

La gestione delle stanze (BOOKIN) consente la ricerca della disponibilità, la prenotazione, il cambio e l'annullamento per un periodo di 155 gg. in linea; le stanze sono predefinitibili con un massimo di 9 caratteristiche (piano, posizione, letti, tipo servizi ecc.).

Il cliente viene gestito in modo completo per le rette normali ed extra, addebiti, acconti, logistica di sala da pranzo, stampa fattura o ricevuta fiscale ecc.

Programmi di servizio supplementari con archivi storici



per stampa automatica di circolari, comunicazioni ecc.; per ricerca persona, sveglia, stampa presenze, arrivi, prenotazioni ecc.

CONDOMINI

CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY O CASSETTA
+ STAMPANTE 80 COLONNE.

Il programma consente la gestione automatica della problematica dei condomini con bilanci preventivi e consuntivi, riparto spese per blocchi, scala, millesimali, individuali ecc. con tutte le operazioni di stampa necessarie.

CASSA NEGOZI

CONFIGURAZIONE PET 32K
+ CASSETTA O DUAL FLOPPY
+ STAMPANTE 32 O 80 COLONNE

Registrazione di cassa intelligente con cambio valuta, stampa scontrini, aggiornamento automatico merci, riepilogo incassi, IVA, merci vendute ed esistenti ecc.

OTTICI

CONFIGURAZIONE PET 32K
+ CASSETTA O DUAL FLOPPY
+ STAMPANTE 32 O 80 COLONNE

È per una parte la specializzazione del programma precedente con una particolare impostazione del magazzino lenti e schede clienti

WORD PROCESSING

CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMPANTE 80 COLONNE O 132 COLONNE.

La gestione della corrispondenza, preventivi, dati tecnici commerciali, indirizzi ecc., si risolve con questo fantastico programma. I testi si compongono da video con paragrafi o lettere memorizzate con ampia possibilità di inserimento, cancellazione, correzione, intestazione personalizzata; in fase di stampa avviene la giustificazione automatica della marginatura a destra ed a sinistra.

WORD PROCESSING GRAFICO

CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMPANTE 80 COLONNE O 132 COLONNE.

Il programma permette di costruire disegni anche prelevandoli in parte o in toto dalla memoria, impaccarli ed impaginarli a piacere e stamparli.

CONTI CORRENTI

CONFIGURAZIONE PET 8K
+ CASSETTE

Consente la tenuta di conti correnti con possibilità di visualizzazione di tutte le movimentazioni.

CALCOLO AMMORTAMENTI

CONFIGURAZIONE PET 8K
+ CASSETTA
+ STAMPANTE 80 COLONNE (OPZ)

Determina il montante ed il piano di ammortamento di mutui finanziari di qualsiasi importo, durata, tasso, pagamento con suddivisione fra capitale ed interessi e status per periodi.

EQUO CANONE

CONFIGURAZIONE PET 8K
+ CASSETTE
+ STAMPANTE 80 COLONNE (OPZ)

Determina, secondo le disposizioni di legge, l'equo canone degli appartamenti in tutte le ipotesi contrattuali, di zona, posizione, vetustà ecc., con il calcolo dei ratei d'aumento.

RISTORANTI 1

CONFIGURAZIONE PET 8K
+ CASSETTE
+ STAMPANTE 32 O 80 COLONNE.

Memorizzazione, correzione e stampa menù giornaliero. Stampa fattura o ricevuta fiscale ai clienti con calcolo del resto.

Riepilogo dei totali del turno o del giorno con aggiornamento dei corrispettivi, imponibile ed IVA.

RISTORANTI 2

CONFIGURAZIONE PET 32K
+ FLOPPY-DISK
+ STAMPANTE 32 O 80 COLONNE.

Oltre a quanto indicato nel precedente, consente la gestione dei camerieri e dei tavoli e l'emissione di più ricevute fiscali o fatture per tavolo.

LABORATORI DI ANALISI

CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMPANTE 132 COLONNE.

Il programma prevede: l'accettazione (cliente, cod. fisc. tipo assistenza, medico, età, sesso, diagnosi, data, elenco esami richiesti) - piano lavoro della giornata (stampa di tabulato con clienti, tipo e numero di analisi) - registrazione risultati delle analisi eseguite - controllo analisi eseguite (per cliente e per tipo) - refertazione con stampa dei dati - fatturazione - una procedura di servizio stampa i listini delle prestazioni di analisi, con diverse categorie di prezzi.

RISCHIO CLIENTE

CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMPANTE 80 O 132 COLONNE.

Il programma è quello di determinare lo scoperto o rischio cliente dalla somma degli effetti (tratte o ric.) in scadenza più il valore degli ordini da evadere; la procedura prevede: generazione archivi, gestione archivi clienti (max. 200), memorizzazione fatture sospese (max 250 attive), determinazione scadenze reali e degli scostamenti - stampa schede rischi - gestione portafoglio effetti.

AGENZIE ASSICURAZIONE

CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMPANTE 132 COLONNE.

Il programma risolve il problema della gestione interna e commerciale delle agenzie che hanno un massimo di 5.000 polizze; le procedure sono le seguenti:

- gestione archivio polizze (con possibilità di aggancio, aggiungere, sostituire, annullare polizze)
- carico quietanze dell'agenzia e subagenti
- elenco quietanze da trasmettere al legale
- statistiche sul portafoglio polizze
- stampa giornale interno d'agenzia
- verifica provvigioni d'acquisto
- elenco polizze in attesa del carico contabile.

GESTIONE RIPARAZIONE E ASSISTENZA

CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMPANTE 80 COLONNE.

Procedura per razionalizzare il lavoro: prevede l'accettazione cliente ed articolo da riparare con emissione di ricevuta - distribuzione articoli da riformare con emissione di ricevuta - gestione preventivi se richiesti - gestione del tipo di guasti e del costo di riparazione - restituzione degli articoli riparati - stampa situazione archivio bolle

ERBORISTERIA

CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMPANTE 80 COLONNE

Questo programma consente la memorizzazione delle malattie organizzate in apparati ed in parti del corpo umano; ogni malattia viene affiancata dalle ricette. Ogni ricetta può essere composta da 5 componenti. La procedura si completa con la gestione dell'archivio delle materie prime, schede clienti, stampa ricetta ed istruzioni.

CAMPEGGI

CONFIGURAZIONE PET 32K
+ DUAL FLOPPY
+ STAMPANTE 80 COLONNE O 132.

Le procedure prevedono: gestione dati anagrafici contabili e statistici dei presenti - ricerca presenti - stampa fatture, situazione giornaliera presenze, situazione disponibilità piazzole, partenze previste - statistiche.



I programmi gestionali qui indicati non rappresentano che una parte delle applicazioni già eseguite e disponibili. Sono stati compilati da BERNETTI, CAPUTI, CERCHI, CIESSE, COMMODORE, DAL BORGO, HARDEN, HOMIC. Esiste poi una vasta libreria nel settore tecnico - scientifico - matematico - statistico - topografico - fisico ecc. e per la gestione di strumentazione.

Wow & Flutter PM 6307 il meglio sul mercato!

Elevate prestazioni - Dimensioni ridotte - Basso costo



- Oscillatori 3150 Hz e 3.000 Hz ad alta stabilità controllati a cristallo
- Amplificatore d'ingresso con sensibilità 2 mV che permettono di prelevare il segnale direttamente dalla testina o dalla cartuccia di riproduzione
- Indicatori separati per la misura del drift di 0,3% e del flutter di 0,1% f.s.
- Filtro interno "pesato", possibilità di eliminare il filtro interno o di inserire un filtro esterno
- Frequenza campione 3150 Hz o 3000 Hz disponibile in uscita
- Prezzo conveniente per le elevate prestazioni

Se state cercando un "Wow e Flutter" per il controllo e la manutenzione dei registratori a cassette, registratori a nastro o dei giradischi, guardate il Philips PM 6307, è il migliore. Facile da usarsi, rapidità d'uso, selezioni a pulsanti per la scelta delle varie funzioni, connettore DIN montato sul pannello frontale. Chiedete ulteriori informazioni sul Wow e Flutter a:

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 - PALERMO (091) 527.477 - ROMA (06) 382.041 - TORINO (011) 21.64.121



PHILIPS

CERCAPERSONE SUPERBEEP

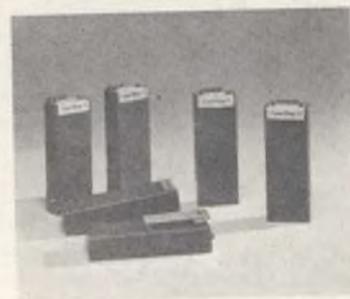
Caratteristiche tecniche:

Trasmittente

- Con 6 o 12 tasti di chiamata
- Frequenza di lavoro: 27 MHz
- Potenza di uscita: 1,2 Watt/52 Ohm
- Portata media: 1 Km
- Alimentazione: 220 V AC/6 Watt
- Fornito con antenna di trasmissione

Ricevitore

- Alimentazione con pile al mercurio
- Autonomia di 6 mesi
- Clip di attacco per taschino
- Peso grammi 110



Prezzo a richiesta

COMPUPHONE 728

Caratteristiche:

1. Combinatore con capacità di memorizzare fino a 100 numeri di 12 cifre.
2. Il display (visualizzatore) di 14 cifre, verde fluorescente, indica il numero telefonico formato e l'ora.



3. Chiamata automatica con codice numerico di 2 cifre (00-99).
4. Chiamata manuale pigiando i tasti; il numero impostato appare sul display.
5. Ripetizione istantanea del numero.
6. Orologio a 3 zone di tempo.
7. Cronometro.
8. Può essere programmato per l'uso in qualsiasi sistema telefonico nel mondo.
9. Batteria ricaricabile in caso di mancanza di corrente.

Prezzo L. 200.000 + IVA

ITALSTRUMENTI s.r.l.
TECNOLOGIE MODERNE



V.le del Caravaggio, 113 - ROMA
Tel. 06/51.10.262

Costruiamo un bug elettronico a CMOS

Prima parte di M. Michelini

La parola BUG, che in inglese significa più o meno pulce, è entrata nel linguaggio dei radioamatori a indicare quel dispositivo elettronico che, collegato ad un tasto "squeeze", di tipo cioè a "schiacciamento", serve a generare i punti e le linee dell'alfabeto Morse automaticamente. Affinchè anche i meno "introdotti" possano seguire il discorso farò una breve panoramica storico-tecnica sui metodi in uso tra i radioamatori per manipolare in telegrafia, detta anche CW, abbreviazione dell'inglese "Continuous Wave", che significa letteralmente "Onda continua", nel senso di onda persistente "ON-OFF".

Il primo tipo di tasto manipolare è il "tasto lineare", in pratica un semplice interruttore a pulsante, ben noto a tutti per averlo visto almeno una volta è rappresentato in figura 1.

È questo il tasto "classico", quello che nelle varie versioni, con meccaniche più o meno di precisione, esiste sul tavolo di ogni radioamatore. Il suo costo varia da meno di 5.000 L. a oltre le 50.000 L. Essendo così semplice è praticamente indistruttibile ed i puristi del CW affermano che esso è l'unico tasto col quale si trasmette per intero la personalità dell'operatore: in effetti ciò è vero e basta avere ascoltato un po' di segnali in telegrafia per distinguere facilmente una manipolazione nervosa da una tranquilla.

Un tasto più elaborato è quello semiautomatico, che allevia la fatica fisica della trasmissione generando, a comando, sequenze di punti, sfruttando lamine elastiche e piccole masse oscillanti. È un tasto che solleva l'operatore dalla fatica e difficoltà di formare catene di punti consecutivi aumentando così la sua velocità di trasmissione. In effetti con questo tasto il polso non si muove più in senso verticale, sù e giù, ma piuttosto fa da perno alla mano, che si muove orizzontalmente, da destra a sinistra, mentre il pollice e l'indice battono sequenzialmente sulla palette.

Si arriva infine al tasto elettronico che, come concetto di manipolazione, si avvicina a quello vibrante appena descritto. Ne esistono due versioni, quella con possibilità di operazione combinata punto-linea-punto e quella senza.

Ma procediamo con calma, analizzando in dettaglio il tasto che viene qui presentato e che permette appunto l'operazione combinata.

In figura 2 è rappresentato il tasto, ossia la parte meccanica dell'apparecchio, mentre in figura 3 ne è riportato lo schema elettromeccanico. Schiacciando verso l'interno la sola levetta delle linee, il circuito elettronico as-

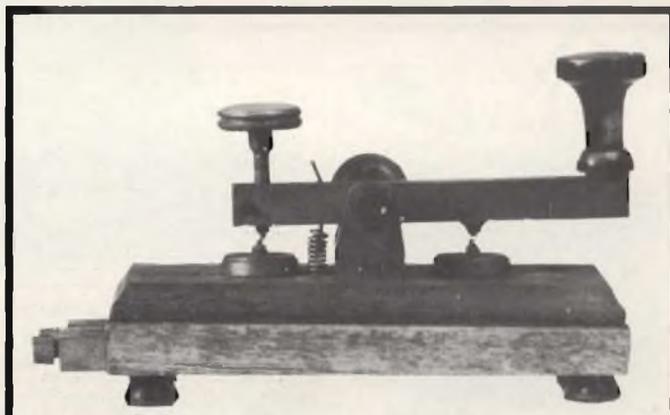


Fig. 1 - Tasto lineare classico.

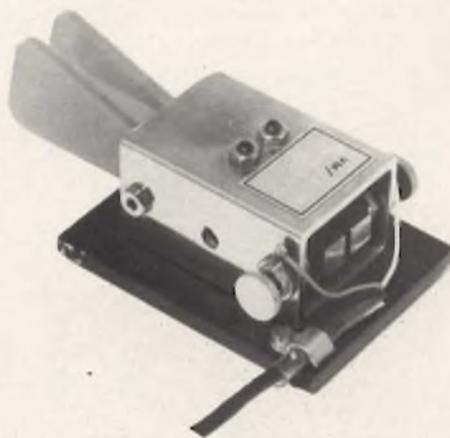


Fig. 2 - Tasto manipolatore di tipo squeeze.

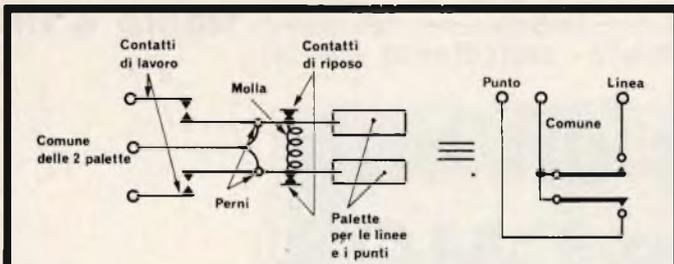


Fig. 3 - Schema elettromeccanico del tasto squeeze.

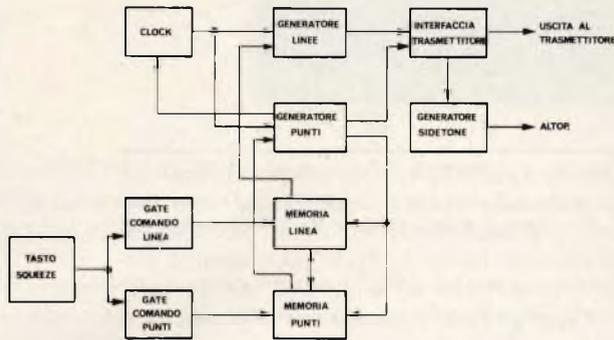


Fig. 4 - Schema a blocchi del BUG.

sociato al tasto ed esattamente spaziate, fintanto che si tiene premuta tale paletta. Se la levetta viene rilasciata prima che sia finita l'esecuzione dell'ultima linea, il circuito elettronico provvede a completarla automaticamente, dopodichè tutto si ferma. Analogamente premendo la levetta dei punti viene generata una sequenza di punti. Schiacciando entrambe le leve si ha l'operazione combinata di punti e linee, ossia vengono generati alternativamente punti e linee. La velocità della trasmissione viene variata mediante un potenziometro, mentre essendo i punti e le linee, nonché la relativa spaziatura, generati elettronicamente, vi è la certezza assoluta che la manipolazione risultante sia tecnicamente perfetta anche se l'operatore è relativamente poco preciso e corretto, ossia la macchina riesce a correggere gli errori dell'operatore, almeno entro certi limiti. Di contro, la personalità del telegrafista non risalta più rimane sulle palette, prima del circuito elettronico, e così non è più, possibile riconoscere via radio un amico per mezzo della sua manipolazione.

Descrizione tecnica

Questo tasto costituisce la prima parte di un "sistema" di tasto elettronico con memoria. È stato realizzato tenendo presente il progetto di WB4VVF, realizzato in logica TTL, trasformandolo in logica CMOS, modificando-

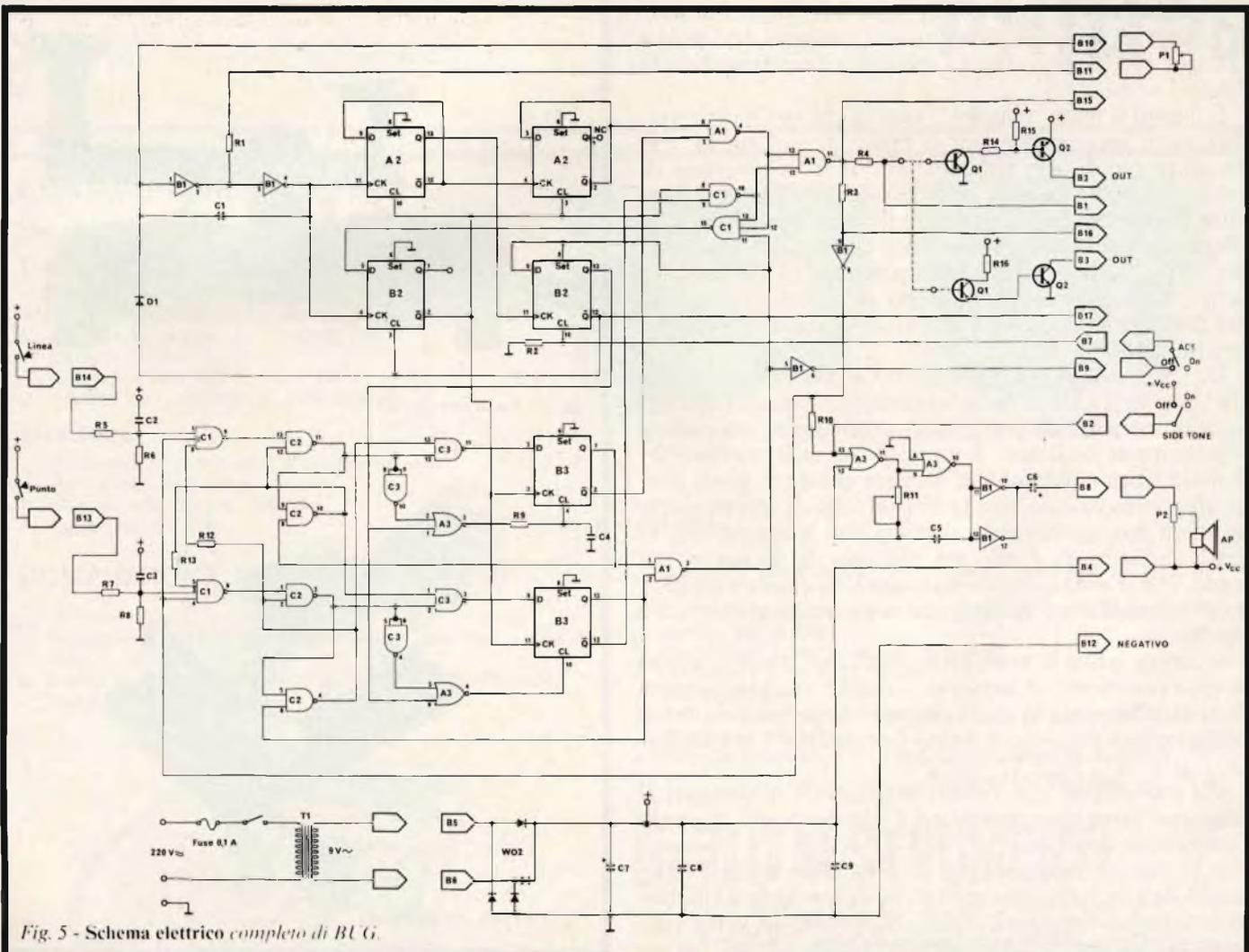


Fig. 5 - Schema elettrico completo di BUG.

PICCOLA MA TENACE

La mini radiosveglia **ELBEX**
tiene poco spazio e fa buona guardia.



PUÒ MANCARE LA CORRENTE, MA L'OROLOGIO NON SI FERMA

Due vantaggi da privilegiati
Può mancare la corrente, ma l'orologio non si ferma. Giorno e notte il servizio continua, in silenzio, come se nulla fosse accaduto. L'ora è sempre là, esattissima.

Nessuno viene tratto in inganno da una segnalazione inesatta. Nessuno può trovarsi nella condizione di credere che è presto mentre è tardi.

La mini-radiosveglia ELBEX ha una pila che interviene quando la corrente si ferma.

La corrente può riprendere quando vuole, l'orologio ha continuato a camminare.

Ed è piccola, sta in una mano.

Potenza d'uscita: 600 mW

Sveglia automatica con ronzatore o radio

Spegnimento automatico della radio regolabile da 1 ÷ 59 secondi. Intensità luminosa del display regolabile. Presa per auricolare e altoparlante ausiliare.

Alimentazione: 220 Vc.a. 50 Hz

Dimensioni: 210 x 155 x 58 mm

ZE/1502-00

Dati tecnici e funzionali:

Gamme di ricezione: AM 520 ÷ 1.610 kHz

FM 87,5 ÷ 104 MHz

ELBEX

1-14 CHOME, AKASAKA, MINATO-KU, TOKYO 107

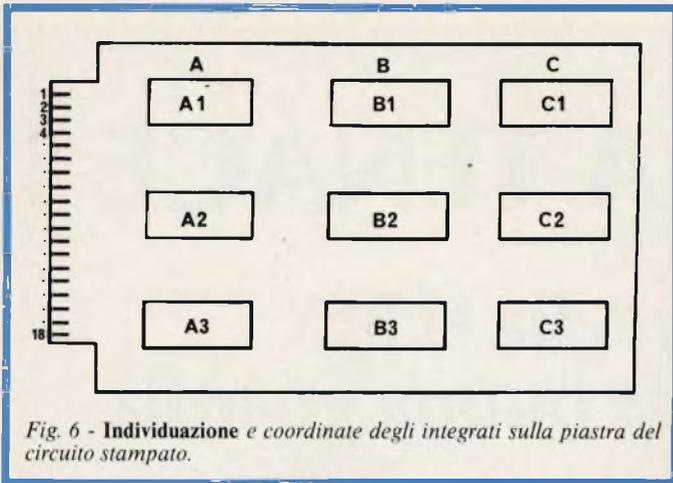


Fig. 6 - Individuazione e coordinate degli integrati sulla piastra del circuito stampato.

lo in alcune sue parti ed aggiungendone altre, realizzando il tutto su una scheda di dimensioni ridotte, usando infine per i collegamenti con l'esterno un connettore a 18 poli. Questi i vantaggi di una tale soluzione: costo assai contenuto, consumo estremamente ridotto, circa 100 μ A in stand-by (a riposo) e sui 3 mA circa in manipolazione, l'alimentazione a pile è quindi assai conveniente; ampio margine di "errore" nella manipolazione, infatti il

circuito riconosce una paletta schiacciata solo nell'intervallo tra un punto o una linea e il successivo carattere (vedremo poi come ciò sia possibile); "sidetone", cioè possibilità di controllo della manipolazione mediante altoparlante o cuffia, essendo l'oscillatore audio inserito già direttamente nel numero stampato; ampia scelta di opzioni tra cui spaziatura corretta generata automaticamente tra le lettere, inclusione o esclusione più regolazione del volume del side-tone (controllo in cuffia o altoparlante del segnale trasmesso), manipolazione di trasmettitori che hanno il contatto "caldo" del tasto a tensione sia positiva che negativa rispetto alla massa; facilità di manutenzione e di collegamento tramite il connettore a 18 poli. In figura 4 è rappresentato lo schema a blocchi del tasto elettronico. Si distinguono facilmente i vari blocchi funzionali. Tenendo presente questo schema, analizzeremo in seguito, in dettaglio, i vari blocchi, singolarmente. Lo schema elettrico completo è riportato in figura 5.

In esso è stata usata per identificare gli integrati una notazione che può essere poco nota ad alcuni lettori mentre viene spesso usata in campo industriale. Si faccia riferimento alla figura 6. In essa è rappresentata la scheda vista dal lato dei componenti stessi su cui sono montati gli integrati che vengono così identificati dall'incrocio delle coordinate, come è stato indicato per alcuni in-

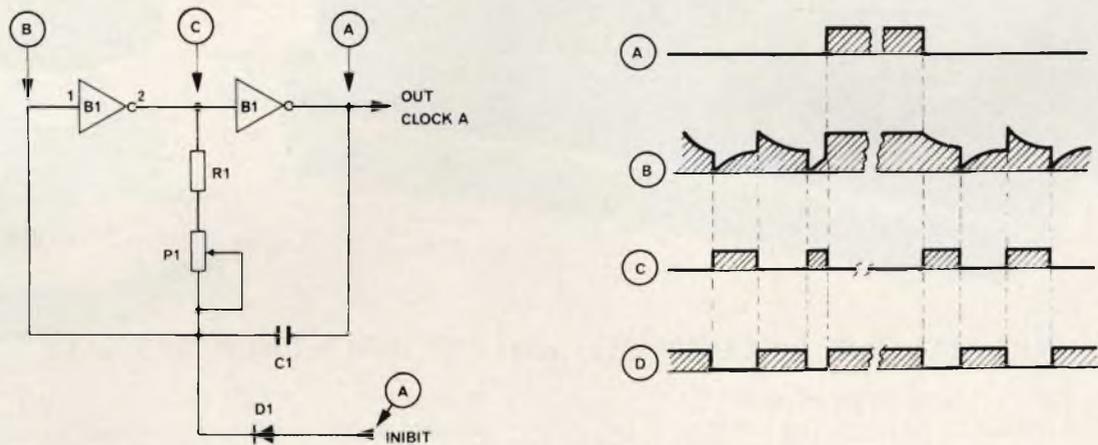


Fig. 7 - Sezione di clock.

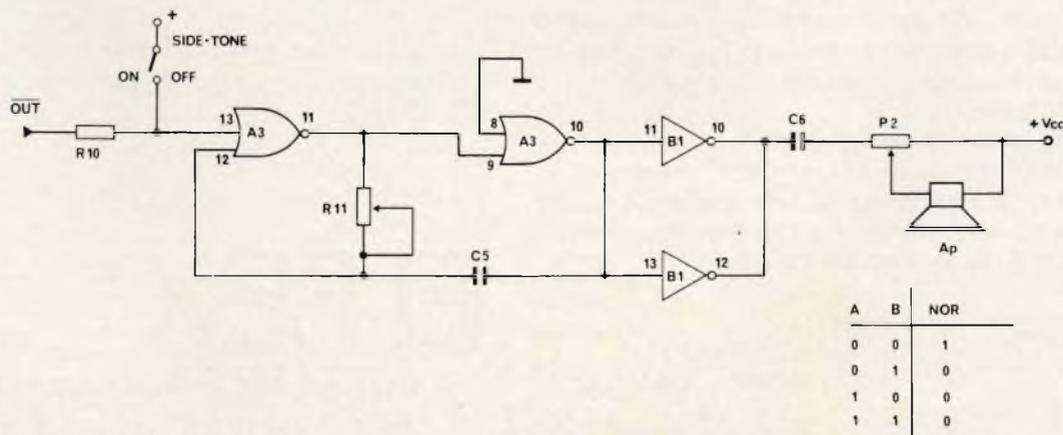
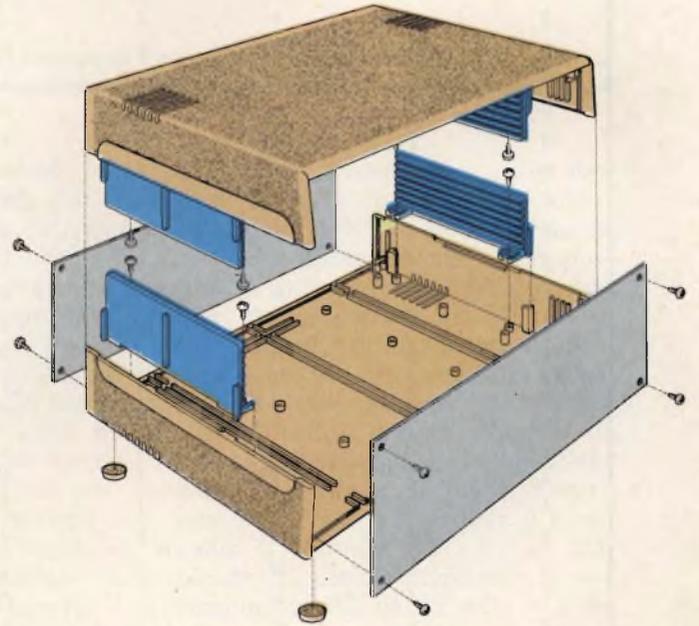
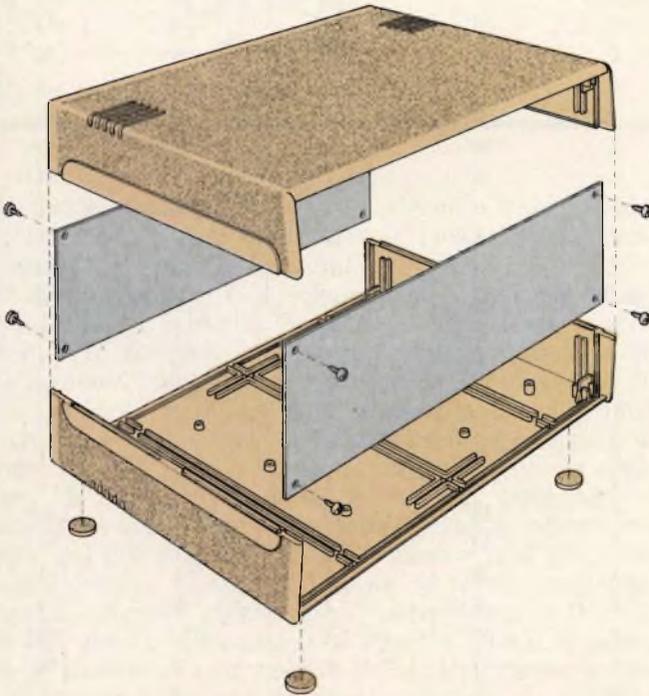


Fig. 8 - Sezione oscillatore audio di SIDETONE.



PLASTIC CABINETS

Professional Series



MODEL MINI	OUTSIDE DIMENSIONS					
	WIDTH		HEIGHT		DEPT	
	inch	mm	inch	mm	inch	mm
00/3001.10	6,35	161,4	1,81	46	4,72	120
00/3001.12	6,35	161,4	2,36	60	4,72	120
00/3001.14	6,35	161,4	2,9	74	4,72	120

MODEL MEDIUM	OUTSIDE DIMENSIONS					
	WIDTH		HEIGHT		DEPT	
	inch	mm	inch	mm	inch	mm
00/3001.00	7,54	191,4	1,81	46	6,89	175
00/3001.02	7,54	191,4	2,36	60	6,89	175
00/3001.04	7,54	191,4	2,9	74	6,89	175

tegrati: A1, B1, C1, A2,... È un po' come la battaglia navale.

Sullo schema appaiono poi dei simboli fatti a forma di freccia con delle sigle all'interno, B1,...B12,...B17, collegate a dei fili. Essi rappresentano i contatti del connettore, e precisamente quelli dal lato delle saldature (se ce ne fossero dal lato componenti verrebbero indicati con A1, A2,...) numerati tenendo la scheda col lato componenti in alto e numerando i contatti a partire dall'alto. Se la freccia esce dal filo significa che si tratta di un segnale che esce dalla piastra, viceversa se la freccia è entrante.

Poichè uno degli scopi delle realizzazioni elettroniche è ampliare il bagaglio culturale di chi le realizza, analizzeremo dettagliatamente il funzionamento del circuito. La prima cosa da fare quando si vuole analizzare uno schema relativamente complesso, come questo, è quello di suddividerlo in sottocircuiti, in modo da poterli analizzare e capire separatamente, con minore difficoltà, dopodichè si riunisce il tutto e si analizza il circuito nel suo insieme. È quello che faremo anche noi nel seguito.

Osserviamo dapprima lo stadio del clock, quello che genera il segnale di sincronismo, quello che dà "ritmo" a tutta la macchina. Esso è riportato in figura 7 insieme

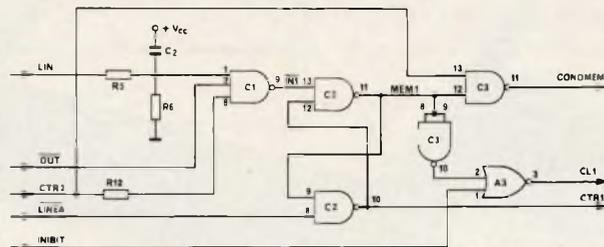
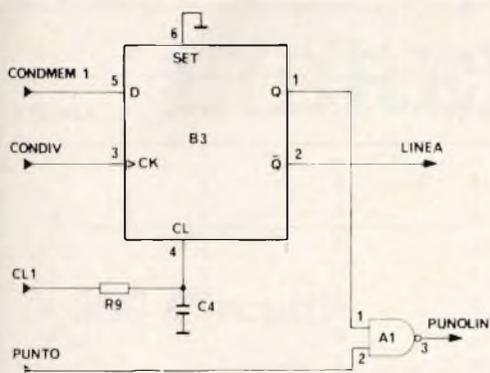


Fig. 9 - Schema della sezione di ingresso.

LIN	OUT	CTRZ	LINEA	INIBIT	IN1	MEM1	CONDMEM1	CHI	CTR1
0	0	0	0	0	1	0	1	1	1
0	0	0	0	1	1	0	1	0	1
0	0	0	1	0	1	M'	1	M'	M'
0	0	0	1	1	1	M'	1	0	M'
0	0	1	0	0	1	0	1	1	1
0	0	1	0	1	1	0	1	0	1
0	0	1	1	0	1	M'	M'	M'	M'
0	0	1	1	1	1	M'	M'	0	M'
0	1	0	0	0	1	0	1	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1	0	1
0	1	0	1	0	1	M'	1	M'	M'
0	1	0	1	1	1	M'	1	0	M'
0	1	1	0	0	1	0	1	1	1
0	1	1	0	1	1	0	1	0	1
0	1	1	1	0	1	M'	M'	M'	M'
0	1	1	1	1	1	M'	M'	0	M'
1	0	0	0	0	1	0	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	1	0	1
1	0	0	1	0	1	M'	1	M'	M'
1	0	0	1	1	1	M'	1	0	M'
1	0	1	0	0	1	0	1	1	1
1	0	1	0	1	1	0	1	0	1
1	0	1	1	0	1	M'	M'	M'	M'
1	0	1	1	1	1	M'	M'	0	M'
1	1	0	0	0	1	0	1	1	1
1	1	0	0	1	1	0	1	0	1
1	1	0	1	0	1	M'	1	M'	M'
1	1	0	1	1	1	M'	1	0	M'
1	1	1	0	0	0	1	0	0	1
1	1	1	0	1	0	1	0	0	1
1	1	1	1	0	0	1	0	0	0
1	1	1	1	1	0	1	0	0	0

M = Quando gli ingressi assumono i valori in corrispondenza delle M' o M'', le uscite contrassegnate con M' o M'' mantengono gli stessi valori in precedenza.



	INGRESSO				USCITE	
	COND MEM 1	CL1	PUNTO	COND IV	LINEA	PUNOLIN
X	1	X	X	1	1	
0	0	X	/	1	1	
1	0	0	/	0	1	
1	0	1	/	0	0	

X = DON'T CARE

Fig. 10 - Memorie del punto e della linea.

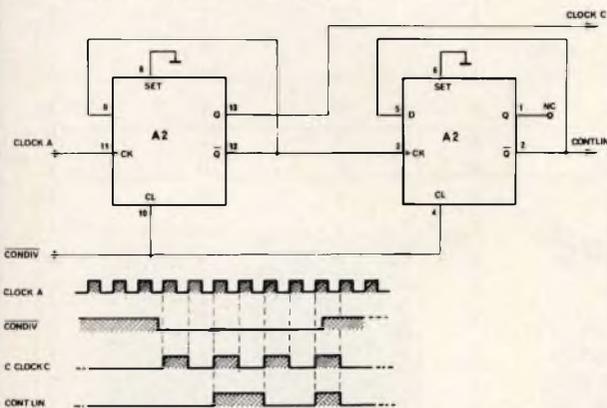


Fig. 11 - Divisore per quattro.

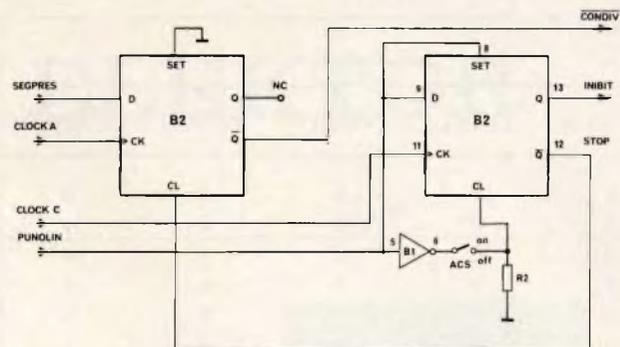


Fig. 12 - Flip-flop rimanenti.

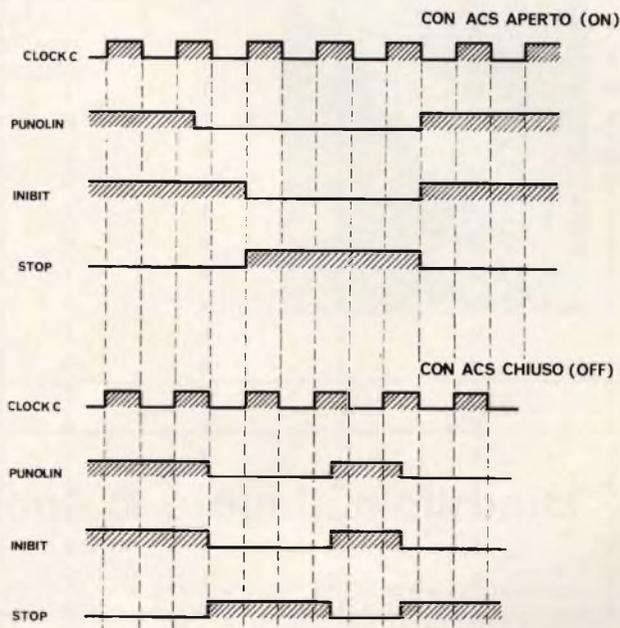


Fig. 13 - Diagramma temporale del funzionamento del flip-flop B2.

alle forme d'onda presenti nel circuito stesso, dalla quale è facile vedere quali sono le parti da esso interessate nello schema di fig. 5.

Il funzionamento è il seguente: se il segnale chiamato INIBIT è a livello logico (≈ 0 V) il diodo al germanio D1, tipo AA 119, non conduce e quindi lo si può pensare come un circuito aperto. In tal caso il funzionamento è il seguente: se l'uscita 2 del primo inverter è a livello logico 1 (alta), l'uscita 4 è bassa e il condensatore C1, da 470 nF, si carica tramite le resistenze di R1 e P1 in serie, finché non raggiunge la tensione di soglia che fa cambiare stato al primo inverter, col che l'uscita 2 si porta bassa e la 4 alta; ora il condensatore si scarica tramite le stesse resistenze di prima. Appare chiaro che il potenziometro P1, da 470 k Ω , regola la frequenza di clock e quindi la velocità di manipolazione, mentre R1 ne determina la velocità massima quando P1 è tutto escluso. Se INIBIT invece è alto, esso forza l'ingresso I del primo inverter alto e così non permette la scarica del condensatore, bloccando l'uscita di clock a livello alto. L'insieme delle forme d'onda riportate chiarisce ancor meglio quanto detto.

In modo analogo funziona l'oscillatore audio formato da due NOR, vedi figura 8. In questo caso chiudendo l'interruttore di SIDE-TONE si obbliga l'uscita 11 del primo NOR a restare bassa col che non si possono avere oscillazioni; la stessa cosa avviene quando l'interruttore è aperto ma il segnale OUT è alto. Quando invece OUT va basso e l'interruttore è aperto, l'oscillatore può generare il tono audio in modo del tutto simile a quello del generatore di clock, il segnale viene quindi "amplificato" dai due inverter in parallelo (con i CMOS si possono mettere in parallelo più porte per aumentare la loro capacità di fornire corrente) che permettono tra l'altro di rendere il tono, che è regolabile tramite il trimmer R11, da 47 k Ω , indipendente dal volume di uscita, regolabile a sua volta tramite il potenziometro P2, da 2,2 k Ω , in serie all'altoparlante da 40 Ω .

I circuiti che seguono riportano a lato la loro tavola della verità che permette una più facile comprensione del funzionamento ingresso-uscita che non una spiegazione a parole.

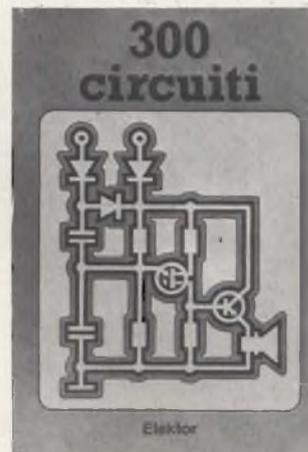
In figura 9 è riportato lo schema del circuito d'ingresso delle sole linee, poiché quello dei punti è esattamente

LIBRERIA ELEKTOR

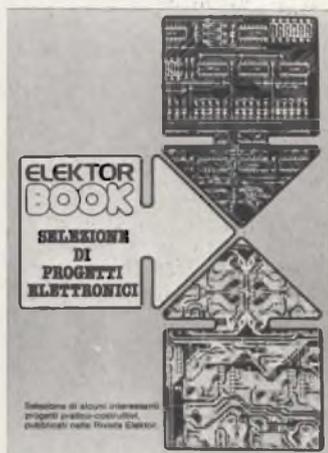
300 Circuiti

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)

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)

SCONTO 10%
AGLI ABBONATI



La **BITRONIC**, per mezzo della **G.B.C. italiana**, presenta a chi opera nei settori dell'elettronica e dell'elettrotecnica, una qualificata e competitiva gamma spray, atti alla pulizia, lubrificazione, refrigerazione, grafitatura, saldatura, fotocopiatura, isolamento di circuiti e parti elettromeccaniche.

Prodotto	Codice Prodotto	Codice GBC
Disossidante	DSS-110	LC/5000-00
Depuratore	DPR-109	LC/5010-00
Antiossidante	ANS-111	LC/5020-00
Sgrassante	SGR-113	LC/5030-00
Lacca protettiva	LA/PR-103	LC/5040-00
Olio isolante	OL/IS-106	LC/5050-00
Idrorepellente	IDR-107	LC/5060-00
Lubrificante	LBR-112	LC/5070-00
Refrigerante	RFG-101	LC/5080-00
Antistatico	ANT-108	LC/5090-00
Dissolvente	DSL-102	LC/5100-00
Grafite	GFT-114	LC/5110-00
Lacca saldante	LA/SL-104	LC/5120-00
Lacca fotocopiante	LA/FT-105	LC/5130-00

Ogni tecnico e operatore che intenda lavorare con soddisfazione e guadagno di tempo, ricordi **BITRONIC** e l'organizzazione che ne distribuisce in esclusiva i prodotti sul mercato italiano.

BITRONIC[®]
electro chemical development

La chimica al servizio
dell'elettronica



Distributore esclusivo per l'Italia

G.B.C.
italiana

con Grässlin il tempo in pugno

Da 15 anni gli interruttori a tempo GRÄSSLIN sono il N. 1 nelle applicazioni industriali. Ora anche in casa quattro buoni motivi per scegliere GRÄSSLIN: 4 interruttori a tempo che comandano qualsiasi cosa funzioni elettricamente. Precisi, sicuri, maneggevoli, facili da usare.

1. Steck-o-matic STA

Il piccolo maneggevole interruttore a tempo. Si innesta a qualsiasi tipo di presa. Funziona sempre, giorno e notte, automaticamente.

LU/6930-10



2. Dupl-o-matic DUA

L'interruttore a tempo con doppi vantaggi. Due programmatori in un'unica custodia per il comando indipendente di due diversi apparecchi elettrici.

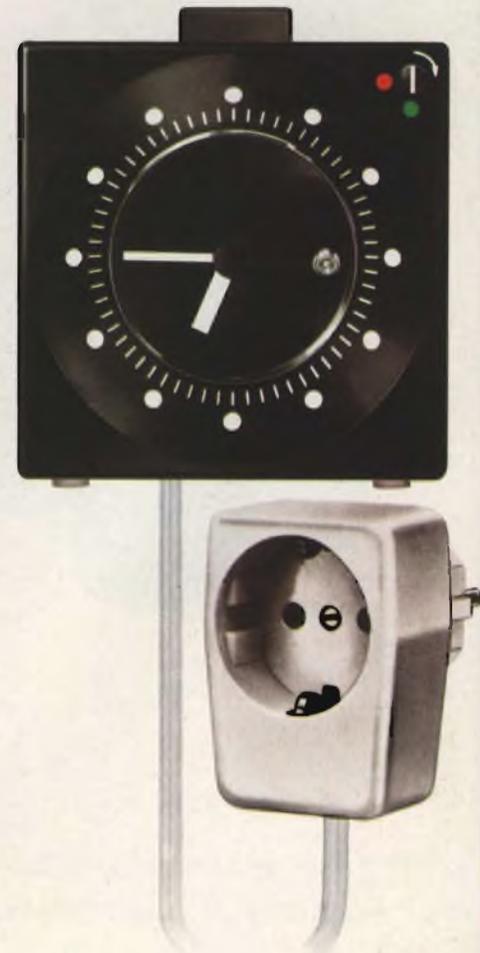
LU/6930-50



3. Chron-o-matic STU

L'interruttore a tempo con tutte le caratteristiche dello Steck-o-matic ed in più provvisto di cavo e spina, in versione da tavolo.

LU/6930-80



DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

con Grässlin il tempo in pugno

Gli interruttori a tempo
GRÄSSLIN comandano:
lampade, insegne e
illuminazioni in genere,
radio, Hi-Fi, elettrodomestici,
termoventilatori, radiatori,
in breve qualsiasi
apparecchio elettrico.

RONZATORE

... ed ora con due spiccioli trasformate il vostro interruttore orario in una sveglia, con il ronzatore tipo **LU/6930-90**



TABELLA DEI MODELLI

LU/6930-10	24 ore
LU/6930-15	24 ore + ronzatore
LU/6930-20	settimanale
LU/6930-30	2 ore
LU/6930-40	12 ore
LU/6930-50	giorno/giorno
LU/6930-60	giorno/settimana
LU/6930-80	crono
LU/6930-90	ronzatore
LU/6830-95	digitale

Da 15 anni la GRÄSSLIN è il N.1 nella programmazione a tempo in campo industriale.

Ora anche in casa più sicurezza e comodità:

GRÄSSLIN-DIGITAL

Il DIGITAL è un interruttore a tempo elettronico. Questo significa che all'elegante design di un orologio digitale si unisce la precisione elettronica per il comando a tempo di tutto ciò che funzioni elettricamente. È particolarmente indicato per il comando di apparecchiature di alto costo che debbano funzionare in modo preciso e sicuro.

1. Inserire nella presa la spina del DIGITAL e a questa l'apparecchio da comandare che ovviamente deve essere acceso.



Nelle 24 ore il DIGITAL può effettuare qualsiasi programmazione. Ad esempio nel comando del Vostro Hi-Fi, può predisporre l'accensione la mattina alle 7 come sveglia o alle 12 per la pausa di mezzogiorno, o alla sera per registrare la Hit Parade. In breve il DIGITAL non ha limiti di tempo e lavora sempre per Voi.

2. Mettere in orario le ore e i minuti agendo sugli appositi tasti.



Lo stesso può trovare impiego per il comando di condizionatori, antifurti o in genere ove venga richiesta una accensione precisa al minuto, giorno dopo giorno.

3. Predisporre gli orari di accensione e spegnimento richiesti.

4. Pur mantenendo le manovre programmate si può effettuare il comando manuale agendo sull'apposito tasto.

LU/6930-95



il radiotelefono

il telefono **senza fili** che vi segue ovunque

(raggio d'azione fino a 300 mt.)



C.T.E. INTERNATIONAL © 42011 BAGNOLO IN PIANO (R.E.) - ITALY - Via Valli, 16

Tel. (0522) 61623/24/25/26 (ric. aut.) TELEX 530156 CTE I

Millivoltmetro-voltmetro LCD a film spesso

di M. Calvi

I moduli Amtron UK 476W e UK 477W, sono la versione a cristalli liquidi degli indicatori UK 478W e UK 479W che impiegano il display LED. Di base, conservano tutte le eccellenti caratteristiche dei detti, ovvero miniaturizzazione, affidabilità, tre cifre e mezza, possibilità d'impiego facilitato sia a banco che a pannello, costo moderato. In più, hanno anche un assorbimento ridotto, grazie al tipo di display ed alla circuiteria relativa, quindi si prestano anche, in particolare, agl'impieghi portatili e possono equipaggiare sofisticatissimi strumenti alimentati a pile o a batterie ricaricabili. Già di base sono ottimi millivoltmetri-voltmetri, ma con l'aggiunta di alcuni convertitori IC esterni o sensori possono divenire, ad esempio un multitestere digitale completo, o un frequenzimetro, o uno strumento da laboratorio chimico, fotografico, metallurgico. Trovano inoltre ottima applicazione come indicatori da cruscotto nei mezzi mobili, sempre con adatti convertitori, e sono inseribili nei sistemi più vari e sofisticati.

Un tempo, la parte più noiosa da realizzare in un qualunque apparecchio, era l'alimentatore, che nulla o quasi concedeva all'estro o alla spicciola "inventiva" del tecnico o dello sperimentatore.

Odiernamente, forse lo stesso ragionamento vale per il settore display, ove si tratti di uno strumento di misura, che deve rigidamente essere interconnesso con le proprie codifiche-decodifiche, sistemi di memorizzazione, clock. Vi è proprio poco da poter migliorare in un sistema del genere, quindi se è disponibile già montato, tanto meglio; l'attenzione può essere dedicata ai trasduttori ed ai sistemi di valutazione che sono di certo più interessanti.

Se poi il display, di per sé è già un misuratore di tensione, l'idea di elaborare attorno a questo nucleo qualunque tipo di

strumento, è ancora più facile ed attraente, infatti, proprio nella previsione del rintraccio di display già montati o dell'utilizzazione di circuiti standardizzati, per questi, i maggiori fabbricanti di circuiti integrati hanno elaborato tutta una serie di convertitori, da una frequenza a tensione, da temperatura a frequenza o a tensione, da corrente a tensione, ed in più vi sono infiniti trasduttori che possono essere scelti. Per esempio, si può misurare la densità luminosa, con un voltmetro, impiegando un qualunque fotogeneratore P/N, la densità di flusso magnetico con un elemento di Hall, il calore con una termocoppia, la salinità con un sistema bimetallico e così via.

Presentiamo qui il voltmetro che può formare il predetto "nucleo" di qualunque sistema di misura. Si tratta di una realizzazione estremamente moderna, che fonde tre tecnolo-



Le foto mostrano i millivoltmetri-voltmetri descritti in questo articolo: a sinistra l'UK 477W privo di involucro cod. GBC SM/1477-07, a destra il modulo completo UK 476W cod. GBC SM/1476-7.

gie oggi di punta: la lettura a cristalli liquidi (LCD) con cifre ad alto contrasto, alte 12,5 mm; il sistema di controllo monolitico, del tipo integrato a larga scala, C-MOS/LSI; la realizzazione in "thick-film", ovvero su film spesso.

In tal modo il voltmetro è eccellente da ogni punto di vista; la precisione è ovviamente indiscutibile, la miniaturizzazione elevatissima, ed è anche assai buona la resistenza meccanica, mentre i climi che di solito risultano proibitivi per gli strumenti in genere, ad esempio fortemente salini come si verifica nelle località marittime, in questo caso, grazie appunto alla realizzazione a film spesso sono di gran lunga meno nocivi. Le specifiche generali del modulo appaiono nella *Tabella 1*. L'aspetto del voltmetro lo si scorge nelle fotografie di testo; sono disponibili due versioni: una priva d'involucro per il montaggio in sistemi esistenti, nei quali il display LCD possa essere affacciato direttamente al pannello, UK 477W (cod. GBC SM1477-07) ed una con un proprio contenitore protettivo UK 476W (cod. GBC SM/1476-07).

Le versioni disponibili sono quindi due: il modulo può essere richiesto con un circuito d'ingresso detto "opzione A" che serve a moltiplicare il fondo-scala, oppure privo di questa. Se il complesso è privo del circuito opzionale, il fondo-scala è di $\pm 199,9$ mV; se invece è presente l'accessorio, tramite un interruttore miniatura multiplo in DIP si possono scegliere i

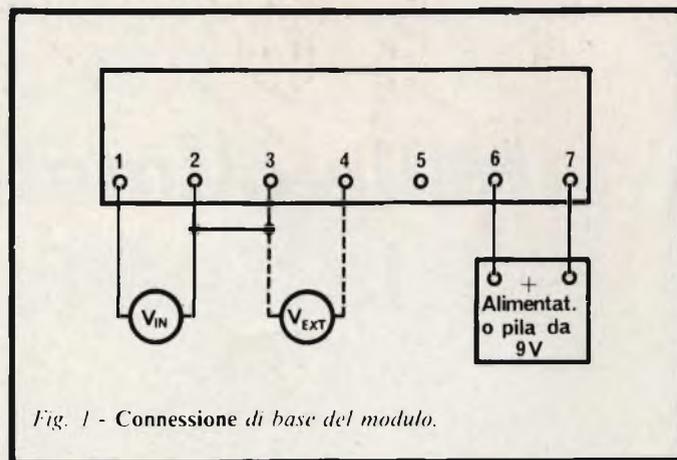


Fig. 1 - Connessione di base del modulo.

valori di $\pm 199,9$ mV; $\pm 1,999$ mV; $\pm 19,99$ V.

Senza dubbio, non servono altri suggerimenti d'impiego, al lettore; non vogliamo assolutamente far torto alla sua fantasia. Vediamo quindi più da vicino il modulo.

Nella *figura 1*, si osserva la connessione basilare. Il modulo può essere alimentato, semplicemente, tramite una pila 9V, ed all'ingresso si può connettere, o una delle tensioni previste, o due valori da comparare, uno dei quali di riferimento.

Tabella 1 - SPECIFICHE (Tipiche a 25°C e alla tensione di alimentazione nominale)

visualizzazione

Numero delle cifre	3½ con segno negativo e 3 punti decimali (—1.9.9.9)
Tipo del display	LCD ad alto contrasto.
Dimensione del display	12,5 mm. di altezza della cifra.
Indicazione di fuori scala	Si illumina solo la cifra più significativa ad eccezione dell'indicazione di polarità.
Indicazione di polarità	indicazione della polarità negativa.
Prova del display	Connettendo il pin 5 col pin 6 si illuminano tutti i segmenti.
Selezione punto decimale	3 posizioni con selezione dal fronte.
Cadenza di lettura	3 letture al secondo.
ingresso	
Configurazione	Bipolare, veramente differenziale.
Selezione del fondo scala	$\pm 199,9$ mV, $\pm 1,999$ V, $\pm 19,99$ V selezionabili dal fronte.
Polarità	Automatica.
Zero	automatico
Misura del rapporto	Con tensione di riferimento o di comparazione esterna.
Corrente d'ingresso	10pA massimo.
Impedenza d'ingresso	1000 MOhm min.
Accuratezza della lettura	$\pm 0,05\%$ della lettura ± 1 cifra.
Linearità	$\pm 0,05\%$ della lettura ± 1 cifra.

Livello sull'ingresso

Rattometrico	Da 50 a 500 mV
Sovratensione d'ingresso	da 500 mV a 1.500 versione B.
Tensione di modo comune	± 100 Vcc continuamente.
Rapporto di reiezione al modo comune	± 2 V riferita a mezzo della tensione di alimentazione
Rapporto di reiezione al modo normale	86 dB.
Deriva termica	40dB a 50 Hz.
Temperatura di lavoro	± 100 ppm/°C del fondo scala
Temperatura di immagazzinaggio	0°C \div 45°C
Umidità relativa	—25°C \div 60°C.
Tempo di riscaldamento	0 \div 40% (a 60°C).
regolazioni	Praticamente nullo.

regolazioni

Fondo scala	Mediante regolazione del potenziometro aggiustabile dal fronte.
Intervallo di ricalibrazione	Sei mesi.
tensione di alimentazione	
+ 9 Vcc	Pin 6 a + 9Vcc $\pm 0,50$ V a 1mA

caratteristiche meccaniche

Dimensioni	77 mm x 44 mm x 13 mm.
Materiale del contenitore	Policarbonato nero.
Peso	40 gr. circa.
Montaggio a pannello	Mediante due viti \varnothing M3.
Connessione	Mediante connettore Molex 6471-7.

L'ELETTRONICA NELL'AUTOMOBILE

Traduzione a cura dell'ing. FRANCO GOVONI
 Volume di pagg. 104
 Edizione in broccatura
 Prezzo di vendita L. 12.000

essere effettivamente costruiti con componenti facilmente reperibili sul mercato. Benchè le automobili di nuova costruzione siano equipaggiate quasi esclusivamente con un impianto a 12 V, tuttavia ci sono in circolazione ancora tante vetture con impianto a 6 V, che ci è apparso utile riportare circuiti anche per questa tensione.

In questo libro ci siamo sforzati di non elencare una lista di circuiti di principio, ma di fornire invece al tecnico una scelta di circuiti che possono

CONTENUTO:

Luci di direzione e luci di emergenza: Relè di lampeggiamento pilotato elettronicamente - Generatore di impulsi elettronico - Lampeggiatori d'emergenza - Relè di lampeggiamento pilotato elettronicamente - Lampeggiatore d'emergenza portatile - Lampeggiatore d'emergenza collegabile alla batteria dell'auto - Contagiri: Contagiri con derivatore e raddrizzatore - Contagiri con multivibratore monostabile - Calibrazione di un contagiri - Sorveglianza del numero di giri - Tergieristallo intermittente: Automatismo con uscita a relè - Automatismo con uscita a tiristore - Antifurto: Antifurto combinato con un dispositivo d'allarme - Interruttore automatico delle luci di sosta: Interruttore con fotorelè - Interruttore con fotocella - Segnalazione delle luci accese: Circuiti per la generazione dei segnali - Spegnimento ritardato: Circuiti per lo spegnimento ritardato della luce interna - Amplificatori per altoparlante: Amplificatore con accoppiamento a trasformatore - Amplificatore di potenza senza trasformatori - Convertitori: Convertitore simmetrico - Convertitori di tensione continua da 6 V a 12 V - Convertitori per lampade fluorescenti - Carica batteria: Carica batteria elementare - Carica batteria con stabilizzatore a circuito integrato - Accensione elettronica: Accensione a transistori - Accensione a tiristori - Avvertenze per l'installazione - Elenco delle fonti.

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:

l'Electronica nell'Automobile,
 a mezzo pacco postale, contrassegno:

Sig.
 Via
 Città
 Provincia CAP.
 Codice Fiscale

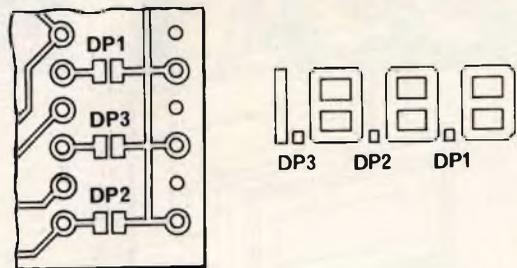
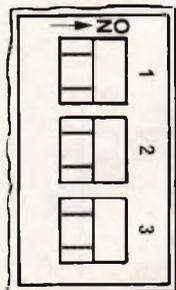


Fig. 2.a - Terminali da ponticellare per lo spostamento del punto decimale.



ON POS	D.P.	F.S.
1	1	± 199.9
2	3	± 1.999
3	2	± 19.99

Fig. 2.b - Predisposizione dell'ingresso tramite l'interruttore in DIP, e relativi valori di fondo-scala.

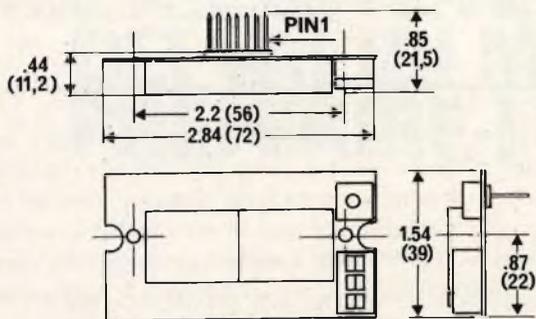


Fig. 3 - Il modulo privo d'involucro. Le quote in mm. sono quelle tra parentesi.

Nel modello-base, privo di controllo opzionale parzializzatore all'ingresso, la posizione del punto decimale è determinata a priori, ponticellando con una goccia di stagno una delle coppie di contatti che si osservano nella figura 2/a.

Nel modello munito di "opzione A" è presente la terna di interruttori miniatura che si vede più dettagliatamente nella figura 2/b; regolandoli come mostra la tabellina sulla destra, si ottengono i valori di fondo-scala indicati, con un minimo di +/- 199,9 mV ed un massimo di +/- 19.99 V. Con la regolazione del fondo-scala, si ha anche lo spostamento automatico del punto decimale, com'è ovvio. Con l'impiego dell'opzione A, l'impedenza d'ingresso è di 10 Mega Ohm.

Per la misura del rapporto tra due tensioni, s'impiega la configurazione circuitale già osservata nella figura 1.

L'ingresso ratiometrico, ha un'impedenza di 10.000 Ohm (30.000 Ohm nella versione B), e la comparazione si effettua secondo il principio seguente:

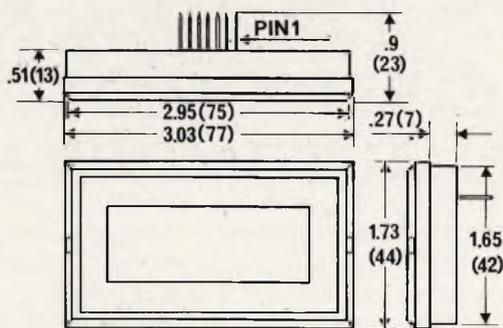


Fig. 4 - Il modulo completo del proprio contenitore. Le quote in mm., sono quelle tra parentesi.

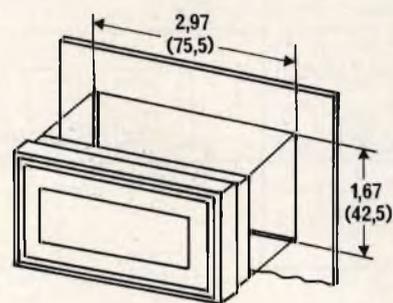


Fig. 6 - Montaggio a pannello del modulo.

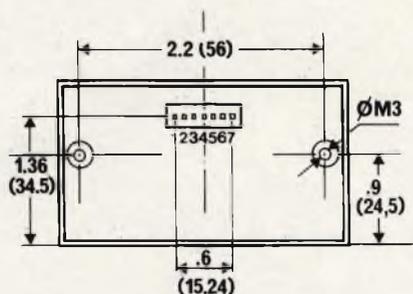


Fig. 5 - Vista retrostante del modulo e numerazione dei terminali.

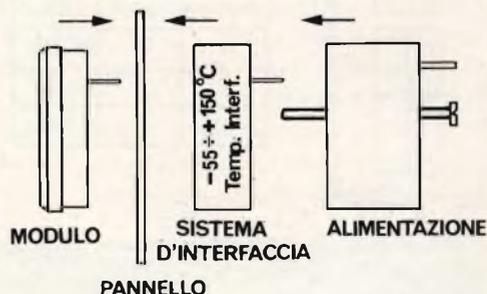


Fig. 7 - Esempio di assemblaggio di strumento comprendente il modulo.

PIN REF	PIN FUNCTION
1	IN HI (Ingresso Alto)
2	IN LO (Ingresso Basso)
3	COM (Comune)
4	IN RAT (Ingresso Ratiometrico)
5	TEST (Prova Display)
6	V+ (Alim. Positiva)
7	V- (Alim. Negativa)

Fig. 5a - Tabella delle funzioni dei terminali.

$$\text{Rapporto indicato} = \frac{\text{Segnale d'ingresso}}{\text{Segnale esterno di riferimento}} \times 100.$$

Vi è una interessante opzione, nel modulo; è possibile provare immediatamente la sua funzionalità collegando il positivo dell'alimentazione (terminale 6) al terminale 5 (TEST).

In tal modo, i cristalli liquidi si dispongono in modo tale da mostrare tutti i segmenti assieme, quindi il display indica "1888". Attenzione però! Notoriamente i sistemi LCD funzionano alimentati *in alternata*, mentre durante questo test, i cristalli liquidi sono sottoposti ad un valore continuo. È quindi necessario che il periodo sia breve, appunto quanto serve per osservare, diciamo una decina di secondi o simili. Se per errore il display è alimentato in CC per alcuni minuti, si corre il rischio di danneggiarlo permanentemente.

Le figure 3 e 4 mostrano rispettivamente per il modulo privo dell'involucro, da inserire in un contenitore preesistente sul quale si sia praticata un'adatta "finestra" con filtro antiriflesso, e per il modulo munito di mascherina-contenitore.

La figura 5/a indica le funzioni dei terminali, mentre la figura 5 mostra il fondello del modulo, con la numerazione dei reofori e le quote meccaniche relative.

La figura 6 mostra il montaggio a pannello, e la figura 7 un semplice assemblaggio per uno strumento del tipo che si diceva prima, che utilizza il millivoltmetro-voltmetro come settore display, un sistema d'interfaccia (in questo caso un convertitore da temperatura a tensione) ed infine un alimentatore.

L'assieme si dimostra molto pratico, ed estremamente compatto. Con altri tipi d'interfaccia, nell'identico modo, si possono realizzare manometri, strumenti d'impiego automobilistico, misuratori elettronici di qualunque grandezza, strumenti per il laboratorio chimico, metallurgico, fotografico etc.

Un'ultima nota a conclusione.

Il modulo, reperibile presso ogni Sede G.B.C., è già perfettamente tarato di fabbrica, ma a lungo termine, può essere necessario ricalibrarlo.

In tal caso, si alimenterà lo strumento con la tensione di 9 V e vi cortocircuiteremo i terminali "IN HI" e "IN LO".

Ai due si applicherà una tensione precisa di 190,0 mV e si regolerà il trimmer potenziometrico frontale sino a leggere esattamente 190,0.

e l'ASSISTENZA?..



...L'ASSISTENZA E' SOLO UNO DEI VALIDI MOTIVI PER PREFERIRE I PRODOTTI UNAOHM!

I motivi per preferire **UNAOHM** sono molti

Gli strumenti di misura elettronici diventano sempre più sofisticati per rispondere alle crescenti esigenze dei tecnici. La UNAOHM li **progetta**, li **costruisce** e li **distribuisce** solo attraverso le organizzazioni più valide; una cosa importante è considerare un acquisto **UNAOHM** anche come un investimento proprio perchè **una vera assistenza è assicurata anche dopo molti anni.**

Una disattenzione può rendere indispensabile un pronto intervento, perchè chi possiede uno strumento di lavoro lo vuole sempre efficiente.

Solo la tempestività e l'accuratezza delle riparazioni risolvono situazioni critiche. Nessuno come il costruttore stesso può assicurare un efficace intervento. La UNAOHM a questo scopo oltre al reparto riparazioni ha creato un nuovo reparto di "**CENTRO ASSISTENZA CLIENTI**" per migliorare i rapporti diretti.

L'UNAOHM E' SINONIMO DI PRODUZIONE GARANZIA E ASSISTENZA IN ITALIA



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

È in edicola il nuovo numero

L. 2000



In questo numero:

Considerazioni sui Microcomputers per applicazioni gestionali: i costi aziendali.

L'HP-85 e l'evoluzione del Personal Computer.

Pico-computer: interfacciamento con registratore a cassette.

Il calcolatore per i giovani: il mondo dei numeri.

Tester per circuiti integrati TTL realizzato per il nanocomputer NBZ80-S.

Monitor per registratore a cassette.

Un sistema didattico con lettore - Perforatore Baudot.

la rivista di
hardware e software
dei microprocessori,
personal e home computer

e l'affidabilità?...

OSCILLOSCOPIO A DOPPIA TRACCIA G 4001 DT

Oscilloscopio a doppia traccia con tubo a RC ad alta luminosità reticolo incorporato.

- Sensibilità 1 mV/cm.
- Banda passante 0...25 MHz.
- Asse tempi calibrato da 0,2 μ S/cm a 1 S/cm.
- Calibratore ad onde rettangolari incorporato.



OSCILLOSCOPIO MONOTRACCIA G 50

Oscilloscopio monotraccia economico.

- Sensibilità 10 mV/cm.
- Banda passante 0...10 MHz.
- Asse tempi da 0,5 μ S/cm a 5 mS/cm.



OSCILLOSCOPIO MONOTRACCIA G 4015

Oscilloscopio monotraccia con tubo a RC ad alta luminosità reticolo incorporato.

- Sensibilità 1 mV.
- Banda passante 0...25 MHz.
- Asse tempi calibrato da 0,1 μ S/cm a 1 S/cm.



OSCILLOSCOPIO DOPPIA TRACCIA G 404 DT

Oscilloscopio a doppia traccia con tubo RC ad alta luminosità e definizione, reticolo incorporato, alimentazione mista CA a 220 V e CC a 12 V con batteria incorporata.

- Sensibilità 10 mV/cm.
- Banda passante 0...10 MHz.
- Asse tempi da 0,2 μ S a 100 mS.

...L'affidabilità è un altro valido motivo!

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

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 - 20136 MILANO

Telefoni (02) 8322852 (4 linee) - Telex - UNAOHM 310323

Indirizzo Telegrafico: UNAOHM Milano

Radiocomunicazioni Radiodiffusione Radionautica

di P. Soati

Lo abbiamo scritto ripetutamente. L'elettronica ai tempi nostri si è estesa in così tanti settori tecnologici che citarne tutte le applicazioni sarebbe praticamente impossibile. Le nostre scuole, è un fatto noto, funzionano alla bell'e meglio e di conseguenza riescono a dare agli studenti una preparazione generica, talvolta nozionistica, per cui essi stessi dovranno provvedere, in futuro, a migliorarla in funzione delle scelte che vorranno fare. D'altra parte, se volgiamo lo sguardo alla letteratura tecnica possiamo constatare come essa sia orientata a trattare argomenti troppo ricorrenti. Ancor oggi si scrive sulle radioteleriparazioni, un settore sul quale c'è ben poco da dire. Pochi libri sono sufficienti a dare quei suggerimenti, quei consigli indispensabili a coloro che abbandonate le scuole vorranno intraprendere questa professione.

Mai come in questo caso è di attualità il detto *l'esperienza vale più della grammatica*. Soffocante è addirittura la letteratura (tecnica ben s'intende, non

quella pubblicitaria la quale più che non si creda è utile), nel campo della cosiddetta alta fedeltà, sui macro, mini e micro elaboratori elettronici. Troppa gente che scrive è ancorata a vecchi sistemi, anche se si tratta di gente nuova. Parlare di raggi infrarossi, raggi ultravioletti, di applicazioni degli ultrasuoni e degli ultrasuoni, di apparecchiature elettromedicali, di apparecchiature per la radionavigazione e per altri centinaia di campi differenti è ben più arduo. Chi lo fa in genere assorbe, e male, da riviste estere.

Recentemente, ad un congresso, abbiamo avuto occasione di discutere con studenti di medicina sovietici, statunitensi e di altri paesi; ci ha veramente sorpreso la loro preparazione in fatto di elettronica. Cosa ovvia del resto, ormai medicina ed elettronica procedono di pari passo. Lo studente italiano di medicina per contro è costretto a studiare su certi testi nei quali qualche nozione di elettronica è opposta in maniera tale da far tremare le vene ed i polsi!

Si parla di disoccupazione in Italia, è un fatto certo. Comunque gli armatori italiani sono costretti a chiedere l'autorizzazione per imbarcare personale straniero in particolare ufficiali marconisti, il cui stipendio oltrepassa il milione, tecnici elettronici, elettrotecnici e così via. Per contro nel nostro paese sono sorte come i funghi scuole private che ogni mese sfronano centinaia di pseudo operatori e programmatori IBM, si fa per dire, intanto nel settore industriale e commerciale della radionavigazione si creano disperatamente tecnici qualificati i quali ovviamente sono reperibili ed i pochi disponibili le ditte specializzate se li tengono ben stretti considerato che hanno provveduto esse stesse a dare loro la necessaria preparazione.

Dedichiamo dunque questo numero di QTC alla illustrazione di alcuni sistemi di radionavigazione con la speranza *che come in passato siamo riusciti a far venire ai lettori di questa rivista la voglia dell'elettronica e dell'elettrotecnica riusciremo questa volta a far nascere nei più giovani la voglia di una specializzazione che in Italia di fatto non esiste.*

MODERNI SISTEMI DI RADIONAVIGAZIONE

Esistono attualmente in Italia alcune centinaia di ditte (che rappresentano per lo più case estere), che forniscono prodotti destinati alla radionavigazione (in questo caso non ci fermiamo ad altri tipi di apparecchiature radioelettriche di cui parleremo in seguito) anche per il fatto che molti di essi sono utilizzabili anche nel campo delle navigazioni da diporto, attualmente in pieno sviluppo anche nel nostro paese. È evidente che queste ditte per svolgere regolarmente la loro attività debbano provvedere alla necessaria assistenza tecnica per le apparecchiature da esse fornite. Da cui la necessità di avere a disposizione tecnici specializzati. L'esercizio di una nave, e di una stessa imbarcazione da diporto, oggigiorno richiede degli impianti e delle apparecchiature piuttosto sofisticate delle quali, se si esclude il radiogoniometro, si è cominciato a parlare soltanto alcuni anni

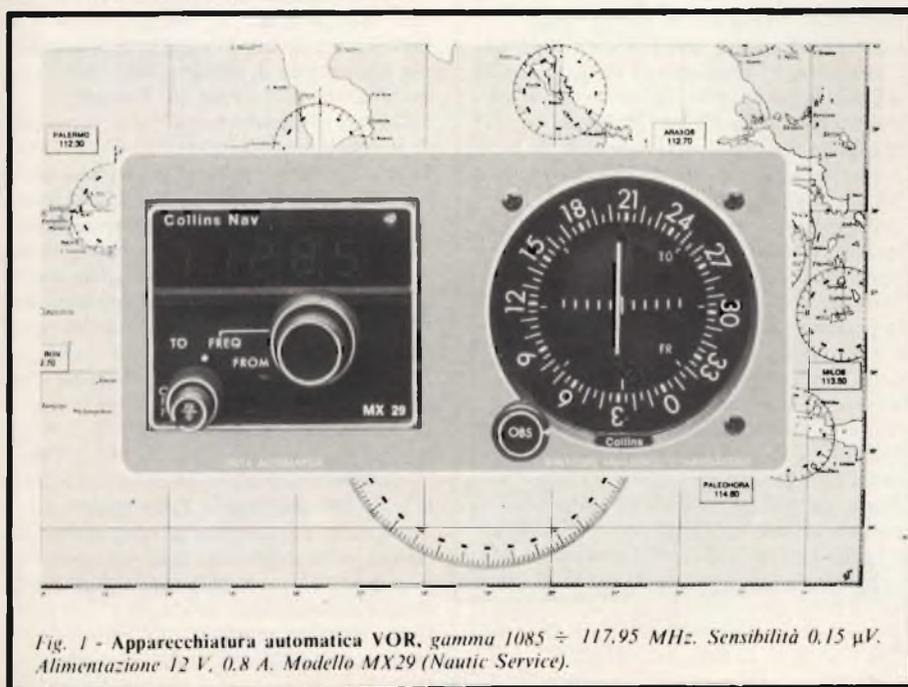


Fig. 1 - Apparecchiatura automatica VOR, gamma 1085 ÷ 117.95 MHz. Sensibilità 0,15 µV. Alimentazione 12 V, 0,8 A. Modello MX29 (Nautic Service).

dopo la fine del secondo conflitto mondiale.

I sistemi di navigazione rispetto a quelli in uso nel passato sono molto cambiati: ciò per diverse ragioni in primo luogo il fattore economico. Al giorno d'oggi chi naviga ha la necessità di disporre di sistemi di radionavigazione efficienti e validi che gli consentano una verifica costante ed immediata della propria posizione, di rendersi conto di eventuali ostacoli lungo la rotta seguita, anche al di sotto della superficie marina. Ciò per sicurezza ed anche per risparmio di tempo.

Come nel giro di poche decine di anni la radio e la televisione hanno fatto mutare le nostre abitudini così, in altri settori, come per l'appunto quello della navigazione marittima ed aerea, l'elettronica ha portato un vero e proprio sconvolgimento dei metodi di navigazione che erano rimasti immutati per secoli.

In questo paragrafo esamineremo genericamente alcuni fra i principali sistemi di radionavigazione, riservandoci in un prossimo futuro, di descrivere le relative apparecchiature da un punto di vista esclusivamente tecnico.

I sistemi moderni di radionavigazione si possono suddividere in due branche ben distinte:

1°) *Apparecchiature destinate alla copertura di settori specifici, cioè di aree piuttosto limitate di cui fanno parte:*

V.O.R.

DECCA NAVIGATOR

LORAN, nelle varie versioni

2°) *Apparecchiature destinate alla copertura mondiale come:*

OMEGA

SISTEMA SATELLITARE NNSS

Analizziamo brevemente questi sistemi.

V.O.R.

Il VOR dall'inglese *VHF OmniRange*, ossia radiofaro omnidirezionale funzionante nella gamma VHF, è un sistema di radioguida a breve raggio il quale fino a pochi anni or sono era utilizzato esclusivamente in aviazione allo scopo di eliminare le limitazioni e gli inconvenienti dei sistemi a radiosentieri a quattro bracci, pur conservandone i vantaggi.

Attualmente il sistema VOR è utilizzato nella navigazione marittima, anche quella da diporto, sfruttando la rete di assistenza aeronautica VOR che nel mare Mediterraneo è alquanto vasta.

Gli apparecchi in commercio sono poco ingombranti e costruiti con la tecnica modulare poiché impiegano esclusivamente circuiti integrati e transistori.

Questo sistema offre il vantaggio di dare immediatamente il rilevamento, tramite indicazione digitale, senza che sia necessario eseguire correzioni che erano caratteristiche dei rilevamenti radiogoniometrici, con inoltre la possibilità di effettuare l'*oming*, con il

quale è possibile mantenere la rotta, tramite le indicazioni fornite dal ricevitore VOR, sulla stazione prescelta.

I ricevitori funzionano sulla gamma $108 \div 118$ MHz e pertanto hanno portata ottica. A questo titolo di curiosità precisiamo che il loro prezzo non è elevato (si aggira dal milione al milione e mezzo) e che sono alimentabili a 12 Vcc o 24 Vcc.

Il trasmettitore VOR funziona su onde continue e tramite un apposito aereo, è in grado di irradiare un numero infinito di rette di posizione che si propagano a raggiera. Ciascuna delle rette dal VOR è individuata da un angolo che essa forma con una direzione di riferimento prefissata che è quella del Nord magnetico.

DECCA NAVIGATOR

Il DECCA NAVIGATOR, come tutti gli altri sistemi di radionavigazione a cui faremo cenno, è un sistema iperbolico. Esso è stato realizzato durante la seconda guerra mondiale e si basa sulla misura della differenza di fase con la quale due emissioni continue e periodicamente sincronizzate, partendo da due stazioni terrestri, arrivano nel punto in cui si trova la nave. Il luogo dei punti in cui si verifica un'uguale differenza di fase è una iperbole, cosicché ogni coppia di stazioni dà luogo ad una famiglia di iperboli omofocali. Il sistema generalmente è costituito da tre coppie di stazioni trasmettenti, di cui la principale è detta *padrona* e le tre secondarie *schiate*. Queste ultime sono disposte a 120° gradi una dall'altra mentre la padrona è al centro. La distanza fra la padrona e le schiate varia da 70 a 80 mn (miglia nautiche, 1852 m ciascuna). Le frequenze delle stazioni schiate sono legate a quella della padrona attraverso una frequenza comune a ciascuna coppia ed è con questa che viene misurata la differenza di fase, tramite un fasometro.

Supposta f frequenza di valore molto basso (sui 14 kHz), alla stazione padrona è assegnata la frequenza di lavoro, 6f, alla schiava rossa 8f, alla schiava verde 9f ed alla schiava viola 5f. Le frequenze di paragone risultano pertanto: nella rete rossa 24f, nella rete verde 18f ed in quella 30f (per valori numerici).

Un apposito dispositivo, presente nelle stazioni schiave, mantiene assolutamente costante la differenza di fase tra stazione padrona e stazione schiava ottenendo così la perfetta sincronizzazione delle emissioni e nello spazio la periodica coincidenza delle frequenze in relazione armonica, attraverso la frequenza di paragone comune, alla quale corrisponde la rete di iperboli delle tre famiglie tracciate sulla carta Decca.

Dette iperboli comprendono un certo numero di curve, luoghi geometrici delle trasmissioni *in fase* delle due stazioni di coppia, e fra di esse la variazione di fase varia progressivamente da 0° a 360° nel passare da una iperbole equifase all'altra. Nel ricevitore di bordo si ottiene la separazione, nei canali fissi predisposti,

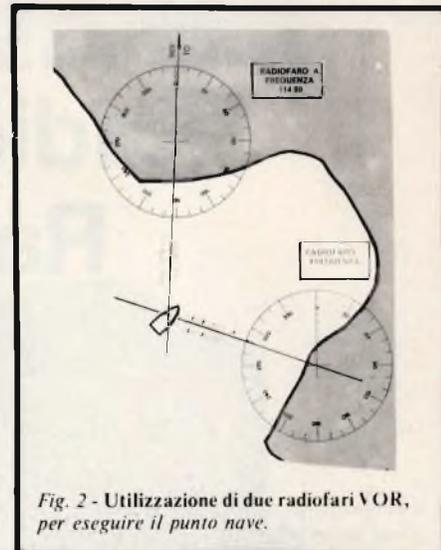


Fig. 2 - Utilizzazione di due radiofari VOR, per eseguire il punto nave.



Fig. 3 - Apparecchiatura LORAN C, modello DL 91 della DECCA MARINE (Grottecnica).

delle due frequenze di coppia (rete), che sono sottoposte a moltiplicazione in modo da immettere nei tre fasometri due frequenze uguali ma di fase diversa (derivata una dalla frequenza padrona e l'altra dalla frequenza asservita di coppia), rispettivamente dei valori 24f per il fasometro (decometro), rosso, 18f per quello verde, 30f per il viola, intendendo che se ne osservano normalmente due per ogni osservazione.

Sulle carte speciali Decca, indispensabili per questo tipo di navigazione, due iperboli appartenenti a due famiglie differenti permettono con il loro incrocio di stabilire il punto nave.

La trasmissione viene eseguita con onde persistenti sulla gamma $70 \div 150$ kHz. Il DECCA è considerato un sistema di radionavigazione locale con una copertura diurna che arriva al massimo a 600 mn, a questo limite, con una precisione piuttosto scadente. La portata di notte è di circa 300 mn.

La precisione media è di ± 500 m di giorno e ± 2 mn di notte.

IL LORAN

Il LORAN, dall'inglese *Long Range Navigation*, è un sistema di navigazione iperbolica, derivato dal GEE, che usava frequenze VHF, e si basa sul principio della misura per differenza di tempo.

Come nel sistema DECCA si utilizzano carte di navigazione speciali o meglio reticoli di linee di posizione iperboliche,

luoghi geometrici dei punti in cui si ha una *differenza di distanza costante* da due stazioni radio terrestri che emettono segnali sincroni. Trattandosi di emissioni impulsive i segnali in passato si potevano osservare su uno schermo oscillografico che consentiva la misura di differenza di tempo dell'ordine di microsecondi. Attualmente i moderni LORAN danno l'indicazione digitale delle due coordinate Loran che trasferite sull'apposita carta nautica permettono di ottenere immediatamente il punto nave. Di regola una catena LORAN è costituita da due coppie di stazioni terrestri con una stazione centrale, *padrona*, e due stazioni sincronizzate *schiate*. La stazione padrona dispone di due trasmettitori circolari che emettono negli impulsi sulla stessa frequenza con frequenza di ripetizione, cioè una cadenza, diversa. La potenza di cresta è piuttosto alta, superiore comunque a 100 kW. Le stazioni schiate ricevono i suddetti impulsi ritrasmettendoli

con le stesse caratteristiche con un ritardo che dipende dal tempo impiegato dall'onda impulso a percorrere la distanza che intercorre fra le due stazioni (tale distanza varia da 200 a 500 mn a seconda delle zone da coprire) e dal tempo necessario al trasmettitore per sincronizzarsi che rappresenta un fattore costante. Il ricevitore di bordo riceve gli impulsi con un ulteriore ritardo che dipende dalla distanza delle stazioni trasmettenti. Con il sistema oscillografico un apposito indicatore mette in evidenza sullo schermo fluorescente i due impulsi di ogni coppia su cui è sintonizzato il ricevitore. Su delle apposite finestrelle si legge il valore dei ritardi in microsecondi, ritardo che caratterizza l'iperbole cercata. Ripetiamo comunque che nei moderni LORAN questo sistema è stato sostituito dalla indicazione per cui la ricerca dell'iperbole e del punto sostituito dalle indicazioni digitali per cui la ricerca dell'iperbole e del punto nave è enormemente facilitata.

Inizialmente si era impiegato il sistema LORAN A il quale fungeva sulla gamma 1800 ÷ 2000 kHz, la cui portata era molto scarsa e notevoli erano le interferenze. Successivamente si è adottato il sistema LORAN C, in uso attualmente, che utilizza segnali sulla frequenza di 100 kHz il quale, come il Loran A, si basa sulla differenza di tempo sommata però anche ad una comparazione di fase di ciascuna serie di impulsi. La copertura naturalmente è maggiore per cui con l'onda di superficie si può raggiungere la distanza di 1000 mn con una precisione di $\pm 400 \div 500$ m, con l'onda ionosferica è possibile coprire distanze fino a 2000 mn con precisione di ± 2 mn.

Da notare che oggi sono stati realizzati ricevitori LORAN con elaboratore elettronico incorporato che permette l'indicazione digitale diretta della posizione in coordinate geografiche eliminando pertanto l'impiego delle carte nautiche.

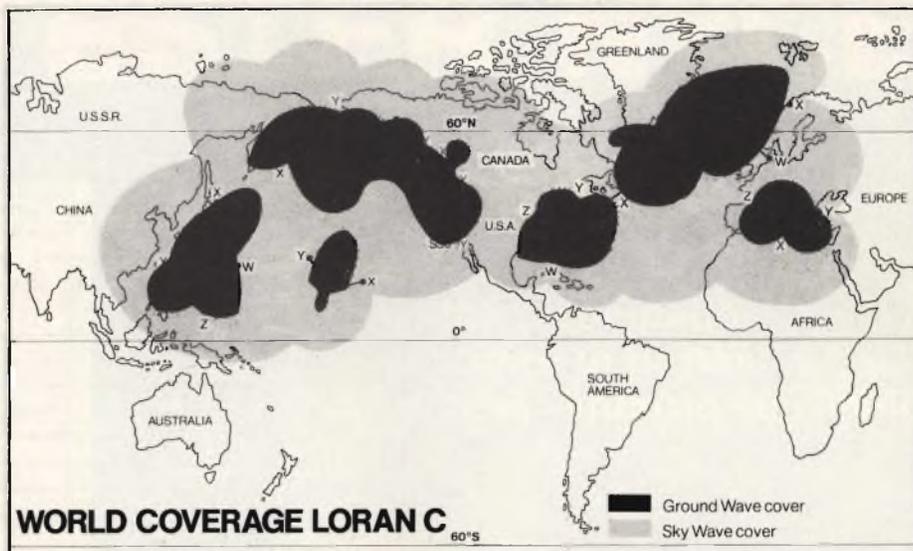


Fig. 4 - Carta di copertura mondiale per il sistema LORAN C. Il grigio indica la copertura con onda di terra, il nero la copertura per onda ionosferica.

Utilizzando un standard di tempo al cesio è stato recentemente realizzato un sistema LORAN C a due stazioni, detto RHO-RHO che permette la determinazione del punto anche a grandi distanze.

IL SISTEMA OMEGA

Il sistema OMEGA è il risultato di esperimenti intesi a realizzare un sistema di navigazione a lungo raggio. Tale sistema ha consentito la riduzione delle stazioni a terra e la riduzione del prezzo dei ricevitori. Caratteristiche salienti dell'OMEGA sono, oltre alla copertura mondiale, anche la minore influenza della

propagazione delle onde em su di esso poiché si impiegano onde lunghissime della gamma $10 \div 14$ kHz. Infatti il sistema si basa sulla fornitura di luoghi di posizione in base alle emissioni di otto stazioni distribuite in tutto il globo. Il punto si effettua per mezzo della misura della differenza di fase tra copie di stazioni opportunamente scelte. Riferendoci alla figura 6, consideriamo le due stazioni fisse A e B sincronizzate su una stessa frequenza e P la posizione della nave, cioè del ricevitore; se la differenza delle distanze PA e PB è un multiplo intero della lunghezza P esse giungeranno in P con la stessa fase. Se il ricevitore P si

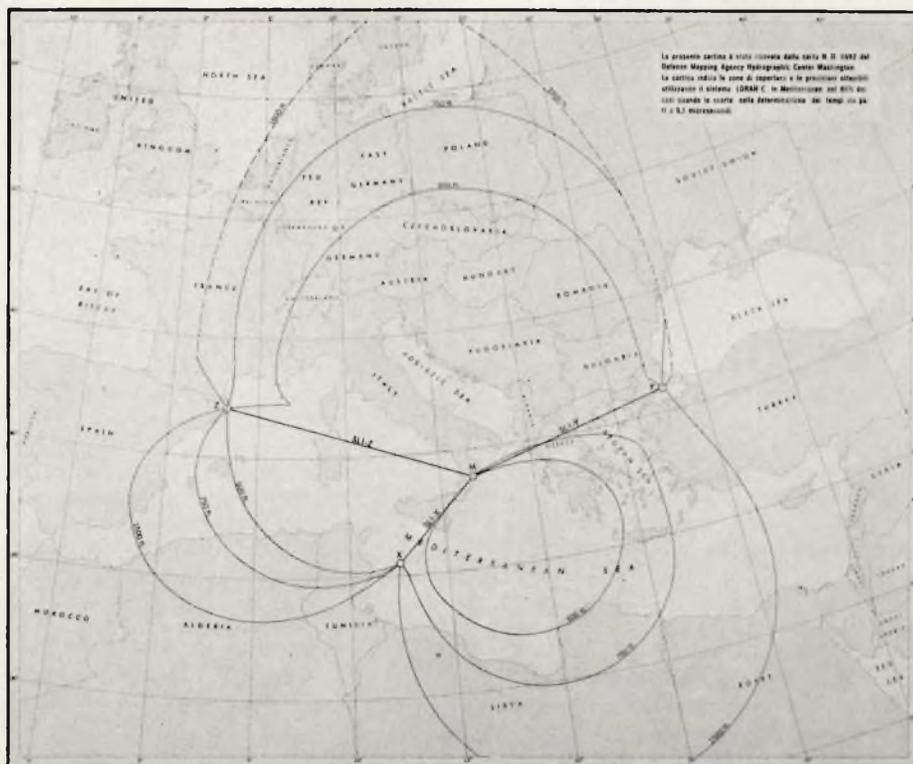


Fig. 5 - Carta relativa alla copertura LORAN C del mar Mediterraneo.

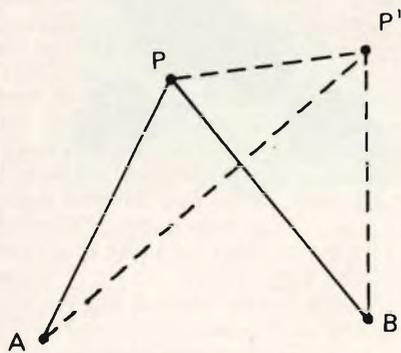


Fig. 6 - Principio di funzionamento a differenza di fase per ottenere il punto nave tramite il sistema OMEGA.

sposta tale condizione cessa e si verifica uno sfasamento tra le onde ricevute che varierà progressivamente con lo spostamento della nave. Si arriverà pertanto ad un punto P' tale che la differenza tra le nuove distanze P'A e P'B sarà ancora uguale ad un multiplo intero della lunghezza d'onda.

È possibile dimostrare che il luogo geometrico di fase è una iperbole i cui fuochi sono le stazioni emittenti. Ovviamente per ottenere il punto nave è necessario impiegare almeno due iperboli cioè tre stazioni.

La trasmissione da parte delle stazioni viene effettuata in *time-sharing* con un ciclo di 10" secondo schema di figura 7 dalla quale si osserva che ogni stazione emette sulle tre frequenze di 10,2 - 13,6 - 11,33 kHz. L'identificazione della stazione viene effettuata attraverso la conoscenza della posizione dell'impulso del ciclo e della sua durata.

Essendo 10,2 kHz la frequenza fondamentale del sistema l'ampiezza di un viale sulla linea base, congiungente due fuochi di una famiglia di iperboli, è di circa 8 miglia per cui l'ambiguità di viale può essere eliminata conoscendo la propria posizione con l'approssimazione di 4 miglia circa.

Allontanandosi dalla linea di base l'ampiezza dei viali aumenta, in considerazione dell'ordine di grandezza della distanza fra i fuochi la divergenza delle iperboli può essere trascurata. In commercio esistono ricevitori che sono in grado di ricevere una o due frequenze.

Nel secondo caso la misura di fase non viene effettuata sulla frequenza trasmessa dalle stazioni ma sul battimento fra una delle frequenze secondarie, 13,6 o 11,33 kHz con la fondamentale. In queste condizioni è possibile avere il punto nave pur conoscendo la propria posizione con un'approssimazione di 12 o 36 miglia.

Le misure di fase effettuate a bordo sono soggette ad errori dovuti sia alla velocità

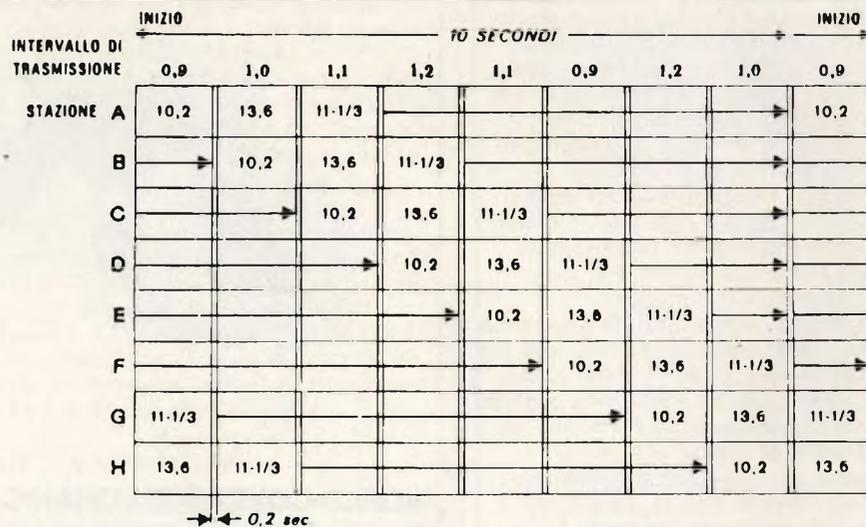


Fig. 7 - Grafico delle emissioni relative alle otto stazioni radio, a copertura mondiale, del sistema OMEGA.

di propagazione delle onde em sia alla quota degli strati ionosferici che varia durante il giorno e che è legata alle variazioni stagionali, giornaliere ed al ciclo undecennale del Sole. A questo proposito oltre alle carte nautiche nelle quali sono tracciate le iperboli relative al sistema OMEGA e che sono indispensabili per calcolare il punto nave, sono pubblicate annualmente delle tavole di correzione dette "Skywave Corretion Tables" che forniscono in centesimi di viale le correzioni da apportare alle letture fondamentali in funzione della posizione geografica del ricevitore in GTM e del periodo stagionale.

Attualmente ai ricevitori del sistema OMEGA è stato abbinato un elaboratore elettronico il quale consente di ovviare, almeno in parte, ai suddetti inconvenienti evitando altresì, almeno teoricamente, l'impiego di carte che sono altrimenti, come detto, indispensabili in tale genere di radionavigazione. In questo caso la posizione è indicata direttamente sul display luminoso del ricevitore in forma digitale.

A questo proposito è però bene chiarire un punto fondamentale. In tutti i sistemi di radionavigazione iperbolica è sempre consigliabile controllare, almeno saltuariamente, la propria posizione mediante l'impiego di apposite carte nautiche aventi le iperboli sovrainpresse. Ciò infatti consente di stabilire immediatamente il grado di precisione del punto nave ottenuto osservando l'angolo di intersezione delle iperboli della zona che interessa. Tanto l'angolo è più acuto tanto è meno preciso il punto rilevato. Recentemente si è tentato di migliorare il rendimento del sistema ricorrendo all'OMEGA DIFFERENZIALE, nel quale si utilizzano delle stazioni terrestri locali che trasmettono al ricevitore di bordo, che viene a trovarsi nella loro zona di servizio, dei segnali di correzione relativi alle condizioni di propagazione.

Ciò per molti motivi può essere limitato ad alcune zone. D'altra parte l'installazione di un elevato numero di stazioni annullerebbe il vantaggio del sistema che consiste per l'appunto nella copertura mondiale usufruendo di un limitato numero di stazioni. Inoltre l'utilizzazione di tali trasmissioni sussidiarie è possibile soltanto in quei ricevitori che dispongono di un elaboratore elettronico in grado di analizzare i dati ricevuti. Comunque anche il sistema OMEGA è destinato ad essere in futuro totalmente eliminato dal SISTEMA SATELLITE al quale accenniamo qui di seguito.

SISTEMA SATELLITE NNSS (TRANSIT)

Il sistema satellite di radionavigazione NNSS è anch'esso un sistema iperbolico in cui si utilizzano le emissioni della gamma VHF di sei satelliti della serie TRANSIT. La copertura che si ottiene con questo nuovo sistema è di carattere mondiale e poiché si utilizzano delle frequenze aventi portata ottica, dell'ordine dei 400 MHz, si superano agevolmente tutte quelle difficoltà che sono caratteristiche di altri sistemi, non essendo questo tipo di onde soggette a particolari anomalie di propagazione, se si eccettuano quelle dovute ed eccezionali alterazioni degli strati troposferici. Per calcolare la posizione della nave si sfrutta l'effetto Doppler, per cui i segnali emessi dal satellite subiscono una variazione di frequenza durante le fasi di avvicinamento o di allineamento rispetto al ricevitore di bordo.

Il ricevitore del sistema NNSS è dotato di un elaboratore elettronico il quale analizza i dati orbitali del satellite sotto osservazione, ed in particolare gli spostamenti da esso sono effettuati ogni due minuti, per cui tenendo conto dell'effetto Doppler è in grado di risalire

MULTITESTER "NYCE"

Specifiche tecniche

Portate	Tensioni c.c.	0-0.25-2.5-25-150-500 V 0-0.5-5-50-300-1.000 V
	Tensioni c.a.	0-15-150-500 V 0-30-300-1.000 V
	Correnti c.c.	50 μ A-100 μ A 0-2.5-250 mA 0-5-500 mA
	Resistenze	x1x100x1 k-32 Ω centro scala
Precisioni	Tensioni c.c.	\pm 3% Fondo scala
	Tensioni c.a.	\pm 4% Fondo scala
	Correnti c.c.	\pm 3% Fondo scala
	Resistenze	\pm 3% Fondo scala
Sensibilit�	Tensioni c.c.	20 k Ω /V 10 k Ω /V
	Tensioni c.a.	10 k Ω /V 5 k Ω /V
Alimentazione	Una pila da 1.5 V	
Dimensioni	108 x 78 x 25	

TS/2566-00

- 20.000 Ω /V
- Versatile e compatto
- Duplicatore di portata
- Movimento antiurto su rubino



TEST & MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO
IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

gli autografi da collezione

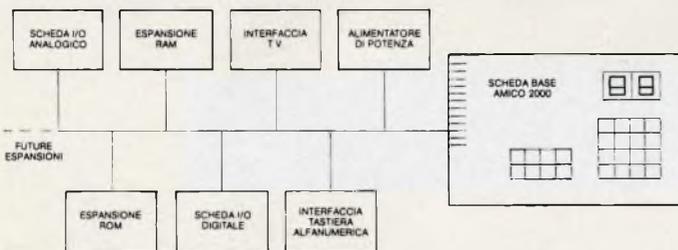
CPM Studio



amico 2000



SISTEMA ESPANDIBILE A CRESCITA TOTALE



CARATTERISTICHE TECNICHE PIASTRA BASE

CPU: microprocessore 6502
 Memoria RAM 2K Byte
 Memoria ROM contenente il monitor
 Tastiera esadecimale
 Visualizzatore LED a 6 cifre
 Interfaccia parallelo
 Interfaccia cassette
 Regolatore di tensione incorporato
 Alimentazione 5V, 800 mA max.

Un veicolo pratico per apprendere l'hardware ed il software del microprocessore, per diventare un tecnico preparato all'elettronica del futuro.



MICROLEM

I NOSTRI PUNTI DI VENDITA

Distributore autorizzato per: **LOMBARDIA • PIEMONTE • TRE VENEZIE • LIGURIA**

FRANCHI CESARE (02) 2894967
 AZ ELETTRONICA (02) 3086931
 ELETTROMECCANICA RICCI (0331) 797016
 ELETTROMECCANICA RICCI (02) 9630511
 ELETTROMECCANICA RICCI (0332) 281450
 SIRO di S. Rosean & C. sas (031) 507555
 DETAS SpA (030) 362304
 ZETA DUE AUTOMAZIONE (0384) 99960
 SOUND (02) 3493671
 CAZZADORI (0121) 22444
 GOMA ELETTRONICA (011) 773147

CEM di A. Cania (0173) 49846
 ELECTRONICS (0171) 2773
 G. LANZA (015) 21070
 ELTIR di S. Tirandi (0143) 821055
 GIOCO SCUOLA (0131) 443200
 CEM di G. & C. Masella (0322) 3788
 ELCO ELETTRONICA (0438) 34692
 RADIO KALIKA (040) 30341
 B.E.S. di Bozzini & Sefcek (0481) 32193
 ING. G. BALLARIN (049) 654500
 ELETTROACUSTICA VENETA (0445) 361904

AGEC (0464) 33266
 ELETTRONICA PECORARO (0434) 21975
 BAKER ELETTRONICA (0444) 799219
 ELETTRONICA LIGURE srl (010) 581254
 ZANIBONI ADRIANO (051) 368913
 HELLIS di B. Prati (059) 804104
 LART ELETTRONICA (059) 300303
 MB ELETTRICA ROMANA srl (06) 3498862
 A.E.P. srl (081) 630006
 ATET di D. Fenga (0881) 72553
 RENZI ANTONIO (095) 447377

MICROLEM

20131 MILANO
 VIA MONTEVERDI 5
 (02) 2710465



Uffici commerciali
 20131 MILANO, Via Piccinni 27
 (02) 220317 - 220326 - 200449 - 272153
 36016 THIENE (VI), Via Valbella cond. Alfa
 (0445) 364961 - 363890
 10122 TORINO, C.so Palestro 3
 (011) 541686 - 546859

TS/2562-00

Vinci in misura...



TS/2564-00

... con i minitester NYCE

Minitester «NYCE» TS/2562-00

- 4.000 Ω/V
- Ampia scala nera
- Movimento antiurto su rubini

Specifiche tecniche

Portate	Tensioni c.c.	0-5-25-250-500 V
	Tensioni c.a.	0-10-50-500-1.000 V
	Correnti c.c.	0-250μA-250 mA
	Resistenze	0-600kΩ (centro scala 7KΩ)
Precisione	Tensioni c.c.	± 4% Fondo scala
	Tensioni c.a.	± 5% Fondo scala
	Correnti c.c.	± 4% Fondo scala
	Resistenze	± 4% Fondo scala
Sensibilità	Tensioni c.c.	4KΩ/V
	Correnti c.a.	4KΩ/V
Allimentazione	Pila da 1,5 V stilo	
Dimensioni	90x60x27	

Minitester «NYCE» TS/2564-00

- 1.000 Ω/V
- Scala a specchio per eliminare gli errori di parallasse
- Movimento antiurto su rubini

Specifiche tecniche

Portate	Tensioni c.c.	0-15-150-500-1.000 V
	Tensioni c.a.	0-15-150-500-1.000 V
	Correnti c.c.	0-1-150 mA
	Resistenze	0-100kΩ (centro scala 2,5KΩ)
Precisione	Tensioni c.c.	± 4% Fondo scala
	Tensioni c.a.	± 5% Fondo scala
	Correnti c.c.	± 4% Fondo scala
	Resistenze	± 4% Fondo scala
Sensibilità	Tensioni c.c.	1KΩ/V
	Correnti c.a.	1KΩ/V
Allimentazione	Pila da 1,5 V stilo	
Dimensioni	90x63x33	



TS/2562-00

TS/2564-00

DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA

G.B.C.
Italiana

nyce
TEST & MEASURING INSTRUMENTS

prendi nota:

4-8 settembre 1980 fiera di milano



14° salone internazionale della musica e high fidelity

La grande mostra degli strumenti musicali, delle apparecchiature Hi-Fi, delle attrezzature per discoteche e per emittenti radiotelevisive, della musica incisa e dei videosistemi.

Fiera di Milano, padiglioni 19-20-21-26-41F-42

Ingresso: Porta Meccanica (Via Spinola)

Collegamenti: MM Linea 1 (Piazza Amendola)

Orario: 9,00 - 18,30

Giornate per il pubblico: 4-5-6-7 Settembre

Giornata professionale (senza ammissione del pubblico): 8 Settembre



Allitalia
Omnia Bona Progredi

Segreteria Generale SIM—HI-FI: Via Domenichino, 11 - 20149 Milano - Tel. (02) 49.89.984 - Telex 313627 GEXPO I

velocemente al calcolo per punto nave, che viene indicato sotto forma di coordinate geografiche ed in forma digitale su un display luminoso. I sei satelliti TRANSIT orbitano ad una altezza di 1075 km, con un periodo di circa 107 minuti. Ciascun satellite trasmette i dati relativi alla propria posizione, oltre ad altri dati, ogni due minuti. Questi dati gli sono forniti con un notevole anticipo (di 16 ore), da apposite stazioni terrene che controllano periodicamente l'orbita seguita e che sono assolutamente indispensabili all'elaboratore di bordo per effettuare i calcoli di cui sopra. La precisione che si può ottenere con il sistema NNSS è dell'ordine di 100 m durante il giorno e di 350 m durante la notte.

Da notare che il computer di bordo è in grado di giudicare se il passaggio di un satellite è valido ai fini della determinazione del punto nave. Tale validità dipende naturalmente dall'elevazione del satellite rispetto all'orizzonte. In casi estremi l'elaboratore rifiuta i dati calcolati, continuando i suoi calcoli, dopo un'adatta pausa, fino al passaggio del satellite successivo.

Nei complessi di bordo più moderni l'elaboratore elettronico può essere utilizzato per ottenere dati di notevole interesse per la navigazione come ad esempio il calcolo della rotta ortodromica o lossodromica da eseguire per raggiungere una data destinazione, la distanza che resta da percorrere, il calcolo dell'ora di arrivo, in funzione della velocità, la compensazione di effetti di scarraccio e di deriva e così via.

Per il futuro è previsto un nuovo sistema satellite che si basa sul lancio di 24 satelliti in modo che quattro di essi saranno sempre visibili da qualsiasi località.

Mentre il sistema NNSS non è utilizzabile in aviazione, questo nuovo sistema, noto con la sigla GPS e che attualmente è sperimentato da enti militari americani, dovrebbe servire anche per mezzi molto veloci e quindi anche per gli aerei.

La posizione del punto sarebbe infatti determinata da tre coordinate, compresa quindi anche l'altitudine, ed in modo continuo sfruttando però dei principi differenti da quelli su cui si basa il sistema NNSS.

Ad esempio anziché l'effetto Doppler nel GPS si sfrutterà il metodo della misura della differenza di fase con la quale i segnali provenienti da due o più satelliti giungono ad un osservatore.

Trattandosi comunque di un sistema molto sofisticato e di costo molto elevato, inizialmente sarà destinato ad applicazioni militari.

L'ELETTRONICA AL SERVIZIO DELLE MANOVRE STANDARD

Dicevamo all'inizio di questo QTC che elettronica oggigiorno non significa soltanto radioteleriparazioni ma bensì tante altre applicazioni, nei più svariati

settori della vita moderna. Quanti sono coloro che sanno, ad esempio, che i più recenti tipi di ascensori e montacarichi trovano nell'elettronica un grande alleato? Anticipando i tempi nel settore dell'automazione applicata agli ascensori, anche le manovre standard usufruiscono ora di una *tecnologia statica avanzata* nel quale sono impiegati circuiti integrati CMOS e che costituiscono ora l'*ELCONIC 2* realizzato dalla *SCHINDLER* di Concorrezzo.

Lo sfruttamento di tale tecnologia consente agli ascensori di usufruire di molti vantaggi fra i quali citiamo: *nessuna usura meccanica, silenziosità, manutenzione ridotta, compattezza delle apparecchiature ubicate nel locale macchine, maggiore precisione nell'arresto ai piani.*

L'*ELCONIC 2*, è ora al servizio di una vasta gamma di ascensori estremamente diversificata con impianti da 4, 5, 6 persone a 1 o 2 velocità con porte semiautomatiche o automatiche e velocità di 0,75 o 1,20 m/s. Attualmente è in fase avanzata di studio di realizzazione di manovre più complesse: la gestione dell'informazione con unità a microprocessore e programmi memorizzati su memorie PROM.

Strade per i futuri tecnici elettronici ne esistono dunque molte. Tutto sta nel saperle imboccare!

UFFICIALE R.T. DI BORDO

Il radiotelegrafista, o marconista di bordo, è un professionista tecnico, specializzato nella conduzione delle



Fig. 8 - Apparecchio ricevente completamente automatico per il sistema LORAN C. Modello LC-200 della FURUNO (SIRM).

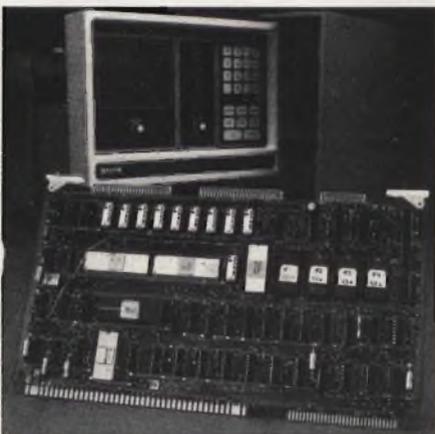


Fig. 9 - Vista interna del circuito relativo al ricevitore satellite ESZ 4000.

stazioni radio bordo (riceventi, trasmettenti in telegrafia e fonia, telescriventi, fac-simile, etc), allo scopo di assicurare i collegamenti con la terraferma. La funzione del radiotelegrafista a bordo è assolutamente necessaria ed indispensabile per garantire la sicurezza della navigazione marittima ed i servizi di bordo. Il radiotelegrafista espletta il suo servizio alla dipendenza delle Compagnie di Navigazione ed ha il grado di ufficiale. Gode di un prestigio particolare perché in pratica la sua persona è fra le più importanti di bordo.

Le possibilità d'impiego del personale in possesso del BREVETTO INTERNAZIONALE RT di 1° e 2°

CLASSE sono pressoché illimitate poiché le compagnie armatoriali italiane ed estere ne hanno sempre bisogno per il semplice fatto che annualmente il traffico marittimo va aumentando mentre il personale specializzato è in netta diminuzione. Ciò in parte è dovuto, come abbiamo detto nella premessa, ad una errata politica di orientamento scolastico e lavorativo che dirotta verso professioni già troppo saturate, poco remunerative e di incerto avvenire.

Sebbene lo stipendio sia dell'ordine del milione al mese le Agenzie di Collocamento del personale marittimo non avendo attualmente a disposizione giovani leve sono costrette ad ingaggiare dei marconisti già pensionati, o comunque fuori servizio, offrendo loro maggiori compensi, premi ed incentivi vari.

Il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni ha stabilito che per poter sostenere gli esami per conseguire il BREVETTO di 1° o 2° CLASSE occorre essere in possesso del diploma di Scuola Media Superiore (liceo, istituti tecnici, magistrali o artistici) o del diploma di Istituto Professionale RT.

Il brevetto RT è un titolo di valore internazionale che viene rilasciato in Italia, soltanto dal Ministero PP. TT. mediante degli esami che si sostengono in apposite sedi.

Come si sta verificando presso gli Istituti Nautici, sezione capitani, molte sono le donne che si dedicano alla professione di radiotelegrafista a bordo delle navi, specialmente all'estero.

I MICROPROCESSORI NAVIGANO!

La tecnologia di microprocessori ormai si è estesa in vasta misura anche nel complesso settore della strumentazione marittima, dando fra l'altro vita ai cosiddetti sistemi di elaborazione dati *multi function* di bordo.

Interessante sotto questo profilo, possiamo dire addirittura rivoluzionario, è da ritenere, senza dubbio alcuno, il sistema di strumentazione marina progettato dalla Brookes & Gatehouse recentemente, ed al quale è stato dato il nome di *HERCULES 190*.

Non è certamente qui il caso di allungarci nella illustrazione del circuito elettrico al quale avremo occasione di dedicare un

articolo, è però necessario precisare che il cervello di questo complesso, molto compatto, è costituito da un elaboratore di dati al quale pervengono tutti i segnali provenienti dalla strumentazione di bordo. I dati ricevuti vengono analizzati, rielaborati nella maniera più adatta e inviati ai vari settori d'impiego compresi eventuali ripetitori.

In questo modo qualsiasi genere di informazione che possa essere misurata o controllata in termini numerici, come ad esempio la determinazione della distanza percorsa, la velocità della nave o dell'imbarcazione oppure relativa ad un dato percorso medio, le indicazioni della bussola, la direzione e la velocità reale ed apparente del vento, l'angolo di rotta, la temperatura ambientale e quella dell'acqua sono calcolati direttamente e velocemente dal cervello elettronico. Poiché l'elaboratore è in grado di fornire fino a 32 differenti canali di informazione tramite dei display a lettura digitale, od anche, qualora sia richiesto, in forma analogica, è evidente che dovendo eseguire il collegamento con 32 strumenti indicatori installati nella timoneria o nel cockpit si incontrerebbero notevoli difficoltà di installazione, data la tirannia di spazio a disposizione, e pertanto il sistema in definitiva si dimostrerebbe poco utile agli effetti pratici.

L'inconveniente è stato brillantemente superato realizzando un indicatore multifunzione del tipo MFD (display multi-function) il quale pur avendo le dimensioni di un normale quadrante ripetitore può selezionare contemporaneamente quattro indicazioni fra tutti i canali disponibili. La scelta dei canali si esegue mediante un semplice sistema di impostazione che è posto frontalmente sul pannello (keypads). I canali presi in esame in questo caso sono visibili con continuità sul display luminoso ed anzi desiderandolo è possibile selezionare anche un singolo canale (ciò avviene ad esempio quando si voglia seguire con continuità la rotta). È inutile mettere in evidenza quanto sia prezioso nel campo della navigazione l'uso di un dispositivo di questo genere



Fig. 11 - Una interessante cartolina QSL invitante all'ascolto delle stazioni di Radio Liberty.

che valendosi della tecnica dei microprocessori consente di analizzare ed elaborare con la massima velocità dati che sono della massima importanza per il navigante.

Usato nella navigazione da diporto l'HERCULES 190 si dimostra della altrettanta utilità per il fatto che può comparare il rendimento dei dati elaborati nei confronti di un altro yacht con il quale si è in competizione. Ciò consente fra l'altro all'equipaggio di essere informato circa il miglior angolo di bobina da tenere senza dover ricorrere a calcoli complessi o a difficoltose osservazioni. Si ottiene pertanto un grado di affidabilità, di rapidità e di sicurezza che in passato sarebbe stato ritenuto irraggiungibile.

Dunque per quanto concerne la navigazione l'HERCULES 190 può essere considerato la novità elettronica del 1980, tanto più che esso consente l'impiego di un numero illimitato di MFD dimodoché nelle imbarcazioni di maggiori dimensioni è possibile ottenere le informazioni in punti differenti. D'altra parte per usi particolari è possibile installare degli indicatori analogici specialmente per direzione del vento in 360°, l'indicatore di poppa/bolina, la velocità della barca e così via.

L'ELABORATORE ELETTRONICO NELLA AUTOMAZIONE NAVALE

L'installazione sulle navi moderne di un numero sempre maggiore di apparati per specifici compiti di servizio alla gestione di bordo si è reso sempre complesso ed ha richiesto la soluzione di problemi molto ardui.

Si è sviluppato pertanto un processo di automazione avente lo scopo di riportare al livello umano il controllo di tutti questi dispositivi la cui installazione si rendeva via via indispensabile particolarmente in relazione alla stabilità o peggio ancora alla flessione della consistenza numerica delle persone facenti parte dell'equipaggio. Automatizzare le operazioni ha significato riportare in pochi quadri sinottici moltissimi indicatori di strumenti e comandi risolvendo così dei problemi organizzativi e funzionali altrimenti insolubili, tenuto conto delle dimensioni della navi moderne e delle loro esigenze operative.

È opinione corrente che l'automazione progressiva di un numero di funzioni, di supervisione e di gestione continuerà a svilupparsi nel futuro a rappresentarà uno degli elementi di base nella evoluzione dell'industria dei trasporti navali.

La supervisione flessibile ed intelligente, mediante elaboratori elettronici, negli apparati di automazione vuole essere un ulteriore passo per riportare a forme semplici il controllo contemporaneo degli automatismi, richiamando l'attenzione, secondo delle priorità dinamicamente modificabili, sulle situazioni che si dimostrano essere al momento più importanti.

Si sviluppa così una effettiva assistenza che mentre garantisce la continua e unificata supervisione degli automatismi e quindi del comportamento della nave, semplifica l'attività di routine e tende quindi ad ampliare lo spazio decisionale. Anche in Italia da una decina di anni si è sviluppata un'attività di ricerca applicata al settore dell'automazione navale, ricerca che ha già dato a suo tempo tangibili risultati.

Risale ad esempio al luglio del 1969 l'installazione di un calcolatore elettronico IBM 1800 motonave *ESQUILINO*, del Lloyd Triestino, che diede il nome all'omonimo progetto.

Tale progetto, promosso sotto l'egida del Comitato Nazionale delle Ricerche, e portato avanti dalla Facoltà d'Ingegneria dell'Università di Genova, ha costruito uno dei primi tentativi di installazione di

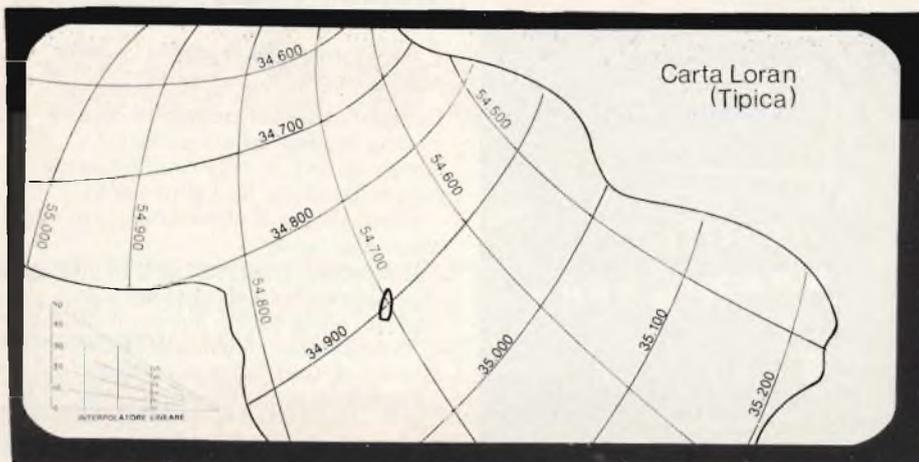


Fig. 10 - Tipica carta usata nella navigazione iperbolica (in questo caso si riferisce al sistema LORAN C).

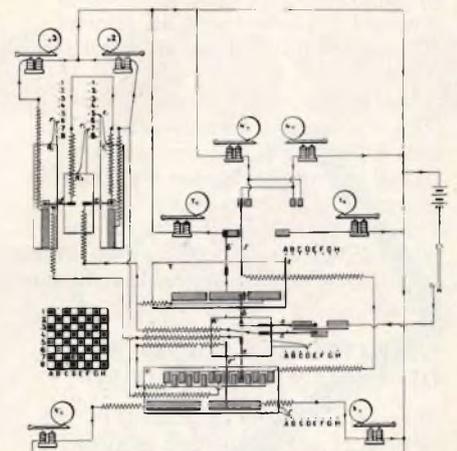


Fig. 12 - Schema elettrico del giocatore elettronico.

una unità di calcolo a bordo delle navi mercantili.

A quel tempo l'incertezza non stava infatti tanto nella scelta dei compiti da affidare al calcolatore, quanto piuttosto sulla sua possibilità di sopravvivere in particolari condizioni marine.

Dal progetto Esquilino, che aveva principalmente lo scopo di una ricerca applicata, il passaggio al sistema adottato nella turbonave *LLOYDIANA* è avvenuto in maniera automatica, si potrebbe dire quasi spontanea.

Questa nave come è noto dispone di un sistema basato principalmente sulla presenza a bordo di un *SISTEMA 7/IBM* affiancato ad un *IBM 1130*, installati prima della sua consegna all'armatore, cioè del marzo 1973.

I principi operativi prevedevano che gli impianti fossero inseriti *in modo continuativo* nel normale esercizio della nave, pertanto l'esecuzione delle funzioni che furono affidate all'unità di un calcolo dovevano essere necessariamente e prevalentemente di tipo automatico. Se infatti in tale genere di installazione determinate procedure devono essere comandate dal personale di bordo, i procedimenti di *colloquio* devono essere tali da non richiedere conoscenze particolari nell'uso del calcolatore. L'automazione che ne è risultata può essere definita di tipo integrale, costituita cioè da una automazione di base, realizzata con i sistemi ormai tradizionali di regolazione automatica e di logiche cablate, ed integrata mediante il calcolatore elettronico.

Una eventuale avaria del calcolatore centrale non interferisce comunque con il normale funzionamento dei vari impianti e dei relativi automatismi di controllo e di regolazione. Concludendo si può affermare che in un tale sistema al calcolatore elettronico sono affidate tutte le funzioni per le quali è richiesto l'impiego di un sistema di calcolo ausiliario ed alcune normalmente svolte da apparecchiature elettroniche analogiche per le quali sia sentita l'esigenza di un raffinamento attraverso procedimenti di calcolo più elaborati.

È così possibile migliorare la condizione della nave fornendo al personale informazioni qualitativamente e quantitativamente migliori; aumentare il grado di efficienza di affidabilità del sistema di controllo; operare controlli di tipo più avanzato che tengono conto della non stazionarietà di certi sottosistemi e delle condizioni ambientali in cui questi sottosistemi si trovano ad operare; sperimentare nuove metodologie di cui non si conoscono ancora appieno i vantaggi-operativi.

AUTOMAZIONE SULLE NAVI REEFER 440

Le navi REEFER 440 sono destinate al trasporto di carichi refrigeranti che richiedono temperature variabili da +12,5 °C a -30 °C valori che debbono essere

mantenuti anche in ambienti tropicali dove le temperature esterne variano da 32 °C a 45 °C.

Il sistema di refrigerazione è tenuto sotto costante controllo da un *SISTEMA IBM/7* il quale lo permette al personale di avere la visuale dei dati operativi provenienti da ben 160 punti di misura. Anche l'apparato motore è controllato da un *SISTEMA 7/IBM* che, sulla base di letture effettuate su circa 300 punti è in grado di sviluppare particolari programmi per l'analisi della tendenza di pressioni e temperature e per stabilire un calendario di manutenzione preventiva.

L'elaboratore elettronico *SISTEMA 7/IBM* è stato progettato espressamente per applicazioni che prevedono il controllo e l'elaborazione dei dati provenienti direttamente dagli strumenti di misura pur disponendo di una superficie d'ingombro inferiore al metro quadrato e sfruttando le più avanzate tecnologie che sono proprie di macchine sviluppati potenze maggiori. Esso è costituito da una unità centrale di elaborazione con memoria da 2000 a 16000 voci, di moduli di emissione dei dati e di una stazione per lo scambio di informazioni tra operatore e macchina. Dovendo operare nelle più difficili condizioni ambientali, l'elaboratore è stato ulteriormente rinforzato per l'uso a bordo delle navi.

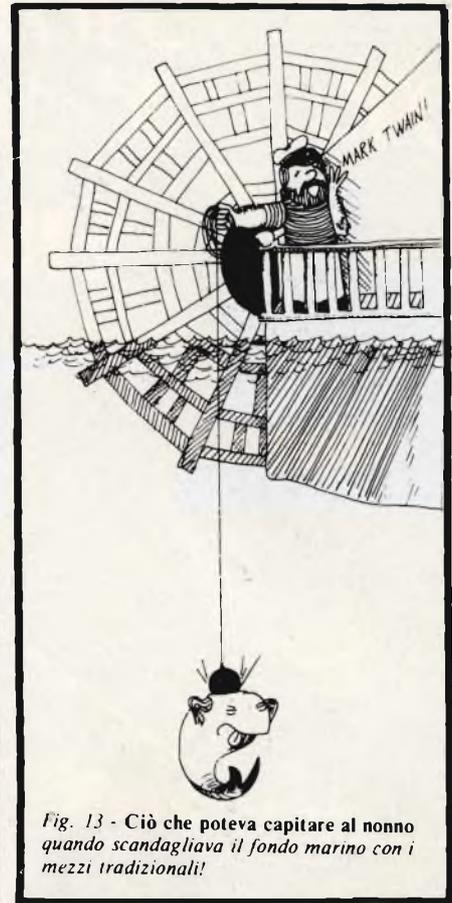
A questo proposito è stata rinforzata la struttura per metterla in grado di assorbire vibrazioni e sollecitazioni meccaniche di notevole entità. La parte elettronica può funzionare regolarmente anche in presenza di sensibili variazioni della tensione di alimentazione e della temperatura ambientale.

Il *SISTEMA 7/IBM* date le sue condizioni di robustezza e di affidabilità è stato regolarmente omologato da parte del *LLOYD REGISTER OF SHIPPING*.

ELABORATORI ELETTRONICI E SCACCHI

Da tempo in circolazione anche in Italia dei minielaboratori con i quali si può comodamente giocare, in qualsiasi luogo ci si trovi, un'avvincente partita a scacchi. Se guardiamo attentamente quanto mette in evidenza la *figura 12* ci si rende conto, del tipo di componenti che in essa sono utilizzati, che è più di mezzo secolo che ingegnosi sperimentatori si affannavano alla ricerca di trovare una adeguata soluzione ad un problema piuttosto complesso con i mezzi che si avevano a disposizione a quei tempi e che è stato possibile risolvere con l'avvento delle moderne tecnologie elettroniche. Comunque i nostri antenati ci hanno provato.

Quel semplice dispositivo che possiamo osservare in figura infatti non è altro che un giocatore a scacchi realizzato da *M. Torrès y Quevedo*, eminente ingegnere spagnolo, direttore del *LABORATORIO DI AUTOMATICA* da lui fondato a



Madrid nel 1907.

Il funzionamento di questa macchina è talmente complesso per cui la sua descrizione richiederebbe almeno metà dello spazio di questa visita. Comunque, come mette maggiormente in evidenza la *figura 12*, si tratta di un'ingegnoso dispositivo che tramite dei relé, di un gruppo di cinque motorini elettrici e di una scacchiera di comando permetteva di effettuare una serie di partite secondo degli schemi prefissati. La macchina era altresì in grado di segnalare, tramite l'accensione di una lampadina, eventuali mosse errate. Il Torrès si dedicò altresì alla costruzione di macchine automatiche per risolvere problemi algebrici, per effettuare a distanza tramite la telegrafia senza fili, compresa anche la possibilità di proiezioni a distanza telecomandate ed altri congegni del genere.

AUTOPILOTI ELETTRONICI

I piloti automatici che fino a pochi anni or sono erano utilizzati a bordo delle navi di un certo tonnellaggio, sia in relazione al loro ingombro sia per il costo che era piuttosto elevato, attualmente si vanno diffondendo rapidamente anche in tutti i settori della navigazione da diporto, compresa quella a vela, per il fatto che i componenti elettronici allo stato solido hanno consentito di realizzare delle timoniere le cui dimensioni sono trascurabili e soprattutto ne hanno permesso una drastica diminuzione dei costi.

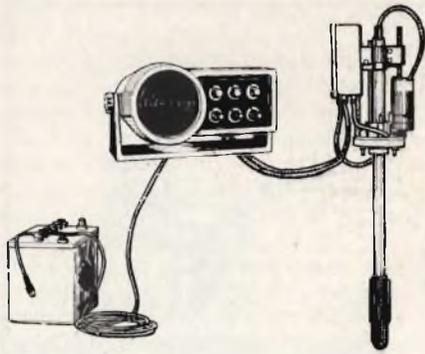


Fig. 14 - Ecoscandaglio ultrasuono di tipo portatile e facile installazione prodotto dalla WESMAR.

Il principio di funzionamento di un pilota automatico di tipo elettronico, è alquanto elementare. Un sensore comandato dalla bussola o dal vento si verifica, per un qualsiasi motivo, uno scostamento dalla rotta prefissata, mette in funzione un motore che comanda automaticamente la posizione della barra del timone.

La selezione elettronica, in genere molto compatta, consiste essenzialmente in un dispositivo a onde, in un amplificatore in corrente continua, in un dispositivo di ritardo di inserzione, in alcuni relé allo stato solido per il comando e lo smorzamento del motore.

Le varie operazioni sono eseguite tramite dei dispositivi di demoltiplica in modo da provocare una forza di comando di notevole entità che nelle imbarcazioni da diporto si può tenere dell'ordine di 20 ÷ 60 kg, con un assorbimento di corrente della batteria alquanto basso.

Quest'ultimo è un fattore molto importante per le imbarcazioni a vela che non dispongono di un motore alettato a una dinamo od un alternatore.

Nei piloti automatici di uso più comune il sensore, come abbiamo detto, è comandato dal vento o dalla bussola magnetica ed opera tramite un circuito elettrico nel quale sono inseriti due fotodiodi in base alla illuminazione differenziale che proviene da una lampadina che illumina il quadrante di riferimento. Ciò è valido ad esempio per il pilota automatico MATE particolarmente adatto per essere installato a bordo di barche a vela, ma anche altri piloti del genere usano più o meno dei sistemi similar:

Il circuito a ponte al quale fa capo il sensore permette la predisposizione di alcuni dispositivi di regolazione e da esso la tensione che è detta di comando.

I due fotodiodi sono inseriti ciascuno in un braccio del ponte e si accendono alternativamente a seconda del senso della tensione di comando che inverte la sua polarità in funzione delle deviazioni o dritta o a sinistra della rotta prefissata, rispetto alla prua.

Il circuito a ponte permette altresì l'inserimento di una tensione di controreazione il cui compito è quello di ridurre gradatamente l'intervento del dispositivo di servomotore non appena è messo in moto dall'azione della tensione

di comando. Tale accorgimento ha il merito di evitare fastidiosi zigzag nella rotta.

La tensione di comando è amplificata in corrente continua in modo da portarla ad un valore tale che permetta l'inserzione dei relé che alimentano il motore. Si tratta di un amplificatore differenziale che negli ultimi modelli viene realizzato utilizzando dei circuiti integrati seguiti da un certo numero di transistori di potenza.

Dal motore in genere non si ricava soltanto il movimento che serve a correggere la barra del timone ma anche il segnale di controreazione che ha il compito di ridurre gradatamente il segnale di comando non appena ci si avvicina alle condizioni di barra desiderata.

RADIO FRASEOLOGIA ITALO-INGLESE (RADIODIFFUSIONE) PER SWL (ascoltatori onde corte)

Riportiamo alcune delle frasi più comuni usate nel campo dei collegamenti radio professionali che ovviamente possono essere impiegate anche in altri servizi, specialmente negli SWL

Nome della stazione, countries name (talvolta name of countries)

Centro tecnico, technical center

Numerazione dei canali, the channel numbering

Non è ancora ufficiale, is still unofficial
Limite inferiore di frequenza, the lower-frequency limit

Ordine alfabetico, alphabetical order

Antenna direttiva, directional aerial

Indicazione delle posizioni dei lobi, bearings of the main lobes

Gradi, degrees

Potenza normale del trasmettitore, the rated power of the transmitter

Direzione principale, favoured direction

Frequenza d'immagine, (nel caso di video), vision carrier frequency

Errore di omissione, error or omission

Una lettera solamente, a letter only

Un numero soltanto, a number only

Cifre fra parentesi, number between brackets

Trasmettitori classificati in ogni nazione in lingua..., station arranged in each country in the language

Organismo responsabile, responsible organisation

Collegamento video, vision link

Caratteristiche dell'emissione, transmission characteristic

Modulazione del suono, sound modulation

Modulazione video, vision modulation

Negativo, negative

Positivo, positive

Lo spostamento è indicato con il segno + o -

... dopo il numero del canale, offset is indicated by sign + or - following the channel number

Valore minima della portante rispetto al valore di cresta, minimum carrier level relative to the carrier level

Limiti del canale, channel limits

Programma ininterrotto dalla...alle..., no-stop programme from...to...

secondo l'annuncio (o il rilevamento)

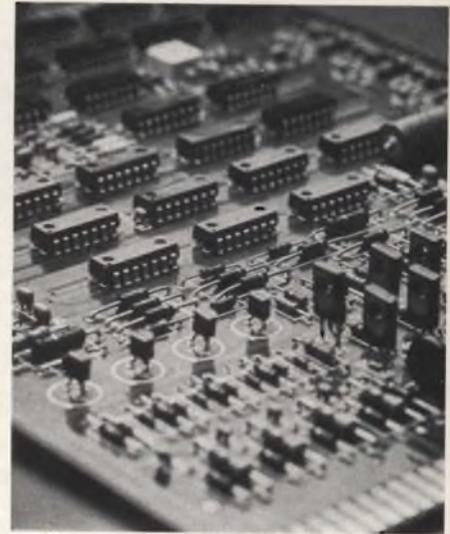


Fig. 15 - Tecnica elettronica con circuiti integrati CMOS anche nel settore degli ascensori e montacarichi (Schindler).



Fig. 16 - Ufficiale RT di bordo, una professione remunerativa e molto interessante.

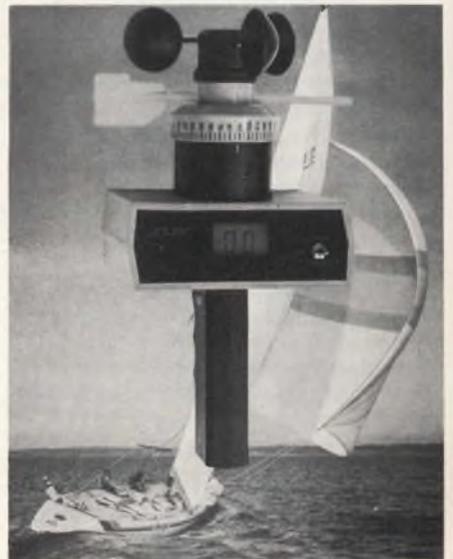


Fig. 17 - Un versatile anemometro ELIN, modello CN 80 per misure del vento da 0 a 99 nodi. (0 - 99 m/sec).

Radoricevitore registratore a cassette stereo **SAMSUNG**



Radoricevitore registratore a cassette stereo mod. ST-737
munito di altoparlanti a due vie da 14 centimetri.
Apertura del vano cassette con ammortizzatore pneumatico.
Doppio strumento indicatore e possibilità di impiegare tre tipi di nastro:
normale, Fe Cr e CrO₂.

 **SAMSUNG**

Minifrequenzimetro da laboratorio "SOAR"

TS/2135-00

- Di piccole dimensioni ma di grandi prestazioni
- Permette di misurare e leggere la frequenza con grande precisione
- Custodia in metallo
- 4 digit - Display LED


FC-841

Specifiche Tecniche

Campo di frequenza	10 Hz ÷ 60 MHz direttamente
Precisione	± 1 digit
Risoluzione	10 kHz / 10 Hz
Sensibilità	60 mV - 20 V
Misure di periodi	10 ms - 1 sec

Impedenza d'ingresso	1 MΩ - 30 pF direttamente
Gamma delle temperature di lavoro	da 0 °C a +40 °C
Alimentazione	6 V o 12 V con pile - oppure con alimentatore esterno
Dimensioni	120 x 100 x 32



 **SOAR**
corporation

MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

Il telefono senza fili che si porta ovunque.



Communication Systems Division

Raggio d'azione oltre 1000 metri.



*Telefono senza fili ricetrasmittente
con portata da 1.000 metri composto
da ricetrasmittitore portatile e unità base.*

RICETRASMETTITORE PORTATILE

*Tastiera "keyboard" con pulsante memoria per la
ripetizione del numero telefonico impostato.
Preso per la ricarica delle batterie al NiCd.
Completo di borsa per il trasporto.*

*Con antenna esterna e in condizioni ottimali si
ottengono collegamenti fino a 10.000 m.*

UNITÀ BASE

*Interruttore OFF-ON e tasto per segnalazione
telefonate in arrivo.
Alimentazione: 220 Volt*

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana



MICROFONI DINAMICI

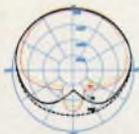
Questa linea di microfoni rappresenta la più ampia scelta per il professionista ed hobbista. Questi microfoni si distinguono per robustezza, qualità e competitività di prezzo.



UD-236

RQ/2206-00

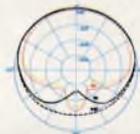
Microfono professionale unidirezionale a cardiode. Filtro antipop incorporato. Resp. di freq.: 60 - 15000 Hz. Impedenza: 600 Ω . Sensibilità: -73 dB a 1 kHz. Cavo di 6 m. Connettore professionale a 3 piedini. Accessori in dotazione: supporto snodato.



UD-146

RQ/2203-00

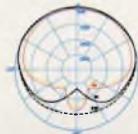
Microfono professionale, unidirezionale a cardiode. 2 Impedenze: 50 k Ω e 600 Ω . Resp. di Freq.: Pos. comm. parlato 200 - 15.000 Hz musica: 60 - 15000 Hz. 2 commutatori: on/off e tonalità. Cavo da 6 m. Sensibilità: alta -52 dB, bassa -72 dB a 1 kHz. Accessori in dotazione: supporto snodato.



UD-147

RQ/2204-00

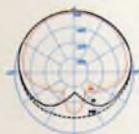
Microfono professionale unidirezionale a cardiode. 2 Impedenze: 50 k Ω - 600 Ω . Resp. di freq.: 60 - 15000 Hz. Sensibilità: alta -56 dB, bassa -74 dB a 1 kHz. Cavo da 6 m. Accessori in dotazione: supporto snodato.



UD-116

RQ/2201-00

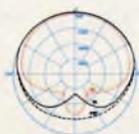
Microfono professionale unidirezionale a cardiode. 2 Impedenze: 50 k Ω - 600 Ω . Resp. di freq.: 60 - 15000 Hz. Sensibilità: alta -56 dB, bassa -74 dB a 1 kHz. Cavo da 6 m. Accessori in dotazione: supporto snodato.



UD-130

RQ/2202-00

Microfono unidirezionale a cardiode. 2 Impedenze: 50 k Ω - 600 Ω . Resp. di freq.: 100 - 12000 Hz. Sensibilità: alta -54 dB, bassa -73 dB a 1 kHz. Cavo da 6 m. Accessori in dotazione: supporto snodato.



DM-150B

RQ/2205-00

Microfono omnidirezionale. Impedenza 600 Ω . Resp. di freq.: 80 - 13000 Hz. Sensibilità: -54 dB a 1 kHz. Cavo da 6 m. Accessori in dotazione: supporto snodato.



radiogoniometro) si tratta (probabilmente) di... , according to announce (or direction finding) is (probably)...

Molto instabile, very unstable

Ritrasmissione di...che lavora su....., retransmission from...working on....

Spostata indietro rispetto alla frequenza nominale, moved back to nominal frequency

Può essere....., this could be....

Identificazione possibile, possible identification

Trasmette in lingua.....(programma), transmits on....language (programme)

Stazione di bassa potenza., low power station

Il campo elettromagnetico è aumentato da...a....., field strength has increased from...to....

Uditibile regolarmente ma difficilmente identificabile., regularly heard but difficult to identify

La stazione su....kHz apre con lo stesso pezzo di musica di.....station on.....pens with the same piece of music of....

.....sembra essere su....kHz,seems to be on....kHz

(due o più) stazioni sembrano trasmettere sullo stesso canale con differenti programmi., (two or more) stations seem operate on this channel with different programs

.....inizia a trasmettere alle ore.....,starts transmission at....

Almeno due o più stazioni di debole potenza simulatamente...programmi., at least two or stations transmitting simultaneously..... programs

Instabile, unstable

Nuova frequenza, new frequency

Segnale d'intervallo, interval signal

Suono di tromba, trumpet call

Inno nazionale, national anthem

Emissione in lingua,language transmission

Lo stesso programma di..., same language as....

Identificazione precedente, previous identification

Trasmisione con il nuovo slogan, in operation with the new slogan....

Stazione che normalmente lavora su... station working normally on...

Vedere (anche) avviso di modifica n°...., (also) notice of change n°...

Non più sentita su....., has been heard....

Ha lavorato su....kHz alle....., worked on....at....

Potrebbe essere....., could be....

Rimpiazza....., also heard

Ha cessato di trasmettere dopo il....., has ceased to operate on....

.....cessa le sue emissioni alle....., closed its transmissions at....

Varia di \pm kHz (Hz) durante il periodo di...minuti, difracting \pm kHz (Hz) in....minute periode

Questa stazione era precedentemente conosciuta come..., this station was previously know as...

È rimasta fuori servizio dal..., has been out operation since...

Programma per l'interno, home service programme

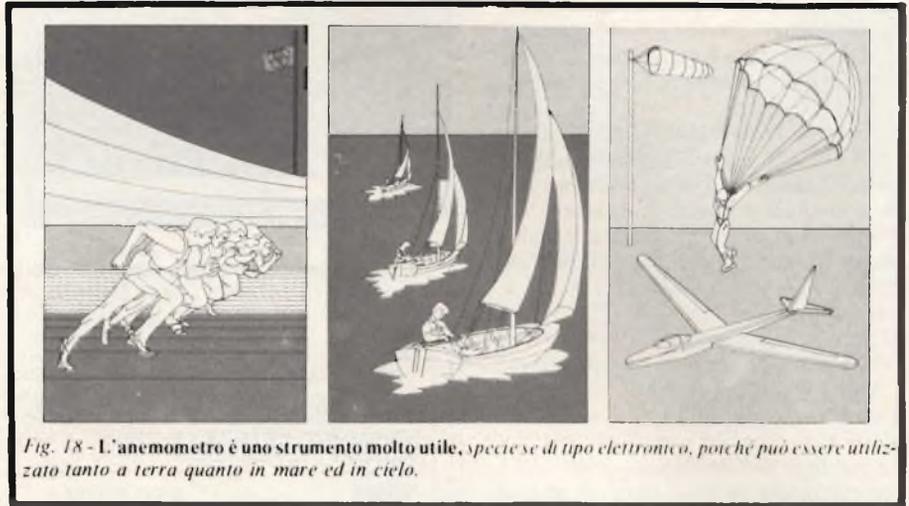


Fig. 18 - L'anemometro è uno strumento molto utile, specie se di tipo elettronico, poiché può essere utilizzato tanto a terra quanto in mare ed in cielo.

Programma musicale, non udita parola da tempo, programme of music. No speech heard at any time.

Questa stazione ha ora cessato di operare, this station has now ceased to operate.

Ritornata sulla frequenza nominale, returned to nominal frequency

Zona europea, european zone

Situazione al....., situation at....

Classificazione per nazione..., classification by country

Classificazione per frequenza, classification by carrier frequency

UNA NUOVA GENERAZIONE DI RADAR

Una novità assoluta nel campo delle apparecchiature destinate alla radionavigazione ci viene dalla SELENIA la quale sul finire dello scorso anno ha messo a punto una nuova linea di radar al quale è stato dato il nome PRORA.

La principale caratteristica dei radar appartenenti a questa linea è quella di essere i primi a non dovere ricorrere a parti in movimento e ad avere delle prestazioni che fino ad ora non si sono mai riscontrate.

Questi risultati sono stati conseguiti ricorrendo all'impiego di un microprocessore i cui compiti non sono soltanto quelli di gestire le funzioni di plotting ma bensì tutte le funzioni che sono all'indicatore.

Ciò in definitiva ha consentito di eliminare tutte le parti critiche elettromeccaniche che facevano parte dei radar, anche i più recenti, ovviamente ad eccezione dell'antenna, la qualcosa oltre a dare all'apparecchiatura un elevato grado di affidabilità, la rende di più facile e sicuro funzionamento, oltre a rendere più rapidi gli interventi di carattere tecnico, manutenzione compresa.

D'altra parte utilizzando un microprocessore è stato possibile ottenere un sistema di plotting molto avanzato che permette la presentazione panoramica, PPI, dei vettori di velocità e di direzione dei bersagli e la simulazione della manovra evasiva.

I radar della nuova linea PRORA sono

attualmente disponibili in modelli funzionanti nella gamma X, da 3 cm, e nella gamma S, da 10 cm sfruttando le già collaudate caratteristiche del sistema MULTISCAN oltre ad una prova nuova unità RTM con ricevitore logaritmico e con STC e FTC manuale ed automatico. Precisiamo che la caratteristica fondamentale del MULTISCAN è quella di fornire una prestazione brillante su tutte le scale senza mai sacrificare in alcun modo il contenuto di informazione che si ottiene dal video grezzo. In pratica si ottiene quanto segue: 1°) un insuperabile livello di brillantezza che consente la visione diurna. 2°) video sintetico a 8 livelli, riprodotto tutti i toni grigi che l'occhio umano può distinguere. 3°) soppressore di interferenze integrato che provvede a rimuovere gli echi non desiderati nella presentazione. 4°) forte accentuazione della presentazione degli echi deboli su scale lunghe, ottenute tramite una combinazione dei vari vantaggi che si ottengono durante l'elaborazione del segnale video. 5°) soppressione delle interferenze e prolungamento degli impulsi. 6°) miglioramento della visibilità di bersagli piccoli in condizioni di clutter. 7°) presentazione dei bersagli dettagliata. 8°) presentazione della rumorosità su video come punto di riferimento per l'operatore in modo da mettere a punto il guadagno in ricezione per assicurarsi che nessun bersaglio venga perso di vista. 9°) possibilità di utilizzare pienamente il controllo anticlutter ram che altrimenti perderebbe la sua funzione importante di penetrare grossi blocchi di echi senza i bersagli.

LA LUCE NERA A CHE SERVE?

Come è noto vengono chiamati con il nome di luce nera dei raggi ultravioletti aventi delle caratteristiche speciali, i più comuni dei quali sono i seguenti: RAGGI ULTRAVIOLETTI AD ONDA LUNGA (Luce di Wood), che sono delle radiazioni elettromagnetiche emesse da delle lampade a vapori di mercurio e

filtrate da un filtro speciale detto *filtra Wood*, il quale permette il solo passaggio dello spettro prossimo ai 3660 Å, ossia 366 millimicron ed opaco, il più possibile, alla luce visibile.

RAGGI ULTRAVIOLETTI FILTRATI AD ONDA CORTA, che sono delle radiazioni elettromagnetiche emesse anch'esse da delle lampade a vapori di mercurio munito di uno speciale filtro al cobalto avente lo scopo di consentire il passaggio dello spettro prossimo ai 2537 Å, ossia 254, millimicron.

Mentre le prime radiazioni non pericolose per gli occhi, le seconde possono essere dannose e quindi per usarle occorre proteggersi con degli occhiali di vetro e di plastica.

Le suddette radiazioni sono usate correntemente in molti campi di attività. In elettronica ad esempio permettono di individuare rapidamente eventuali difetti dei circuiti stampati e dei componenti ed anche di eseguire marcature invisibili (in questo caso si usa soltanto la luce di Wood ad onda lunga).

Nell'antiquariato, in filatelia, nel controllo dei biglietti di banca e degli assegni tali raggi sono molto utili per individuare le falsificazioni. In mineralogia e gemmologia permettono l'identificazione dei minerali e ne mettono in risalto la bellezza specialmente per quelli che sono fosforescenti.

Magnifici gli effetti che si ottengono nel campo delle arti grafiche per cui i dipinti e le stampe, sotto l'azione della luce di Wood, danno degli effetti sorprendenti. Nel campo industriale la luce Wood è impiegata in cromotografia, per la rivelazione di difetti di fusione, nelle applicazioni tecniche sanitarie (oculistica, odontoiatria), nella diagnostica, in dermatologia ed altri numerosi impieghi.

UN SOLCOMETRO ELETTRONICO

Fra le più moderne applicazioni dell'elettronica non si può dimenticare di citare gli indicatori di velocità che si basano sull'effetto elettromagnetico. La SAGEM recentemente ha infatti realizzato un solcometro di questo tipo il quale misura la velocità di una nave o di un'imbarcazione basandosi sulla forza elettromotrice indotta che si sviluppa in un conduttore qualsiasi che si muove in un campo magnetico.

Il segnale del sensore viene portato al giusto livello da un amplificatore allo scopo di poterne effettuare la relativa elaborazione e trasmissione a distanza. È stato dimostrato come la linearità e la precisione delle misure effettuate con il metodo elettromagnetico siano in gran lunga superiori a quelle che si ottengono con i solcometri a tubo di Pitot ad elica, specialmente nel campo delle basse velocità.

Da notare che all'apparecchiatura principale possono essere collegati fino a 3 ripetitori, ripetitori di velocità digitali o analogici, ripetitori di velocità e distanza,



Fig. 19 - Moderno radiogoniometro automatico per le gamme 180 ÷ 410 kHz e 1600 ÷ 2900 kHz, della ELTAMAR.

relé per il collegamento ad un *radar true motion* o a calcolatori bord.

La sonda consiste in una base porta sonda che deve essere fissata allo scafo, in una sonda estraibile che sporge dallo scafo solo 7 mm e da un cavo di connessione alla cassetta di giunzione. Altri elementi sono il quadro elettronico che contiene i circuiti elettrici e la morsettiere principale e l'indicatore principale digitale. L'indicatore principale raggruppa gli elementi di controllo e visualizzazione dei dati e può essere anche

RADIOFARI DEL MEDITERRANEO

I seguenti radiofari, di cui si dà anche la posizione geografica, sono utilizzabili anche per la navigazione marittima e a terra per il loro rilevamento tramite radiogoniometri, anche di tipo portatile e ricevitori VOR.

NOME	FREQUENZA IN MHZ	LATITUDINE	LONGITUDINE
Ajaccio	114.80	41° 46' 12" N	08° 46' 39" E
Algeri	112.50	36° 40' 06" N	03° 10' 42" E
Alghero	113.80	40° 37' 42" N	08° 14' 36" E
Alicante	113.80	36° 16' 06" N	00° 34' 12" W
Ancona	117.60	43° 35' 12" N	13° 28' 18" E
Annaba	113.50	36° 49' 00" N	07° 48' 12" E
Araxos	112.70	38° 06' 30" N	21° 25' 24" E
Barcellona	114.30	41° 17' 42" N	02° 05' 12" E
Bari	115.30	41° 48' 06" N	16° 45' 18" E
Bastia	116.20	42° 32' 30" N	09° 29' 00" E
Bolsena	114.40	42° 37' 06" N	12° 03' 06" E
Brindisi	113.20	40° 36' 36" N	18° 00' 12" E
Campagnano	111.40	42° 07' 24" N	12° 22' 54" E
Cap Bon	112.70	36° 53' 36" N	11° 05' 18" E
Carbonara	115.10	39° 06' 42" N	09° 30' 30" E
Catania	112.10	37° 27' 18" N	14° 58' 12" E
Catanzaro	117.30	38° 45' 18" N	16° 22' 12" E
Chioggia	114.10	45° 04' 12" N	12° 16' 54" E
Constantine	115.50	36° 17' 30" N	06° 36' 30" E
Corfù	114.70	39° 26' 36" N	20° 04' 12" E
Didimon	117.20	37° 28' 42" N	23° 13' 06" E
Elba	114.70	42° 43' 48" N	10° 23' 54" E
Firenze	115.20	44° 01' 48" N	08° 11' 00" E
Foggia	114.20	41° 25' 36" N	15° 31' 54" E
Genova	112.80	44° 25' 24" N	09° 04' 54" E
Gerba	112.20	33° 52' 12" N	10° 46' 18" E
Gerona	114.10	41° 55' 48" N	02° 46' 24" E
Gozo	115.70	36° 02' 12" N	14° 12' 18" E
Latina	111.20	41° 32' 24" N	12° 55' 06" E
Martigues	117.30	43° 23' 12" N	05° 05' 18" E
Marsiglia	111.80	43° 22' 30" N	05° 17' 24" E
Milos	113.50	36° 44' 42" N	24° 31' 06" E
Minorca	112.60	39° 51' 48" N	04° 14' 48" E
Montpellier	117.40	43° 36' 36" N	04° 04' 12" E
Mostaganem	112.20	35° 53' 53" N	00° 08' 18" E
Nizza	112.40	43° 46' 12" N	07° 15' 18" E
Olbia	113.90	40° 53' 54" N	09° 31' 06" E
Orano	114.00	35° 38' 18" N	00° 34' 42" E
Ostia	114.90	41° 48' 12" N	12° 14' 18" E
Palehora	114.80	35° 13' 30" N	23° 41' 00" E
Palermo	112.30	38° 02' 00" N	13° 10' 42" E
Palma	113.30	39° 26' 00" N	02° 45' 30" E
Perpignan	113.10	42° 44' 54" N	02° 52' 12" E
Pescara	115.90	42° 26' 06" N	14° 11' 00" E
Pisa	112.10	43° 40' 36" N	10° 23' 30" E
Ponza	114.50	40° 50' 42" N	10° 57' 24" E
Reggio C.	111.00	38° 04' 30" N	15° 38' 42" E
Reus	114.20	41° 09' 06" N	01° 10' 00" E
Ronchi	114.20	45° 49' 48" N	13° 28' 48" E
Sorrento	112.20	40° 34' 54" N	14° 20' 06" E
Spalato	115.70	43° 29' 48" N	16° 18' 30" E
St. Tropez	116.50	43° 13' 12" N	06° 36' 12" E
Tarquinia	111.80	42° 12' 54" N	11° 44' 12" E
Tecano	112.90	41° 17' 42" N	13° 59' 00" E
Thessaloniki	112.10	40° 27' 24" N	22° 59' 24" E
Tunisi	113.60	36° 51' 00" N	10° 13' 48" E
Valencia	114.40	39° 29' 48" N	00° 28' 54" E
Vieste	112.60	41° 54' 42" N	16° 03' 00" E
Zemmoun	116.60	36° 48' 18" N	03° 38' 18" E



Fig. 20 - Piattaforma sperimentale per il collaudo dei famosi radar della SELENIA (Industrie Elettroniche Italiane, Roma).



Fig. 21 - Nuovo radar navale, allo stato solido, di facile manutenzione e basso costo, alimentato a 12 ÷ 32 Vcc e 110 ÷ 220 Vca della FURUNO (SIRM).

installato su banco o su cassetta separata da parete.

L'indicatore di velocità può essere tarato

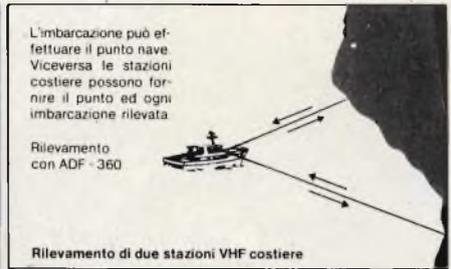


Fig. 22 - Rilevamenti possibili mediante l'impiego degli indicatori automatici di direzione.

secondo le scale standard da - 3 a 16 nodi o da - 4,5 a 24 nodi, e secondo scale da - 5 a + 20 nodi o da - 5,5 a + 30 nodi. Il contatore di distanza indica le miglia nautiche percorse fino ad un massimo di 99.999,9.

ECOMETRI MODERNI

Gli ecometri, cioè gli ecoscandagli ad ultrasuoni, sono ormai entrati nell'uso comune sia per quanto concerne le navi mercantili, quelle da guerra, i pescherecci e la navigazione da diporto. Essi consentono infatti rapidissime misure della profondità del suolo marino, l'individuazione di ostacoli sommersi e soprattutto la presenza di banchi di pesci ed anche di pesci isolati. I modelli più recenti, come ad esempio l'FE-183, consentono dettagliate informazioni sia sulla costituzione del fondo marino che sui banchi di pesci. La velocità della carta del registratore è regolabile: lenta per un uso più economico, rapidità per una migliore discriminazione la quale può

essere altresì migliorata agendo sulla lunghezza dell'impulso in tre modi distinti. 1.a cosiddetta *linea bianca*, facilita la localizzazione dei banchi di pesci vicino o a contatto con il fondo ed è molto utile per i pescherecci che praticano la pesca a trascico. Il TVG (livello) uniforma la prestazione dei vari eco in modo che banchi di pesce di uguale dimensione appaiono sulla carta di registrazione con uguale densità sia in acque poco profonde e ciò si ottiene riducendo il guadagno vicino alla superficie ed aumentandolo verso le quote maggiori.

L'FE 813 è costituito da un trasmettitore avente la notevole potenza di 300 W, da un ricevitore molto sensibile, dal trasduttore ed un registratore grafico. Ne esistono diverse versioni di cui una può raggiungere profondità fino a 1560 m con un minimo di un solo metro. A seconda del tipo di trasduttore impiegato sono utilizzate frequenze di 28 kHz (larghezza del fascio conico, 22°) di 50 kHz (larghezza del fascio, 28° x 14), 200 kHz (larghezza del fascio conico, 5,4°).

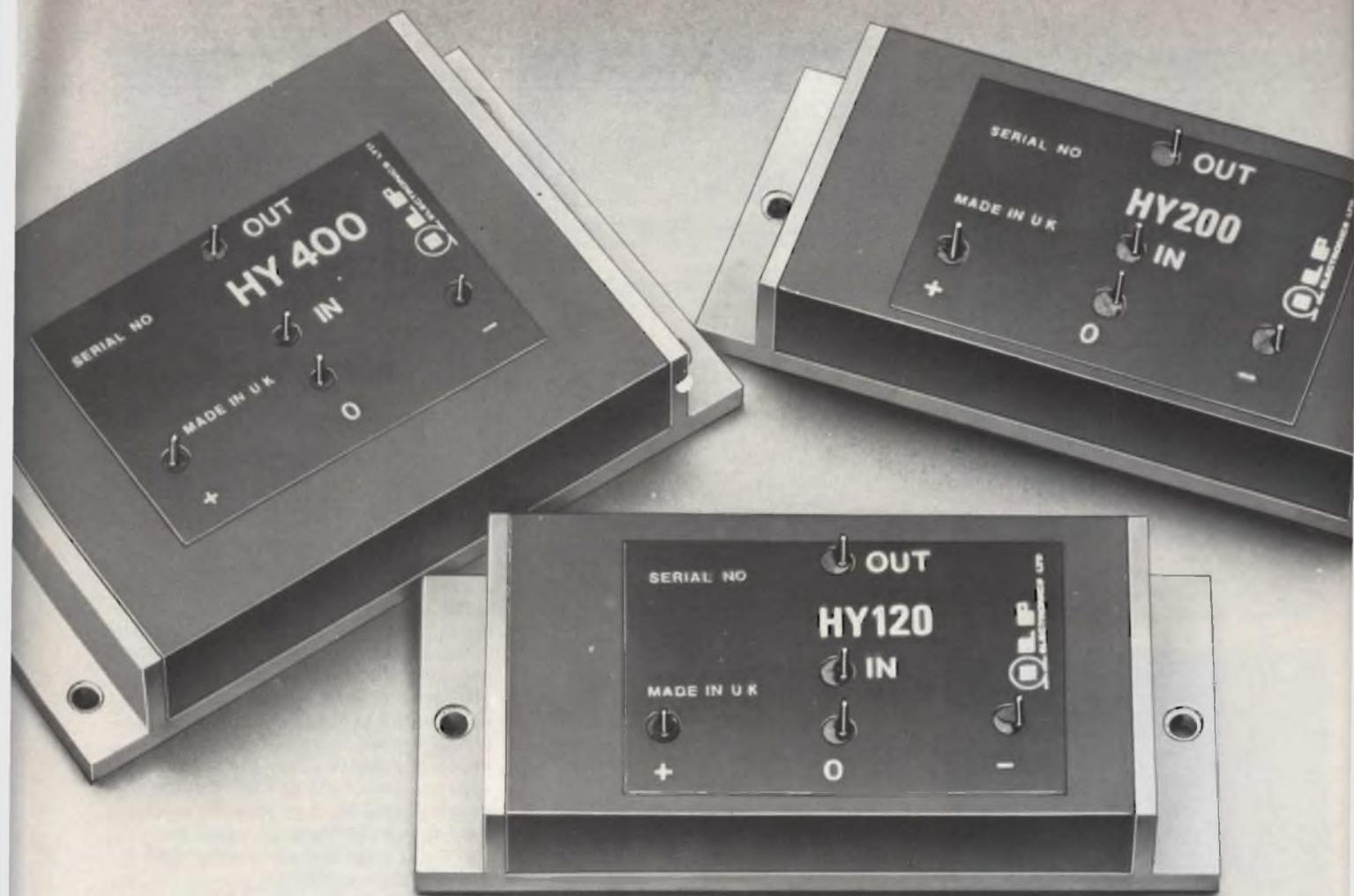


PRESCALER 600 MHz

Un divisore di frequenza che agisce da interfaccia tra una sorgente di segnale UHF ed un frequenzimetro digitale VHF. Indispensabile per una precisa misura della frequenza nelle emittenti radiotelevisive, per usi di laboratorio, per indicatori digitali di sintonia. Utile per aumentare la sensibilità e la frequenza di utilizzo di frequenzimetri con scarse caratteristiche d'ingresso.

CARATTERISTICHE TECNICHE

- Alimentazione: 5 Vc.c.
- Assorbimento: 75 mA
- Sensibilità a 100 MHz: 10 mV
- Sensibilità a 600 MHz: 50 mV
- Frequenza massima assoluta: 650 MHz
- Rapporto di divisione: 10
- Uscita: compatibile con TTL, fan-out 20 mA



MODULI AMPLIFICATORI IBRIDI DI POTENZA SENZA DISSIPATORI.

120 - 200 - 400 W

I moduli amplificatori audio -ILP- con le loro eccezionali prestazioni e semplicità di impiego, favoriscono il formarsi di concetti nuovi sul «fai da te» nel campo dei sistemi di riproduzione HI-FI.



DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiano

CARATTERISTICHE

Modulo	HY 120	HY 200	HY 400
Potenza d'uscita	60W RMS su 8 Ω	120W RMS su 8 Ω	240W RMS su 4 Ω
Impedenza di carico	4 \pm 16 Ω	4 \pm 16 Ω	4 \pm 16 Ω
Sensibilità ingresso e impedenza	500 mV RMS su 100 k Ω	500 mV RMS su 100 k Ω	500 mV RMS su 100 k Ω
Distorsione Tipica	0,01% a 1kHz	0,01% a 1kHz	0,01% a 1kHz
Rapporto segnale/disturbo	100 dB	100 dB	100 dB
Risposta di frequenza	10Hz - 45kHz -3 dB	10Hz - 45kHz -3 dB	10Hz - 45kHz -3 dB
Alimentazione	-35 : 0 : +35	45 : 0 : +45	45 : 0 : +45
Dimensioni	116x50x22	116x50x22	116x75x22

Regalate un amico.

Un amico elettronico che gioca a Backgammon, abilissimo, divertente, entusiasmante. Si chiama OMAR.



Omar Sharif



Mini-computer
PH/7030-00
per chi già possiede
il Backgammon.



Confezione da tavolo, PH/7020-00
e da viaggio, PH/7010-00



Elektor ha selezionato + di 100 circuiti nel numero speciale di luglio/agosto.

Realizzazioni complete, circuiti supplementari, idee di progetto, novità... questo ed altro troverete nel numero doppio di Elektor in edicola dal 1° luglio a lire 4.000.

Il numero doppio di luglio/agosto è un numero eccezionale.

Per i lettori interessati deve essere detto che Elektor, e solo Elektor, fa questo genere di cose una volta all'anno!

Questo numero speciale NON è una rassegna di circuiti già pubblicati e NEMMENO un anticipo sui progetti che verranno discussi nei dettagli nei prossimi numeri.

E adesso... decidete un pò voi!

Noi speriamo che vi diventerà studiare questa selezione di circuiti e costruirne qualcuno (se non tutti).

Buona sperimentazione!!





MINI AUTORADIO ESTRAIBILE.

Riceve programmi AM da 520
a 1600 kHz e FM da 87 a 108 MHz.
Potenza d'uscita: 6 W
Impedenza: 4 Ω
Alimentazione: 12 V
Peso: 220 g
Dimensioni: 90 x 90 x 40
Completa di plancia e borsello.
ZG/0101-00



DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana



*Plancia per l'inserimento dell'autoradio
nella vettura. Norme DIN.
Materiale: ABS antiurto
ZG/0101-01*



*Piastrina
di collegamento
fra autoradio e
circuito elettrico.
Materiale: ABS antiurto
XS/6016-35*

Corso di elettronica digitale e calcolatori [7ª parte]

CAPITOLO 7

Le Memorie

Qualunque macchina da calcolo numerico ha bisogno unità di memoria, sia per immagazzinare i dati su cui operare, sia per memorizzare il programma da eseguire, ovvero la sequenza di istruzioni che la macchina dovrà seguire passo-passo.

La memoria è in generale suddivisa in varie parti, con diverse applicazioni funzionali oltre che diverse localizzazioni fisiche.

Ad esempio, tutti i registri di calcolo e dell'unità di controllo del computer sono parte della memoria, anche se vi ha accesso in un modo diverso dal resto della memoria, essendo essi interni alla CPU. (Unità Centrale di Processo).

Uscendo dall'ambito della CPU, si trova immediatamente la classe di memoria che usualmente è considerata la memoria per eccellenza, cioè la memoria ad alta velocità o memoria centrale. Questa memoria, di cui qui ci occuperemo diffusamente, è un insieme di registri ciascuno dei quali, abilitato mediante un opportuno indirizzo, può essere letto o scritto dall'unità centrale, cioè il suo contenuto può essere trasferito ad un registro dell'unità centrale, oppure avvenire il trasferimento inverso.

Una caratteristica peculiare della memoria centrale deve essere la velocità perché tutte le operazioni di elaborazione della macchina la coinvolgono sempre.

Per questo le memorie più veloci vengono sempre usate per la memoria centrale, e quindi quest'ultima, a causa del prezzo elevato dei dispositivi veloci, ha sempre una capacità piuttosto limitata. Questo fatto rende necessarie le cosiddette memorie ausiliarie o "di massa", che hanno un costo per bit memorizzato molto più basso che non le memorie veloci, anche se presentano caratteristiche di velocità di gran lunga inferiori a quelle della memoria centrale.

Potrebbero essere considerati dispositivi di memoria anche i dispositivi in grado di fornire informazioni provenienti dal mondo esterno al computer, oppure di memorizzare i risultati del computer. Questi "dispositivi" possono comprendere schede perforate o banda perforata in ingresso al computer, mentre in uscita avremo banda perforata e fogli della stampante. Anche qui il costo per il bit è molto basso, mentre la velocità è di circa mille volte inferiore a quella dei registri di calcolo. Spesso questi "mezzi" non vengono considerati come memorie in senso stretto, e quindi non se ne parlerà, limitando la discussione alla "memoria interna", che è definita come la memoria che è parte integrante della macchina ed è da essa completamente controllata.

La velocità è uno dei requisiti più importanti di una memoria ed è proprio in base ad essa, che risulta proporzionale al costo, che le memorie vengono suddivise nelle classi di cui sopra, classi che, per un certo impiego, danno il miglior compromesso tra prezzo e prestazioni.

È importante notare, parlando di velocità, che pri-

ma di poter leggere un dato, bisogna stabilire dove esso si trova, cioè darne la locazione. Il tempo necessario a dar la locazione di un dato e leggerlo si dice tempo di accesso.

Ancora, le memorie possono essere divise in memorie ad accesso casuale e memorie ad accesso sequenziale. Nelle prime il tempo d'accesso al dato è indipendente dalla locazione in cui esso si trova (locazione che quindi può essere data in modo casuale) mentre nelle seconde si giunge ad una certa locazione dopo essere passati attraverso un numero di localizzazioni dipendente dalla locazione stessa.

Un esempio del primo tipo è un registro di flip-flops, mentre nel secondo tipo è un nastro magnetico che va scorso dall'inizio fino alla locazione che interessa.

Un'altra suddivisione può essere fatta in base al metodo di memorizzazione: statico o dinamico. In una memoria statica l'informazione non si sposta; esempi sono flip-flops, registri a nuclei magnetici, ed eventualmente schede perforate, mentre registri a circolo basati su linee di ritardo sono esempi di memorie dinamiche, dove l'informazione cambia di posto continuamente. Qui si parlerà delle quattro categorie più impiegate finora come memorie interne di un calcolatore, e cioè: 1) memorie a nuclei, che, anche se ora soppiantate da quelle a semiconduttore, hanno segnato un'epoca nella storia dei computers, 2) memorie a semiconduttore, veloci e di costo moderato, 3) memorie a tamburi e dischi magnetici, dispositivi ad accesso diretto che vengono usati in generale come memorie di massa; 4) nastri magnetici, che, dato il basso costo, possono immagazzinare enormi volumi di dati, anche se possono essere usati esclusivamente come memorie ausiliarie. Passiamo anzitutto a descrivere le memorie ad accesso casuale (o RAM = Random Access Memory); la memoria centrale di un calcolatore è normalmente organizzata in parole, dove per parola si intende un gruppo di m flip-flops adiacenti che formano una cella contenente una "parola" di m bits. Ad ogni parola corrisponde un "indirizzo", cioè una locazione, locazione che può andare nell'ordine da 0 (la prima parola della intera memoria) fino ad $N-1$ (in generale $N=2^n$) che è la locazione dell'ultima parola.

In altre parole la parola di locazione (o indirizzo) 2 sarà quella immediatamente successiva a quella di indirizzo 1 e così via.

L'operazione di lettura di una parola di memoria da parte dell'unità centrale deve risultare non distruttiva, nel senso che deve lasciare inalterata l'informazione contenuta nella parola stessa.

In generale la memoria è come uno scatolone contenente tante scatolette quanti sono gli indirizzi disponibili, ciascuna etichettata col suo indirizzo, in ordine. Se scriviamo nella parola all'indirizzo 17, poniamo la parola di informazione nella scatoletta con etichetta 17, mentre se leggiamo la parola all'indirizzo 17 guardiamo cosa contiene la scatoletta n. 17

Corso di elettronica digitale e calcolatori [7^a parte]

senza toccare ciò che essa contiene. Ad ogni indirizzo corrisponde una locazione in cui sta un numero fisso di bits, numero che viene detto lunghezza di parola della memoria.

Una memoria con 4096 locazioni con indirizzi differenti, ciascuna in grado di memorizzare 16 bits si dice "memoria di 4096 parole di 16 bits" o, in gergo, "memoria a 16 bits, di 4 K." dove, per 1 K si intende $2^{10} = 1024$ parole di memoria.

Le memorie possono essere lette (cioè vengono estratti i dati da esse) oppure scritte (cioè vi si memorizzano dati nuovi); se entrambe le operazioni sono possibili, la memoria si dice a lettura-scrittura, mentre se le memorie sono caricate di dati in modo inalterabile e possono venire solo lette, si dicono memorie a sola lettura (ROM = Read Only Memory).

Uno schema a blocchi di una memoria lettura-scrittura è mostrato in *figura 1*. Il calcolatore inserisce nel registro indirizzi, l'indirizzo della cella in cui si vuol leggere o scrivere. Ovviamente la lunghezza di tale registro è sufficiente ad indirizzare tutta la memoria veloce disponibile

Il dato da scrivere (se si vuol scrivere) viene messo nel Buffer, Dati che ha lunghezza pari ad una parola di memoria, e quindi viene abilitata la scrittura ponendo ad 1 la linea di WRITE. La memoria immagazzina il dato contenuto nel Buffer nella cella indirizzata dal registro indirizzi. Se si vuol leggere, semplicemente si pone l'indirizzo della cella da leggere nel registro indirizzi, e quindi si abilita la lettura ponendo un 1 sulla linea di READ. La memoria trasferisce il dato dalla cella indirizzata dal registro indirizzi nel Buffer dati.

Quindi la comunicazione dell'unità centrale con la memoria avviene tramite due registri e le due linee di READ e WRITE.

Se l'accesso al dato richiede un tempo, fisso indipendente dalla locazione di memoria interessata, la memoria si dice ad accesso casuale o RAM (Random Access Memory).

I due tipi di memoria veloce più usati sono le memorie a nuclei, molto usate tempo fa ed ora in disuso, e le memorie a semiconduttore.

Diamo ora una veloce panoramica del funzionamento e dei problemi delle memorie a nuclei.

Il componente base di una memoria a nuclei è un nucleo toroidale (a forma di anellino) di materiale ceramico ferromagnetico. Ogni nucleo è in grado di immagazzinare un bit di informazione. Attraverso il nucleo passa un avvolgimento di ingresso: facendo passare corrente in un verso, il nucleo si magnetizza in senso antiorario e mantiene tale stato di magnetizzazione anche quando il flusso di corrente cessa; rovesciando il verso della corrente, se questa è sufficiente, anche il senso di magnetizzazione passa da antiorario ad orario e così permane anche al cessare del flusso di corrente.

In generale la caratteristica di magnetizzazione di un materiale viene studiata mediante un grafico che

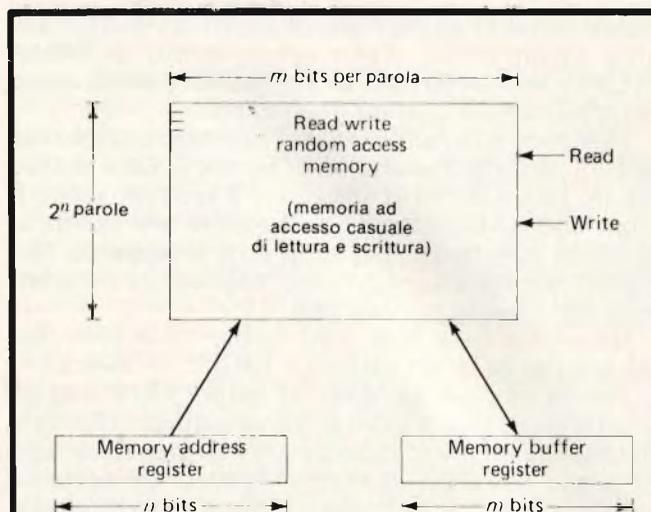


Fig. 1

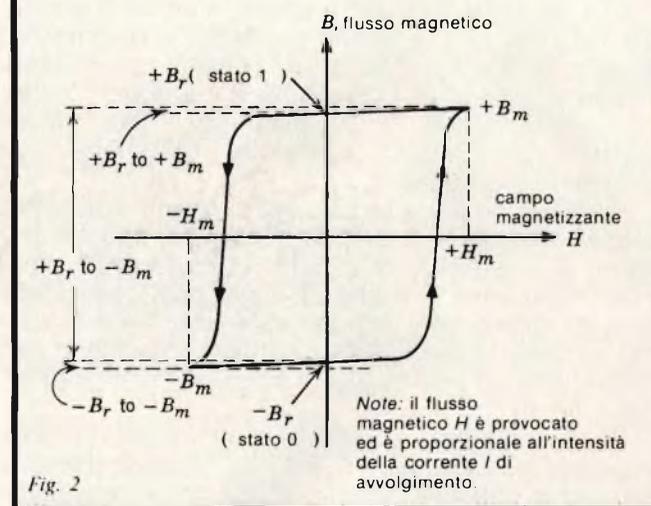


Fig. 2

dà l'intensità di magnetizzazione B in funzione del campo magnetico H prodotto dall'avvolgimento - *figura 2*.

La curva che risulta applicando una corrente ciclica all'avvolgimento di ingresso è detta ciclo di isteresi. In figura il campo H è sufficiente a portare in saturazione il materiale in entrambi i sensi. La magnetizzazione in condizioni di saturazione viene chiamata $+B_m$ e $-B_m$ in funzione del verso, positivo o negativo, del campo H magnetizzante.

Si noti che per ogni valore del campo H si hanno due valori di B, in dipendenza dal fatto che H stia crescendo oppure diminuendo.

Se viene applicata una corrente sufficiente a saturare il nucleo e poi viene tolta, la magnetizzazione si fermerà nei punti $+B_r$ o $-B_r$, detti punti di riposo, in funzione del verso precedente di H.

Poiché in assenza di stimolo B rimane in $+B_r$ o $-B_r$, e questi stati sono stabili, possono essere classificati

Corso di elettronica digitale e calcolatori [7ª parte]

rispettivamente come stato 1 o stato 0 del nucleo. Un altro avvolgimento, detto avvolgimento di lettura (SENSE WINDING) passa nel nucleo e viene usato per determinare lo stato del nucleo.

Si applica all'avvolgimento di ingresso una corrente sufficiente a produrre un campo $-H_m$. Se il nucleo era in $+B_r$, il punto di lavoro verrà spostato lungo il ciclo fino a $-B_m$, mentre se il nucleo era in $-B_r$, si sposterà solo fino a $-B_m$, quasi orizzontalmente. Ovviamente la variazione di flusso magnetico nel nucleo sarà ben diversa nei due casi.

Nel primo caso sarà $+B_r - (-B_m) = +B_r + B_m$, mentre nel secondo sarà $-B_r - (-B_m) = +B_m - B_r$.

Poiché nell'avvolgimento di lettura viene indotta una tensione proporzionale alla velocità di variazione del flusso, nel primo caso avremo un grosso cambio di flusso nell'unità di tempo, mentre nel secondo caso la variazione di flusso è piccola, e pertanto se il nucleo si trova a $+B_r$ (stato 1) si leggerà un grosso impulso di tensione mentre se si trova a $-B_r$ (stato 0) si leggerà un impulso di tensione piccolo. (figura 3).

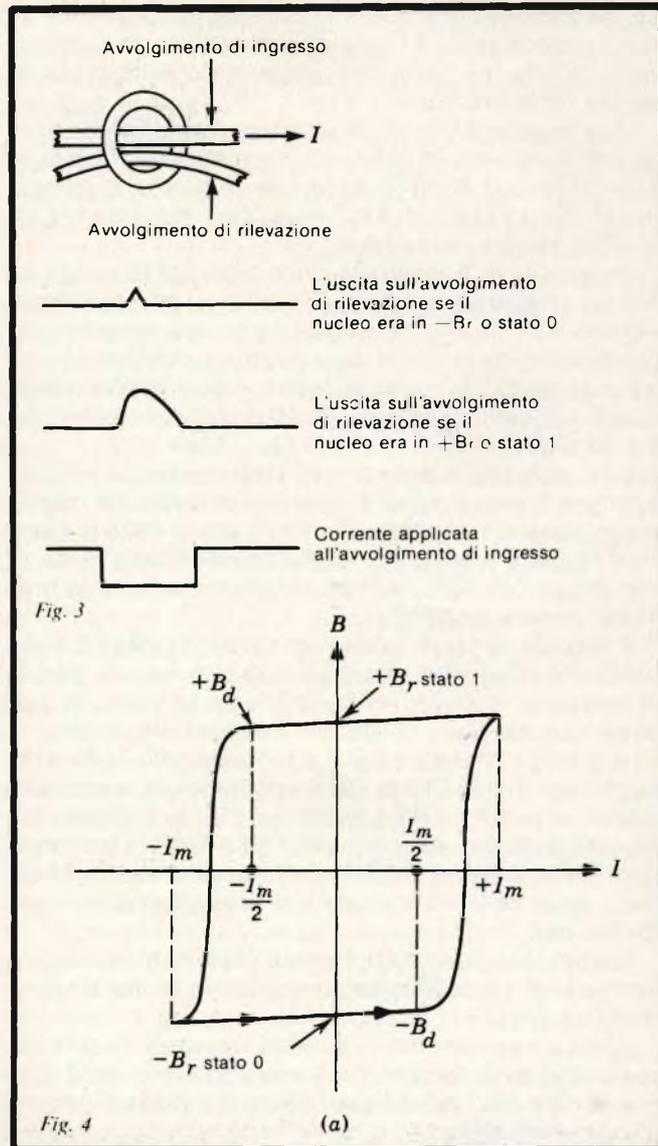
Una difficoltà nell'uso di questo metodo di lettura sta nel fatto che la lettura è sempre distruttiva, in quanto forza a 0 lo stato di tutti i nuclei, cancellando l'informazione in essi contenuta. È necessario, dopo ogni operazione di lettura, riscrivere il dato, immagazzinato in un registro temporaneo, utilizzando l'avvolgimento di ingresso.

Poiché in generale la memoria contiene moltissimi nuclei, è basilare averla organizzata su due dimensioni, al fine di ridurre in modo considerevole sia il numero di linee di ingresso, sia la complessità del decodificatore degli indirizzi, e pertanto viene solitamente usata la tecnica delle correnti coincidenti per individuare un solo nucleo in un piano "di memoria" (vedi fig. 5).

Se immaginiamo di avere non più una sola linea di ingresso per ogni nucleo, ma due, facendo passare attraverso una sola delle linee una corrente appena superiore alla metà della corrente necessaria a produrre un campo $-H_m$, e quindi inferiore a tale corrente, il nucleo non raggiungerà $-B_m$, bensì $+B_d$, se era inizialmente in $+B_r$ (figura 4) e tornerà a $+B_r$, al cessare della corrente. Applicando però corrente ad entrambi gli avvolgimenti, si supera il valore $-H_m$ e quindi il nucleo raggiungerà $-B_m$, permettendo la lettura.

In tal modo è possibile utilizzare un piano di memoria organizzato in n righe e m colonne, con $n+m$ avvolgimenti di ingresso (figura 5). Così, con un solo avvolgimento di lettura che passa per tutti gli $n \times m$ nuclei, è possibile leggere il nucleo nella generica posizione $J K$ attivando la J -esima riga e la K -esima colonna.

È possibile inoltre, nelle operazioni di scrittura, avendo a disposizione l piani, dove l è la lunghezza di parola, scrivere un'intera parola facendo uso di una linea di inibizione per ogni piano, la quale produce, se attivata, un flusso che si oppone a quello degli



avvolgimenti di ingresso. Poiché scrivere equivale a mandare nello stato 1 il corrispondente nucleo, verranno rese attive le linee di inibizione dei piani (bits della parola selezionata) in cui deve risultare scritto uno 0.

Un grosso difetto delle memorie a nuclei è il notevole consumo di potenza elettrica associato a dissipazione di calore, in quanto il materiale, non è perfetto e, percorrendo il ciclo di isteresi, parte dell'energia viene dispersa in calore, e inoltre la corrente in gioco sono alte (dell'ordine di $500 \div 600$ mA), e ciò provoca notevoli problemi di surriscaldamento e quindi di climatizzazione della memoria, oltre alla necessità di provvedere alimentazioni di potenza adeguata.

Ulteriore difetto, se così si può chiamare, tenendo conto della successiva evoluzione tecnologica, è la necessità di avere decodificatori esterni alla memoria vera e propria, e di necessitare di circuiti pilota (dri-

Corso di elettronica digitale e calcolatori [7ª parte]

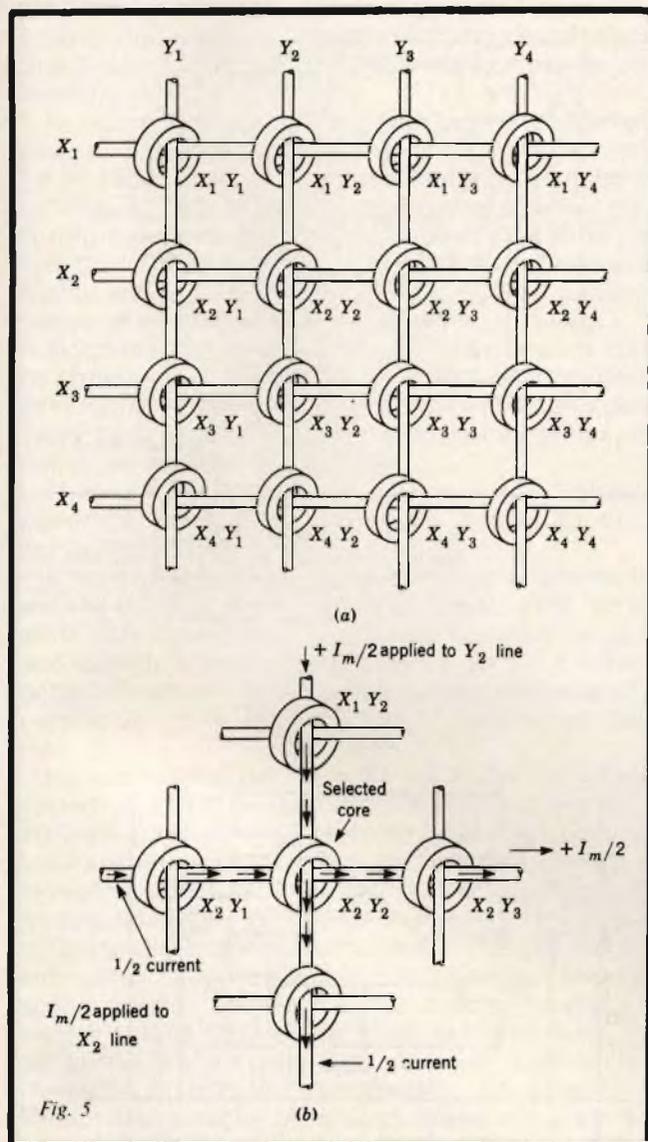


Fig. 5

vers) che, come si è detto, devono essere di potenza adeguata; infine, e forse più importante, è il fatto di effettuare una lettura distruttiva, e di dover quindi operare con un ciclo di scrittura dopo ogni ciclo di lettura.

Passiamo ora a trattare componenti più moderni, cioè le memorie RAM a semiconduttore.

Esse sono state rese possibili dalla tecnologia di integrazione su media e larga scala, che permette di concentrare su un substrato di silicio molte centinaia o migliaia di transistori. Le memorie a semiconduttore possono essere divise in tre grandi categorie: memorie bipolari, memorie MOS statiche e memorie MOS dinamiche.

Le memorie bipolari sono in pratica costituite da flip-flops tradizionali organizzati in matrici righe per colonne, con linee di lettura e scrittura comuni a tutta la matrice, oppure come più matrici, in numero pari al

numero di bits che vengono letti contemporaneamente.

Le tecnologie più usate sono la Transistor-Transistor Logic, o TTL, che è abbastanza veloce, ed ha un consumo abbastanza elevato, la TTL Schottky, che utilizza diodi Schottky per scaricare più velocemente i transistori saturi, ed è quindi ancora più veloce, pagando questo requisito con un consumo maggiore, soprattutto impulsivo, e la Emitter Coupled Logic, o ECL, dove i transistori non entrano in saturazione, ma lavorano in zona attiva, e, con un consumo ancora più alto, raggiungono velocità non pensabili con logiche saturanti.

Le memorie MOS statiche usano transistori ad effetto di campo ad ossidi metallici (MOS FET_s) per costituire i flip-flops. Esse sono più lente delle memorie bipolari, ma hanno un consumo molto inferiore e hanno una maggiore densità di integrazione, cioè si possono immagazzinare più bits per circuito integrato.

Infine le memorie MOS dinamiche non utilizzano flip-flops per immagazzinare i dati bensì transistori MOS che caricano o scaricano un condensatore per ogni cella, che mantiene la carica e quindi il bit di informazione. Gli stessi transistori servono anche per leggere lo stato di carica del condensatore e quindi il dato. Poiché però il condensatore ha sempre una lieve perdita, e quindi si scarica lentamente, è necessario "rinfrescare" tale carica, e per questo le memorie si dicono dinamiche. Queste memorie sono più lente di quelle statiche, ma costano meno ed hanno una densità di integrazione elevatissima, oltre a consumare molto meno.

Le memorie a semiconduttore hanno un vantaggio fondamentale sulla memoria a nuclei, ed è nel fatto che la lettura non è distruttiva, cioè non modifica il dato memorizzato; inoltre un altro grande vantaggio è dato dall'integrazione sullo stesso componente dei decodificatori, delle linee di lettura e scrittura e di tutta la circuiteria necessaria a rendere operativa la memoria stessa.

In figura 6 è mostrata una memoria bipolare statica a selezione lineare, dove si possono vedere le linee di ingresso $I_1 \div I_4$, le linee di uscita $S_1 \div S_4$ e le linee di indirizzo Address 1 \div Address 16 oltre alla linea di abilitazione alla scrittura, che può servire per proteggere da modifica una certa zona di memoria.

In figura 7 è mostrata una cella bipolare, formata da un flip-flop costituito da una coppia di transistori multiemettitore in configurazione bistabile.

Le memorie MOS statiche sono composte da celle che occupano solo un quarto della superficie richiesta da una cella bipolare, e quindi consentono densità di integrazione quattro volte superiori. In figura 8 si può vedere come è costituita la cella flip-flop analoga a quella bipolare, ma in tecnologia MOS: Q3 e Q4 vengono adoperati come resistori, mentre Q5 e Q6 agiscono da porte. Per leggere lo stato è sufficiente mettere alta la linea di WORD, che attiva Q5 e Q6 in

Corso di elettronica digitale e calcolatori [7ª parte]

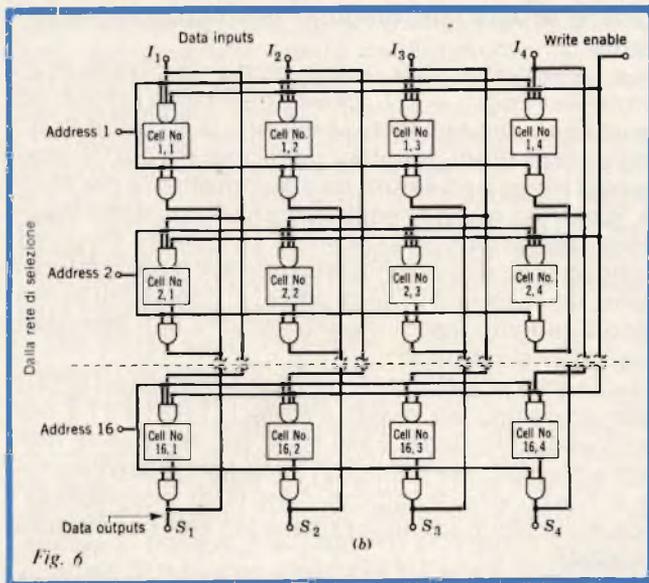


Fig. 6

dipendenza dallo stato del flip-flop. Per scrivere invece nel flip-flop va messa alta la linea di WORD e contemporaneamente va messa alta una delle due linee di DIGIT, a seconda dello stato che si vuol far assumere al flip-flop.

Confrontando tecnologie PMOS, NMOS (due tipi di circuiti MOS con diverse concezioni come fisica del semiconduttore) e bipolari, le bipolari si trovano in netto vantaggio come velocità dando performances dell'ordine di 10 ns, contro i 300 ns del PMOS e i 30 ns dell'NMOS, mentre le tecnologie MOS, e in particolare le NMOS sono in netto vantaggio per quanto riguarda la densità di flip-flop per chip, essendo la miniaturizzazione dei circuiti bipolari limitata dalla necessità di un sufficiente isolamento tra un transistor e l'altro.

In generale la configurazione di una memoria statica MOS è a matrice righe per colonne e comprende anche i buffers degli indirizzi, i decodificatori x e y, un preamplificatore differenziale per il rilevamento dello stato e, molto importante, un sistema di selezione dell'integrato (CHIP SELECT), che, se non attivato, fa sì che l'alimentazione giunga esclusivamente ai flip-flops, mentre, quando è attivato, fa in modo che anche i circuiti sussidiari vengono alimentati.

I vantaggi di avere una selezione a matrice sono principalmente nelle minori dimensioni dei decodificatori degli indirizzi, anche se ciò si paga con una complicazione circuitale delle singole celle, rispetto a quelle che compongono una memoria a selezione lineare.

Passiamo ora a trattare delle memorie MOS dinamiche.

In queste memorie la scrittura di 1 equivale a depositare in un condensatore della carica, mentre non dipositarvela o scaricarlo equivale a scrivere uno 0. La lettura consiste perciò semplicemente nella verifica se vi sia o meno carica nel condensatore. Poiché

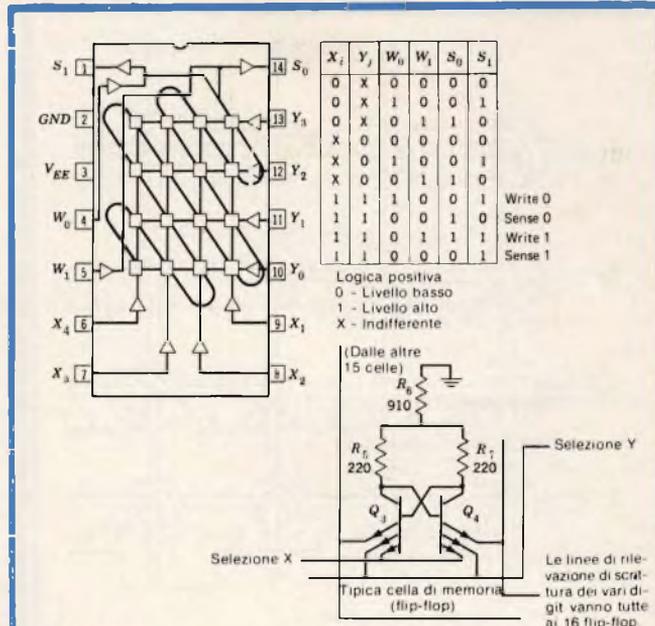


Fig. 7

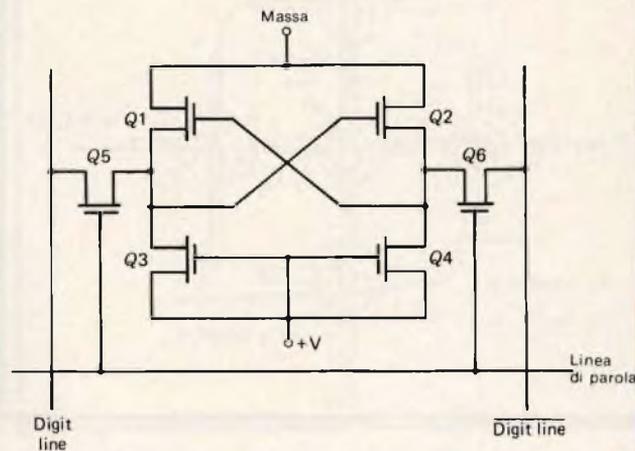


Fig. 8

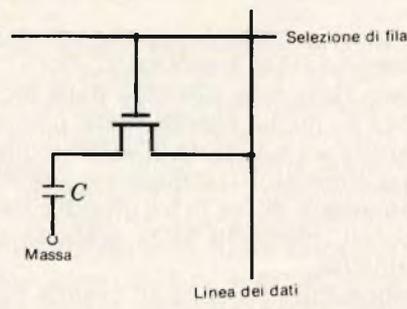


Fig. 9

Corso di elettronica digitale e calcolatori [7ª parte]

però il condensatore presenta sempre una certa perdita, è necessario "rinfrescare" periodicamente i dati memorizzati.

In figura 9 si può vedere una cella a transistor singolo, che permette elevatissime densità (dell'ordine di 16000 celle per circuito integrato), anche se richiede circuiti complessi per leggere e scrivere. La scrittura avviene depositando o meno nel condensatore C una carica, mentre la lettura avviene semplicemente attivando il transistor: la carica del condensatore determina la tensione d'uscita.

Normalmente, però, viene adottata una concezione circuitale più complessa, a tre transistori, mostrata in figura 10, dove il condensatore è sostituito dalla capacità di gate del transistor Q1, permettendo una miniaturizzazione molto spinta.

In queste memorie si rende necessario il "refresh" periodico, effettuato con un ciclo di lettura e di riscrittura del dato.

Il vantaggio principale delle memorie dinamiche sta nell'estrema semplicità delle singole celle, ed inoltre non è necessario applicare alimentazione se non quando si scrive, si legge, o si effettua il refresh della cella stessa, ed entrambe queste caratteristiche permettono delle densità di integrazione notevolissime.

L'ovvio svantaggio sta nella necessità del refresh periodico, che in generale deve avvenire ogni 2 millisecondi. Il refresh può avvenire mediante circuiti di lettura e riscrittura, oppure con circuiti speciali di refresh, e a conti fatti risulta che alcuni cicli macchina devono essere "rubati" per il refresh, anche se essi rappresentano una percentuale molto bassa. Recentemente si usano delle tecniche di refresh che agiscono su cicli del clock in cui non viene usata la memoria dalla CPU e in tal modo la memoria risulta, dal punto di vista della CPU, come se fosse statica (tecniche di refresh "trasparenti"). Attualmente le memorie dinamiche MOS sono quelle col costo per bit più basso, ma anche le più lente memorie a semiconduttore.

Passiamo ora ad esaminare le memorie a sola lettura (ROM). Esse sono memorie, come dice il nome stesso, in cui si può leggere, ma non scrivere, cioè memorizzano in modo permanente i dati, in generale introdotti dal fabbricante all'atto della costruzione.

La ROM più generale è un dispositivo dotato di un certo numero di ingressi, che servono ad indirizzare il dato, e un certo numero di uscite, che ad ogni indirizzo fanno corrispondere un certo dato.

Esempio classico di ROM è un convertitore di codice, ad esempio da ASCII a binario. Una ROM viene realizzata, nel caso più semplice, da un decodificatore e da una matrice di diodi, dove i diodi esistono solo dove sulle uscite, per quella particolare combinazione di ingressi, deve esserci un 1, mentre mancano dove deve esserci uno 0. Ad esempio in figura 11 è mostrato un convertitore da binario a codice GRAY.

Spesso i diodi sono sostituiti da transistori o MO-

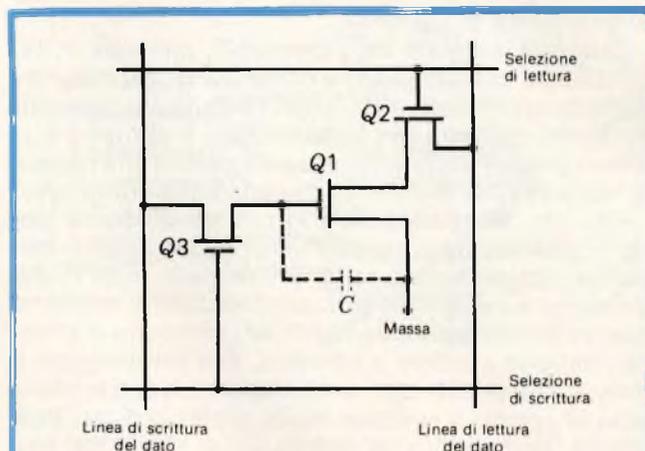


Fig. 10

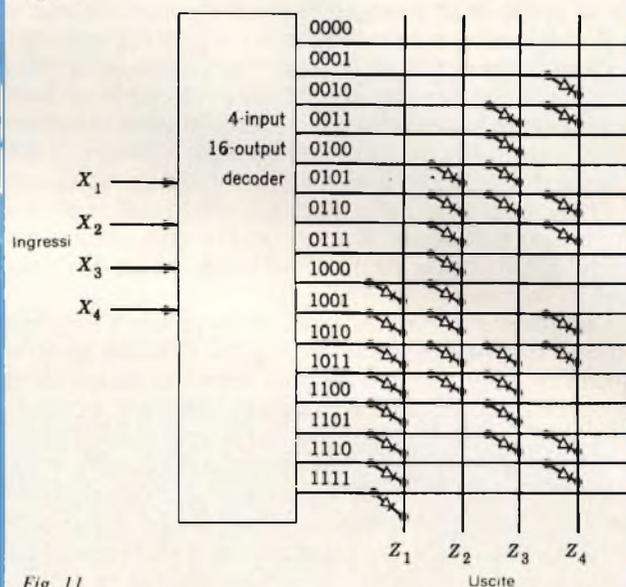


Fig. 11

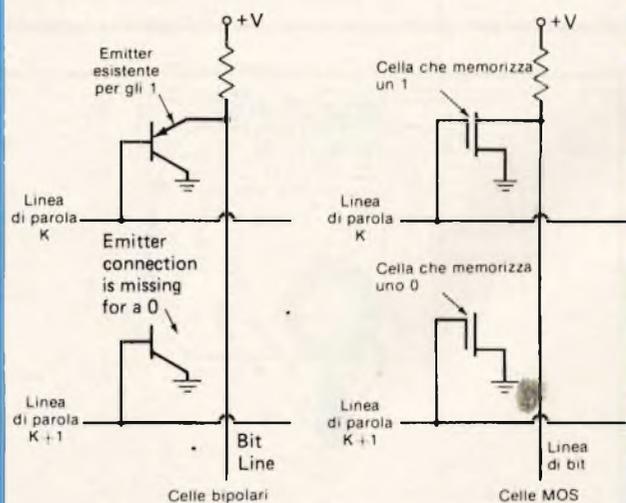


Fig. 12

Corso di elettronica digitale e calcolatori [7ª parte]

SFETS come in *figura 12*.

Esistono memorie programmabili, una sola volta, dall'utente, che prendono il nome di PROM, che vengono programmate distruggendo delle connessioni altrimenti esistenti per tutte le celle, e per far ciò si usano appositi dispositivi programmatori che possono leggere i dati da inserire da varie unità di ingresso.

Recentemente sono state introdotte anche memorie a sola lettura programmabili e cancellabili mediante esposizione a raggi ultravioletti (EPROM, dove E sta per Erasable = cancellabile) e memorie alterabili elettricamente (EAROM) che sono in pratica memorie a lettura e scrittura, che mantengono il dato anche private dell'alimentazione, e che presentano un tempo di scrittura molto più lento di quello di lettura. Le memorie di massa, oltre alle ROM, che possono servire a mantenere memorizzati programmi di utilità in linguaggio macchina, si articolano in rulli magnetici, dischi magnetici, e nastri magnetici.

Queste memorie di massa hanno una differenza fondamentale rispetto alle RAM e ROM, e sta nel fatto di non avere accesso casuale, bensì accesso sequenziale, ovvero per accedere ad un dato o blocco di dati è necessario passare prima per blocchi precedenti.

I rulli magnetici sono stati il primo tipo di memorie di massa: essi consistono in un cilindro rotante coperto da un sottile strato di materiale magnetico dotato di isteresi.

Lungo una generatrice del cilindro sono montate alcune testine magnetiche (*figura 13*), che sono in grado di magnetizzare piccole zone del materiale di copertura o di leggere le zone magnetizzate. Poiché il rullo è in continua rotazione, sotto ogni testina passa in continuazione una sottile striscia di cilindro, chiamata traccia. Ogni traccia è suddivisa in celle ciascuna delle quali può immagazzinare un bit binario. In generale una delle tracce serve per il sincronismo del rullo, avendo registrati opportuni segnali di sincronismo.

Le testine sono dotate di un avvolgimento di lettura e di due avvolgimenti di scrittura, uno per la scrittura dello 0 e uno per la scrittura dell'1, che hanno ovviamente polarità opposte.

Critica è la distanza delle testine dal cilindro, che deve essere il più costante possibile, e viene mantenuta tale da un cuscinio d'aria e molle che tengono le testine spinte verso il cilindro.

Le dimensioni e le capacità dei rulli magnetici sono molto variabili: si va da rulli con capacità di 25000 bits, a rulli da un miliardo di bits con 500 ÷ 1000 tracce, e le velocità vanno da 120 giri al minuto a 75000 giri al minuto.

Un rullo magnetico può essere adoperato sia in modo seriale che parallelo.

Possono essere ad esempio lette 9 tracce (8 più sincronismo) realizzando così la lettura di un intero byte ad ogni posizione del rullo, indirizzando le localizzazioni per mezzo della traccia di sincronismo.

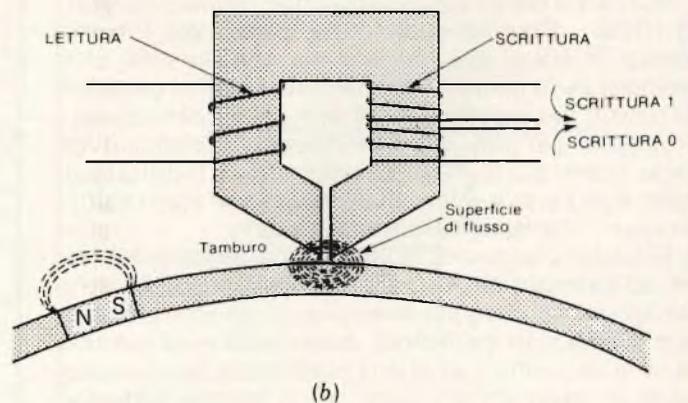
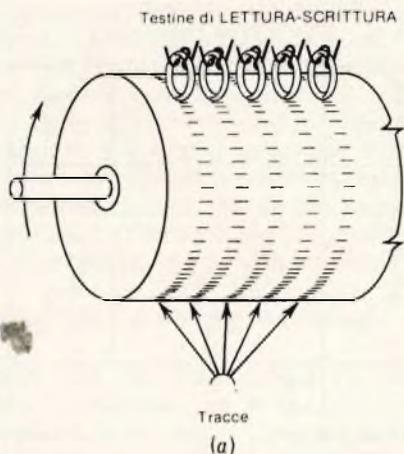
Possono invece essere lette le tracce una per una, realizzando una lettura seriale.

In tal caso si assegna ad ogni traccia un numero, e la traccia stessa viene divisa in settori, che contengono una o più parole.

In generale quindi per accedere ad una parola bisognerà dare il numero della traccia, quello del settore e, se vi sono più parole in un settore, anche la posizione della parola nel settore.

Si utilizza per l'indirizzamento seriale un metodo a sincronismi multipli, che danno i segnali per i bits, per le parole e danno il numero del settore che deve cominciare. Un tipo più moderno di memoria di massa, che sfrutta gli stessi principi, è la memoria a dischi magnetici, che si possono dividere in dischi rigidi e dischi flessibili (floppy disks).

I dischi rigidi sono configurati nei sistemi di grandi dimensioni come "pacchi" di dischi calettati sullo stesso albero (9 nella versione IBM 2314), mentre in sistemi di medie dimensioni, come i microcomputers



Corso di elettronica digitale e calcolatori [7ª parte]

il disco è singolo. Le tracce sono circonferenze concentriche a diverse distanze dal centro, che vengono localizzate mediante testine, mentre il disco è in continua rotazione; in alcuni modelli, le tracce più esterne, essendo più lunghe, contengono più bits di quelle interne più corte.

Le testine possono essere fisse, una per ogni traccia (da una sola o da entrambe le facce del disco), e si parla allora di disco a testine fisse, oppure possono essere solo una per faccia, e si parla allora di disco a testine mobili, in quanto le testine si muovono radialmente per raggiungere la traccia voluta. Ovviamente, il sistema a testine fisse è più veloce, avendo solo il ritardo di rotazione per giungere al settore interessato, mentre il sistema a testine mobili aggiunge anche il ritardo dovuto al posizionamento della testina; di contro il sistema a testine mobili fornisce un miglior sfruttamento del disco potendo essere le tracce molto più vicine che non nell'altro sistema.

Il posizionamento di dischi e testine (mobili) del sistema IBM è mostrato in figura 14. Le testine sono quasi sempre del tipo detto "testina volante" il cui posizionamento vicino alla superficie del disco avviene in modo pneumatico illustrato in figura 15. I sistemi a disco singolo sono in realtà quasi sempre sistemi a due dischi, uno fisso nella macchina, che solitamente contiene il sistema operativo, e l'altro intercambiabile dall'utente.

Le velocità di rotazione vanno da 2000 a 3000 giri al minuto, mentre le capacità vanno da 5 megabytes per il disco singolo a doppia densità, fino a 200 megabytes per pacchi di dischi di grandi dimensioni ad alta densità. Un sistema relativamente recente è quello a disco flessibile (floppy disk), la cui struttura portante è in plastica anziché in metallo. La forma e le dimensioni sono circa quelle di un disco a 45 giri e il floppy disk può essere inserito e tolto con la stessa facilità di una cassetta magnetica.

Il disco è fornito di un involucro e viene inserito nell'unità di lettura-scrittura con l'involucro attorno. Nell'involucro è praticata un'apertura attraverso la quale la testina può leggere o scrivere, e spesso vi è pure un foro che serve per la localizzazione dell'indirizzo di traccia.

Il tipo più comune, a formato IBM, ha 77 tracce, ciascuna divisa in 26 settori di 128 bytes ciascuno (se i dati sono formattati), per un totale di 3.2 milioni di bits non formattati. La velocità è di 360 giri al minuto e le tracce più esterne sono registrate con una densità inferiore di quelle interne, in modo da mantenere costante il numero di settori.

In figura 16 è mostrato un dischetto nel suo involucro.

Ovviamente, a parte i dischi a testine fisse o nei "pacchi" di dischi, dove è possibile sia il trasferimento dati parallelo che quello seriale, in tutti gli altri tipi di dischi singoli a testine mobili il trasferimento dati è solo seriale.

Parliamo infine dei nastri magnetici, che sono il

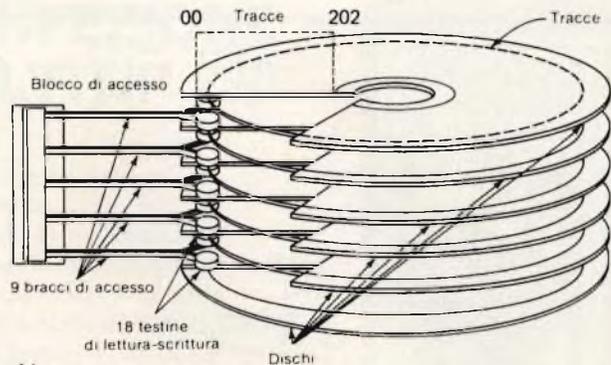


Fig. 14

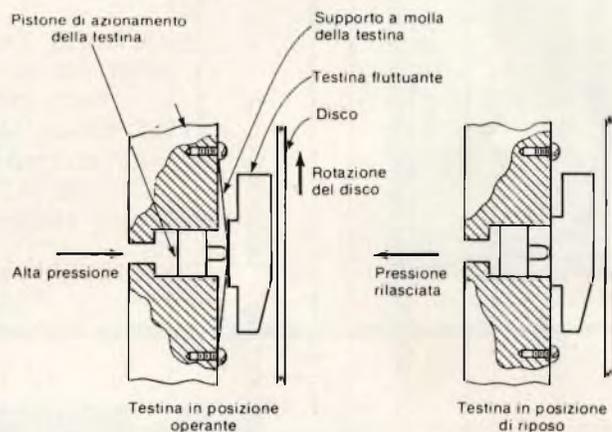


Fig. 15

mezzo più a buon mercato per immagazzinare grosse moli di dati, in cui la velocità di accesso ha un'importanza non fondamentale. In generale un sistema a nastri è composto da quattro parti: il nastro stesso, il meccanismo di trascinamento e riavvolgimento, il sistema di lettura e scrittura e il sistema di controllo che comanda sia i meccanismi di trascinamento che il sistema di lettura e scrittura.

I requisiti del sistema di trascinamento per nastri

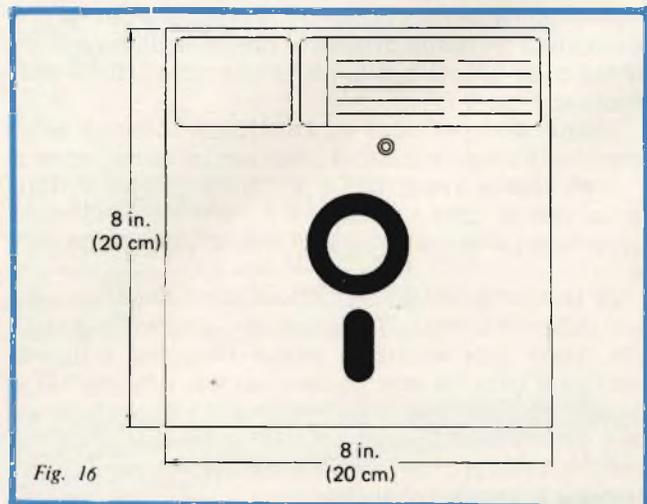
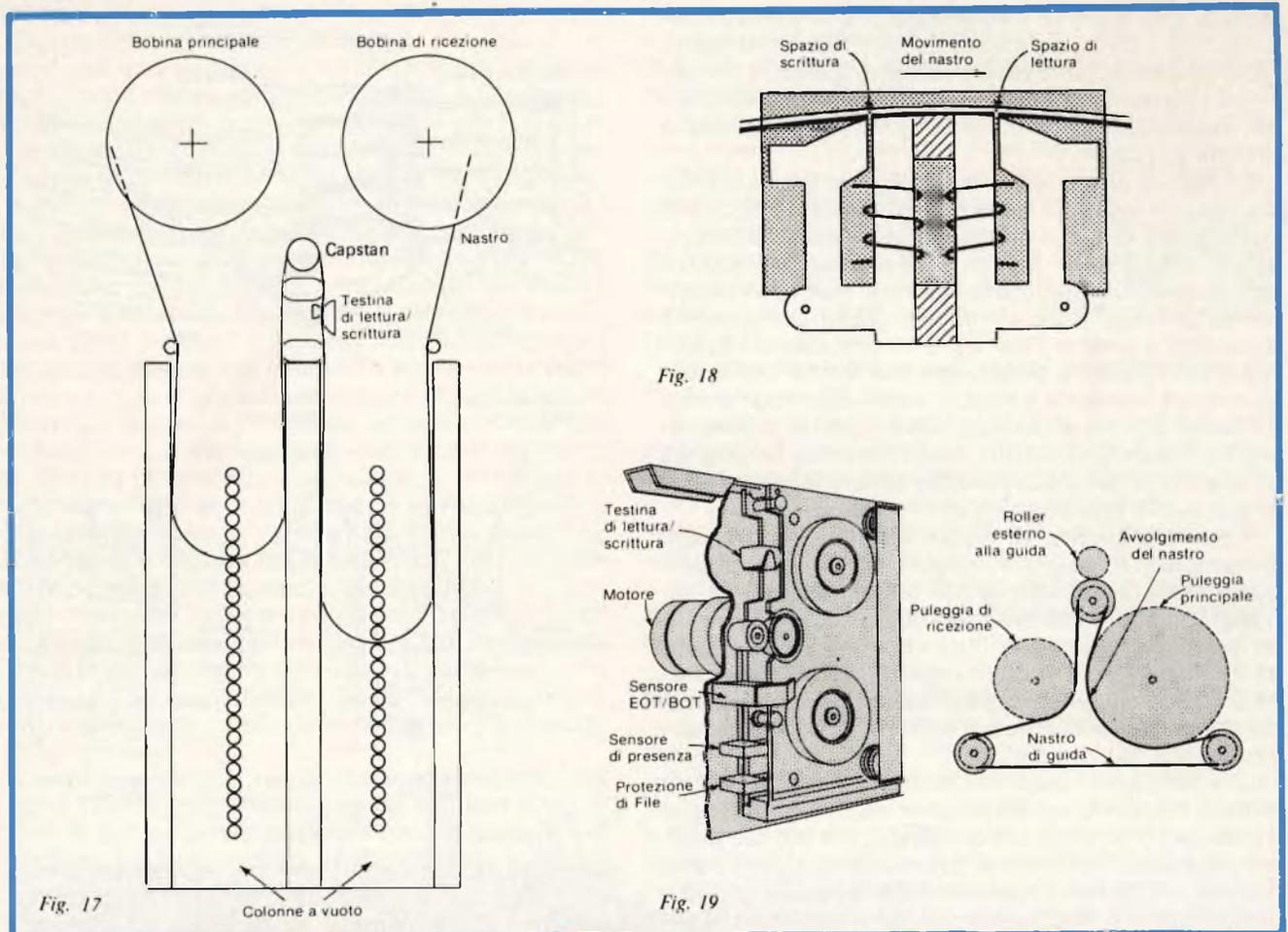


Fig. 16

Corso di elettronica digitale e calcolatori [7ª parte]



digitali sono essenzialmente due: devono partire e fermarsi nel più breve tempo possibile e devono avere una velocità del nastro molto elevata.

Questi requisiti possono venir soddisfatti a patto che le bobine, che sono dotate di un'inerzia notevole, vengano rese indipendenti il più possibile dal movimento del nastro nei pressi delle testine, e per far ciò si ricorre a "serbatoi di nastro" costituiti da colonne a vuoto o da bracci oscillanti tendinastro, come mostrato in figura 17.

I requisiti di partenza ed arresto molto rapidi sono importanti perché, poichè i dati vengono registrati a blocchi (bloks o records), è fondamentale per evitare lo spreco di nastro far sì che il tratto non utilizzato durante la partenza e l'arresto sia il più breve possibile.

Le testine di lettura e scrittura sono quasi sempre con lettura e scrittura separate, disposte in modo tale che dopo aver scritto si possa rileggere e quindi verificare ciò che si è appena scritto (figura 18). I nastri su bobina hanno solitamente 7 o 9 tracce parallele, ovvero 6 o 8 tracce dati e 1 traccia di parità per la verifica dei dati; il trasferimento dati avviene quindi sempre in modo parallelo.

Fig. 18

Fig. 19

Per segnalare l'inizio e la fine del nastro si incollano sul nastro stesso striscette riflettenti che attivano fotocellule che comandano l'arresto o il posizionamento esatto del nastro.

Un tipo di registrazione a nastro più economica è costituita dalla registrazione su cassette e su cartucce magnetiche. Le cassette, solitamente, benché della stessa forma e dimensioni delle cassette audio, hanno caratteristiche e costi superiori, anche se di poco.

Una cassetta digitale contiene circa 70 metri di nastro che si muove alla velocità di circa 80 cm/sec, con 800.000 bits di capacità e una velocità di lettura di 12800 bits/s.

Le cartucce, più grosse, hanno il vantaggio di avere internamente un sistema di trascinamento che semplifica moltissimo i meccanismi esterni (figura 19), oltre ad essere a tenuta stagna verso sporcizia e inquinanti.

Le cartucce contengono circa 100 metri di nastro e possono registrare fino a 4 tracce fino ad una capacità massima di 20 megabits.

La velocità è di 80 cm/s in lettura e 240 cm/s durante la ricerca di files.

ERSA

ASPIRATORE PER DISSALDARE US140

Con punta in teflon per alte temperature, da usarsi con saldatore.
Lunghezza: 205 mm
Peso: 100g

Codice LU/6115-00



CONFEZIONE MULTITIP 230

Per medie saldature, comprendente:

- 1 saldatore completo di supporto d'appoggio
- 3 punte intercambiabili
- 1 confezione di stagno 60/40
- 1 spugnetta al silicone per la pulizia delle punte.

CARATTERISTICHE DEL SALDATORE

Potenza: 25W
Alimentazione: 220Vc.a.
Temperatura di punta: 450°C in 60"
Peso senza cavo: 349g

Codice LU/3642-00



ERSA

SALDATORE IN MINIATURA MULTITIP 230

Alimentazione: 230 Vc.a.
Peso con cavo: 60g
Lunghezza cavo: 1,5 m
Fornito con punta in rame nichelato

DISSIPAZIONE	TEMPERATURA DI PUNTA	LUNGHEZZA	CODICE
8 W	290°C in 90"	180 mm	LU/3590-00
15 W	350°C in 60"	210 mm	LU/3600-00
25 W	450°C in 60"	225 mm	LU/3640-00



PRESTEL

s.r.l.

20154 MILANO

CORSO SEMPIONE, 48

novità

"MULTISELECT"

**NUOVO SISTEMA MODULARE PER IMPIANTI
CENTRALIZZATI PLURICANALI.**

SELETTIVO - AUTODEMISCELANTE - AUTOMISCELANTE

MULTISELECTMULT
SELECTMULTISELE
TMULTISELECTMUL
IS
C
T
ECTMULTISELECTM
LTISELECTMULTISE
LECTMULTISELECT



Analisi della registrazione magnetica

di Domenico Serafini - I parte

Prima d'inoltrarci nell'analisi della registrazione magnetica, è bene chiarire o almeno ripassare i concetti fondamentali del magnetismo. Ciò, eviterà inutili ripetizioni e spiegazioni nel corso della trattazione.

Assieme allo studio dei fenomeni fisici del magnetismo, ed in seguito l'analisi della registrazione, introdurremo qua e là relativi riferimenti storici. È lo zio Ruben che ci ha insegnato che per analizzare la cronaca bisogna conoscere la storia. Con tali supplementi speriamo che i concetti rimangano più impressi nella mente e di rendere la lettura più piacevole.

Concetti fondamentali del magnetismo

Le manifestazioni del magnetismo sono note da secoli. Già Talete di Mileo (624-546 a.C.) pare sapesse che certi minerali di ferro hanno la proprietà di attrarre piccole particelle di questo metallo. Il fenomeno era particolarmente evidente nei minerali dei giacimenti prossimi alla città di Magnesia in Tessalia, nell'Asia Minore, per cui il "lithos magnetes", secondo Aristotele, diede il nome al magnetismo.

Si dà il nome di "magnete" a dei corpi che godono delle proprietà di attrarre frammenti leggeri di ferro, acciaio, nichel e cobalto. Il minerale magnetico è un ossido di ferro naturale chiamato anche magnete naturale o magnetite e si chiama magnetismo la causa alla quale è dovuta questa proprietà.

Soltanto nel medioevo venne gradatamente riconosciuta la praticità della magnetite, la cui capacità era stata da tempo scoperta in Cina e utilizzata nella "bussola".

La ricerca quantitativa delle leggi del magnetismo ebbe inizio nel 1785 dal fisico francese Charles A. De Coulomb, il quale scoprì che la forza d'attrazione dei magneti è inversamente proporzionale al quadrato della distanza dal corpo da attrarre.

Il campo d'influenza di un magnete si chiama "campo magnetico". Su ogni particella che entra in questo campo, viene esercitata una forza.

Un ago magnetico sospeso liberamente si orienta nella direzione Nord-Sud, il segmento dell'ago orientato a Nord si chiama "polo nord" o positivo e quello opposto "polo sud" o negativo. È impossibile ottenere un magnete a un solo polo in quanto la proprietà magnetica è una caratteristica molecola-

re: se si rompe un magnete in più pezzi, ciascuno di essi presenta due poli come il magnete completo.

I poli di nome contrario si attirano, mentre quelli di nome uguale si respingono. L'azione magnetica non è uniforme su tutta la superficie del magnete ma si manifesta massima alle estremità (poli), e decresce verso la parte media (zona neutra).

Il campo magnetico può essere reso visibile cospargendo della limatura di ferro su di un foglio di carta, sotto il quale si porta un magnete.

La figura 1 mostra come la limatura si dispone lungo le linee del campo magnetico che corrono compatte da un polo all'altro.

La forma risultante si chiama "spettro magnetico" e le linee



Fig. 1 - Le linee di forza di un campo magnetico possono essere rese visibili spargendo della limatura di ferro su di un foglio di carta sotto al quale si incolla un magnete.

di cui è composto sono le "linee di forza", il cammino percorso da queste linee è il "circuito magnetico".

Il circuito magnetico, per convenzione, esce dal polo Nord e si dirige verso il polo Sud all'esterno del magnete, e dal polo Sud verso il polo Nord all'interno nel magnete.

L'insieme delle linee di forza costituisce il flusso magnetico (Φ) ed è espresso in Weber (una volta si chiamava Maxwell), $1 \text{ Maxwell} = 10^{-8} \text{ Weber}$.

L'intensità (H) del campo magnetico è espresso in Oersted e rappresenta la "vigorosità" delle linee di forza.

Tra il flusso e l'intensità magnetica esiste la relazione:

$$\Phi = H \times S$$

dove S è l'area del campo d'influenza del magnete.

Per comprendere a fondo quanto segue è bene spiegare il fenomeno del magnetismo.

Tutti gli elementi chimici hanno per unità l'atomo costruito secondo un piano sistematico. La massa atomica è composta essenzialmente dal nucleo atomico, mentre le proprietà fisiche sono determinate dagli elettroni e dalla loro ripartizione nello spazio intorno al nucleo, in base a leggi fisse.

Gli elettroni effettuano due movimenti; uno di rotazione al nucleo atomico ed uno di rotazione su se stessi, il magnetismo è quindi una conseguenza del movimento delle cariche elettriche.

I corpi, in cui gli elettroni che ruotano su se stessi in senso orario eguagliano quelli che ruotano in senso antiorario, ma non sono magnetici; se invece gli elettroni che ruotano in un verso superano quelli che girano nel senso inverso, il corpo è magnetico. Questi movimenti sbilanciati vengono chiamati "momenti magnetici"; una regione di 10^{15} atomi con lo stesso momento magnetico può essere rappresentato come un magnetino completo chiamato "domino".

Questi domini hanno una direzione caotica, pertanto il risultante effetto magnetico è piccolo.

Affinché i domini si possano orientare ordinatamente è necessario l'azione di un campo magnetico esterno.

L'intensità di questo campo determina il numero dei domini allineati; ottenuto l'orientamento completo dei magnetini, si raggiunge la "saturazione magnetica", un aumento del campo magnetizzante non accresce più la polarizzazione magnetica.

Se la direzione in cui i domini si dispongono è del medesimo senso, si ha il "ferromagnetismo"; se l'orientamento è antiparallelo, si avrà l'"antiferromagnetismo". Se i valori sono disuguali, allora il fenomeno si chiama "ferrimagnetismo". Se i valori sono disuguali, allora il fenomeno si chiama "ferri-magnetismo".

L'effetto magnetizzante può avvenire per contatto diretto o esercitato a distanza (per induzione). L'unità dell'induzione (B) si chiama ora Tesla (prima era il Gauss) $1 \text{ Gauss} = 10^{-4} \text{ Tesla} = 1 \text{ Maxwell/cm}^2$.

Comunicando le proprietà magnetiche ad un metallo si ottiene un magnete artificiale, se si riferisce all'acciaio si ha la "calamita". Il metallo magnetizzato può conservare le proprietà del campo magnetico esterno, in questo caso si ottiene un "magnete permanente", viceversa se le proprietà magnetiche in un metallo cessa con il cessare il campo magnetizzante si parla di "magnete temporaneo".

Alcuni metalli non conservano appieno le proprietà magnetiche trasferitevisi. Queste diminuiscono una volta tolto il

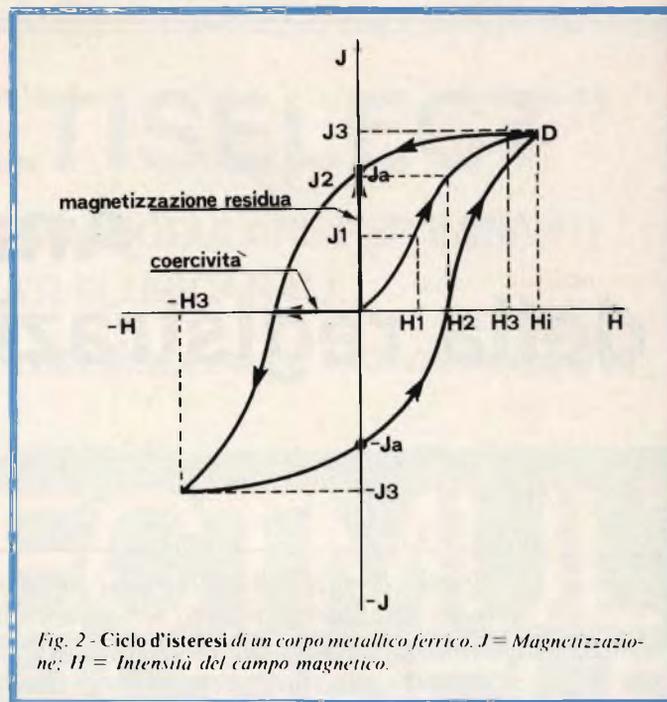


Fig. 2 - Ciclo d'isteresi di un corpo metallico ferrico. J = Magnetizzazione; H = Intensità del campo magnetico.

metallo dall'azione del campo magnetico esterno, tale fenomeno è chiamato "magnetizzazione residua".

Come noto il processo di magnetizzazione è in funzione dell'intensità del campo magnetico in atto, però non in funzione lineare. Per renderci conto di ciò riferiamoci al diagramma di figura 2.

Sull'asse orizzontale si segna l'intensità del campo magnetico H e sull'asse verticale la magnetizzazione J . Supponiamo che il materiale da magnetizzare sia vergine, cioè mai sottoposto all'azione di un campo magnetico artificiale.

Applicando un piccolo campo $H1$, i domini assai mobili si orientano secondo la direzione del campo e quindi la magnetizzazione tocca il punto $J1$.

Con la magnetizzazione al di sopra di $H1$, ad esempio $H2$, si raggiunge una magnetizzazione $J2$. Portando il campo al valore $H3$ vediamo che la magnetizzazione tocca il punto $J3$, dopo questa, comunque, pur aumentando il campo ad un valore infinito H_i , la magnetizzazione non cresce. Raggiungendo l'orientamento massimo, si ha la saturazione magnetica. La curva risultante OD è chiamata "normale" o "vergine".

Riportando il campo magnetico a zero si nota che la magnetizzazione non ritorna a zero, ma rimane ad un certo valore J_a . In altre parole dopo che il campo magnetizzante è completamente annullato, il materiale rimane ancora parzialmente magnetizzato (magnetizzazione residua).

Per riottenere una magnetizzazione zero si deve impiegare un campo magnetico contrario $-H$, questa è una forza contraria ed è chiamata "coercitiva", la forza coercitiva è quindi un criterio per misurare la forza che il materiale oppone alla propria smagnetizzazione.

Portando il campo oltre il valore $-H3$, si raggiunge il valore negativo di saturazione $-J3$. Riportando nuovamente il campo magnetico a zero, la magnetizzazione rimane ad un certo valore $-J_a$. Per riportare la magnetizzazione a zero è necessario di nuovo un campo magnetizzante inverso, e così via.

La curva risultante rappresenta il cosiddetto "ciclo d'isteresi".

si" (dal greco "hystereo", cioè restare indietro), e, dato che questa è in proporzioni tra le parti opposte, viene detto ciclo d'isteresi simmetrico.

La magnetizzazione zero con campo zero è ottenuta effettuando un certo numero di cicli d'isteresi, nel quale l'intensità del campo diminuisce per ogni ciclo. Si ottengono così cicli d'isteresi sempre più piccoli con rimanenza sempre minore, finché con un campo quasi zero si raggiunge una magnetizzazione rimanente zero e quindi praticamente uno stato di "smagnetizzazione" o "cancellazione".

Lo stesso risultato lo si può ottenere sottoponendo il materiale magnetizzato ad un processo di ricottura ad una temperatura di circa 750°C.

Le azioni smagnetizzanti possono provenire anche da campi magnetici esterni e da urti.

L'ampiezza del ciclo d'isteresi dal materiale da magnetizzare, i materiali dolci, ad esempio, hanno un ciclo d'isteresi molto stretto; si magnetizzano molto facilmente, ma non appena sparisce il campo magnetizzante, essi perdono la loro magnetizzazione. I materiali duri, invece, hanno un ciclo d'isteresi largo, pertanto adatti come magneti permanenti.

Il campo magnetico può diffondersi in qualsiasi sostanza, naturalmente il grado di diffusione varia da corpo a corpo. Il migliore, ovviamente, è quello ferromagnetico, comunque

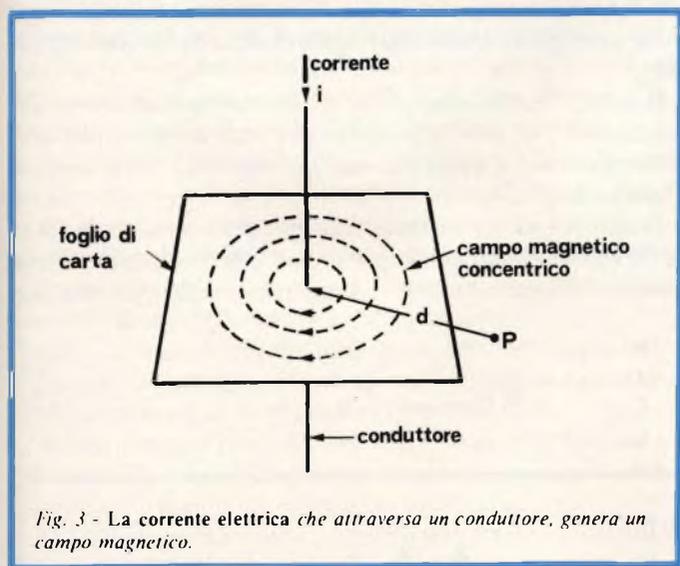


Fig. 3 - La corrente elettrica che attraversa un conduttore, genera un campo magnetico.

come riferimento (permeabilità assoluta) si è preso il vuoto, cioè $\mu = 1$.

Mettendo in relazione la permeabilità di una sostanza con quella del vuoto, allora si parla di permeabilità relativa μ_r . $\mu_r = \mu/\mu_0$.

I corpi i quali hanno la permeabilità relativa minore ad 1 vengono chiamati "Diamagnetici", mentre quelli con μ_r maggiore di 1 e assai prossima all'unità, vengono chiamati "Paramagnetici". I materiali "Ferromagnetici" hanno una μ_r molto elevata.

Nel 1600 lo scienziato inglese William Gilbert scoprì che un ago magnetico si orienta nella direzione Nord-Sud in quanto influenzato da un campo magnetico terrestre. In altre parole la terra, agendo come un elettrone nel sistema solare, crea intorno a sé un campo magnetico identico a quello prodotto da una calamita. I poli magnetici del campo terrestre sono rappresentati dai poli geografici.

Siccome i poli di nome contrario si attirano e quelli di nome uguale si respingono, è chiaro che il polo Nord dell'ago magnetico viene attratto dal polo geografico Sud (antartico), mentre il polo Sud dal polo geografico Nord (artico).

Pertanto è errato chiamare il polo dell'ago che si volge verso l'artico come il polo Nord e quello che si volge verso l'antartico come polo Sud.

Comunque queste definizioni vengono conservate tuttora come "espressioni convenzionali".

L'espressione analitica del campo magnetico terrestre fu data dal matematico tedesco Friedrich Gauss nel 1833. L'induzione magnetica terrestre riferita come l'unità di Gauss corrispondente ad un valore prossimo ad uno.

Come noto il magnetismo è una manifestazione delle cariche elettriche elementari, questa inter-relazione, comunque, fu scoperta solo nel 1820 dal fisico danese Hans Christian Oersted.

Oersted osservò che un ago magnetico in vicinanza di un conduttore attraversato dalla corrente, veniva deviato e che la direzione della deviazione dipendeva dal verso della corrente.

In altre parole scoprì che anche una corrente elettrica crea intorno a sé un campo magnetico (la corrente elettrica oriente i domini ordinatamente). Se si esamina l'andamento delle linee del campo magnetico, facendo passare il conduttore perpendicolare attraverso un foglio di carta cosparso di limatura di ferro, visibile in figura 3 si può constatare che le linee del campo magnetico si dispongono intorno al conduttore in anelli concentrici.

A seguito di questa scoperta due fisici francesi Jean B. Biot e Felix Savat dimostrarono che l'intensità di questo campo è direttamente proporzionale all'intensità della corrente che attraversa il conduttore e inversamente alla distanza tra il filo ed il punto di misura (P.)

Quantitativamente la legge di Biot-Savat è così espressa:

$$H = \frac{2 \times I}{10 \times d}$$

L'unità di misura è l'Oersted (Oe).

Se il conduttore, invece di essere rettilineo, è incurvato a forma di cerchio, le linee di forza non sono più concentriche, ma rimangono perpendicolari al piano del foglio.

L'intensità di campo prodotto da un siffatto conduttore è:

$$H = \frac{2\pi \times I}{10 \times d} \text{ dove } \pi = 3,14159$$

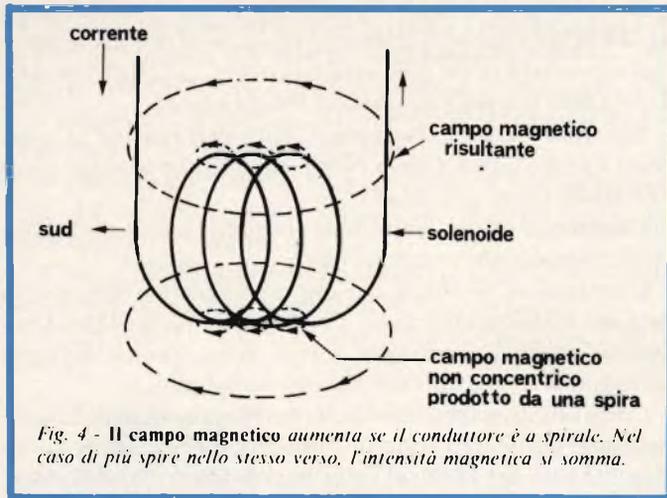
pertanto vediamo un conduttore a forma di cerchio aumentare l'intensità di campo, rispetto al conduttore rettilineo, di un fattore pari ad oltre 3,14.

L'effetto visibile in figura 4 risulta più marcato disponendo cerchi uno vicino all'altro e facendo passare la corrente nello stesso senso di rotazione, in quanto l'intensità magnetica di ogni cerchio si somma con quello accanto.

Quest'insieme di conduttori a cerchio è chiamato "solenoid" o "bobina" ed ogni singolo cerchio costituisce la "spira".

Si chiama bobina un insieme di spire il cui diametro è grande rispetto alla lunghezza totale. Il solenoide è una lunga spirale, cioè un insieme di spire il cui diametro è grande rispetto alla lunghezza totale.

Da quanto detto è evidente che il campo magnetico prodotto da un insieme di spire è direttamente proporzionale all'in-



tensità della corrente I e al numero delle spire n , mentre è inversamente proporzionale alla distanza tra le singole spire, cioè alla lunghezza della bobina L (affinché i campi magnetici prodotti dalle singole spire si possano sommare adeguatamente è necessario che queste siano vicine), cioè:

$$H = \frac{2\pi \times n \times I}{L} \text{ per la bobina e}$$

$$H = \frac{4\pi \times n \times I}{L} \text{ per il solenoide.}$$

Una bobina o solenoide percorso da corrente produce un campo magnetico uguale a quello di una calamita, pertanto ciò che è stato detto per la calamita vale anche per le spirali.

Il campo magnetico di un solenoide è relativamente piccolo, questo può essere intensificato introducendovi un nucleo ferromagnetico. Al passaggio della corrente, il nucleo, per la sua grande permeabilità, raccoglie le linee di forza che altrimenti si perderebbero nell'aria rinforzando così il campo magnetico generato dalla spirale (il campo magnetico preferisce passare nel nucleo in quanto questo offre una minore resistenza).

Se il nucleo è formato da un materiale ferromagnetico dolce, al cessare della corrente, per la sua debole forza coercitiva, si smagnetizza subito, otteniamo così una "elettrocalamita".

Per utilizzare l'azione dei due poli l'elettrocalamita prende la forma a ferro di cavallo, lo spazio d'aria tra i due poli prende il nome di fessura o trasfesso. Più piccolo è il trasfesso, maggiore è l'intensità del flusso tra i poli. Quando l'elettrocalamita prende la forma ad anello, viene chiamata "tiroide".

Dopo la scoperta della inter-relazione tra corrente e magnetismo, alcuni scienziati cominciarono a studiare la possibilità inversa, cioè produrre una corrente elettrica da un campo magnetico. Tra questi notiamo l'inglese Michael Faraday e l'americano Joseph Henry.

Nel 1831 Faraday scoprì che facendo attraversare una corrente pulsante in una bobina (induttore) posta vicino ad un'altra bobina (indotto), quest'ultima era capace di generare ai suoi capi una tensione elettrica o forza elettromotrice (f.e.m.). Collegandovi uno strumento si era capaci di registrarvi un flusso di corrente, proporzionale all'intensità del campo magnetico induttore.

In altre parole la corrente pulsante circolante nell'induttore produce un campo magnetico variabile il quale, agendo sui domini, fa in modo di mettere in movimento gli elettroni della bobina indotta. Questo movimento risulta in una polarizzazione elettrica, cioè una differenza di cariche tra i due capi del conduttore (f.e.m.). Cortocircuitando i capi della bobina indotta, gli elettroni accumulatisi da un capo andranno a bilanciare il nucleo atomico dando vita ad un flusso di elettroni (corrente elettrica).

Un'altra possibilità di variare il campo magnetico induttore consiste nell'impiego della corrente alternata. Questa si disinserisce e cambia di polarità per ogni ciclo, pertanto nell'indotto si avrà lo stesso effetto di Faraday. Più rapida è la disinnescione e il cambiamento di polarità (cioè più alta è la frequenza) maggiore sarà la f.e.m. indotta.

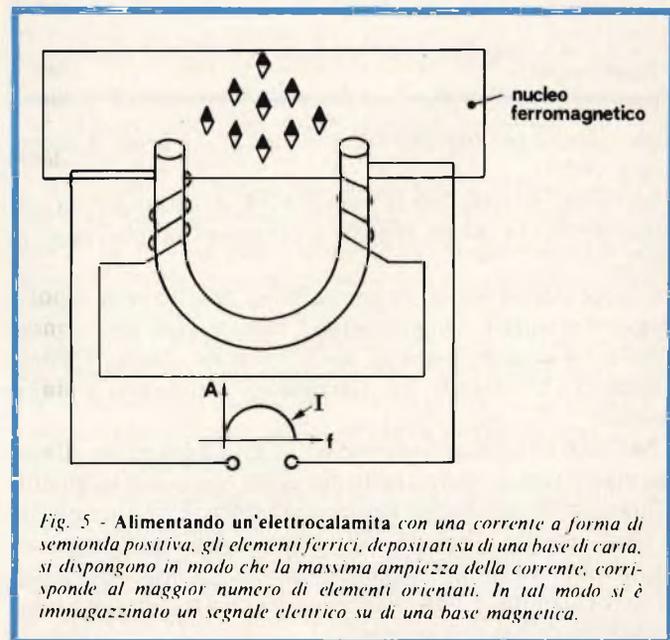
Naturalmente la corrente circolante nell'indotto rende quest'ultimo magnetico, pertanto induce su se stesso e sull'induttore un campo magnetico alternato il quale si oppone al campo magnetico che ha generato la corrente indotta. Lo stesso vale per l'induttore, il campo magnetico da questo generato induce su se stesso una f.e.m. contraria alla causa che l'ha generata. Questa forza contraria è dovuta all'autoinduzione ed è espressa come una f.c.e.m. In un'induttanza pura la f.e.m. è uguale alla f.c.e.m. ($V = -e$).

Il fenomeno dell'induzione e dell'autoinduzione sono noti come principi del trasformatore (inventato da W. Stanley nel 1886).

Il nucleo ferromagnetico di un solenoide è anch'esso un conduttore, pertanto in esso si genera una corrente indotta la quale, a sua volta, genera un campo magnetico che si oppone a quello originale.

Questa forma di resistenza magnetica è chiamata "riluttanza" R ed è direttamente proporzionale alla lunghezza (cm) del nucleo e inversamente alla sua superficie (cm²) e permeabilità.

$$R = \frac{L}{\mu \times S}$$



La riluttanza non ha un nome specifico, pertanto la esprimiamo in "unità".

Le riluttanze in serie o in parallelo vengono combinate e calcolate come le resistenze ohmiche.

La corrente indotta attraverso il nucleo magnetico assorbe un'inutile quantità di energia, la quale, secondo la legge di Joule, si trasforma in calore.

Per tale motivo queste vengono chiamate "correnti parassite" o di Foucault, dal nome del fisico francese che le ha scoperte.

Pertanto, a parità di lunghezza e permeabilità, conviene fare il nucleo con un piccolo spessore, d'altra parte, però, più grosso è il nucleo più linee di forza verranno raccolte. ($\Phi = HS$).

Il problema è stato risolto facendo il nucleo di una impaccatura di tanti elementi ferromagnetici di sezione molto piccola ed elettricamente isolati tra loro. In questo caso ciascun elemento prende il nome di "lamella" e si riferisce al circuito magnetico come un nucleo laminato.

Come sappiamo un induttore magnetico orienta i domini di un nucleo indotto secondo la forma del campo magnetico induttore. Dato che il campo magnetico può essere generato dal passaggio della corrente elettrica in una bobina, è chiaro che questo ordinamento dipende anche dalla corrente.

Facendo la corrente induttrice (segnale in *figura 5*) di una forma particolare, ad esempio a campana (semionda), vediamo che i domini del nucleo indotto si dispongono in modo che alla max. ampiezza della corrente induttrice corrisponde il maggior numero di domini adeguatamente orientati.

Terminato il campo induttore, se il nucleo indotto possiede una buona coercività, può anch'esso agire come un magnete.

Muovendo il nucleo, che ora agisce come induttore, in vicinanza di una bobina, vedremo che in questa verrà indotto un campo magnetico e quindi (se il circuito è chiuso), una corrente avente una forma a campana.

Con ciò non abbiamo fatto altro che immagazzinare o registrare in un nucleo ferromagnetico un segnale elettrico e, conseguentemente, lo abbiamo recuperato.

Come noto per generare una corrente indotta è necessario produrre un campo magnetico variabile con una corrente alternata o tramite un movimento dell'induttore.

Quindi per recuperare il segnale immagazzinato nel nucleo ferromagnetico è necessario che questo venga mosso vicino alla bobina.

La velocità del movimento o scorrimento del nucleo, determina il periodo (T) del segnale recuperato.

La cronistoria della registrazione magnetica

Nel 1878 T.A. Edison, a seguito dei concetti prima esposti, brevettò un sistema magnetomeccanico per la registrazione di segnali elettrici elementari.

Nel 1885 C.S. Tainter patenta una versione più avanzata del registratore magnetomeccanico.

Nel 1887 l'ing. olandese Wilhelm Hedic sviluppa un elaborato sistema di registrazione facendo uso di un *nastro* contenente particelle magnetiche.

I concetti e teorie sulle possibilità di poter immagazzinare segnali elettrici sfruttando le proprietà magnetiche di un materiale omogeneo, quale il ferro, vennero chiaramente espresse dal fisico americano Oberlin Smith nel 1888 in un articolo



Fig. 6 - L'ingegnere danese Valdemar Poulsen costruisce uno dei primi registratori magnetici.

sulla rivista "The Electrical World".

Nel 1892 l'ing. danese Valdemar Poulsen (*figura 6*), indipendentemente e all'oscuro dei progressi fatti in questo campo in America ed in Olanda, costruisce un espediente atto a registrare magneticamente una conversazione telefonica ad una data velocità, questa, in seguito, veniva registrata di nuovo ad una velocità superiore ed inviata ad una linea telefonica.

Dall'altra parte della linea la conversione, così modificata, veniva inviata ad un espediente magnetico il quale registrava alla stessa velocità, la registrazione in seguito, tramite un'altro espediente magnetico, veniva riportata alla sua velocità originale e quindi inviata al cornetto telefonico per l'ascolto.

Il complesso sistema di registrazione magnetica concepito da Poulsen fu ideato per aumentare la portata delle reti telefoniche.

Prima di allora le linee telefoniche potevano portare una conversazione alla volta, con conseguenti ritardi ed imprevisti.

Tale apparato, chiamato "Telegrafono", fu costruito nel 1894 con l'aiuto dell'ing. Peder Oluf Pedersen, questo comunque, prese una forma veramente funzionale solo nel 1898, quando, cioè, fu brevettato.

Il telegrafono, per i suoi scopi, rappresentava un enorme progresso rispetto agli altri sistemi.

L'apparecchio suscitò un vivo interesse all'esposizione di Parigi del 1900; purtroppo però la curiosità, anche se briosa, non apportò alcun finanziamento.

Nel 1903 Poulsen con l'amico Pedersen fondò L'American Telegraphone Co. con lo scopo di costruire e vendere tali apparecchi.

Il telegrafono registrava per un periodo di 30 minuti su di un filo di ferro del diametro di 2,5 mm il quale si muoveva ad una velocità di circa 2,2 m/sec.

L'apparecchio per quanto perfezionato in confronto ai primi prototipi, non ebbe successo commerciale. Il costruttore nel 1907 arricchì della pre-magnetizzazione apportando alla riproduzione un notevole miglioramento.

Inizialmente per la registrazione venivano usati dei fili di acciaio al carbonio caratterizzati da una bassa coercività (30-50 Oe) e molto difficili da bobinare o maneggiare, inoltre erano suscettibili alla corrosione atmosferica. Con tali limitazioni è facile rendersi conto delle vibrazioni sonore in impulsi elettrici (segnali) e viceversa, erano effettuate tramite apparati elettromeccanici con scarse amplificazioni ed elevati rumori.

Più tardi s'incominciò a fare uso di acciaio inossidabile, acciaio al tungsteno ed altre leghe contenenti rame, cobalto, nichel e vanadio. Gli ultimi fili magnetici venivano costruiti di acciaio inossidabile austenitico, questo acquista una propizia caratteristica magnetica solamente dopo un opportuno trattamento.

I fili venivano di solito costruiti col diametro di 0,1 mm e venivano fatti operare ad una velocità media di 60,95 cm/sec. Bobine di 7,6 cm potevano contenere più di 60 minuti di registrazione.

Le testine trasduttrici non erano altro che elettromagneti tiroidali di basse rimanenze e capaci di generare adeguati flussi magnetici.

La smagnetizzazione o neutralizzazione magnetica del filo era ottenuta con un magnete permanente adeguatamente schermato e posto prima della testina di registrazione.

Nel 1908 Poulsen, per ragioni finanziarie (la compagnia non aveva costruito un solo telegrafo) fu costretto a lasciare l'America e ritornare in patria lasciando la direzione della compagnia in mano ad un esperto e leggendario "self-made" commerciante: C.D. Rood di 78 anni.

Sotto Rood la compagnia in poco più di 4 anni riuscì a vendere 31 telegrafi, sei dei quali andarono alla marina militare tedesca ed impiegati per lo spionaggio durante la prima guerra mondiale.

Per tale motivo nel 1932 Rood fu accusato di tradimento del senato americano, il vecchio "manager" morì nel 1934 all'età di 94 anni.

Nel 1921 W.L. Carlson e G.W. Carpenter, nei laboratori di ricerche segreti della marina statunitense, aggiunsero alla pre-magnetizzazione una polarizzazione c.a. di ampiezza e frequenza superiore a quelle del segnale da registrare, in modo di ridurne la distorsione ed il livello del rumore.

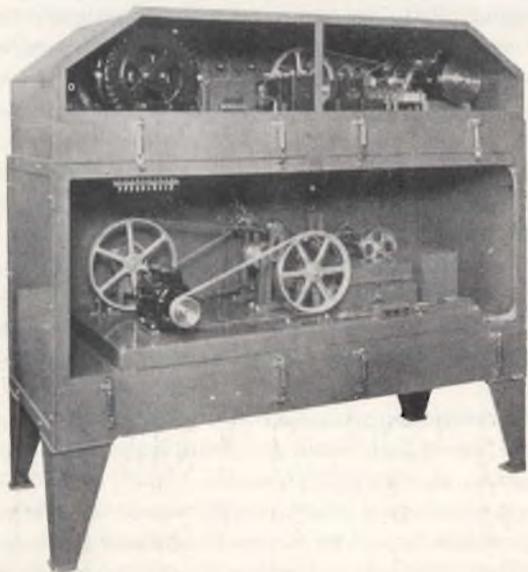


Fig. 7 - Vista interna del registratore audio Marconi-Stillé mod. MSR3

Nel 1927 J.A. O'Neill, basandosi sulle ricerche di Hedic, brevettò il primo tipo del nastro magnetico modernamente concepito. Si trattava di una striscia di carta (base) su cui veniva fatto asciugare un liquido contenente particelle magnetiche.

A Dresden (Germania Est) nel 1928 il fisico Fritz Pfleumer brevettò una versione perfezionata del nastro O'Neill su di una base plastica e Karl Bauer ne sviluppò un adatto registratore.

In questo periodo un fisico inglese John L. Baird, attratto dalle possibilità offerte dalla registrazione magnetica, già stava pensando al modo di poter registrare non solo segnali audio, ma addirittura informazioni video.

Nel frattempo un tedesco, un certo Kurt Stille, comperò i brevetti che riguardano gli apparecchi registratori di Poulsen e ne sviluppò una versione avanzata chiamandolo "Dailygraph".

Con le licenze dello Stille ed alcuni consigli dell'ing. Von Heusing, il prof. L. Baltner sviluppò il "Blattnerphone" conseguentemente venduto alla BBC Inglese. Questo impiegava nastri di ferro della larghezza di 6 mm e permetteva un rudimentale audio-montaggio.

Il nastro di Pfleumer diede l'incentivo a nuove ricerche da parte di alcune compagnie come la AEG, la IG Farben di Ludwigshafen riesce a comporre il miglior nastro magnetico sino allora prodotto. Si trattava di una base di carta su cui veniva depositato uno strato d'ossido di ferro nero. Questo produceva un buon segnale, purtroppo molto difficile da cancellare.

Il Blattnerphone venne acquistato nel 1933 dalla Marconi Co., ed adattato per la registrazione di colonne sonore dei film assumendo la denominazione di "Marconi-Stillé". (Figura 7).

Questo poteva accomodare ben 3 Km di nastro di ferro di 3 mm ad una velocità di 90 m/min. per un periodo di 30 minuti.

Nello stesso anno la C. Lorenz Co. acquistò i diritti sul Dailygraph e ne costruì una versione avanzata chiamata "Textophone", in seguito, nel 1943, introduce lo "Stahltonmaschine" impiegando nastri invece di fili magnetici.

Nel 1935 all'annuale fiera della radio tedesca la BASF, a quel tempo incorporata con IG Farben, assieme alla AEG Co. introduce il primo registratore secondo la moderna fisiologia. Per l'occasione la BASF aveva prodotto oltre 49 Km di nastro magnetico, mentre l'AEG aveva assemblato i pezzi del moderno registratore chiamato "Tonschreiber", cioè "Magnetofono".

Il nuovo apparecchio, seppur notevolmente migliorato rispetto ai precedenti, ha conservato la caratteristica "Lo-Fi" sino al 1939, cioè fino a quando i tedeschi non produssero nastri di plastica sui quali venivano depositati strati uniformi di ossido di ferro.

Per la Germania gli anni 30 si chiusero con un brevetto ottenuto dalla Braunmuhl-Weber sull'applicazione della polarizzazione alternata sul nastro ad ossido di ferro.

Una delle prime registrazioni col magnetofono include il "Matrimonio di Figaro" con Maria Cebotari.

Nonostante il considerevole numero di registrazioni semiprivato effettuate col magnetofono tra il 1935 ed il 1941, questo rimase un segreto per il resto del mondo sino al 1945.

Nel frattempo negli Stati Uniti del 1939 la Brush Co.,



Fig. 8 - "Jack" Mullin, a sinistra, nel 1947 mentre opera con un magnetofono.

indipendentemente dalle ricerche tedesche, aveva messo in commercio un nastro magnetico di carta per il suo registratore il "Soundmirror".

Nel 1944 la Brush chiese alla 3M se poteva costruire un nastro di acetati di cellulose della larghezza di 5-6 mm e spessore di 0,08 mm ricoperto da polvere magnetica.

Nel Luglio del 1945 (due mesi dalla seconda guerra mondiale) un ingegnere militare della propaganda americana Jack Mullin ispeziona gli studi di "Radio Frankfurt" precedentemente trasferita a Bad Nauheim (Germania Ovest). "La prima ispezione non presentava nulla di particolare, verso il pomeriggio, però, un tecnico tedesco, Ernest Haas lo conduceva verso una grossa scatola nera, l'apriva e vi sistemava una bobina.....e premeva un pulsante".

Appena premuto, un nuovo mondo si aprì per Mullin, il nastro selezionato era uno di quelli che i tedeschi usavano per la propaganda che, a sua volta, aveva fatto impazzire i tecnici americani, della contro-propaganda di Londra, che si chiedevano come il "Der Fuehrer" potesse, ad esempio, trovarsi a Nuremberg quando Radio Frankfurt ci portava un suo discorso alle truppe in Hamburg, o come potessero trasmettere fedele musica sinfonica alle tre del mattino.

All'epoca esistevano dischi microscolto di acetato da 33 e 1/3 giri al minuto, chiunque avrebbe potuto capire che i programmi trasmessi da Radio Frankfurt non erano incisi, la qualità di dischi era molto scadente allora e gli americani, in questo campo, erano all'avanguardia.

Ritornato in patria Mullin inizia un'accurato esame delle parti del magnetofono che aveva spedito a casa e, verso la fine del 1946 con l'aiuto dell'Ampex, è in grado di presentare una sua versione del magnetofono (figura 8) ad una riunione dell'IRE (adesso IEEE) a San Francisco.

Mentre Mullin ammirava la "scatola nera" presentatagli da Haas, un altro ingegnere statunitense, un certo J. Herbert Orr (figura 9) a Nestled, s'incontra con un tecnico della IG Farben il quale offre una busta piena di un qualcosa come "ferro arrugginito" e gli dice: "Portalo nella tua terra e fallo conoscere al mondo, vale più di quanto credi".

Si trattava dell'ossido di ferro impiegato per i nastri magnetici del magnetofono che il Mullin aveva appena scoperto a Bad Nauheim.

Ritornato a casa Orr, con l'aiuto di Fritz Pfelemer, cerca d'iniziare la fabbricazione di nastri magnetici, purtroppo la Scotch, una divisione della 3M, lo precede lanciando sul mercato il prodotto della Brush Co. ulteriormente migliorato.

La Scotch usava come rivestimento un ossido di ferro rossastro preparato selezionando particelle di appena un micron di lunghezza.

Alla fine del 1947 vi erano cinque compagnie che costruivano registratori magnetici: la Rangertone, la Brush, l'ACA, l'Ampex-Mullin e la SRR.

I primi apparecchi per uso domestico costavano in media 155 mila lire.

Verso il 1950 erano riparabili sul mercato mondiale oltre due dozzine di marche di registratori audio-magnetici.

Erano trascorsi appena 10 anni dalle prime pubbliche teletrasmissioni (negli USA avvennero nel 1930) che già si sentiva la necessità di poter disporre di un espediente più dinamico della pellicola cinematografica. In altre parole un apparato capace d'immagazzinare informazioni video sul nastro magnetico esattamente come avvenivano per il suono.

Le possibilità d'impiego di un tale espediente potevano essere innumerevoli, infatti avrebbe risolto il problema dei fusi orari (molto sentito negli USA dalle reti televisive), avrebbe tagliato i costi di produzione e avrebbe potuto anche dare l'avvio a nuove e cospicue attività.

Ha così inizio la gara segreta fra le maggiori case interessate a tale apparato video. In prima linea troviamo l'RCA e la Crosby Enterprises, seguono la VERA inglese e la Dissan Giapponese.

Nel 1950 l'RCA annuncia il primo registratore video-magnetico capace anche di immagazzinare informazioni cromatiche. Questo, comunque, non era in grado di riprodurre immagini soddisfacenti, inoltre il nastro doveva viaggiare ad una velocità pazzesca.

La Crosby Enterprises, lavorando su di un magnetofono Ampex-Mullin, aveva sviluppato una specie di sistema video-registratore in b/n con nastri di 2,5 mm. La tecnica era quella impiegata nei magnetofoni, cioè con "registrazione longitudinale". Con tale metodo il nastro doveva muoversi ad una velocità di oltre 25 m/sec ottenendo un responso di appena 1,5 MHz, e ciò, naturalmente, causava una riproduzione scadente, di breve durata e costosa.

Nei primi mesi del 1951 Emory e Ched Smiley cominciarono ad effettuare le prime registrazioni stereofoniche o multi-traccia.

Nel frattempo l'Ampex (fondata nel 1944 da Alexander M. Poniatoff, da cui ne derivano le iniziali AMP, ex stà per



Fig. 9 - Herbert Orr in una foto del periodo nel quale incontrò il tecnico tedesco che gli diede la polvere magnetica.

“excellence”), uscita rinforzata dalla guerra e rinomata nel campo delle registrazioni audio-magnetiche, tenta la scalata video-magnetica.

Una riunione al vertice ed il progetto viene autorizzato nel Dicembre del 1951. Tutto il piano definito “top secret” nelle mani di Charles Ginsburg.

Gli studi si centrano soprattutto su di un sistema “a testina rotante” trascurando parzialmente il sistema tradizionale (registrazione longitudinale). Per ottenere un decente responso di 2,5 MHz il nastro si doveva muovere ad una velocità di 75 cm/sec, mentre la velocità relativa tra testina e nastro doveva essere di almeno 62 m/sec. I calcolatori erano esatti, bisognava scegliere un sistema di registrazione adatto a tale tecnica; la scelta era imbarazzante, comunque si preferì la cosiddetta scansione “arcuata” a quella trasversale o elicoidale.

Quella che allora sembrava una scelta logica e reazionale impiegava tre testine di registrazione montate su di un tamburo ed un nastro magnetico di 2,5 cm di larghezza.

Nell'Ottobre del 1952 è possibile assistere alla versione della prima “quasi riconoscibile” immagine registrata, il risultato non è molto buono ma è sufficiente a mantenere



Fig. 10 - Una recente foto di George Eash (a sinistra) inventore della cassetta audio, mentre parla con Earl Muntz, inventore della cartuccia a quattro tracce.

l'entusiasmo tra i “capoccioni” i quali danno l'OK alla costruzione di un secondo prototipo. L'apparecchio viene completato nel marzo dell'anno seguente.

Nello stesso anno i nastri a base di acetati di cellulose sostituiscono quelli di carta, gli acetati erano da tempo noti come base per pellicole cinematografiche e quindi erano già collaudati.

Per un breve periodo l'audio Magnetics produsse anche nastri con base di cellofane, questi erano economici ma estremamente infiammabili e sensibilissimi all'umidità.

Con il secondo prototipo dell'Amplex, un videoregistratore con polarizzazione c.a. e modulazione d'ampiezza (la c.a. veniva modulata dall'informazione video), i quadri erano meglio discernibili ma così pieni di imperfezioni che la direzione, esasperata, mette in disparte il progetto.

Naturalmente l'idea non è morta, la fiamma viene alimentata dal tenace Ginsburg che in un modo o nell'altro riesce sempre a racimolare piccoli fondi.

Nel 1954 fece la sua comparsa la base di poliestere con l'introduzione del Mylar fatta da E.I. Du Pont.

Nel frattempo si passa dal ferro puro all'ossido di ferro

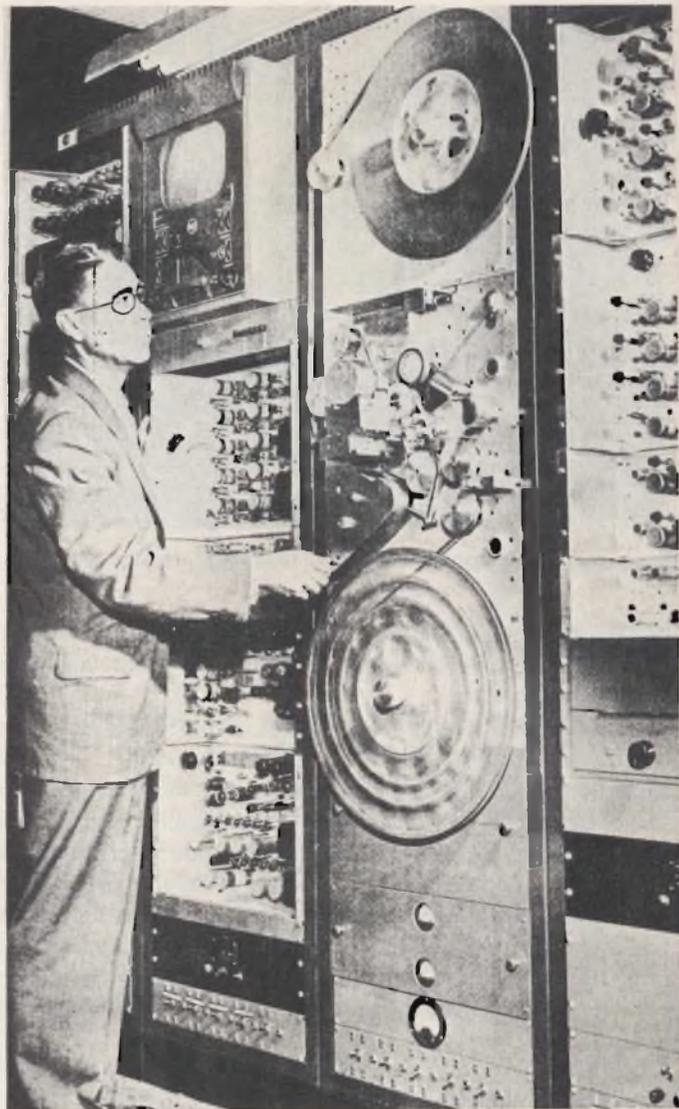


Fig. 11 - Nel 1956 la Ampex mostra il primo registratore video (RVM), prima però, la casa sperimenta anche la registrazione longitudinale con l'apparecchio indicato in alto.

nero o magnetite e da questa all'ossido di ferro gamma prima di forma sferica e quindi aghiforme.

Il 1954 è l'anno in cui le “cassette” fecero la prima comparsa, grazie a George Eash, visibile in figura 10.

Nello stesso anno, dopo un periodo di tira-e-molla, il progetto Ampex viene “rispolverato” (ufficialmente era in archivio). A questo punto però cominciano a far le cose in grande, evidentemente qualcosa di grosso bolle in pentola. Per incominciare il team si arricchisce di cinque esperti.

Charles Anderson (telecomunicazioni), Ray Dolby (montaggio), Shelby Henderson (consulenza tecnica), Alex Maxer (meccanica) e Fred Pfof (specialista delle registrazioni magnetiche).

L'equipe ruota intorno a due uomini chiave; Fred Pfof e Ray Dolby.

“Freddie” Pfof anni 22 ingegnere elettronico, il 4 Febbraio 1952, dopo due giorni dagli esami finali all'Università della California, viene reclutato dall'Ampex. In poco più di due anni diventa un'autorità nel campo delle testine magnetiche. Nel 1954 è chiamato a far parte della formazione “top secret”, è sotto la sua direzione che le allora rozze testine per

la registrazione trasversale vengono trasformate sino a prendere l'attuale fisionomia.

Ray Dolby anni 19, studente d'ingegneria elettronica ed impiegato a "mezza giornata" dall'Ampex dal 1952. Nel 1954, a soli 20 anni, viene chiamato ad arricchire la formazione Ginsburg. La sua cooperazione si rivelerà decisiva per lo sviluppo del primo registratore video magnetico veramente efficiente.

Con il passare del tempo visto il veloce progredire degli esperimenti, i dirigenti accordano al progetto la priorità assoluta. Il traguardo non può essere lontano, arriva il 14 Aprile 1956. (Figura 11.)

Alla prima dimostrazione partecipano 30 fidatissimi dell'azienda, il gruppo, silenzioso e diffidente, cambia immediatamente opinione, appena sul monitor appare la prima sequenza di un programma registrato in loco.

Il sistema del momento era il Mark III con incisione trasversale ed uso della modulazione FM invece di quella d'ampiezza. Tale tecnica si basava su di un disco girevole su cui venivano montate quattro testine le quali venivano fatte ruotare velocemente sul nastro con un'angolazione di 90 gradi rispetto alla direzione del nastro. In tale maniera la velocità tra il nastro ed una testina si aggirava intorno ai 38 m/sec, più che sufficienti per un responso di 5 MHz. Il nastro magnetico doveva necessariamente essere di 5 cm e si muoveva ad una velocità di 37 (o 18) cm/sec.

Lo stesso anno un altro prototipo, il Mark IV (visibile alla figura 12), più efficiente e sofisticato del precedente, venne ufficialmente introdotto a Chicago all'annuale convegno dei "broadcasters" (NAB).

Il successo fu strepitoso, gli uffici dell'Ampex si videro piovere addosso ordinazioni per oltre 2 miliardi e mezzo di lire.

Un'altro prototipo, il VRX-1000 fu subito ceduto alla CBS per circa 62 milioni di lire.

Alle ore 18 del 30 Novembre del 1956 dagli studi televisivi della CBS a Los Angeles per la prima volta nella storia delle comunicazioni venne trasmesso un programma precedentemente registrato a Hollywood e messo in onda a New York; si trattava del "Notiziario con Doug Edward". (Figura 13).

L'apparecchio, praticamente artigianale non permetteva la intercambiabilità dei nastri nemmeno tra gli stessi modelli; in altre parole un programma registrato con l'apparecchio acquistato dalla CBS non poteva essere programmato su quello della ABC-TV. In più; per ogni bobina di nastro magnetico occorre una serie di specifiche testine.

Naturalmente questi erano difetti da eliminare, il compito, questa volta, tocca ad un altro funzionario l'ing. Kurt Machen che nei primi mesi del 1957 termina il VR-1000 un gioiello della tecnica.

Il primo nastro video-magnetico compare nel 1956, questo era di gran lunga migliore degli altri in quanto doveva lavorare sotto una maggiore tensione, velocità e pressione. Il nastro impiegava un tipo speciale di ossido di ferro gamma sintetico di un colore scuro con particelle aghiformi orientate trasversalmente (a differenza dei nastri audio-magnetici nei quali le particelle aghiformi sono orientate longitudinalmente).

Il VR-1000 dell'Ampex nel marzo del 1957 vinse "L'Emmy" dell'accademia della scienza ed arte televisiva. Il primo esemplare fu venduto nel Novembre dello stesso anno a



Fig. 12 - L'immagine prodotta dal RVM MARK IV che la Ampex dimostra nel 1956 al NAB.



Fig. 13 - Alle ore 18 del 30.11.1956, la rete CBS-TV trasmette il primo programma registrato su di un RVM. L'operazione venne messa in onda. Nella foto un ingegnere mostra al pubblico TV come funziona l'RVM, prima che "immagine di Doug Edward appaia sullo schermo.

Seattle nell'Oregon, la KING-TV.

Seppur la "testina rotante" era stata universalmente accettata dall'industria, tra gli ingegneri vi erano dissaccordi o meglio interpretazioni diverse. Uno dei tecnici che aveva contribuito allo sviluppo del sistema ufficiale: Alex Maxey, decide di proseguire per proprio conto su di un sistema che utilizzi nastri di 10 cm scanditi, però, da una sola testina magnetica. Detto apparecchio, scherzosamente definito "the one-headed hoo-ha" ha dato l'avvio ai moderni registratori video elicoidali.

Nell'Aprile del 1958 l'Ampex costruisce il primo efficiente video-registratore cromatico.

Nello stesso anno l'RCA sviluppa un particolare tipo di cartuccia, si trattava, in pratica, di due piccole bobine racchiuse in un contenitore di plastica. La cartuccia non ottenne successo in quanto la compagnia non riusciva ad offrire un buon registratore per tali cartucce.



Fig. 14 - Nel 1969 la Sony introduce la "videocassetta", inizialmente diretta all'uso domestico. In seguito si orienta per l'uso semi-professionale ed anche per quello professionale. Il pubblico viene, in seguito, servito con il formato "Beta".

Nel 1959 l'RCA sotto la licenza Ampex inizia la costruzione di video-registratori.

Gli anni 60 si aprono con una serie di imporanti accorgimenti, per prima cosa si perfeziona il cosiddetto "videotape editing" (o montaggio) senza tagliare il nastro.

Nel 1962 compaiono i primi registratori a scansione elicoidale costruiti dall'Ampex, dalla Mach-Tronics, dalla Sony e dalla Dage. Questo nuovo sistema riduceva il costo dell'apparato in quanto faceva impiego di una sola testina magnetica (o al massimo due) e permetteva l'uso di nastri di soli 6 mm alla ridotta velocità di soli 9,4 cm/sec. (con notevole economia di nastro), conservando un soddisfacente responso. Il prezzo di tali apparecchi oscillava tra i 6 e i 9 milioni di lire.

Sempre nel 1962 la Nottingham Electric Valve Co., inglese (NEVC) sviluppa il primo video registratore (Telecam) per uso domestico, il suo costo si aggirava intorno alle 82.000 lire.

Il nastro magnetico di 6,4 mm si muoveva ad una velocità di 3 m/sec., l'apparecchio poteva contenere uno spettacolo in b/n di 30 minuti, la larghezza di banda era di oltre 2 MHz.

Questo tipo di RVM non è mai stato messo in commercio a causa di alcune deficienze che ne avrebbero impedito la costruzione in serie.

Verso il 1964 si fa strada una nuova generazione di video-registratori, la cosiddetta "seconda generazione" con il VR-2000 dell'Ampex che migliora la qualità del colore e permette la duplicazione del nastro registrato (nastro madre o master).

Nel frattempo l'RCA abbandona l'idea delle cartucce, che però viene ripresa dagli ingegneri della Philips Electric Co. in Olanda i quali, nell'anno seguente (1965), fieramente presentano un registratore miniatura adatto alle cassette: il Norelco Continental 150.

Il rapido sviluppo della TVC richiedeva con insistenza registratori video economici, di facile operazione e semplice manutenzione.

Nel 1965 queste domande vengono soddisfatte con una serie di apparati ad un prezzo medio di un milione di lire (la Sony immette sul mercato un tipo di RVM, il TVC-2010 di sole 620 mila lire).

Il campo della video-registrazione si è praticamente aperto

alla massa dei consumatori, un importante passo è stato fatto, ci si avvia ora verso i registratori video a cassetta e cartucce.

Nel 1966, dopo circa sei anni di ricerche, si riuscì a produrre il biossido di cromo come pigmento per la fabbricazione di nastri magnetici.

Nel Marzo 1967 segna un nuovo capitolo nella storia delle trasmissioni TV: l'Ampex annuncia lo sviluppo di un espediente capace di dare "l'instant replay" a rallentatore o con quadri fermi, si tratta del registratore video a disco HS-100 che viene comperato immediatamente dalla ABC-TV e impiegato, per la prima volta, il 18 Marzo dello stesso anno durante la ripresa sul campionato mondiale di sci nel Colorado.

Sebbene, registratori video alimentati a batteria già esistevano da un paio di anni, un apparato completamente transistorizzato, veramente portatile ed economico, fu introdotto solo nel giugno del 1967 dalla Sony.

Il 18 Novembre 1969 di nuovo la Sony annuncia il videoregistratore a cassetta intenzionalmente dedicato all'uso domestico.

E così la "Videocassetta" fa la sua comparsa, il suo prezzo si aggira intorno alle 12.000 lire, mentre i giranastri o "Video-player" costa circa 200.000 lire, con un accessorio di sole 50 mila lire è anche possibile registrare programmi teletrasmessi.

Per l'industria RVM il '70, si apre all'insegna della tecnologia più avanzata, infatti viene introdotta sul mercato la "terza generazione" di video-registratori ad integrazione circuitale.

La 3M, Du Pont e l'Ampex sviluppano un duplicatore di programmi registratori sul principio della "stampa", in altre parole sul nastro madre (negativo) si possono "stampare" sino a 5 nastri alla volta.

Il vecchio continente si risveglia al richiamo delle cassette video: l'Oriente esplose con una serie di cassette pre-registrate ed apparati giranastri per le medesime, si hanno dimostrazioni della Matsushita, Japan Victor Co., Thoshiba, Sanyo ecc. In poco più di 5 mesi 20 compagnie si succedono nella presentazione dei loro sistemi o apparecchi. Nessuno si rivela compatibile con gli altri nonostante quasi tutti impieghino nastri da 12,7 mm di ossido di ferro o biossido di cromo.

Nel 1970 la EIA giapponese (EIAJ) raggiunge la standardizzazione di certi tipi di apparati RVM denominati "del tipo I".

Nel 1971 la FCC, l'ente americano che controlla le comunicazioni radio, ha posto i registratori video a cassetta sotto "l'espedito TV di classe I" cioè sotto la categoria degli apparecchi non trasmettitori che comunque producono portanti a RF modulate. La FCC, inoltre, ha imposto ai videoregistratori una uscita max di 2000 μ V efficaci su di un carico di 300 Ohm.

Il resto è cronaca.

BERKEINST
the steel mark

CONOSCI LA PRESSIONE DELLE GOMME DELLA TUA AUTO?

Ant.

Post.

QUANTO HA TUO FIGLIO DI PRESSIONE?

Max.

Min.

**LA PROSSIMA VOLTA CHE
CONTROLLI LE GOMME,
PORTA TUO FIGLIO
DAL MEDICO.**



a cura della lega italiana per la lotta contro l'ipertensione

*Ma
pressione!*

BERKEINST

the steel mark

L'UTENSILE!

SOMMARIO DEI PRODOTTI INDEX

CACCIAVITI *Screwdrivers*

Lama } 2 x 50 ÷ 6 x 125 mm
Blade }
Croce }
Cross slit } 3 x 60 ÷ 6 x 125 mm

PINZE UNIVERSALI *Combination pliers*

MECCANICA *Mechanical purpose*

Pinze a becchi piatti corti dritti } L = 120 - 140 mm
Straight short flat nose pliers }
Pinze a becchi piatti lunghi dritti } L = 120 - 140 - 160 mm
Straight long flat nose pliers }
Pinze a becchi mezzi toni lunghi dritti } L = 120-140-160 mm
Straight semi round long pliers }

ELETTRONICA *Electronic purpose*

Pinza a becchi piatti dritti } L = 125 mm
Straight flat nose plier }
Pinza a becchi piatti dritti con tagliente } L = 135 mm
Straight flat nose plier with cutter }
Pinza a becchi mezzi toni dritti } L = 135 mm
Straight semi round plier }
Pinza a becchi mezzi toni dritti con tagliente } L = 130 mm
Straight semi round plier with cutter }
Pinza a becchi mezzi toni curvi } L = 125 mm
Curved semi round plier }
Tronchese a taglio raso } L = 125 mm
Straight cutter }
Tronchese a taglio diagonale } L = 110 mm
Diagonal cutter }
Tronchese a taglio di testa } L = 110 mm
End cutter }

PORTA CIRCUITI STAMPATI *Printed circuit holder*

Valigette, borse avvolgibili, espositori
Trousers, roll-up tool bags, show boards

FORBICI *Scissors*

Lame diritte } L = 140 mm
Straight blades }
Lame curve } L = 140 mm
Curved blades }

TELEFONIA *Telephonic purpose*

Pinza a becchi piatti dritti }
Straight flat nose plier }
Pinza a becchi piatti curvi } L = 160 mm
Curved flat nose plier }
Pinza a becchi mezzi toni dritti }
Straight semi round plier }
Pinza a becchi mezzi toni curvi }
Curved semi round plier }

PINZE A CRIMPARRE *Crimping pliers*

PINZE TAGLIA-SPELLA FILI (normali e autoregolanti) *Cutting-stripping pliers (standard and self-adjusting)*

PINZA TAGLIA-PIEGA REOFORI *Cutting - bending tool*

PINZA PIEGA REOFORI *Lead wires preforming tool*

PINZE A MOLLA *Tweezers*

A becchi sottili dritti }
Straight pointed } L = 130 mm
A becchi sottili curvi }
Curved pointed }
A becchi larghi dritti }
Straight flat }
A becchi larghi curvi }
Curved flat }

BERKEINST

the steel mark

BERKEINST, il marchio d'acciaio, è distribuito dalla
BERKEINST, the steel mark, distribution

G.B.C.
italiana

L'UTENSILE!

BERKEINST

the steel mark



BOSCH Antennentechnik

LA QUALITÀ AL VOSTRO SERVIZIO



amplificatore
multibanda
per piccoli
impianti centralizzati

AMPLIFICATORI LINEA COMBI

TIPO	AMPLIFICAZIONE dB			TENSIONE USCITA dB μ V KMA 60 dB	RUMORE dB	INGRESSI	ALIMENTAZIONE
	BI	BIII	UHF				
COMBI A4-1	18	21	20	106	8	1xVHF - 3xUHF	220 V, 50 Hz
COMBI B4-1	26	28	29	106	9	1xVHF - 3xUHF	220 V, 50 Hz

EL-FAU s.r.l.

Importatore e distributore per l'Italia
- 20133 Milano - Via Ostiglia, 6
tel. (02) 720301 - 7490221

Tutto sulle telecamere

Parte terza di Domenico Serafini

Dopo aver analizzato nelle precedenti parti l'esploratore d'immagini ed il relativo sistema ottico, passiamo al "vivo" dell'argomento con la descrizione del circuito elettrico di una telecamera monocromatica.

Il circuito elettronico di una telecamera rassomiglia a quello di un comune ricevitore TV, però alla rovescia. Come il televisore ha un circuito amplificatore video, la sezione per la deflessione orizzontale e verticale, gli elaboratori di sincronismi, un circuito CAG e l'alimentatore di bassa e alta tensione (figura 1).

Il cinescopio è complementare al tubo esploratore, mentre

il circuito modulatore RF, se impiegato, potrebbe essere paragonato allo stadio tuner-FI.

Il segnale elettrico proveniente dall'analizzatore viene inviato alla sezione video la quale, a sua volta, si compone di: un preamplificatore, un attenuatore ed un miscelatore.

La banda passante di una telecamera dipende da molti fattori, tutti più o meno interconnessi con la sezione video-

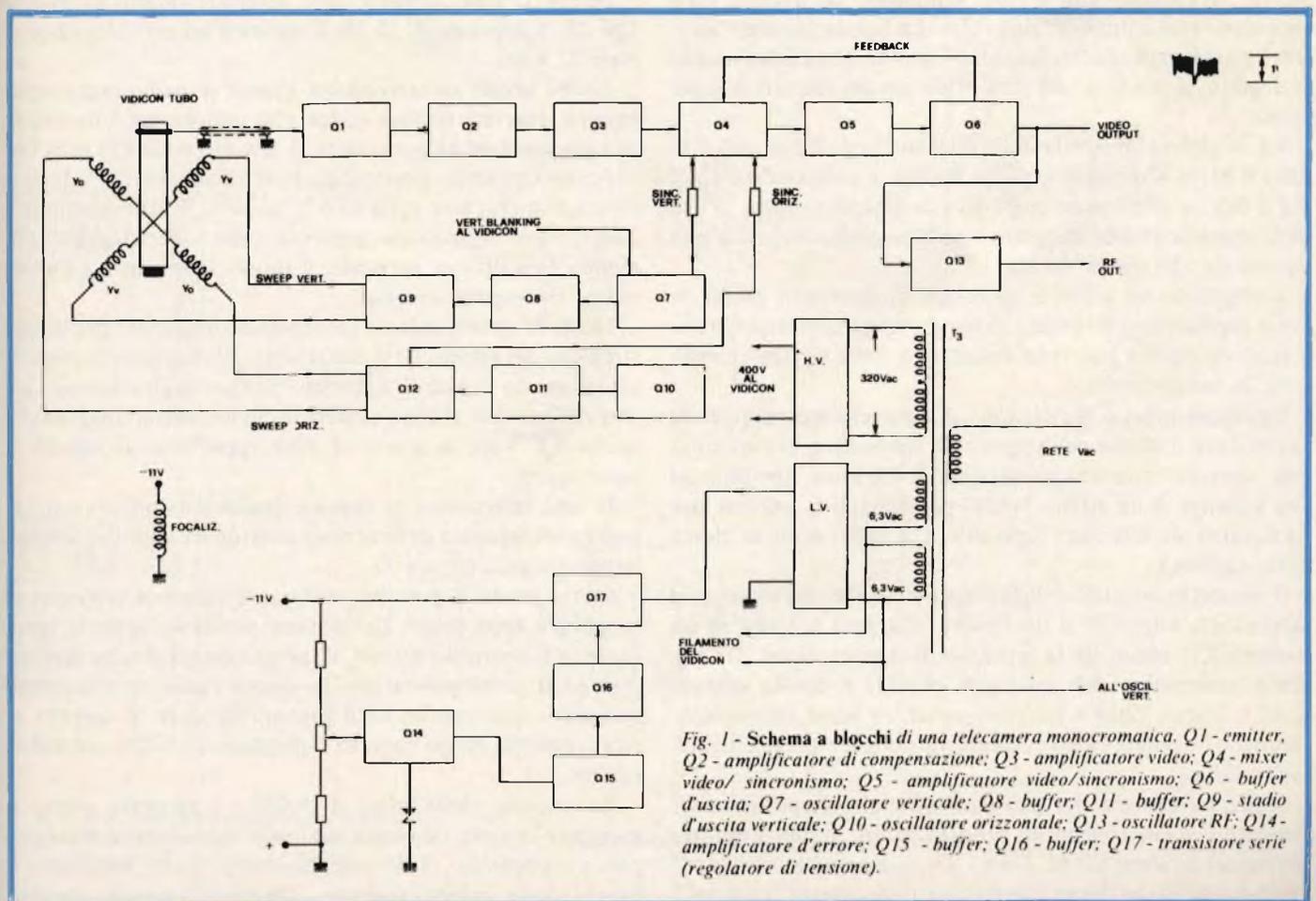




Fig. 2 - Generatore di sincronismi Sony mod. CG1 con interlaccio 2 : 1



Fig. 3 - Circuito per il controllo a distanza della «testata» di una telecamera. Il sistema GBC mod. ERZL-1, agisce sulla messa a fuoco ottica, sullo zoom e sull'iride.

ottica. Ad esempio: tipi di lenti, luminosità della scena, tubo esploratore ad amplificazione video. La banda passante; inoltre, è pure legata alla «definizione» quindi, come descriviamo in seguito, dipende anche dall'efficienza dei circuiti di scansione.

La larghezza di banda delle telecamere professionali è di oltre 8 MHz. Comunque, per la lettura di caratteri stampati via TVCC o comunicazione visiva di dati, di solito si fa uso della scansione lenta, in questo caso la larghezza di banda può variare da 250 a soli 500 Hz.

L'amplificatore video è, di solito, disegnato in modo da poter ospitare una larghezza di banda maggiore da quella che il tubo da ripresa potrebbe consegnare nelle migliori condizioni di funzionamento.

La risoluzione, o definizione, di una telecamera dipende anche dalla distanza dell'oggetto da riprendere, per esempio una «camera» con una risoluzione di 400 linee, operante ad una distanza di un metro, «vede» più dettagli di una con una risoluzione di 800 linee operante a 2 metri (con la stessa illuminazione).

Il controllo manuale del guadagno nella sezione video, non rappresenta altro che il livello del contrasto e, come in un comune TV, controlla la tensione di rigenerazione. Il controllo automatico del guadagno (CAG) e quello di luce (CAL), invece, oltre a provvedere ad un buon fattore s/d, mantiene il segnale video costante, durante le riprese a diversi livelli di luce.

Molte telecamere per uso professionale, dispongono di generatori di sincronismi di proprio conto; in più accettano generatori separati (Sync. Gen.). Di solito un «Sync. Gen.» centrale visibile in figura 2 può alimentare diverse «camere».

Le telecamere economiche fanno uso di un sistema di riferimento «casuale». In altre parole, s'impiega un circuito oscillatore orizzontale controllato a cristallo, ed uno verticale controllato dalla frequenza di rete. Naturalmente non si otterrà un interlaccio 2 : 1 in quanto manca il controllo di fase tra le due frequenze, pertanto la risoluzione verticale subisce un drastico calo (in molti casi questo può diminuire del 50%).

Sia la sezione orizzontale che verticale dispone di controlli della linearità, ampiezza e centraggio, come nei comuni televisori.

L'alimentazione dispone di diverse uscite; queste, di solito, variano da pochi volt a oltre 700 Vcc elettronicamente stabilizzate, in più consegna la tensione c.a. per il filamento del tubo esploratore.

Nella necessità di dover connettere monitori ad una considerevole distanza dalla telecamera, è necessario far uso di un generatore RF, cioè un piccolo trasmettitore modulato in ampiezza dal segnale video-composto (immagine più sincronismi), con una uscita di almeno 30 mV e la portante centrata su di un canale libero.

Le telecamere per studi televisivi sono corredate di: lampade spie (telly light) atte ad indicare quando queste vengono prese in considerazione dal regista, e di un sistema intercomunicante (intercom) tra regia ed operatore (camera-man).

La temperatura d'operazione delle camere TV può mutare in modo considerevole senza che queste ne risentano gli effetti. Attualmente il mercato ci offre una varietà di alternative più o meno centrate sui -40°C e $+90^{\circ}\text{C}$, ed umidità relativa sino al 95%.

In genere una «camera» può accettare rumori acustici di 130 dB; vibrazioni di 55 Hz e lavorare ad una altitudine di oltre 21 Km.

Anche i costi variano molto. Questi possono raggiungere cifre di svariati milioni (circa 100 milioni per una buona camera cromatica) o scendere al di sotto delle 150 mila lire.

Per le telecamere portatili piuttosto economiche, la temperatura d'operazione varia da 0°C ai 40°C . Entro questi limiti l'oscillatore orizzontale presenta una tolleranza dell'1%, mentre l'oscillatore verticale, il fuoco, la linearità e l'uscita video, rimangono invariate.

Molte di queste camere incorporano microfoni per la registrazione del suono. Di solito si tratta di microfoni a condensatore molto sensibili. L'uscita video si aggira intorno a 1 Vpp, comunque vi sono camere la cui uscita può raggiungere anche 1,1 Vpp; di questi il 30% appartiene ai segnali di sincronismi.

In una telecamera la sezione ottico-elettronica (testata), può essere separata dalla sezione elettronica, e quindi controllata a distanza (figura 3).

In tal modo è possibile sistemare ciascuna porzione in luoghi più appropriati. La «testata» contiene l'apparato meccanico (di controllo ottico), il sistema ottico, il tubo esploratore ed il preamplificatore. In questi casi è assolutamente necessario incorporarvi il preamplificatore in quanto un relativamente lungo cavo di collegamento video, introduce rumori.

La sezione elettronica, di solito, è montata vicino al monitore-mirino, ciò rende più facile le operazioni di messa a punto e controllo. Tale sistemazione si rende necessaria in luoghi dove calore, polvere, vibrazioni, scosse, umidità,

radiazioni, ecc., potrebbero influire sulla sezione elettronica.

Il circuito di scansione

Come in un comune televisore, la scansione o esplorazione del raggio catodico sulla superficie sensibile del tubo da ripresa, avviene per mezzo di un campo elettro-magnetico generato da bobine percorse da correnti a dente di sega, rispettivamente di 15.625 Hz e 50 Hz.

La figura 4 illustra il circuito d'uscita verticale ed orizzontale, e le relative tensioni e correnti misurate ai capi delle bobine di deflessione. Dato che l'angolo di deflessione verticale è più piccolo di quello orizzontale e la frequenza è minore; il circuito per la scansione verticale assorbe *meno potenza* di quello orizzontale.

La deflessione verticale

Questo stadio non differenzia molto da quello di un comune TV a transistori. La figura 5 mostra un semplicissimo circuito.

TR1 rappresenta la parte attiva di un oscillatore bloccato. Dato che questo funziona a 50 Hz, è bene sincronizzarlo con la frequenza di rete (questa è praticamente stabile). Ciò è ottenuto inviando parte della c.a. per l'accensione del tubo esploratore, al primario del trasformatore di blocco T1, tramite R1. Per la corrente sincronizzante si agisce sul controllo P1 (frequenza vert.). L'uscita dell'oscillatore, prelevata ai

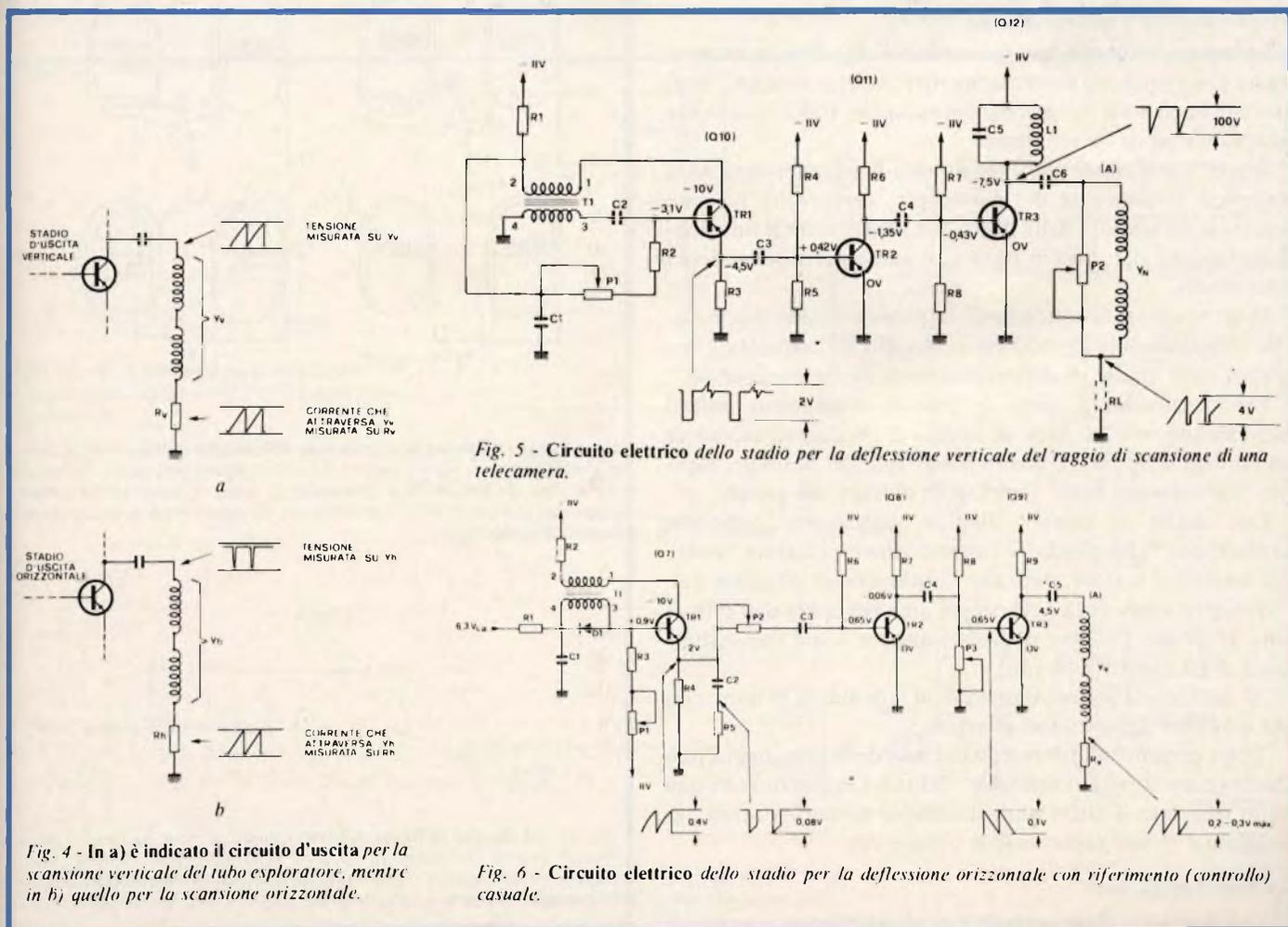
capi della resistenza d'emettitore, è convertita in un segnale a dente di sega tramite un circuito RC (R5 e C2). Questo segnale, attraverso il controllo dell'ampiezza P2, è inviato al "buffer" TR2, il quale non fa altro che isolarci l'oscillatore dallo stadio finale.

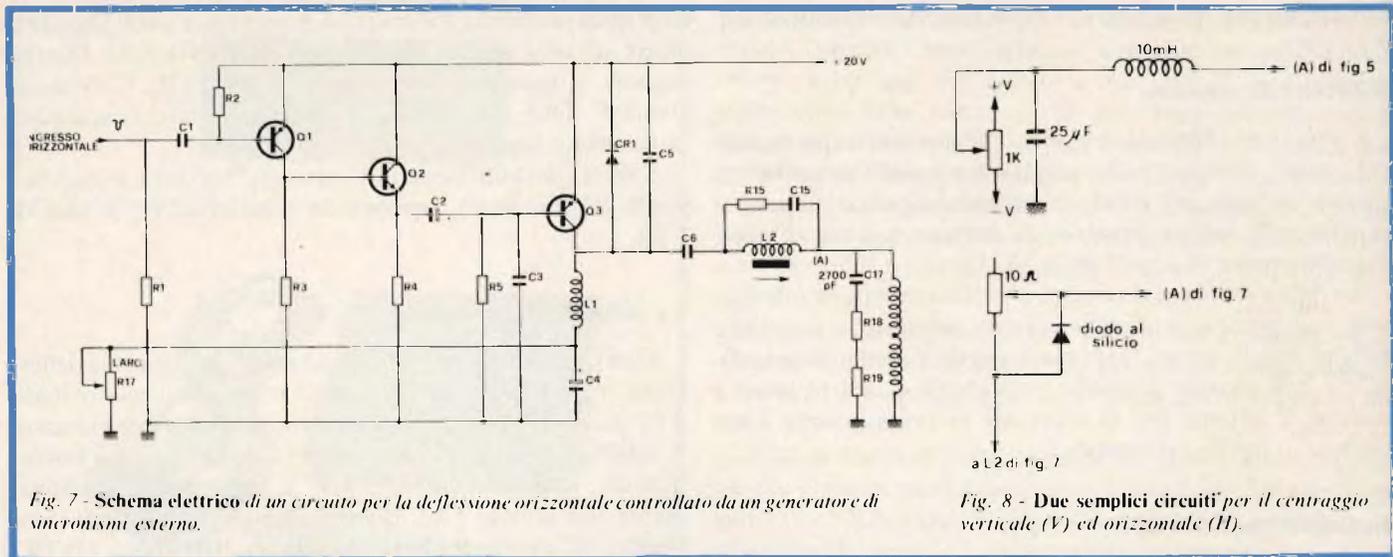
L'uscita del buffer è opportunamente "modellata" dal controllo P3 (linearità), variando la polarizzazione di base di TR3.

La deflessione orizzontale

Come per la sezione verticale, anche il circuito per la deflessione orizzontale visibile in figura 6 richiede almeno tre stadi. TR1 ed i relativi componenti formano un oscillatore bloccato. L'oscillazione a 15.625 Hz, regolata tramite P1, non è sincronizzata. L'uscita dell'oscillatore è accoppiata capacitivamente con la base TR2. Questo stadio, oltre ad agire come "isolatore" provvede alla tosatura del segnale di riga. Da TR2 il segnale passa allo stadio di potenza e quindi ad un circuito risonante LC (L1 e C5). La frequenza risonante del circuito è un fattore molto importante, da questa, infatti, dipende l'efficienza della ritraccia (mantenendola entro i limiti stabiliti). Il controllo della larghezza è attuato tramite P2 posto in derivazione con le bobine di deflessione, mentre la linearità è automaticamente regolata dalla costante del circuito.

Il circuito descritto, comunque, pur essendo soddisfacente e relativamente semplice, è piuttosto instabile. Telecamere migliori fanno in modo da sincronizzare anche l'oscillatore





orizzontale. La figura 7 illustra un circuito che serve a tale scopo. In questo caso è necessario disporre di un "Sync. Gen." interno o esterno.

Circuiti di scansione più elaborati dispongono anche del controllo per il centraggio verticale ed orizzontale. Questi, nel caso non fossero presenti, sono facilmente realizzabili. In figura 8 sono mostrati due pratici esempi.

Nella figura 9 mostriamo, invece, la sistemazione delle bobine di deflessione su di un tubo esploratore.

Sovrascansione e sottoscansione

La logica ci dice che "sovrascansione" significa un raster o trama più grande del normale, mentre "sottoscansione" vuol dire che la trama è più piccola del normale. Ciò è facilmente osservabile su di un monitor.

Seppur è preferibile che il raggio catodico scandisca tutta la superficie fluorescente del cinescopio, certe volte bisogna ridurre le dimensioni della trama per vedere tutte le informazioni raccolte dal tubo di ripresa, o aumentarle per vedere i sincronismi.

In un monitor la sottoscansione e sovrascansione è ottenibile semplicemente agendo sui controlli dell'ampiezza e larghezza dello stadio di deflessione verticale ed orizzontale.

Per la telecamera, però, le cose si complicano. Infatti "sovrascandendo" il tubo di ripresa si ottiene sul monitor un'immagine apparentemente più piccola del normale, mentre "sottoscandendolo" l'immagine diventa più grande.

Ciò, anche se sembra illogico, può essere compreso sapendo che "allargando" il raster il tubo esploratore "vede" più immagini ottiche, dato che l'esplorazione allargata dell'immagine viene vista nella stessa area occupata dall'immagine originale, l'effetto risultante appare come una ristrettezza degli oggetti esplorati.

Al contrario "sottoscandendo" la telecamera le immagini sul monitor appariranno allargate.

Tener presente che la sottoscansione della telecamera può danneggiare lo strato sensibile del tubo esploratore e, una volta riportato il raster alle dimensioni normali, l'area danneggiata è chiaramente visibile (figura 10).

La Sincronizzazione

La sincronizzazione centrale è richiesta quando si fa uso di

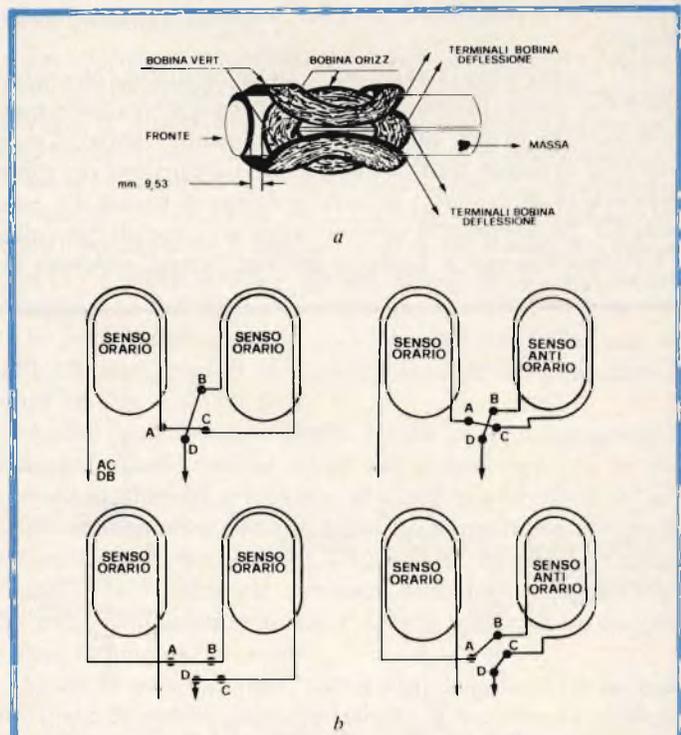


Fig. 9 - In (A) è indicata la sistemazione delle bobine di deflessione su di un tubo esploratore. È importante che le bobine vengano sistemate a 180 gradi tra di loro. In più bisogna connetterle in serie, in modo che il campo magnetico si AGGIUNGA l'uno sull'altro. Le figure in (B) indicano alcuni esempi di connessioni.

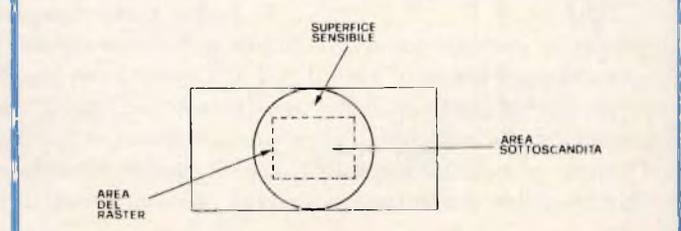


Fig. 10 - Il disegno raffigura il danno causato al tubo esploratore fatto operare con la sottoscansione. L'area della superficie sensibile, sotto l'azione concentrata del raggio catodico, si «brucia». La bruciatura è tanto severa quanto minore è l'area scandita.

più telecamere. In questo caso è necessario assicurarsi che tutti gli apparati operino in "concordanza". Per alcune applicazioni sono richiesti "semplici" impulsi a frequenza di campo e di riga che attuano un "soddisfacente allaccio". Tali impulsi vengono chiamati "sincronismo industriale". Tener presente che i sistemi che fanno impiego del sincronismo industriale, come la TVCC, sorveglianza TV, ecc., non sono adatti alla trasmissione TV Cavo, ne in certi casi, a quella RF a circuito chiuso.

Di solito, nei sistemi TVCC, la sincronizzazione dei circuiti di scansione è ottenuta dagli impulsi del blanking. Dato che il blanking orizzontale è più corto di quello verticale, un semplice circuito può facilmente separarli ed inviarli ai rispettivi oscillatori (figura 11).

Naturalmente tale tipo di "Sync." non porta con se gli impulsi di equalizzazione, quelli serrati, ne gli impulsi normalmente sistemati sopra il blanking del sincronismo a norme C.C.I.R.

I segnali di sincronismo possono essere generati entro la telecamera stessa o inviati a questa da un generatore separato. In ogni caso questi impulsi vengono generati da un oscillatore principale controllato a cristallo che produce due segnali: uno a frequenza di campo e l'altro a frequenza di riga, molto stabili e possibilmente in fase tra loro.

L'uscita è a 0,3 o 0,4 Vpp su di un carico a 75 Ω .

Di solito i generatori di sincronismo esterno, consegnano segnali più precisi e simili alle norme CCIR, pertanto è consigliabile impiegarli ogni qualvolta si desidera una produzione video accurata.

Normalmente le camere semi-professionali dispongono di un commutatore atto a connettere o disconnettere i sincronismi interni.

I controlli del Vidicon

Oltre alla regolazione della deflessione, il tubo esploratore visibile alla figura 12 deve disporre anche di controlli per la regolazione del raggio catodico e dell'anticatodo.

Come noto, il raggio catodico scarica le cariche ottiche-elettroniche accumulatisi sul sensore poco scaricato (raggio di poca intensità) produce immagini "sbiadite", mentre un raggio troppo intenso, oltre a poter danneggiare il sensore, produce immagini sfuocate e con poca definizione. L'intensità del raggio catodico è regolata agendo sulla tensione negativa di polarizzazione della griglia controllo (P1 di figura 12).

Di solito questo controllo è sistemato sullo stesso asse dell'interruttore rotante di alimentazione, ed è connesso in modo che, appena accesa la telecamera, il tubo esploratore è interdetto (i collegamenti vengono fatti in senso antiorario).

Una volta riscaldato il filamento del Vidicon, si diminuisce la tensione di G2 sino al punto che il relativo raggio catodico scarichi il sensore in modo adeguato (produca un buon segnale video). Questo aggiustamento dovrebbe essere attuato prima di qualsiasi altra regolazione. La messa a fuoco del fascio elettronico di scansione è ottenuta tramite due espedienti; uno elettromagnetico e l'altro elettrostatico.

Il campo elettromagnetico è generato da una bobina per-corsa da una c.c. (F1) posta vicino al giogo di deflessione. Di

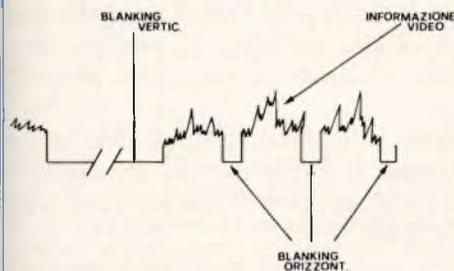


Fig. 11 - Ecco come si presentano gli impulsi di sincronismo, in un sistema TVCC (sincronismo industriale).

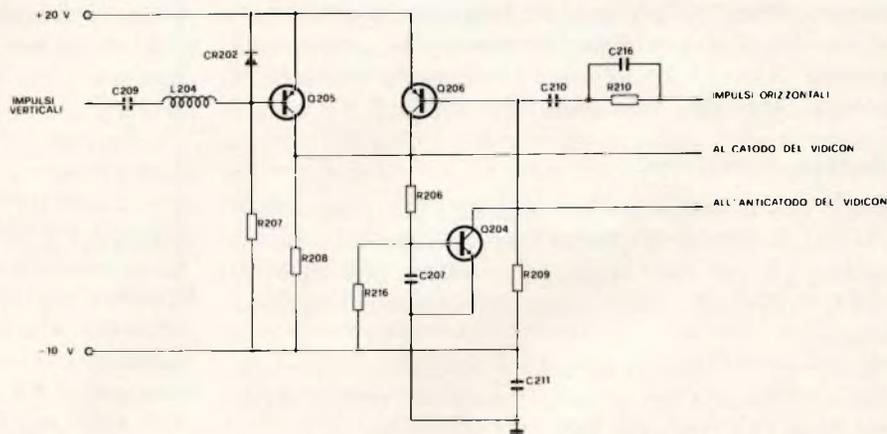


Fig. 13 - Tipico circuito per il blanking di protezione.

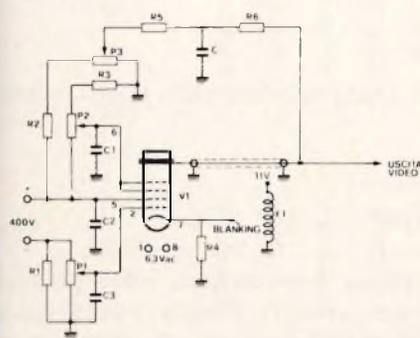


Fig. 12 - Tipico circuito per il controllo automatico e manuale del tubo esploratore.

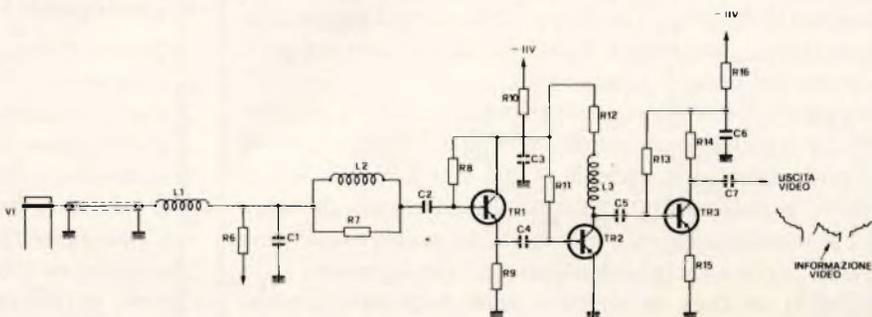


Fig. 14 - Tipico circuito preamplificatore video.

solito questa non richiede nessun controllo e provvede solamente ad una messa a punto grossolana.

Il campo elettrostatico agisce sulle griglie 3 e 4, ed attua la "messa a punto" del fuoco variando la tensione d'alimentazione tramite P2.

Tener presente che prima di agire su questo controllo è necessario aggiustare il fuoco ottico (lenti e distanza lenti-vidicon).

L'anticatodo rappresenta il sensore dell'esploratore; la sua sensibilità è controllata variando la tensione di alimentazione tra pochi volt sino a 100 V, tramite P3.

È noto che agli alti livelli di luce, il materiale fotoconduttore del vidicon, oltre ad essere suscettibile alla bruciatura, si satura facendo perdere contrasto alle immagini riprese, pertanto, in questi casi, è necessario ridurre la sensibilità (del fotoconduttore).

Ciò viene compiuto automaticamente tramite un circuito "CAL" (Controllo Automatico di Luce). Questo fa sì da prelevare una porzione dell'informazione video d'uscita, facendo derivare una tensione di controllo atta a regolare l'alimentazione dell'anticatodo da 0 V per le scene luminose, a 100 V per quelle buie. In tal modo si riesce ad abbracciare variazioni di luminosità di oltre 4.000:1 (cioè il CAL adatta il sensore a qualsiasi livello di luce). Nel nostro esempio di *figura 12*, i componenti CAL (R5, R6 e C) sono stati scelti in modo che la costante di tempo sia di 1 sec.

Molte volte capita di riprendere scene molto contrastate (chiaro-scuro), in questo caso il CAL si rivela noioso, pertanto si fa in modo da disconnetterlo ed agire sul sensore manuale tramite P3.

Durante le normali condizioni d'operazione, la corrente del sensore varia da 0,02 μA senza illuminazione, a oltre 0,2 μA alla max illuminazione. Questa corrente, che circola nella resistenza di carico R6, produce la d.d.p. che rappresenta l'informazione video della scena ripresa.

Il Blanking di protezione

Finita una scansione di riga e di quadro del sensore video del Vidicon, è necessario interdire (blank) il raggio catodico di scansione, per prevenire la scarica prematura degli elementi sensibili i quali dovrebbero essere scaricati nella successiva scansione.

Se ciò non avvenisse, gli elementi sensibili non sarebbero in grado di ricaricarsi con la scena, riducendo, così, il livello video di uscita e rendendo visibile la ritraccia.

I circuiti blank (ing), inoltre, dato che vengono azionati dai segnali di scansione, proteggono il tubo esploratore nel caso di mancata deflessione. Questo per evitare che il raggio catodico di scansione in assenza di deflessione, colpisca sempre la stessa area del sensore bruciandolo.

La *figura 13*, illustra un tipico circuito blanking di protezione. La presenza degli impulsi di riga e di campo polarizzano positivamente la base di Q 205 e Q 206 in modo da interdirla. In assenza di uno o entrambi gli impulsi di deflessione, il circuito sviluppa una tensione positiva che viene inviata al catodo del tubo esploratore, interdicendolo.

Q 204 ci assicura un'ulteriore protezione agendo come interruttore tra l'anticatodo e la massa, in presenza della tensione positiva di controllo (generata dalla mancanza di deflessione). Normalmente Q 205 e Q 206 agiscono come

interruttori chiusi, in presenza degli impulsi di scansione, e come interruttori aperti durante la ritraccia, assicurandoci, così, il blanking.

Il Preamplificatore

Dato che il livello del segnale video d'uscita prodotto da un tubo Vidicon, è piuttosto basso, si richiede l'impiego di un preamplificatore. Questo, pertanto, rappresenta la parte più critica della sezione video e, di solito, è la principale fonte di rumore (oltre al rumore introdotto dai cavi di collegamento).

Il preamplificatore video riceve, quindi, una speciale attenzione da parte dei progettisti, ed è disegnato in modo da adattarsi adeguatamente all'impedenza e al livello d'uscita dell'esploratore, consegnando un s/d molto alto, specialmente nelle riprese a livelli di luce molto bassi.

Durante le normali condizioni di funzionamento, un tubo Vidicon può introdurre un segnale spurio dell'ordine di 1/300 di quello utile. Mentre il segnale utile viene indicato come una tensione picco-a-picco, il segnale disturbo, o rumore, viene riferito con il suo valore efficace (per convertire i Vpp misurati con l'oscilloscopio, in Vff, basta moltiplicarli per 0,35). Per "rumori" ci riferiamo sia ai segnali spuri generati dall'esploratore completamente al buio che a quelli introdotti dai cavi di collegamento (Vidicon-preamp.) e dal preamplificatore stesso.

Seppur l'impedenza dell'anticatodo del Vidicon è dell'ordine di alcuni MegaOhm, le capacità interelettroniche dell'esploratore e quelle presentate dal cavo di collegamento (5-8 pF) fanno sì che la resistenza di carico dell'anticatodo (R6) può variare tra i 40 e i 70 k Ω . Nonostante ciò, comunque, rimane quasi mandatorio l'impiego di uno stadio d'ingresso a collettore comune o a FET. Il primo ci assicura l'alta impedenza di entrata ed un alto guadagno di corrente, oltre a consegnarci una bassa impedenza d'uscita, adatta allo stadio successivo.

Nell'esempio di *figura 14*, il filtro L1, C1, L2, all'entrata del preamplificatore, elimina le interferenze ad alta frequenza (oltre a 8 MHz) "raccolte" dal cavo di collegamento. Il condensatore C2 blocca la c.c.

L'azione delle varie capacità, attenua le componenti ad alta frequenza dell'informazione video, pertanto è necessario provvedere alla loro compensazione, senza però, introdurre segnali spuri. Ciò è compiuto dalla rete R12 e L3 nel circuito collettore di TR2 all'uscita del preamplificatore, l'informazione video può raggiungere ampiezze variabili tra 0,5 ed 1 Vpp.

L'Amplificatore Video

Questo è uno stadio piuttosto complesso, infatti include:

- 1) l'elaboratore video
- 2) i circuiti clamping
- 3) il miscelatore sincronismi
- 4) il miscelatore blanking
- 5) il correttore gamma.

L'elaboratore ci amplifica l'informazione video, provvede alla consegna di un responso lineare, elimina elementi indesiderabili (rumore) dall'informazione utile ed agisce sui vari controlli automatici di guadagno e stabilità. Lo stadio, inoltre provvede ad una ulteriore compensazione delle alte frequenze video, per le perdite subite durante il tragitto esploratore

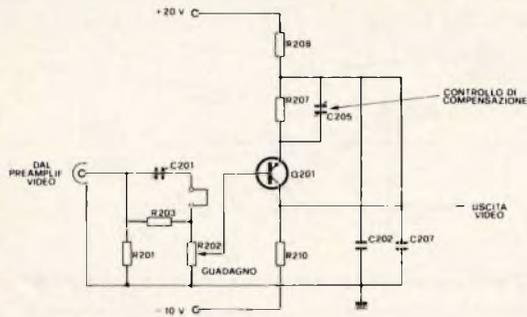


Fig. 15 - Tipico circuito per la compensazione delle altre frequenze video.

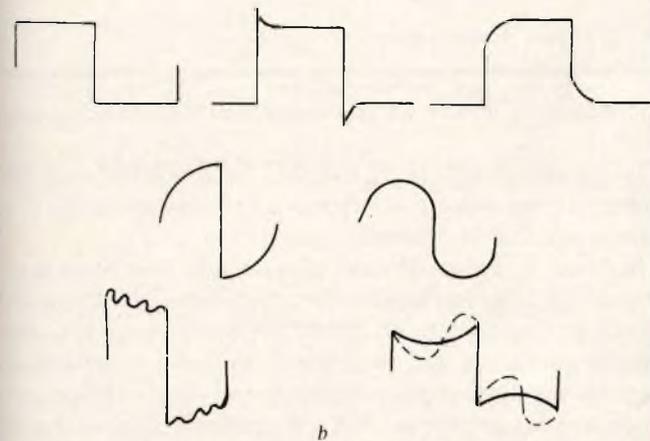
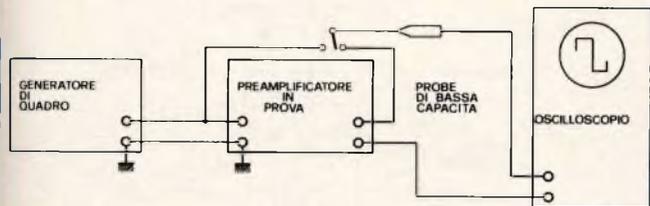


Fig. 16 - In (A) indichiamo un semplice sistema per l'analisi visiva del responso di un amplificatore. Il commutatore «S» lo si elimina impiegando un oscilloscopio a doppia traccia. In (B), invece, è mostrato prima la forma di un'onda quadra ideale (che si presume all'entrata dell'amplificatore), e quindi la forma che ne risulta alle varie attenuazioni.

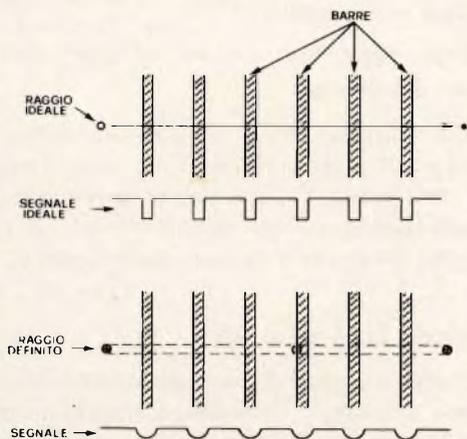


Fig. 17 - Rappresentazione schematizzata delle perdite intrinseche della scansione (perdite d'apertura).

amplificatore. In figura 15, è illustrato un tipico circuito «compensatore». Il transistor Q 201 provvede all'opportuna amplificazione selettiva. Il grado di «selettività» (compensazione) è regolato tramite C205.

L'effetto di compensazione può essere analizzato inviando il preamplificatore un'onda quadra, osservandola all'uscita dell'elaboratore video con un oscilloscopio (figura 16). Tener presente che una compensazione eccessiva causa l'imbrattatura dei bianchi, mentre una compensazione insufficiente produce l'imbrattatura dei neri.

L'elaboratore video provvede anche alla compensazione elettronica delle inadeguatezze del raggio catodico di scansione. Tale compensazione o correzione è chiamata «d'apertura» ed agisce come se il diametro del raggio catodico venisse ridotto.

Come noto il raggio catodico presenta un diametro ben definito e sicuramente non ideale. Ciò produce un'attenuazione dell'informazione video d'uscita ed una riduzione della velocità di transizione il che si trasforma in una attenuazione delle alte frequenze video (figura 17).

Nella figura 18, illustriamo un circuito per la «correzione d'apertura». Con l'uscita connessa verso l'emettitore di Q 204, il circuito funziona come uno stadio a collettore comune. Quando, invece, il potenziometro R219 ci allontana dall'emettitore, l'uscita consegna una porzione del segnale sviluppato sull'avvolgimento secondario di T201. Il trasformatore T201 è un componente molto selettivo risonante alle alte frequenze. Il circuito fa sì che le componenti video ad alta frequenza, si sommino a quello video di origine.

La Correzione Gamma

All'uscita del correttore d'apertura vi è, quindi, un segnale che rispecchia, più o meno fedelmente, le immagini ottiche. Diciamo «più o meno» in quanto bisogna prendere in considerazione il fatto che un trasduttore ottico-elettronico, sia questo il cinescopio o il tubo esploratore, non presenta una caratteristica lineare. In altre parole, un aumento regolare (lineare) della tensione pilota di un cinescopio, o della illuminazione di una scena, non produce un altrettanto (lineare) aumento della luminosità dello schermo o del segnale video.

Tale caratteristica viene definita «effetto gamma» e si riferisce al responso ottico-elettronico della scala dei grigi.

Il Vidicon presenta un responso ottico-elettronico abbastanza soddisfacente. Comunque, affinché questo possa migliorare, è possibile eseguire alcune modifiche al circuito

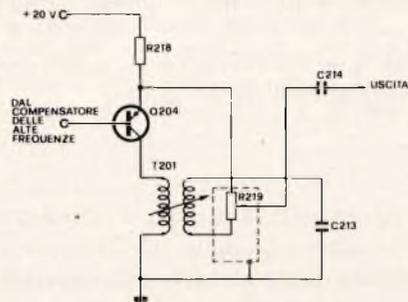


Fig. 18 - Tipico circuito per la correzione d'apertura.

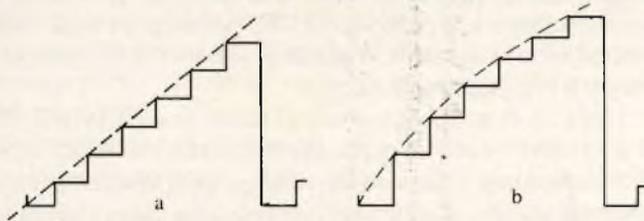


Fig. 19 - Per ottenere la rappresentazione lineare (a) della scala dei grigi, è necessario pilotare il cinescopio con una serie di tensioni distorte (b). La distorsione o «correzione», attuata nella telecamera, è chiamata correzione gamma.

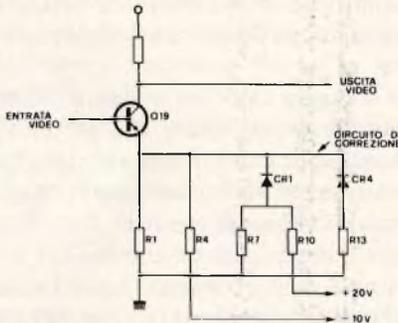


Fig. 20 - Tipico circuito per la correzione gamma.

amplificatore dell'elaboratore video. Tale modifica viene chiamata «correzione gamma». La correzione gamma, in ultima analisi, si riduce ad una distorsione del segnale video in corrispondenza al responso del trasduttore. In altre parole, per ottenere una rappresentazione lineare, come in figura 19-a, è necessario pilotare il cinescopio con una serie di tensioni distorte secondo la figura 19-b.

Durante le trasmissioni televisive in diretta, non c'è bisogno della correzione gamma in quanto le caratteristiche non-lineari del tubo esploratore e quelle del cinescopio si annullano a vicenda, pertanto l'immagine risulta fedele alle scene.

La correzione gamma è invece richiesta durante la RVM e la ripresa TV di film (per compensare l'effetto gamma della pellicola).

La figura 20, illustra un metodo per provvedere alla correzione gamma tramite R1, R4, CR1, R7, R10, CR4 e R13. Quando il livello video è basso, entrambi i diodi CR1 e CR4, conducono, riducendo così la resistenza dell'emettitore Q19, diminuendone la controreazione. Ad un livello video alto, CR4 s'interdice, pertanto la resistenza d'emittore aumenta, facendo salire anche il livello della controreazione. Ad un livello video altissimo, anche CR1 s'interdice. In questo caso la controreazione è massima e quindi l'amplificazione è minima.

I valori delle impedenze ai vari livelli video, sono stati scelti in modo da correggere l'effetto gamma.

Il Clamping

All'uscita del correttore gamma, l'informazione video è priva della componente continua (C.C.) in quanto, in questo caso, tutti i circuiti sono stati accoppiati capacitivamente. Lo scopo dello stadio «clamping» è quello di ristorare la componente continua, in modo da poter aggiungere all'informazione video, i segnali del blanking e, se impiegati, gli impulsi di

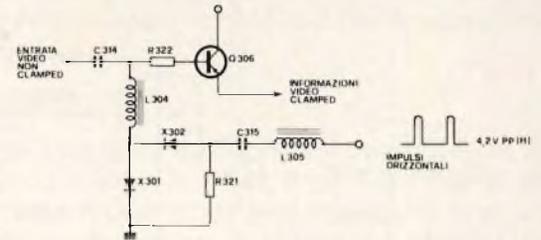


Fig. 21 - Tipico circuito per la ristorazione della c.c. (clamping).

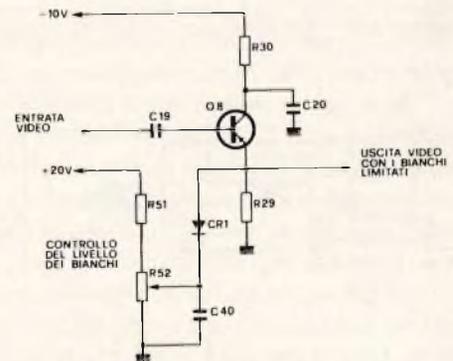


Fig. 22 - Tipico circuito limitatore dei bianchi.

sincronismo a norme CCIR (opposto ai sincronismi «industriali»).

La reinserimento della c.c. è attuata durante la ritraccia, cioè l'informazione video è «clamped» ad un livello c.c. di riferimento, alla fine di ciascuna riga.

In figura 21, è mostrato un tipico circuito ristoratore di c.c. (clamping). L'informazione video è «clamped» dall'azione di L304 e dei due diodi X301 e X302. A quest'ultimo vi si invia impulsi positivi di riga, prelevati dallo stadio di deflessione. La presenza degli impulsi rendendo i diodi conduttori, portando a massa la bobina L304. Ciò scarica il potenziale accumulato su C314. Dato che quest'azione avviene alla fine di ciascuna riga di informazione video; ad ogni nuova traccia il relativo segnale video, passando attraverso C314, assume il potenziale c.c. preso come riferimento. Dato che la resistenza di base di Q306 è piuttosto alta, pochissimo di questo potenziale si perde durante l'intervallo di riga, quindi c.c. di riferimento rimane molto stabile.

Il Limitatore dei Bianchi

Una volta ristorata la c.c. è necessario assicurarsi che l'escursione positiva della informazione video (il bianco), non superi un certo livello. Il limitatore fa in modo da «tosare» qualsiasi sovra-modulazione dell'informazione video. Un tipico circuito limitatore è indicato nella figura 22.

L'inserimento del Blanking al video

Il «blanking» o segnale di oscuramento, produce anche lo spegnimento del raggio catodico di scansione durante la ritraccia. Ciò evita che il ritorno del raggio di scansione sia visibile sul monitor.

Spesso il blanking dell'informazione video ottenuta cortocircuitando a massa l'uscita video dello stadio amplificatore,

LIBRI IN VETRINA

EQUIVALENZE E CARATTERISTICHE DEI TRANSISTORI

L. 6.000

Un manuale comprendente i dati completi di oltre 10.000 transistori che permette di ottenere numerose informazioni per quanto riguarda:

- I parametri nominali
- Le caratteristiche
- I contenitori e le dimensioni
- L'identificazione dei terminali
- Le possibilità di impiego pratico
- I diversi fabbricanti
- I tipi di equivalenti sia Europei che Americani

Fra i modelli elencati figurano anche quelli la cui fabbricazione è da tempo cessata.



L. 5.000

TABELLE EQUIVALENZE SEMICONDUKTORI E TUBI ELETTRONICI PROFESSIONALI



Un libro che riempie le lacune delle pubblicazioni precedenti sull'argomento. Sono elencati i modelli equivalenti Siemens per quanto riguarda:

- Transistori europei, americani e giapponesi
- Diodi europei, americani e giapponesi
- Diodi controllati (SCR-thyristors)
- LED
- Circuiti integrati logici, analogici e lineari per radio-TV
- Circuiti integrati MOS
- Tubi elettronici professionali e vidicons.

ESERCITAZIONI DIGITALI Misure applicate di tecniche digitali ed impulsive.

Il libro inizia con le misure dei parametri fondamentali dell'impulso e la stima dell'influenza dell'oscilloscopio sui risultati della misura. Vi è poi una serie di esercitazioni intese a spiegare la logica dei circuiti TTL e MOS e la differenza fra questi circuiti logici. Alcuni esercizi, in forma di questionario, sono aggiunti per stimolare il lettore ad approfondire i problemi con un proprio lavoro di ricerca.

L. 4.000



Sconto 10% agli abbonati alle riviste J.C.E.

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

Da inviare a JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B
Inviatemi i seguenti volumi:

- pagherò al postino l'importo indicato più spese di spedizione.
 Allego assegno n. _____ di Lire _____
(in questo caso la spedizione è gratuita)

ABBONATO NON ABBONATO

- N. _____ Equivalenze e caratteristiche dei transistori L. 6.000 (Abb. L. 5.400)
N. _____ Tabelle equivalenze semiconduttori e tubi L. 5.000 (Abb. L. 4.500)
N. _____ Misure applicate di tecniche digitali L. 4.000 (Abb. L. 3.600)

Nome _____

Cognome _____

Via _____ N. _____

Città _____ Cap. _____

Codice Fiscale (per le aziende) _____

Data _____ Firma _____

SEL 7/8-80

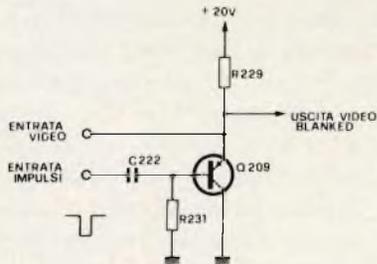


Fig. 23 - Tipico circuito per l'inserzione del blanking all'informazione video.

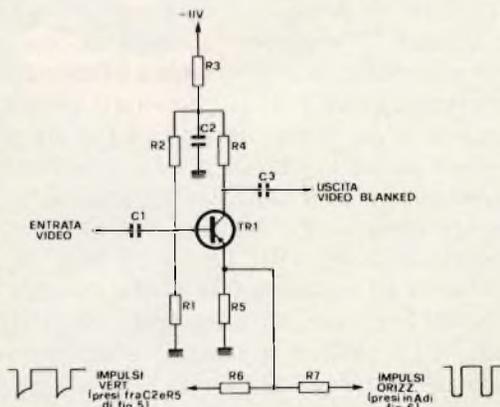


Fig. 24 - Circuito per l'inserzione del blanking di una telecamera economica. In questo caso il blanking agisce anche come impulsi di sincronismo.

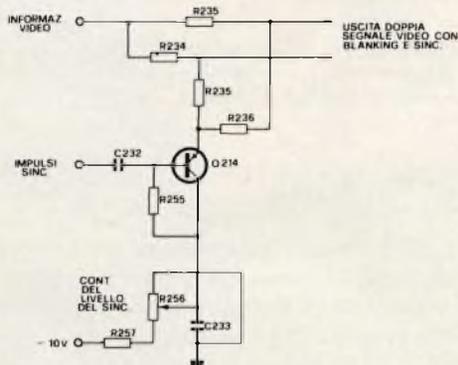


Fig. 25 - Tipico circuito per l'inserzione dei sincronismi all'informazione video.

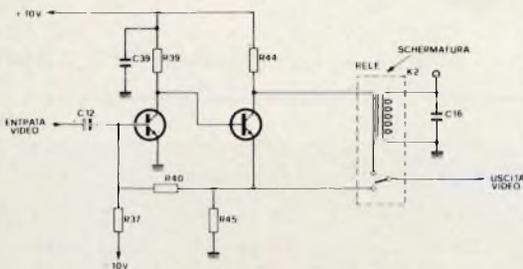


Fig. 26 - Un circuito per l'inversione della polarità video.

alla fine di ogni scansione. Tale metodo è illustrato nella figura 23. Il segnale prelevato dal generatore di impulsi (interno o esterno), è inviato alla base di Q209, il quale agisce come un interruttore normalmente aperto. Gli impulsi fanno in modo da saturarlo e quindi chiuderlo a massa, assieme al segnale video. Nelle telecamere economiche, il blanking è un insieme d'impulsi a frequenza di riga e di-campo che agiscono anche come segnali di sincronismo, illustrati in figura 24.

L'inserzione del Sincronismo

Come noto, è necessario che la scansione del monitor sia sincronizzata con quella dell'esploratore. Per far ciò aggiungiamo all'informazione video, impulsi di riferimento (sincronismi) -prelevati da un generatore interno o esterno, molto stabile. Gli stessi impulsi vengono impiegati anche per tutte le funzioni della base dei tempi della telecamera.

L'inserzione dei sincronismi è una delle ultime operazioni compiute prima d'inviare il «segnale» video alla presa d'uscita («l'informazione video» con i segnali di sincronismo diventa un «segnale video»). La figura 25 illustra un metodo d'inserzione del sincronismo (sync.). Di solito i livelli sync vengono regolati in modo da rappresentare il $25 \div 36\%$ del segnale video ($0,25 \div 0,4$ V) nel caso di telecamere industriali, ed il 30% per quelle a norme CCIR.

L'inversione di Polarità

Per lo standard TV italiano, il segnale video ha un andamento «negativo»; cioè la max. ampiezza video rappresenta sul monitor le zone nere della scena ripresa, mentre l'am-

piezza minima le zone chiare (o bianche). Molte volte si richiede che una telecamera sia in grado d'invertire la polarità del segnale video senza modificare il sync. In questo caso, ciò che prima appariva nero, ora appare bianco, e viceversa. In altre parole si ottiene l'effetto di una negativa. Questa funzione può essere richiesta per speciali filetti di ripresa, o semplicemente per poter riprendere immagini da film o foto, senza bisogno di svilupparle. Ciò si è rivelato molto utile per la trasmissione dei notiziari quando non si ha tempo di stampare le negative. In figura 26 è illustrato un tipico circuito per l'inversione della polarità video.

L'Adattore RF

Nella necessità di dover connettere monitori ad una considerevole distanza dalle telecamere, è necessario far uso di un amplificatore di distribuzione o di un semplice generatore RF: un piccolo trasmittitore AM con un'uscita di almeno 30 mV e la portante su di un canale libero. In tal modo si evitano grosse perdite che si avrebbero nelle linee di trasmissione dirette. Cioè attenuazione delle alte frequenze video (perdita dei dettagli) e distorsioni di fase.

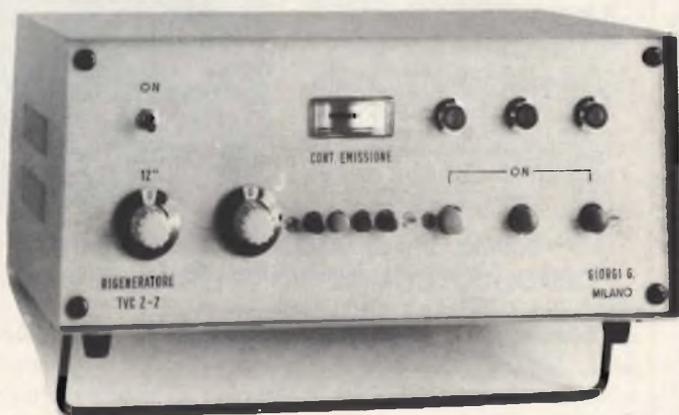
Il generatore RF ci permette, inoltre, l'impiego di qualsiasi ricevitore televisivo, senza apportarvi alcuna modifica.

L'uscita dell'adattore RF dovrebbe essere a banda laterale unica. Molti apparati economici, comunque, irradiano entrambe le bande. Questi modulatori vengono impiegati per applicazioni poco esigenti; comunque, per rispettare le comuni caratteristiche di trasmissione, è possibile adattarvi un filtro o un amplificatore RF a banda stretta. *Segue*

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:

ANTENNE E CENTRALINI

FIDEL
electronic



Antenna amplificata VHF-UHF "FIDEL"

Canali VHF: banda I-III
Canali UHF: banda IV-V
Orientabile su 350°
Ricezione VHF con antenna a stilo
Compatibile con gli impianti centralizzati a mezzo di amplificatore-separatore
Guadagno: 30 dB
Impedenza: 75 Ω
Lunghezza cavo: 1,5 m
Selezione a mezzo tasti e indicazione luminosa del modo di ricezione scelto
Alimentazione: 220 Vc.a.
NA/0496-14



Antenna amplificata VHF-UHF "FIDEL"

Banda: IV-V
Canali VHF: banda I-III 5÷12
Canali UHF: banda IV-V 21÷65
Elementi VHF: 2
Elementi UHF: 5
Guadagno UHF: 22 dB
Impedenza: 75 Ω
Con presa per impianto centralizzato
Lunghezza cavo: m 1,5
Alimentazione: 220 Vc.a.
NA/0496-15



Antenna amplificata UHF "FIDEL"

Banda: V
Canali UHF: V⁺ 36÷65
Elementi UHF: 5
Guadagno UHF: 22 dB
Impedenza 75 Ω
Con presa per impianto centralizzato
Lunghezza cavo: m 1,5
Alimentazione: 220 Vc.a.
NA/0496-16



Centralino d'antenna "FIDEL"

Il centralino FIDEL FD-02 è particolarmente studiato per impianti collettivi d'antenna con 8÷10 prese

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Guadagno:
≥30 dB in banda UHF (IV-V)
≥26 dB in banda I-II
≥22 dB in banda III
Uscita:
connettore Ø 9,5 mm (75 Ω)
Ingressi:
7 connettori Ø 9,5 mm (75 Ω)
4 in banda UHF 450÷900 MHz
2 in banda III 170÷230 MHz
1 in banda I-II 50÷108 MHz
Alimentazione: 220 V ± 10%
Temperatura: da -20°C a + 50°C
NA/0588-00

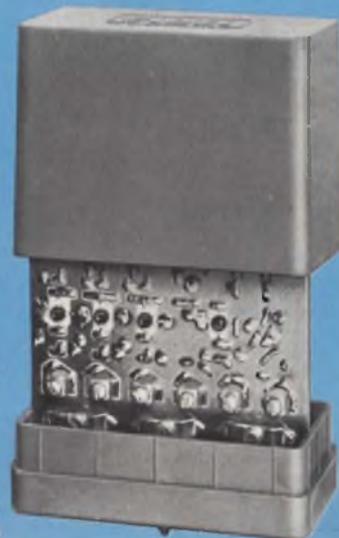


Centralino TV amplificato a 5 ingressi "FIDEL"

2 ingressi in banda V con guadagno di 18 dB
1 ingresso in UHF con guadagno 12 dB
1 ingresso in VHF con guadagno 6 dB
1 ingresso VHF + UHF con attenuatore variabile da +5 ÷ -15 dB
NA/1217-27

Selettore elettronico per antenne "FIDEL"

3 ingressi commutabili; banda IV e V
Guadagno: 18 dB
1 ingresso VHF (non amplificato) solo miscelato
1 ingresso UHF banda IV (non amplificato) solo miscelato
Corredato di alimentatore e tastiera con LED, per la commutazione delle antenne
Consumo a 220 V: 35 mA
NA/1368-06

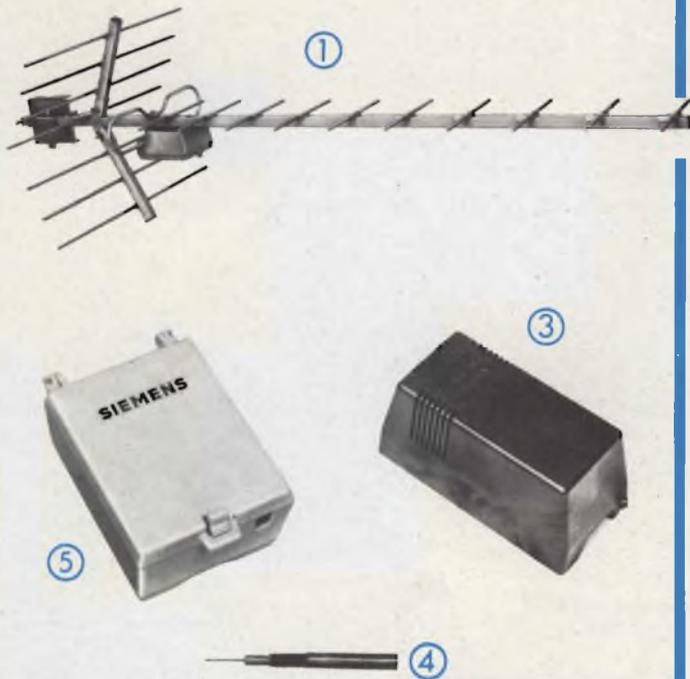


DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA

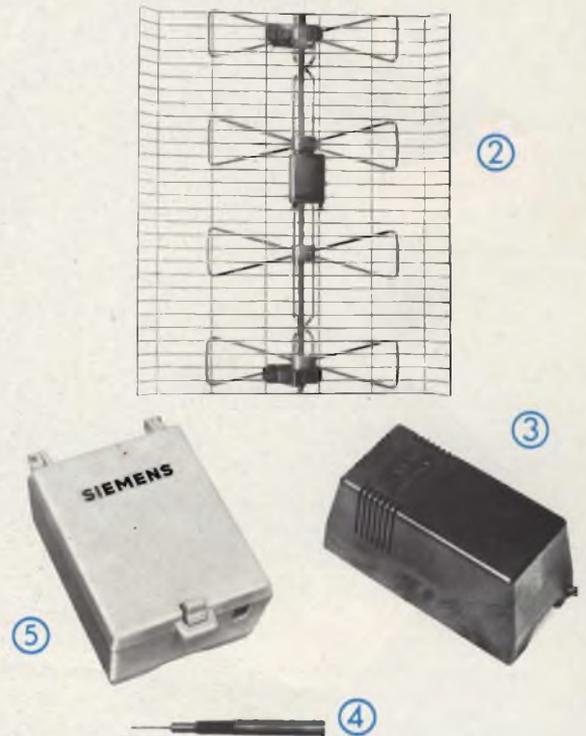
G.B.C.
italiana

siemens

TRITTICO A



TRITTICO B



- ① **Antenna UHF- Banda IV/V "SIEMENS"**
 Mod. S43411-A A4
 18 elementi
 Canali: 21 - 69
 Riflettore a lamda
 Guadagno: 8 ± 13 dB
 Rapporto avanti/indietro:
 19 ± 27 dB
 Carico al vento: a 110 km/h
 $8,1 \text{ kp/m}^2$
 Traslatore: 300/75 Ω
 NA/6186-39
- ② **Antenna UHF - Banda IV/V "SIEMENS"**
 Mod. S43413-A B4
 A quadripolo
 Canali: 21 - 69
 Riflettore a cortina
 Guadagno: $7,5 \pm 13,5$ dB
 Rapporto avanti/indietro:
 22 ± 27 dB
 Carico al vento: a 110 km/h
 $13,6 \text{ kg/m}^2$
 Traslatore: 300/75 Ω
 NA/4725-01
- ③ **Alimentatore stabilizzato per preamplificatore d'antenna "SIEMENS"**
 Mod. S 43101-N-A4
 Tensione d'entrata: 220 Vc.a. $\pm 10\%$
 Tensione d'uscita: 12 Vc.c. (neg. a massa)
 Corrente d'uscita: 100 mA
 Dimensioni: 110 x 57 x 50
 NA/0729-16
- ④ **Cavo coassiale SIEMENS per TV**
 Capacità: 53,54 pF/m
 Impedenza: $75 \Omega \pm 3\%$
 Coeff. di velocità: 0,8
 ϕ esterno: $6,2 \pm 0,2$ mm
 ϕ cond. int.: 1 mm
 Coeff. invecchiamento: $< 5\%$
 Attenuazioni:
 B I 5 dB/100 m
 B III 10,2 dB/100 m
 B IV 16,5 dB/100 m
 B V 21,5 dB/100 m
 CC/0017-61
- ⑤ **Preamplificatore d'antenna "SIEMENS"**
 Mod. S43698-V-A1
 Per canali di banda V
 Massimo livello d'uscita per 2 canali: 101 dB μ V
 Morsetto per miscelazione segnali: BI-III-IV
 Guadagno: $21 \text{ dB} \pm 3 \text{ dB}$
 Tensione di lavoro: 12 V (neg. a massa)
 Assorbimento: 22 mA
 NA/1217-21
- ⑤ **Preamplificatore d'antenna "SIEMENS"**
 Mod. S43698-V-A2
 Per canali di banda IV/V
 Massimo livello d'uscita per 2 canali: 101 dB μ V
 Morsetto per miscelazione segnali: BI-III
 Guadagno: $22 \text{ dB} \pm 3 \text{ dB}$
 Tensione di lavoro: 12 V (neg. a massa)
 Assorbimento: 60 mA
 NA/1217-22
- ⑤ **Preamplificatore d'antenna ad alto livello d'uscita "SIEMENS"**
 Mod. S43699-V-A1
 Per canali di banda V
 Massimo livello d'uscita per 2 canali: 108 dB μ V
 Morsetto per miscelazione segnali: BI - III - IV
 Guadagno: $23 \text{ dB} \pm 3 \text{ dB}$
 Tensione di lavoro: 12 V (neg. a massa)
 Assorbimento: 60 mA
 NA/1217-23
- ⑤ **Preamplificatore d'antenna ad alto livello d'uscita "SIEMENS"**
 Mod. S43699-V-A2
 Per canali di banda IV/V
 Massimo livello d'uscita per 2 canali: 110 dB μ V
 Morsetto per miscelazione segnali: BI - III
 Guadagno: $20 \text{ dB} \pm 4 \text{ dB}$
 Tensione di lavoro: 12 V (neg. a massa)
 Assorbimento: 60 mA
 NA/1217-24

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 Nazionale 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.

Pinnella Giorgio Schiavi di Abruzzo (CHIETI)

Ho un televisore Indesit da 12", il mod. 12 LI nel quale manca la tenuta di entrambi i sincronismi. Oltre allo schema elettrico, vi pregherei di darmi indicazioni su come risolvere il guasto che vi ho esposto.

Il fatto che sia l'oscillatore di riga che quello di quadro non vengano mantenuti nella loro esatta frequenza sta chiaramente ad indicare che detti oscillatori non sono controllati dai relativi segnali di sincronismo. Ciò significa che questi segnali sono insufficienti o addirittura mancanti. La causa di ciò va ricercata nei circuiti di separazione ed inversione sincro che probabilmente sono avariati. (figura 1)

Nel televisore che stiamo esaminando l'involuppo di modulazione video viene prelevato sul collettore del preamplificatore video TR 201D (si tratta di un BC 148B) per essere successivamente introdotto sulla base del TR 402D (BC 158B) il quale opera una prima tosatura dei segnali sincro dal resto della modulazione video. Il successivo transistor TR 403D (BC 157) opera un ulteriore clippaggio degli impulsi liberandoli da ogni residuo video. Oltre a ciò, ne inverte la polarità portandoli a diventare negativi (circa -50V pp, forma d'onda n. 6). Anche il transistor TR 401D che agisce da antidisturbo, fa parte di questo stadio che potremo chiamare "di stabilità dell'immagine". Il TR 401D interviene, diventando conduttivo, quando il video sia invaso da impulsi spuri (disturbi) di entità eccessiva. In questo caso esso cortocircuita verso massa tutto l'involuppo di modulazione che dovrebbe venire applicato al separatore seguendo il concetto che è meglio togliere agli oscillatori per un istante i segnali di comando piuttosto

che farli pilotare da impulsi fuori fase che ne altererebbero la frequenza di oscillazione.

Per risolvere il problema posto dalla mancanza di entrambi i sincronismi, si seguirà la solita trafila: controllo dei transistori con l'ohmmetro, misura delle tensioni continue di polarizzazione sugli elettrodi dei transistori stessi, rilievi oscilloscopici (in particolare vanno controllate le forme d'onda 5 e 6). In fine, se non si saranno ottenuti ancora dei risultati positivi, si passerà alla sostituzione dei condensatori dell'intero stadio: in particolare vanno verificati quelli di accoppiamento C 402D - C 406D - C 401D.

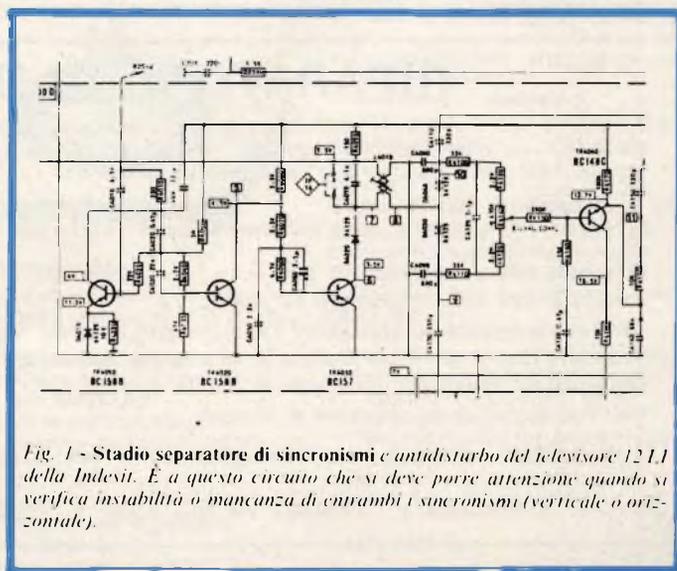


Fig. 1 - Stadio separatore di sincronismi e antidisturbo del televisore 12 LI della Indesit. È a questo circuito che si deve porre attenzione quando si verifica instabilità o mancanza di entrambi i sincronismi (verticale o orizzontale).

Marcellino Angelo Ischia Porto (NA)

Devo riparare un televisore della Irradio e precisamente il mod. 4186. Il difetto consiste nella instabilità del sincronismo orizzontale. Ho notato inoltre che quando la tensione di alimentazione generale è regolata sui + 11 V, come da schema, il raster si presenta di dimensioni insufficienti. Che ne dite?

La tensione di alimentazione di 11 V indicata dallo schema elettrico va sostanzialmente rispettata e deve essere sufficiente a produrre un raster di ampiezza normale. Se così non è, esiste qualche altra causa che riduce l'ampiezza del raster.

Potrebbe trattarsi del finale di riga TR1 (BU 104 oppure BU 406) avente un rendimento insufficiente oppure la bobina di linearità non ben regolata.

Per quanto riguarda il difetto primario, vale a dire la instabilità della frequenza orizzontale, occorre rivolgere l'attenzione al circuito CAFF.

Questo è formato da un circuito discriminatore a diodi (D3 e D4) al quale giungono contemporaneamente i segnali di sincronismo di riga prelevati dalla rete R10 - R25 - C13 - C12. La forma d'onda risultante viene poi filtrata dal condensatore C18 e dalla rete R13 - C17. Se ne ottiene una tensione continua il cui valore dipende dalla posizione reciproca (fase) dei segnali comparati.

Tale tensione, viene applicata alla base del transistore oscillatore influenzandone la frequenza di funzionamento.

Crediamo che sia tra gli elementi che compongono il discriminatore del CAFF (Controllo Automatico di Fase e Frequenza) che vanno ricercate le cause che provocano l'instabilità della frequenza di riga.

Burgazzoli Amerigo GENOVA

Ho in laboratorio un televisore a colori della Grundig, il modello Color 1620 con sintonia automatica. Il difetto di questo apparecchio si presenta al momento di memorizzare il canale ricercato automaticamente. Premendo il tasto di memoria per fissare il programma sintonizzato, l'immagine scompare e la traccia verde che indica la sintonia si porta rapidamente a fondo scala

scomparendo subito dopo e lasciando il raster privo di qualsiasi segnale. Gradirei sapere quale procedura devo seguire per venire a capo di questo guasto.

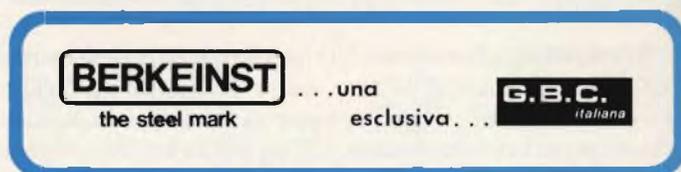
Nei televisori che hanno la possibilità di memorizzare i canali sintonizzati, come il modello Grundig 1620, tutte le difficoltà incontrate durante la sintonia dei programmi sono imputabili al modulo di media frequenza video (codice 29301/002.25) e/o al modulo di memoria (codice 29301/056.03).

Il primo modulo oltre al circuito di MF video porta un circuito CAF (Controllo Automatico di Frequenza) il quale ha il compito di tenere agganciata la frequenza dell'oscillatore del gruppo varicap una volta effettuata la sintonizzazione del programma. Il secondo modulo permette di richiamare quel determinato programma sintonizzato ogni volta che si preme il tasto corrispondente sul telecomando.

In genere, la prima scheda entra in ballo quando la sintonia risulta sfalsata e non è possibile effettuare correttamente una esatta centratura del canale. Nel caso, invece, che non sia possibile la memorizzazione del programma, come ci sembra che avvenga nel suo caso, occorre rivolgere l'attenzione al modulo di memoria.

Purtroppo questa scheda difficilmente si presta ad essere riparata a meno che il guasto non riguardi soltanto l'alimentazione in continua. Di sostituire i circuiti integrati, che tra l'altro sono assai delicati, non se parla nemmeno. Per effettuare un accurato esame sulle tensioni di alimentazione, occorre estrarre il modulo dalla apposita contattiera e reinserirlo dal lato opposto del telaio.

In questo modo, i vari punti di misura risultano maggiormente accessibili. Se le tensioni continue risultano come indicati sullo schema elettrico, non rimane che recarsi presso il magazzino ricambi della filiale Grundig della Sua città e farsi permutare la scheda in oggetto.



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

Chi cerca trova "e i tesori sono suoi"

 **ESCOPE**



1 2

4

3

NEW



Cercametallo Acquapulse

Viene fornito completo di una unità di comando, una sonda ad anello impermeabile del \varnothing di 20 cm e batterie ricaricabili.

Questo cercametallo, si presta ad un tipo di applicazione professionale, quale la ricerca di condutture sepolte, cavi elettrici ecc...
Adatto per la ricerca di reperti archeologici o metalli preziosi ove questa si svolga sott'acqua o in terreni umidi.

Controlli: volume REJECTION
Permette di diversificare:

- L'esclusione durante la ricerca di linguette apri-bottiglia e carta stagnola.
- Alimentazione: mediante batterie ricaricabili, entro contenute

SM/9750-00

L.855.000

1 Cerca metalli BFO 100

Munito di altoparlante e presa per cuffia
Controllo automatico del volume e regolazione della sensibilità.
Il rilevamento degli oggetti e la profondità, variano secondo la qualità del terreno e la grandezza dell'oggetto.
Alimentazione: batteria da 9 V

SM/9000-00

L.68.000

2 Cerca metalli TR-200

Munito di altoparlante e presa per cuffia.
Controllo automatico del volume e regolazione della sensibilità.
Oggetti metallici di piccole dimensioni (3 cm), vengono rivelati sino ad una profondità di circa 30 cm.
Oggetti di maggiori dimensioni vengono rivelati sino ad una profondità di circa 120 \pm 150 cm.
Alimentazione: 2 batterie da 9 V

SM/9300-05

L.102.000

3 Cerca metalli TR-950D

Munito di discriminatore a due posizioni.
Manopole: OFF-ON sintonia, sensibilità, funzioni e REJECT (Rifiuto).
Segnale acustico e presa per cuffia a 32 Ω
Strumento indicatore di sintonia e di carica batterie.

Permette di diversificare:

- L'esclusione degli oggetti ferrosi e delle lamine.
- L'esclusione della carta stagnola e delle linguette apri-lattine.

Alimentazione: 2 batterie 9 V.

SM/9650-00

L.310.000

4 Cerca metalli professionale VFL 1000

Munito di discriminatore a 3 posizioni
Controlli: volume, sintonia, sensibilità, funzioni REJECT e GROUND segnale acustico.
Strumento indicatore di sintonia e stato di carica batterie.

Permette di diversificare:

- L'esclusione del terreno, secondo la composizione dello stesso.
- L'esclusione degli oggetti ferrosi.
- L'esclusione delle lamine.
- L'esclusione delle linguette apri-lattine e dei tappi di bottiglia.

Viene fornito completo di cuffia.
Alimentazione: 2 batterie da 9 V

SM/9700-00

L.470.000

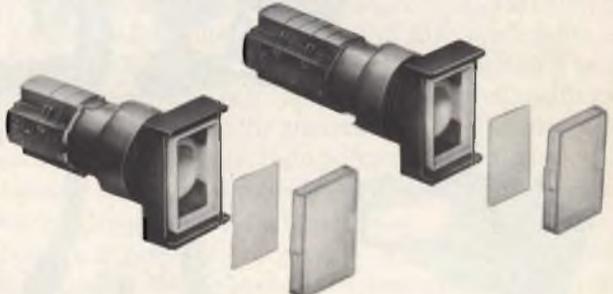
DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

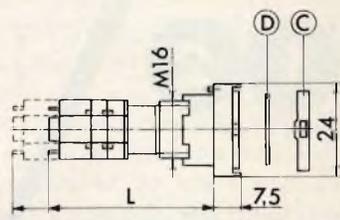
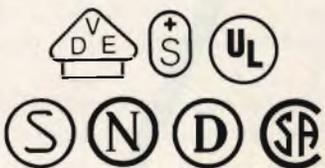
Commutatori a pulsante luminoso

CARATTERISTICHE GENERALI

Attacco per lampadina T 4,5
 Portata: 4 A - 250 Vc.a.
 Materiale: corpo e ghiera in makrolon
 involucro dei contatti in duroplast
 Contatti: in argento, autopulenti
 Terminali: in argento, a saldare
 Fissaggio: con ghiera
 Foro di montaggio: \varnothing 16,2 mm



FUNZIONI		LUNG. "L" (mm)	COMMUTATORI A PULSANTE		
			ROTONDO 	QUADRATO 	RETTANGOLARE
			CODICE G.B.C.	CODICE G.B.C.	CODICE G.B.C.
1 lavoro alternato, con autoritorno		41,5	GL/1050-00	GL/1060-00	GL/1070-00
2 lavori alternati, con autoritorno		49,5	GL/1051-00	GL/1061-00	GL/1071-00
1 lavoro alternato, 2 posizioni stabili		41,5	GL/1053-00	GL/1063-00	GL/1073-00
2 lavori alternati, 2 posizioni stabili		49,5	GL/1054-00	GL/1064-00	GL/1074-00

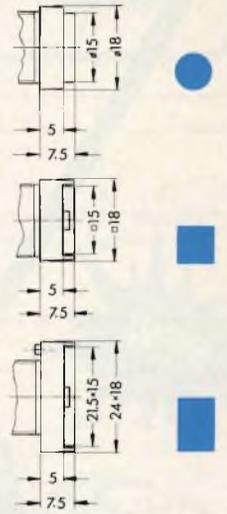


CORPO BASE	SEGNALATORI		
	GL/1000-00	GL/1002-00	GL/1004-00



Tasti per commutatori a pulsante luminoso ● Materiale: makrolon
 ● Diffusore copri lampadina per commutatori a pulsante luminoso

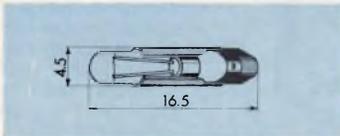
COLORE TRASPARENTE	CALOTTE COLORATE ©		
	ROTONDO 	QUADRATO 	RETTANGOLARE
	CODICE G.B.C.	CODICE G.B.C.	CODICE G.B.C.
Bianco	GL/1057-00	GL/1067-00	GL/1077-00
Rosso	GL/1057-02	GL/1067-02	GL/1077-02
Giallo	GL/1057-04	GL/1067-04	GL/1077-04
Verde	GL/1057-06	GL/1067-06	GL/1077-06



Bianco opaco	DIFFUSORI ©		
	GL/1058-00	GL/1068-00	GL/1078-00

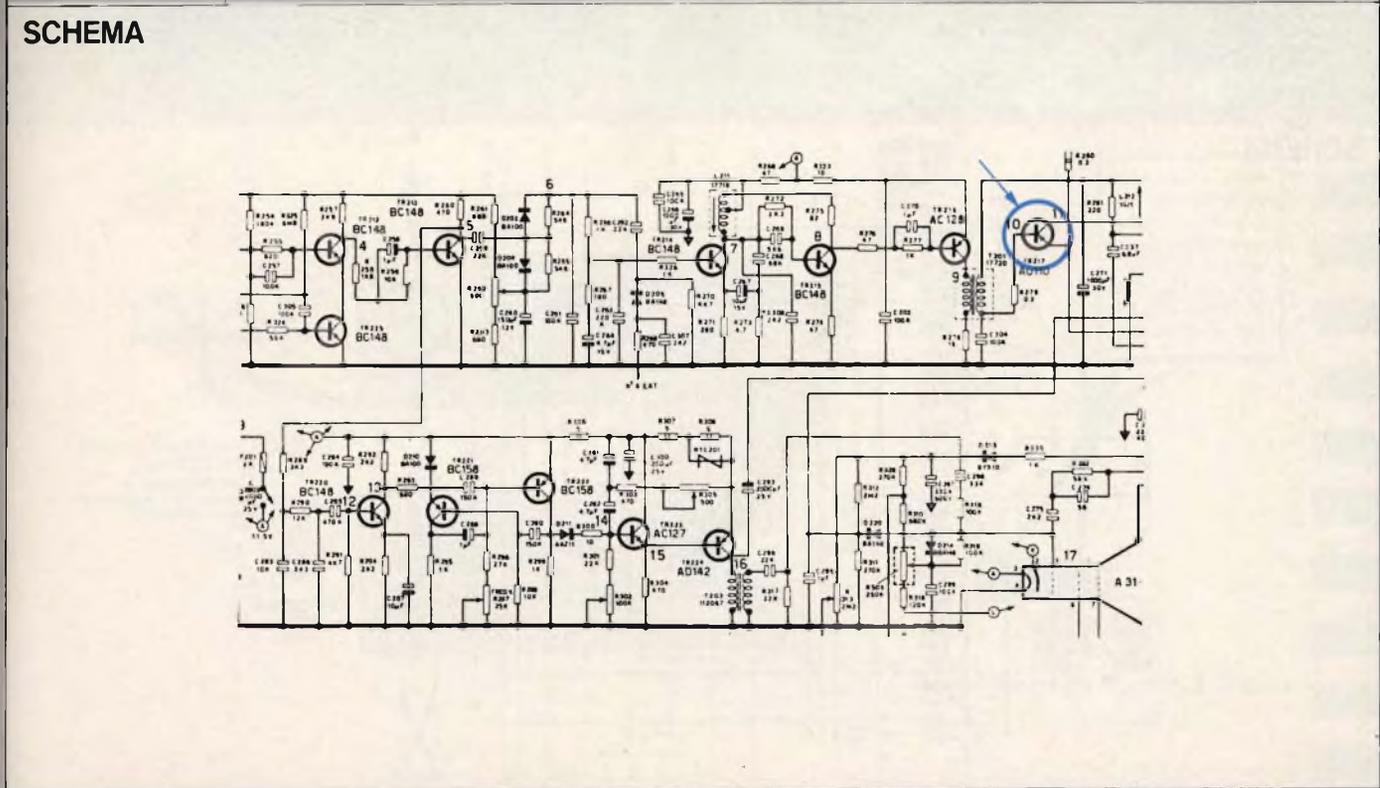
Lampadine adatte per i commutatori ed i segnalatori

Tipo telefonico T 4,5	6 V - 50 mA	GH/0656-00
	12 V - 40 mA	GH/0656-02
	24 V - 20 mA	GH/0656-04



MARCA	GELOSO
MODELLO	GTVS 312 - 12" - b/n
SCHEMA EL.	
DIFETTO LAMENTATO	Sincronismo verticale instabile.
PROVE EFFETTUATE	<p>Il televisore manifesta una scarsa tenuta del sincronismo verticale specialmente quando il gruppo non è perfettamente sintonizzato e quando si abbia a che fare con segnali troppo deboli o troppo forti.</p> <p>Individuato lo stadio relativo alla deflessione verticale (vedere lo schema riportato sotto) abbiamo subito provveduto a sostituire i transistori della sezione oscillatrice (TR 220, TR 221, TR 222), ma purtroppo il risultato ottenuto non è quello che si sperava.</p> <p>Proviamo anche a sostituire il transistor invertitore dei sincronismi, il TR 212, e C 286. Il risultato ottenuto non si discosta da quello precedente, A questo punto ci prende il solito sconforto che assale il tecnico quando si accorge che le prove impostate con metodo e validità tecnica non approdano a niente.</p> <p>Non resta che seguire la solita trafila della sostituzione di ogni componente che gravita intorno agli stadi della separazione e deflessione verticale. Tuttavia, prima di imbarcarci in una impresa tanto dispersiva e frustrante, memori del fatto che la Geloso proprio perchè produceva condensatori elettrolitici, ne impiegava grandi quantità nei suoi televisori e ricordando anche il motto: "quando non sai dove sbattere la testa, controlla gli elettrolitici" controlliamo proprio questi ultimi ponendo in parallelo a ciascuno di essi un componente efficiente. L'intuizione si è dimostrata fondata e ha dato il risultato sperato. Dopo qualche prova abbiamo avuto la fortuna di imbatterci nel condensatore in perdita. Si tratta del C 271 da 1000 uF 30 VI che filtra la tensione di alimentazione generale.</p>

COMPONENTI DIFETTOSI	Condensatore elettrolitico C 271 da 1000 uF 30 VI.
-----------------------------	--



SCHEDA RIPARAZIONE TV N. 106

MARCA	GRUNDIG
MODELLO	8062 - 26" 110°
SCHEMA EL	Nr. 24163 - 906.01
DIFETTO LAMENTATO	Immagine fortemente sfocata

PROVE EFFETTUATE

L'esame visivo lascia presupporre che vi sia qualcosa di grave, magari una avaria al cinescopio, ma dopo una opportuna misurazione della tensione di focalizzazione del TRC effettuata con l'apposito puntale riduttore, misura dalla quale risulta un valore di tensione insufficiente, la nostra apprensione si riduce e ci accingiamo a condurre un normale intervento di ricerca delle alterazioni circuitali che hanno provocato il difetto. Vediamo, osservando lo schema elettrico, come si ottiene la tensione di circa 3500 V che serve a focalizzare il tubo.

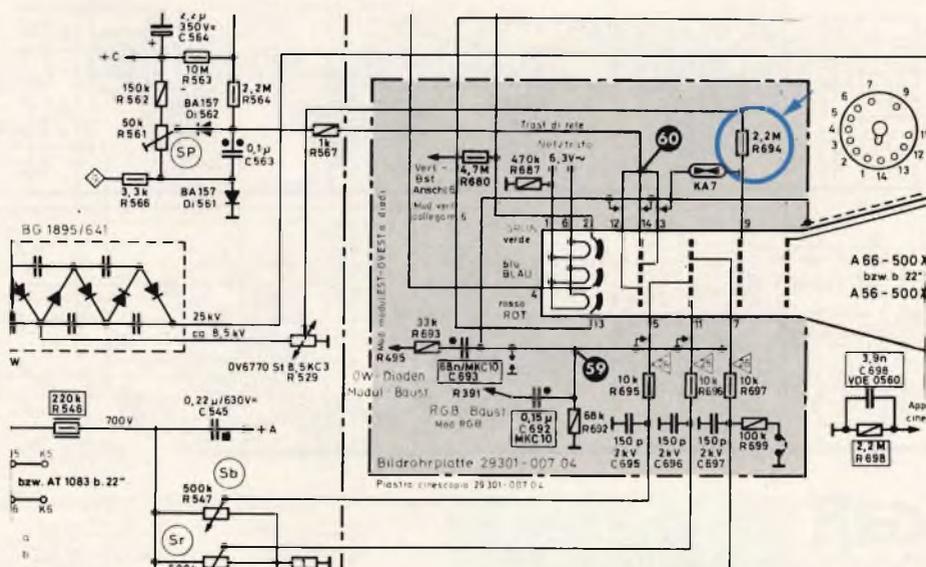
Sul circuito di triplicazione della tensione EAT è ricavata una presa la quale fornisce circa 8000 V. Questi sono applicati ad un potenziometro a colonnina il quale ha il contatto mobile collegato al piedino del fuoco del TRC tramite una resistenza di disaccoppiamento di 2,2 Mohm. Una alterazione della tensione di fuoco può essere provocata da diverse cause, e tra queste non possiamo escludere una avaria del potenziometro di regolazione oppure un cortocircuito parziale dello scaricatore K A7. Capita talvolta che la notevole tensione presente sul fuoco, si scarichi attraverso questo piccolo spazio bruciando la bachelite. Se i prodotti della combustione si ammassano sulla piccola feritoia si ha una resistenza verso massa non infinita e una diminuzione permanente della tensione sul piedino 9 con conseguente sfocamento dell'immagine. Per essere ben sicuri che lo scaricatore non provochi avarie, basta introdurre (a TV spento) nella fessura la lama di un cacciavite onde asportare ogni traccia di impurità. Tutti i controlli fin'ora svolti non sono tuttavia serviti a risolvere il problema di dare nitidezza al video. Non ci resta che misurare il valore ohmico della resistenza in serie R 694 per essere ben sicuri che esso sia di 2,2 Mohm. È con giustificato sollievo che possiamo constatare come invece esso sia fortemente alterato in eccesso.

Sostituita la R 694, il valore della Vf ritorna intorno ai 3500 V e lo schermo riappare perfettamente nitido.

COMPONENTI DIFETTOSI

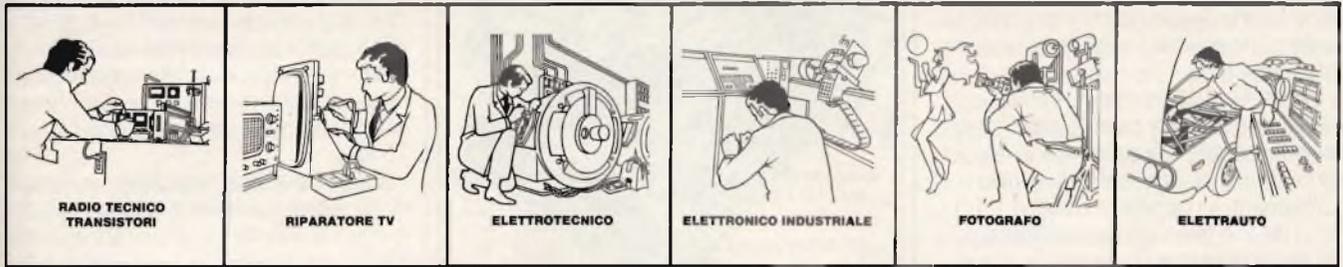
Resistenza a impasto di carbone R 694 da 2,2 M 1/2 W 10%.

SCHEMA



NOI VI AIUTIAMO A DIVENTARE "QUALCUNO"

Noi. La Scuola Radio Elettra. La più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza. Noi vi aiutiamo a diventare «qualcuno» insegnandovi, a casa vostra, una di queste professioni (tutte tra le meglio pagate del momento):



Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: la Scuola Radio Elettra, la più grande Organizzazione di Studi per Corrispondenza in Europa, ve le insegna con i suoi

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)
 RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine di alcuni corsi,

potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

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 e i modernissimi corsi di LINGUE. Imparerete in poco tempo, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano i corsi, ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)
 SPERIMENTATORE ELETTRONICO particolarmente adatto per i giovani dai 12 ai 15 anni.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la vostra preparazione.

Inviateci la cartolina qui riprodotta (ritagliatela e imbucatela senza francobollo), oppure una semplice cartolina postale, segnalando il vostro nome, cognome e indirizzo, e il corso che vi interessa. Noi

vi forniremo, gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori.



Scuola Radio Elettra

Via Stellone 5/876
 10126 Torino

PRESA D'ATTO
 DEL MINISTERO DELLA PUBBLICA ISTRUZIONE
 N. 1381

dotti sdy

876

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI _____
 (segnare qui il corso o i corsi che interessano)
PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

MITTENTE: _____

NOME _____

COGNOME _____

PROFESSIONE _____

VIA _____

_____ N _____

COMUNE _____

COD. POST. _____ PROV. _____

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY PER PROFESSIONE O AVVENIRE



La Scuola Radio Elettra è associata alla **A.I.S.CO.** Associazione Italiana Scuole per Corrispondenza per la tutela dell'allievo.



Scuola Radio Elettra
 10100 Torino AD

nuovi prodotti

Rivelatore di cortocircuiti

Si tratta di uno strumento messo a punto dalla Three Phoenix Company, che consente di localizzare con precisione i cortocircuiti, dotato di un'uscita audio a frequenza variabile al variare della resistenza.

Il 3PX210 TONEOHM milliohmometro ad alta precisione e basso costo, ideale per la locazione e la posizione fisica dei cortocircuiti, senza dover scegliere i componenti o i conduttori relativi. Il TONEOHM è in grado di localizzare in pochi secondi anche i cortocircuiti microscopici e non visibili.

Il TONEOHM produce poi un'uscita audio, la cui frequenza dipende alla resistenza tra i due puntali Kelvin. Se le sonde vanno a toccare due tracce e si ode il segnale audio, questo significa che tra le due piste c'è un corto. Allora si muovono le sonde lungo le piste e quando il suono raggiunge la sua massima intensità significa che il corto è in quella posizione. La precisione della localizzazione del corto è di soli 5 mm.

Oltre al segnale acustico, il 3PX210 fornisce anche una lettura della resistenza, in nove range che vanno da 30 m Ω a 300 Ω .

Grazie a questo strumento, il TONEOHM consente quindi anche di effettuare misure precise di collegamenti elettrici, contatti di relé, avvolgimenti di trasformatori, ecc.

Lo strumento inietta nel circuito in prova un segnale a 250 Hz (tipicamente di 5mV su 300 M Ω), evitando così la possibilità di errori dovuti al potenziale di contatto e alla polarizzazione elettrolitica.

La scelta di componenti di precisione e amplificatori operazionali retroazionati ad alto guadagno garantiscono precisione e stabilità in tutti i ranghi.

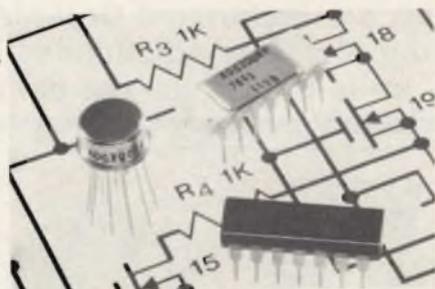
Il costo del 3PX210 TONEOHM 1 DI \$ 795.000.

Three Phoenix

Switches analogici C-MOS

La Analog Device ha messo in produzione due famiglie di switches analogici C-MOS caratterizzati da bassi costi, alti livelli di sicurezza contro le sovratensioni accidentali, costanti valori di Ron (100 e 125 Ω), elevata velocità di commutazione e assoluta sicurezza di riapertura (latch free).

Le due famiglie che portano le sigle ADG 200 e ADG 201, si distinguono per avere 2 e 4 switch unipolari (SPST) rispettivamente, maggiori velocità di



Switches analogici C-MOS disponibili in contenitori TO 100, DIP plastico e ceramico

commutazione e totale immunità al latch.

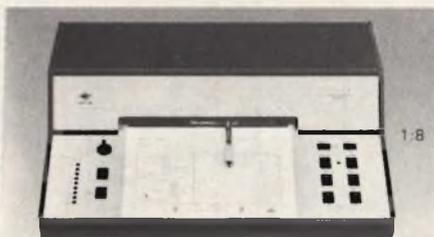
La tecnologia CMOS (dielectrically isolated) con la quale sono realizzati permette la loro utilizzazione diretta sia con circuiti CMOS che TTL con consumi da solo 300 mW garantendo la protezione del contatto contro le sovratensioni fino a più o meno 25 V oltre il valore della tensione di alimentazione.

Gli ADG 200 (doppi SPST) caratterizzati da una resistenza di conduzione Ron di 100 Ω max. In tutto il campo di temperatura specificato, sono disponibili in contenitore TO 100 DIP plastico e ceramico, nonché in tre diversi campi di temperatura (0 - 70°C; -25 + 85°C; -55 + 125°C).

Gli ADG 201 (quadrupli SPST) caratterizzati da Ron di 125+ max. Sono disponibili in contenitore DIP ceramico e plastico nonché tre campi di temperatura.

Sia gli ADG 200 che ADG 201 sono compatibili con la zoccolatura dei DG 200 e DG 201

Analog Devices
DE MICO - MILANO



Apparecchio di generatore, analizzatore e registratore per misure di analisi di segnali audio.

Posto di prova audio

Il modello 2116 della Bruel & Kjaer è uno strumento che comprende un generatore, un analizzatore e un registratore, progettato per realizzare misure di analisi in frequenza, distorsione armonica e di intermodulazione. Realizzato es-

senzialmente per essere usato con la camera anecoica di prova 4222 per misure su protesi acustiche (in conformità con le norme IEC 118 e ANSI S22-1976) e microfoni. Può essere usato anche con gli orecchi artificiali 4152 e 4153 per il collaudo dei padiglioni di telefoni e cuffie, o con il mastoide artificiale 4930 per misure di conduzione ossea. Il campo di frequenza da 100 Hz a 10 kHz.

La gamma dinamica del generatore è di 40 dB, selezionabile in passi di 5 dB, mentre quella dell'analizzatore è di 100 dB.

Lo strumento incorpora una memoria digitale nella quale le caratteristiche in cui avviene la misura - per es. la camera anecoica di prova 4222 - possono essere memorizzate prima dell'inizio della misura, usando lo stesso microfono di misura. Il segnale di prova fornito dal generatore è controllato mediante riferimento continuo alla curva di correzione preregistrata, allo scopo di mantenere costante il segnale di eccitazione dell'oggetto in prova. Si può selezionare anche una tensione di uscita costante.

Gli interruttori hanno un diodo LED che indica continuamente il parametro di prova scelto, il livello di prova e la condizione corrente. Il risultato della prova viene registrato su un foglio prestampato che è posto su un piano per una buona visibilità e facilità di sostituzione.

Viene fornito completo di preamplificatore microfono 2642, di microfono e condensatore da 1/2" Tipo 4134, di adattatore per microfono da 1" DB 0962, di fogli e pennini.

BRUEL & KJAER ITALIANA - MILANO

Indicatori luminosi

La Visual Communications Company sta producendo una gamma di indicatori luminosi, comprendente due tipi principali di diffusori.

Il Cliplite di forma rotonda, da inserire in un foro di diametro 7,11 mm ricavato sul pannello. Per mezzo del supporto PC-LITE si può fare il montaggio, verticale od orizzontale, direttamente nel circuito stampato.

Il secondo è il Cubelite di forma quadrata, che si inserisce su foro di lato, 7,11 mm da realizzare con l'apposito utensile UNIPUNCH. Le principali caratteristiche di questi diffusori sono: aumento dell'angolo visivo fino a 180° sfruttando l'effetto degli anelli di fresnel e delle linee striate, permettono di usare i LED

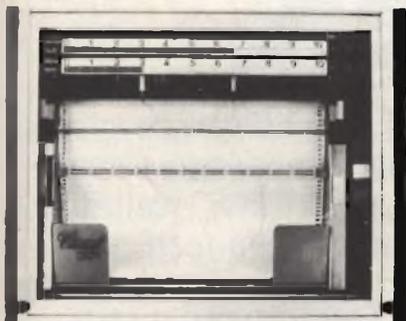
nuovi prodotti

raggi concentrati che hanno un fattore di luminosità 4 volte maggiore rispetto ai normali, proteggono i circuiti integrati da scariche elettrostatiche di tensione fino a 10KV che si generano camminando su pavimenti sintetici; i colori ed il design sono stati ottimizzati per mezzo di plastiche selezionate rosse, gialle, verde, blue, ambra, e chiare che forniscono un eccezionale contrasto ed alta luminosità.

Facili da installare, basta inserire il diffusore nel foro e tenendolo fermo, inserirvi il LED.

Questi diffusori accettano LED, lampadine al neon ed incandescenti.

Visual Communications
ELPACK - MILANO



Registratore potenziometrico a penna continua.

Registratori elettronici potenziometri

La serie 320 di registratori elettronici potenziometrici a penna continua della Chessel è stata ampliata con la messa a punto del registratore a due penne continue Mod. 321.

Caratteristiche principali del Mod. 321 sono: scala a nastro diagrammatico da 250 mm; due penne continue ed indipendenti; costruzione completamente modulare; vasta scelta di campi di misura in c.c. e c.a. e per temperature con span minimo di 1 mVcc; carta diagrammatica in rotolo o in pacco; possibilità di allarmi di MIN e MAX per ciascun canale; nuova custodia con dimensioni di ingombro ridotte (L 402 mm H 314 mm).

I registratori Mod 321 impiegano gli stessi componenti elettromeccanici modulari, della Serie 320.

Chessel
EUROTHERM - CASSINA RIZZARDI

Filtri per le interferenze di rete

La Shaffner ha sviluppato una serie di filtri di rete a due stadi specificamente



Filtro multistadio in grado di attenuare di 70 dB le interferenze di rete.

studiati per sopprimere le forti sorgenti di interferenze.

I filtri FN 342 sono fatti per proteggere gli apparati e i sistemi delle interferenze che insorgono nella rete, ma possono essere usati anche per sopprimere i disturbi provocati dai semiconduttori di potenza, dagli oscilloscopi, dagli switches, ecc.

I filtri sono stati progettati in modo da ottenere in modo ottimale le inferenze anche negli apparati a bassa impedenza. I filtri sono dotati di un contenitore metallico e sono disponibili per portate di 3, 6, 10 e 20 A, assicurando una attenuazione tipica di 70 dB.

Schaffner
SGE ITALIANA - MILANO

Soppressori di transistori

La TRW Capacitors ha prodotto un componente denominato TVS (Transient Voltage Suppressor).

Il TVS è un'estensione della tecnologia Zener TRW.

Esso utilizza la caratteristica intrinseca del dispositivo di cambiare rapidamente il valore di impedenza da un alto valore ad un basso, quando viene sottoposto ad un picco transitorio di potenza.

Il TVS protegge contro potenziali effetti distruttivi i circuiti o componenti sensibili, limitando la tensione ad essi applicata ad un predeterminato valore.

I vantaggi offerti dalla serie dei TVS TRW rispetto alle altre tecnologie includono, tra l'altro un più veloce tempo di risposta, una più bassa corrente inversa ed una più stretta tolleranza della tensione di limitazione.

I TVS vengono usati in telecomunicazioni, automazioni, computer applicazioni industriali e commerciali e sono stati effettivamente provati contro scari-

che atmosferiche, scariche da interruttori di potenza ed errori umani di installazioni e collaudi. La serie TVP 500, TVP 1000 e TVP 1500 presentano tutte un range di temperatura di funzionamento da -65 +175°C, con una tensione di limitazione compresa tra 8,2 e 200V, mentre le potenze di picco e i picchi di corrente sono rispettivamente 500W - 50A (1/120 s a 25°C), 1000W - 80A (1/120 s a 25°C) e 1500W - 200A (1/120 s a 25°C).

TRW Capacitors
EXHIBO ITALIANA - MONZA

Convertitori c.c./c.c. in package DIL

Disponibili con uscite singole e doppie, i convertitori da 1W della serie Gemini 600 della Gresham Lion sono caratterizzati dalla regolazione dell'uscita e sono completamente isolati e protetti contro i cortocircuiti.

Le tensioni nominali di ingresso possono essere 5 o 12V, con cinque possibili configurazioni di uscita, che comprendono per ciascun ingresso 5V, 12V, 15V, $\pm 12V$, e $\pm 15V$, tutte al +5%.

Altre caratteristiche comprendono un MTBF nominale di 100.000 ore, un range di temperatura di funzionamento da -25°C a +70°C, una regolazione del carico di 150 mV da zero a pieno carico e un ripple di uscita massimo di 30mVpp.

Questi convertitori da 1W vengono forniti in un package DIL standard a 24 pin.

Gresham Lion

Monitor logico per integrati digitali

Dotato di un alimentatore completamente isolato, il monitor logico LM-2 della Continental Specialties può visualizzare contemporaneamente lo stato logico statico e dinamico di ciascun pin di un circuito dual-in-line a 14 o 16 pin.

Il dispositivo di test comprende due unità base: un'unità connettore/display con la quale si aggancia il circuito sotto prova e che contiene i circuiti comparatori e 16 indicatori a LED; e il modulo alimentatore, che contiene un alimentatore di riferimento di precisione e un commutatore per la scelta della famiglia logica, che copre i circuiti logici, CMOS, HTL, TTL, DTL e KTL.

Continental Specialties
FARNELL ITALIA - MILANO

NANOCOMPUTER.[®]

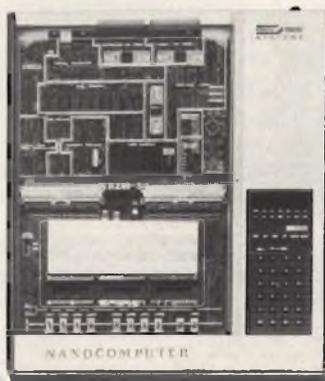
UN COMPUTER PER IMPARARE TUTTO SUI COMPUTER.

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 sistematica 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

NBZ80-S. Scheda base, scheda per esperimenti, miniterminale, contenitore-alimentatore, kit di fili, Nanobook 1 e 3, manuale tecnico.

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.

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. 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 sul sistema NANOCOMPUTER.

NOME _____ COGNOME _____

INDIRIZZO _____

PROFESSIONE _____

Inviare a: SGS-ATES
Componenti Elettronici S.p.A.
Via C. Olivetti 2, - 20041
Agrate Brianza, tel. (039) 65551



nuovi prodotti

Convertitore c.c./c.c. da 5A

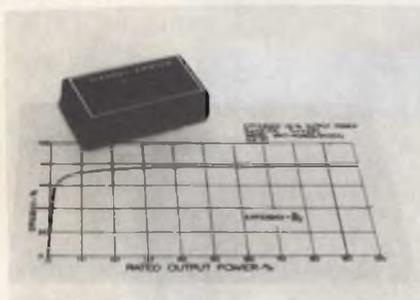
Il WM7/-40/S05/5000/U della Stevens - Arnold dà in uscita 5V con correnti fino a 5A per alimentare i circuiti logici con un range di tensione d'entrata da 7Vcc a 40Vcc. Inoltre, aumentando il carico da 0 al valore massimo non si hanno degradazioni del rendimento.

L'efficienza del 75% consente di avere un aumento di soli 4 °C/W della temperatura del contenitore; come conseguenze non sono richiesti dissipatori esterni o riduzioni di carico di lavoro da -25 °C a +71 °C di temperatura ambiente.

Il modello a 5V ha come standard O.V.P., una protezione da corto circuito e da sovraccarico e possibilità di collegare sensori con protezione contro il disinserimento. L'uscita è tarata in fase di costruzione per un $\pm 5\%$ tipico.

Le dimensioni del contenitore metallico sono di 65 x 11,6 x 2,1 mm con piedini di I/O con passo di 2,54 mm.

Stevens - Arnold
MICROLEM - MILANO



Il WM7 - 40/505/5000/U della Stevens - Arnold.

Gruppi statici di emergenza

Contro il pericolo del black-out la Elemart ha realizzato tutta una serie di gruppi statici d'emergenza che accumulano energia quando la stessa è presente in rete e la erogano quando l'energia di rete viene a mancare. Il gap d'energia, cioè il vuoto di fornitura elettrica, è ridotto praticamente a zero: in tempo reale a meno di 20 ms perché "acelight" è completamente automatico e istantaneo e non richiede alcuna manovra manuale.

Il gruppo è definito "statico" perché non ha parti in movimento, non produce rumore, ed è completamente elettronico, comandato da semplici schede.

Poiché "acelight" eroga corrente simile a quella di rete (220 V - 50 Hz) esso è di estrema utilità per garantire la corrente elettrica d'emergenza soprattutto in vitali settori pubblici e privati: ospeda-

li, laboratori d'analisi, semafori, appartamenti, studi professionali, negozi, uffici, cinema, servizi antincendio, imbarcazioni, caravans.

Nel campo dell'elettronica industriale la Elemart fornisce inoltre lo studio e la realizzazione di complessi per l'automazione di impianti con l'impiego di microprocessori o di logica statica, centraline di segnalazione allarmi voltmetrici ed amperometrici.

ELEMART/TECFOR - MILANO

Amplificatori per trasmettitori e ripetitori in banda IV/V

La Philips ha introdotto due Klystron UHF per trasmettitori in banda IV/V. I Klystron YK1220 e YK 1230 hanno, rispettivamente, potenze di picco di 16,5 e 27,5 kW.

Una caratteristica importante dei nuovi Klystron è rappresentata dalle dimensioni: il primo - YK 1220 - misura soltanto 508 x 508 x 1280 mm; il secondo - YK 1230 - è 170 mm più alto. Entrambi sono montati su carrello e sono dotati di accessori. Per coprire l'intera banda da 470 a 860 MHz, sulla quale i Klystron sono sintonizzabili senza soluzione di continuità, è richiesto un solo gruppo di accessori. Questi Klystron realizzati in metallo-ceramico, sono dotati di focalizzazione magnetica. In questi tubi trasmettenti sono state impiegate quattro cavità esterne e un tipo di catodo di elevata affidabilità.

Il tipo YK 1220, ad esempio, funziona come un trasmettitore video da 15 kW (standard CCIR-G) sul canale 68, ha una potenza di uscita di 16,5 kW di picco e un rendimento del 45%. Per il pilotaggio sono richiesti 3W. Come trasmettitore audio con 3,3 kW di uscita offre un rendimento del 34% ed è necessaria una potenza di pilotaggio di 1W, con 1,65 kW di uscita il rendimento è del 29%.

Per i ripetitori in banda IV/V sono stati introdotti tre tetodi di potenza (raffreddamento in aria) tipo YL1560, YL1580 e YL1590 che hanno, rispettivamente, potenze di 2,2 kW, 12 kW e 220 W.

PHILIPS - MILANO

Termometro digitale a cristalli liquidi

La linea di strumenti portatili digitali Kane-May è stata ampliata con il termometro KM 2013 che riunisce le più elevate caratteristiche dei numerosi stru-



Termometro digitale LCD con illuminazione al buio

menti Kane-May per il controllo della temperatura.

Questo termometro a risoluzione automatica, con una gamma da -50 a +1300 °C, nella gamma da -50 °C a +190 °C ha la alta risoluzione di 0,1 °C con una precisione di $\pm 0,2\%$ della lettura con ± 1 digit.

La prestazione standard del KM 2013 includono: cristalli liquidi di altezza di 12,7 mm, che si illuminano automaticamente appena la luce ambiente scende al di sotto di un certo livello; funzione memoria che mantiene la lettura per 10s dopo il rilascio del pulsante di azionamento; funzione valori di picco che permette di valutare i massimi valori raggiunti come di registrare i valori di picco in fenomeni transitori; uscita analogica linearizzata.

Lo strumento, malgrado le funzioni considerate, è di tipo tascabile e funziona con una sola batteria da 9V o con un alimentatore da rete. Il KM 2013 è racchiuso in un contenitore in materiale plastico ABS resistente agli urti e dal piacevole e moderno design.

Kane May
MAS AUTOMAZIONE - SEGRATE (MI)

BERKEINST

the steel mark

abbonarsi* conviene sempre!

* I versamenti vanno indirizzati a: J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 Milano, mediante c/c postale numero 315275, vaglia o assegno indicando il mese da cui l'abbonamento dovrà decorrere. Agli abbonati sconto 10% sui seguenti libri:

PROPOSTE	TARIFFE
A) Abbonamento annuale a SPERIMENTARE	L. 18.000 anziché L. 21.600 (estero L. 25.000)
B) Abbonamento annuale a SELEZIONE DI TECNICA	L. 19.500 anziché L. 24.000 (estero L. 28.000)
C) Abbonamento annuale a ELEKTOR	L. 19.000 anziché L. 24.000 (estero L. 27.000)
D) Abbonamento annuale a MILLECANALI	L. 20.000 anziché L. 24.000 (estero L. 30.000)
E) Abbonamento annuale a MN (Millecanali Notizie)	L. 22.000 anziché L. 26.000 (estero L. 32.000)
F) Abbonamento annuale a MILLECANALI + MN (Millecanali Notizie)	L. 42.000 anziché L. 50.000 (estero L. 60.000)
G) Abbonamento annuale a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA	L. 35.500 anziché L. 45.600 (estero L. 51.000)
H) Abbonamento annuale a SPERIMENTARE + ELEKTOR	L. 35.000 anziché L. 45.600 (estero L. 46.600)
I) Abbonamento annuale a SPERIMENTARE + MILLECANALI	L. 36.000 anziché L. 45.600 (estero L. 47.000)
L) Abbonamento annuale a SELEZIONE DI TECNICA + ELEKTOR	L. 36.500 anziché L. 48.000 (estero L. 53.000)
M) Abbonamento annuale a SELEZIONE DI TECNICA + MILLECANALI	L. 37.500 anziché L. 48.000 (estero L. 50.000)
N) Abbonamento annuale a ELEKTOR + MILLECANALI	L. 37.000 anziché L. 48.000 (estero L. 51.000)
O) Abbonamento annuale a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA + ELEKTOR	L. 53.500 anziché L. 69.600 (estero L. 75.000)
P) Abbonamento annuale a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA + MILLECANALI	L. 54.500 anziché L. 69.600 (estero L. 80.000)
Q) Abbonamento annuale a SELEZIONE DI TECNICA + ELEKTOR + MILLECANALI	L. 55.500 anziché L. 69.600 (estero L. 82.000)
R) Abbonamento annuale a SPERIMENTARE + ELEKTOR + MILLECANALI	L. 54.500 anziché L. 69.600 (estero L. 79.000)
S) Abbonamento annuale a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA + ELEKTOR + MILLECANALI + MN (Millecanali Notizie)	L. 72.500 anziché L. 119.600 (estero L. 138.000)

1) AUDIO HANDBOOK Un manuale di progettazione audio con discussioni particolareggiate e progetti completi. L. 9.500 (Abb. L. 8.600)	13) CORSO DI ELETTRONICA FONDAMENTALE CON ESPERIMENTI Un libro per chi vuole imparare partendo da zero. L. 15.000 (Abb. L. 13.500)
2) MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO TV. Un autentico strumento di lavoro per i radiotecnici. L. 18.500 (Abb. L. 16.200)	14) AUDIO & HI FI Tutto quello che occorre sapere sull'argomento specifico. L. 6.000 (Abb. L. 5.400)
3) SC/MP Applicazione e programmi di utilità generale sul microprocessore SC/MP. L. 9.500 (Abb. L. 8.500)	15) COMPRENDERE L'ELETTRONICA A STATO SOLIDO Dall'atomo ai circuiti integrati in una forma veramente didattica. L. 14.000 (Abb. L. 12.600)
4) IL BUGBOOK V Esperimenti introduttivi all'elettronica digitale, alla programmazione ed all'interlacciamento del microprocessore 8080A. L. 19.000 (Abb. L. 17.000)	16) INTRODUZIONE PRATICA ALL'IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI Cosa sono e come si usano i CI digitali. L. 7.000 (Abb. L. 6.300)
5) IL BUGBOOK VI Completa la trattazione del Bugbook V. L. 19.000 (Abb. L. 17.000)	17) LESSICO DEI MICROPROCESSORI Tutte le definizioni relative ai microprocessori. L. 3.200 (Abb. L. 2.900)
6) IL TIMER 555 Descrive circa 100 circuiti utilizzando il TIMER 555 e numerosi esperimenti. L. 8.600 (Abb. L. 7.750)	18) INTRODUZIONE AL PERSONALE BUSINESS COMPUTING Il primo libro che chiarisce tutti i "misteri" dei personal e business computers. L. 14.000 (Abb. L. 12.600)
7) IL BUGBOOK I Esperimenti sui circuiti logici e di memoria, utilizzando circuiti integrati TTL. L. 18.000 (Abb. L. 16.200)	19) LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI PLL CON ESPERIMENTI Teoria applicazioni ed esperimenti con i circuiti "Phase Locked Loop". L. 14.000 (Abb. L. 12.600)
8) IL BUGBOOK II Completa la trattazione del Bugbook I. L. 18.000 (Abb. L. 16.200)	20) MANUALI DI SOSTITUZIONE DEI TRANSISTORI GIAPPONESI Equivalenze fra le produzioni Sony, Toshiba, Nec Hitachi, Funitsu, Matsushita, Mitsubishi e Sanyo. L. 5.000 (Abb. L. 4.500)
9) IL BUGBOOK IIa Esperimenti di interfacciamento e trasmissione dati utilizzando il ricevitore/transmittitore universale asincrono (Uart) ed il Loop di corrente a 20 mA. L. 4.500 (Abb. 4.000)	21) EQUIVALENZE E CARATTERISTICHE DEI TRANSISTORI Un manuale comprendente i dati completi di oltre 10.000 transistori. L. 6.000 (Abb. L. 5.400)
10) IL BUGBOOK III Questo libro fornisce una parola definitiva sull'argomento "8080A" divenuto ormai un classico nella letteratura tecnica sui microprocessori. L. 19.000 (Abb. L. 17.000)	22) TABELLE EQUIVALENZE SEMI-CONDUTTORI E TUBI PROFESSIONALI Transistori, Diodi, LED, Circuiti integrati logici, analogici e lineari, MOS, Tubi elettronici professionali e vidicons. L. 5.000 (Abb. L. 4.500)
11) LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI Tutto quanto è necessario sapere sui filtri attivi con numerosi esempi pratici ed esperimenti. L. 15.000 (Abb. L. 13.500)	23) ESERCITAZIONI DIGITALI Misure applicate di tecniche digitali ed impulsive. L. 4.000 (Abb. L. 3.600)
12) LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CON ESPERIMENTI Il libro spiega il funzionamento degli OP-AMP, ne illustra alcune applicazioni pratiche e fornisce numerosi esperimenti. L. 15.000 (Abb. L. 13.500)	24) IL NANOBOOK - 780 Volume I, Tecniche di programmazione. L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

Tagliando d'ordine da inviare a JCE - Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo.

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

1 3 5 7 9 11 13 15 17 19 21 23

2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24

Pagherò al postino l'importo indicato + spese di spedizione.

Abbonato,

Non abbonato

NOME COGNOME

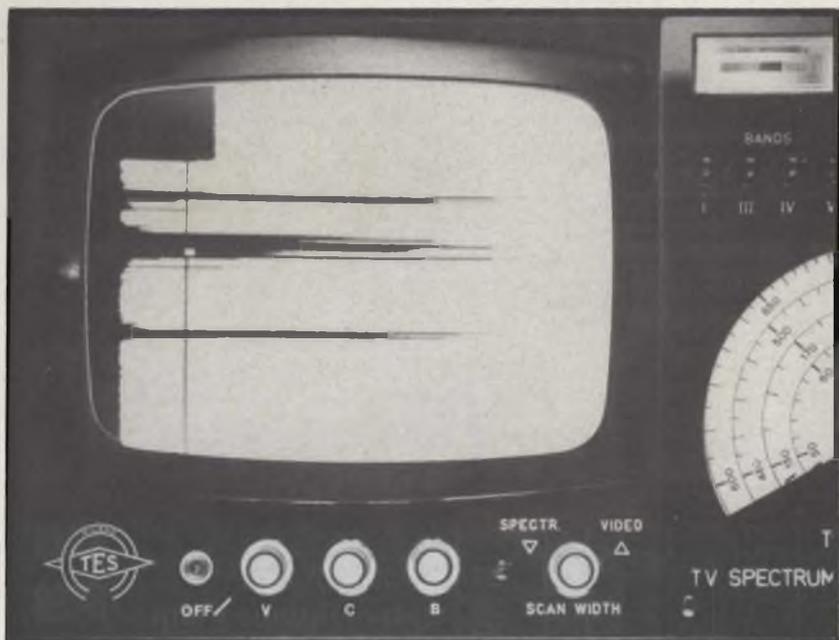
VIA

CITTA' Cap.

CODICE FISCALE DATA

FIRMA

MISURATORE DI CAMPO TV SPECTRO MC 775S



- Osservazione panoramica dei segnali presenti nell'intera banda o in parte di essa.
- Possibilità di identificare un segnale, misurare la frequenza, l'ampiezza ed effettuare l'osservazione video.

Bande : I-III-IV-V sino a 950 MHz
Sensibilità: da 34 a 120 dB μ V (50 μ V + 1V)
Precisione: entro 3dB anche in UHF

SPECTRO

- Modulazione regolabile da zero a tutta la banda.
- Presentazione contemporanea spectro-video-misura.
- Dinamica asse X amp. segnali 36 dB (50 volte).

Alimentazione: rete e/o batterie entrocontenute
Dimensioni : cm 28x18x32 compreso borsa
Peso : kg 8,5 completo di borsa e batterie



MILANO
TES
**Tecnica
Elettronica
System**
Strumenti Elettronici

20121 Milano - Italy • Via Moscova, 40/7 • Tel. (02) 667326-650884



MULTITESTER DIGITALE "SOAR"

Specifiche Tecniche

Portate	Tensioni c.c.	0 ~ 2-20-200-1.000 V
	Tensioni c.a.	0 ~ 2-20-200-600 V
	Correnti c.c.	0 ~ 2-20 mA
	Correnti c.a.	0 ~ 200-1.000 mA
	Correnti c.a.	0 ~ 2-20-200-1.000 mA
	Resistenze	0 ~ 2-20-200-2.000 kΩ
		0 ~ 20 MΩ
Precisione	Tensioni c.c.	± 0,5% Fondo scala
	Tensioni c.a.	± 1% Fondo scala
	Correnti c.c.	± 0,8% Fondo scala
	Correnti c.a.	± 1% Fondo scala
	Resistenze	± 1% Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c.	1mV-10mV-100mV-1V
	Tensioni c.a.	1mV-10mV-100mV-1V
	Correnti c.c.	1μA-10μA-100μA-1mA
	Correnti c.a.	1μA-10μA-100μA-1mA
	Resistenze	1Ω-10Ω-100Ω-1kΩ-10kΩ
Impedenza d'ingresso	10 MΩ	
Alimentazione	9 V - Pile zinco-carbone - durata 13 h Pile Alcaline - durata 20 h	
Dimensioni	155 x 95 x 45	

TS/2121-00

- Speciale circuito di alta stabilità
- Indicazione di fuori portata
- Indicazione massima
- Tasto inserimento LOW OHM
- 3,1/2 digit - Display LED



ME-521DX



MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO IN ITALIA

DALLA **G.B.C.**
italiana

REDIST

divisione
della GBC Italiana

SOLARIS



SISTEMI FOTOVOLTAICI INTEGRATI

I pannelli fotovoltaici Solaris rappresentano oggi quanto di meglio e di tecnologicamente più avanzato sia reperibile nel settore dell'energia solare fotovoltaica.

220

Potenza di picco: 2,5 W
Tensione alla potenza di picco: 14,2 V
Dimensioni: 17,8 x 21,5 cm



435

Potenza di picco: 6,6 W
Tensione alla potenza di picco: 16 V
Dimensioni: 26,6 x 31,8 cm



4200JG

Potenza di picco: 22 W
Tensione alla potenza di picco: 16,2 V
Dimensioni: 53,34 x 58,08 cm



HE60G

Potenza di picco: 37,5 W
Tensione alla potenza di picco: 15,75 V
Dimensioni: 53,3 x 53,3 cm / 31,5 V



Distributore ufficiale REDIST Divisione della

G.B.C.
italiana

Viale Matteotti, 66 - 20092 Cinisello B. - Tel. 02/6189391-6181801 - Telex: 330028 GBC MIL