

elektor

n° 17
ottobre 1980

L. 2.000*

elettronica - scienza tecnica e diletto

vocoder (1)
una novità assoluta!

digisplay

livelli logici sullo
schermo di un
oscilloscopio

preconsonant
preamplificatore



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. 0-10-50-500-1.000V Correnti c.c. 0-250 μ A-250 mA Resistenze 0-600k Ω (centro scala 7K Ω)
Precisione	Tensioni c.c. \pm 4% Fondo scala Tensioni c.a. \pm 5% Fondo scala Correnti c.c. \pm 4% Fondo scala Resistenze \pm 4% Fondo scala
Sensibilità	Tensioni c.c. 4K Ω/V Correnti c.a. 4K Ω/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 0-100k Ω (centro scala 2,5K Ω)
Precisione	Tensioni c.c. \pm 4% Fondo scala Tensioni c.a. \pm 5% Fondo scala Correnti c.c. \pm 4% Fondo scala Resistenze \pm 4% Fondo scala
Sensibilità	Tensioni c.c. 1K Ω/V Correnti c.a. 1K Ω/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

elektor

17

decodifica

anno 2 - n° 17

ottobre 1980

Direzione e Redazione: Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.
Tel.: 61.72.641 - 61.73.441

Editore JCE
Direttore responsabile: Ruben Castelfranchi

Redattore capo
dell'ediz. internazionale: Bob W. van der Horst

Redattore capo: Giampietro Zanga

Segretaria di redazione: Marta Menegrate

Staff di redazione: J. Barendrecht, G.H.K. Dam, P.E.L. Kersemakers,
P.V. Holmes, E. Krempelsauer, G. Nachbar,
A. Nachtmann, K. Walraven.

Abbonamenti: Patrizia Ghioni

Contabilità: Franco Mancini, Roberto Ostelli,
Maria Grazia Sebastiani

Amministrazione: Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

Aut. Trib. di Milano n. 183 del 19-5-1979

Spedizione in abbonamento postale gruppo III/70

Concessionaria esclusiva per la distribuzione in Italia e all'estero

dell'edizione italiana:

Sodip - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano

Stampa: Elcograph - Beverate (Como)

Prezzo della rivista: L. 2.000

Numero arretrato: L. 3.000

Diritti di riproduzione

Italia: JCE, Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.

Francia: Société des Publications Elektor sarl,

Route Nationale, Le Seau 59270 Bailleul.

Inghilterra: Elektor Publishers Ltd, Canterbury, CT1 1PE Kent.

Germania: Elektor Verlag GmbH, 5133 Gangelt

Olanda: Elektuur B.V., 6190 AB Reek

Spain: Elektor C/Ginzo de Limia, 48. Madrid - 29

DIRITTI D'AUTORE

La protezione del diritto d'autore è estesa non solamente al contenuto redazionale di Elektor ma anche alle illustrazioni e ai circuiti stampati. Conformemente alla legge sui Brevetti n° 1127 del 29-6-39, i circuiti e gli schemi pubblicati su Elektor possono essere realizzati solo ed esclusivamente per scopi privati o scientifici e comunque non commerciali. L'utilizzazione degli schemi non comporta alcuna responsabilità da parte della Società editrice.

Quest'ultima non è tenuta a rendere articoli che ad essa pervengono senza che vi sia stata una richiesta specifica.

Se la Società editrice accetta di pubblicare un articolo ad essa inviato, essa è in diritto di modificarlo e/o di farlo modificare a sue spese; la Società editrice è anche in diritto di tradurre e/o fare tradurre un articolo e di utilizzarlo per le sue diverse edizioni e attività dietro compenso conforme alle tariffe in uso presso la Società editrice stessa.

Alcuni circuiti, dispositivi, componenti, ecc. descritti in questa rivista possono beneficiare dei diritti propri ai brevetti; la Società editrice non accetta alcuna responsabilità per il fatto che ciò possa non essere menzionato.

ABBONAMENTI

	Italia	Estero
Abbonamenti annuali	L. 19.000	L. 29.000

I versamenti vanno indirizzati a: J.C.E. - Via V. Monti 15 - 20123 Milano mediante l'acclusione di assegno circolare, cartolina vaglia o utilizzando il conto corrente postale n° 315275

CORRISPONDENZA

DT = domande tecniche	P = pubblicità, annunci
DR = direttore responsabile	A = abbonamenti
CI = cambio indirizzo	SR = segretaria di redazione
EPS = circuiti stampati	SA = servizio riviste arretrate

CAMBIO DI INDIRIZZO

I cambi d'indirizzo devono essere comunicati almeno con sei settimane di anticipo. Menzionare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo aggiungendo, se possibile, uno dei cedolini utilizzato per spedire la rivista. Spese per cambi d'indirizzo: L. 500

DOMANDE TECNICHE

Aggiungere alla richiesta una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente; per richieste provenienti dall'estero, aggiungere, oltre alla busta non affrancata un coupon-risposta internazionale.

TARIFFE DI PUBBLICITÀ (nazionali ed internazionali)

Vengono spedite dietro semplice richiesta indirizzata alla concessionaria esclusiva per l'Italia:

Reina & C. - Via Ricasoli, 2 - 20121 Milano - Tel. 803.101-866 192

TX 320419 BRUS I

per USA e Canada:

International Media Marketing 16704 Marquardt Avenue P.O. Box 1217 Cerritos, CA

90701 (213) 926-9552

Copyright © Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. 1980

Cosa è un TUN?
Cosa è un 10n?
Cosa è l'EPS?
Cosa è il servizio QT?
Perché la colpa di Elektor?

Tipi di semiconduttori

Esistono spesso notevoli affinità fra le caratteristiche di molti transistor di denominazione diversa. E' per questa ragione che Elektor presenta nuove abbreviazioni per i semiconduttori comuni:

- 'TUP' o 'TUN' (Transistor Universale rispettivamente del tipo PNP o NPN) rappresentano tutti transistor bassa frequenza al silicio aventi le caratteristiche seguenti:

UCEO, max	20 V
IC, max	100 mA
hfe, min	100
Ptot, max	100 mW
fT, min	100 MHz

Ecco alcune versioni tipiche

TUN: le famiglie dei BC 107, BC 108, BC 109; 2N3856A, 2N3859, 2N3860, 2N3904, 2N3947, 2N4124. Fra i tipi TUP si possono citare: le famiglie dei BC 177, BC 178, la famiglia del BC 179 a eccezione dei BC 159 e BC 179; 2N2412, 2N3251, 2N3906, 2N4126, 2N4291.

- 'DUG' e 'DUS' (Diode Universale rispettivamente al Silicio e al Germanio) rappresentano tutti i diodi aventi le caratteristiche seguenti:

	DUS	DUG
UR, max	25 V	20 V
IF, max	100 mA	35 mA
IR, max	1 µA	100 µA
Ptot, max	250 mW	250 mW
CD, max	5 pF	10 pF

Ecco alcune versioni tipiche 'DUS': BA 127, BA 271, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4148.

E alcune versioni tipiche 'DUG': OA 85, OA 91, OA 95, AA 116.

- BC 107B, BC 237B, BC 5748, rappresentano dei transistori al silicio di una stessa famiglia, di caratteristiche pressoché similare, ma di qualità migliore l'uno dall'altro. In generale, in una stessa famiglia, ogni tipo può essere utilizzato indifferentemente al posto di un altro.

Famiglie BC 107 (-8 -9)

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9), BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9), BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9), BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3), BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4), BC 437 (-8, -9), BC 414

Famiglie BC 177 (-8 -9)

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9), BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9), BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2), BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3), BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4), BC 261 (-2, -3), BC 416.

- '741' può essere anche letto indifferentemente µA 741, LM 741 MCS 41, MIC 741, RM 741, SN 72741, ecc.

Valore delle resistenze e condensatori

Fornendo il valore dei componenti, le virgole e i multipli di zero saranno, per quanto possibile, omissi. Le virgole sono sostituite da una delle abbreviazioni seguenti, tutte utilizzate in campo internazionale:

p (pico)	= 10 ⁻¹²
n (nano-)	= 10 ⁻⁹
µ (micro-)	= 10 ⁻⁶
m (mili-)	= 10 ⁻³
k (kilo-)	= 10 ³
M (mega-)	= 10 ⁶
G (giga-)	= 10 ⁹

Alcuni esempi:

Valori delle resistenze

2k7 = 2,7 kΩ = 2700 Ω

470 = 470 Ω

Salvo indicazione contraria, le resistenze utilizzate negli schemi sono di 1/4 watt, al carbone, di tolleranza 5% max.

Valori di condensatori: 4 p7 =

4,7 pF = 0,0000000000047 F

10n = 0,01 µF

10⁻⁸ F

Le tensioni in continua dei condensatori diversi dagli elettrolitici si suppone che siano di almeno 60V; una buona regola è quella di scegliere un valore di tensione doppio di quello della tensione di alimentazione.

Punti di misura

Salvo indicazione contraria, le tensioni indicate devono essere misurate con un voltmetro di resistenza interna 20 kΩ/V.

Tensione d'alimentazione

I circuiti sono calcolati per 220 V, sinusoidali, 50 Hz.

Servizi ai lettori

- **EPS** Numerose realizzazioni di Elektor sono corredate di un modello di circuito stampato. Nella maggioranza dei casi, questi circuiti stampati possono essere forniti forati, pronti a essere montati. Ogni mese Elektor pubblica l'elenco dei circuiti stampati disponibili sotto la sigla EPS (dall'inglese Elektor Print Service, servizio di circuiti stampati di Elektor).

Domande Tecniche

- I lettori possono porre delle domande tecniche relative agli articoli su Elektor, a loro scelta per iscritto o per telefono. In quest'ultimo caso, è possibile telefonare il lunedì dalle ore 14.00 alle 16.30. Le lettere contenenti domande tecniche devono essere indirizzate alla Sezione DT: per ricevere la risposta è necessario unire una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente. Le lettere spedite da un paese diverso dall'Italia devono essere accompagnate da un coupon-risposta internazionale.
- **Il torto di Elektor** Ogni modifica importante, aggiunta, correzione e/o miglioria a progetti di Elektor viene annunciata sulla rubrica 'Il torto di Elektor'.

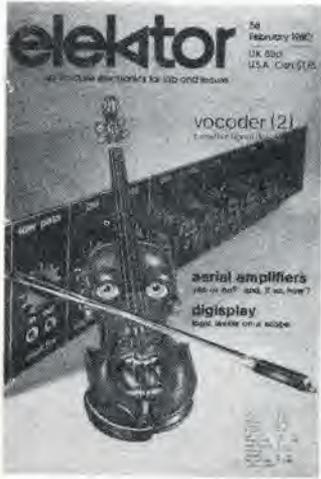
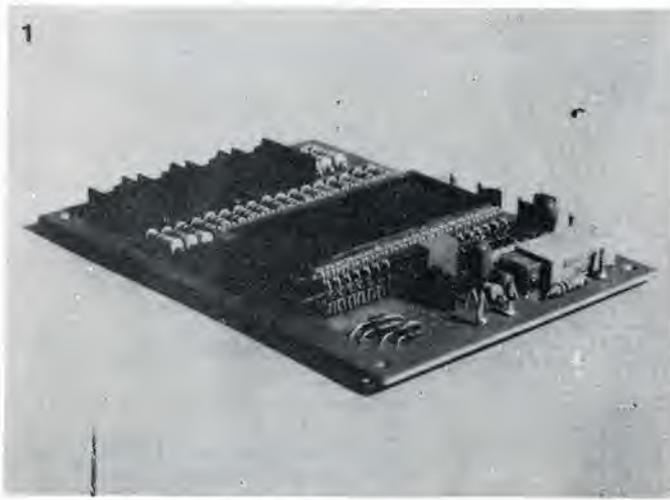


**MULTIMETRI ANALOGICI
PER ELETTROTECNICA
ED ELETTRONICA**



È difficile per lo sperimentatore, realizzare strumenti da laboratorio che possano essere definiti veramente professionali nelle prestazioni. Il contatore ad 1/4 di GHz, descritto in questo numero, tuttavia, non solo ha caratteristiche tali da meritarsi pienamente tale qualifica ma è anche estremamente facile da realizzarsi.

Il circuito integrato utilizzato nel termometro digitale fu previsto originariamente per l'impiego in prodotti domestici. Unendolo a pochi altri componenti e montandolo sotto il display LCD è possibile realizzare un termometro molto compatto che descriviamo in questo numero.



Ecco finalmente! Si tratta di un vocoder a dieci canali (illustrato in copertina). Questo apparecchio offre ottime prestazioni ad un costo molto ragionevole. È ideale per quei musicisti che hanno un entusiasmo pronunciatissimo ma fondi insufficienti per metterlo in pratica.

sommario

selektor	10-17
termometro digitale	10-20
Lo AY-3-1270 (General Instruments) è progettato per l'impiego nei frigoriferi. Ciò non toglie che lo si possa impiegare per la realizzazione di un termometro molto compatto come quello qui descritto. Il relativo display, può essere a cristalli liquidi (LCD) oppure a LED, come si preferisce.	
digisplay	10-24
il vocoder di elektor	10-26
parlando di classi di lavoro	10-33
L'articolo esamina alcuni recenti progetti commerciali di amplificatori che sembra possano offrire i vantaggi della distorsione molto bassa del funzionamento in classe A per gli stadi d'uscita combinata, con l'elevata efficienza della configurazione in classe 3.	
sedici livelli logici sullo schermo dell'oscilloscopio	10-36
Questo indicatore degli stati logici è adatto per verificare i circuiti "DIL" (dual-in-line) e sarà impiegato con uno dei morsetti a molla appositamente previsti per misure "in circuito" connesso all'elemento in prova.	
preconsonant	10-38
È un preamplificatore per giradischi raggruppabile con il Consonant (descritto nel precedente numero della rivista). Anche se è addirittura possibile montarli sullo stesso circuito stampato, il Preconsonant è tuttavia un complesso a sé che può essere impiegato con qualsiasi amplificatore ad alta qualità che sia munito dei propri controlli.	
millivoltmetro CA e generatore di segnali .	10-42
Le portate più basse in CA di molti multimetri spesso hanno un valore di diversi volts a fondo scala, e per rendere più complicate le cose, presentano un'impedenza piuttosto bassa al circuito che deve essere misurato. Un "preamplificatore per multimetro" può risolvere questo problema.	
contatore da 1/4 di GHz	10-46
luminant	10-59
mercato	10-67

EPS - servizio circuiti stampati

giugno 1979

EPS 9453	generatore di funzioni semplice	L. 8.000
EPS 9453F	pannello per generatore di funzioni semplice	L. 4.850
EPS 9465	alimentatore stabilizzato a circuito integrato	L. 4.000
EPS 78041	tachimetro per la bicicletta	L. 2.800
EPS 1234	riduttore dinamico del rumore	L. 3.300
EPS 9743	comando automatico per il cambio delle dispositive	L. 2.500
EPS 4523/9831	le fotografie di Kirlian	L. 7.400
EPS 1473	simulatore di fischio a vapore	L. 3.650
EPS 1471	sintetizzatore di vagonera	L. 3.400
EPS 9765	iniettore di segnali	L. 2.450

luglio/agosto 1979

EPS HB11	austereo: alimentatore +	L. 7.900
+HB12	amplificatore HI-FI da 3W	
EPS HB13	austereo: preamplificatore	L. 8.300
EPS HD4	riferimento di frequenza universale	L. 5.500
EPS 9525	indicatore di picco a LED	L. 4.300
EPS 77005	distorsimetro	L. 5.900
EPS 77059	alimentatore 0-10V	L. 4.200
EPS 77101	amplificatore per autoradio da 4W	L. 3.300
EPS 9398 + 9399	preamplificatore precoc	L. 10.500
EPS HB14	austereo: preamplificatore fono	L. 4.400

settembre 1979

EPS 9797	timer logaritmico per camera oscura	L. 5.800
EPS 9860	PPM: voltmetro di picco AC su scala logaritmica	L. 4.900

ottobre 1979

EPS 9344-1 + 2	mini tamburo	L. 8.500
EPS 9344-3	generatore di ritmi IC	L. 4.500
EPS 9948	generatore sinusoidale a frequenze fisse	L. 6.000
EPS 9491	segnalatore per parchimetri	L. 3.500
EPS 79026	interruttore a battimano	L. 4.500

novembre 1979

EPS 9401	equin	L. 7.800
EPS 79005	indicatore digitale universale	L. 5.500
EPS 9751	sirene	L. 4.500
EPS 9755-1-2	termometro	L. 9.800
EPS 9325	il "digibell"	L. 7.500
EPS 79075	microcomputer basic	L. 18.500

dicembre 1979

EPS 9987-1 - 2	amplificatore telefonico	L. 7.900
EPS 79006	gioca "prova forza"	L. 5.700
EPS 79073	costruzione del computer per TV Games (main board)	L. 38.000
EPS 79073-1-2	costruzione del computer per TV Games (power supply e keyboard)	L. 17.500
EPS 9906	alimentatore per micro-computer basic	L. 9.900
EPS 9985	scheda con 4k di RAM	L. 35.000
EPS 9967	modulatore TV UHF-VHF	L. 4.500
EPS 80024	"bus board"	L. 12.900
EPS 9817-1 + 2	voltmetro LED con UAA 180	L. 5.900
EPS 9970	oscillografica	L. 5.500
EPS 9952	saldatore a temperatura controllata	L. 4.900
EPS 9827	campi magnetici in medicina	L. 3.600
EPS 9927	mini-frequenzimetro	L. 6.900

gennaio 1980

EPS 9984	fuzz-box variabile	L. 4.200
EPS 9965	tastiera ASCII	L. 16.000
EPS 9988	pocket "bagatelle" (gioco di destrezza)	L. 4.500
EPS 9985	contaminuti "chiocciante"	L. 6.300
EPS 9966	elektterminal	L. 17.000
EPS 79519	sinfonia a tasti	L. 8.900

febbraio 1980

EPS 9974	rivelatore a prossimità	L. 6.500
EPS 79038	l'estensione delle pagine nell'elektterminal	L. 14.900
EPS 79088-1-2-3	il "digifrad"	L. 10.900
EPS 79514	gate dipper	L. 4.300
EPS 78003	lampeggiatore di potenza	L. 4.500
EPS 79077	semplici effetti sonori	L. 4.500
EPS 78087	chassis di media frequenza	L. 5.500
EPS 79082	decodificatore stereo	L. 5.800
EPS 79095	elekdoorbell	L. 11.000

marzo 1980

EPS 79019	generatore sinusoidale	L. 4.900
EPS 9913-1/2	unità di riverbero digitale	L. 15.000
EPS 79040	modulatore ad anello	L. 6.300
EPS 9753	biglia elettronica	L. 7.400
EPS 80021-1a/2a	sintonia digitale	L. 16.900
EPS 80016	disturbatore elettronico	L. 3.900

aprile 1980

EPS 79650	convertitore per onde corte	L. 4.500
EPS 79039	+ pannello monoselektor	L. 19.000
EPS 79070	stentore	L. 8.500
EPS 79071	assistentor	L. 6.000
EPS 80023	topamp	L. 3.500

maggio 1980

EPS 79024	ricaricatore affidabile	L. 5.000
EPS 80031	toppreamp	L. 9.400
EPS 80054	volette una voce "strana"...? (modulatore ad anello)	L. 4.500
EPS 79093	timer/controller programmab	L. 6.400
EPS 80009	sewar (effetti sonori con riverbero analogico)	L. 6.900

giugno 1980

EPS 80018-2	antenna "attiva" per l'automobile	L. 6.000
EPS 80019-1	accensione a transistor	L. 9.000
EPS 80084	temporizzatore "intelligente" per tergicristallo	L. 7.500
EPS 80096	misuratore di consumo del carburante	L. 15.000
EPS 80097	fermiamo i ladri! (antifurto)	L. 4.000
EPS 80101	indicatore della tensione della batteria	L. 4.000
EPS 80102	un probe ad astina	L. 4.000
EPS 80109	protezione per la batteria	L. 4.500
EPS 7043b	sussidio da campeggio	L. 4.000

luglio/agosto 1980

EPS 78065	riduttore di luce sensor	L. 4500
EPS 79517	carica batteria automatico	L. 4900
EPS 79505	ammutilatore per disc-jockey	L. 6000
EPS 79114	frequenzimetro per sintetizzatori	L. 5300
EPS 79509	servo amplificatore	L. 3200

settembre 1980

EPS 79513	VSWR meter	L. 1.500
EPS 80027	generatore di colore	L. 3.400
EPS 79033	quizmaster	L. 3.000
sistema d'allarme centralizzato		
EPS 9950	stazione master	L. 4.000
EPS 9950	stazione slave	L. 3.600
EPS 9950	stazione d'allarme	L. 2.000
EPS 9945	consonant	
EPS 9945-F	pannello frontale consonant	L. 16.000
	consonant	

ottobre 1980

EPS 80067	display	L. 4.500
EPS 80045	termometro digitale	L. 6.200
EPS 79035	millivoltmetro CA e generatore di segnali	L. 2.800
EPS 9954	preconsonant	L. 4.300



- servizio software

µP TV Games

four- in-a-row, surround, music box, fun and games, clock

ESS 003 L. 4.800

µP TV Games

test patterns, PVI programming space shoot-out

ESS 006 L. 5.500

Tutti i circuiti stampati e i dischi software, sono in vendita presso i migliori rivenditori (Indicati altrove in questa rivista) e possono essere richiesti alla nostra Redazione utilizzando il coupon qui sotto

Tagliando d'ordine da inviare a: J.C.E.-Elektor, Div. EPS-ESS - Via dei Lavoratori 124 - 20092 Cinisello B.

Nome _____

Cognome _____

Via _____ n° _____

Città _____ CAP _____

Firma _____

Data _____

Codice fiscale (indispensabile per le aziende) _____

Inviatemi il seguente materiale, pagherò al postino l'importo indicato nel n° 16 di Elektor + spese di spedizione.

Termini di consegna:

EPS 60gg dalla data di ricevimento dell'ordine

ESS 60gg dalla data di ricevimento dell'ordine

EPS

EPS

ESS

EPS

EPS

ESS

EPS

EPS

ESS

EPS

EPS

ESS

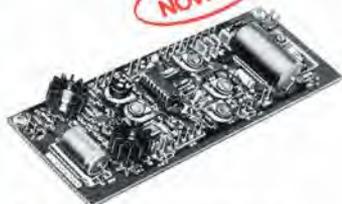
elektor kit

Un servizio *Kivutuskeet* per gli appassionati di autoconstruzione elettronica

Kivutuskeet mette a disposizione alcuni kit basati sui montaggi pubblicati sulla rivista Elektor

GENERATORE DI FUNZIONI SEMPLICE KE 103

NOVITÀ



Il generatore di funzioni è un apparecchio universale ed utilissimo

Alimentazione: 15 Vc.a.
 Campo di frequenza (8 gamme):
 10 Hz - 200 KHz
 Funzioni d'uscita: Sinusoidale-
 triangolare-quadra-impulsi
 Tensione d'uscita: da 0 a 1 V
 Impedenza d'uscita: circa 5 Ω
 Distorsione onda sinusoidale: 0,5%

L. 61.000

ESPERIMENTI IN MEDICINA KE 101

NOVITÀ



Questo semplice apparecchietto produce un campo magnetico alternato, adatto all'impiego medico.

Alimentazione: 9 Vc.c.
 Assorbimento: 10 mA
 Frequenza di oscillazione:
 da 2,5 Hz a 14,2 Hz

L. 14.000

INTERRUTTORE A BATTIMANO KE 102

NOVITÀ



Il lettore s'immagina d'essere seduto nel suo salotto, confortato dalla compagnia di alcuni amici, allorchè nota che il tramonto inizia a ridurre la luce esterna. Al momento egli batte le mani, ed - oplà - si accendono le lampadine! Il lettore, ha risparmiato il fastidio di alzarsi dalla confortevole poltrona.

Alimentazione: 9 Vc.c.

L. 17.500

ogni kit comprende:
 piastra a circuito stampato originale Elektor + componenti

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI

G.B.C.
 Italiana

**se..... sei un rivenditore di materiale elettronico
 puoi..... distribuire i componenti dei montaggi
 di Elektor, i circuiti stampati (EPS) e le riviste**



Per maggiori informazioni spedire questo tagliando a:

Elektor - Via dei Lavoratori 124 - 20092 Cinisello Balsamo - oppure telefonare ai numeri
 6173441 - 6172671 - 6172641 chiedendo della signorina Marta Menegardo.

Ditta _____

Via _____ n° _____ Tel.: _____

Città _____ C.A.P. _____

Siamo interessati a ricevere ulteriori informazioni sulla possibilità di diventare rivenditori di Elektor.

CHI È DOVE

Distributori della rivista Elektor e dei suoi circuiti stampati.

HOBBISTA!

A CIAMPINO (ROMA)

*Trovi tutti i Kits
e componenti da:*

ELETTRONICA ALBERTI
Via G. Spontini, 23
(P.zza Kennedy -
Staz. Ciampino)

Tutti gli integrati necessari a realizzare il **Computer TV-Game** proposto da Elektor n° 10-11 sono reperibili presso

mesa 2

Via Canova, 21
20145 Milano
Tel: 02/3491040

Il manuale del microprocessore 2650 in lingua italiana è disponibile assieme alla descrizione delle funzioni monitor. Una vasta gamma di componenti, per le applicazioni proposte da Elektor, è disponibile in stock a prezzi interessanti e con un rapido servizio di evasione ordini.

alla **C.P.E.**

troverete puntualmente ogni mese la rivista Elektor ed i Kits dei progetti pubblicati.

C.P.E. Via Appia, 279-04028 SCAURI (LT) Tel. 0771/65.59.0

MDM Elettronica
Via Sbarre inf. Tr. XI di V.le Moro
89100 Reggio Calabria

Ditta Tosi Stefano Elettronica
Via R. Fucini, 8/10
56025 Pontedera

Elettronica Alberti
Componenti Elettronici - Kits
Via G. Spontini, 23
00043 Ciampino (RM)

C.E.L. di Langella Olimpo & F.sco s.n.c.
Via S. Anna alle Paludi, 126
80142 Napoli

BMP s.n.c. di Benevelli e Prandi
Via Porta Brennone, 9/b
42100 Reggio Emilia

Simet di Sannino Genovese Donato
Via Zara, 46
84100 Salerno

FOREL Elettronica
Via Italia, 50
60015 FALCONARA (AN)
Tel. 071/917.103.9

7400	350	4017	1000
7402	350	4023	400
74LS04	350	4027	600
74LS05	350	4029	1300
7407	350	4040	1100
7413	500	4042	1000
7430	350	4046	1350
7432	350	4049	500
7442	800	4050	500
7445	1000	4066	500
7448	950	4069	400
7473	450	4081	400
7474	450	4093	650
7485	1000	4511	1300
7490	600	4514	2800
7493	700	4518	1200
74121	600	4520	1200
74123	900	4528	1600
74132	900	CA 3161	1600
74151	850	CA 3162	6000
74LS154	1200	LF 356H	2200
74LS155	800	LF 357N	1500
74157	850	LM 301N	600
74161	900	LM 311N	800
74LS174	850	LM 339N	900
74193	1050	LM 556N	1000
74LS241	1750	LM 723H	900
74LS251	900	LM 3900	1200
4000	400	NE 555N	500
4001	400	TL 084	2000
4011	400	TDA 2002	1850
4012	400	UA 709H	750
4013	500	UA 741N	700
4015	1000	UA 747N	700
4016	500	UAA 170	3000
		UAA 180	3000

Spedizione in Contrassegno. I prezzi sono al netto di IVA. Spese di spedizione a carico dell'acquirente.
Ordine minimo. L. 5000.

C.P.E.
Via Appia, 279
04028 Scauri (LT)

Fotolecnica
Via X Giornate, 4
25100 Brescia

**De Do Electronic Fittig
di Malatesta F.&C. s.r.l.**
Via. F. Crispi, 9
64100 Teramo

Luca Elettronica
Via Lombardi, 3
40139 Bologna

Gray Electronic
Via Nino Bixio, 32
22100 Como

Forel Elettronica
Via Italia, 50
60015 Falconara

CSE F.lli lo Furno
Via L. Tolstoj, 14
20051 Limbiate (MI)

DIPREL
di Pezzone Caterina
Via Solemi, 32
91026 Mazara del Vallo

**REO Elettronica
di Sacchi M. Rosa**
Via Briosco, 7
27100 Pavia

**Teleradioprodotti
di Antonio Vitiello**
Via Gaetano De Bottis, 7
80059 Torre del Greco

Grivar Elettronica
Via Traversagna, 2/A
41058 Vignola

**L.P.S. Elettronica
di Saverio Pantaleone**
Via Sardegna, 56
90144 Palermo

S.G.E.
di Spinato Gianrenzo
Via C. Colombo, 6
33077 Sacile

Teletecno
di Adeodati Donatella
Vicolo Rizzardo 26
25100 Brescia

GRIVAR ELETTRONICA

41058 VIGNOLA (Modena)
COMPONENTI ELETTRONICI

RIVENDITORE AUTORIZZATO DEI
CIRCUITI STAMPATI E DEI COMPONENTI
ELETTRONICI RELATIVI AI
PROGETTI APPARSI SU ELEKTOR.

Inoltre è disponibile una vasta
gamma di transistor, integrati, kits
elettronici, minuterie varie e
altoparlanti per hobbisti.
Antenne per impianti TV e
componenti elettronici per industrie,
artigiani, riparatori e installatori.

Tel. (059) 77.50.13

GRIVAR

Via Traversagna, 2/A

Per la realizzazione dei Vos-
tri progetti affidatevi al Ser-
vizio SPES (Spediz. Postale
Espresso)

Abbiamo disponibili a stock
componenti delle migliori ca-
se:

CONSUMER MICRO LTD
EXAR
INTERSIL
LSI computer syst.
MOTOROLA
NATIONAL
RETICON
TEXAS
RCA etc.

Spediz. postale al costo ordi-
ne minimo L. 10.000 spese
escluse.

Pagamento contrassegno.



GRAY ELECTRONIC
Via Nino Bixio, 32
Tel. 031/557424
COMO

Il vero tester digitale

KEITHLEY

mod. 130



Lire 165.000*
consegna pronta

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

**Disponibile presso ns. magazzino
o Rivenditori autorizzati**

Borsa per il trasporto Lire 5.000

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



una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettronucleonica s.p.a.

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



Elenco dei componenti reperibili presso tutti i punti di vendita

sigla componente	codice GBC	sigla componente	codice GBC	sigla componente	codice GBC	sigla componente	codice GBC
INTEGRATI							
		4081	YI/0481-00	4022	YI/0422-00	BC 107 B	YT/0855-50
		4024	YI/0424-00	74151	YI/1361-00	BC 179 C	YT/1000-25
XR2206	YI/6870-00	74LS163	YI/1036-50	LM 3911	YI/3248-25	BC 109 C	YT/0860-55
L 130	YI/6165-50	74LS125	YI/1017-50	XR 2207	YI/6870-01	2N1613	YT/7859-27
LM 317K	YI/2992-50	74LS192	YI/1051-00	SO41P	YI/4861-00	BC 547	YT/1733-90
4011	YI/0411-00	74141	YI/1351-00	74132	YI/1342-00	BC 557	YT/1753-90
7413	YI/1193-00	7447	YI/1227-00	7493	YI/1273-00	BC 559C	YT/1758-30
TDA 2002	YI/6180-50	723 CH	YI/3103-76	LM 301	YI/2988-20	BC 177B	YT/0996-50
7490	YI/1270-00	723 CN	YI/3104-01	SAD 1024	YI/3960-00	BF 494	YT/3884-00
3900=74195	YI/1405-00	79G KC	YI/6595-00	4015	YI/0415-00	BD 137	YT/2310-10
CD 4013	YI/0413-00	79G U1C	YI/6595-05	2102-1 (2102A4)	YI/7420-00	BD 139	YT/2314-10
CD 4017	YI/0417-00	CD 4000	YI/0400-00	TCA 965	YI/5916-15	BD 140	YT/2316-20
CD 4040	YI/0440-00	CD 4029	YI/0429-00	40106	YI/0806-00	BC 546B	YT/1732-00
UAA 180	YI/6819-00	CD 4046	YI/0446-00	CA 3080	YI/0284-50	BC 556A=B	YT/1752-00
4016	YI/0416-00	CD 4049	YI/0449-00	LM 747	YI/3111-00	BD 135	YT/2306-10
4066	YI/0466-00	74LS21	YI/0965-50	LM 323	YI/2996-50	BC 517	YT/1671-00
78L05A	YI/2953-00	74LS240	YI/1075-00	CD 4098 (4528)	YI/0498-00	2N 3055	YT/8219-76
4027	YI/0427-00	74LS241	YI/1075-50	TDA 1024	YI/6067-80	BF 254	YT/3644-10
CD 4023	YI/0423-00	4518	YI/0518-00	556	YI/3061-00	BF 255	YT/3645-00
CD 4020	YI/0420-00	4511	YI/0511-00	TAA 861A	YI/5213-25	BFY 90	YT/4640-10
TBA 625B	YI/5453-56	7805 KC	YI/3002-00	4514	YI/0514-00	BF 451	YT/3841-00
M 253AA	YI/3406-80	741 CN8	YI/3109-00	4520	YI/0520-00	2N 2219	YT/8010-79
LF 357	YI/2895-00	741 CN14	YI/3109-25	391J	YI/3248-00	BF 256A=B	YT/3646-20
TDA 1034D/NE5534	YI/6069-80	741 CH(3130)	YI/3108-75	4528	YI/0528-00	BC 549 B	YT/1738-00
CA 3162E	YI/0330-55	709 CH	YI/3099-55	4060	YI/0460-00	BC 109 B	YT/0860-50
CA 3161E	YI/0330-50	709 CN14	YI/3099-75	CA 3140	YI/0330-20	BF 549 C	YT/1738-30
723 (DIL)	YI/3104-00	709 CN8	YI/3100-00	CA 3140T	YI/0330-25	BC 328/25	YT/1296-10
LM 324	YI/2997-00	555 CN	YI/3060-76	4136	YI/0330-25	BC 327/25	YT/1294-60
7400	YI/1180-00	555 CH	YI/3060-50	MC78L 15CP	(a richiesta)	TIP 2955	YT/1294-60
7442	YI/1222-00	7812 UC	YI/3004-50	(MC78L 15ACP)	YI/2959-00	BC 161-16	YT/0964-05
74193	YI/1403-00	7812 KC	YI/3002-25	7406	YI/1186-00	BF 244	YT/3634-00
7473	YI/1253-00	LF356H	YI/2894-00	7407	YI/1187-00	BF 245A=B	YT/3635-40
74LS95	YI/1002-50	LF356N	YI/2894-10	7432	YI/1212-00	TUN-BC 107	YT/0855-10
74LS08	YI/0959-00	7805 UC	YI/3004-25	7448	YI/1228-00	TUP-BC 177	YT/0996-40
74LS00	YI/0955-00	78L12	YI/2955-00	7474	YI/1254-00	BU 208 A	YT/5508-00/05/10
74LS155	YI/1032-50	78L05	YI/2953-00	7485	YI/1265-00	BD 242 A	YT/2524-00
LM 339	YI/3001-50	4001B	YI/0401-00	74157	YI/1367-00	BD 131	YT/2294-00
74LS139	YI/1024-50	74LS83	YI/0996-50	74161	YI/1371-00		
74LS138	YI/1024-00	74LS193	YI/1051-50	TCA 440	YI/5812-00		
74LS251	YI/1080-50	CD 4049	YI/0449-00	TDA 1190	YI/6101-00		
74LS156	YI/1033-00	CD 4093	YI/0493-00	566	YI/3063-75		
74LS258	YI/1084-00	CD 4012	YI/0412-00	74LS14	YI/0962-00		
CD 4099	YI/0499-00	CD 4042	YI/0442-00	74150	YI/1360-00		
CD 4053	YI/0453-00	CD 4040	YI/0440-00				
74LS05	YI/0957-50	CD 4034	YI/0434-00				
74LS04	YI/0957-00	AY-5-2376	YI/0050-00				
74LS86	YI/0998-00	CA 3130	YI/0330-00				
74LS113	YI/1011-50	74121	YI/1331-00	BC 108	YT/0858-20		
74LS109	YI/1009-50	7437	YI/1217-00	BC 109	YT/0860-00		
74LS136	YI/1023-00	4069	YI/0469-00	BC 178	YT/0998-25	TIC 226 D	YD/3007-00
74LS10	YI/0960-00	74123	YI/1333-00	BC 140	YT/0922-13	1N 4001	YD/4350-20
74154	YI/1364-00	7445	YI/1225-00	BC 160	YT/0962-30	1N 4002	YD/4350-40
4050	YI/0450-00	7493	YI/1225-00	BD 242	YT/2524-00	BA 127	YD/0240-00
CA3086	YI/0287-50	7430	YI/1273-00	BU 142	YT/5442-00	1N 914	YD/3732-90
2120-1	YI/7420-00	UAA 170	YI/1210-00	BC 557 B	YT/1754-00	B40 C5000	YD/0134-00
74LS174	YI/1042-00	LM 311	YI/6818-00	BC 141	YT/0923-90	1N 4004	YD/4350-80
74192	YI/1402-00	7420	YI/2991-00	BC 547 B	YT/1734-10	DUS-1N 4148	YD/4379-65
74196	YI/1406-00	7402	YI/1200-00	BC 108 B	YT/0858-40	DUG-OA 95	YD/2335-10
			YI/1182-00			TIC 106 D	YD/3002-00

OPTO

TIL 209 YO/1800-10
TIL 111 (TIL 112) YO/1124-00

TRANSISTORI

DIODI

YT/0858-20
YT/0860-00
YT/0998-25
YT/0922-13
YT/0962-30
YT/2524-00
YT/5442-00
YT/1754-00
YT/0923-90
YT/1734-10
YT/0858-40

TIC 226 D
1N 4001
1N 4002
BA 127
1N 914
B40 C5000
1N 4004
DUS-1N 4148
DUG-OA 95
TIC 106 D

YD/3007-00
YD/4350-20
YD/4350-40
YD/0240-00
YD/3732-90
YD/0134-00
YD/4350-80
YD/4379-65
YD/2335-10
YD/3002-00

mesa

srl - Via Canova 21
20145 Milano - Tel: 02/3491040

Computer TV-Games L. 174.000 (IVA inclusa)

2650	21.000	LS05	400
2616-monitor	30.000	L986	600
2636	29.000	LS113	600
2621	7.500	LS109	600
LM339	1.000	LS00	400
74LS139	1.000	LS136	1.000
74LS138	1.000	LS10	400
74LS251	1.000	8,867 MHz	2.000
4053	1.200	opzioni L. 26.000	
74LS156	1.000	Joy-sticks	3.000
74LS258	1.700	Trasformatore 220/13VA	6.000
2112-4	3.000	Cavo 10 fili mt 1	1.000
LS08	400	Compensatore per quarzo	1.000
LS04	400	Documentazione in italiano	8.000

Elekterminal L. 30.000 (IVA inclusa)

2102-1	2.500
SFC 71301 (programmata)	5.000
74LS174	1.200
74LS165	1.200
74LS163	1.200
4011	400
4081	400
74LS04	400
74LS00	400
74LS125	1.000

MM 5303	L. 10.950
AY5-1013	11.400
96364	L. 30=35.000 ca.
RO-3-2513	L. 18.600

I.C.C. Via Palma 9 - 20100 Milano
Tel: 02/4045747

Presso la sede **GBC - V.le Matteotti 66 - 20092 Cinisello B.**
Tel. 02/6181801 sono reperibili:
TASTIERA ASCII
TASTIERA PER IL COMPUTER TV GAMES

Alla **Cross Point** potete acquistare la TASTIERA ASCII.
Key switch tipo JP 5045
Key switch tipo JP 5025 *
* richiedete cappuccio normale e doppio con innesto ad "X"
CROSS POINT - Via Miglioretti 2 - 20161 Milano

Attenzione Il lettore che dopo aver sviluppato un programma, intendesse riportarlo su EPROM, può usufruire dell'apposito programmatore presso la MESA 2 srl che può anche fornire la EPROM stessa.

Tutti Primi in qualità e prezzo.



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

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



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



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

nyce
TEST & MEASURING INSTRUMENTS

È in edicola il nuovo numero.

NOVITA'

**Bitest,
la maxi-prova
del CBM 3032**



- **Corso sul Pascal**
- **Caccia all'U-Boot**
- **Scacchi e computer**
- **Programmatore d'Eprom**
- **Programmi per Apple, Pet e Nanocomputer**
- **Musica elettronica e microcomputer**
- **Prezzi e caratteristiche dei "Single board"**

UNA PUBBLICAZIONE
DEL GRUPPO EDITORIALE JACKSON





METRAWATT ITALIANA S.p.A.
 20158 MILANO - Via Teglio 9 - Tel. 6072351 - Telex 332479 METRA I

METRAVO® 1H

Il multimetro in tecnica professionale a basso costo

£.34.500+ IVA 15% e
 spese sped.

Completo di borsa e cavetti con puntali

- Sicurezza elettrica e meccanica secondo norme VDE e DIN
- Boccole di collegamento con protezione contro contatti accidentali.
- 36 portate predisponibili tramite commutatore
- Scala a specchio
- Resistenza d'ingresso 20 kΩ/V
- Riparazioni estremamente semplici anche per "do it yourself"



Ci riserviamo di far spedire e fatturare il materiale da un nostro rivenditore qualificato

METRAWATT ITALIANA S.p.A.
 20158 MILANO - Via Teglio, 9

Prego inviarmi in contrassegno N. _____
 MULTIMETR _____ METRAVO 1H a L. 34 500 + IVA e spese spedizione

Nome/Cognome/Ditta _____
 Via _____

C.A.P. _____

Firma _____

EK 10/80
 OFFERTA VALIDA
 SINO AL 31-10-80

HAMEG

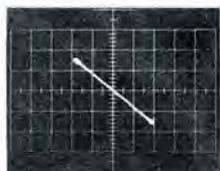
OSCILLOSCOPI DELL'ULTIMA GENERAZIONE



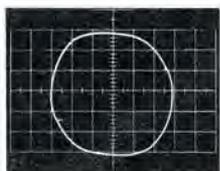
L. 330.000*
+IVA 14% e SONDE

*PER CAMBIO CON
MARCO TEDESCO
= L. 477 ± 3%

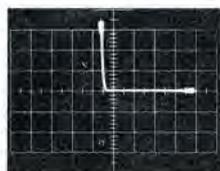
HM 307-3
OSCILLOSCOPIO PORTATILE MONOTRACCIA
3" - 10 MHz - 5 mV
Ora disponibile con
PROVA COMPONENTI



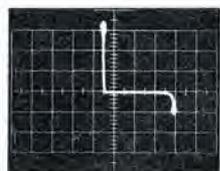
Resistenza 20 Ω



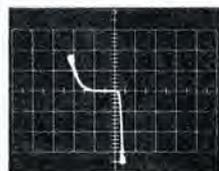
Condensatore 100 μF



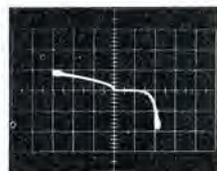
Diode al silicio



Zener 5.6 V



Base, Z-emitter transistor PNP di Ge



Collettore, Emitter transistor di Ge (eterodina)

ALTRI MODELLI HAMEG



HM 312-8
5" - 20 MHz - 5 mV
Doppia traccia



HM 412-4
5" - 20 MHz - 5 mV
Doppia traccia
Ritardo deflessione



HM 512-8
5" - 50 MHz - 5 mV
Doppia traccia
Ritardo deflessione
Linea di ritardo



HM 812-2
5" - 50 MHz - 5 mV
A memoria - Doppia traccia
Ritardo deflessione
Linea di ritardo

Adval Sarcenic



TAGLIANDO VALIDO PER

EK 10/80

ricevere documentazione dei Mod. _____

ricevere dimostrazione dei Mod. _____

Cognome/Nome _____

Ditta o Ente _____

Via _____ N. _____ TEL. _____

CAP _____ CITTÀ _____

Rappresentante in esclusiva per l'Italia



TECNICHE ELETTRONICHE AVANZATE

MILANO : TELAV - Via S. Anatalone, 15 - 20147 MILANO - Tel. (02) 4158746/7/8
ROMA : TELAV - Via Salaria, 1319 - 00138 ROMA - Tel. (06) 6917058/6919312
VENETO : ELPAY - Via Bragni, 17A - 35010 CADONEGHE (PD) - Tel. (049) 616777
EM.-ROM. : ELETTRONICA DUE - Via V. Veneto, 2 - 44100 FERRARA - Tel. (0532) 25180
CAMPANIA: POLICHETTI - Corso A. Lucci, 102 - 80142 NAPOLI - Tel. (081) 266888
MARCHE : JOHNVOX - P.le Cappuccini, 2 - 62019 RECANATI - Tel. (071) 980574
SARDEGNA: TEMOSA - Via Rockefeller, 16 - 07100 SASSARI - Tel. (079) 210070

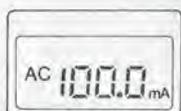
Multimetro digitale automatico Hioki funzioni e misure a vista d'occhio.



Job Line



Tensioni c.c. (manuale-auto)
100 μ V - 1000 V



Correnti c.a. (manuale)
10 μ A - 200 mA



Tensioni c.a. (manuale-auto)
1 mV - 600 V



Resistenze (manuale-auto)
0,1 Ω - 2 M Ω



Correnti c.c. (manuale)
10 μ A - 200 mA



Resistenze LP (manuale-auto)
1 Ω - 2 M Ω

Specifiche generali mod. 3207

- Sistema di misura automatico o manuale.
- Virgola fluttuante (auto).
- Display 3 1/2 digit. LCD con indicazioni delle funzioni e della polarità.
- Tasto di azzeramento automatico.
- Tasto selezione di portata.
- Tasto inserimento misure in LOW POWER.
- Tasto prova diodi.

- Tasto di selezione delle misure.
- Prova diodi e semiconduttori.
- Prova continua.
- "BUZZER" avvisatore di cortocircuito (disinseribile).
- Alimentazione con pile all'ossido d'argento.
- Protezione c.c. : 1000 V c.a. : 750 V Ω - mA : fusibile e diodi
- Dimensioni: 150 x 60 x 12,5 mm TS/2150-00



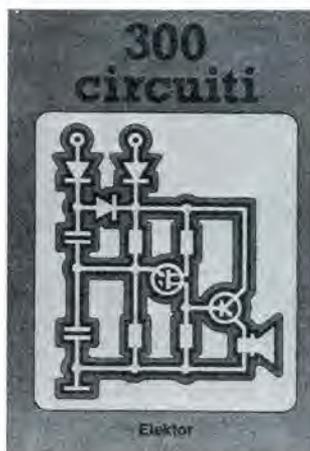
DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

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 sincrono a onde medie e lunghe - Mini hi-fi stereo - Giochi elettronici - Luci di "stop" per automodelli - Alimentatore per auto - L'orologio rumoroso - Indicatore per i fusibili - Preamplificatore per i giradischi - Candela elettronica - Recip-RIAA - Bilancia per lo stilo - Amplificatore d'antenna sintonizzabile - Amplificatore miniatura - Orologio MOS 5314 - Sistema migliorato a 7 segmenti per orologi MOS - Calibratore universale - Fischio per modelli di treni - Fischio "a vapore" - L'amplificatore Edwin - Aggiunte al TV tennis - Calendario elettronico - Compressore audio - Antifurti per autovetture - Simulatore di segnali orari - Temporizzatore per luci.

L. 9.000 (Abb. L. 8.100)

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

SCONTO 10%
AGLI ABBONATI

Nome _____

Cognome _____

Via _____ N. _____

Città _____ Cap. _____

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende) _____

Data _____ Firma _____

Inviatemi i seguenti volumi

Pagherò al postino l'importo indicato più le spese di spedizione.

Allego assegno n° _____ di L. _____

(in questo caso la spedizione è gratuita)

Abbonato Non Abbonato

N. _____ 300 Circuiti

L. 12.500 (Abb. L. 11.250)

N. _____ Selezione di progetti elettronici

L. 9.000 (Abb. L. 8.100)

selektor

La distruzione accidentale dei dati incisi su nastro magnetico

Vi sono molti miti intorno alla cancellazione accidentale dei nastri magnetici. Questo articolo, scritto dai costruttori del nastro magnetico Scotch Instruments Tape, descrive i risultati di un programma di prove estensivamente condotto per scoprire quanto può essere conservata la banda prima che inizi la perdita delle informazioni contenute. Anche se la ricerca è stata diretta in via primaria verso la conservazione dei dati originali, da utilizzare nel mondo dei computer, indubbiamente effetti analoghi avvengono nei nastri magnetici che conservano informazioni analogiche.

Il campo magnetico

La minaccia preminente del media magnetico, è il campo che può produrre una smagnetizzazione permanente, che cancelli i dati e che rimanga anche dopo che l'alimentazione esterna è cessata.

Si sono effettuate varie prove impiegando dei magneti permanenti, e si è scoperto che un abbassamento del segnale del 50%, rispetto al valore originale, non è determinante per la lettura delle incisioni, visto che dati che abbiano questo valore possono essere interpretati ugualmente, visto che un calo di livello del genere può avvenire anche durante la normale registrazione.

Per esempio, quando un magnete a ferro di cavallo abbastanza forte per sollevare un peso di 18 Kg è posto direttamente sul perimetro esterno della bobina del nastro, si riscontra una diminuzione della leggibilità dell'80% all'inizio del nastro (si veda la figura 1).

La perdita nel segnale decresce gradualmente lungo il nastro avvolto, sino a che si torna ad una incisione al livello del 50% dell'originale dopo 107 metri di nastro. Come si è detto, a questo punto il nastro può essere riprodotto senza problemi.

Il calo nella perdita dell'incisione dall'80% al 50% può essere spiegato con il fatto che gli strati interni del nastro schermati da quelli esterni, quindi si ha un calo progressivo nella magnetizzazione, quindi nella cancellazione.

Siccome l'intensità del campo magnetico decade approssimativamente con il cubo della distanza del magnete (a 25 cm dal magnete è indicativamente 1/1000 della potenza riscontrabile ad una distanza di

2,5 centimetri), si vede che se il magnete a ferro di cavallo è tenuto a 25 mm del perimetro esterno della bobina, si ha un perdita nel segnale di solo il 22%; un calo del genere non ha come risultato la perdita della leggibilità di alcun particolare inciso sul nastro.

In sostanza, qualsivoglia magnete permanente, non può causare un perdita di dati se vi è una distanza di circa quattordici centimetri tra le espansioni magnetiche ed il nastro.

Persino impiegando un potentissimo elettromagnete del tipo "Electro" (normalmente impiegato per sollevare con una gru le travi metalliche e le carrozzerie d'auto provenienti dalla demolizione, NdT), non si nota alcuna perdita di dati se il dispositivo è tenuto ad 1,3 piedi (0,41 metri) dalla bobina di nastro. Tuttavia, si deve riconoscere che anche un magnete permanente molto piccolo può causare la perdita dei dati se è piazzato direttamente sulla superficie della bobina. Così come la testina di registrazione e lettura di un incisore, il magnete influisce sul nastro, dandogli però una polarizzazione permanente che equivale ad una cancellazione, ed alla perdita dei dati. Questo problema può essere superato, nel caso di magnetizzazioni spurie nelle macchine che servono per la registrazione e la lettura, tramite sistemi smagnetizzati e di "dagaussing".

Per quanto riguarda i vari trasformatori e motori elettrici, che producono campi magnetici, si può dire che se questi dispositivi sono montati nel contenitore generale ad una distanza di 8 - 12 centimetri dal nastro, non vi è più pericolo di cancellazione accidentale.

Segnali radar

Molto spesso, i nastri magnetici sono trasportati in aree laddove funziona un'antenna radar in emissione, per esempio negli aeroporti, nelle zone militarizzate, sulle navi ecc.

Per valutare gli effetti di queste emissioni, sospette di danneggiare i segnali incisi, si è impiegata una serie di sistemi radar funzionanti sulla banda C, sulla banda L e sulla banda X, con emissioni di picco di 200.000W sulla banda L, e di 500.000W sulla banda X. Il nastro è stato piazzato a 30,5 metri ed a 15,2 metri sul lobo di radiazione delle antenne, rese stazionarie. In nessun caso si è osservata una perdita dei dati incisi, ed è giusto pensare che non sia possibile una perdita sin che il nastro non è posto a contatto diretto con l'antenna.

Rivelatori di metalli

Anche se l'impiego di questi apparecchi è più che altro aeroportuale, si sono studiati ugualmente gli effetti. La maggioranza degli esperimenti sono stati compiuti impiegando sia il modello di detector "ad attraversamento" (genere da porta) che i modelli portatili.

In ambedue i casi non si è notato il minimo degrado dei dati. Anche impiegando la massima intensità, per i rivelatori dalla

1

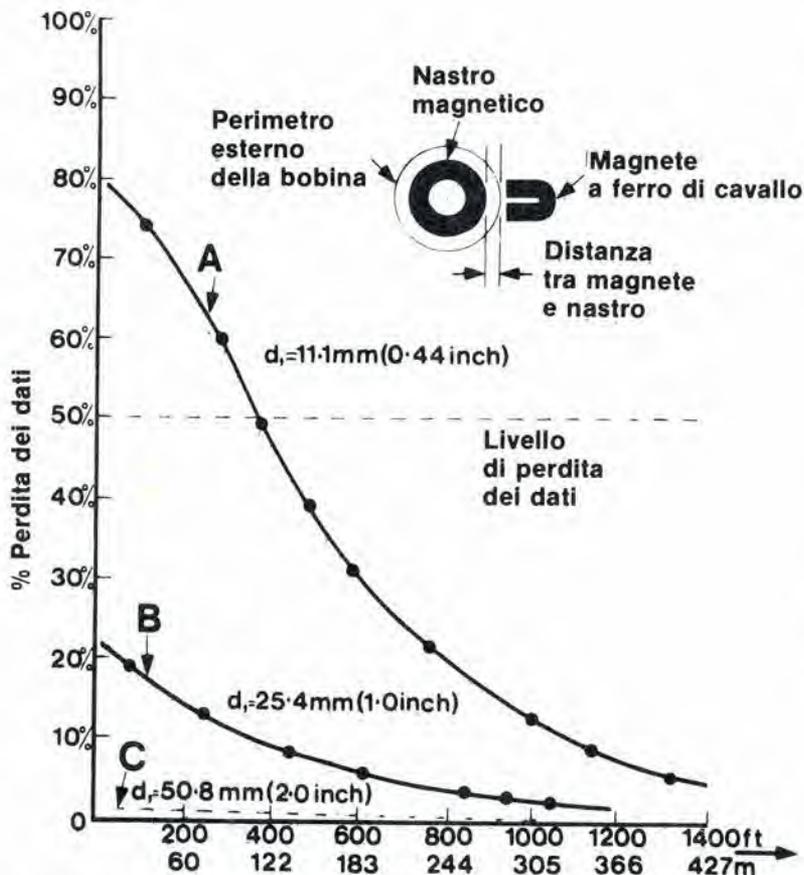


Figura 1. Campi magnetici permanenti.

massima penetrazione eroganti 398 A/m (5 Oe), non si è notato un calo significativo, come si vede nella figura 2.

Odiernamente, la massima intensità irradiata dai rivalatori, per convenzione internazionale, dovrebbe essere quella raccomandata di circa 95 A/m (1,19 Oe), un livello veramente troppo piccolo per causare la cancellazione dei nastri magnetici.

Contaminazione da raggi X

In certi casi, le varie bobine di nastro possono essere soggette ai raggi X, specialmente a cura dei reparti di sorveglianza degli aeroporti.

Per prova, si sono sottoposte diverse e svariatissime bobine di nastro ai raggi X, anzi, a dosi che sarebbero state letali per gli esseri umani. Anche in queste condizioni oltre ogni limite, non si è riscontrata la perdita dei dati incisi. Naturalmente si è avuto il medesimo risultato supponendo i nastri ai sistemi d'indagine a raggi X impiegati negli aeroporti.

Cariche elettrostatiche molto elevate

Vi sono delle tensioni elettrostatiche molto elevate che servono ad impieghi correnti, per esempio nelle ignizioni delle automobili. Per provare se queste potevano essere nocive per i nastri, si è provato ad applicarle direttamente alle registrazioni. Nelle

prove si è giunti ad impiegare 15.000 V, ed il conseguente arco è scattato attraverso il nastro. Nemmeno in queste condizioni, tuttavia, si è notato un effetto di cancellazione. In pratica, il nastro è cancellato solo quando è fisicamente danneggiato dalla scarica.

Microonde

Un certo numero di cassette registrate è stato soggetto ad una massima concentrazione di energia a microonde, ed in effetti queste si sono scaldate, come sarebbe avvenuto ponendole in una normale stufa SHF. Una volta che le cassette si sono nuovamente raffreddate, passandole al controllo-scolto, non v'è stata alcuna perdita apprezzabile o misurabile nei dati incisi. Altrettanto, ponendo i nastri nelle aree investite da radiazioni derivanti da schermature deficitarie.

Televisione

Visto che i televisori sono complesse sorgenti di campo magnetico, alta tensione e raggi X, si sono condotte varie prove sistemando dei nastri magnetici registrati dentro e fuori in diversi apparecchi, non trascurando quelli a colori.

Malgrado i potenziali dei campi generati dalle tensioni e dai raggi X, non è stato possibile misurare una perdita di dati.

Vale tuttavia una nota di avvertimento; poiché non si sono provati logicamente tutti gli apparecchi in commercio, e taluni possono generare dei campi magnetici o di altro genere più forti di quelli usati, è consigliabile non riporre mai le bobine o le cassette che contengono il nastro sopra ad apparecchi TV in genere.

Radiazioni nucleari

Una dose di raggi gamma della densità approssimativa di 3,0 megarads è stata diretta su di un nastro registrato con indicazioni digitali, in cassetta, per la durata di un'ora e mezzo. A questo livello non si è rimarcata una perdita di dati.

In base a questa prova, si potrebbe assumere che le radiazioni nucleari non abbiano effetto sui nastri magnetici, e si può dire, effettivamente, che non vi sono effetti misurabili sino al livello duecentomila volte più grande di quello che causa la morte degli esseri umani esposti, considerando una media del 50%.

selektor

Una radiazione di questo livello (100 megarad) tende ad incrementare il trasferimento dei segnali da strato a strato, con una "stampa attraverso" di circa 4 dB. situazione del genere sono evidentemente anomale, e non è necessario condurre uno studio serio sulle conseguenze, tanto più che un livello di radiazioni non può non avere degli effetti materiali sul rivestimento del nastro e sulla coesione con il supporto. Dopo le prove, infatti la coesione si mostrava peggiorata in modo significativo, tolto da far prevedere una abbreviazione della durata del nastro del 60%. Si è concluso che anche il campo elettromagnetico che deriva da un'esplosione nucleare non è tanto intenso da avere effetti sull'incisione, di conseguenza non vi è effetto di cancellazione, virtualmente. L'effetto del bombardamento di neutroni è senza dubbio limitato dall'attivazione dell'ossido di ferro che fa parte del rivestimento. L'azione produce un isotopo radioattivo che diviene per proprio conto una sorgente di ulteriori radiazioni, ma in via teorica, un'attivazione del genere non dovrebbe produrre mutazioni nelle caratteristiche generali del rivestimento magnetico.

La polvere radioattiva, o la pioggia di elementi radioattivi, non hanno certo il dosaggio necessario per influire negativamente sul nastro magnetico.

selektor

2

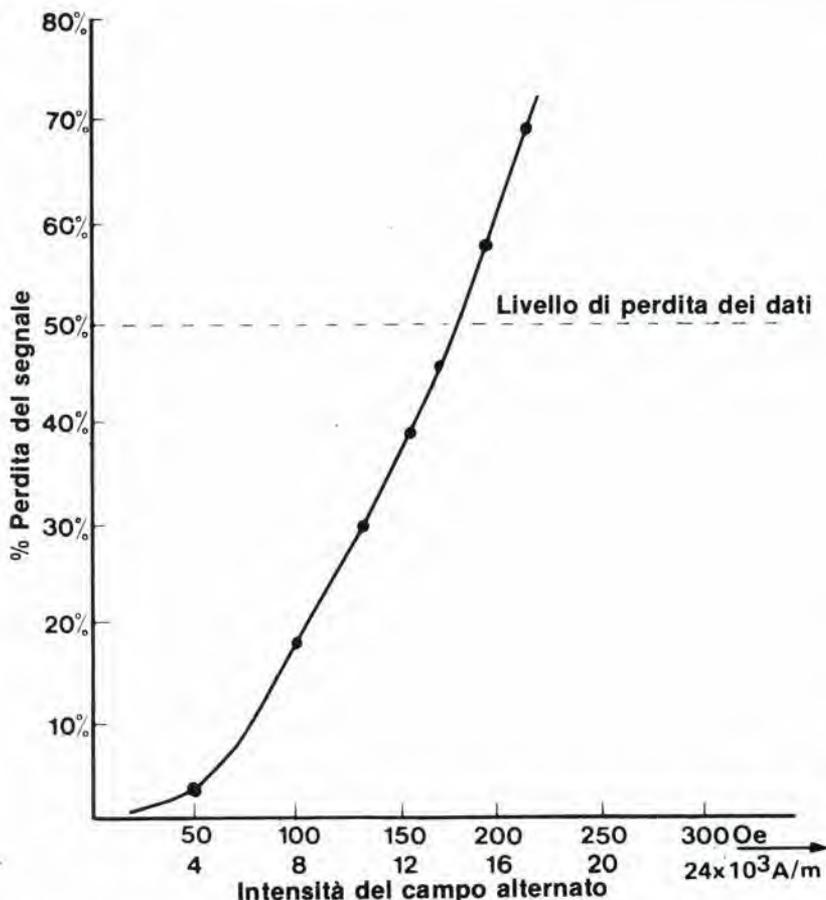


Figura 2. Campi magnetici.

selektor

Raggi laser

I raggi laser sono sovente impiegati come mezzo di registrazione, per esempio come sorgente di calore nella incisione del tipo "thermoremanent" ed in quella "medoum burning mode".

Tuttavia, per dimostrare che la distruzione a distanza dei dati anche con tale mezzo non è molto fattibile, un nastro magnetico registrato è stato posto sotto un raggio laser che investiva, a ventaglio, un importante settore della bobina. Non si è riscontrata alcuna cancellazione di dati. L'unico modo possibile per danneggiare la registrazione via laser, è stato rinforzare talmente il raggio da generare un forte calore, ed in tal modo si sono distrutte le caratteristiche fisiche del nastro.

Effetto del calore

Quando una sostanza brucia, avviene il collasso dei materiali organici contenuti. I materiali organici in un nastro magnetico sono, la plastica di supporto ed il materiale di fissaggio. Per bruciare, questi devono vaporizzarsi, aumentando la loro esposizione all'ossigeno nell'atmosfera, quindi ossidarsi rapidamente per formar luce e calore. Per sostenere la combustione occorre una forte sorgente di ossigeno. Siccome i nastri magnetici non comprendono materiali ossidanti, non possono bruciare se manca l'aria.

Con un semplice paragone, potremmo dire che il comportamento del nastro, è molto simile a quello di un rotolo di carta avvolto strettissimamente, al quale si voglia dar fuoco.

La temperatura di "auto-incendio" di un nastro in poliestere ricoperto, è intorno a 1000° F, ma temperature assai inferiori a questa, possono pur sempre causare dei seri danni.

Il film di poliestere si corruga dell'1,5% a 300° F, e del 25% a 325° F. Se si porta una bobina di nastro alle temperature che sono elencate di seguito, certamente si noteranno degli effetti negativi, una volta che il nastro si sia raffreddato, quelli segnalati.

- 250° F - Distorsione del rivestimento.
- 320° F - Ammorbidimento sia del nastro che del supporto, con dei fenomeni "d'incollatura", o adesione di strati successivi.
- 550° F - Annerimento e corrugamento del nastro e del supporto.
- 1000° F - Carbonizzazione del nastro e del supporto.

Quando interviene la carbonizzazione, il nastro non può più essere svolto nella bobina e va in scaglie non appena lo si tocca. La temperatura-limite dei nastri odierni è funzione del tipo di rivestimento in ossido impiegato.

Per esempio, due bobine di nastro magnetico per computer scelte come cavie, hanno funzionamento ancora normalmente dopo un'esposizione a 210° (99° C), ma non è stato possibile inserire il nastro nel sistema di trasporto dopo averle scaldate a 230° F (110° C). A prima vista, le bobine sembravano irrecuperabili, e così dopo sei settimane di riposo in magazzino. Tuttavia, dopo due mesi, rimontate su di un computer, le bobine hanno ricominciato a funzionare, con il nastro che poteva essere fatto scorrere; i dati chiusi sono stato letti, ma l'ossido appariva malamente sciupato. In questi casi, se possibile, i dati dovranno essere incisi al più presto su di un nastro nuovo, ed il nastro dall'ossido sciupato deve essere scartato. Teoricamente, le particelle di ossido di ferro che costituiscono la maggior parte del rivestimento magnetico dei nastri per calcolatori, sono in grado di mantenere i dati incisi sino ad una temperatura di 1257° F (675° C). Questa temperatura è nota come il punto di Curie, o la temperatura di Curie, o la temperatura di Curie, che provoca l'immediata smagnetizzazione. Di contro, le particelle di biossido di cromo, impiegate nei nastri audio e video, hanno un punto di Curie di circa 275° F (135° C), quindi sono più suscettibili di perdere la magnetizzazione per effetto del calore.

selektor

L'accurato avvolgimento dei nastri magnetici, ed il loro appropriato magazzino, riducono la possibilità che le bobine possano essere danneggiate dagli incendi, visto che il nastro è un cattivo conduttore del calore. In molti casi è ancora possibile ricavare i dati da nastri che abbiano riportato delle bruciature, riavvolgendoli con la minima tensione meccanica. Le informazioni contenute, com'è ovvio, devono essere immediatamente trasferite su bobine di nastro nuovo ed intatto.

Per spegnere del nastro che stia bruciando, è raccomandabile l'impiego di estintori al CO₂. Il CO₂ è pulito e non contiene ingredienti chimici che possono attaccare il nastro.

Se si cerca d'impiegare l'acqua, e questa inzuppa i nastri, probabilmente non accade un danno totale, ma si evidenzieranno delle distorsioni o delle curvature trasverse. Il livello di distorsione, dipende dalla qualità dell'avvolgimento e da quanto tempo il nastro rimane bagnato. Se l'avvolgimento è allentato o non perfettamente piatto, l'acqua può raggiungere più facilmente la superficie ossidata e la distorsione sarà più forte. Il nastro va tolto dall'acqua al più presto ed in ogni caso entro 24 ore.

Una volta che le bobine siano ripescate, devono essere poste a seccare alla temperatura d'ambiente normale, quindi riavvolte

perlomeno due volte. Ciò contribuisce alla dissecazione ed aiuta a restituire l'equilibratura agli avvolgimenti.

Se la temperatura dell'ambiente cresce, mentre le bobine sono ancora bagnate, si può sviluppar del vapore. Quest'ultimo può danneggiare il nastro ancor di più, rispetto alla sola acqua. Una temperatura che acceda i 130° F, con la relativa umidità oltre all'85%, provoca l'incollamento reciproco degli strati di nastro e varie deformazioni fisiche.

Effetto delle basse temperature

Un buon numero di nastri da calcolatore incisi, sottoposti a delle temperature di -60° F (-51° C), per ventiquattr'ore non hanno mostrato alcuna perdita di dati, una volta disseccati e lasciati tornare alla temperatura ambiente, dopo un lento, accurato lavoro di svolgimento e riavvolgimento. In teoria, non accade alcuna magnetizzazione quando le particelle magnetiche sono tenute al di sotto del punto di Curie, anche se in certi casi divengono rigide in modo anomalo e si bagnano, se l'ambiente oltre che freddo è umido.

È importante che dopo che le bobine di nastro sono state tenute in un ambiente dalla temperatura molto bassa, per un lungo periodo di tempo, di esegua una lenta e graduale disseccatura e stabilizzazione che può durare dei giorni, con un incremento graduale della temperatura. Questo procedimento restituirà al nastro la sua naturale elasticità e minimizzerà le corrugazioni avvenute.

Il nastro che ha sopportato temperature molto basse e l'umidità, sviluppa degli stress interni che possono danneggiarlo a zone o a tratti.

Conclusioni

I danni che possono avvenire alle bobine di nastro immagazzinate, in genere dipendono più da deformazioni meccaniche, che dal deterioramento dei dati incisi.

Comunque, i campi magnetici sono risultati l'unica forma di energia che possa recar danno ai dati, senza che avvengano guasti meccanici.

Bastano comunque poche decine di centimetri di distanza da ogni magnete premente concepibile per evitare la cancellazione dei dati in ogni ambiente. Le prove condotte, hanno dimostrato che normalmente non servono schermature per la conservazione dei dati, e che i raggi X, i campi ad alta frequenza, o l'energia espressa in forma luminosa hanno effetti del tutto trascurabili, sui contenuti dei nastri.

selektor

In linea generale, lo AY-3-1270 è previsto per essere impiegato come voltmetro, con la possibilità di pilotare un display dalla lettura compresa nella gamma da -399 a $+399$.

Ovviamente, con l'IC si possono misurare altri valori fisici, semprechè si utilizzi un adatto sensore.

Per le misure di temperatura, si può impiegare, ad esempio, una resistenza NTC; un campo di misura molto utile va da $-39,9^{\circ}\text{C}$ a $+39,9^{\circ}\text{C}$ (all'incirca, da -40°F a $+104^{\circ}\text{F}$). Per misurare solo delle temperature molto basse, come nel caso dei congelatori, la gamma di misura può essere ristretta tra $-39,9^{\circ}\text{F}$ e $+39,9^{\circ}\text{F}$.

L'IC ha due uscite commutabili: una cambia di stato quando la temperatura sale al

di sopra di quella stabilita; l'altra, cambia di stato quando la temperatura scende al di sotto di quella stabilita.

L'isteresi tra i due livelli di commutazione può essere stabilita impiegando alcuni diodi.

Se la rete viene a mancare, quindi l'IC non è alimentato (per un tempo maggiore di dieci secondi) il display inizia a lampeggiare, non appena l'alimentazione torna. Premendo un pulsante di reset, il display torna a dare l'indicazione della temperatura e continua il lavoro in questo senso, mostrando ogni minima variazione della temperatura in crescita o calo. Il resto del circuito funziona normalmente, sin che l'alimentazione è applicata, quindi le uscite possono lavorare. Se la fluttuazione ter-

Termometro digitale

Con display LCD o LED a scelta

Man mano che la tecnologia irrompente riesce a "comprimere" sempre più complesse circuiterie nei "chip" degli integrati, i costruttori di elettrodomestici, trovano sempre più conveniente impiegarli per aggiungere dei sistemi complementari e degli attraenti sistemi di controllo ai loro prodotti.

I timers programmabili elettronici dei forni ed i termometri digitali dei frigoriferi sono solo due esempi di questo indirizzo. Gli integrati che sono previsti per questi compiti possono peraltro servire per la realizzazione di altri sistemi.

Lo AY-3-1270 (General Instruments) è progettato per l'impiego nei frigoriferi. Ciò non toglie che lo si possa impiegare per la realizzazione di un termometro molto compatto, che descriviamo di seguito. Il relativo display, può essere a cristalli liquidi (LCD) oppure a LED, come si preferisce.

mica eccede la gamma di misura, il display ricomincia a lampeggiare.

La figura 1 mostra un circuito pratico d'impiego che utilizza un display a cristalli liquidi. Il sensore della temperatura è R3, una resistenza NTC. La detta è parte di un circuito a ponte, che consiste di R1 ... R4 e del P1.

La differenza di tensione tra R1/R2 ed il punto di riunione di R4/P1 è misurata dall'IC e convertita in una segnalazione di temperatura nel display.

Un filtro ceramico, F1, e due condensatori (C1 e C2) sono gli elementi che determinano la frequenza di lavoro dell'oscillatore della base dei tempi compreso nel chip.

Come si sa, l'oscillatore della base dei tempi, fornisce una serie d'impulsi che fa funzionare tutto il sistema di misura digitale. La frequenza di lavoro non è tanto importante (si può impiegare ogni valore compreso tra 300 KHz ed 800 KHz!) ma invece è *essenziale* la stabilità in frequenza; ecco perchè si è impiegato l'elemento ceramico, equivalente agli effetti pratici ad un quarzo.

La misura si effettua come ora diremo. Il condensatore C4 è caricato tramite P2 ed R5, cosicchè la tensione che appare ai capi del condensatore cresce in modo esponenziale. Tale valore è comparato con la tensione di riferimento al punto di riunione di R4 e P1. Il tempo che serve perchè l'aumento esponenziale della tensione giunga dal primo valore detto al secondo, determina il valore mostrato sul display. C4 è quindi scaricato, e comincia un nuovo ciclo di misura.

Il punto di "zero gradi" è stabilito tramite il P1; P2 serve per la calibrazione della scala, e lo si regola per la lettura corretta di diverse temperature. Questo punto sarà trattato nei dettagli in seguito.

Sfortunatamente, una resistenza NTC non è un sensore di temperatura ideale. In particolare, la variazione della resistenza non è lineare, non è una precisa funzione della temperatura; al contrario ha un andamen-

1

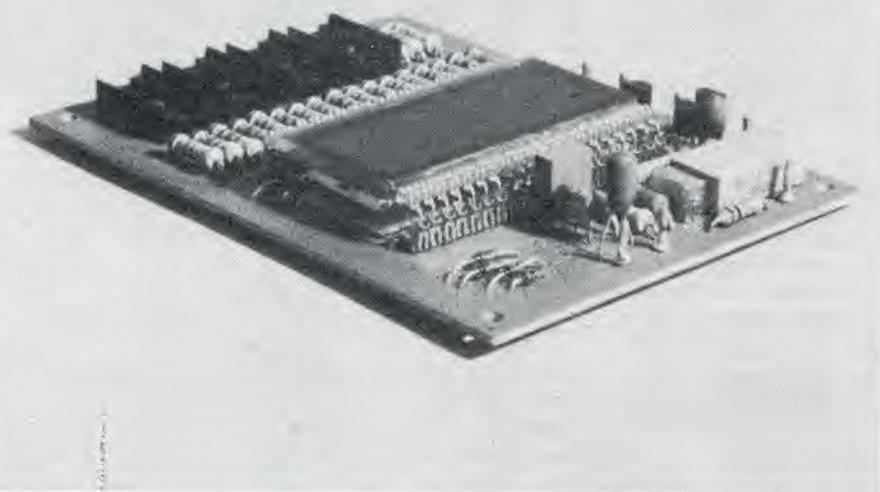


Foto 1. Il prototipo con il display LCD montato. L'IC è al di sotto del display, cosicchè si ottiene una realizzazione molto compatta.

È da notare che le resistenze e gli zoccoli per il display LED non servono, se si sceglie la versione LCD.

to pressochè logaritmico. La variazione esponenziale sul C4 compensa questo tipo di curva, nel nostro caso, con una precisione da ritenersi più che ragionevole.

L'isteresi

Come è stato detto in precedenza, l'isteresi al punto di commutazione può essere programmata con l'aggiunta di alcuni diodi. Le diverse possibilità possono essere ricavate dall'apposita tavola che segue.

Un esempio illustrativo: mettiamo che la temperatura normale di commutazione sia 20,4°C e che serva una isteresi di $\pm 2^\circ\text{C}$. In base a quanto esposto nella tavola, la temperatura può essere aggiustata secondo le necessità impiegando tre diodi: dal piedino 7 al piedino 3 ("20"), dal piedino 7 al piedino 4 ("2"), e dal piedino 8 al piedino 5 ("0,4"); in totale 22,4.

Per la regolazione dell'isteresi servono ancora due diodi: dal piedino 6 al piedino 2, e dal piedino 8 al piedino 2. L'uscita della "massima temperatura" (relais 2, uscita 2 nello stampato), in seguito all'aggiustamento detto, a questo punto commuterà in chiusura a 22,4°C ed in apertura a 24,4°C. L'uscita della "minima temperatura" (relais 1 uscita 1) commuterà in chiusura a 22,4°C ed in apertura a 20,4°C.

La versione LED nel circuito, per il display, che appare nella figura 1b è virtualmente identica. La maggior differenza è che si devono inserire delle resistenze limitatrici d'intensità verso i segmenti del display.

In più si deve prevedere un'alimentazione più robusta per pilotare i LED. La programmazione dell'IC per il lavoro con il display LED è semplicemente ottenuta collegando un diodo tra i piedini 9 e 2. È da notare che tale diodo non deve essere impiegato se s'impiega un display LCD!

La realizzazione

Il circuito stampato, lato rame e lato parti appare nella figura 2. Il tracciato serve per ambedue le versioni, LCD oppure LED, per la precisione. Come è stato detto in precedenza il D3 deve essere inserito tra i terminali 2 e 3, solo per il funzionamento con il display LED.

Gli altri diodi, che servono per programmare la necessaria isteresi di temperatura vanno montati nei fori adiacenti ai numeri 2... 9 nel pannello. È da notare che tali diodi devono essere "direzionati nello stesso verso", come risulta dal simbolo stampigliato nel lato parti.

Se si preferisce la versione LCD, il diodo

R3 e le resistenze R8... R27 devono essere omesse. In tal caso, la basetta stampata può essere resa più corta, com'è indicato dalla linea tratteggiata tra R8 ed R24. Il display LCD va montato sopra l'IC; ciò può essere ottenuta impiegando un zoccolo dal profilo basso per l'IC ed inserendo il display su due file di terminali prolungati elastici.

Le due possibili realizzazioni alternative sono mostrate nelle fotografie 1 e 2. La versione LCD si vede nella foto 1. È da notare che le resistenze e gli zoccoli per il display LED non fanno parte dell'edizione definitiva dell'apparecchio; sono componenti impiegati in via sperimentale. La foto 2 mostra la versione munita di display LED, peraltro, anche in questa sono presenti i terminali prolungati per il montaggio del display LCD. Si tratta evidentemente un altro prototipo sperimentale.

Il filtro ceramico è regolato con l'esatta risonanza dei condensatori da 82 pF. Per questo scopo, vi sono in commercio anche dei condensatori doppi, ma in verità due normali condensatori vanno più che bene. Il circuito stampato, in via di progetto, è stato previsto per poter accogliere ambedue le versioni dell'apparecchio.

Se il filtro ceramico tipo CSB400A non è

1a

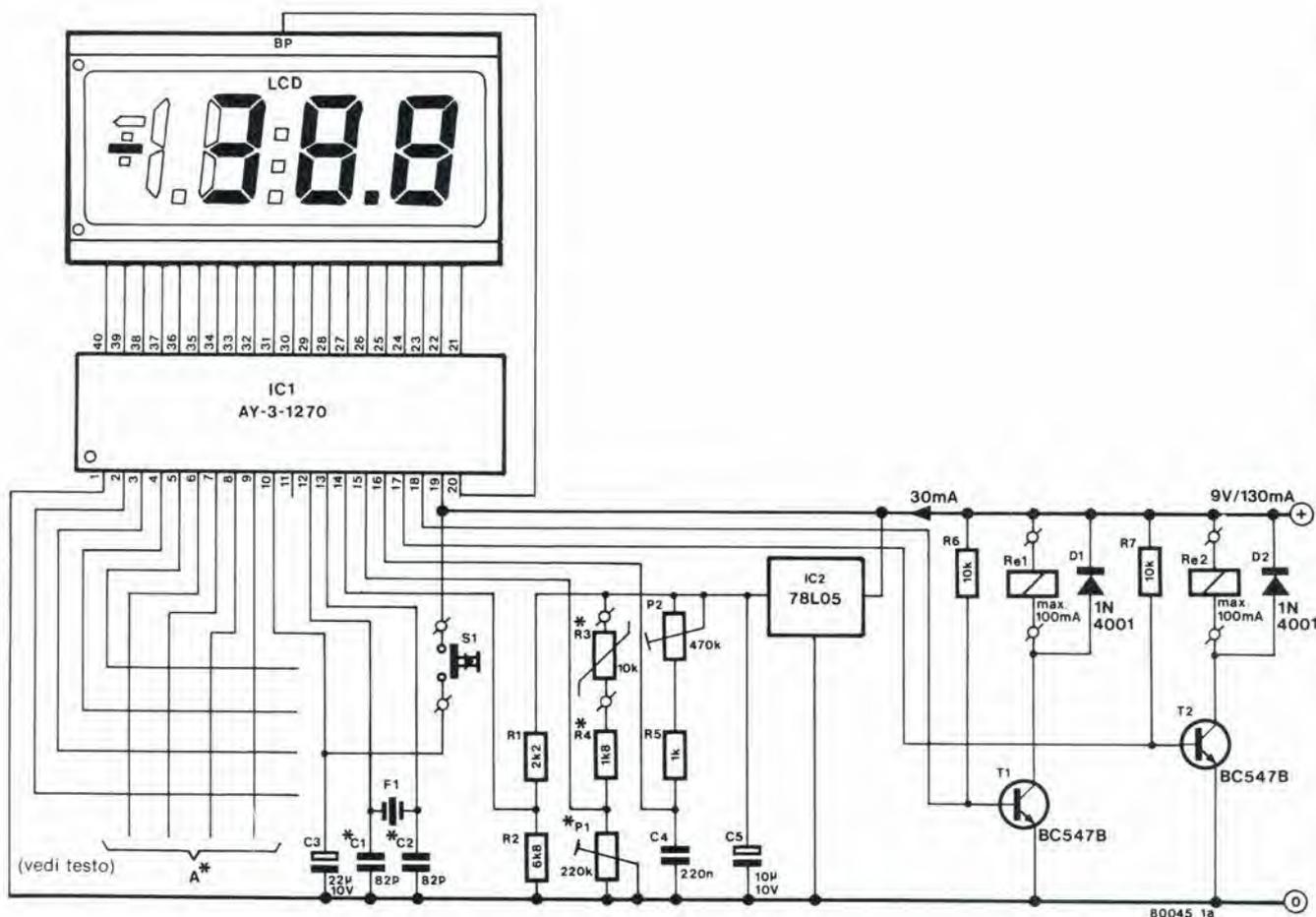
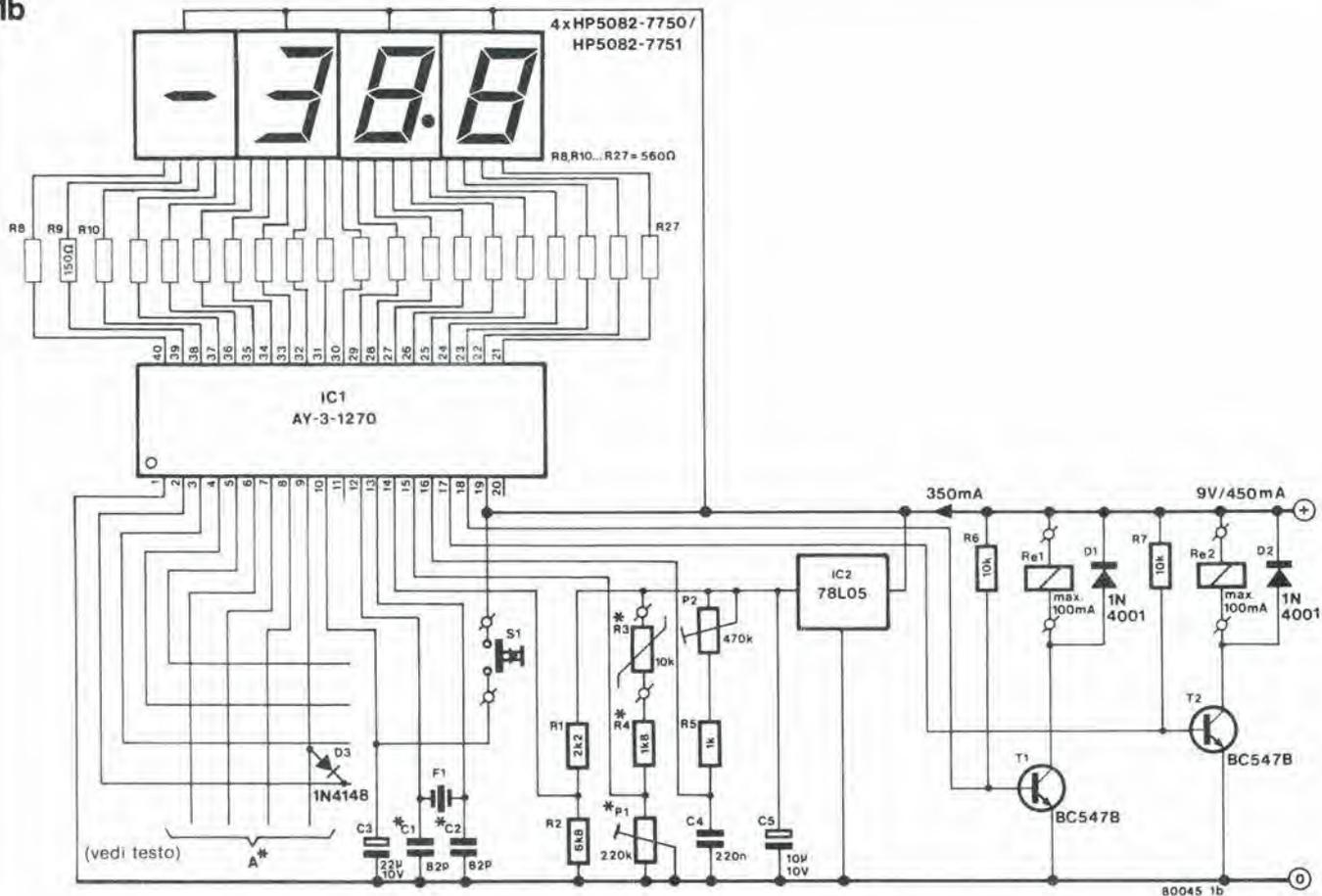


Figura 1. Il termometro digitale può impiegare sia display LCD (figura 1a) che LED a sette segmenti (figura 1b). Il sensore della temperatura è un NTC (detto anche "termistor"); nello schema è R3, incluso in un circuito a ponte.

1b



2

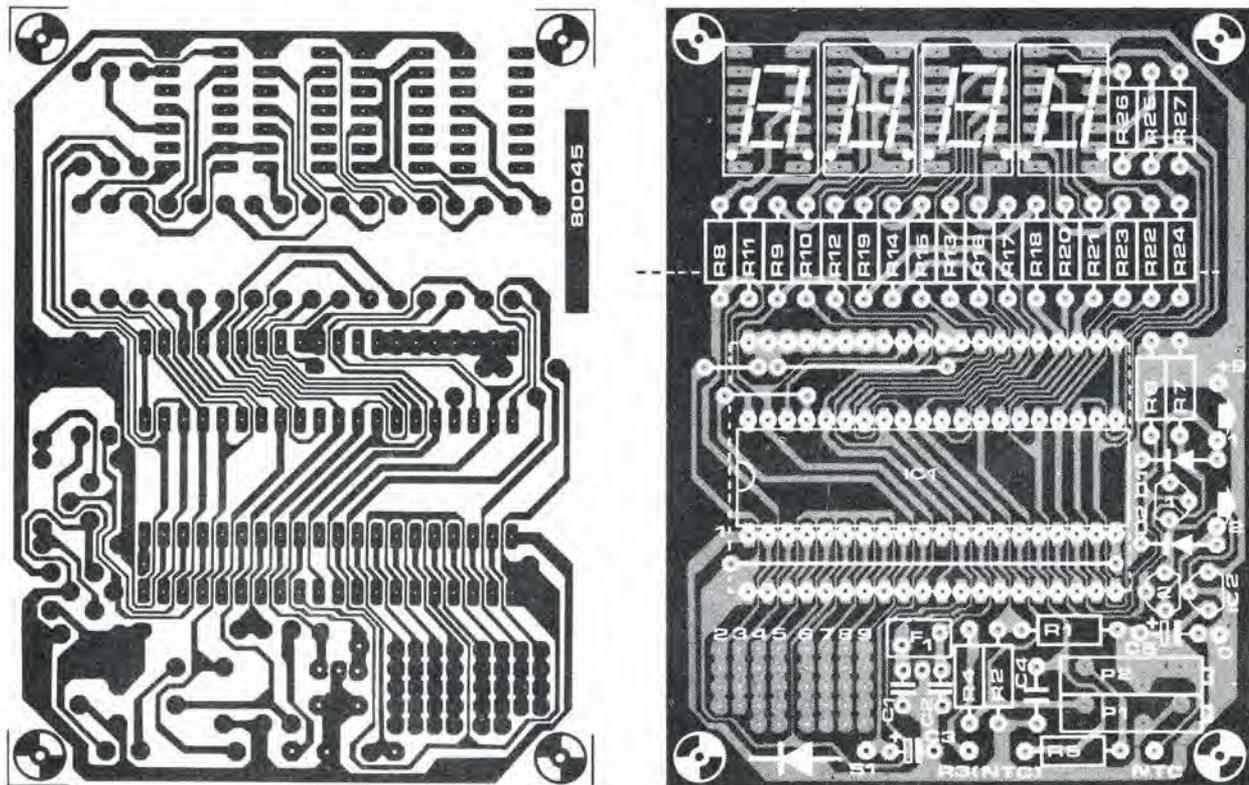


Figura 2. Circuito stampato, lato rame e lato parti. La basetta può essere impiegata sia per la versione LCD che per quella LED; se si preferisce il display LCD, la parte sovrastante dello stampato non serve e può essere tagliata via seguendo la linea tratteggiata.

Tabella

2^0 (pin 6)	2^1 (pin 7)	2^2 (pin 8)	2^3 (pin 9)	
0.1	0.2	0.4	0.8	decine (terminale 5)
1	2	4	8	unità (terminale 4)
10	20	negativo	non utilizzato	decine (terminale 3)
			*	display LED (terminale 2)
				isteresi 0
*				± 0.2
	*			± 0.4
*	*			± 0.8
*		*		± 2
	*	*		± 4
*	*	*		± 8

* incluso diodo a questa posizione

2

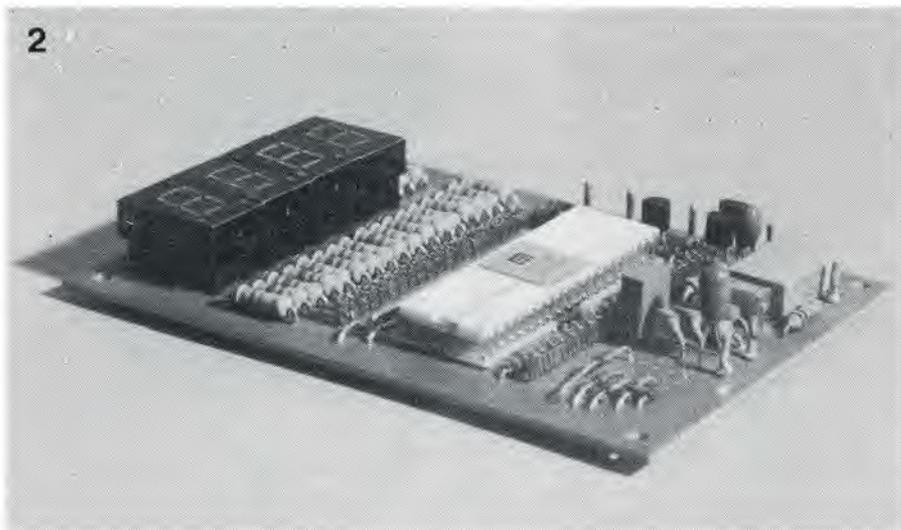


Foto 2. La versione che impiega il display a LED. È da notare che si deve includere tra i terminali 2 e 9, nella posizione prevista!

Elenco componenti

Resistenze:

R1 = 2k2
R2 = 6k8
R3 = NTC (10 k at 25°C)
R4 = 1k8
R5 = 1 k
R6, R7 = 10 k
R8, R10 . . . R27 = 560 Ω/½ W
(solo se si usa il display LED)
R9 = 150 Ω/½ W
(solo se si usa il display LED)

P1 = 220 k potenziometro semifisso a molti giri
P2 = 500 k potenziometro semifisso a molti giri

Condensatori:

C1, C2 = 82 p (vedi testo)
C3 = 22 μ/16 V tantalio
C4 = 220 n MKM
C5 = 10 μ/10 V tantalio

Semiconduttori:

T1, T2 = BC 547B
D1, D2 = 1N4001
D3 = 1N4148 (solo se si usa il display LED)
D4 etc. = 1N4148 (vedi testo)
IC1 = AY-3-1270
IC2 = 78L05

Varie:

S1 = pulsante

Per il display vi sono due possibili opzioni:
Il modello 43D5R03 (LCD) o equiv.
oppure 4 display LED TIPO HP 5082-7750 o equiv. (ad anodo comune).

F1 = filtro ceramico 400 KHz,
CSB 400A (Stettner); vedi testo
Re1, Re2 = relais, 9V/100 mA

3

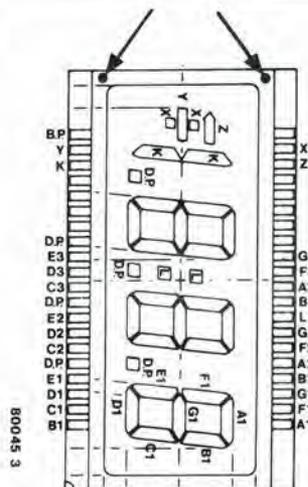


Figura 3. Piedinatura del display LCD. Può servire come ottima guida se si cerca un equivalente.

È da notare che il display deve essere montato evitando assolutamente la possibile inversione. I due punti indicano il lato sinistro.

facilmente rintracciabile, si può impiegare il modello CSB455A (da 455 KHz).

La calibrazione

La procedura di calibrazione dipende dal tipo di scala che si preferisce ottenere: in Fahrenheit o in Centigradi (Celsius), per basse temperature o per temperature ambientali ecc.

Il principio di base è comunque lo stesso in tutti i casi.

Prima di tutto, è necessario effettuare l'azzeramento, tramite il P1. P2 deve essere ruotato completamente in senso antiorario ed il sensore deve essere raffreddato portandolo a zero gradi. Per la scala dei centigradi, ciò è semplice: la NTC va immersa in una miscela di cubetti di ghiaccio ed acqua (senza cortocircuitare i terminali!) ed il P1 sarà regolato in modo da leggere sul display 00.0.

Di seguito, il sensore deve essere o scaldato o raffreddato ancora di più per effettuare una seconda calibrazione, a seconda della gamma di lavoro scelta.

Se si preferisce la gamma delle temperature ambientali, (solo in centigradi!) 20 °C è una buona scelta. Se l'apparecchio deve essere impiegato in un frigorifero o in un congelatore, -20 °C è un valore più interessante; per la scala in Fahrenheit, la calibrazione a 0 °F è altrettanto utile e poiché il punto equivale a -32 °C, serve bene per la seconda calibrazione.

Con il sensore nella seconda temperatura, il P2 deve essere regolato sino a leggere il valore prescelto. La precisione sulla intera gamma dipende dalle caratteristiche dell'elemento NTC. Su di una gamma di funzionamento molto ampia (ad esempio 0° ... 40 °C) ci si può attendere una precisione del +/- 1%; su di una gamma più ristretta, impiegando dei punti di calibrazione convenienti, (ad esempio 0 ... 40 °F, con delle calibrations a 0° e 32°) si può ottenere una precisione di +/- 1°F.

Probabilmente, è stata proprio la semplicità del progetto, a fargli guadagnare un punteggio tanto elevato.

Il circuito estende notevolmente le possibilità d'impiego di un oscilloscopio, con un costo molto moderato. Di solito, si osservano i livelli dei segnali presenti in una logica TTL sullo schermo di un oscilloscopio, e si prende nota dei valori relativi a parte, man mano. Se i livelli sono statici, non vi è problema, ma quando i livelli variano la procedura diviene assai più difficile. Il digisplay può essere impiegato tanto per osservare i livelli statici, quanto per vedere quelli che mutano lentamente (per i segnali che variano con rapidità, vi sono altri sistemi che abbiamo visto), ed in tal modo si ha immediatamente un quadro generale di ciò che accade nel circuito.

L'apparecchio

Il circuito originale (pubblicato nella Selezione di circuiti estiva, edizione britannica) ha subito alcune modifiche, e lo si vede nella figura 1. Merita una particolare attenzione l'oscillatore realizzato con N1 ed N2. Questo oscillatore innesca immediatamente senza presentare alcun problema, a differenza di quello della vecchia versione. Il circuito completo funziona come ora spieghiamo.

I livelli logici mostrati sullo schermo dell'oscilloscopio, come "zeri" o valori "uno", sono portati agli ingressi dell'IC1 e sono passati in sequenza all'uscita (terminale 10) in forma inversa. Quale sia il segnale che raggiunge l'uscita, è funzione delle informazioni applicate agli ingressi A, B, C, D. Le informazioni sono erogate da un contatore esadecimale (IC2) pilotato dall'oscillatore formato da N1 ed N2. Siccome l'oscillatore funziona di continuo (logicamente sino a che è alimentato!), le informazioni binarie mutano da 0 a 15, e poi ricominciano. I segnali all'ingresso dell'IC1 sono quindi esplorati in sequenza, ed appaiono uno dopo l'altro al terminale 10.

Il circuito realizzato intorno al T1 è un generatore sinusoidale. L'onda sinusoidale relativa attraversa R7 e giunge all'uscita Y. C4, C5, R5 ed R6 costituiscono un sistema a slittamento di fase. Se l'uscita W dell'IC1 è bassa, questo sistema risulta bloccato. Se al contrario, il pin 10 è al livello alto, la sinusoide slitta in fase, raggiunge l'uscita X tramite R9. Le informazioni binarie date dall'IC2 sono impiegate anche per determinare la posizione degli "zeri" e dei "valori uno" sullo schermo dell'oscilloscopio. N3 ... N5 sovraimpongono diverse tensioni CC dell'asse X, usc-

Una base stampata per il

Digisplay

Il "Digisplay" è stato uno dei circuiti che hanno vinto il concorso pubblicato con il numero 68 di Elektor, edizione britannica. E anche noi lo riportiamo...

A. Kraut

1

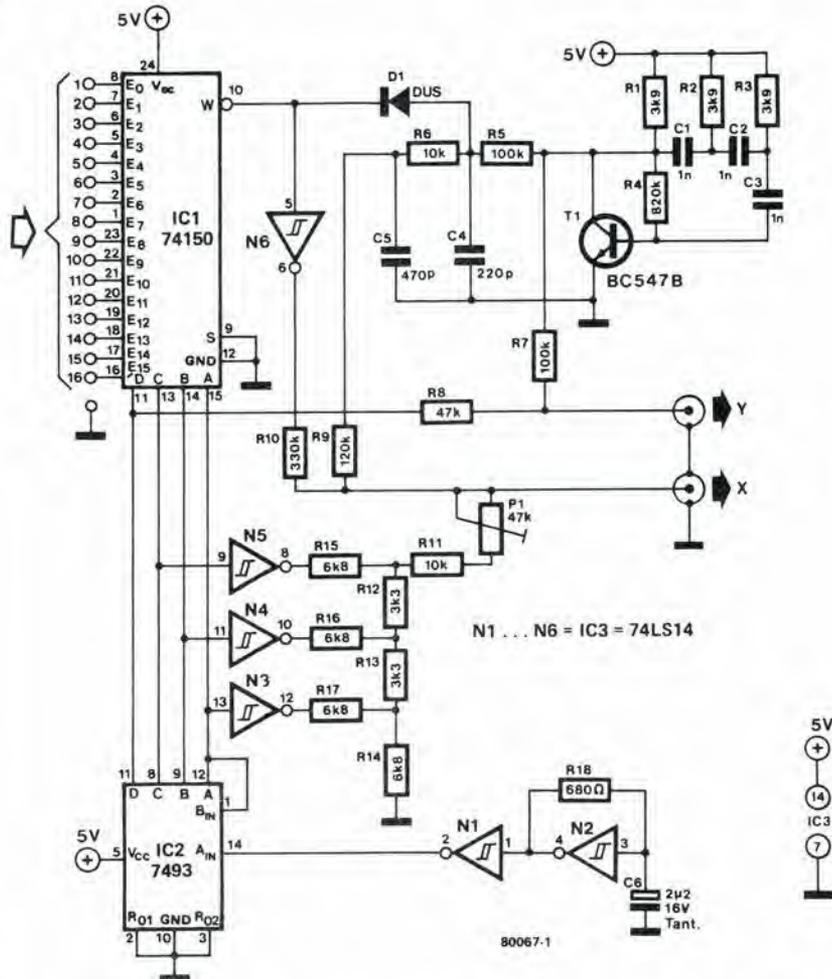
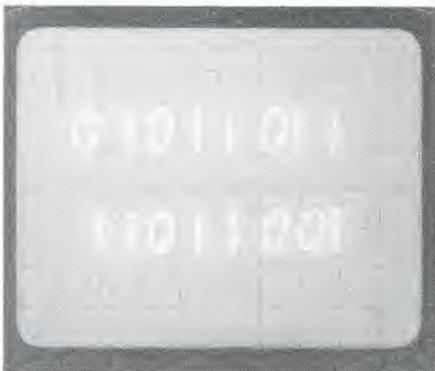


Figura 1. Il Digisplay. Con il progetto del circuito stampato, si sono introdotte alcune modifiche secondarie anche nel circuito elettrico.



ta dell'apparecchio. In tal modo ciascun segnale d'ingresso, raggiunge la propria posizione sullo schermo, almeno per i primi otto valori. Vi sono peraltro sedici segnali, e per ottenere una visualizzazione chiara complessiva all'uscita Y diretta all'oscilloscopio si applicano due diverse tensioni CC. Ciò si ottiene impiegando l'uscita D dell'IC2. In tal modo si hanno due linee di otto segnali, sullo schermo, che corrispondono alla zoccolatura di un IC "DIL".

Se l'uscita dell'IC1 è bassa, all'uscita Y appare una sinusoide, mentre all'uscita X appare tensione CC. In tal modo, la traccia puntiforme che appare sullo schermo dell'oscilloscopio risulta fissata in senso orizzontale, mentre si muove in alto ed in bas-

so in senso verticale in base alla sinusoide. Il risultato è una breve linea verticale sullo schermo.

Quando l'uscita dell'IC1 è allo stato alto, il sistema che sposta la fase, non rimane più bloccato, ed in tal modo la sinusoide giunge all'uscita X contemporaneamente all'uscita Y. Visto che tali sinusoidi sono slittate in fase, una rispetto all'altra, sullo schermo appare una figura di lissajous a forma di ellisse. La posizione dell'ellisse dipende dalla tensione CC alle uscite Y ed X.

P1 è un componente che non fa parte del circuito originale.

E' stato aggiunto come regolatore della posizione orizzontale dei valori "uno". Se l'uscita dell'IC1 è bassa, l'uscita di N6 diviene alta. Ciò avviene quando l'ingresso

dell'IC1 è valutato e nel momento in cui è allo stato alto. La tensione presente è applicata ad un divisore di tensione che consiste di R10, P1, R11 ed una o più delle altre resistenze, in relazione a quali delle gates comprese tra N3 ed N5 è (sono) al livello basso in tale momento particolare. Impiegando il P1, il livello in CC all'uscita X, può essere leggermente modificato.

Quando l'uscita di N6 è a livello basso (provocato da uno "0" all'ingresso "attivo" dell'IC1), R10 in verità costituisce un carico molto limitato per la polarizzazione in CC all'uscita X; in tal modo, il P1 ha un effetto molto piccolo sulla relativa tensione.

La realizzazione

Nella figura 2 si vede un circuito stampato adatto all'apparecchio, lato rame e lato parti.

Poichè il Digisplay ha un assorbimento basso (all'incirca 20 mA), può essere alimentato dal circuito in prova. Volendo, si può prevedere un alimentatore apposto il cui schema appare nella figura 3. Il circuito stampato non ha uno spazio apposto, ove l'alimentatore possa essere collocato, ma tale accessorio può essere facilmente costruito su di un pezzo di plastica forata o simili.

Per finire, va detto che solo i livelli logici TTL possono essere scorti sullo schema, tramite il Digisplay, e che si deve impiegare un oscilloscopio che abbia la previsione per la base dei tempi esterna (ingresso X). Se le connessioni sono mal fatte, sullo schermo si avranno delle indicazioni di valori "uno". Il miglior sistema per effettuare le necessarie connessioni tra i segnali da misurare ed il Digisplay, è impiegare un morsetto a molla per la prova di logiche TTL.

Elenco componenti

Resistenze:

R1, R2, R3 = 3k9
 R4 = 820 k
 R5, R7 = 100 k
 R6, R11 = 10 k
 R8 = 47 k
 R9 = 120 k
 R10 = 330 k
 R12, R13 = 3k3
 R14, R15, R16, R17 = 6k8
 R18 = 680 Ω
 P1 = 47 k trimmer:

Condensatori:

C1, C2, C3 = 1 n
 C4 = 220 p
 C5 = 470 p
 C6 = 2μ2/16 V (tantallio)

Semiconduttori:

T1 = BC 547B
 D1 = DUS
 IC1 = 74150
 IC2 = 7493
 IC3 = N1 ... N6 = 74LS14

Varie:

Morsetto a molla munito di 16 terminali per IC "DIL"

2

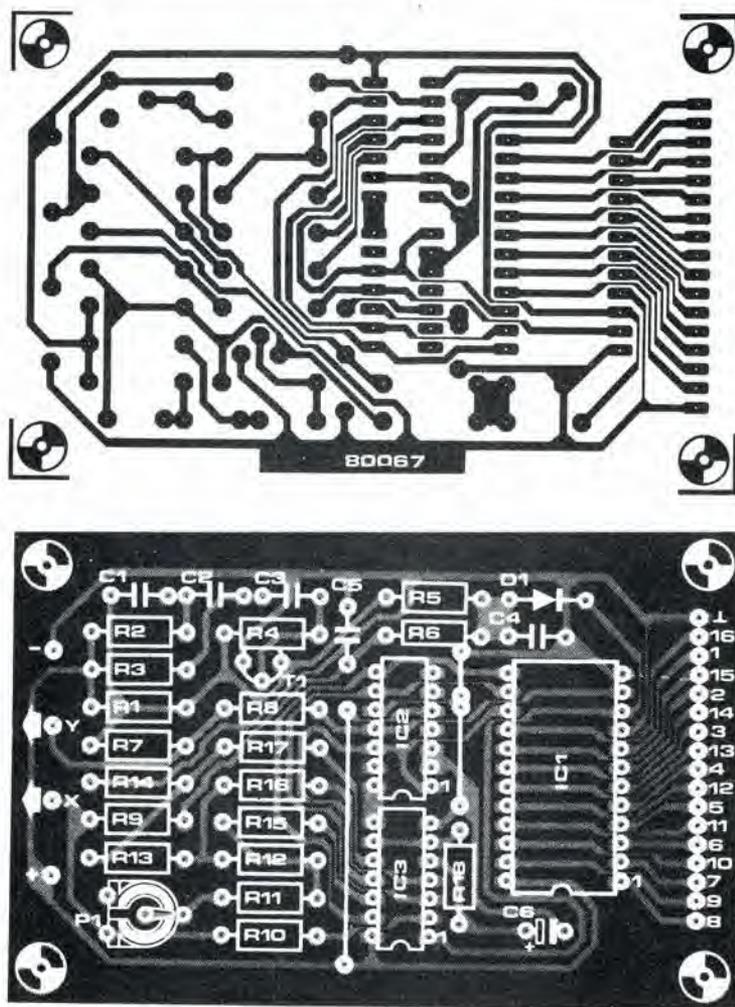


Figura 2. Circuito stampato per l'apparecchio, visto dal lato rame e dal lato partl.

3

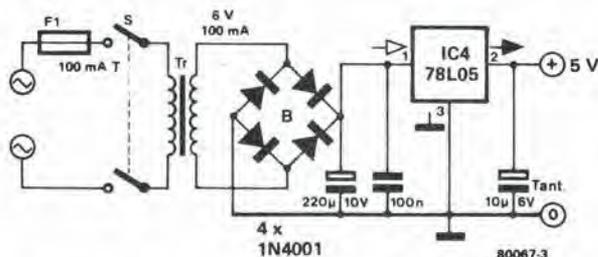


Figura 3. Il Digisplay può essere sovente alimentato dal circuito sottoposto a misura. Se però si desidera un'alimentazione del tutto indipendente, si può impiegare questo circuito.



Una
novità assoluta!

Il vocoder di elektor (1)

Dopo tutti gli articoli che sono stati scritti sulla teoria del vocoder, vi sono moltissimi appassionati che desiderano ardentemente cimentarsi nella costruzione di questo apparecchio, ma sino ad ora mancavano i necessari supporti pratici per procedere. Questa è proprio la sfida che piace ai progettisti di Elektor: tantissimi sperimentatori vorrebbero veder pubblicato un certo progetto, ma nessuno è in grado di realizzarlo, in forma pratica e sicura. Ebbene, il progetto eccolo qui, finalmente! Si tratta di un vocoder a dieci canali, elaborato in collaborazione con la Ditta Synton Electronics, un'azienda specializzata nel campo e ben nota. L'apparecchio trattato offre ottime prestazioni con un costo molto ragionevole. È ideale per quei musicisti che hanno un entusiasmo pronunciatissimo, ma fondi insufficienti per metterlo in pratica!

Certamente, per tutti coloro che hanno più confidenza con il saldatore, che con le formule, le teorie sul vocoder che sono state espresse sino ad ora, bastano ed avanzano. È stato sviscerato ogni minimo dettaglio. L'articolo apparso lo scorso mese era inteso per ricapitolare brevemente la storia e la tecnologia dei vocoder, ed al tempo stesso era stato steso per introdurre alla realizzazione pratica di questo apparecchio. Per procedere, non è comunque necessario aver letto quel sunto, ed infatti proponiamo ora direttamente il montaggio.

Le difficoltà che s'incontrano nel realizzare un vocoder sono state spiegate da molti, ed a lungo.

Queste difficoltà, tuttavia, sono più apparenti che reali se l'apparecchio è stato progettato appositamente per la realizzazione casalinga, invece che per la costruzione industriale in serie. Nel caso del progetto "casalingo" il circuito deve essere assolutamente attendibile, e gli effetti delle tolleranze devono essere ridotti al minimo. Fortunatamente, i problemi connessi con questa impostazione non sono insormontabili, come vedremo.

Ancora una volta ...

Quando abbiamo parlato del vocoder, abbiamo anche detto "non ci ripeteremo ancora una volta". Tuttavia, forse occorre

Caratteristiche

numero dei canali	10
ingresso del parlato	
sensibilità:	regolabile tra 10 mV ... 7,7V
impedenza	10KΩ
ingresso della portante	
sensibilità:	770 mV
impedenza:	100 KΩ
uscita di linea	
livello d'uscita:	770 mV
gamma di frequenza	30 ... 16.000 Hz

una piccola eccezione. Per coloro che sono ancora insicuri, ecco una breve definizione dell'apparecchio in oggetto.

Un vocoder è una "scatola" con due ingressi; uno per la voce, un'altro per un segnale "portante" o "di sostituzione" (in pratica, quest'altro, è qualche genere di musica). Nella "scatola", le curve caratteristiche della voce sono sovrainposte al segnale portante. Si ha una uscita unica, che comprende tutte le caratteristiche (e l'intelligibilità) del parlato che giunge all'apposito ingresso, ma il suono *fondamentale* prodotto da chi parla (vibrazioni delle corde vocali, risonanze nelle cavità nasali ed orale) sono sostituite da quelle del segnale musicale. Il risultato è qualcosa di simile ad un suono, come la musica, ma conserva l'inciso del parlato.

Comunque, per non passare troppo bruscamente a schemi a blocchi e circuiti, diamo una rapida occhiata a "cosa vi è dentro alla scatola".

Molti vocoders sono del tipo cosiddetto "vocoder canalizzato". Altri sistemi coesistono (quelli basati sul funzionamento eterodina, per esempio) ma risultano tanto complicati da essere raramente impiegati in pratica.

Il progetto di Elektor appartiene ai vocoder canalizzati, quindi conviene lasciar da parte gli altri principi di funzionamento. Un vocoder canalizzato, come si vede nella figura 1, consiste in due settori principali: l'analizzatore ed il sintetizzatore. Sono simili, perchè consistono di gruppi di filtri identici (due gruppi di dieci, nel vocoder di Elektor).

Nella sezione analizzatrice, i filtri servono per dividere i segnali all'ingresso nelle corrispondenti bande di frequenza.

L'uscita di ciascun filtro, è rettificata e passata attraverso un filtro passabasso; il risultato complessivo, è un gruppo di tensioni CC che variano, ciascuna corrispondente all'involuppo del segnale del parlato, nella particolare banda di frequenza.

Nel settore di sintesi, si ha la divisione del segnale "portante" in una serie analoga di bande di frequenza. Il livello d'uscita di ciascuna banda è variata da un amplificatore controllato in tensione (VCA) che è pilotato da uno dei controlli variabili della CC prodotta dalla sezione analizzatrice. Il risultato è che "l'involuppo" in ampiezza di ciascuna banda di frequenza del segnale del parlato è sovrainpressa alla banda corrispondente del segnale portante.

Le uscite di tutti i VCA sono in seguito

sommate, per ottenere il segnale complessivo d'uscita; di base, le caratteristiche del segnale portante più le articolazioni del parlato. In sostanza, si ha un parlato in musica, come si voleva ottenere.

Il vocoder di Elektor

Dopo che lo staff redazionale aveva già portato avanti una certa sperimentazione sui circuiti dei vocoder, venne a contatto con la Ditta Synton Electronics, costruttrice del ben noto vocoder Syntovox. Vi furono delle discussioni molto utili con questi specialisti del ramo, ed in tal modo si giunse a concepire il vocoder qui presentato, che ha la caratteristica esclusiva d'essere progettato per la realizzazione casalinga. Il numero dei canali prescelto (le bande di frequenza nei settori di analisi e sintesi) è limitato a dieci, per diverse buone ragioni. Tale numero è adeguato ad una buona riproduzione musicale e per ottenere una giusta intelligibilità della "parola"; in più, rappresenta un ragionevole compromesso tra le prestazioni ottenibili ed il costo. Ammettiamo senza il minimo imbarazzo che una versione a venti canali suonerebbe meglio; in modo più "dettagliato", ma in pratica, il miglioramento non ripagherebbe per il costo grandemente maggiore e l'aumento nella complessità che scaturirebbe. Non solo servirebbe un numero doppio di filtri, ma questi dovrebbero essere "distanziati" (approssimativamente di 50 dB per ottava) e ciò richiederebbe un progetto più critico oltre che dei componenti più dispendiosi. Di solito, per realizzare dei filtri del genere, serve una selezione molto strin-

gente per le parti, e tale selezione non è facilmente alla portata dello sperimentatore tipico.

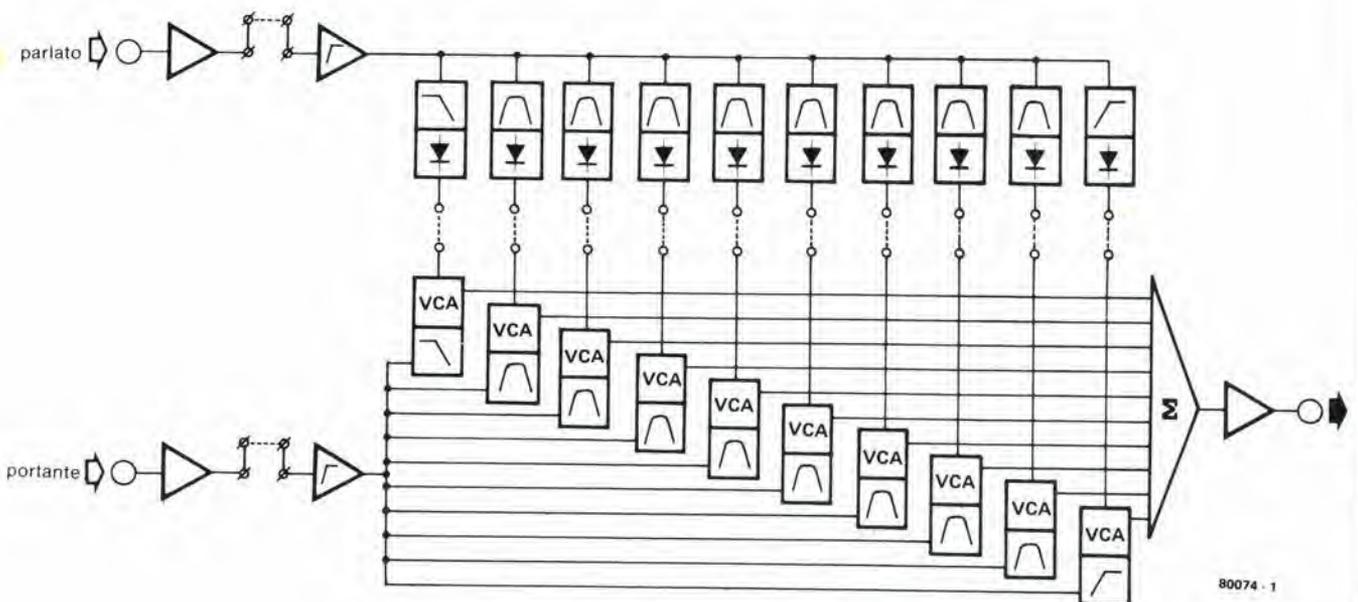
Al contrario, per un vocoder a dieci canali, si possono impiegare dei filtri a 24 dB per ottava. Questi non sono altrettanto critici e complicati e, fatto molto importante, si possono ottenere dei risultati nel complesso buoni senza fare alcun ricorso a parti strane o a sistemi di misura sofisticati.

Per questa ragione, essendo l'apparecchio studiato per funzionare senza troppe pretese, nel circuito si sono introdotti vari accorgimenti che consentono di evitare le parti dalla tolleranza molto ristretta, mentre il cablaggio non influenza in modo determinante le prestazioni. In più, in sede di progetto, si sono previsti più punti di regolazione che negli apparati professionali normalmente prodotti. Con queste cautele si possono appunto evitare selezioni di parti e strumentazioni "esotiche", com'è di norma.

Rispetto alla versione di base, si sono omesse deliberatamente due caratteristiche: l'analisi dello spettro ed il rivelatore "funzionamento con la voce-funzionamento senza la voce".

Le ragioni sono ovvie: anche se si deve ammettere che le funzioni dette sono utili, per realizzarle occorrerebbe una spesa importante! Il progetto, tuttavia, prevede che sia possibile aggiungere in seguito tali opzioni, ed è ovvio che pubblicheremo i relativi circuiti in un futuro non troppo lontano. Al momento, comunque, procederemo senza. Un sistema che rappresenta una sorta di scorciatoia verso i risultati migliori è comunque compreso; si tratta di dieci LED, uno per ciascun canale, che danno

1



80074 - 1

Figura 1. Schema a blocchi del vocoder di Elektor.

2

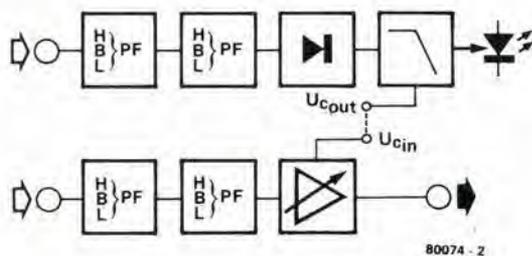


Figura 2. Schema a blocchi di una unità di filtro.

Tabella 1

Filtro passabanda numero	frequenza centrale	banda di frequenza	C1 ... C8	C9	C10	C11
BPF1	265 Hz	210- 320	82n	220n	33n	330n
BPF2	390 Hz	320- 460	56n	150n	22n	220n
BPF3	550 Hz	460- 640	39n	100n	15n	150n
BPF4	800 Hz	640- 960	27n	68n	10n	100n
BPF5	1200 Hz	960-1440	18n	47n	6n8	68n
BPF6	1770 Hz	1440-2100	12n	47n	6n8	68n
BPF7	2650 Hz	2100-3200	8n2	47n	6n8	68n
BPF8	3900 Hz	3200-4600	5n6	47n	6n8	68n

Tavola 1. I lavori dei condensatori C1... C11 della figura 3, vanno scelti in base a questa tavola.

l'indicazione di come varia lo spettro del segnale del parlato.

Non solo in tal modo si ha un'indicazione pratica e diretta, ma il costo è insignificante.

A proposito di costi, che si dice in merito? Si tratta di una importante considerazione, per molti lettori!

Da una prima rapida occhiata alle figure 3 ... 6, appare evidente che il vocoder non impiega questo gran che di parti. Sì, vi è una valanga di amplificatori operazionali, e purtroppo servono anche diversi circuiti stampati, che non risultano economici come si vorrebbe. In sostanza, però, considerando il costo dei materiali nel complesso, senza trascurare nulla, si giunge a 200.000 lire circa. Forse, un sacco di soldi per lo sperimentatore casalingo, ma un prezzo molto limitato per un buon vocoder, come questo.

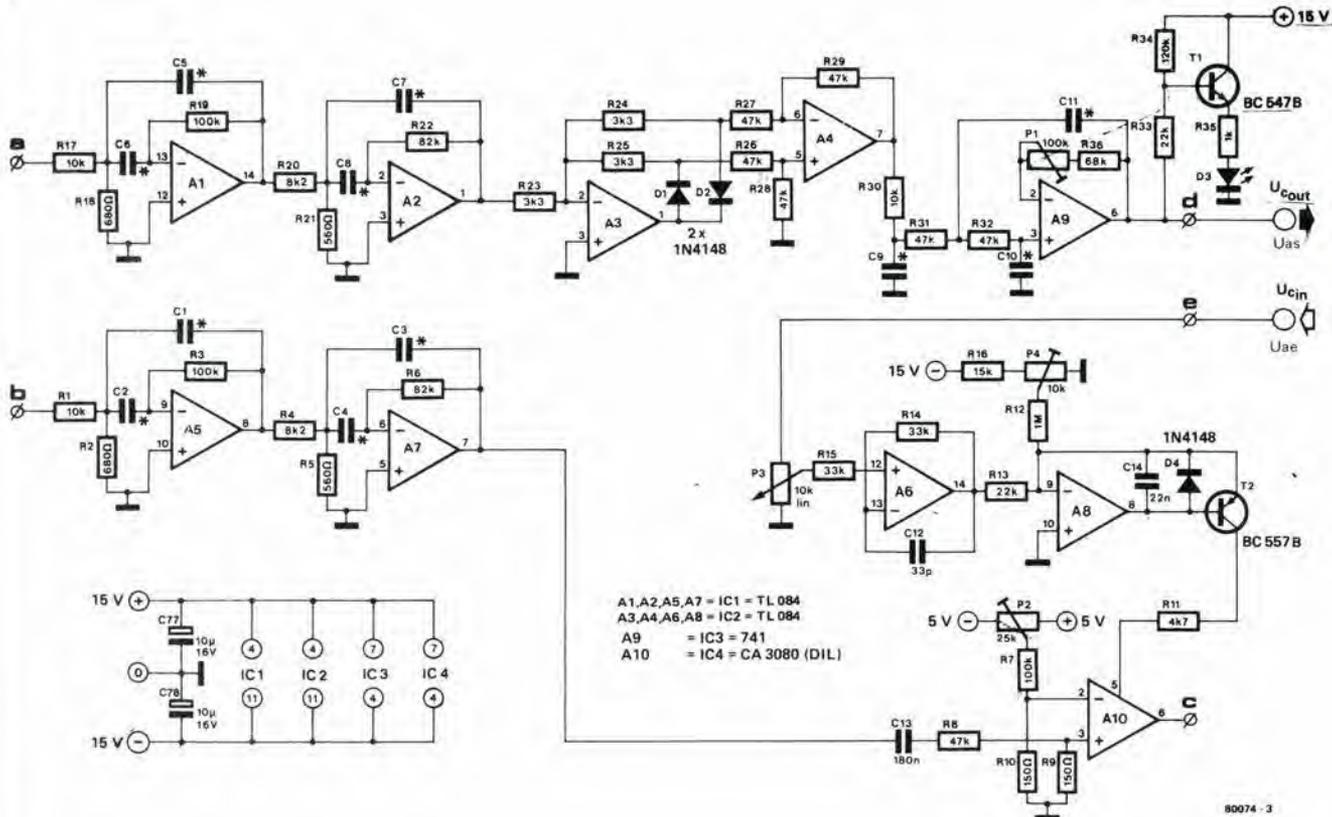
Cosa v'è nella scatola?

Lo schema a blocchi del vocoder appare nella figura 1.

la metà superiore è la sezione analizzatrice, la metà inferiore è quella di sintesi.

Diamo un'occhiata all'analizzatore, prima di tutto. Il segnale microfonico attraversa un preamplificatore adatto. Sebbene per semplicità questo non appaia nello schema a blocchi, regola la sensibilità d'ingresso in una gamma alquanto ampia tramite un apposito controllo, cosicché può anche es-

3



A1,A2,A5,A7 = IC1 = TL 084
 A3,A4,A6,A8 = IC2 = TL 084
 A9 = IC3 = 741
 A10 = IC4 = CA 3080 (DIL)

Figura 3. Circuito completo di un filtro passabanda.

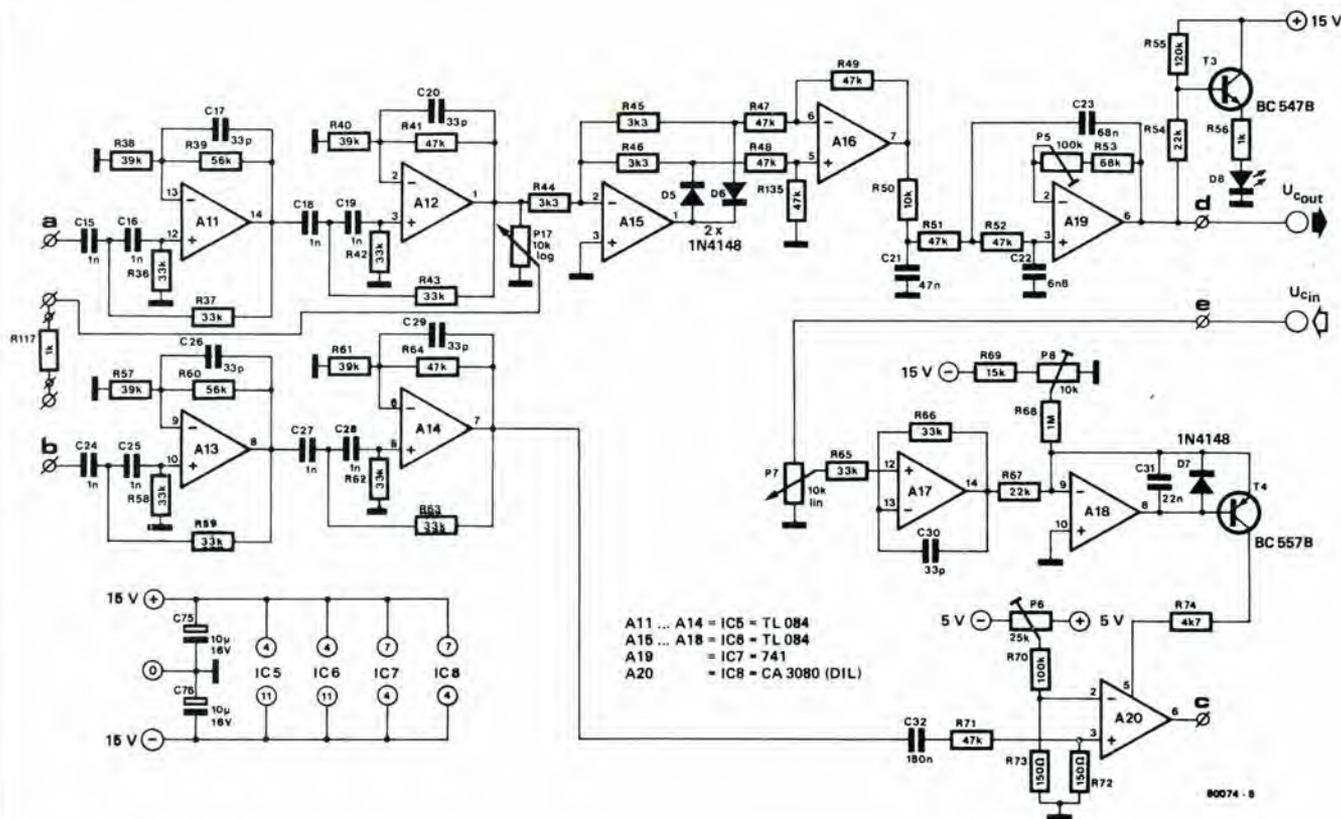


Figura 5. Filtro passa-alto.

ficatori e VCA. Uno schema a blocchi più dettagliato di un filtro appare nella figura 2.

Siccome lo schema del vocoder completo occupa molto spazio, è impossibile comprenderlo in una unica illustrazione che occupi una pagina della Rivista, quindi ciascun settore circuitale è pubblicato separatamente. Prima di tutto vedremo il blocco centrale e più importante: il sistema di filtri.

In particolare la versione "filtri passabanda" che utilizza otto complessi analoghi con solo alcune variazioni nei valori delle parti.

Il filtro passabanda

Il circuito relativo appare nella figura 3. Coloro che hanno pensato che noi stessi esagerando dicendo che il circuito completo era tanto esteso, a questo punto hanno modo di rivedere i loro assunti. Tutti i componenti mostrati rappresentano solamente un filtro, e ve ne sono dieci nel nostro vocoder.

La versione passabanda che si vede, deve essere replicata otto volte. Ciascuna tratta la propria banda passante nella gamma totale (200 Hz ... 4600 Hz), ed il funzionamento si riflette sul valore dei componenti. In particolare, sul valore dei condensatori C1 ... C11. La Tabella 1 mostra i valori corretti per i filtri passabanda BPF1 ... BPF8, con la frequenza centrale che risulta in ciascun filtro.

Esaminando nei dettagli la figura 3, non è troppo difficile riconoscere i diversi settori che costituiscono lo schema a blocchi della figura 2. Vediamo prima di tutto gli ingressi e le uscite. I punti "a" e "b" sono gli ingressi di filtraggio per i filtri analizzatori (del parlato) e i filtri sintetizzatori (portante), rispettivamente; "c" è l'uscita dei segnali; l'uscita del VCA, in altre parole.

Il punto "d" è l'uscita della tensione di controllo per il rettificatore (più propriamente, dal finale del filtro passabasso) dell'analizzatore: Vc, out; "e" è l'ingresso per la tensione di controllo, Vc, in, che serve per il VCA nel sintetizzatore.

A1 ed A2 con le parti accessorie, formano il filtro passabasso nel settore di analisi. Nel sintetizzatore, vi sono A3 ed A4 che hanno identiche configurazioni e servono alla medesima funzione. Il rettificatore di precisione è realizzato tramite A5 ed A7; è seguito dal filtro passabasso che impiega A9. Infine, A10 è il VCA.

Ammettiamo che vi è qualche amplificatore operazionale in più, ma le funzioni di questi saranno chiarite in seguito.

Un fatto è ovvio; il circuito utilizza una valanga di op-amp. Non solo in questo, comunque; tutto il vocoder è basato sugli op-amp. La maggior ragione che ha determinato una impostazione del genere, è stato il pensiero di semplificare per quanto possibile l'apparecchio; se si fossero impiegati dei transistori, allora sì, che il vocoder sarebbe divenuto complesso ... Per fortuna, oggi, gli amplificatori operazionali dal-

l'elevata qualità sono facilmente reperibili, e si adattano facilmente all'impiego nell'audio.

Molti degli amplificatori operazionali utilizzati in questo filtro hanno gli ingressi a JFET. Sono i quattro compresi in un TL084. Una possibilità alternativa è impiegare il modello 4741, con l'ulteriore vantaggio del minor consumo di corrente. Ambedue questi integrati sono stati usati nei precedenti progetti di Elektor con ottimi risultati e la loro reperibilità non è un problema. Il loro costo al dettaglio si aggira sulle duemila lire al pezzo. Si impiega anche il ben noto cavallo di battaglia 741, nel circuito, e per il VCA s'impiega un OTA del tipo CA3080; tutto materiale ben noto ai lettori di Elektor!

I filtri passabanda sono di un tipo conosciuto: in tutte le sezioni, due cosiddetti filtri di Rauch sono posti in cascata. Le piccole differenze tra i valori delle parti nel primo e nel secondo filtro che fanno parte di ogni coppia, assicurano l'ottenimento di una curva un poco "appiattita" nelle caratteristiche, invece del ripido picco che normalmente si ricaverebbe da ciascun sistema filtrante.

Ogni filtro dà una pendenza di 12 dB per ottava, ed in tal modo due filtri in cascata danno il valore desiderato di 24 dB/ottava.

Torniamo allo schema. Nella sezione analizzatrice, il filtro passabanda è seguito da due amplificatori operazionali che lavorano in un circuito rettificatore ad onda inte-

6a

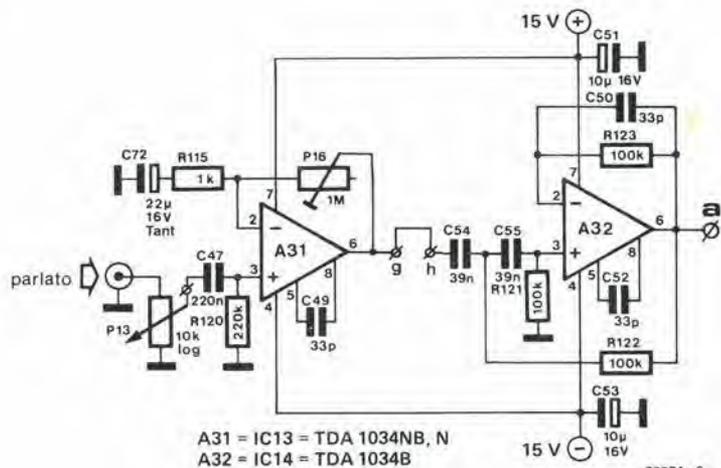


Figura 6a. Amplificatore d'ingresso di microfono/linea relativo al "parlato".

6b

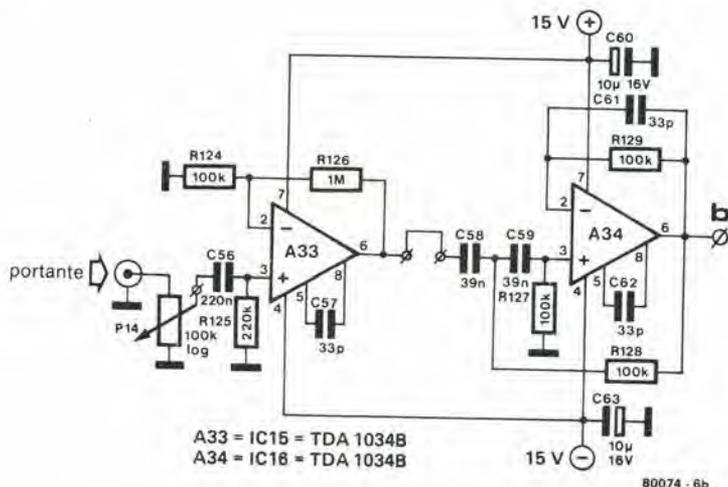


Figura 6b. Amplificatore d'ingresso del segnale "portante".

6c

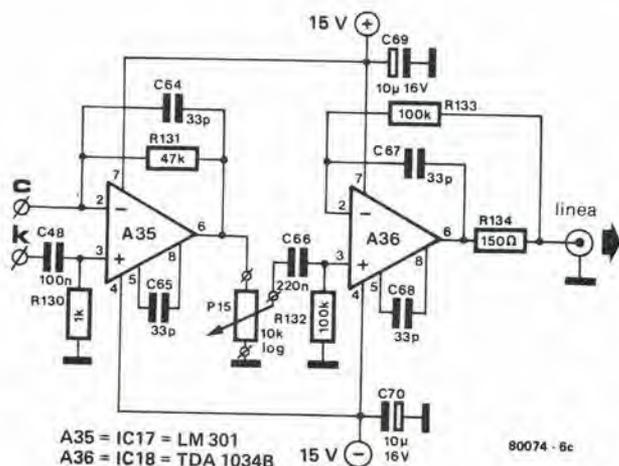


Figura 6c. Amplificatore d'uscita.

ra (A5, A7, D1, D2) e poi da un sistema RC (R30 e C9) che contrasta il ronzio. Un filtro attivo passabasso (A9) effettua la maggior parte dello spianamento. Durante il progetto, l'idea di regolare i filtri passabanda in modo da seguire la banda di frequenza scelta dal precedente filtro passabanda, è risultata assai buona. Per tale ragione, C9, C10 e C11 hanno valori diversi per ciascun settore, come si vede nella Tabella 1.

La componente CC nel Vc, out tensione di controllo, dovrebbe essere zero, nel funzionamento ideale. Per tale ragione, si è previsto un sistema di regolazione dell'offset (il trimmer P1) nel circuito dell'A9. l'indicazione LED che serve per lo "spettro del parlato", del quale abbiamo detto in precedenza, è ottenuta impiegando la medesima tensione di controllo che attiva il LED (D3) tramite un transistor (T1). Nel settore di sintesi, i primi due amplificatori operazionali (A3 ed A4) sono impiegati nella medesima configurazione filtrante già vista nell'analizzatore.

Altrettanto vale per i VCA, nei quali s'impiega un OTA (A10). Siccome un OTA (Operational Transductance Amplifier) è di base un amplificatore controllato in corrente, e non in tensione, serve un circuito più semplice, per il funzionamento. La tensione di controllo che giunge dalla sezione analizzatrice (Vc, in) è preamplificata (tramite A6) quindi portata ad un convertitore tensione-corrente: A8, e T2. Di base, questo è un generatore di corrente costante comandato in tensione; le variazioni della tensione di controllo, Vc, sono convertite in variazioni della corrente di polarizzazione dell'OTA (terminale 5 dell'A10). Il P4 serve per regolare la soglia di tale corrente; l'aggiustamento relativo fa parte della procedura di calibrazione che sarà trattata in seguito. Lo stesso vale per la procedura di calibrazione del P2; queste regolazioni servono per equilibrare l'ingresso dell'amplificatore differenziale nell'OTA: una precauzione necessaria per prevenire che le variazioni della corrente di polarizzazione possano evidenziarsi all'uscita in assenza di segnale "portante".

Filtri passa-alto e passabasso.

Le figure 4 e 5 mostrano una notevole rassomiglianza con la figura 3. Ciò non deve meravigliare: l'unica differenza fondamentale tra il filtro passabanda (figura 3), il filtro passabasso (figura 4) ed il filtro passa-alto (figura 5) è il sistema pratico di filtraggio. Le differenze sono quindi marginali.

Ambedue i filtri passabasso e passa-alto sono varianti standard del ben noto filtro di Sallen & Key. Come in precedenza, due settori sono collegati in cascata per ottenere una pendenza totale di filtraggio di 24 dB/ottava (quattro condensatori; il lettore rammenta?). La frequenza di taglio del filtro passabasso è stabilita a 200 Hz, mentre quella del filtro passa-alto è stabilita a 4600 Hz.

Moduli d'ingresso e di uscita

La rimanente circuiteria del vocoder propriamente detto è mostrata nella figura 6: si tratta dei sistemi d'ingresso e di uscita. Questi sono montati su di un unico circuito stampato.

Per queste sezioni, sono estremamente importanti dei rapporti tra segnale e rumore ottimi così come una buona capacità di pilotaggio. L'amplificatore "ideale" per questo impiego è l'illustre TDA 1034 (in alternativa NE 5534). Se il reperimento di tali IC rappresenta un problema, si può impiegare (temporaneamente) un LF 357; in tal caso, il rapporto segnale-rumore peggiorerà alquanto.

Il circuito d'ingresso per il parlato appare nella figura 6a. L'amplificatore operativo A31 è impiegato come preamplificatore microfonic dal rumore bassissimo. Il guadagno in tensione può essere regolato da $x1$ a $x1000$, per ogni sensibilità d'ingresso tra 10 mV e 7,7 V. L'impedenza d'ingresso è grossomodo equivalente a 10 K Ω , ed in pratica si possono impiegare dei microfoni da pressochè qualunque impedenza.

L'uscita di A31 è portata tramite la basetta d'interconnessione (bus board) ad un connettore supplementare; di qui, giunge all'ingresso di A32. Come si è detto in precedenza, tale circuiteria è adottata in vista della possibile aggiunta del rivelatore "con la voce/senza la voce" in un secondo tempo. Lo stadio amplificatore e di controllo della sensibilità, è seguito da un separatore/amplificatore, A32. Tramite l'azione dei C54 e C55, questo stadio serve anche da filtro attivo antirombo. L'uscita "a" che proviene dall'A32 è collegata a tutti e dieci gli ingressi "a" del gruppo filtri.

La figura 6b mostra il circuito dell'ingresso per il segnale "portante".

Il controllo della sensibilità, P14, è seguito da un preamplificatore d'ingresso che ha guadagno all'incirca di 10 (A33). Come in precedenza, il segnale rigira nel connettore supplementare; infine, A34 è impiegato come separatore-attivo-amplificatore-filtro -contro-i-segnali-bassi, simile a quello visto nella figura 6a.

L'uscita "b" è connessa a sua volta a tutti e dieci gli ingressi "b" del pannello dei filtri. Le uscite del pannello dei filtri (punti "c" delle figure 3, 4 e 5) sono tutti collegati all'ingresso "c" della figura 6c: l'ingresso dell'amplificatore di somma.

Il primo stadio (A35, un LM301) è seguito da un regolatore del livello d'uscita (P15) e da uno stadio separatore d'uscita (A36). Come stadio finale s'impiega un TDA 1034 in base alle ragioni esposte in precedenza (basso rumore, elevata capacità di pilotaggio d'uscita).

L'uscita nominale (linea) del vocoder è di circa 700 mV; l'impedenza d'uscita è molto bassa (pochi ohm) a causa della resistenza negativa: l'effetto di R134 è cancellato, in pratica (tale resistenza è inclusa per una migliore stabilità e come elemento protettivo verso i cortocircuiti).

Qual'è il seguito?

L'alimentatore, i circuiti stampati, l'elenco delle parti, non sono compresi in questa descrizione. Così, evidentemente i vari dettagli costruttivi e la procedura di messa a punto e calibrazione.

Si tratta di una materia abbastanza complessa, ma la Redazione spera di poter comprimere il tutto in un solo articolo che apparirà nel mese prossimo.

E poi? Bene, vi è già in preparazione un articolo intitolato "l'impiego del vocoder", ed in questo vi saranno anche tutti i dettagli che illustrano come poter espandere l'indicazione LED, molto di più rispetto al sistemino incorporato nella presente descrizione; in seguito, il vocoder

potrà essere impiegato come un semplice analizzatore di spettro. Indubbiamente, un'aggiunta della massima utilità.

Il successivo piano di lavoro resta ancora un po' nel vago, ma certamente pubblicheremo un rivelatore di funzionamento con voce/senza la voce, ed il relativo generatore di fruscio in un futuro non troppo distante.

Una cosa è sicura; tratteremo comunque di un vocoder serio, migliorabile e che funziona alla perfezione.

Senza tante chiacchiere!

Bibliografia:

Elektor settembre 1980: Ivocoder oggi.

Elektor maggio 1980: Toppreamp

Per promuovere la conoscenza, nel settore delle telecomunicazioni e dell'informatica, delle molteplici possibilità offerte dalle fibre ottiche, la **Fondazione Aurelio Beltrami di Milano**, sotto l'egida dell'Assessorato all'Istruzione della Regione Lombardia, ha indetto un Convegno nei giorni 14 e 15 ottobre 1980 nella nuova sede di via Sederini 24.

Come è noto, le fibre ottiche hanno raggiunto una notevole diffusione in diversi campi operativi.

Il minor costo e la facile reperibilità delle materie prime necessarie alla loro realizzazione, gli ottimi risultati digitali, grazie all'assenza di interferenze elettromagnetiche, ne hanno fatto un elemento sempre più importante per la soluzione di problemi interessanti in più vari campi.

Il Convegno offre quindi un panorama completo su argomenti di grande attualità in vari campi applicativi.

Vengono trattati, prima di tutto, gli aspetti fisici del problema, dalla propagazione della luce nelle fibre ottiche, alla trasduzione dei segnali elettrici in luce e viceversa.

Vengono poi esposti gli aspetti applicativi nel campo delle telecomunicazioni e del processamento dei dati.

Non sono infine trascurati anche gli aspetti tecnologici inerenti la produzione di cavi ottici e la loro installazione.

La presenza di qualificati relatori del mondo delle scienze, dell'industria e della ricerca, assicura al seminario il più alto interesse.

Il Convegno è suddiviso in due sessioni:

nella prima, dalle ore 9 alle ore 13 del 14 ottobre, sono in calendario le seguenti relazioni:

Prof. C. A. Sacchi
Centro di Elettronica Quantistica del CNR
Istituto di Fisica del Politecnico di Milano
"Principi della propagazione di luce in fibre ottiche"

Dott. Ing. M. Conti
SGS-ATES Castelletto di Settimo Milanese
"Sorgenti di luce e rivelatori a stato solido per telecomunicazioni con fibre ottiche"

Dott. Ing. G. Pellegrini
CSELT Torino
"Telecomunicazioni con fibre ottiche: Tecniche di modulazione, demodulazione e sistemi"

Nella seconda, dalle ore 9 alle ore 13 del 15 ottobre:

Dott. Ing. G. Grasso
Industrie Pirelli S.P.A., Centro 2013, Milano
"Processi di produzione di fibre e strutture di cavi ottici"

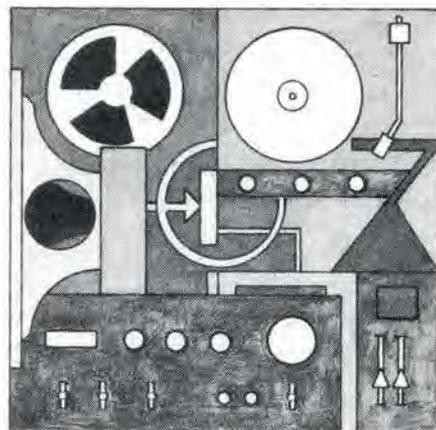
Dott. Ing. P. L. Carni
SIRTI, Servizio Studi, Milano
"Installazione di cavi ottici: posa, giunzione e misure in campo"

Dott. E. Cislighi, Dott. Ing. G. Scalzo
Honeywell Information System Italia, Milano
"Interconnessioni a fibre ottiche nei sottosistemi Electronic Data Processing"

Seguirà il dibattito.

Per necessità organizzative si prega di voler inviare alla Segretaria della Fondazione A. Beltrami - via Soderini 24 - 20146 Milano - tel. 02/423.8924 la propria adesione entro e non oltre il 7 ottobre 1980.

Parlando di classi di lavoro



Sarebbe davvero bello, poter progettare un amplificatore di potenza che potesse combinare la tipica distorsione molto bassa del funzionamento in classe A, per gli stadi d'uscita, con l'elevata efficienza della configurazione in classe B. Nell'articolo che segue, si esaminano alcuni progetti commerciali recenti di amplificatori, che sembrano poter offrire i vantaggi di ambedue le categorie.

La Ditta giapponese Technics, ha recentemente introdotto sul mercato un nuovo amplificatore di potenza stereo, il modello SE-A1, che ha la bella potenza d'uscita di 350W per canale. In sé e per sé, tale valore non sarebbe poi nulla di tanto speciale, tuttavia, il fatto interessante, è che tanta potenza non è ottenuta con gli stadi finali funzionanti come sempre in classe B. Anche se il prezzo di tale amplificatore SE-A1 è molto elevato (intorno ai quattro milioni) e certo al di sopra delle possibilità della maggioranza degli appassionati di hi-fi, il principio sul quale lavora questo ibrido è senza dubbio interessante per la maggioranza dei lettori.

La Classe A nei confronti della Classe B

Le discussioni intorno ai meriti ed ai demeriti del funzionamento in Classe A, ed in Classe B, per gli amplificatori di potenza, continuano da tempi molto lontani, e le argomentazioni pro e contro sono ben note: il primo vantaggio offerto dagli amplificatori che funzionano in Classe A, è la bassa distorsione, mentre il loro peggior difetto è il costo (più peso per W) che deriva dalla loro scarsa efficienza.

Gli amplificatori in Classe B, peraltro, sono effettivamente più efficienti, quindi in grado di erogare potenze d'uscita maggiori con un minor costo, ma sono viziati da una maggior distorsione e in genere si dice che "suonano peggio" dei loro concorrenti in Classe A.

La ragione che determina queste differenze nelle prestazioni, può essere spiegata molto semplicemente.

Negli amplificatori che funzionano in Classe B, i transistori d'uscita sono polarizzati al punto d'interdizione, ed in tal modo possono condurre solo su di un semiperiodo del segnale all'ingresso (in pratica i transistori sono polarizzati ad un livello inferiore dimodochè possono condurre per un tratto appena superiore -ma superiore- al semiperiodo). Ciò significa che in assenza di segnale all'ingresso, la corrente assorbita è quella di riposo, quindi la dissipazione, in via puramente teorica, è zero. Siccome ciascun semiperiodo attraversa un transistor, gli stadi finali in classe B impiegano due transistor, che lavorano nella configurazione push-pull.

Ciascun transistor conduce per il proprio mezzo ciclo, ed in tal modo la corrente scorre per semiperiodi successivi. In tal modo si ha un notevole incremento dell'efficienza dell'amplificatore.

Sfortunatamente, tuttavia, siccome i transistori sono polarizzati all'interdizione, si ha che non è possibile la conduzione sino a

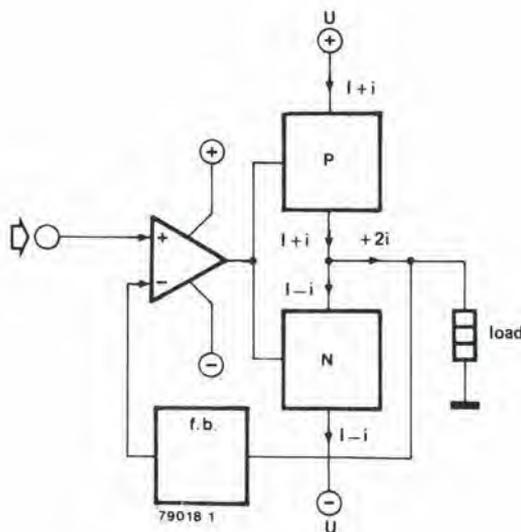
che il transistor non riceve una polarizzazione diretta di circa 600 mV.

Le caratteristiche di trasferimento dei transistori, non sono quindi lineari nel tratto attorno al valore d'interdizione, ed in tal modo si evidenzia il fenomeno detto "distorsione d'incrocio" che ha luogo nel periodo transitorio nel quale un transistor conduce e l'altro non ancora. In più, siccome la distorsione è relativamente costante per qualunque livello di segnale all'ingresso, ai livelli bassi, la distorsione si fa sentire sempre di più.

Di contro, in uno stadio che lavori in Classe A, i transistori sono polarizzati per poter condurre durante l'intero ciclo del segnale all'ingresso. Lo stadio d'uscita è quindi assai più lineare rispetto a quello che funziona in Classe B, ed in tal modo è anche possibile ridurre il livello di controreazione che serve per mantenere la distorsione ad un livello accettabile.

Sfortunatamente, l'altro lato della medaglia è una notevole riduzione nell'efficienza dello stadio d'uscita, dovuto al fatto che una gran parte della potenza è dissipata dai transistori anche nella condizione di

1



riposo.

Con l'impiego della controreazione applicata giudiziosamente, i livelli di distorsione negli amplificatori in Classe B possono essere ridotti a valori che, in pratica, non siano udibili.

Tuttavia, se virtualmente fosse possibile eliminare i problemi che sono tipici della classe A (inefficienza, bassa potenza d'uscita), tali sistemi in Classe A modificati rappresenterebbero una soluzione attraentissima per i sistemi audio.

Differenze di Classe

Prima di esaminare il progetto di un sistema funzionante in Classe A modificata, conviene considerare brevemente la configurazione in push-pull degli stadi d'uscita. Il triangolo che appare nello schema a blocchi della figura 1, rappresenta lo stadio pilota, mentre i transistori complementari d'uscita, sono rappresentati dai due blocchi marcati P ed N. In assenza del segnale d'ingresso, scorre una intensità di riposo I dal ramo di alimentazione positiva $+U$ tramite i sistemi P ed N al ramo negativo $-U$.

Allorchè si applica un segnale all'ingresso, tuttavia, la corrente di collettore di uno dei transistori cresce al valore i , mentre la corrente di collettore dell'altro transistor cade con un andamento parallelo. La differenza tra le due correnti di collettore, fluisce nel carico. In tal modo, più elevata è la i , più grande è la tensione che si sviluppa ai capi del carico.

La grandezza della corrente di riposo, I , determina a quale classe appartiene l'amplificatore. Se si tratta di un sistema in Classe A, la I sarà sufficientemente ampia per far condurre i due transistori senza riferimento al valore di i . In un amplificatore in Classe B, al contrario, la corrente di riposo è tanto piccola, che quando un segnale è applicato alle basi dei transistori d'uscita, si ha un pilotaggio in contofase; uno dei transistori è prontamente portato nell'interdizione, lasciando all'altro il compito di erogare corrente al carico.

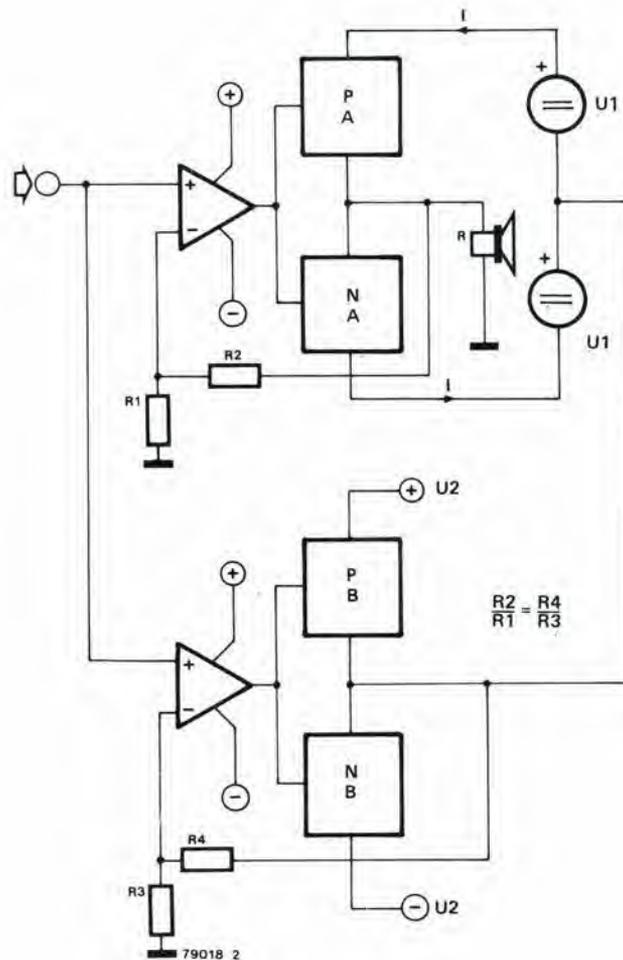
Un compromesso tra i due tipi di funzionamento descritti, è l'amplificatore in Classe AB, nel quale la corrente di riposo è scelta in modo tale che, al di sotto di una certa potenza d'uscita, lo stadio finale funziona come amplificatore in Classe A (come dire che conducono ambedue i transistori), mentre al di sotto del punto stabilito, il finale lavora in Classe B (come dire che i transistori conducono a turno).

La Classe A + B

Ai tre tipi di amplificatori già descritti, se ne deve aggiungere un quarto: quello che funziona in Classe A + B, e di tale categoria, un esempio pratico è appunto l'amplificatore Technics SE-A1. Lo schema a blocchi di tale amplificatore appare nella figura 2.

Come si vede, s'impiegano due amplificatori per canale; un amplificatore in Classe A ed uno in Classe B, ciascuno con il proprio sistema di pilotaggio. I due stadi finali

2



sono alimentati tramite un sistema simmetrico: lo stadio che lavora in Classe B è collegato al $+U_2$ ed al $-U_2$, mentre lo stadio che lavora in Classe A è alimentato dalla sorgente fluttuante $+/-U_1$. Il punto di raccolta comune tra i due sistemi è connesso allo stadio d'uscita in classe B. La corrente di riposo dell'amplificatore d'uscita in classe A rappresenta il valore I .

Ora, se si arrangiano ambedue gli amplificatori per avere lo stesso guadagno (scegliendo valori adatti per $R_1 \dots R_4$), per valori eguali del segnale all'uscita, si avranno le stesse tensioni all'uscita. Siccome l'uscita dello stadio in Classe B perviene al punto di giunzione del ramo U_1 dell'alimentazione, la tensione di alimentazione dello stadio in Classe A, seguirà le variazioni nella tensione d'uscita.

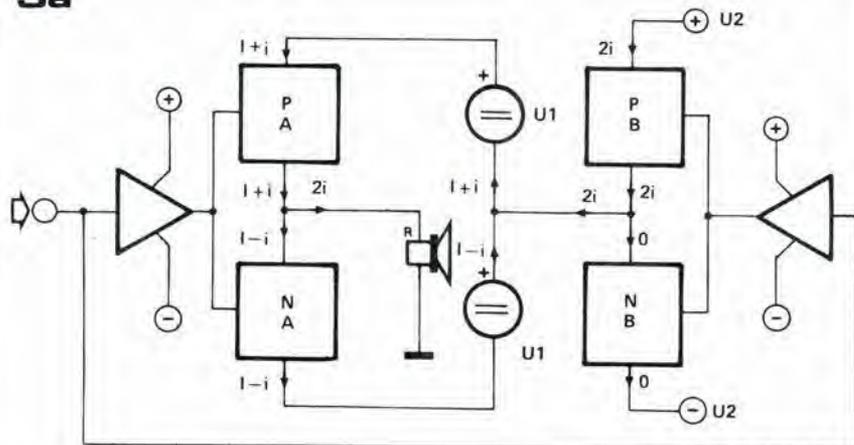
Il risultato è che, qual che sia la tensione-segnale di pilotaggio, la tensione-segnale sviluppata attraverso i due transistori d'uscita dello stadio in Classe A sarà sempre (all'incirca) eguale (U_1). Essendo così le cose, U_1 può essere resa piccola come si vuole, ed in pratica è necessario che sia grande appena il necessario per assicurare che lo stadio finale funzioni sufficiente-

mente bene. Il basso valore della U_1 è il segreto del circuito. Nel modo descritto, lo stadio finale in Classe A assorbe una potenza molto limitata (visto che la detta è il prodotto della tensione d'alimentazione totale e della corrente di riposo).

Lo stadio finale in Classe A, eroga una potenza molto piccola al carico, poichè la tensione U_1 su ogni metà dello stadio finale è pressochè zero. Sotto l'influenza della tensione di pilotaggio, la corrente che attraversa i transistori d'uscita funzionanti in Classe A può variare in più (ed in effetti ciò avviene) ma lo stadio medesimo non è impiegato per pompare potenza nell'altoparlante. Ogni potenza sviluppata è dissipata in forma di calore; tuttavia, grazie alla bassa tensione di alimentazione, i valori sono limitati a livelli di sicurezza. In tal modo, il compito di alimentare il carico è lasciato allo stadio in Classe B, che come abbiamo visto, e per sua virtù più efficiente dello stadio d'uscita in Classe A.

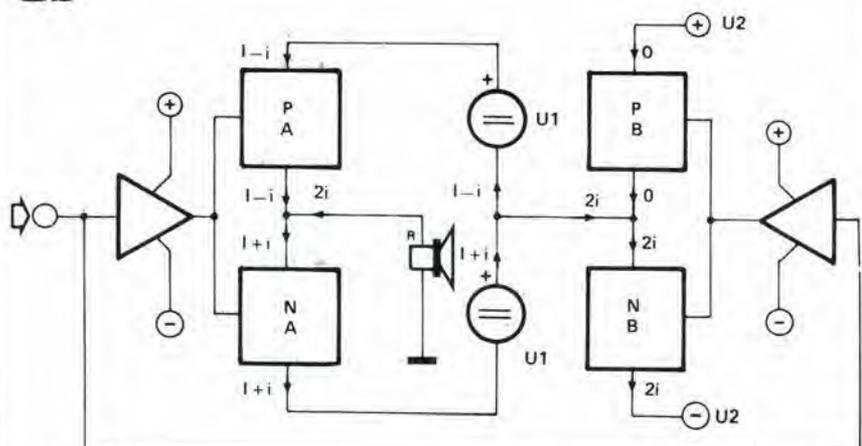
Appare evidente dalla figura 3 (la figura 3a mostra il funzionamento sui semiperiodi positivi, mentre la figura 3b indica il funzionamento sui semiperiodi negativi) che la corrente d'uscita dello stadio funzionan-

3a



79018 3a

3b



79018 3b

Tabella

Possibilità di erogazione della potenza degli amplificatori funzionanti in Classe A, in Classe B ed in Classe A + B.
Massima potenza d'uscita 350W su di un carico di 4Ω.

		A	B	A+
	tensione d'alimentaz. U1	53V	-	5V
	tensione d'alimentaz. U2	-	53V	53V
	corrente di riposo A	6,6A	-	6,6A
	corrente di riposo B	-	0A	0A
condizione di riposo	potenza assorbita dall'alimentatore	700W	0W	66W
	dissipazione	700W	0W	66W
	potenza d'uscita	0W	0W	0W
	efficienza	0%	-	0%
potenza d'uscita alla quale interviene la massima dissipazione	potenza assorbita dall'alimentatore	700W*	284W	+66W 350W
	dissipazione	700W*	142W	-66W 208W
	potenza d'uscita	0W*	142W	+0W 142W
	efficienza	0%*	50%	31%
massimo livello d'uscita	potenza assorbita dall'alimentatore	700W	446W	+66W 512W
		350W	96W	+66W 162W
		350W	350W	+0W 350W
	efficienza	50%	78%	68%

* La massima dissipazione interviene nella condizione "di riposo", senza segnale all'ingresso.

te in Classe B, è avviato al carico tramite i rami dell'alimentazione +/— U1 ed i transistori finali che lavorano in Classe A. La corrente I è sempre sufficiente per assicurare che, qual che sia l'ampiezza del segnale in CA che proviene dallo stadio in classe B, i transistori d'uscita che lavorano in Classe A non possono essere mai interdetti o saturati.

Siccome l'amplificatore in Classe B non ha una corrente virtuale di riposo, è inevitabilmente sottoposto alla distorsione d'incrocio. In tal modo l'amplificatore in Classe A + B sarà ugualmente soggetto al medesimo problema?

Fortunatamente la risposta è no. Sebbene in assenza di corrente di riposo lo stadio in Classe B produca indubbiamente una distorsione d'incrocio, la stessa non ha effetto sull'uscita. A parte il fatto che la reazione negativa locale (che rigira nelle R3/R4 della figura 2) riduce la distorsione a bassi livelli comunque, il solo effetto della distorsione introdotta dalla Classe B, è una piccola differenza nella tensione d'ingresso dei due stadi (funzionanti in Classe A ed in Classe B), come dire, che si produce una bassa tensione in CA sullo stadio che lavora in Classe A. Le curve caratteristiche source/drain dello stadio finale in Classe A, sono abbastanza buone per assicurare che vi sia un effetto trascurabile sul segnale d'uscita.

Il risultato dell'impiego simultaneo degli stadi d'uscita funzionanti in Classe A ed in Classe B, realizza appunto l'obiettivo di raggiungere l'elevata efficienza (trascurando la minima dissipazione costante del finale in Classe A), e l'ampia potenza d'uscita, tipiche della classe B, con l'eccellente linearità della Classe A.

La Tavola che appare in calce al testo, compara la possibilità di trattare le diverse potenze da parte di amplificatori in Classe A, in Classe B ed in Classe A + B per una potenza (ben ammesso, ipotetica) di 350W su 4Ω. Le migliori prestazioni dell'amplificatore che lavora in classe A + B, non è espressa in valori di efficienza, ma appare evidente dalla massima dissipazione, che logicamente determina in modo decisivo la stazza dell'amplificatore ed il peso del dissipatore.

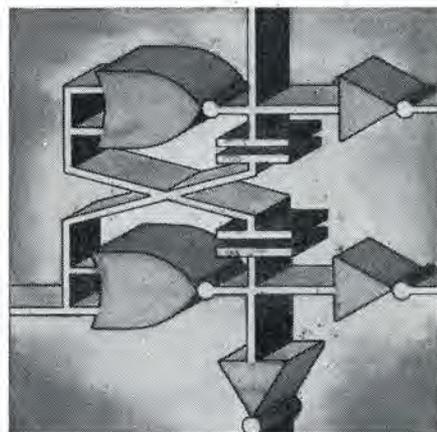
In conclusione, si può dire che il principio di funzionamento in Classe A + B rappresenta un indirizzo notevole per migliorare le apparecchiature audio, che potrà essere probabilmente messo in pratica in seguito senza spendere necessariamente migliaia di dollari!

Figura 1. Schema a blocchi dello stadio d'uscita a push-pull bilanciato. L'ampiezza della corrente I (nel confronti della I) determina il funzionamento in Classe A o in Classe B.

Figura 2. Impiegando una combinazione di stadi d'uscita funzionanti in Classe A e Classe B, è possibile ottenere sia la modesta dissipazione dell'ultimo detto, che le eccellenti caratteristiche di bassa distorsione del primo.

Figura 3. Flussi delle correnti negli stadi d'uscita della figura 2 per un segnale all'ingresso dall'andamento positivo e negativo (rispettivamente, figure 3a e 3b).

Sedici livelli logici sullo schermo dell'oscilloscopio



R. Rastetter

Quando si ripara un circuito digitale, è molto utile poter esaminare contemporaneamente i livelli logici di più segnali. Per esempio, può essere necessario osservare in modo simultaneo l'andamento degli stati logici di tutti i terminali di un IC del tipo "dual-in-line". Allo scopo, vi sono in commercio delle apposite "pinze", che tramite due file di LED manifestano quali pin sono allo stato logico "1". Se si dispone di un oscilloscopio, si può ottenere un risultato analogo con il circuito qui descritto.

Questo indicatore degli stati logici, è adatto per verificare i circuiti integrati "DIL" (dual-in-line) e sarà impiegato con uno dei morsetti a molla appositamente previsti per misure "in circuito" connesso all'elemento in prova.

Dai sedici segnali che sono applicati ai contatti del morsetto di prova, il circuito genera due segnali nuovi, che sono indicati come segnale d'ingresso X e segnale d'ingresso Y per l'oscilloscopio. La figura 1 mostra come sono indicati i livelli logici sullo schermo, a dire, con delle tracce che rispecchiano i terminali degli IC. I livelli logici "alti" sono mostrati un pochino più in alto, sullo schermo, dei livelli logici "bassi", e tutti sono rappresentati da delle tracce bianche.

Lo schema a blocchi dell'indicatore DIL è mostrato nella figura 2. Tramite i due selettori di dati, i sedici segnali logici provenienti dal morsetto sono verificati uno dopo l'altro. Gli ingressi aperti, quando si provano degli IC a 14 terminali sono presentati come se avessero la logica "1". Ambedue i selettori di dati ricevono il clock da un contatore binario a quattro bit, che a sua volta è controllato da un generatore separato di clock. Il contatore dà il clock anche ad un convertitore digitale-analogico, il quale eroga un'uscita a forma di rampa con otto "gradini". La tensione di rampa forma l'ingresso X dell'oscilloscopio e determina la posizione orizzontale di ciascun punto sullo schermo. La posizione verticale dei punti è controllata dall'ultimo bit significativo del contatore dello stato logico del segnale prescelto dal selettore dei dati, come dire che l'ingresso Y dell'oscilloscopio è ottenuto sommando i due ultimi segnali detti.

Lo schema elettrico completo dell'indicatore DIL appare nella figura 3. Il circuito è realizzato impiegando dei circuiti integrati TTL, ed è inteso per l'impiego con questa famiglia logica. I due selettori di dati di figura 2 sono formati dai 74151, mentre il 7493 è impiegato per il contatore a quattro bit. Il generatore di onde quadre che eroga gli impulsi di clock per il contatore è realizzato impiegando due trigger di Schmitt. La frequenza dell'oscillatore di clock è intor-

no a 70 kHz. Premendo il pulsante S1, la frequenza può essere abbassata a 3 kHz. Tale possibilità è necessaria per far sì che non possa avvenire che la frequenza di clock del circuito in esame possa coincidere con quella del circuito indicatore, con il risultato che le tensioni variabili sembrerebbero costanti. Premendo il pulsante si può verificare se si è in tale situazione, rara ma non impossibile.

Il circuito di somma dello schema a blocchi, in pratica è costituito solamente da tre resistenze (R7, R8, R9), mentre il convertitore analogico-digitale è poco più complesso: impiega tre gates NAND (N1 ... N3) connesse come invertitori e delle resistenze R1 ... R6.

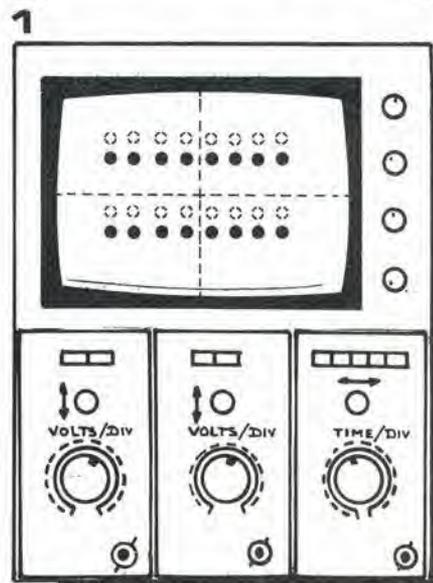
Un identico circuito può essere realizzato impiegando degli integrati CMOS, se si prevede di misurare delle logiche CMOS che funzionino a valori diversi, rispetto ai 5V impiegati nel circuito di base. E' anche possibile realizzare questo sistema di prova con degli IC CMOS ed utilizzarlo per le circuiterie TTL, sebbene tale funzione non sia molto da raccomandare (potrebbero avvenire dei problemi con l'esatta temporizzazione ed il corretto trigger).

L'alimentazione a 5V (stabilizzata) deve essere in grado di erogare perlomeno 125 mA.

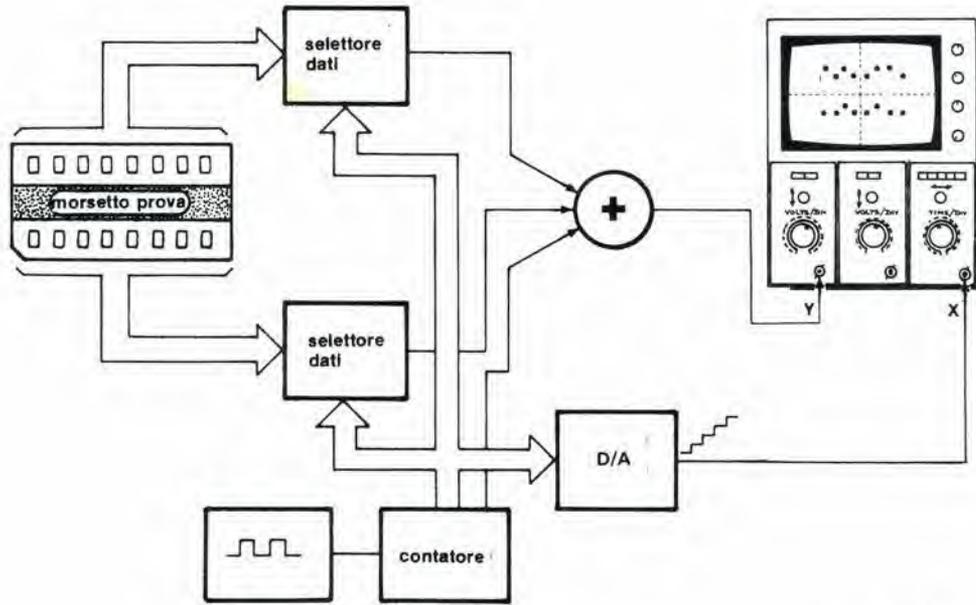
Figura 1. Gli stati logici presenti ai terminali dell'IC in prova, sono mostrati sullo schermo dell'oscilloscopio come si vede. La logica "0" è rappresentata dai cerchietti che sono disegnati in scuro, e la logica "1" dai cerchietti chiari. La figura completa corrisponde alla configurazione dei terminali dell'IC.

Figura 2. Schema a blocchi dell'indicatore "DIL". Il circuito deve essere collegato agli ingressi X ed Y di un oscilloscopio convenzionale.

Figura 3. Schema elettrico completo. Il circuito è realizzato utilizzando degli integrati TTL, anche se, in via di principio, nulla impedisce d'impiegare elementi CMOS.

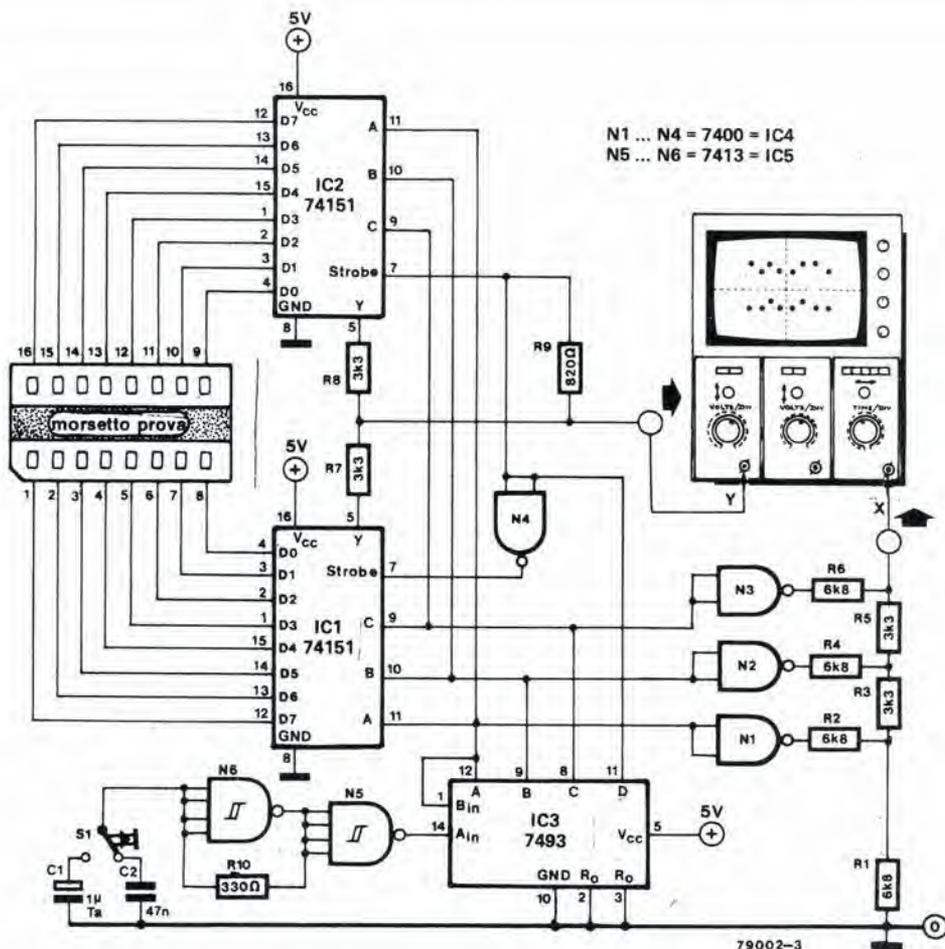


2



79002 2

3



79002-3

Preconsonant

Il "Consonant", descritto nel numero di settembre 80 della Rivista, è un amplificatore audio dall'elevatissima qualità, munito dei propri controlli.

Il Preconsonant trattato ora, è un preamplificatore per giradischi raggruppabile con il precedente. Si può addirittura montarlo sul circuito stampato del Consonant, implega parti facilmente rintracciabili ed offre delle posizioni eccezionalmente buone. Anche se, come abbiamo detto, il circuito stampato del dispositivo è progettato per adattarsi a quello del Consonant, il preamplificatore per giradischi è tuttavia un complesso a sé, che può essere impiegato in unione con qualunque amplificatore ad alta qualità che sia munito dei propri controlli.

Come è stato detto molto dettagliatamente nell'articolo che descrive il "Consonant", lo scopo che ha informato il progetto di quell'apparecchio e di questo, è stato il poter ottenere delle prestazioni superiori, di tipo semiprofessionale, da dei dispositivi facilmente realizzabili in casa. Per questa ragione, si sono impiegati in tutti gli stadi dei transistor comunemente reperibili. Vedendo un progetto che non comprenda perlomeno un IC, si può avere l'impressione che non si tratti di qualcosa di aggiornatissimo, ma il fatto è che la maggioranza dei circuiti integrati, o non è abbastanza buona per questo tipo d'impiego, o non è reperibile da parte dello sperimentatore. Per esempio, un 741, limita le prestazioni di qualunque progetto audio, mentre il TDA 1034N (che offre buone prestazioni), è tutto fuorché facilmente reperibile; anzi abbiamo il dubbio che i lettori non ne abbiano mai letto la sigla, prima di scorrere questo articolo! Al contrario, il BC 109C ed i suoi simili (BC 249C, BC 549C e similari - si veda la colonna TUP/TUN in questo stesso numero -) sono reperibili in tutta Europa, e chiariremo che ogni transistor dall'elevata qualità e dal basso fruscio può essere impiegato altrettanto vantaggiosamente, in questo circuito.

Il circuito

Ad alcuni dei nostri lettori, il circuito (figura 1), può sembrare vagamente familiare; è infatti derivato dal famoso progetto del "Preco" pubblicato in precedenza. Con buone ragioni: il Preco, ha dimostrato d'essere affidabilissimo, e tutti coloro che ne hanno misurato criticamente le prestazioni, sono rimasti meravigliatissimi. Quattro transistor per canale possono sembrare un pò eccessivi, ma sia la pratica sopravvenuta con il tempo, che la teoria, hanno dimostrato che i sistemi a due transistori non offrono prestazioni sufficienti; sarebbe allora possibile impiegare tre transistori, ma quattro rendono ottimo il circuito e tale scelta incide ben poco sul costo totale del progetto. L'impedenza d'ingresso è determinata da R1, R3 e dall'impedenza dell'ingresso del T1.

Con i valori indicati, si è molto vicini ai 47k previsti. Il rapporto segnale-rumore del complesso è più che altro determinato

dal T1. Un buon rapporto S/N può essere ottenuto scegliendo un buon transistor, impostando correttamente la corrente di collettore e la tensione di emettitore, nonché stabilendo l'impedenza di emettitore ottimale. L'impedenza della base ha la sua buona importanza, ma in un preamplificatore per giradischi, è ben difficile che vi sia uno spostamento in questo parametro, considerando che l'impedenza è determinata dalla circuiteria che dà luogo al valore richiesto di 47 k, e dall'impedenza della cartuccia fonografica.

Per i modelli di transistor scelti (e per la maggioranza degli altri transistori al silicio, PNP, a basso rumore) con una impedenza fissa per la base, si ha il minor rumore ad una corrente di collettore di circa 100 μ A. Il T1, pilota una sorta di "supertransistor" NPN, che consiste del T2 e del T3. L'impedenza di collettore del "supertransistor" è stabilita dalla sorgente d'intensità stabile costituita dallo stadio T4. Questa particolare configurazione ha diversi lati d'interesse; permette di ottenere un guadagno elevato, un'ottima reiezione al ronzio (questa caratteristica sarà spiegata nei dettagli in seguito), e la possibilità di trattare delle correnti di pilotaggio elevate. L'ultimo fattore detto è importante, perché lo stadio deve pilotare anche il circuito di controreazione (R11, C5 ... C7), e siccome il sistema di reiezione negativa deve essere fatto in modo da seguire con la massima cura la correzione prevista IEC* si ha un'impedenza che cala bruscamente con l'aumento della frequenza.

Teoricamente, la curva di responso in frequenza IEC, corrisponde a tre costanti di tempo fondamentali: 3180 μ s (alla frequenza di 50 Hz), 318 μ s (alla frequenza di 500 Hz) e 75 μ s (alla frequenza di 2120 Hz). In pratica, in un circuito dalle funzioni com-

Caratteristiche:

Massima deviazione della curva IEC (R.I.A.A.)	+/- 1 dB
Livello di sovraccarico d'ingresso 1 kHz	> 200 mV (RMS)
Dinamica d'ingresso	> 32 dB *
Rapporto segnale-rumore	> 72 dB *
Gamma della dinamica	> 100 dB
Distorsione ad un livello d'ingresso di + 14 dB	all'incirca 0,01%

* Le misure relative alla dinamica d'ingresso, al rapporto segnale-rumore ed al livello di riferimento per la misura della distorsione sono riferite a 0 dB = 5 mV (RMS) di livello d'ingresso, con la frequenza di 1 kHz: vedi il testo.

* In Europa, la curva caratteristica della risposta in frequenza di un preamplificatore, deve conformarsi alla normativa IEC.

Le (vecchie) curve RIAA sviluppate negli U.S.A. mostrano le stesse funzioni in altro modo; le nuove norme RIAA sono virtualmente identiche a quelle di lavoro per il complesso Preconsonant/Consonant, visto che specificano una maggior pendenza per le frequenze più basse, simile a quella che il Consonant prevede di compensare.

binare, come questo, l'interazione reciproca dei vari sistemi RC provoca delle costanti di tempo che differiscono leggermente. R11, C5, C6 e C7 servono a produrre le due costanti di tempo più elevate, mentre le costanti di tempo più basse sono determinate parzialmente da R6, R7, R8 e C4.

Vediamo ora brevemente il T4. Di base, il generatore di corrente costante comprende un transistor e tre resistenze: T4, R13, R14 ed R15. Tuttavia, l'inserimento del C9 assicura che la tensione della base del T4 sia identica alla tensione presente al termine basso della R15, per tutte le frequenze salvo quelle più basse (e la CC). Ciò assicura che la corrente di collettore CA sia virtualmente zero, ed in tal modo si ottiene una impedenza in CA molto elevata per T2 e T3; al tempo stesso si ha una reiezione notevolissima per il ronzio che proviene dall'alimentazione.

Il circuito stampato

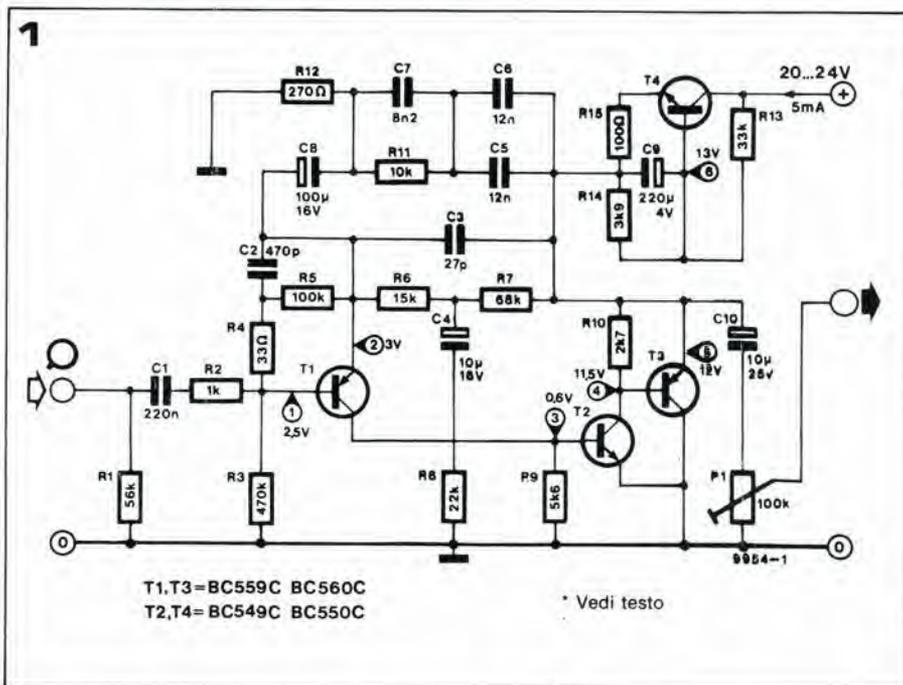
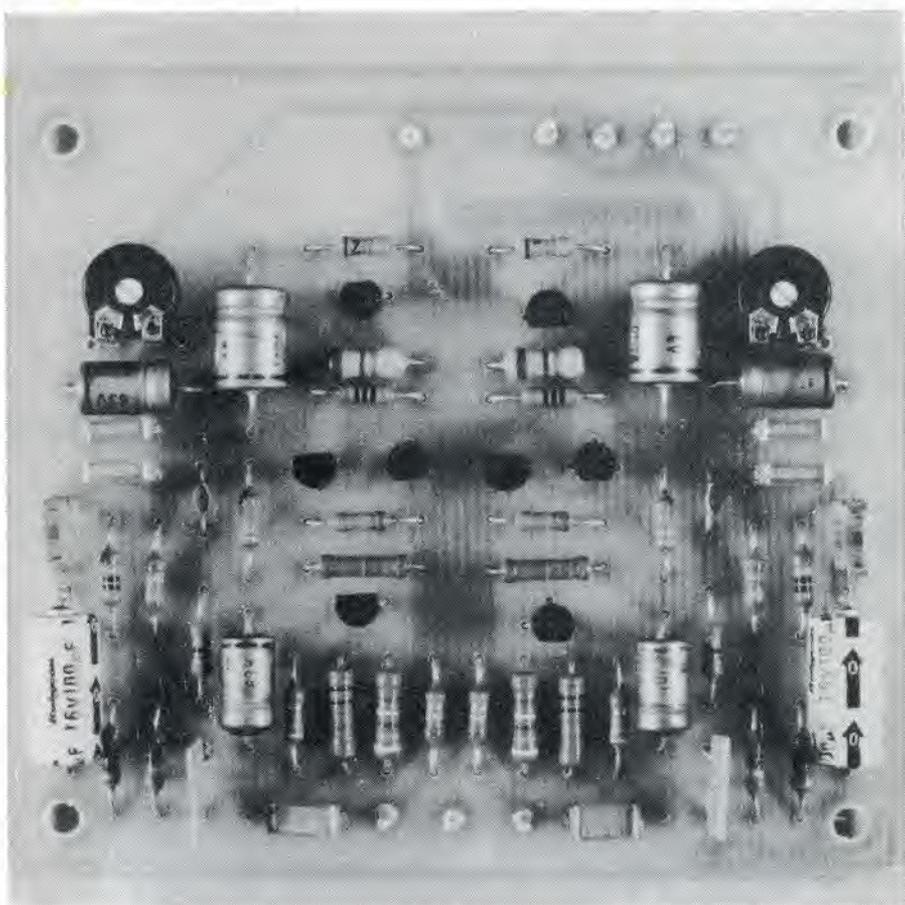
Il preamplificatore stereo per giradischi completo, può essere assemblato sul circuito stampato che si vede nella figura 2. Come si è detto in precedenza, la basetta è stata progettata per il montaggio sullo stampato dell'amplificatore Consonant; le sei piazzole saldabili poste lungo il lato della basetta, corrispondendo alle altre sei realizzate sulla base del Consonant; in tal modo, i due supporti possono essere collegati semplicemente con sei spezzoncini di filo rigido.

Vi sono quattro vere e proprie connessioni elettriche (da sinistra a destra, uscite del preamplificatore, negativo generale ed alimentazione positiva); le due connessioni rimanenti sono previste solo per assicurare la necessaria rigidità meccanica. La tensione d'alimentazione positiva (21V) è prelevata da quella del Consonant. Se il Preconsonant deve essere impiegato con un altro amplificatore munito dei propri controlli, si deve riprendere da questo l'alimentazione necessaria (20 ... 24V, 10 mA).

Le altre connessioni al Preconsonant, sono gli ingressi del canale destro e sinistro; queste ultime devono essere effettuate con dei brevi cavetti schermati che giungono alle prese d'ingresso per il preamplificatore da giradischi.

Tali connessioni sono illustrate dettagliatamente nell'articolo relativo al Consonant (figura 10). Il trimmer potenziometrico P1 è incluso per evitare che l'uscita del Preconsonant risulti troppo ampia.

Gli ingressi "Tuner e Ausiliario" del Consonant prevedono a loro volta dei trimmers che regolano i livelli d'ingresso, ed in tal modo è possibile ridurre il livello delle due sorgenti di segnale più elevato a quello della terra. In tal modo, non si hanno quegli sgradevoli "salti" nel livello dei segnali che potrebbero manifestarsi commutando da una sorgente di segnale all'altra. Se il Preconsonant è impiegato con altri amplificatori muniti dei propri controlli, il P1, normalmente, sarà regolato per la massima uscita.



Prestazioni

Le principali caratteristiche sono elencate nella tavola che appare all'inizio dell'articolo. Le curve delle figure 3 e 4 mostrano il responso in frequenza ed il tasso di distorsione.

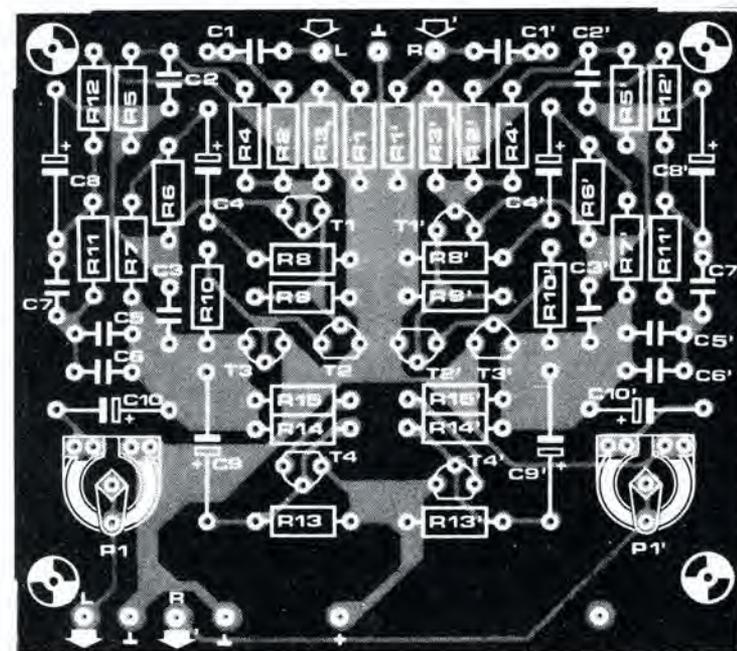
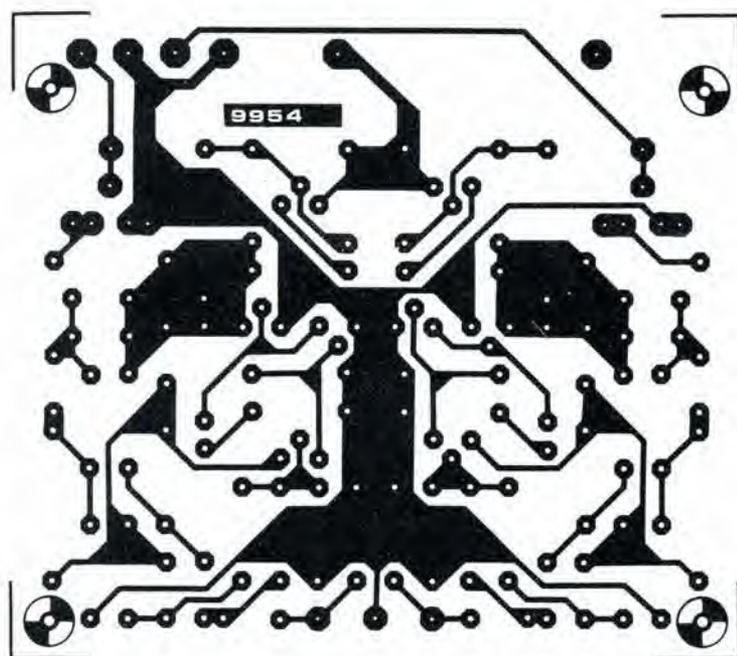
La figura 3 è il responso in frequenza tracciato su di un registratore Brüel & Kjaer. Il livello in dB (con riferimento a 0 dB 1 KHz) è riportato sotto alla scala delle frequenze. La deviazione del responso desiderato, si vede lungo la retta che corri-

sponde a 0 dB ed è valutata, appunto, in dB.

Come si vede, il prototipo, effettivamente dà il responso desiderato, con delle deviazioni massime di $\pm 0,5$ dB lungo la gamma di frequenza completa: 20 Hz ... 20 KHz.

Se tuttavia s'impiegano dei componenti che abbiano una tolleranza del 5% nei settori che determinano il comportamento relativo alla frequenza, teoricamente si può avere una locazione dalla curva desiderata di ± 1 dB che rappresenta il

2



Elenco componenti

Resistenze:

- $R1, R1' = 56 \text{ k}$
 $R2, R2' = 1 \text{ k}$
 $R3, R3' = 470 \text{ k}$ (preferibilmente del tipo a basso rumore)
 $R4, R4' = 33 \Omega$
 $R5, R5' = 100 \text{ k}$ (preferibilmente del tipo a basso rumore)
 $R6, R6' = 15 \text{ k}$ (preferibilmente del tipo a basso rumore)
 $R7, R7' = 68 \text{ k}$
 $R8, R8' = 22 \text{ k}$
 $R9, R9' = 5\text{k}6$ (preferibilmente del tipo a basso rumore)
 $R10, R10' = 2\text{k}7$
 $R11, R11' = 10 \text{ k}$
 $R12, R12' = 270 \Omega$
 $R13, R13' = 33 \text{ k}$
 $R14, R14' = 3\text{k}9$
 $R15, R15' = 100 \Omega$
 $P1, P1' = 100 \text{ k trimmer}$

Condensatori:

- $C1, C1' = 220 \text{ n}$
 $C2, C2' = 470 \text{ p}$
 $C3, C3' = 27 \text{ p}$
 $C4, C4' = 10 \mu/16 \text{ V}$
 $C5, C5' = 12 \text{ n}$
 $C6, C6' = 12 \text{ n}$
 $C7, C7' = 8\text{n}2$
 $C8, C8' = 100 \mu/16 \text{ V}$
 $C9, C9' = 220 \mu/4 \text{ V}$
 $C10, C10' = 10 \mu/25 \text{ V}$

Semiconduttori:

- $T1, T1', T3, T3' = \text{BC } 179\text{C}, \text{BC } 559\text{C}, \text{BC } 560\text{C}, \text{etc.}$
 $T2, T2', T4, T4' = \text{BC } 109\text{C}, \text{BC } 549\text{C}, \text{BC } 550\text{C}, \text{etc.}$

“caso sfortunato” se gli scarti nei lavori sono in maggioranza orientati in un certo senso, positivo o negativo.

La figura 4 mostra il risultato di diverse misurazioni delle distorsioni su frequenze differenti, ad un livello d'ingresso di +15 dB (30 mV ad 1 KHz), impiegando un adattatore “anti RIAA” ovvero un filtro al comportamento speculare inverso, per mantenere tale livello sulla intera banda di frequenza. Una misurazione di distorsione sulla differenza, impiega due segnali sinusoidali dalla stessa ampiezza, f_1 ed f_2 , con la differenza costante di frequenza $f_2 - f_1$, ed i segnali sono fatti spazzolare tramite tutta la banda audio. Questo tipo di misura, presenta il vantaggio di non misurare solamente la distorsione armonica (THD) all'uscita del preamplificatore, nelle condi-

zioni predeterminate, ma di mostrare altre distorsioni che una “normale” misura della distorsione non evidenzerebbe. Anche sottoposto a misure tanto stringenti, il Preconsonant rimane nei parametri annunciati: la distorsione totale misurata è di circa lo 0,01% con ogni picco eccezionale inferiore allo 0,03%. È da notare, che tali misure sono state effettuate ai livelli d'ingresso più elevati prevedibili!

Questo aspetto della questione merita ulteriori note. In tutto questo articolo, il valore di 0 dB è stato sempre riferito al corrispondente valore di 5 mV (RMS) ad 1 kHz, quindi ad un livello pratico.

Il valore è stato stabilito come segue. Nelle registrazioni moderne, il livello di 0 dB (corrisponde all'incirca al livello medio dei passaggi elevati) equivale alla velocità di

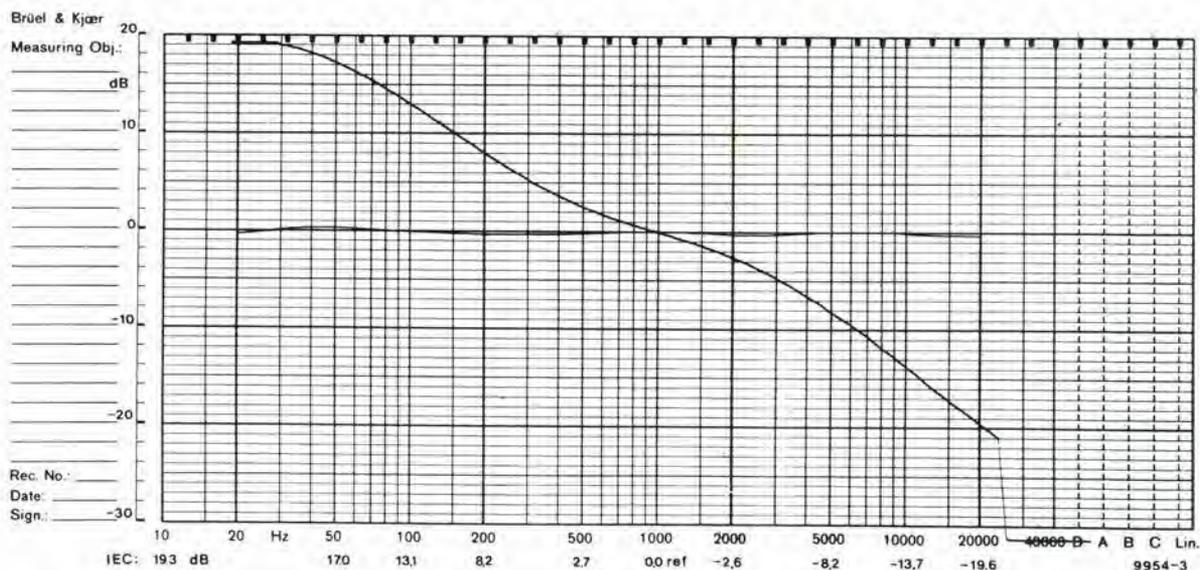
Figura 1. Circuito completo di un canale del Preconsonant.

Figura 2. Circuito stampato lato-rame e lato-parti per il preamplificatore stereofonico da giradischi (EPS 9954). La basetta è progettata per un montaggio facilitato sul pannello stampato del Consonant.

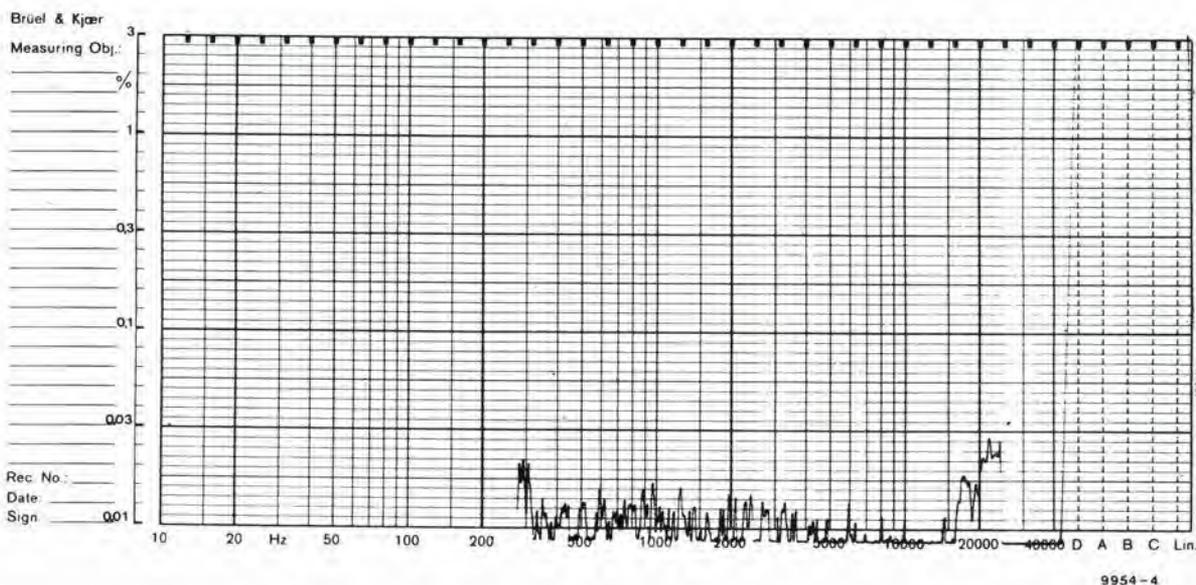
Figura 3. Risposta in frequenza e deviazione della curva ideale misurati sul prototipo.

Figura 4. Risultato della misurazione sulla distorsione paragonata alla differenza in frequenza, con un livello d'ingresso di +15 dB (30 mV ad 1 KHz).

3



4



picco di rotazione di 4 cm/s ad 1 kHz. Le moderne cartucce hifi, a dir molto, erogano approssimativamente 0,5 ... 2 mV (RMS) per centimetro al secondo di velocità dello stilo di picco. Ciò significa che 0 dB sulla registrazione, corrisponde a 2 ... 8 mV all'ingresso del preamplificatore per giradischi, ad 1 kHz.

Tuttavia, la faccenda non è tutta qui. Nelle registrazioni moderne, si riscontrano dei picchi istantanei di +14 dB, e per tale ragione è necessario eseguire delle misure di distorsione a circa questo livello. Per la massima efficacia di lavoro, e per offrire un ascolto confortevole, il preamplificatore deve poter sopportare dei picchi istantanei di +14 dB, nell'impiego con le cartucce

più moderne, che corrispondono a qualcosa come 60 mV ad 1 kHz. Il punto di sovraccarico del Preconsonant, è ben oltre i 200 mV, quindi si ha un margine di sicurezza molto buono; 10 dB oltre al sovraccarico estremo prevedibile, ed in tal modo si ha addirittura un'assicurazione che il circuito possa ancora essere adeguato per qualunque miglioramento tecnico che avvenga nelle cartucce in seguito!

Di contro, per un funzionamento del tutto soddisfacente, e sicuro, il rapporto segnale-rumore deve essere in ogni caso più piccolo di 6 dB rispetto ad ogni registrazione moderna, anche impiegando la cartuccia più sensibile (erogante all'incirca 700 μ V per centimetro al secondo di velocità), 0 dB, in

questo caso, corrisponde a 2,8 mV (RMS), o a circa 6 dB in meno del valore assunto in precedenza. Siccome il Preconsonant ha un rapporto di segnale-rumore migliore di 72 dB nei confronti di 5 mV di livello di riferimento, il rapporto S/N, anche nel caso della cartuccia meno sensibile, sarà sempre migliore di 60 dB.

I costruttori stimano che il miglior rapporto S/N possibile, con un disco LP di prima scelta, possa essere di 56 dB (nei confronti di 0 dB = 4 cm/s), e su questa base, nei casi estremi (con la cartuccia meno sensibile) il Preconsonant ha una riserva di qualità di 10 dB.

Un parametro ancora molto buono!

Millivoltmetro CA e generatore di segnali

È spesso necessario l'essere in grado di misurare dei segnali audio dal basso livello. Tuttavia le portate più basse in CA di molti multimetri spesso hanno un valore di diversi volt a fondo scala, e, per rendere più complicate cose, presentano una impedenza piuttosto bassa al circuito che deve essere misurato.

Un "preamplificatore per multimetro" può risolvere questi problemi.

Tale preamplificatore deve essere un'impedenza d'ingresso elevata ed una banda passante che soddisfi le necessità; è quindi logico impiegare qualche amplificatore operazionale con ingresso FET. Visto però che un solo IC comprende quattro di questi op-amp, è facilissimo completare il tutto con un utile generatore di segnali montato sulla medesima basetta.

Il circuito che descriviamo è molto utile, nel suo campo di applicazione. L'uscita, non solo può pilotare un multimetro, ma anche un normale indicatore da pannello. È anche possibile impiegarlo in unione al "Misuratore Digitale Universale" descritto in precedenza. In più, l'assorbimento in corrente è tanto basso, che per l'alimentazione si può impiegare una normale piletta da 9V, in modo da mantenere la naturale flessibilità e portabilità del multimetro.

Quando si misurano delle tensioni in CA molto basse, è importante assicurarsi che lo strumento di misura non presenti un eccessivo carico nei confronti del circuito sottoposto a misura. Questa necessità può essere soddisfatta facilmente impiegando un amplificatore operazionale con ingresso FET.

Un'altra necessità è che la frequenza del segnale da misurare non abbia effetto sul valore misurato.

Ciò è unicamente possibile, logicamente, per una banda passante limitata; di conseguenza, la necessità può essere espressa in

due parti: il responso deve essere "piatto" nella banda passante specificata, e la banda passante deve essere la più ampia possibile. Poste tali necessità primarie, ve ne sono delle secondarie che vanno tenute presenti (il costo del dispositivo, la sua affidabilità, la facile reperibilità delle parti); tutto sommato, quindi, si è deciso d'impiegare l'IC Texas Instruments modello TL084, che è appunto un amplificatore operazionale quadruplo, con ingressi FET.

La parte superiore della figura 1, è il circuito a blocchi di un millivoltmetro CA.

Un condensatore all'ingresso blocca ogni tensione CC indesiderata, dopodiché il segnale CA che rimane può essere amplificato sino ad un livello più che ragionevole. Più grande l'amplificazione, meglio è, ma amplificare il segnale non è tutto. Un normale strumento da pannello, o un multimetro commutato per la sua portata più sensibile di corrente o tensione CC, tende a mostrare un valore medio della tensione e o della corrente applicata. Per un segnale alternato simmetrico, la tensione media è

1

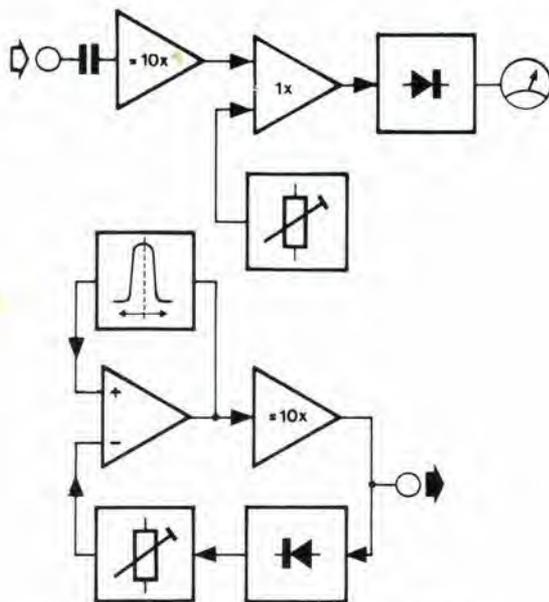


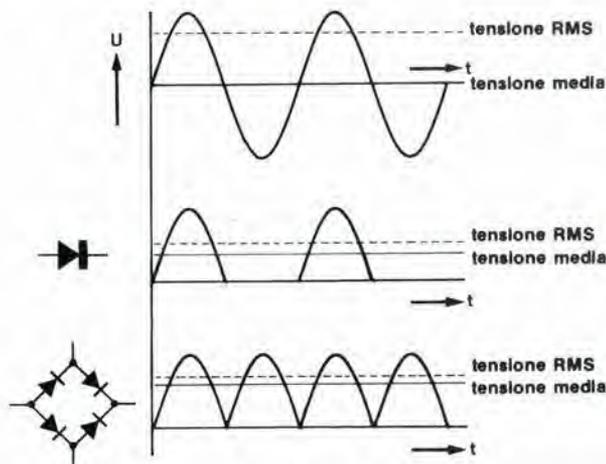
Figura 1. Schema a blocchi del millivoltmetro (parte superiore) e del generatore-iniettore di segnali (parte inferiore dell'illustrazione).

Figura 2. Il valore medio di una tensione sinusoidale rettificata ad onda intera è più alto di quello di una tensione rettificata a mezza onda. In più, per il segnale sinusoidale rettificato ad onda intera, il valore RMS è 1,11 x il valore audio medio.

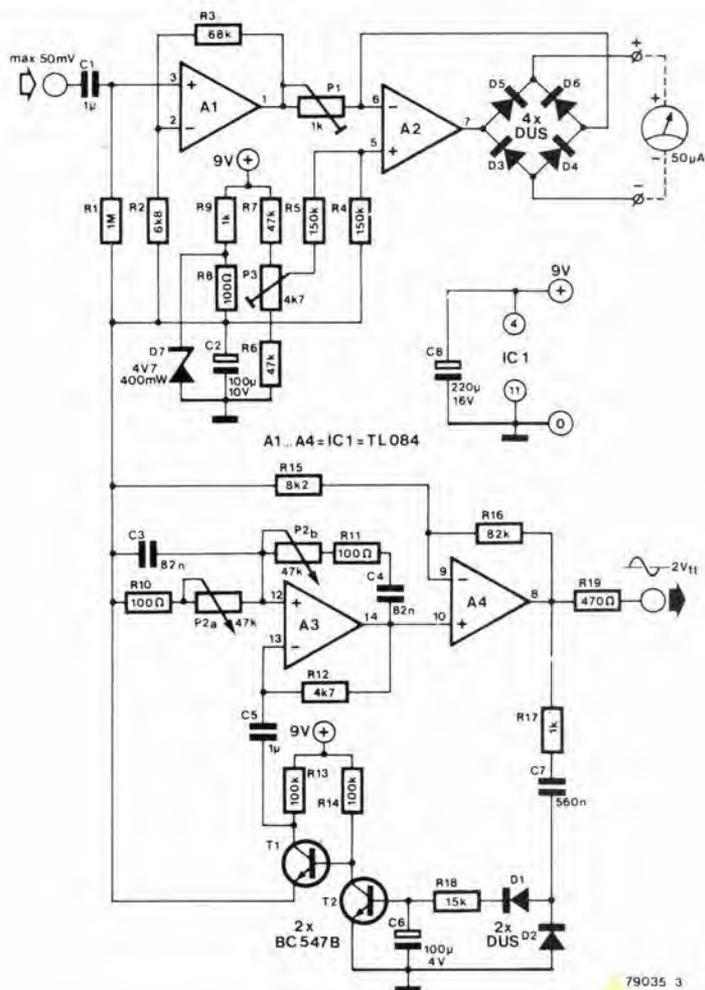
Figura 3. Schema elettrico completo. Così come nello schema a blocchi, la parte di sopra della figura è il millivoltmetro, e la parte di sotto è il generatore di segnali (iniettore).

Figura 4. A scopi di calibrazione, il punto di riunione di R1/C1 può essere portato a 45 mV (CC). Ciò si ottiene collegando Ra ed Rb come si vede.

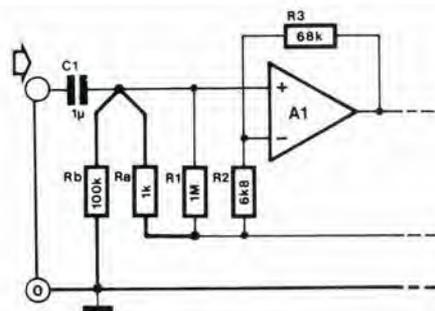
2



3



4



0V... per ottenere una indicazione, serve un certo fattore di rettificazione. Anche dopo l'amplificazione, il livello ottenuto in questo circuito non è tanto grande da poter impiegare un semplice diodo in serie allo strumento; la caduta di tensione diretta del diodo, fa sparire il segnale.

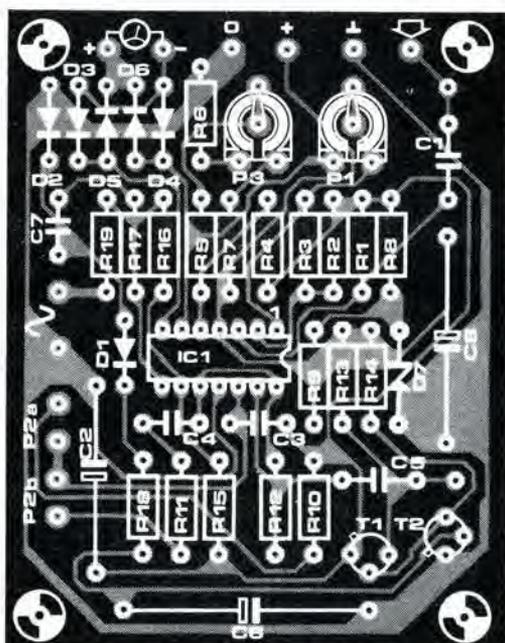
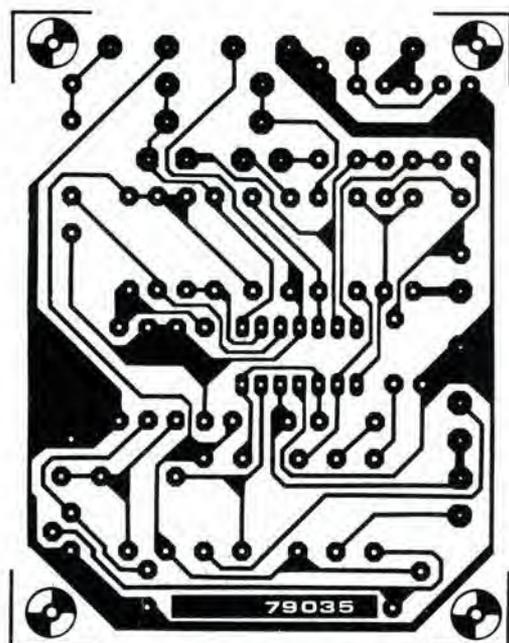
Siccome nell'IC scelto vi sono amplificatori operazionali in abbondanza, la soluzione è inserire il diodo 6 i diodi rettificatori e lo strumento in un anello di controreazione realizzato attorno ad un secondo opamp; in tal modo, la caduta di tensione sul sistema di rettificazione risulterà compensato automaticamente.

Se si fa un lavoro, tanto vale farlo bene, quindi invece di un rettificatore a semionda, impiegato in molti multimetri, in questo caso s'impiega un rettificatore ad onda intera. Un vantaggio di questa soluzione appare nella figura 2. Come abbiamo detto in precedenza, lo strumento tende a misurare il valore medio della tensione applicata, ed il valore medio della CA è zero; per una tensione rettificata a mezza onda il valore è rettificato ad onda intera, la tensione CA è abbastanza ampia da dare una lettura più elevata nello strumento. Si ha quindi una specie di "guadagno" gratis! Dato che stiamo parlando di tensioni alternate, vale la pena di menzionare un altro punto. Anche se l'indicatore mostra un valore mediano, è più comune indicare il livello come RMS (o valore "effettivo"). Tuttociò nell'interesse di facilitare la comprensione dell'elettronica ... Per la CC, la potenza (P) in W è uguale alla tensione, al quadro, divisa per la resistenza. Perché la medesima formula sia valida nella CA, si deve usare il valore "RMS" sta per il termine britannico "Root Mean Square" che dice esattamente quel che vuole specificare: la radice della somma della tensione media e della tensione momentanea quadrata. Ciò può parere assai complicato, ma per il momento, l'unica cosa importante da sapere è che il valore RMS di una sinusoide è uguale a 0,707 x il valore di picco. L'indicatore mostra il valore medio, e per una sinusoide questo vale 0,636 x il valore di picco. Il rapporto tra la RMS ed il valore medio, è quindi 1,1 e quando si effettua la calibrazione dello strumento, la scala deve essere "slittata" di questo valore. Ciò non rappresenta un problema, come poi vedremo.

In sostanza, sin'ora si è previsto l'impiego di due amplificatori operazionali, ma l'IC ne contiene quattro. È sembrata una buona idea impiegare i due restanti per un semplice generatore di segnali o "iniettore", un altro complemento per lo strumento di misura che si rivela molto utile per lo sperimentatore.

Ora, torniamo alla figura 1, schema a blocchi, parte bassa; questa, appunto, rappresenta l'iniettore di segnali. Si tratta di qualcosa di più del solito oscillatore a "ponte di Wien". Il ponte di Wien vi è, ma è inserito come elemento selettivo di filtro nel circuito di controreazione del primo amplificatore operazionale. Facendo sì che il guadagno totale dell'anello sia più grande dell'unità (non vi sono certo pro-

5



Elenco componenti

Resistenze:

R1 = 1 M
 R2 = 6k8
 R3 = 68 k
 R4 = 150 k
 R5 = 150 k
 R6, R7 = 47 k
 R8, R10, R11 = 100 Ω
 R9, R17 = 1 k
 R12 = 4k7
 R13 = 100 k
 R14 = 100 k
 R15 = 8k2

R16 = 82 k
 R18 = 15 k
 R19 = 470 Ω
 P1 = 1 k
 P2ab = 47 k (stereo)

Condensatori:

C1, C5 = 1 μ
 C2 = 100 μ /10 V
 C3, C4 = 82 n
 C6 = 100 μ /4 V
 C7 = 560 n
 C8 = 22 μ /16 V

Semiconduttori:

D1 ... D6 = DUS
 D7 = 4V7/400 mW diodo zener
 T1, T2 = BC 107B, BC 547B
 o equiv.
 IC1 = A1 ... A4 = TL 084

Varie

Indicatore a bobina mobile
 da 50 μ A ... 1mA oppure multimetro

blemi con gli amplificatori operazionali), il circuito oscilla. L'uscita sinusoidale è amplificata dall'ultimo operazionale rimanente, che eroga all'uscita una sinusoide da 2Vpp. Per ottenere una sinusoide "pulita", il guadagno del primo amplificatore operazionale dovrebbe essere molto vicino all'unità. Per evitare delle procedure di calibrazione critiche, l'aggiustamento verso il guadagno unitario è ottenuto automaticamente; il segnale all'uscita è rettificato e retrocesso ad un punto conveniente di controllo.

Il millivoltmetro CA

Il circuito completo è mostrato nella figura 3; la metà superiore, è il millivoltmetro in CA. Dalla pila da 9V, si ricava una tensione di riferimento tramite R8, D7, R9 e C2. Questa tensione è applicata tramite R1 ed R2 ad ambedue gli ingressi del primo amplificatore operazionale A1. R1 determina l'impedenza d'ingresso (all'incirca 1M). Il guadagno dell'A1 è determinato dal rap-

Figura 5. Circuito stampato, lato rame e lato parti per l'apparecchio (EPS 79035).

porto di R3 ed R2, o, per essere più precisi, dal rapporto di $(R3 + R2)$; R2, in questo caso si ottiene un guadagno di $\times 11$. L'uscita dell'A1 giunge all'A2 tramite un potenziometro trimmer (P1); l'ultimo detto serve per la calibrazione del fondoscala. L'ingresso non invertente dell'A2 è collegato alla tensione di riferimento sul C2, e si ha una ulteriore (piccola) compensazione dell'offset tramite R6, R7, e P3. Quattro diodi, D3 ... D6, provvedono alla rettificazione ad onda intera. Questa parte del circuito funziona come ora diremo. Nella condizione di riposo (come dire senza nessun segnale applicato all'ingresso) l'uscita dell'A1 è uguale alla tensione di riferimento. Tramite il P1, questa tensione appare all'ingresso invertente dell'A2; siccome la tensione all'ingresso non invertente è a sua volta eguale alla tensione di riferimento, l'uscita dell'A2 sarà allo stesso livello; ogni offset sarà compensato regolando P3. Quando all'ingresso si applica un segnale alternato, l'uscita dell'A1 inizia a passare dal positivo al negativo, nei confronti della tensione di riferimento. Quan-

do la tensione si sposta verso il positivo, l'uscita dell'A2 diviene negativa, assorbendo corrente tramite D3, lo strumento, il D6 e P1. Siccome l'ingresso non invertente dell'A2 rimane al valore della tensione di riferimento, questo amplificatore operazionale tende a mantenere la stessa tensione al suo ingresso invertente; in altre parole, la caduta di tensione sul P1 è uguale allo spostamento all'uscita dell'A1 causata dal segnale CA. Di conseguenza, la corrente che attraversa il P1 (e lo strumento!) è proporzionale alla tensione CA, malgrado l'effetto dei diodi!

Quando il segnale in CA all'uscita dell'A1 diviene negativa, si hanno dei risultati identici; l'unica differenza è che la corrente in quest'altra funzione scorre "fuori" dall'uscita dell'A2, invece che nella medesima. In ambedue i casi, tuttavia, la corrente attraversa l'indicatore nella stessa direzione; a ciò provvedono i diodi.

Il risultato finale è che la tensione CA applicata all'ingresso del circuito produce una corrente rettificata ad onda intera esattamente proporzionale, che attraversa lo strumento.

Il generatore di segnale

Il principio di base del funzionamento del generatore sinusoidale, lo abbiamo già spiegato.

Il ponte di Wien, che comprende R10, R11, P2, C3 e C4, è impiegato come filtro ad alta selettività posto nel circuito di controreazione dell'A3. La frequenza di risonanza può essere regolata tramite il P2.

L'uscita che perviene dall'A3 è amplificata dall'A4 (approssimativamente x 11).

I diodi D1 e D2 rettificano il segnale d'uscita, caricando C2; man mano che la tensione ai capi di questo condensatore aumenta, T2 entra per gradi nel regime di conduzione. Ciò ha per effetto l'interdizione del T1; in pratica la sua "resistenza interna" cresce.

Siccome la "resistenza" del T1 (assieme ad R12) determina il guadagno dell'A3, in tal modo il guadagno si riduce. In pratica, quindi, se la tensione d'uscita tende a crescere oltre ad un certo valore, il guadagno diminuisce; al tempo stesso, se l'uscita tende a scendere al di sotto del valore previsto, il guadagno aumenta. In sostanza, il circuito ha una sola possibilità: mantenere costante il livello all'uscita. E fa così. La frequenza dell'uscita può essere regolata tra 500 Hz e 25 KHz (tramite il P2). Il livello dell'uscita è all'incirca di 2Vpp, e la protezione contro i cortocircuiti è ottenuta nel modo più semplice possibile: tramite una resistenza, R19.

Procedura di calibrazione

Per quel che riguarda il generatore di segnali, la procedura non potrebbe essere più semplice: non v'è. La calibrazione del millivoltmetro è un pochino più complicata. All'inizio, l'ingresso del circuito deve essere cortocircuitato, ed il P3 deve essere regolato sino a che lo strumento giunga

esattamente a 0V. A questo punto, una tensione di calibrazione in CC da 45 mV va applicata al punto di unione di R1/C1. Tale tensione può essere derivata dalla tensione di riferimento con l'aggiunta temporanea delle resistenze Ra ed Rb che si vedono nella figura 4.

Ciò fatto si può procedere alla regolazione del fondo-scala tramite il P1. Siccome s'impiega un valore di riferimento in CC di 45 mV, il fondo-scala in CA sarà di 50 mV; è ora tempo di rammentare il famoso fattore di 1,11 ora la tensione media e quella RMS!

Note conclusive

Il circuito stampato per il dispositivo, visto dal lato rame e dal lato parti, appare nella figura 5. Il circuito può essere impiegato per pilotare qualunque strumento in CC che abbia una sensibilità compresa tra 50 μ A a fondo scala ed 1 mA fondo scala; in altre parole, tutti i modelli più comodi

degli indicatori da pannello e dei multimetri. La massima tensione applicabile all'ingresso è di 50 mV, anche se in pratica il dispositivo sopporta poi 100 mV senza difficoltà. Volendo, si possono ottenere delle portate più alte includendo nel circuito dei divisori di tensione adatti, facenti capo all'ingresso. Al contrario, se all'uscita si applica un tester, vi è la possibilità di ottenere delle portate inferiori, una maggior sensibilità; se il circuito è stato calibrato come abbiamo detto, per il fondo scala di 500 μ A, con la portata di 100 μ A si avrà un fondo scala effettivo di 10 mV.

La risposta in frequenza dello strumento è "inferiore di 3 dB" ad 1 Hz ed a 125 KHz; in altre parole, lo strumento alle frequenze dette da una lettura del 30% inferiore al vero. Nell'uso pratico peraltro, si ha un maggiore interesse per le letture (su tensioni sinusoidali!) comprese tra 3 Hz e 40 KHz; in questa banda si ha una precisione del 5%.

in SPERIMENTARE di ottobre...

- Sintonia elettronica FM 16 CH
- Music box: una scatola piena di suoni
- Ricevitore AM da 100 kHz ÷ 30 MHz
- Ricevitore CB professionale 100 CH - III parte
- Sensore infrarosso per non vedenti
- Generatore d'impulsi CMOS - TTL
- Come funzionano i decodificatori stereo
- Sintetizzatore programmabile "PLL" - II parte
- Accoppiatore a 50 Ω per misure VHF

e molti altri articoli!

Si è concluso il 6° Corso teorico/pratico di televisione a colori, istituito dalla Unione Regionale Elettrotecnici ed Affini del Lazio - U.R.E.A.L.

Il Corso, aperto a tutti gli operatori della categoria professionale del Lazio, si è svolto a Roma nel corrente anno, dal 25 marzo al 17 luglio.

Il ciclo di studio, come i precedenti, è stato diretto dal sig. Alessandro Bonanni il quale ha svolto, del vasto programma didattico, anche le lezioni di tecnica cromatica.

Precedentemente, il 30 giugno, si è altresì conclusa la prima parte del Corso denominato: principi di logica numerica e circuitale, istituito dall'Associazione e svoltosi in Roma dal 14 aprile per gli operatori del Lazio interessati. La seconda parte, che ha per oggetto i circuiti logici sequenziali o circuiti memoria, è iniziata il 15 settembre di quest'anno. Il Corso digitale, è diretto dal sig. Alessandro Bonanni.

L'Ureal, ha preso in esame le richieste pervenute dalla categoria, ed ha stabilito per ottobre l'inizio di un successivo corso TVC, sulla base e con le caratteristiche di svolgimento del precedente, nel contesto di una preparazione veramente formativa e di alto livello professionale.

Tutti gli interessati, sono pregati di voler indirizzare tempestivamente le loro richieste di partecipazione al corso, alla Presidenza regionale dell'Ureal, Casella Postale 5077, 00100 Roma.

Contatore da 1/4 di GHz

Anche se relativamente economico e facile da costruire, il frequenzimetro descritto in questo articolo può essere tranquillamente compreso nella categoria degli strumenti "professionali". Ha infatti le seguenti caratteristiche: cinque gamme di misura, da 15 Hz a 250 MHz; una previsione per l'impiego come indicatore digitale della sintonia; il modo di conteggio in crescere ed in calare; l'indicatore automatico della gamma di misura impiegata ed il circuito di anti-flicker per l'ultima cifra.

È spesso difficile, se non del tutto impossibile, per lo sperimentatore, il realizzare degli strumenti da laboratorio che possono essere definiti veramente professionali nelle prestazioni. Il contatore ad 1/4 di GHz descritto in questo articolo, tuttavia, non solo ha caratteristiche tali da meritarsi pienamente tale qualifica, ma è anche estremamente facile da realizzare.

Una volta che tutte le parti sono state montate sui quattro circuiti stampati che costituiscono l'apparecchio, ed una volta che si sono realizzate le opportune interconnessioni, tutto quel che vi è da fare è connettere il trasformatore dell'alimentazione.

La calibrazione è limitata a tre punti non critici del circuito. La commutazione tra le bande di misura è ottenuta tramite delle tensioni CC. Il principale componente del circuito è un contatore LSI (integrato a larga scala), controllato da dei sistemi di bus di dati che portano i segnali di controllo per il circuito della base dei tempi, per il divisore d'ingresso, per il punto decimale e per l'indicazione della banda impiegata.

Schema a blocchi

Lo schema a blocchi del contatore completo appare nella figura 1. Come si vede, il circuito ha due ingressi, uno per i segnali a frequenza bassa (LF), e l'altro per i segnali a frequenza elevata (HF). La gamma dei segnali a frequenza bassa, copre lo spettro compreso tra 20 Hz e 10 MHz ed ha una impedenza d'ingresso di circa 1 MΩ. La gamma dei segnali a frequenza più elevata va da 8 MHz a 250 MHz ed ha un'impedenza d'ingresso di 50Ω. S'impiega una logica formata da un prescaler ECL (logica ad accoppiamento degli emettitori) ed un divisore TTL per dividere i segnali all'ingresso dalle frequenze più elevate per 100.

I segnali, dopo essere stati amplificati sino a raggiungere un livello TTL-compatibile, sono portati ad un bus selettore che li invia ad un contatore a decade, che, per talune gamme di misura, può essere bipassato per mezzo di un sistema di gates sicché la frequenza del segnale risulti inalterata.

Il ciclo di temporizzazione della base dei tempi, è determinato da un decoder banda-display. La base dei tempi eroga gli impulsi di controllo di gate, che determina

per quanto tempo il gate del contatore rimane aperto, e per quanto tempo i segnali possono essere accumulati per il conteggio da parte del sistema LSI. Il sistema di accumulo all'ingresso porta i dati al display, mentre il carico all'ingresso permette al contatore di essere prerogolato ad un valore particolare; in tal modo, il complesso può essere impiegato come indicatore di sintonia digitale per ricevitori FM.

I segnali all'ingresso sono portati dall'uscita del divisore a decade al gate del sincronismo, che appunto sincronizza i segnali d'ingresso e quelli della base dei tempi. Ciò assicura che gli impulsi di gate mantengano sempre la stessa relazione di fase con i segnali che provengono dall'ingresso. Per una frequenza d'ingresso fissa, i conteggi successivi sono identici, ed in tal modo si elimina il lampeggio dell'ultima cifra del display.

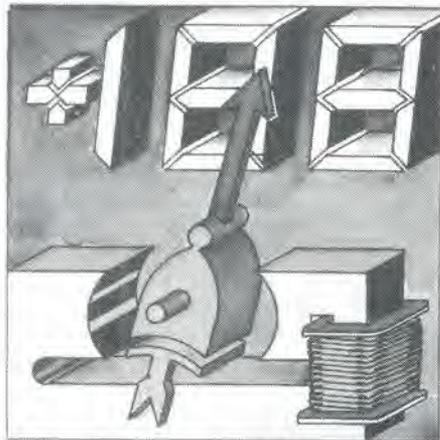
Al tempo stesso, il decoder gamma/display offre i necessari segnali di controllo per la corretta indicazione della gamma di misura e per l'impiego del punto decimale. Il contatore LSI, comprende un oscillatore di esplorazione interno che regola il sistema multiplex per il display. La frequenza di tale oscillatore è determinata da una capacità esterna connessa tra la VSS o la VDD e l'ingresso di "scan".

Un altro bus collega il contatore ad un certo numero di commutatori "dual-in-line", tramite i quali il contatore può essere presettato per la frequenza desiderata impiegando il codice BCD. Il contatore è commutato tra i modi di funzionamento "preset" e "conteggio" tramite S2, mentre S3 commuta il funzionamento tra "in crescere" ed "in calare".

Lo MK 50398N

La figura 2 mostra lo schema a blocchi interno delle parti che formano il cuore del contatore a 1/4 di GHz; si tratta dell'IC denominato MK 50398N, un contatore a sei decadi e pilota del display; lo schema mostra anche il sistema di linee a "bus" (direttamente derivate dai computer) che servono per pilotare il display del tipo a sette segmenti ed il commutatore BCD per la preparazione al conteggio.

Quando il carico d'ingresso del contatore è a livello alto, ciascuna delle cifre corrispondenti, del contatore BCD è caricata a



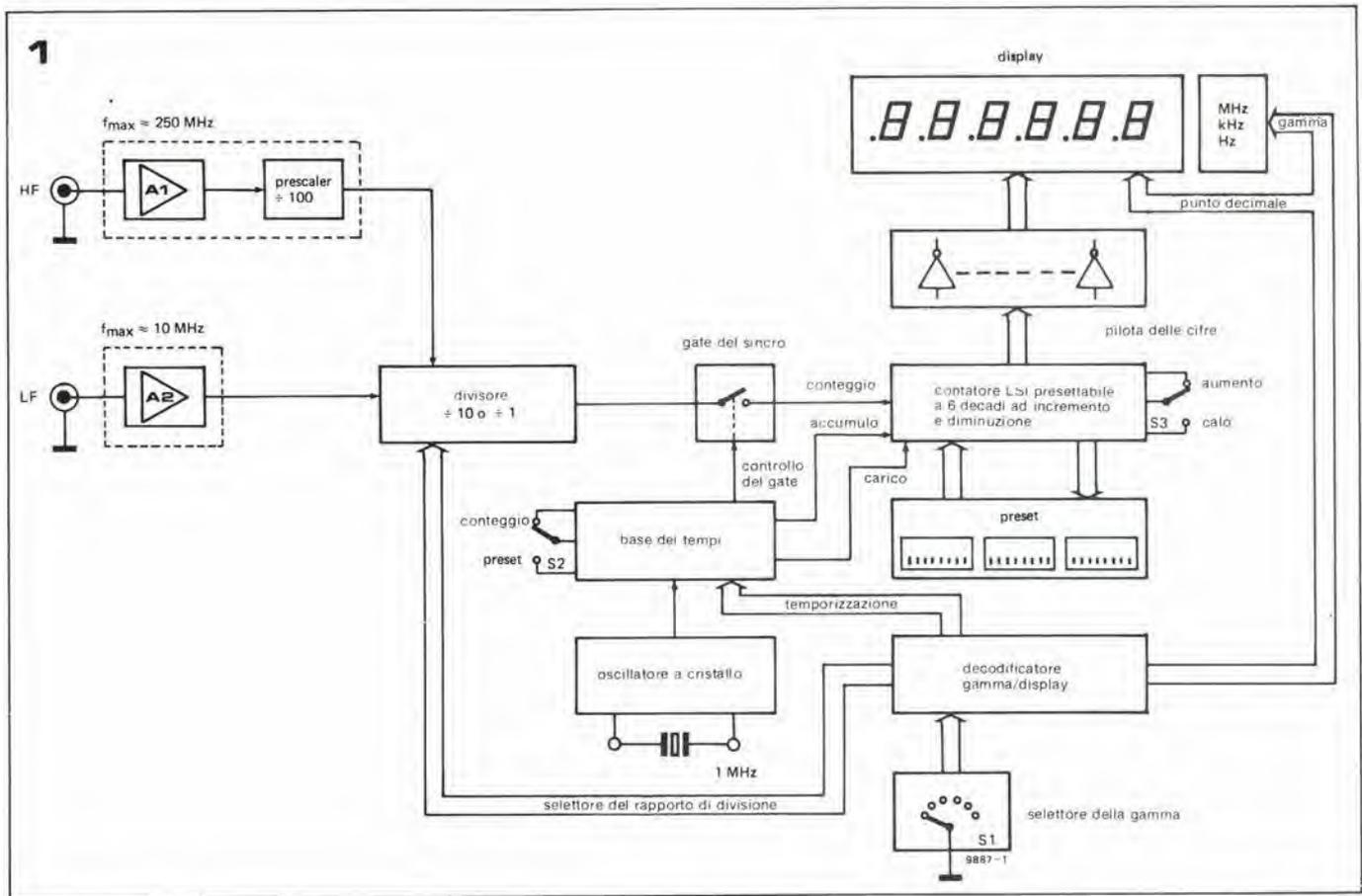
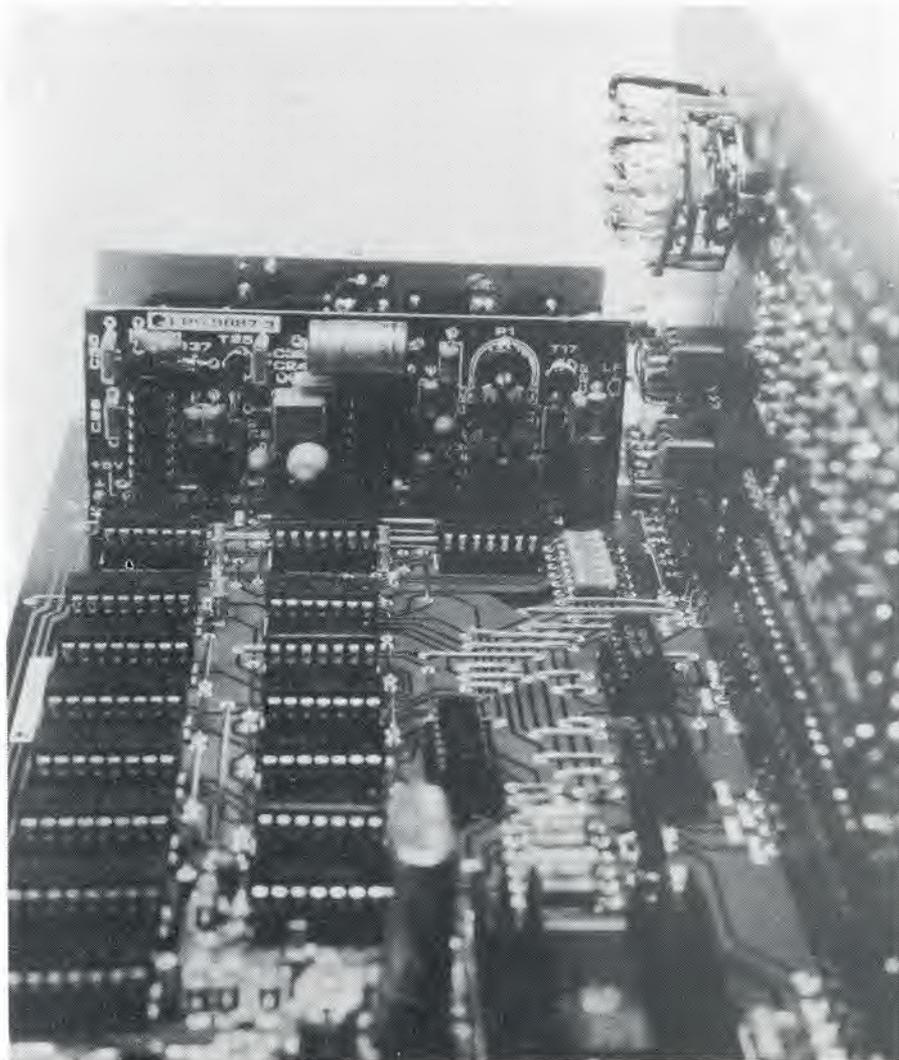


Figura 1. Schema a blocchi del contatore da 1/4 di GHz. Per semplificare il cablaggio e ridurre la possibilità che intervenga la modulazione incrociata, per i vari controlli s'impiegano delle tensioni CC che commutano anche (per via elettronica) le diverse gamme di misura.

Tutti i segnali di controllo (per i preamplificatori, per la base dei tempi, per la corretta indicazione della banda di lavoro e per il controllo del punto decimale) sono portati da un punto all'altro del circuito tramite un sistema di "bus", a somiglianza dei circuiti da computer. Il circuito comprende una gate di sincronizzazione, che appunto sincronizza la base dei tempi con il segnale d'ingresso, prevenendo il lampeggio dell'ultima cifra a destra del display.

Figura 2. Schema funzionale interno dello MK 50398N, un contatore a sei decadi e pilota del display. Il contatore può essere presetato ad ogni valore che interessi tramite un gruppo di commutatori BCD collegati tra l'uscita "strobe" delle cifre e l'ingresso BCD. Il contatore è quindi caricato cifra per cifra in relazione all'uscita strobe delle cifre. Questo modo di procedere è illustrato nella figura 2b, diagramma delle temporizzazioni.



turno, iniziando dalla prima cifra significativa.

Tale procedimento, è illustrato nel diagramma delle temporizzazioni che appare nella figura 2b. La cancellazione dell'ingresso funziona in modo asincrono e resetta tutti i contatori a decade a zero allorché assume un livello alto. Il sistema, ovviamente non influisce sul settore circuitale che controlla il display a sei cifre, né sull'oscillatore che genera il multiplex. Sino a che il segnale che comanda l'accumulo dei dati d'ingresso è allo stato basso, i dati sono continuamente trasferiti dal contatore al display. I dati nel contatore, non appena il comando passa allo stato alto, sono bloccati sul momento e mostrati, mentre l'accumulo d'ingresso è allo stato alto.

Selezione della gamma di misura

Il lavoro di suddivisione (prescaling) e la posizione del punto decimale per i vari tempi di gate, e per le diverse portate di misura, sono mostrati nella figura 3.

La figura 3a mostra la situazione per la gamma più bassa (Hz), che ha un tempo di gate di 10 secondi ed una risoluzione di 1/10 di Hz. In questo caso, l'amplificatore LF è connesso direttamente al gate di sincrono.

Con la circuiteria mostrata nella figura 3b, il contatore misura sino ad 1 MHz; in questo caso il tempo di gate è 1 secondo.

Nella figura 3c si vede la circuiteria per la più alta delle gamme basse, indicativamente con una portata di 10 MHz. Siccome lo MK 50389N non può contare dei segnali dalla frequenza che ecceda 1 MHz, s'impiega un divisore a decade connesso tra il preamplificatore ed il gate del sincrono. Il divisore visto, può essere bypassato, o in alternativa posto in circuiteria tramite la commutazione delle gates che si vede nella figura 4.

Le figure 3d, e, ed f, illustrano dettagliatamente le misure che si possono eseguire sulla banda a frequenza più elevata (HF). Ancora una volta, il divisore a decade può essere inserito in circuito oppure omissa (figure 3d e 3f) tramite il sistema di gates che lo asservisce.

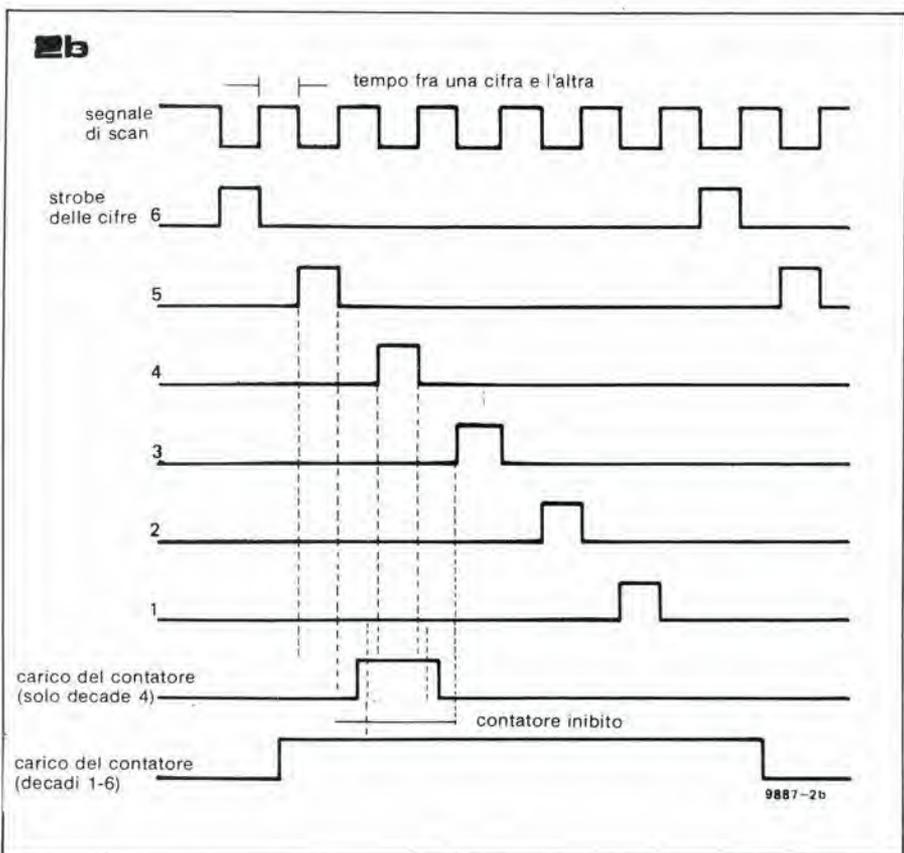
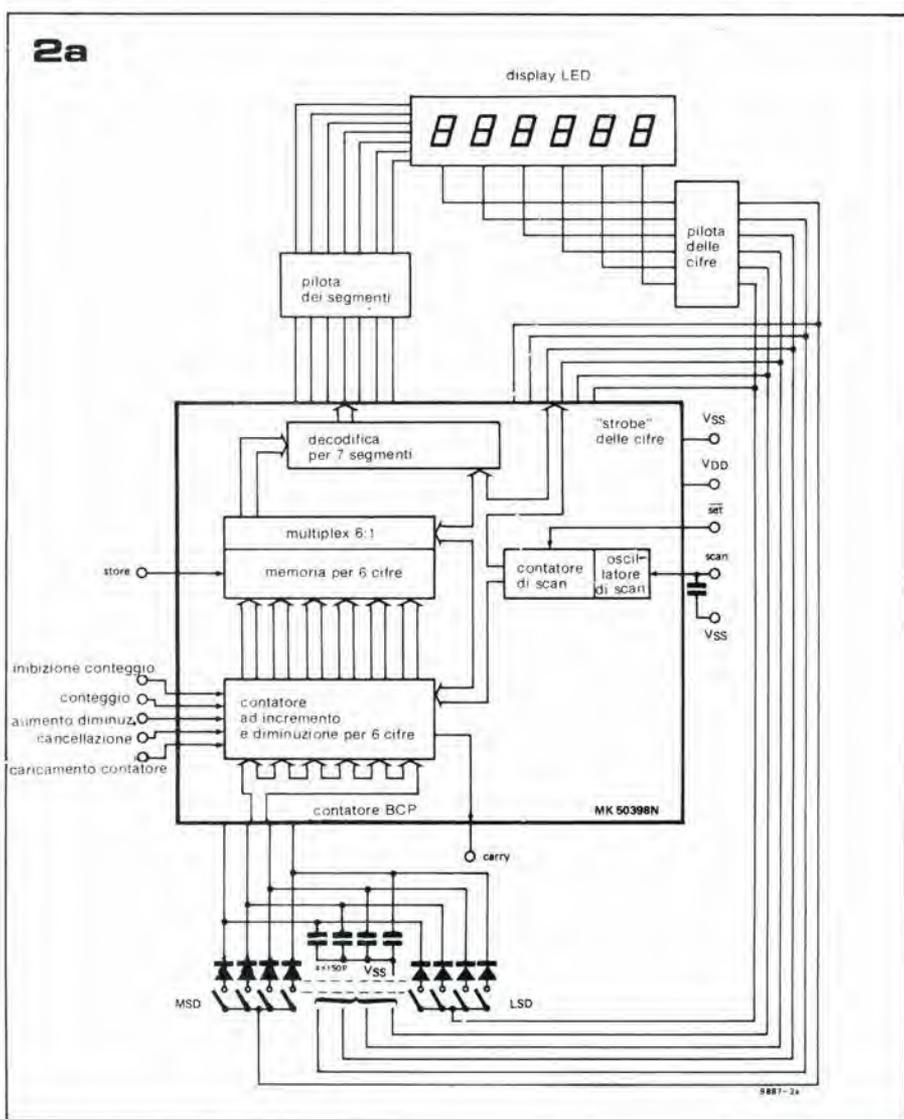
La situazione circuitale mostrata nella figura 3f mostra il contatore come indicatore digitale della sintonia per ricevitori FM. Tenendo d'occhio l'impiego del contatore per questa particolare applicazione, il tutto è stato progettato perchè nella configurazione detta il tempo di gate sia di soli 0,1 s, per ottenere che il display possa seguire senza alcun ritardo visibile la sintonia. In più, l'ultima cifra significativa è cancellata, visto che delle variazioni nella frequenza di oscillazione locale prodotta dal ricevitore potrebbero provocare la variazione continua della cifra tra numeri diversi, in alto, o in basso.

La base dei tempi ed i segnali di controllo

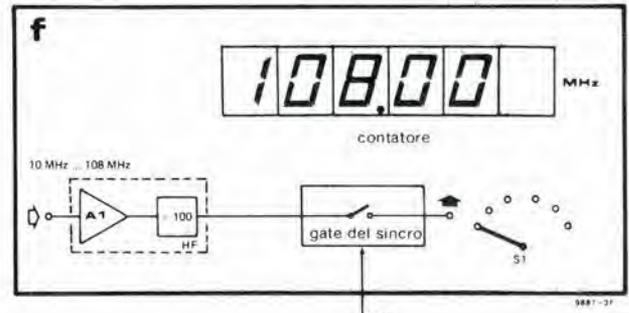
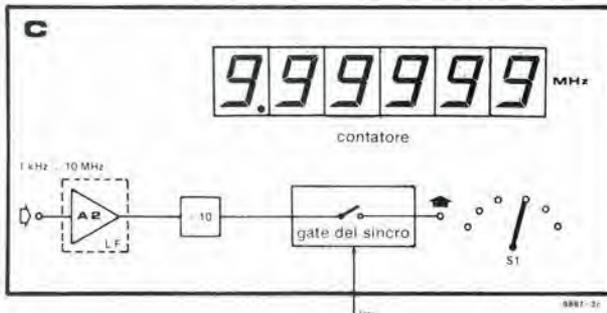
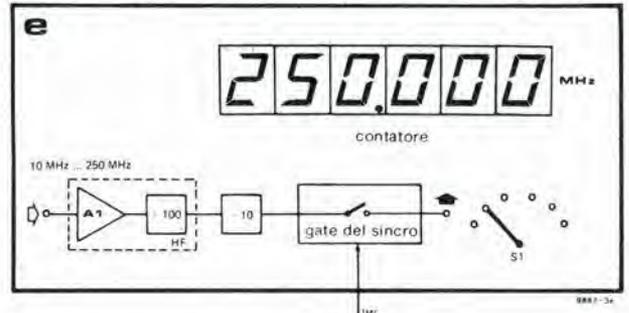
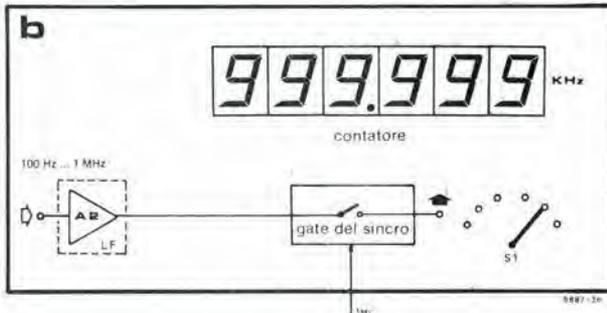
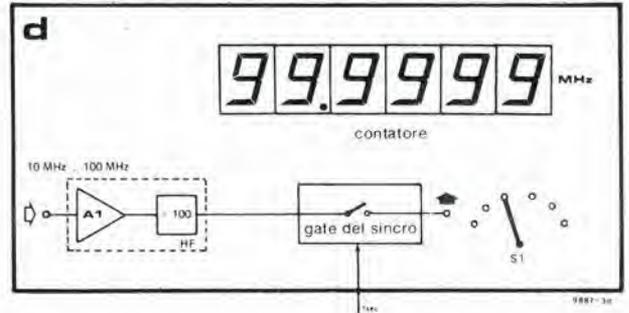
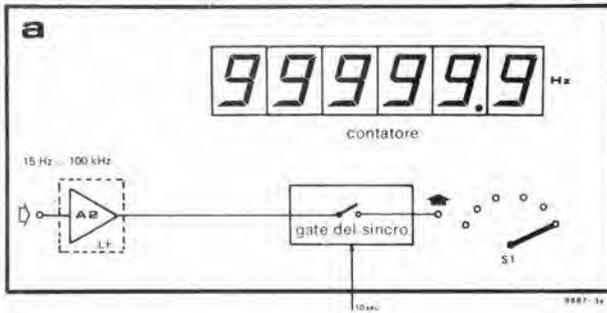
Lo schema semplificato di figura 5, mostra come si ottengono i segnali di controllo per la base dei tempi del contatore.

Un segnale, dalla frequenza 1000 volte inferiore rispetto a quella della base dei tempi (1 KHz), è presentato all'ingresso dell'IC13. L'integrato detto, dà il clock simultaneamente ai tre divisori a decade IC14... IC16.

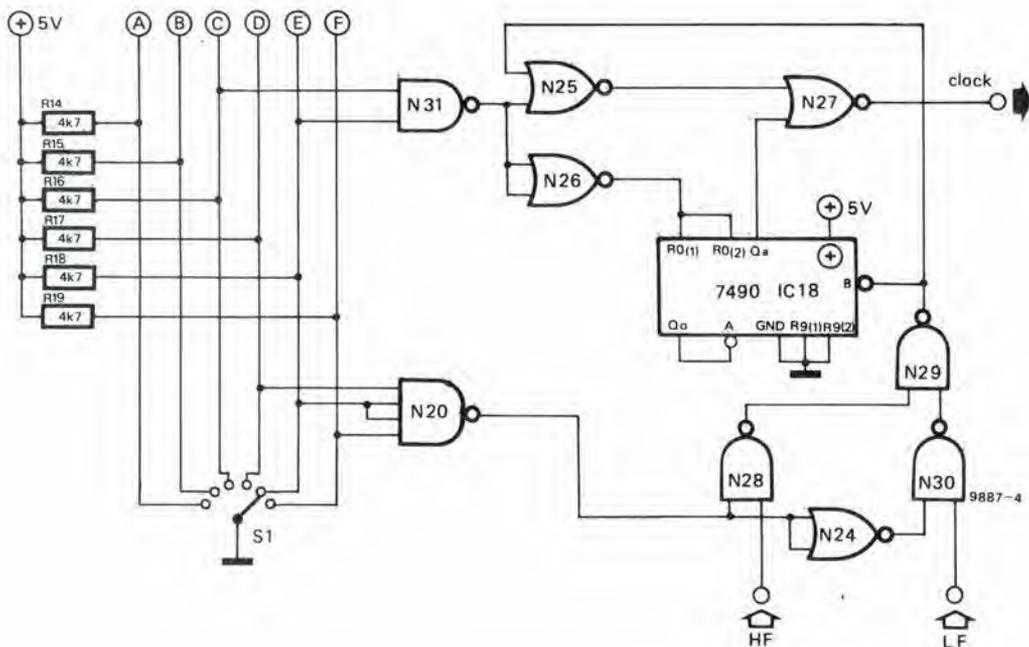
Il tempo di gate è determinato tramite il commutatore Sx, che in pratica consiste di un certo numero di gates, che sono sottoposte al clock a turno dagli impulsi di controllo che provengono dal "bus" della temporizzazione. I transistori positivi del segnale sono selezionati dal flip-flop di trigger FF1; in tal modo, l'uscita Q diviene bassa. Al tempo stesso, l'uscita Q dello FF2 è tenuta ugualmente bassa, con il risultato che le gates A, B e C sono inibite. Sino a che l'uscita Q dello FF1 è mantenuta allo stato logico basso, il gate del sincronismo, IC19, rimane aperto e gli impulsi di



3



4



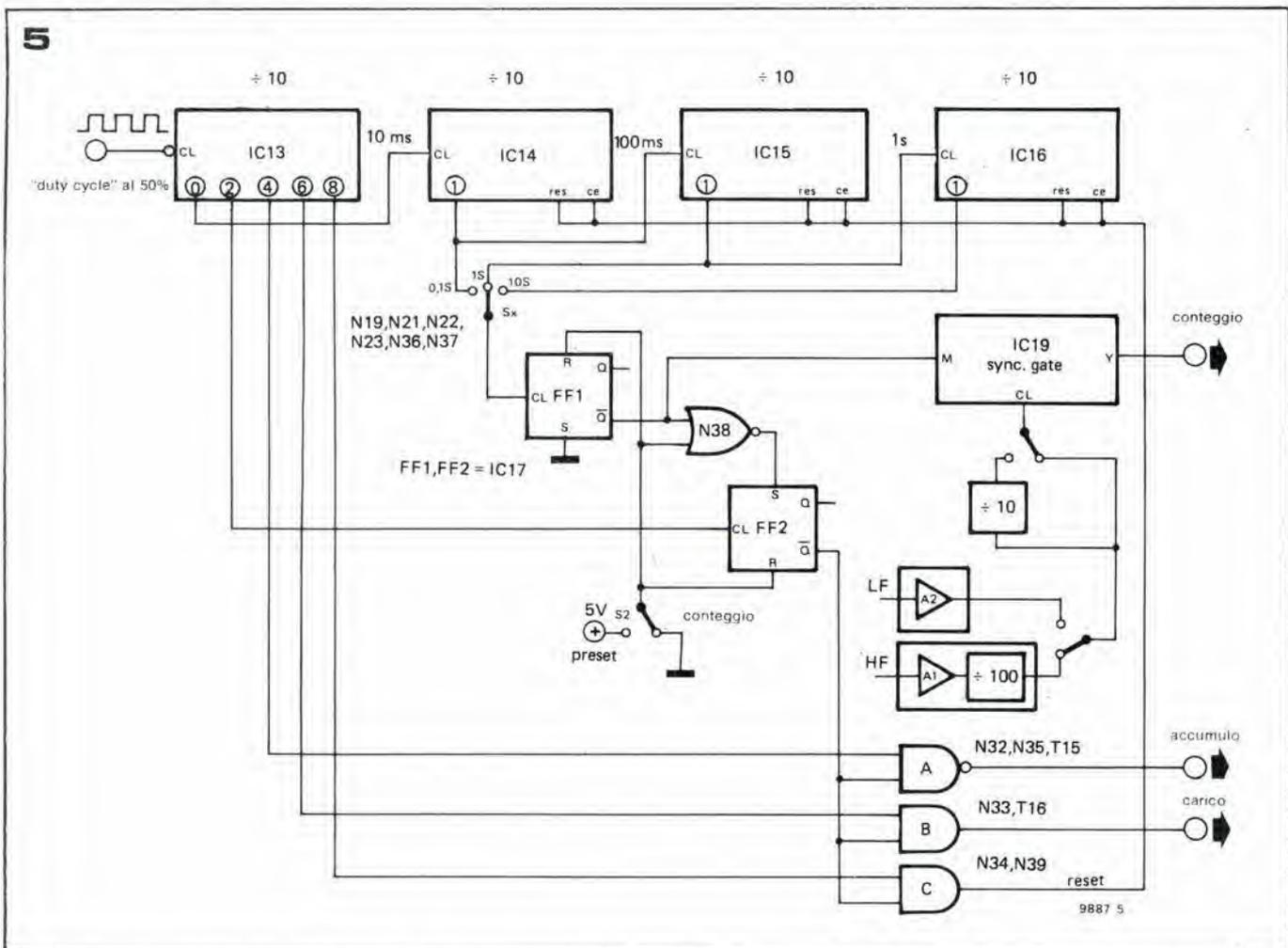


Figura 3. Lo schema mostra i diversi livelli di divisione impiegati per ciascuna delle gamme di misura. Le figure 3a ... 3c mostrano le gamme dalla frequenza più bassa, mentre le figure da 3a e 3d mostrano le gamme a frequenza elevata. La figura 3f mostra la gamma a frequenza elevata intesa per le indicazioni digitali di sintonia, particolarmente per ricevitori VHF-FM. In questo tipo di funzionamento, l'ultima cifra a destra del display è cancellata.

Figura 4. Circuito di gating che decodifica la posizione del commutatore che seleziona le gamme e porta il segnale o all'ingresso o all'uscita del divisore a decade in più.

Figura 5. Questo circuito semplificato mostra come si prelevano dalla base dei tempi gli impulsi di controllo per il contatore.

clock che provengono dal segnale d'ingresso sono inviati all'ingresso di conteggio dell'integrato LSI. Come è stato detto in precedenza, gli impulsi di clock sono sincronizzati dalla base dei tempi, ed in tal modo, per una data frequenza d'ingresso, il contatore verifica sempre lo stesso numero di tutti gli impulsi.

Il gate del sincrono è formato da uno speciale IC TTL, il sincronizzatore d'impulsi modello 74120.

Il gate del sincronismo continua ad erogare degli impulsi di clock all'ingresso di conteggio del 50398N sino a che giunge un secondo impulso dall'andamento positivo all'ingresso di gate del clock dello FF1; in tal modo, l'uscita \bar{Q} dello FF1 torna a divenire alta inibendo il gate del sincrono, e tramite il gate N38, abilitando l'ingresso di clock dello FF2, in modo che, non appena giunge un nuovo impulso con andamento positivo dall'uscita 2 dell'IC13, l'uscita \bar{Q} dello FF2 vada a sua volta allo stato alto. In tal modo si toglie l'inibizione alle gates A, B e C, quindi alle uscite 4, 6 ed 8 dell'IC13.

L'impulso di reset all'uscita del gate C commuta IC14 ... IC16. Inizia a questo punto un nuovo periodo di gate, dopo all'incirca 1 ms.

Circuiti di controllo e di conteggio

La figura 6a mostra in dettaglio lo schema elettrico dei circuiti di controllo e conteg-

gio del contatore da 1/4 di GHz, nell'assieme.

Gli invertitori da N13 ad N15, assieme con le altre parti raggruppate, formano l'oscillatore a cristallo, la frequenza del quale può essere leggermente variata tramite il compensatore C2. Tramite i tre contatori a decade IC10 ... IC12, la frequenza di oscillazione è suddivisa da 1 MHz ed 1 KHz. Come si è detto in precedenza, i segnali di controllo sono ripresi dalla base dei tempi tramite IC13 ed il circuito mostrato nella figura 5.

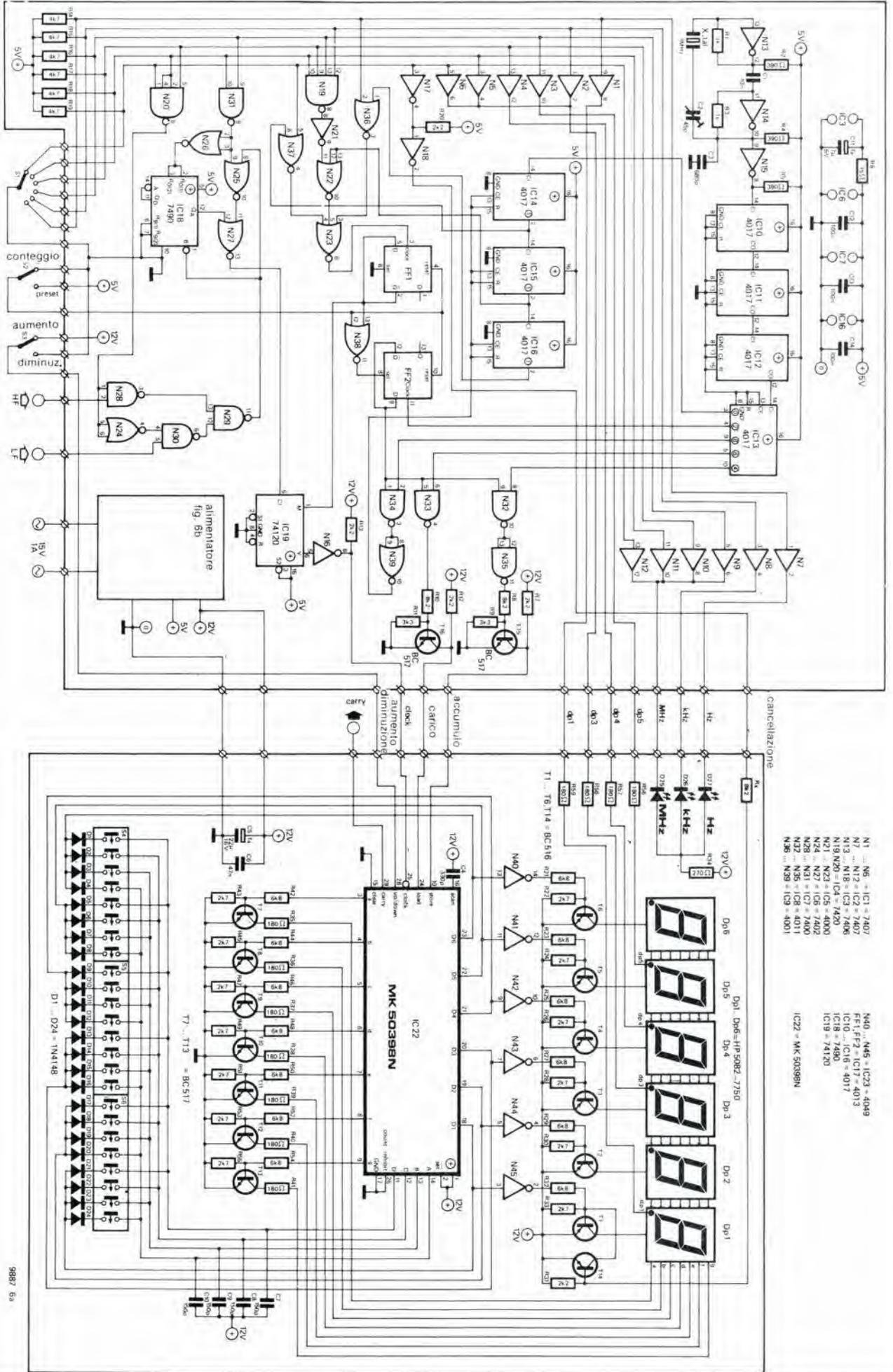
Assieme ai transistori T15 e T16, le gates N32 ... N35 ed N39 svolgono le funzioni delle gates A, B e C della figura 4.

All'uscita 1 dell'IC14, IC15 ed IC16, rispettivamente, si ha un tempo di gate di 0,1 s, 1s e 10s. Nella versione finale del circuito, il commutatore Sx mostrato nella figura 5 è sostituito dalle gates N19, N21 ... N23, N36 ed N37. Come si è detto precedentemente, il flip-flop FF1 riceve il trigger alla fine del periodo di gate scelto tramite S1.

In seguito alla posizione scelta per il commutatore di gamma, le gates N25 ... N27 ed N31 commutano il divisore IC18 in circuito o fuori dal circuito. Le gates N20, N24, N28 ... N30 sono impiegate per la commutazione tra gli ingressi a frequenza più bassa e più elevata. L'impiego della commutazione elettronica assicura che la modulazione incrociata tra gli ingressi sia effettivamente eliminata.

Il punto decimale nel display è comandato

6a



- N1 ... N8 - IC1 = 7407
- N9 ... N12 - IC2 = 7408
- N13 ... N18 - IC = 7408
- N19 N20 - IC = 7420
- N21 ... N23 - IC = 7420
- N24 ... N27 - IC = 7402
- N28 ... N31 - IC7 = 7400
- N32 ... N35 - IC8 = 4011
- N36 ... N39 - IC9 = 4001

- N40 ... N45 - IC23 = 4049
- N46 ... N49 - IC17 = 4013
- IC10 = IC16 = 4017
- IC18 = 7480
- IC19 = 74120
- IC22 = MK 5039BN

6b

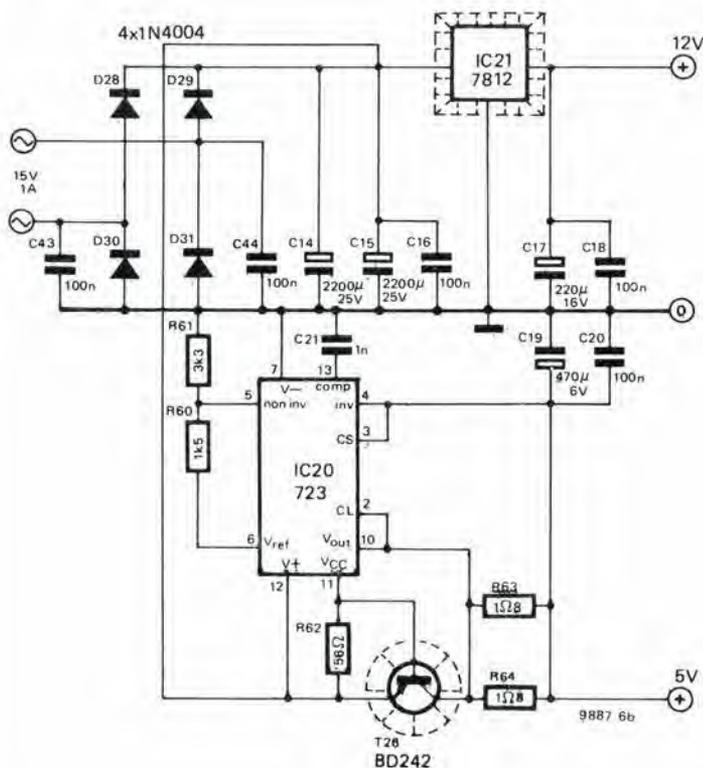


Figura 6a. Schema dettagliato della circuiteria principale del contatore sui circuiti stampati che si osservano nelle figure 7 ed 8.

Figura 6b. L'alimentatore.

tramite i buffer N1 ... N6, mentre N7 ... N12 commutano il display LED per le indicazioni relative alle gamme di lavoro (MHz, KHz, Hz). Come appare evidente dallo schema, la commutazione tra le gamme è effettuata con un "bus" a sei linee, che è comandato dal cambio di gamma S1. Quando una delle sei linee è portata allo stato basso, si ha la verifica di questo stato tramite la logica di gates descritta in precedenza, ed in tal modo si scelgono il tempo di gate corretto, l'amplificatore all'ingresso ed il punto decimale.

Il contatore può essere presetto per qualunque valore che serva tramite il commutatore "dual-in line" S4 ... S6. All'inizio di ciascun ciclo di conteggio il sistema parte dall'impostazione che gli è stata data. Regolando S2 alla posizione "preset" la frequenza scelta può essere vista sul display. Quando S2 è posto sulla posizione "count" (conteggio), il contatore inizia a lavorare su di un nuovo ciclo, quindi S2 può essere impiegato come comando di azzeramento. Se lo si desidera, il commutatore DIL ed i diodi D1 ... D24 possono essere omessi, ed in questo caso, il contatore sarà azzerato dopo ogni impulso di "carico-dati". L'andò collegato in comu-

ne dei display DP1 ... DP6 tramite i transistori T1 ... T6 è connesso a turno alla tensione di alimentazione. I segmenti sono pilotati dai transistori T7 ... T13. Gli invertitori N17, N18 ed il transistor T14, assicurano che l'ultima cifra significativa sia cancellata quando il contatore lavora come indicatore della sintonia.

L'uscita "carry" dell'IC 50398N è disponibile all'esterno, ed è utile per una eventuale estensione del circuito che include il comando automatico della gamma di misura.

Quando è possibile, s'impiegano dei dispositivi CMOS quali gates ed elementi divisori integrati. Allorché la frequenza diviene troppo elevata per i CMOS, s'impiegano di nuovo i TTL.

Per tale ragione, l'alimentatore (figura 6b) eroga due tensioni. IC21 stabilizza la tensione rettificata a 12V, mentre IC20 con il transistor collegato in serie T26 eroga la tensione regolata a 5V.

Circuito stampato per il contatore, il display ed i circuiti di controllo

L'intero circuito elettrico mostrato nella figura 6, va montato su due circuiti stampati.

Lo stampato per la parte sinistra del circuito, che include la base dei tempi ed i circuiti di controllo, è mostrato nella figura 7, mentre il settore a destra del circuito, che comprende il contatore vero e proprio, ed il display è mostrato nella figura 8. Per

assicurare buone saldature, ogni pista è prestagnata.

L'amplificatore RF

La figura 9 mostra lo schema elettrico del preamplificatore RF per le frequenze più elevate (da 8 a 250 MHz). L'amplificatore a due stadi costituito da T27 e T28 dà un guadagno di circa 60. Dopo essere stato amplificato, il segnale ad alta frequenza è portato al divisore a decade, IC24. L'ultimo detto è un divisore ECL (ad emettitori accoppiati), che può lavorare alle elevate frequenze previste. Il livello di trigger per il divisore è stabilito tramite il P2. È essenziale impiegare un trimmer cermet quale P2 (preferibilmente a molti giri), a permettere che la regolazione della soglia sia accuratissima. Il transistor T29 amplifica il segnale, portandolo al livello necessario per operare con una logica TTL, qual'è il secondo divisore a decade IC25, un IC TTL "normale". La frequenza del segnale all'uscita dell'amplificatore HF, tramite la doppia divisione, è cento volte più piccola di quella del segnale all'ingresso. Il circuito stampato per l'amplificatore HF è mostrato nella figura 10; sia il preamplificatore che i due divisori a decade sono montati sullo stesso supporto.

L'amplificatore per frequenze "basse" (LF)

Il circuito dell'amplificatore d'ingresso per frequenze medio-basse, appare nella figura 11. Il segnale, tramite un complesso source-follower che comprende T17 ... T19, passa ad un amplificatore cascode munito di T20 ... T23. I transistori detti, non sono singoli, ma fanno parte di un sistema integrato, ovvero l'IC CA 3086 della RCA. È stato scelto questo dispositivo, come amplificatore, perché i transistori integrati hanno una capacità parassitaria di reazione estremamente bassa. In tal modo è abbastanza semplice realizzare un amplificatore da 10 MHz di banda passante e dalle prestazioni complessivamente molto buone.

La bassa impedenza d'uscita dell'amplificatore cascode, consente di pilotare direttamente due trigger di Schmitt connessi in cascata (N46, N47) che rendono i segnali TTL-compatibili.

La figura 12 mostra il circuito stampato per l'amplificatore descritto.

Per il C16, si deve impiegare un condensatore MKM oppure MKH.

Realizzazione del contatore completo

Accingendosi a montare i componenti nei quattro stampati, è buona cosa completare prima le piste con i cavallotti in filo nudo, poi procedere con le resistenze, i condensatori ed i diodi, lasciando per ultimi gli IC. Di base tutti gli IC impiegati nel contatore, vanno connessi direttamente alle piste, come dire che non s'impiegano zoccoli. Ciò

Elenco componenti per il contatore da 1/4 di GHz completo

Resistenze:

R1, R3, R76 = 1 k
 R2, R4, R5 = 390 Ω
 R6 = 15 Ω
 R7, R12, R13, R20, R31,
 R65, R73 = 2k2
 R8, R10 = 8k2
 R9, R11, R61, R70, R74 = 3k3
 R14 . . . R19, R68, R75 = 4k7
 R21, R23, R25, R27, R29, R32,
 R42, R44, R46, R48, R50, R52,
 R54 = 6k8
 R22, R24, R26, R28, R30, R33,
 R43, R45, R47, R49, R51, R53,
 R55 = 2k7
 R34 = 270 Ω
 R35 . . . R41, R56 . . . R59,
 R88 = 180 Ω
 R60, R72 = 1k5
 R62 = 56 Ω
 R63, R64 = 1 Ω 8
 R66 = 1 M
 R67, R80, R81 = 100 Ω
 R69 = 39 k
 R71 = 33 k
 R77, R84, R85, R89 = 470 Ω
 R78, R82 = 22 k
 R79, R83 = 220 Ω
 R86 = 47 Ω
 R87 = 120 Ω
 R_x = 8k2
 P1 = trimmer potenziometrico da 1K
 P2 = trimmer cermet da 5K

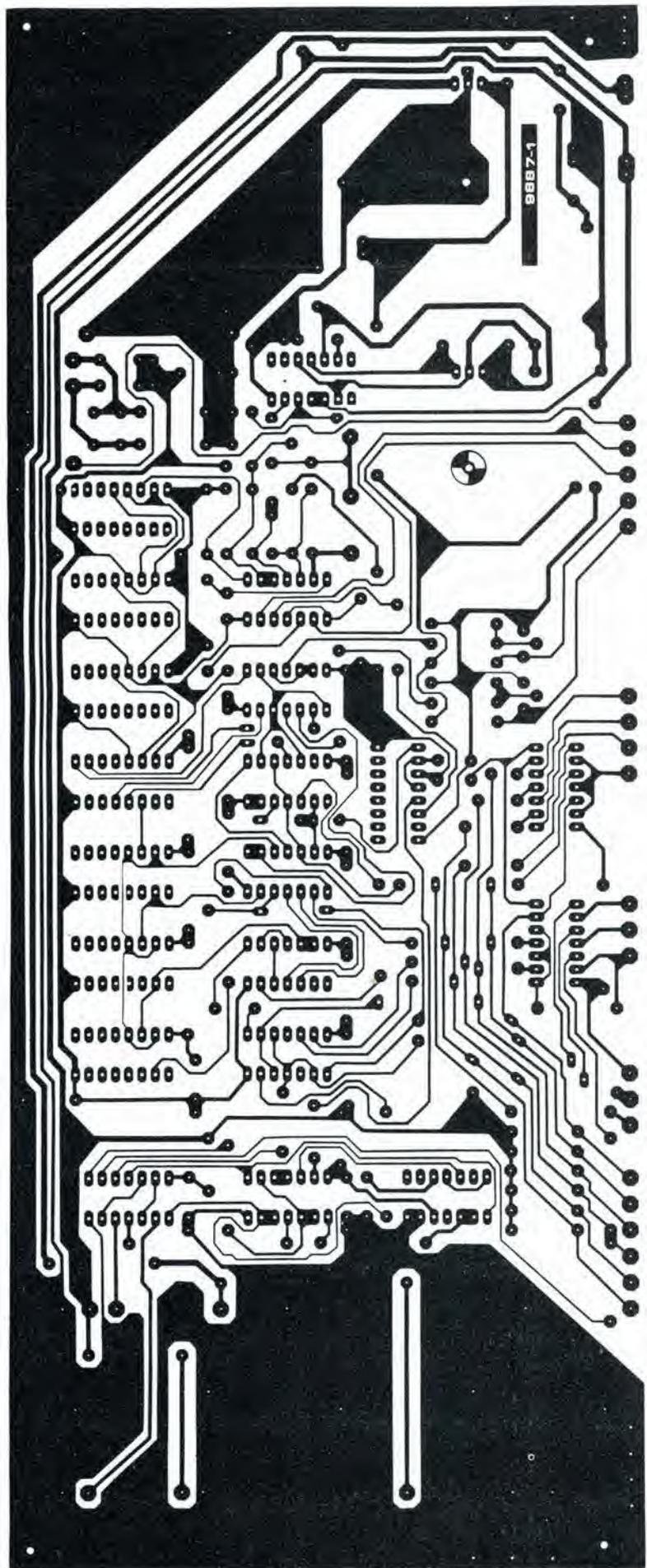
Condensatori:

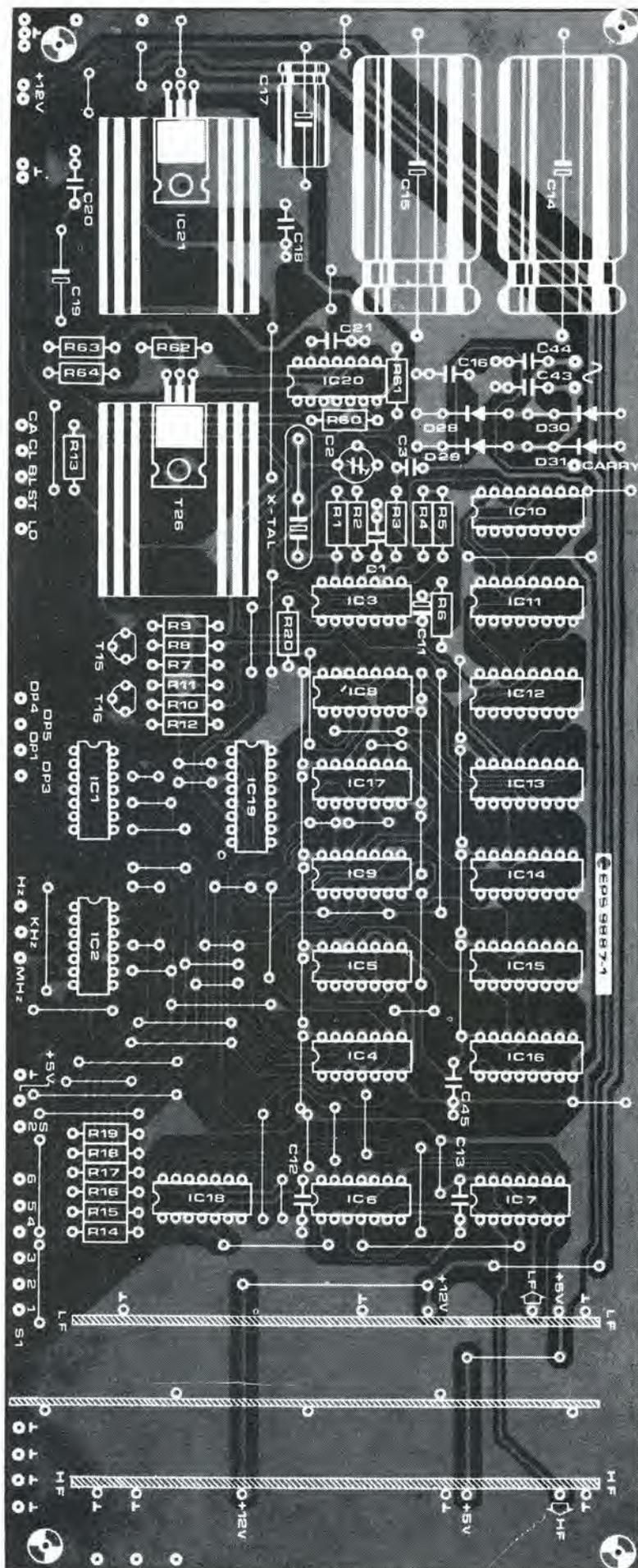
C1 = 10 n MKH, MKM
 C2 = 45 p trimmer
 C3 = 680 p ceramico
 C4 = 330 p ceramico
 C5 = 22 μ /16 V tantalio
 C6, C37 = 47 n ceramico
 C7 . . . C10 = 150 p ceramico
 C11 = 1 μ /6 V tantalio
 C12, C13, C16, C18, C20, C22, C24,
 C28, C30, C32, C43, C44,
 C45 = 100 n MKH
 C14, C15 = 2200 μ /25 V
 C19 = 470 μ /6 V
 C21 = 1 n ceramico
 C23, C29, C31 = 10 μ /16 V
 tantalio
 C17, C25 = 220 μ /16 V
 C26 = 1 μ MKH, MKM
 C27 = 47 μ /16 V
 C33 . . . C36, C38 . . . C42 = 10 n
 ceramico

Semiconduttori:

D1 . . . D24, D34, D35 = 1N4148
 D25, D26, D27 = LED (red)
 D28 . . . D31 = 1N4004
 D32, D33, D36 = Zener 2V7
 da 400 mW (è da notare che se il
 valore detto risulta difficile da reperi-
 rare, ciascuno zener può essere so-
 stituito da tre diodi del tipo 1N4148
 posti in serie)
 D37 = zener 10 V, 400 mW
 T1 . . . T6, T14 = BC 516
 T7 . . . T13, T15, T16 = BC 517
 T17 = E 300
 T18, T19 = BC 557A
 T25 = BC 547B
 T26 = BD 242
 T27, T28 = BFY 90
 T29 = BF 451
 IC1, IC2 = 7407
 IC3 = 7406
 IC4 = 7420
 IC5 = 4000

7





IC6 = 7402
 IC7 = 7400
 IC8 = 4011
 IC9 = 4001
 IC10 . . . IC16 = 4017
 IC17 = 4013
 IC18 = 7490
 IC19 = 74120
 IC20 = 723
 IC 21 = 7812
 IC22 = MK 50398N (Mostek)
 IC23 = 4049
 IC24 = 95H90
 IC25 = 74196
 IC26 = T20 . . . T24 = CA 3086
 (DIP)
 IC27 = 7413

Varie:

L1 . . . L4 = impedenza da 10 μ H

Xtal = quarzo da 1 MHz

risonanti in serie

DP1 . . . DP6 = HP 5082-7750

(anodo comune)

S1 = commutatore da 1 via 6 posizioni

S2,S3 = deviatori singoli

S4,S6 = complesso di interruttori

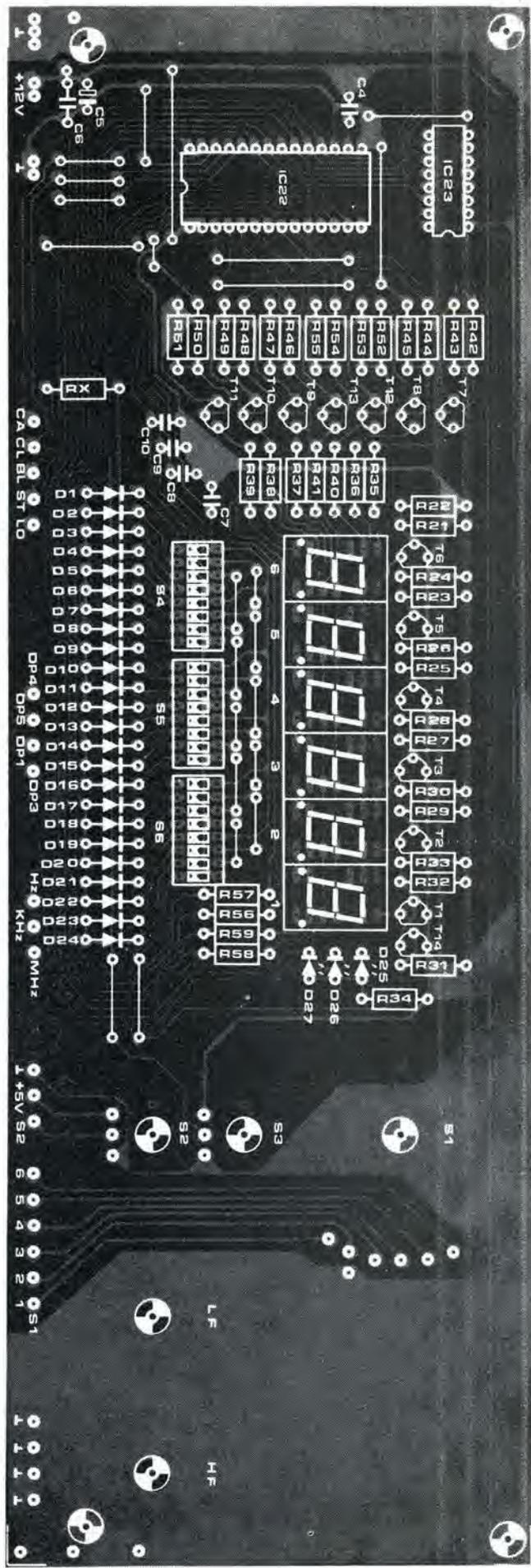
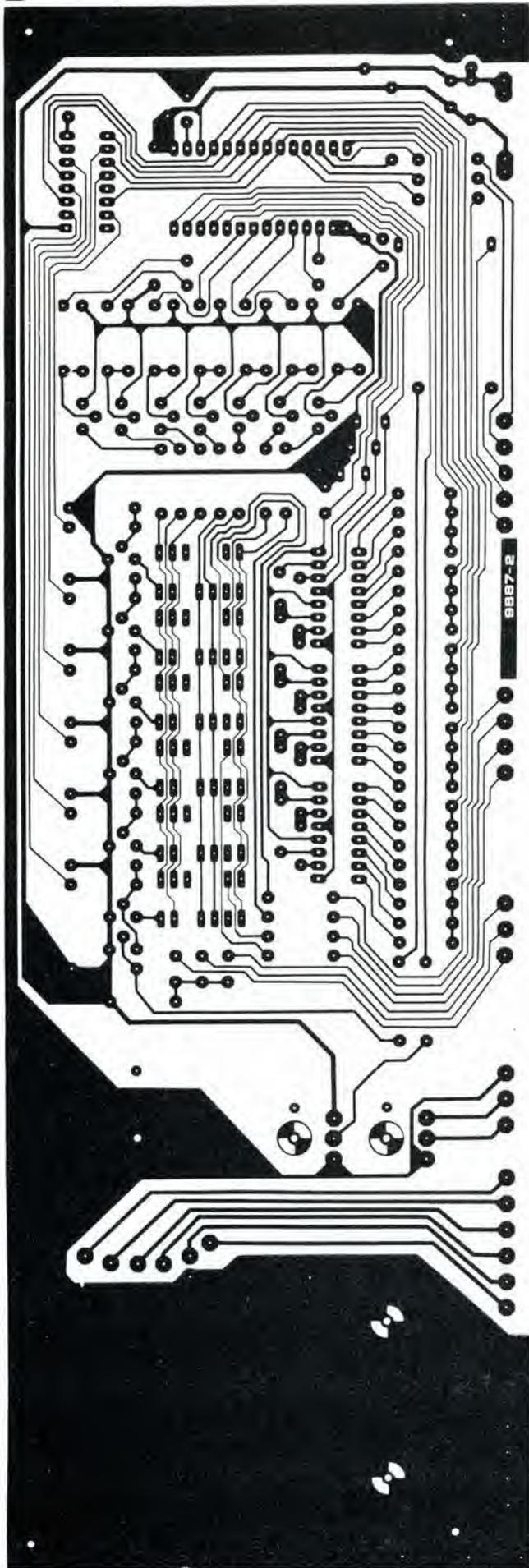
DIL ad otto vie, da impiegare se serve la possibilità di presetare il contatore

Trasformatore munito di un secondario da 15V/1A.

Figura 7 ed 8. Lato rame e lato parti del circuito stampato che serve per la realizzazione pratica dello schema visto nella figura 6 (poiché vi sono insormontabili esigenze di spazio, lo stampato è in scala 0,88).

La figura 7 mostra il pannello per la base dei tempi ed i circuiti di controllo (EPS 9887-1), mentre la figura 8 illustra il pannello che comprende il contatore ed il display (EPS 9887-2).

8



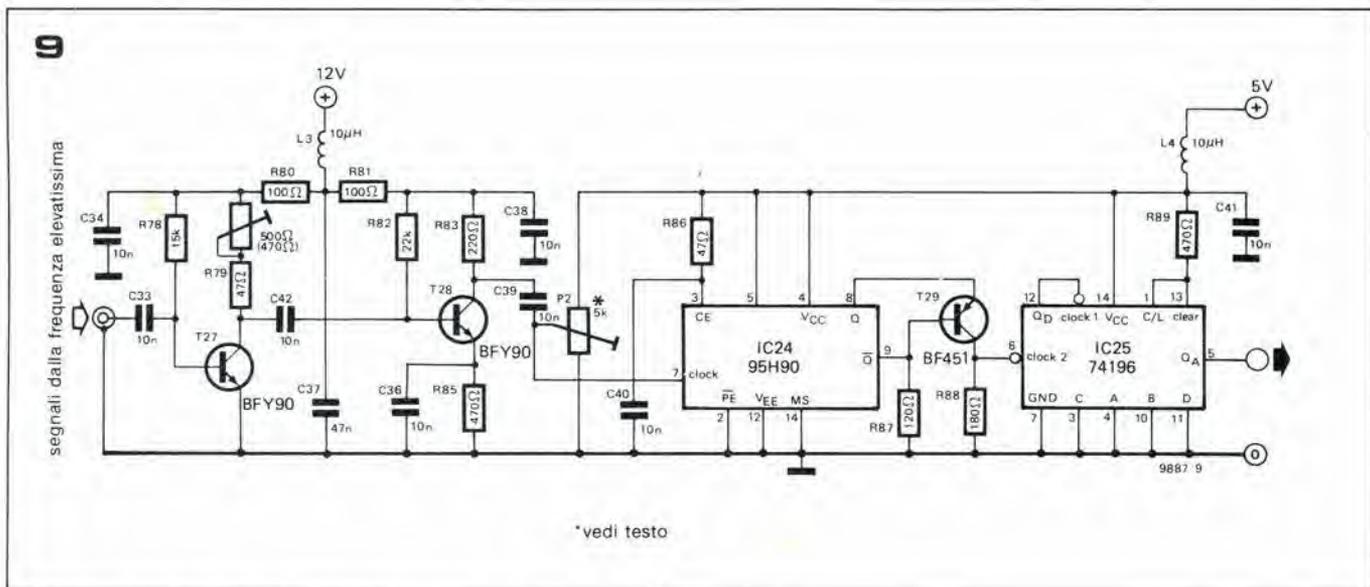
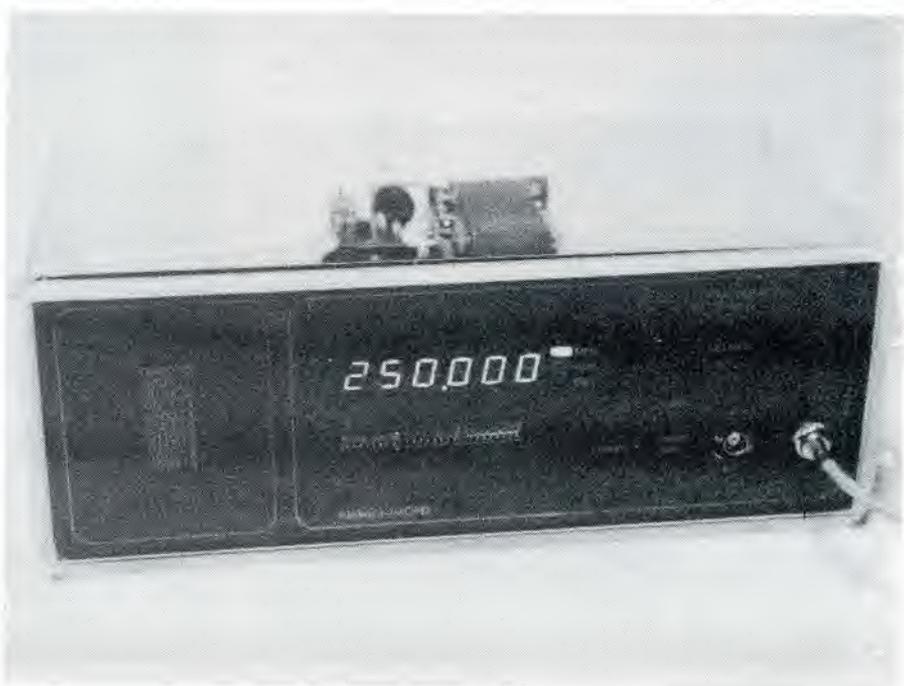
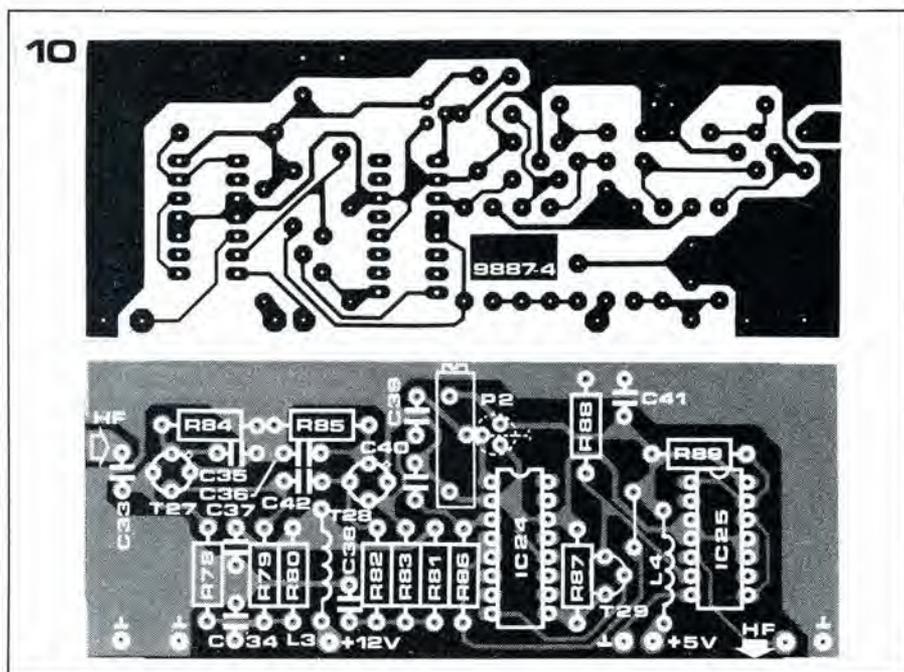


Figura 8. Circuito stampato, sempre in scala 0,88, lato rame e lato parti per il contatore ed il display (EPS 9887-2).

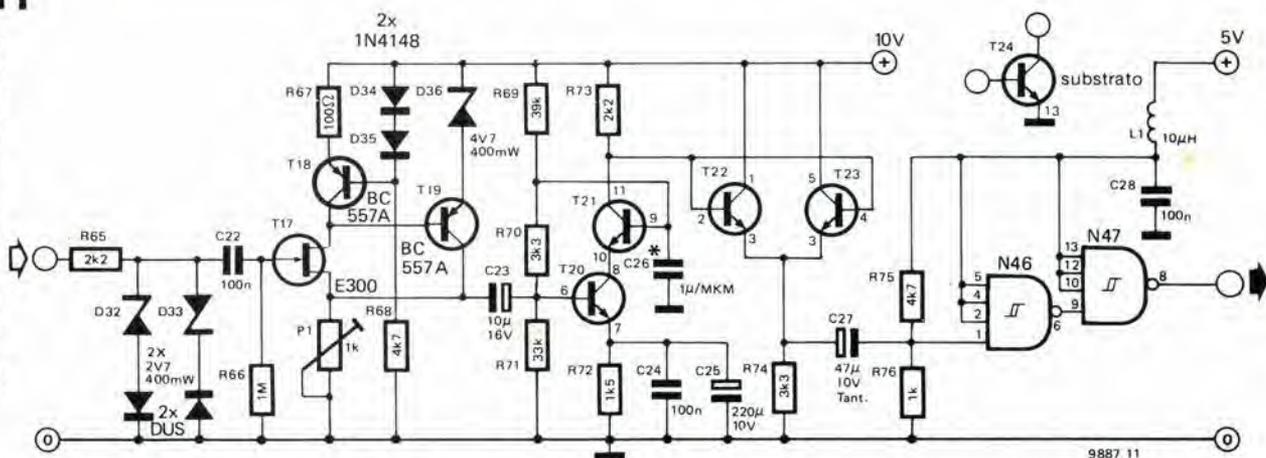
Figura 9. Schema elettrico dell'amplificatore d'ingresso per frequenze elevate, che comprende due divisori a decade, IC24 ed IC25.

Figura 10. Circuito stampato per il preamplificatore d'ingresso che serve per le frequenze più elevate (EPS 9887-4). Il divisore a decade ECL, IC24, deve essere saldato direttamente alle piste; se s'impiega uno zoccolo per IC, s'introducono nel circuito delle capacità parassitarie che possono turbare il buon funzionamento del complesso.



11

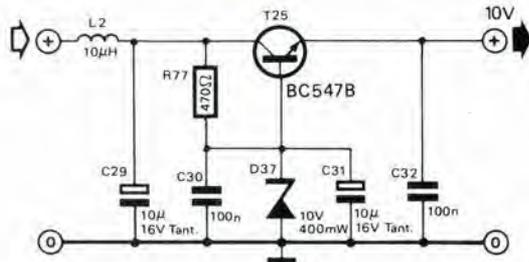
segnali dalla frequenza medio-bassa (LF)



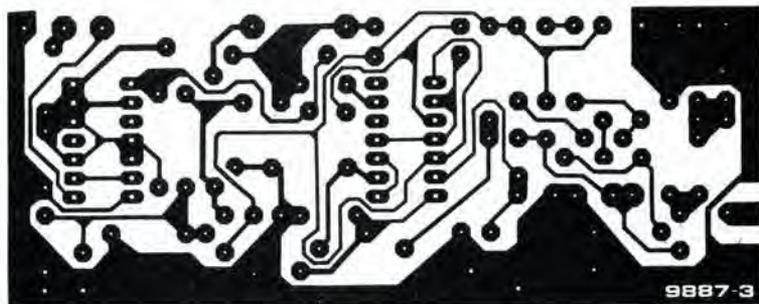
*vedi testo

9887 11

T20 ... T24 = IC26 = CA 3086
N46, N47 = IC27 = 7413



12



9887-3

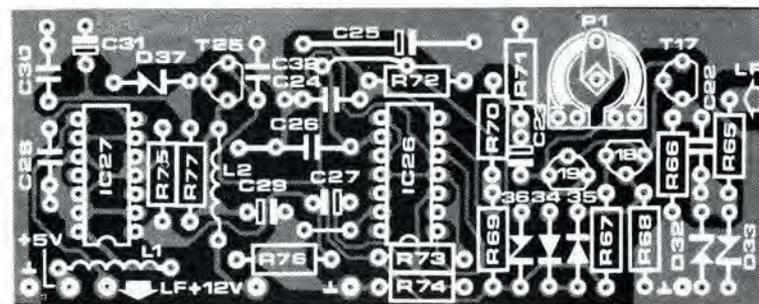


Figura 11. Schema elettrico dell'amplificatore d'ingresso per frequenze medio-basse.

Figura 12. Circuito stampato che serve per il montaggio dell'amplificatore di figura 11.

Figura 13. Pannello frontale suggerito per il contatore da 1/4 di GHz (la scala è sempre di 0,88).

permette di fissare il pannello frontale ad una distanza ragionevole dai display, non eccessiva. Volendo, però, gli zoccoli possono anche essere impiegati, fatta eccezione per l'IC24 dell'amplificatore per frequenze alte.

Lo IC24 deve essere assolutamente saldato alle piste, ad evitare che intervengano delle capacità parassitarie.

Una volta che i componenti siano tutti

connessi ai quattro stampati, è necessario interconnettere questi ultimi. Di preferenza, è bene impiegare del filo in rame stagnato del diametro di 1 mm.

È necessario lasciare lo spazio, tra i pannelli, per la collocazione degli ingressi per frequenze medio-basse ed elevate.

Dopo aver collegati i commutatori S1 ... S3 e le prese BNC, tutto quel che rimane da fare, è connettere il circuito al secondario del trasformatore d'alimentazione (15V, 1A) ed il contatore è pronto per essere collaudato.

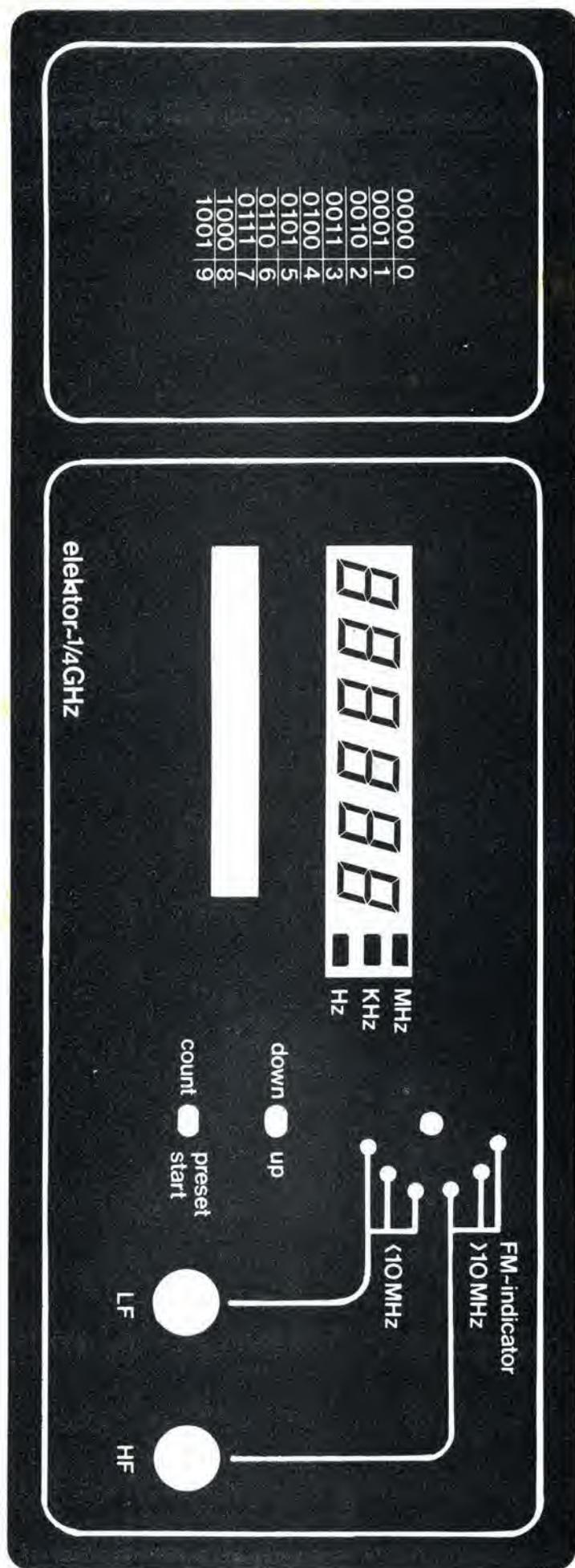
La calibrazione

La procedura di calibrazione per il contatore da 1/4 di GHz è estremamente semplice. Disponendo di un altro contatore digitale molto preciso, la frequenza del cristallo può essere trimmata esattamente ad 1 MHz regolando C2.

Tale frequenza può essere misurata all'ingresso di clock (terminale 14) dell'IC10. Se non è disponibile un secondo frequenzimetro, il compensatore sarà regolato semplicemente per la posizione centrale, tra i due fine-corsa. In alternativa, si possono impiegare le emissioni di una stazione che irradia degli standard, per calibrare il contatore, se è disponibile un ricevitore professionale in grado di captarle per il confronto. In Italia, si possono impiegare le emissioni dell'Istituto Galileo Ferraris, o anche quelle della famosa WWW, che risultano ben ricevibili.

L'amplificatore per frequenze elevate può essere regolato impiegando un normale ricevitore per FM. L'ingresso dell'amplificatore sarà collegato tramite uno spezzone di cavo coassiale a 50Ω ad una semplicissima bobina consistente di una o due spire di

13



0000	0
0001	1
0010	2
0011	3
0100	4
0101	5
0110	6
0111	7
1000	8
1001	9

filo per connessioni isolato, dal diametro di 10 mm. La bobina sarà poi accostata a quella oscillatrice di un ricevitore FM. In tali condizioni, deve essere possibile misurare la frequenza di oscillazione locale del ricevitore (che dipenderà da come è sintonizzato il ricevitore, tra 70 e 120 MHz o simili). Tramite il P2, l'amplificatore deve essere regolato per la massima sensibilità, allontanando pian piano la bobina-sonda dalla bobina oscillatrice del ricevitore e notando che il display rimanga stabile. Le cifre si manifestano stabili solo se il gate del sincro (IC19) posto sul pannello principale, riceve un segnale privo di slittamenti. L'amplificatore per i segnali medio-bassi è più semplice da regolare.

Nella maggioranza dei casi, è sufficiente porre il P1 a metà corsa. Se lo si desidera, l'amplificatore può essere regolato per la massima sensibilità impiegando un segnale di prova a 10 KHz munito di un'ampiezza di 50 mV.

L'impiego del contatore da 1/4 di GHz

Siccome il contatore da 1/4 di GHz utilizza un sistema di preselezione che gli permette di contare in accrescimento ed in diminuzione, si ha uno strumento che è molto più versatile del classico frequenzimetro. Un'applicazione insolita possibile, è, ad esempio, la sintonia ad azzeramento. Mettiamo che si voglia regolare un oscillatore alla frequenza di 145,163 MHz esatti; in altri casi ciò non è particolarmente facile, nel nostro, basta presetare il contatore a 145,163 MHz e farlo lavorare nel conteggio inverso. Si regolerà quindi l'oscillatore in questione sino a che il display indichi 0 Hz. Impiegando questo metodo di regolazione, il punto di azzeramento deve poter essere raggiunto iniziando la taratura dalle due parti. Il contatore da 1/4 di GHz può anche essere usato come indicatore digitale di sintonia per ricevitori AM ed FM. Come è ben noto, la media frequenza di un ricevitore FM ha il valore di 10,7 MHz. La frequenza di oscillazione del tuner è quindi più elevata o più bassa di 10,7 MHz rispetto alla portante. Se si misura la frequenza di oscillazione direttamente, il display logicamente devierà dalla frequenza della portante del valore detto. Per ottenere una lettura precisa della portante, il contatore deve essere pre-regolato per compensare il valore della media frequenza, come dire che occorrerà un preset di 99,300 MHz nel caso che la media frequenza sia aggiunta alla frequenza della portante, ed un preset di 010,700 MHz nel caso che la frequenza dell'oscillatore sia sottratta alla portante. Risulta chiaro dalle possibilità menzionate che il contatore da 1/4 di GHz può dimostrarsi molto utile sia per appassionati di alta fedeltà che per i radioamatori. Evidentemente, è possibile ricavare tutte le altre applicazioni tradizionali, e lo strumento offre allo sperimentatore uno standard qualitativo che può essere comparato favorevolmente con quello dei frequenzimetri comunemente reperibili in commercio, che per altro sono considerevolmente più dispendiosi. ■

Luminant

Il passato, sono stati descritti vari tipi di indicatori per audio a LED, sia del tipo previsto per la lettura del valore di picco del segnale, che per la lettura del segnale medio.

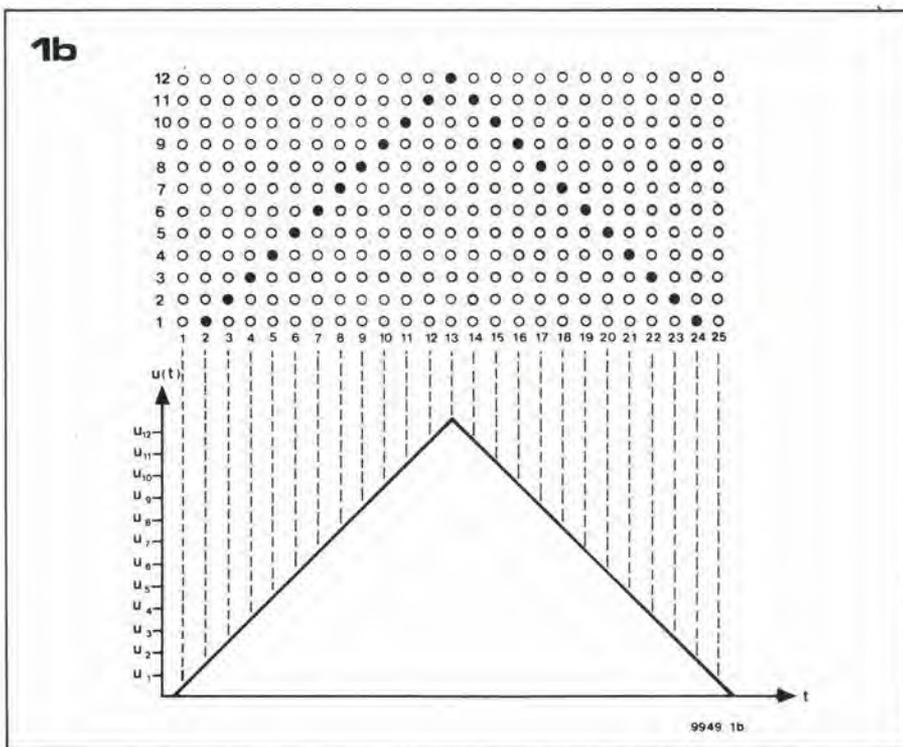
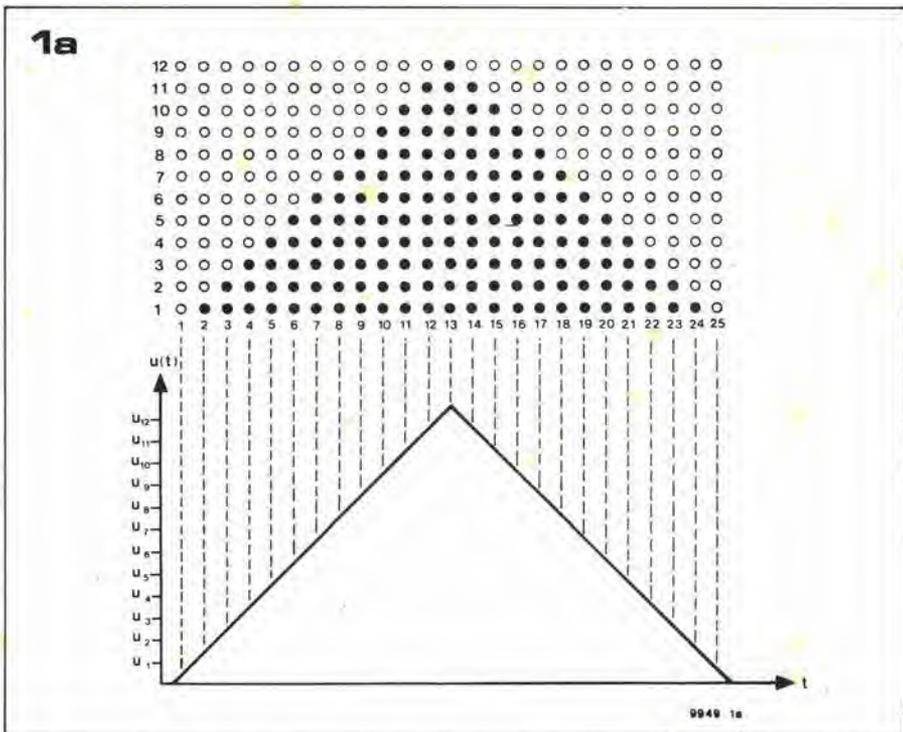
Il Luminant, tuttavia rappresenta un modo diverso di accostarsi alla problematica degli indicatori e delle misure del livello audio ottenute in tal modo, in quanto i livelli di picco ed intermedi sono indicati simultaneamente, e sullo stesso display.

Vi sono diversi argomenti che suggeriscono di preferire, per la lettura dei segnali audio, sia indicatori del valore di picco che indicatori del livello medio. In un misuratore del valore di picco, la tensione in CA è rettificata, il relativo livello di picco immagazzinato in un condensatore e poi mostrato su di una scala logaritmica (dB). In un misuratore della tensione media come è normalmente un indicatore VU (Volume Units), la tensione CA è prima rettificata, poi attraversa un filtro passabasso, dimodochè, si abbia appunto l'indicazione del valore medio.

Coloro che sostengono i misuratori del valore di picco, insistono sul fatto che gli indicatori del valore medio non rispondono ai transitori brevi, e che quindi si può avere sovraccarico e distorsione, se, per esempio, tali indicatori sono impiegati per delle registrazioni.

Dal canto loro, i fautori degli strumenti che misurano il valore medio, sostengono che impiegando gli indicatori del valore di picco, è facile ricadere nelle registrazioni scarse, perchè il rapporto tra il livello di picco e quello medio è troppo elevato nella maggioranza dei programmi musicali. Il Luminant può accontentare gli uni e gli altri, perchè offre al tempo stesso la lettura del valore di picco e quella del valore medio.

Come si possa ottenere questa nuova funzione, si vede nelle figure da 1a ad 1c. La figura 1a, mostra come un display LED del tipo per termometri risponda ad una tensione d'ingresso a forma di rampa. Man mano che la tensione aumenta, i LED si accendono in successione sino a che sono



tutti illuminati, e quando la tensione cala, si spengono con la medesima successione iniziando da quello più elevato. La figura 1b, mostra come un display LED a punti risponda allo stesso tipo di tensione d'ingresso. In questo caso, si accende solamente un LED alla volta.

Impiegando una scala a punti per l'indicazione di picco ed una scala del tipo impiegato nei termometri per l'indicazione del valore medio, è possibile combinare la lettura del valore di picco e del valore medio in un solo display, come si vede nella figura 1c.

Siccome un livello medio non può essere in alcun caso più grande del valore di picco, il display può consistere di una fila di LED che indica il valore medio, mentre un singolo LED indicherà il valore di picco.

La differenza tra le letture dei valori di picco e medi è illustrata nella figura 2, che mostra il responso di uno strumento che misuri i livelli di picco, e di uno che misuri i

livelli medi, con un ingresso ad impulsi. L'indicatore dei valori di picco raggiunge il massimo valore del segnale all'ingresso molto rapidamente, e scende con molta lentezza allorché l'impulso è terminato. L'indicatore dei livelli medi, al contrario, sale più lentamente verso il valore massimo del segnale all'ingresso, e lo raggiunge solo se l'impulso è abbastanza lungo. Quando il segnale termina, la lettura ridiscende con la medesima costante di tempo.

La funzione di multiplex per il display

Per poter indicare il valore di picco ed il valore medio sui medesimi LED, il display deve essere soggetto al multiplex. Ciò significa che l'ingresso dell'indicatore LED deve essere commutato tra le uscite del rettificatore di picco e di quello del valore medio, mentre il display, a sua volta, deve essere commutato tra la scala a punti e l'altra "a termometro".

Il principio del multiplexing del display, è mostrato nelle figure 3a, 3b e di seguito sino alla 3e.

La figura 3a illustra il concetto di base per il voltmetro LED con la scala a punti. Questo è realizzato tramite una successione di comparatori di tensione, nei quali gli ingressi non invertenti sono alimentati con i segnali d'ingresso, e gli ingressi sono alimentati dalle tensioni di riferimento derivate da un divisore di potenziale logaritmico. Quando la tensione d'ingresso supera la U_x , l'uscita di kx diviene alta, quindi Dx s'illumina. Quando la tensione all'ingresso supera $U_x + 1$, l'uscita di $kx + 1$ diviene alta a sua volta, cosicché Dx si spegne e $Dx + 1$ si accende, e via di seguito.

Il voltmetro LED che ha la scala a forma di termometro, mostrato nella figura 3b funziona in maniera analoga, ma i LED sono collegati alla massa, invece che tra le uscite dei comparatori. Con quest'altro tipo di funzionamento, una volta che un LED sia acceso, rimane acceso anche se s'illumina il successivo.

Il principio di funzionamento in multiplex tra i due tipi di display detti, è illustrato nella figura 3c.

Quando il segnale di picco U_a , giunge tramite $S1$, $S2$ è aperto ed in tal modo si ha una scala a punti.

Se però $S1$ è nell'altra posizione, per ricevere l'ingresso medio, U_b , $S2$ è chiuso ed i catodi dei LED sono posti a massa; in tal modo si ottiene una scala "continua" o a forma di termometro.

La commutazione tra i canali sinistro e destro è mostrato nella figura 3d. Gli interruttori $S1a$ ed $S1d$ scelgono i picchi di sinistra, il segnale medio di sinistra, il segnale di picco di destra, il segnale medio di destra, mentre gli interruttori $S3$ ed $S3'$ scelgono il display LED tra i canali destro e sinistro. Come in precedenza, $S2$ sceglie tra l'indicazione di picco e quella media.

Chiudendo gli interruttori con la combinazione corretta, è quindi possibile osservare sul display il livello di picco di sinistra o il livello medio sempre di sinistra, ovvero la lettura di picco o del valore medio sul display di destra. Se la commutazione tra i diversi ingressi ed il display è eseguita ad una velocità sufficientemente elevata, l'occhio non può seguirla e non "capisce" di vedere quattro display diversi, ma "crede," di vedere quattro display continui. Nel circuito pratico, la commutazione è ottenuta per via elettronica, impiegando degli interruttori MOS analogici per gli ingressi e dei transistor per i display.

La commutazione tra i quattro display è resa possibile da un generatore di clock che consiste di un contatore a due bit e di un sistema di gating logico.

Le varie situazioni che si possono presentare sono le seguenti:

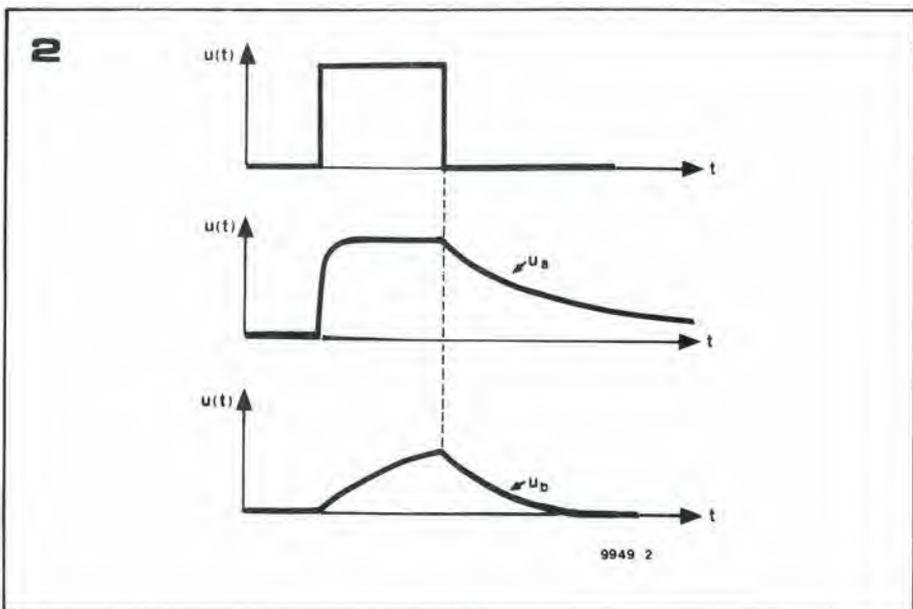
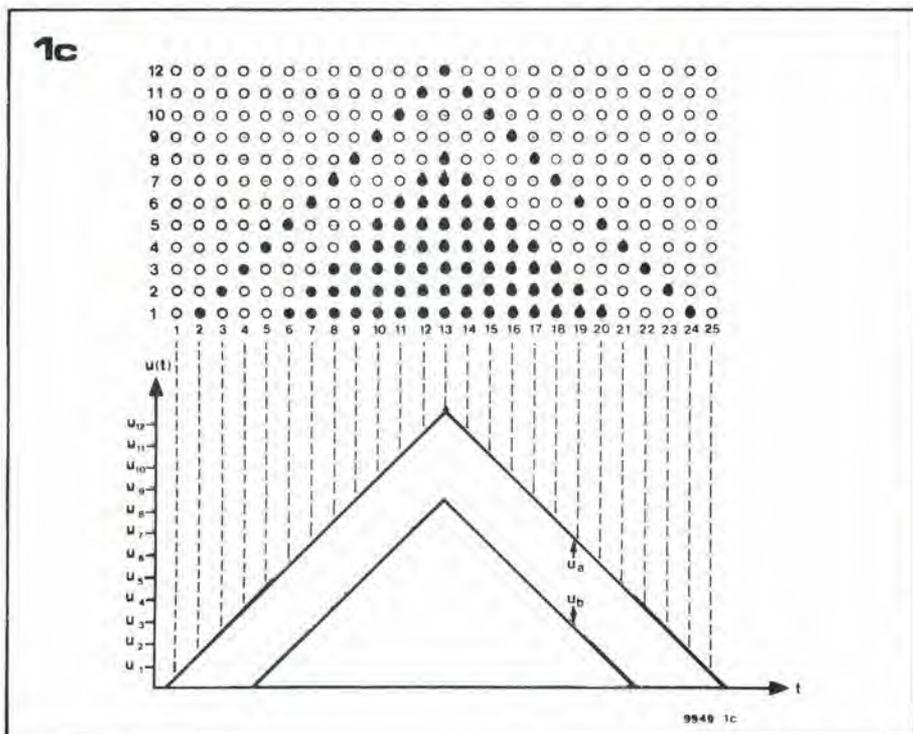
$Q1 = 1$ = display del canale sinistro.

$Q1 = 0$ = display del canale destro.

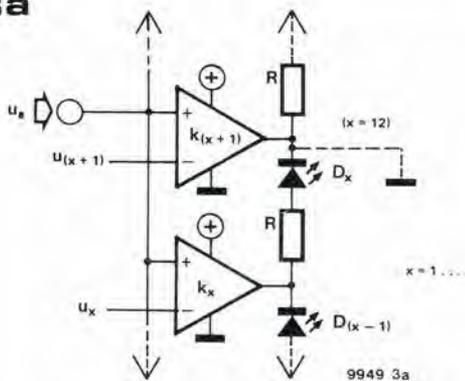
$Q2 = 1$ = display del valore di picco.

$Q2 = 0$ = display del valore medio.

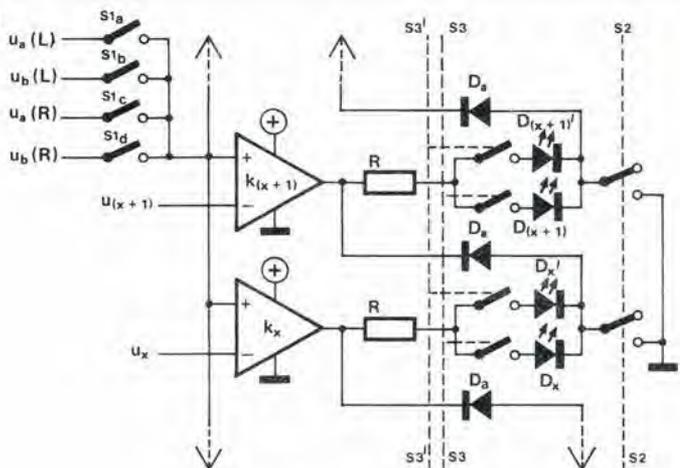
servono quindi i segnali di controllo seguenti, per gli interruttori da $S1$ ad $S3$, assumendo che il valore logico "1" serva per chiudere gli interruttori:



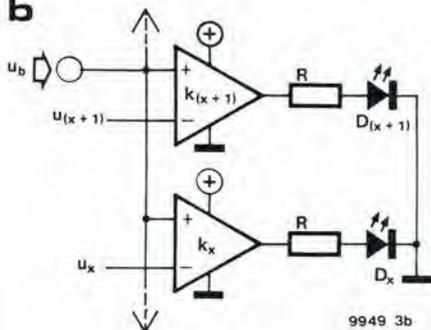
3a



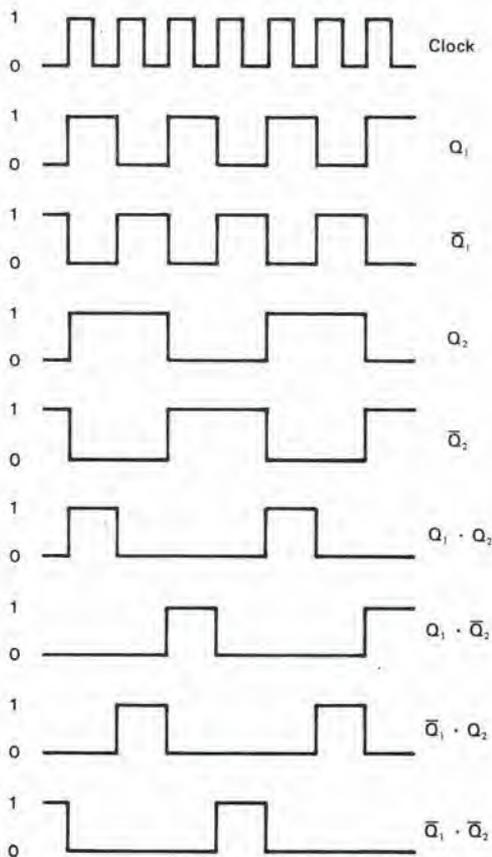
d



b



e



c

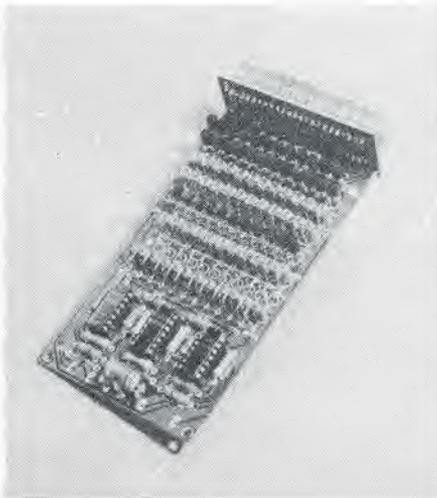
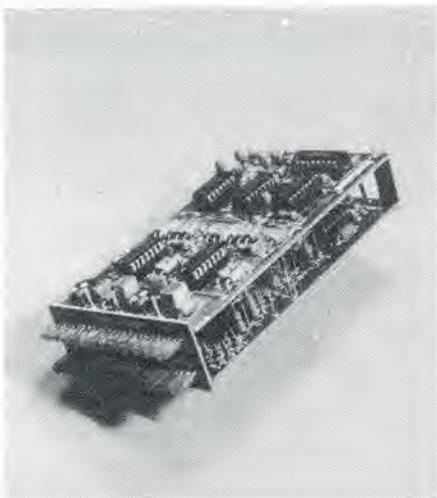
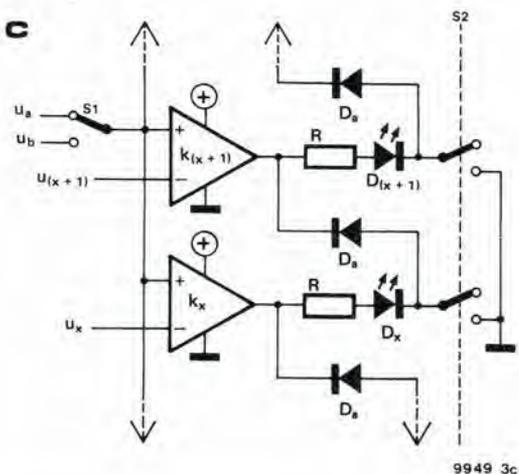


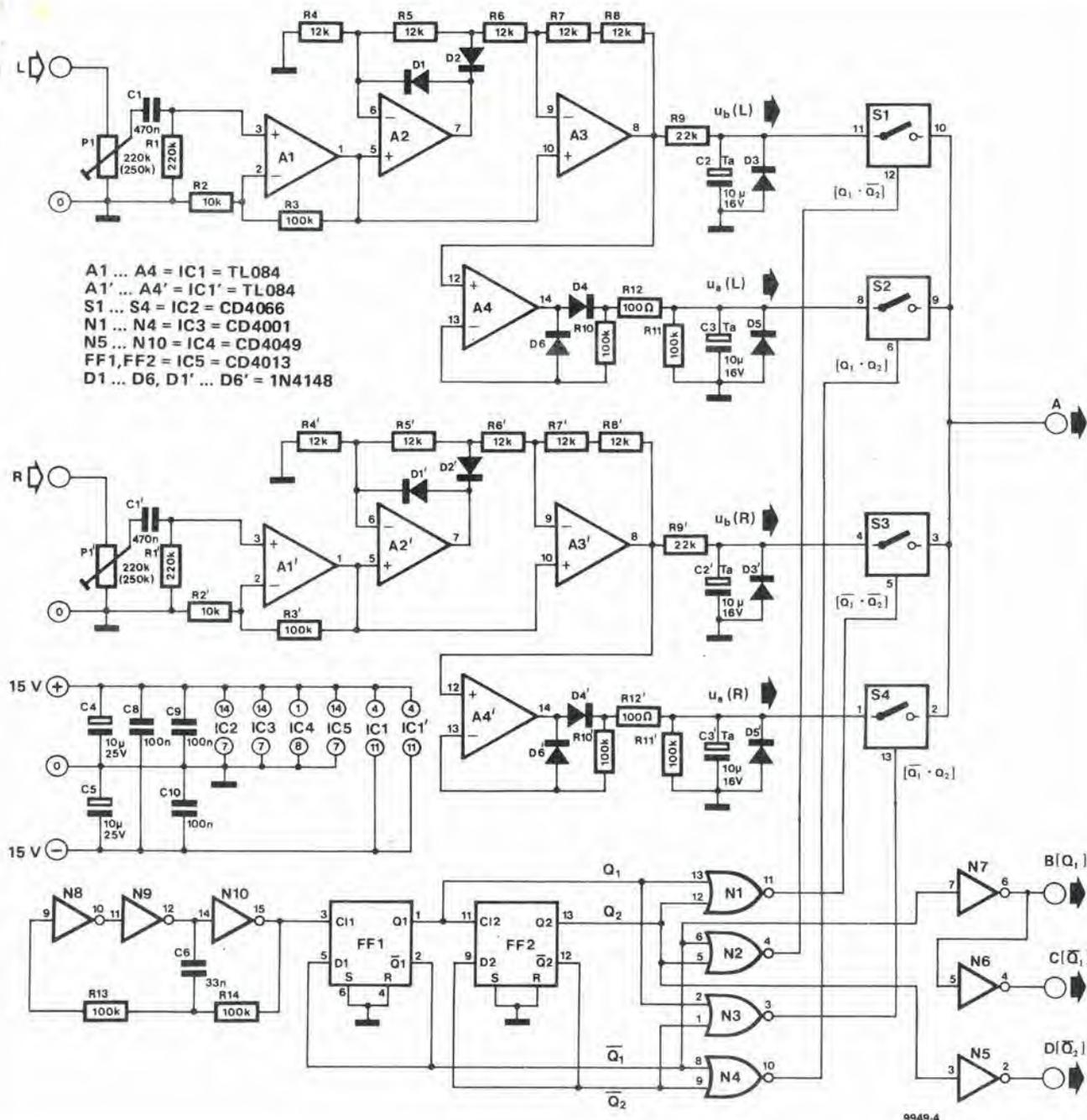
Figure da 1a ad 1c. Queste figure illustrano la differenza tra le scale "a termometro" come diodi interrotte, e quelle a punti. Si vede inoltre come i LED possono essere combinati per ottenere contemporaneamente i due display.

Figure 2. Risposti dati da rettificatori di picco, e del valore medio, sottoposti ad un impulso all'ingresso.

Figure da 3a a 3e. Queste figure mostrano come i LED siano assoggettati al multiplex per le letture del canale destro, del canale sinistro, del picco e della lettura media.

Figure 4. Settore rettificatore e di controllo del Luminant.

4



$Q1 \cdot Q2$ per S1a
 $Q1 \cdot \overline{Q2}$ per S1b
 $\overline{Q1} \cdot Q2$ per S1c
 $\overline{Q1} \cdot \overline{Q2}$ per S1d
 $Q1$ per S3
 $\overline{Q1}$ per S3'
 $Q2$ per S2

Questi segnali di controllo sono illustrati nel diagramma dei tempi di lavoro riportato nella figura 3e.

La frequenza di clock del multiplex può essere una qualunque compresa tra 100 Hz e 200 Hz, ed in ogni caso è sufficiente perchè l'occhio non possa distinguere il lampeggio nel display, senza peraltro essere tanto alta da provocare problemi di "fantasmi" provenienti dal tempo di commutazione.

Il circuito completo

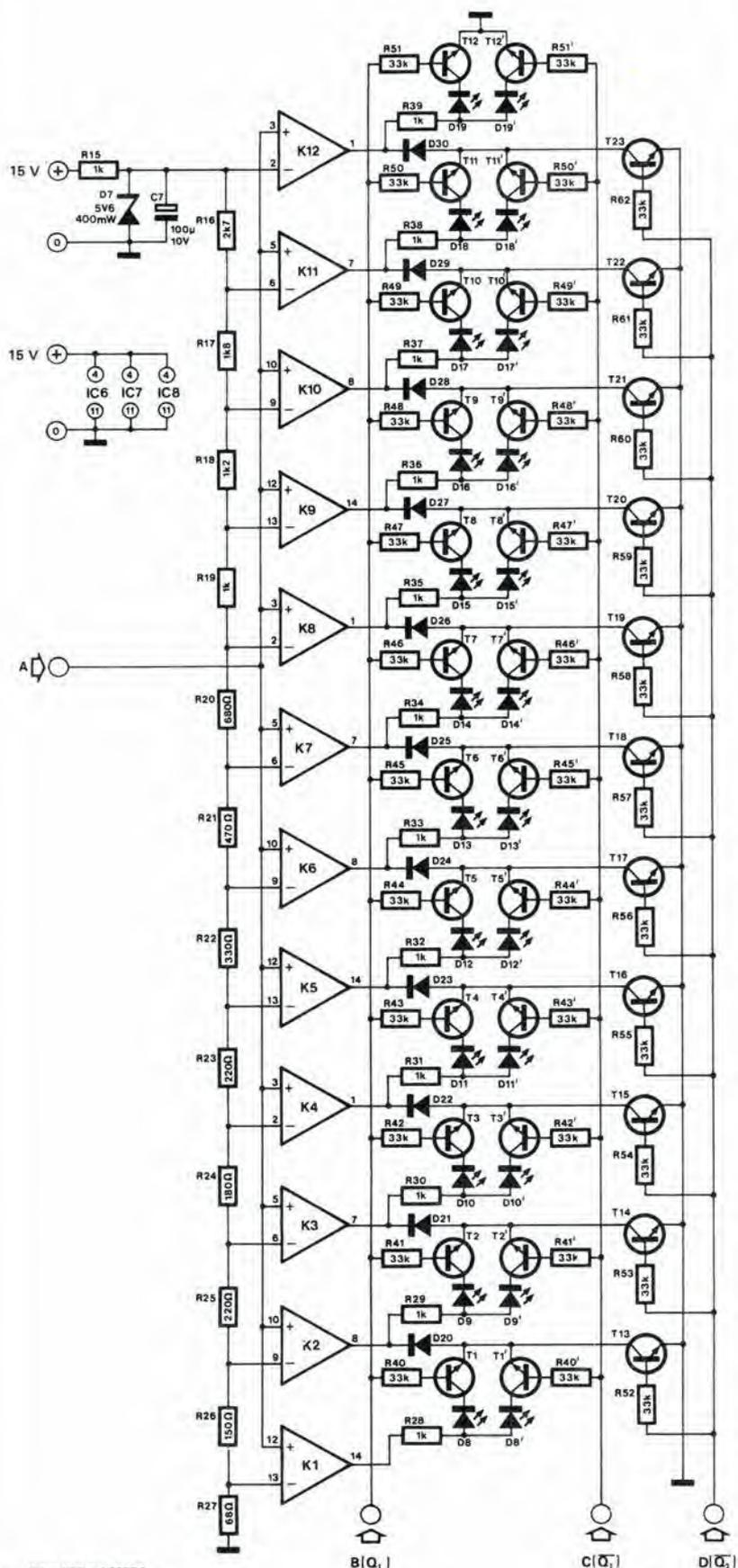
Il circuito completo del Luminant è mostrato nelle figure 4 e 5. La figura 4 mostra il rettificatore del segnale e la sezione di controllo, mentre la figura 5 mostra il settore display.

L'amplificatore d'ingresso per il canale sinistro con il relativo rettificatore, è costituito da un op-amp quadruplo TL 084, munito d'ingressi FET, da A1 ad A3, ed il canale destro è identico. A1 è il preamplificatore d'ingresso che eroga un guadagno di 11. P1 permette di aggiustare la sensibilità d'ingresso, per ogni necessità individuale. A2 ed A3 formano un rettificatore attivo ad onda intera, che eroga un segnale positivo rettificato ad onda intera all'uscita dell'A3. La misura del segnale medio è realizzata tramite un semplice filtro passa-

basso: R9/C2, mentre la carica necessaria per la misura del picco è realizzata dall'A4 e dalle relative parti secondarie. Gli interruttori analogici CMOS da S1 ad S4 sono collegati alle uscite dei quattro circuiti rettificatori.

Il generatore di clock consiste di un multivibratore astabile realizzato con N8 ed N10, un contatore a due bit che comprende FF1 ed FF2, nonchè un sistema di decodifica formato dalle Gates da N1 sino ad N7. Il settore display mostrato nella figura 5, è in pratica un voltmetro LED che comprende i comparatori da K1 a K12, con il circuito di commutazione per le diverse opzioni di display. La commutazione tra la lettura a spot (punto) ed a "termometro" (barra) è realizzata dai transistor che vanno da T13 a T23.

5



K1 ... K4 = IC6 = LM324
 K5 ... K8 = IC7 = LM324
 K9 ... K12 = IC8 = LM324
 T1 ... T12, T1' ... T12', T13 ... T23 = TUN
 D8 ... D19, D8' ... D19' = LED
 D20 ... D30 = 1N4148

9949-5

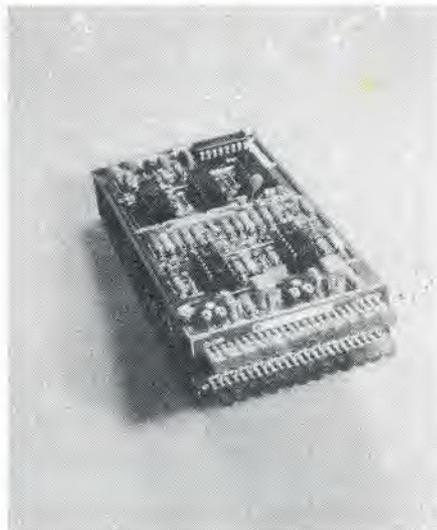


Tabella 1

Calibrazione della scala del Luminant

LED più elevato accesso:	livello nominale (dB)	livello reale (dB)
D19	0	0
D18	-3	-3.1
D17	-6	-6.0
D16	-9	-8.7
D15	-12	-11.8
D14	-15	-14.8
D13	-18	-17.8
D12	-21	-20.6
D11	-24	-23.3
D10	-27	-26.3
D9	-33	-32.3
D8	-42	-42.4

Quando questi sono nella conduzione (come dire chiudendo S2 nella figura 3c) si ha la scala a forma di termometro, mentre quando sono nell'interdizione si ha la scala a punti.

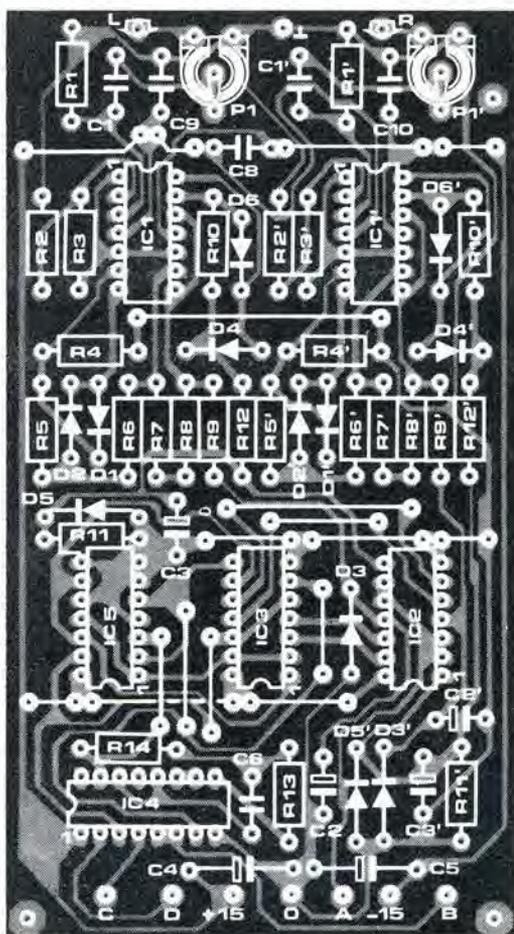
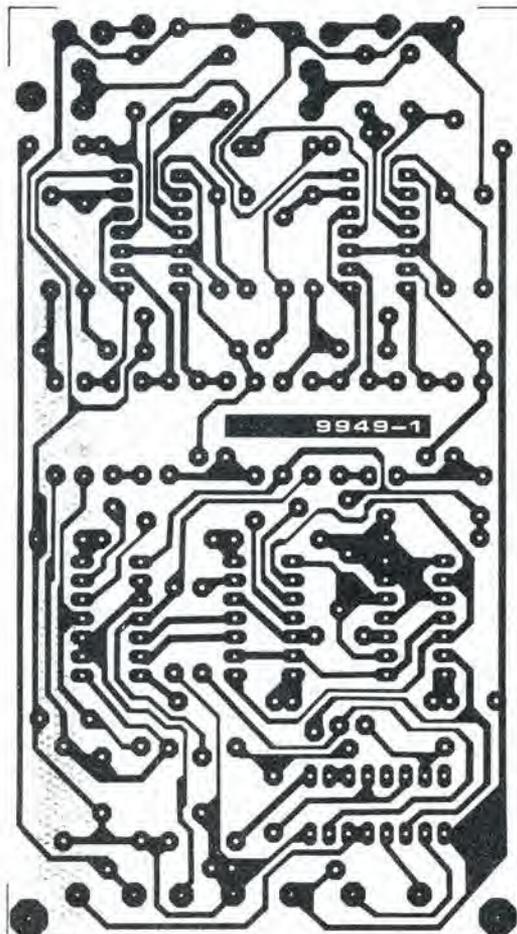
La commutazione tra i canali sinistro e destro, è effettuata dai transistori che sono indicati come T1 - T12. Quando tutti questi transistori conducono, si attiva il display del canale di sinistra, da D8 e D19; quando i transistori da T1' a T12' sono a loro volta nella conduzione si attiva il display del canale destro, da D8 a D19.

Le tensioni di riferimento per il voltmetro LED sono derivate dal diodo zener D7 tramite un divisore di potenziale che comprende tutta una serie di resistenze, da R16 ad R27. Se la tensione applicata al K12 è 0 dB, la tensione di riferimento è all'incirca 3 dB più in basso di -27 dB (K3). I due ultimi passi valgono all'incirca 6 dB e 9 dB. A causa delle resistenze scelte per il divisore di potenziale e dei loro valori precisi, i valori esatti possono differire, rispetto a quelli annotati, ed i valori reali appaiono nella Tavola 1.

La realizzazione

Il circuito che appare nelle figure 4 e 5, va montato su tre distinti circuiti stampati. Il rettificatore e la sezione di controllo va montato sul pannello che si vede nella figu-

6



Elenco componenti delle figure 4, 5, 6, 7 e 8

Resistenze:

R1, R1' = 220 k
 R2, R2' = 10 k
 R3, R3', R10, R10', R11, R11', R13,
 R14 = 100 k
 R4, R4', R5, R5', R6, R6', R7, R7',
 R8, R8' = 12 k
 R9, R9' = 22 k
 R12, R12' = 100 Ω
 R15, R19, R28 ... R39 = 1 k
 R16 = 2k7
 R17 = 1k8
 R18 = 1k2
 R20 = 680 Ω
 R21 = 470 Ω
 R22 = 330 Ω

R23, R25 = 220 Ω
 R24 = 180 Ω
 R26 = 150 Ω
 R27 = 68 Ω
 R40 ... R51, R40' ... R51',
 R52 ... R62 = 33k per un totale
 di 35 pezzi
 P1, P1' = 250 k (220 k)
 trimmer semifissi

Condensatori:

C1, C1' = 470 n
 C2, C2', C3, C3' = 10 μ /16 ... 35 V
 tantalio
 C4, C5 = 10 μ /25 V
 C6 = 33 n
 C7 = 100 μ /10 V
 C8, C9, C10 = 100 n

Semiconduttori:

A1 ... A4 = IC1 = TL 084
 (Texas Instruments)
 A1' ... A4' = IC1' = TL 084
 (Texas Instruments)
 S1 ... S4 = IC2 = CD 4066
 N1 ... N4 = IC3 = CD 4001
 N5 ... N10 = IC4 = CD 4049
 FF1, FF2 = IC5 = CD 4013
 K1 ... K4 = IC6 = LM 324
 K5 ... K8 = IC7 = LM 324
 K9 ... K12 = IC8 = LM 324
 D1 ... D6, D1' ... D6',
 D20 ... D30 = 1N4148
 D7 = zener 5V6 (5%) 400 mW
 D8 ... D19, D8' ... D19' = LED
 T1 ... T12, T1' ... T12',
 T13 ... T23 = TUN

ra 6, il display ed il sistema di pilotaggio relativo, deve essere montato sulla basetta che si vede nella figura 7 ed i LED, infine, saranno montati sul pannello che si vede nella figura 8.

Per guadagnare spazio, alcune delle parti del display sono montate verticalmente. Il punto di raccordo tra R40 ed R51, R40' ed R51', R52 ed R62, e degli emettitori dei transistor da T13 e T23 è costituito da collegamenti in filo rigido, eseguiti sul lato-parti del circuito stampato come si

vede appunto nel disegno del lato-parti, riportato nella figura 7.

Durante l'assemblaggio di questo pannello serve una curva molto particolare, a causa della compattezza generale. Una volta che i tre pannelli siano completati, la basetta display e quella di pilotaggio possono essere collegate tra di loro ponendole ad angolo retto e saldando direttamente le piazzole terminali della basetta di pilotaggio a quelle della basetta display. Durante questa fase del lavoro, si deve impiegare la

massima cura per evitare che intervengano dei cortocircuiti tra le piste adiacenti. Il pannello di controllo, può essere di seguito montato parallelo a quello pilota del display impiegando degli spaziatori; le connessioni tra i due, saranno eseguite tramite dei spezzoni brevi in filo che uniscano i punti A, B, C, D, O e + 15V.

Gli undici altri punti che meritano qualche attenzione, ai fini del montaggio, sono i seguenti.

C2, C3, C2' e C3' devono essere al tantalio,

mercato

Controlli di temperatura digitali

La Philips ha presentato tre versioni dei controlli di temperatura Plastomatic con la selezione del valore di riferimento a commutatore digitale rotante, indicatore di deviazione oppure visualizzatore a LED a tre cifre della temperatura reale.

Due dei nuovi modelli, disponibili con la sigla Plastomatic 19, sono stati progettati per essere montati in rack da 19".

La loro costruzione compatta permette di montare otto controlli in un rack, disponibili, a scelta, con indicatore di deviazione oppure visualizzatore a LED a tre cifre. La seconda possibilità è particolarmente utile per la visualizzazione delle temperature critiche durante le fasi finali della produzione. Ambedue i modelli sono disponibili con la possibilità di controllare due o tre punti, con reazione PD o DPID, e con comparatore di valore limite incorporato. Il modello con visualizzatore a LED ha anche la possibilità di impostare dall'esterno il valore di riferimento per mezzo di un segnale 0...10 V ed un segnale di uscita 0...10V per il valore reale, più complessi. Il terzo modello, nuova versione del Plastomatic II, è progettato per il montaggio a pannello e ha anch'esso il commutatore rotante per l'impostazione del valore di riferimento ed un comparatore del valore limite.

Philips
V.le Elvezia 2
22052 Monza
Tel: 02/2485233

mercato

Calibratore/indicatore portatile per termocoppie

L'Analogic ha tra la sua gamma di strumenti un termometro portatile a microprocessore, adatto per calibrare la strumentazione per termocoppie e che unisce la funzione di indicatore con visualizzazione della temperatura sia in gradi Celsius che Fahrenheit.

Questo calibratore/indicatore portatile a microprocessore ha 0,1 gradi di risoluzione e conformità. Lo strumento designato come AN6520 è progettato per essere impiegato come strumento portatile ad elevate prestazioni negli impieghi di manutenzione, calibrazione e certificazione di controllo di processo. L'unità offre la risoluzione di $\pm 0,1$ gradi per termocoppie del



tipo J, K, T ed E e di ± 1 grado per le altre termocoppie R, S e C $\pm 1 \mu V$ per ingressi sino a ± 20 mV e $\pm 10 \mu V$ per misurazioni comprese tra i 20 e i 101,1 mV in ampiezza. Lo strumento di precisione è contenuto in una robusta valigetta metallica ed opera tramite un gruppo di batterie ricaricabili, ha un doppio ingresso/uscita e il microprocessore CMOS permette anche una istantanea visualizzazione del programma diagnostico con indicazioni di termocoppia aperta, limiti di segnale di alto/basso e batteria scarica.

La versione europea con alimentazione del gruppo caricabatterie a 220V 50 Hz ha 8 range di misure, questa versione include i range J-DIN, K-DIN, T-DIN, S-DIN, Millivolt e curve "DEGUSSA" per E, R, B.

Elcam
Via Bassini, 14
20133 Milano
Tel: 02/2365255

mercato

Sensori a fibre ottiche per contrasti di colore

La Skan-Matic ha sviluppato una serie di scanner coassiali a fibre ottiche che possono rilevare una vasta gamma di colori fra i quali: rosso, blu, verde, giallo ed arancione.

Ogni singolo scanner è composto da un blocchetto di alluminio di dimensioni molto ridotte (29 x 19 x 13 mm) nel quale sono alloggiati i componenti sensibili. Questi sono composti da una sorgente luminosa ad incandescenza, con vita superiore alle 40.000 ore, da un fototransistore al silicio come elemento sensibile, da un amplificatore di corrente ad uno stadio e da una combinazione di filtri ottici opportunamente dimensionati.

L'energia luminosa emessa dalla lampada viene convogliata all'esterno da un fascio di fibre ottiche in vetro a bassa attenuazione. Una volta all'esterno, l'energia luminosa viene riflessa dall'eventuale bersaglio e ritorna, attraverso la combinazione dei filtri, al fototransistore.

mercato

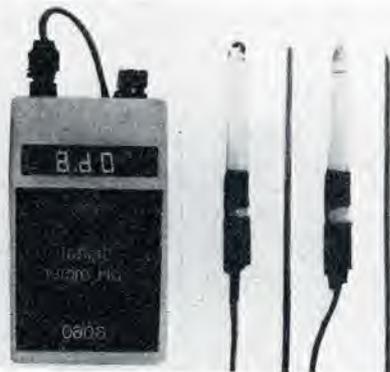
Il piccolo amplificatore di corrente conferisce allo scanner la possibilità di rilevare tacche colorate che presentino anche un basso contrasto nei confronti di altri colori o dello sfondo.

L'impiego di filtri ottici in pratica consente di spostare la risposta di picco del fototransistore dai normali 900 nm ai 570 nm, cioè la risposta di picco viene portata dalla regione infrarossa a quella visibile.

Fast Elettronica
Via Taormina 36
20159 Milano
Tel: 02/683681

Phmetro combinato con termometro digitale

I phmetri Jenway 6000 a lettura digitale, portatili, alimentati a batteria, sono stati progettati con particolari criteri di robustezza e durata e sono alloggiati in una custodia di polipropilene resistenti degli urti. Questa serie offre un rivelamento veloce e di assoluta affidabilità dell'indice di pH tra 0 e 14 pH e contemporaneamente misure di temperature comprese tra i -30°C e 150°C.



Il modello 6060 misura l'indice di pH con una risoluzione di 0,1 pH ed il modello 6080 con una risoluzione di 0,01 pH.

La compensazione automatica della temperatura è ottenuta a mezzo di una resistenza di platino di grande precisione. Questa stessa resistenza quando viene inserita nella prevista presa, trasforma automaticamente il phmetro in un termometro digitale con lettura da -30°C e 150°C.

Il phmetro viene fornito completo di batterie standard Mn 1500 con 35 ore di funzionamento continuo a 60 ore di funzionamento intermittente. In alternativa lo strumento può anche essere fornito con batterie ricaricabili.

I.S.C.
Via Castel Morrone, 2
20129 Milano
Tel: 02/733153

Misuratore della dose di rumore

Per misurare l'esposizione totale al rumore accumulato dai lavoratori, la Brüel & Kjaer ha realizzato un misuratore della dose di rumore, abbastanza piccolo da essere portato addosso senza ostacolare il lavoro. Il dosimetro 4431 ha l'importante caratteristica di misurare con alta precisione l'esposizione al rumore (secondo le norme OSHA) e di avere dimensioni tascabili. Il 4431 è fornito direttamente al dosimetro oppure, che può essere fissato direttamente al dosimetro oppure, tramite un preamplificatore, vicino all'orecchio della persona che lo indossa. Il 4431 dispone di due modi di funzionamento, su tempi brevi e lunghi, sui quali viene calcolata la lettura diretta in percentuale dell'esposizione tollerabile; inoltre fornisce un'indicazione di avvertimento qualora si verifichi una esposizione a livelli di rumore continui e di breve durata ($\geq 100 \mu s$) superiori a 115 dB(A) slow e 140 dB(A) picco.

Brüel & Kjaer



PERSONAL (OSHA)
NOISE DOSE METER
Type 4431

Il dosimetro è alimentato da una batteria da 9V del tipo per radio a transistor; sono disponibili come accessori una batteria tascabile al NiCd ed un caricabatterie. Lo strumento viene consegnato con tavole di conversione per la determinazione del "Livello sonoro continuo equivalente" L_{eq} = (criterio OSHA $q=5$) e con una custodia di cuoio.

Brüel & Kjaer Italiana srl
Via Ripamonti, 89
20139 Milano
Tel: 02/5693041

Trimmer Cermet a norme MIL

La Copal Electronics ha introdotto un trimmer Cermet denominato ET-6 nelle due esecuzioni con regolazione anteriore e dall'alto.

Le caratteristiche di questi Cermet sono: gamma di resistenze da 100Ω a 1MΩ, coef-

ficiente di temperatura di ± 100 ppm max per temperatura da $-30^\circ C$ a $+150^\circ C$, tolleranza standard $\pm 20\%$, dissipazione 0,5W a $70^\circ C$, angolo di rotazione elettrico di 230° , angolo di rotazione meccanico di 260° , altre caratteristiche secondo MIL-R-22097.

Syscom Elettronica
Via G. Sasso 35
20092 Cinisello B.
Tel: 02/6189251

Transistori a basso rumore per i circuiti ibridi

I transistori Philips a basso rumore in SOT-23 sono particolarmente indicati per i fabbricanti di circuiti integrati ibridi, specie per applicazioni Hi-Fi. La cifra di rumore in tutti e tre i transistori è minore di 4 dB (1 kHz) nella larghezza di banda di 200 MHz.

In questa gamma di componenti vi sono p-n-p tipo BCF29 e BCF30 con guadagni (rispettivamente) 120-260 e 215-500 e i BCF32 e BCF33 con guadagno elevato, rispettivamente 200-450 e 420-800 con $I_c = 2$ mA. Questi quattro tipi hanno i seguenti valori nominali di tensione e corrente; $V_{CE0} = 20$ V e $I_c = 100$ mA.

Le versioni per alte tensioni, BCF70 (p-n-p) e BCF8 - (n-p-n), sono caratterizzate da $V_{CE0} = 45$ V e $I_c = 100$ mA. I valori dei loro guadagni sono, rispettivamente, pari a 215-500 e 420-800. Gli effetti intermetallici e i problemi di migrazione elettronica non sono riscontrabili e i problemi di migrazione elettronica non sono riscontrabili in questi componenti perché non contengono alluminio. I contatti hanno uno strato a doppia barriera di platino e titanio. Il filo d'oro è saldato direttamente all'oro della superficie. Il chip è incapsulato in plastica neutra di alta qualità che non influenza la durata del semiconduttore il quale pertanto offre le migliori caratteristiche di affidabilità e di costo.

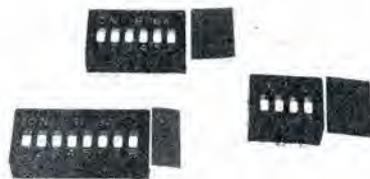
Philips
Viale F. Testi, 327
20162 Milano
Tel: 02/64451

mercato

Mini-Dip swiches sigillati

la Pilot Industry presenta una serie di mini-dip switches perfettamente sigillati nella parte dei terminali e protetti da una pellicola trasparente nella parte superiore, ove trovano posto le levette di commutazione.

Questa ultima particolarità assicura una perfetta protezione dai vapori corrosivi



che si sprigionano durante la saldatura ad onda, successiva al montaggio sul circuito stampato. La suddetta protezione, in plastica trasparente, è dotata inoltre di una linguetta necessaria per facilitarne il distacco una volta terminate le operazioni di fissaggio. La piedinatura è del tipo dual-in line e le maggiori caratteristiche sono: bassa resistenza di contatto dovuta al rivestimento d'oro ($0,4 \mu$) dei contatti del tipo strisciante ed autopulente (50 mΩ a 2Vcc-10mA); alta resistenza d'isolamento (100 MΩ a 100Vcc); ampia possibilità di commutazione da piccolissime correnti fino a quelle di 100mA a 50V.

Elcontrol
Via dei Cardatori
40050 Centergioss
Tel: 051/861254

Termometro digitale portatile

Il termometro TM1 della Reinhardt, dotato di un display a cristalli liquidi a 3 1/2 digit, opera nel range di temperatura da $-50^\circ C$ a $+199,9^\circ C$.

La sua risoluzione è di $0,1^\circ C$, la linearità è $0,2^\circ C$, ± 1 digit. Una normale batteria a 9V fornisce un'autonomia di 200 ore.

Lo strumento tascabile misura 76x120x24 mm e pesa solo 150g.

Reinhardt GmbH
Max - Josef - Str 1,
8045 Ismaning 6
Munche, Germany



mercato

Convertitore analogico digitale da 20 MHz e 10 bit

La Computer Labs, una divisione della Analog Devices, ha esteso la sua gamma di convertitori video ad alta risoluzione con un invertitore analogico digitale disponibile industrialmente con caratteristiche di risoluzione e precisione di 10 bit e frequenze di campionamento fino a 20 MHz.

Il mod. 1020 si affianca agli esistenti mod. 1005, 10 bit a 5 MHz e mod. 1205, 1 bit a 5 MHz, conservando la stessa struttura di conversione impostata su uno schema di "digitally-correcting sub-ranging" realizzata con tecnologie ibride e monolitiche.

Il sottosistema è completo di tutta la circuiteria necessaria per una conversione completa con la precisione di 10 bit a 20 MHz e cioè: track & hold, encoder, logica di temporizzazione, riferimenti e uscite latched.

Per funzionare sono richieste solamente le tensioni di alimentazione e il comando di conversione forniti dall'esterno. Il rapporto segnale RMS/disturbo RMS è 56, mentre il rapporto segnale di picco/disturbo RMS è 65 dB.

Altre caratteristiche sono la conformità con lo standard SMPTE per la compatibilità ECL; la programmabilità degli ingressi analogici a 1V pp o 2 V pp su 500 o 1000Ω; la larghezza di banda di 15 MHz per segnali di alto livello e di 30 MHz per segnali di basso livello; risposta ai transistori e tempi di recupero da sovratensioni di 50 ns; coefficiente di temperatura della non linearità di 0,0005% FS/°C; del guadagno di 0,015%°C, dell'offset di 0,01%°C.

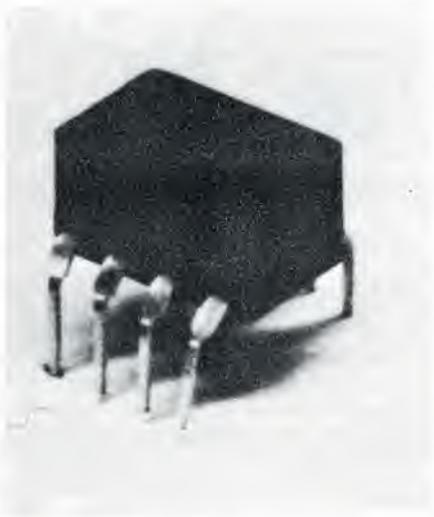
La potenza totale richiesta dal modulo è di 21W, mentre il campo di temperatura di lavoro va da 0 a 70°C.

De Mico
Via Manzoni, 31
20121 Milano
Tel: 02/653131

mercato

Amplificatore operativo a basso assorbimento

La Solitron Devices Inc. ha realizzato un amplificatore operativo monolitico integrato a bassissimo assorbimento, denominato UC4250, fornibile nei due contenitori Jedec TO-99 oppure in esecuzione dual-in-line minidip a 8 terminali. Questo amplificatore offre una grande



flessibilità richiedendo soltanto assorbimento dell'ordine dei microwatt.

Le caratteristiche fondamentali sono: alimentazione da $\pm 1V$ a $\pm 18V$; assorbimento di 20 μW ; input bias current di 3nA; input noise current di 0,5 pA V Hz.

C'è la compensazione interna della frequenza e la tensione offset è regolabile a zero. L'operazione è protetta contro i cortocircuiti e può funzionare nella gamma di temperatura da $-55^\circ C$ a $+125^\circ C$.

L'amplificatore è particolarmente adatto come amplificatore operativo per usi generali, particolarmente per impieghi in cui è richiesto un assorbimento molto basso e con bassa corrente di ingresso, basso rumore, alta impedenza di ingresso.

Syscom Elettronica
Via G. Sasso, 35
20092 Cinisello B
Tel: 02/6189251

mercato

Sistemi di monitor del paziente

Per rispondere alle esigenze di apparecchiature affidabili del paziente, la Divisione Medical, Systems della Philips ha annunciato due sistemi di monitoraggio pazienti: CM 130 e CM 140. Entrambi di costruzione molto compatta si basano sulla tecnologia del microprocessore e consentono una visione continua su schermo di nove pollici di forme d'onda fisiologiche e di dati alfanumerici.

Il sistema CM 130 mostra due forme d'onda contemporanee ad indicazione alfanumerica di quattro parametri addizionali, nonché il numero del letto; il CM 140 invece mostra quattro forme d'onda e sei parametri addizionali.

Entrambi i sistemi di monitoraggio forniscono un'immagine senza dissolvenza, con sette secondi di forma d'onda informativa continua. Una prestazione addizionale è poi la possibilità di vedere due grafici addi-

zionali combinati con la visione di parametri e forma d'onda standard. I grafici possono essere anche documentati su carta con l'ausilio di un registratore standard. Inoltre è disponibile un'ampia gamma di moduli elettronici intercambiabili sia per la misura che l'osservazione di parametri fisiologici specifici.

Tutti i modelli sono in accordo con lo standard dell'International Electrotechnical Commission (IEC) ed offrono una sensibilità quasi nulla all'interferenza HF su tutti i parametri.

Nella versione standard la gamma di apparecchiatura presentata è dotata di un sistema di allarme incorporato. L'allarme è chiaramente indicato sullo schermo, oltre ad una indicazione di allarme indipendente a luce rossa lampeggiante.

Philips
Via Faravelli, 14
20149 Milano
Tel: 02/31001

mercato

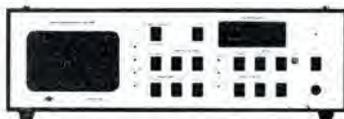
Barriere a luce moderata

Le caratteristiche principali di queste barriere all'arseniuro di gallio prodotte dall'Elettronica MEC sono tipi: per distanze di intervento da 0,5 a 1m, proiettori e ricevitori in lega di alluminio, cavi di collegamento schermati per i ricevitori e di lunghezza di 1 m, corpo filettato con fissaggio a dado e controdado, protezioni IP 64. Queste barriere complete e pronte per l'installazione sono adatte per essere collegate direttamente a fotocomandi zoccolati del tipo FR-L con uscita 5A - 250 Vca.

Elcontrol
Via dei Cardatori
Loc. Centergross
40050 Funo di Argelato
Tel: 051/861254



mercato



Counter/Timer universale

La Continental Specialties Corporation presenta un countertimer a 8 digit, il modello 5001, in grado di operare fino a 10 MHz come frequenzimetro e di fornire letture di periodo e periodo medio, intervalli di tempo e medie di intervalli, misure in frequenza e conteggi di unità o eventi.

Dotato di 2 ingressi BNC entrambi con impedenza di $1M\Omega$ in 20 pF con una sensibilità di 20 mV r.m.s., ciascuno di questi ha un attenuatore a 3 posizioni (X1, X10 e X100) un selettore di fronte di salita positivo/negativo e un controllo variabile del livello di trigger.

La massima frequenza ammessa è di 10 MHz per l'ingresso A e di 2 MHz per l'ingresso B.

Come frequenzimetro il 5001 permette una selezione di 4 tempi di lettura da 0,01 a 10s, fornendo una risoluzione da 100 Hz a 0,2 Hz e il posizionamento automatico del punto nelle letture in KHz.

Inoltre all'ingresso A viene conteggiato solo il fronte di salita, assicurando letture non ridondanti su impulsi digitali. Come periodometro, il 5001 misura il tempo fra successivi fronti di salita all'ingresso A nella gamma di 1, 10, 100 e 1000 cicli ed il periodo medio per ciclo fornendo risoluzioni di 100 ns, 10ns, 1 ns o 100 ps rispettivamente.

La massima frequenza è di 5 MHz mentre il periodo misurabile varia da 400 ns a 10s. Il rapporto di frequenza è visualizzato confrontando i cicli all'ingresso A con quello all'ingresso B con risoluzioni da 1 a 0,001, mentre come conta-eventi il 5001 misura il numero totale dei fronti di salita dell'ingresso A, contando fino a che l'unità è manualmente ripristinata.

Le condizioni di fuori scala e di gate-open sono visualizzate da indicatori sul pannello frontale.

L'unità opera a 105 -130V o 210 -250Vca nelle frequenze 47-63 Hz. con un consumo di 10W.

Le dimensioni sono 76H x 254 W x 178D mm per un peso di 1,4 Kg.

Farnell Italia
Via G. Mameli 31
20129 Milano
Tel: 02/733178

Registratore digitale a cassette

La Brüel & Kjaer ha realizzato il registratore digitale a cassette Tipo 7400, il quale permette di registrare, in forma compatta e ricostruibile, segnali digitali provenienti da vari strumenti di misura. Infatti esso dispone di due tipi di interfaccia, quella a

bassa potenza della B & K e quella standard tipo IEC/IEEE 488, attraverso le quali possono essere memorizzati su una cassetta digitale standard un totale di 500 kbytes di dati. Il formato della registrazione usato è conforme alle norme ECMA 34 e ECMA 41 (sistema base).

Tutte le funzioni del 7400 possono essere controllate e attivate sia manualmente sia tramite l'interfaccia digitale. Per questo motivo esso è particolarmente adatto per la registrazione e la lettura di dati sul campo, direttamente connesso con vari strumenti di misura, in quanto non è indispensabile per queste operazioni il controllo da parte di un computer dell'interfaccia IEC/IEEE. Il registratore è fornito inoltre di un display a 4 cifre che indica continuamente i dati relativi alla posizione del nastro. Il 7400 dispone di una funzione di ricerca veloce dei dati memorizzati sul nastro che si attiva fornendo semplicemente la locazione di riferimento del gruppo di dati. Una volta raggiunta la locazione programmata il gruppo di dati può essere letto oppure cancellato con la registrazione di nuovi dati nella medesima locazione. L'interfaccia del 7400 è compatibile con lo standard IEC 625-1 e IEEE Std. 488.

Poiché la registrazione è realizzata in modo conforme alle norme ECMA, le cassette così registrate possono essere lette da terminali e computer compatibili con lo standard ECMA e viceversa. Il registratore può registrare e leggere i dati a 1000 bytes/secondo (media) con una velocità del nastro di 15 ips. Lo strumento incorpora un dispositivo di controllo di errore che assicura l'integrità dei dati registrati e letti. La velocità di ricerca dei dati è di 30 ips, mentre la velocità di riavvolgimento è di circa 100 ips. Il registratore 7400 può essere alimentato in corrente continua o alternata.

Brüel & Kjaer Italiana
Via Ripamonti, 89
29139 Milano
Tel: 02/5693041

mercato

Circuito ibrido per alimentatori switching

La silicon General ha prodotto un componente denominato SM 1000 FLYBAC CONVERTER MODULE, un modulo

ibrido progettato per applicazioni in alimentatori di tipo swithing a modulazione d'ampiezza d'impulso (PWM) con "flyback transformer".

Unito al flyback transformer, al rettificatore ed al filtro capacitativo, il modulo è in grado di fornire fino a 50W di potenza d'uscita ad una o più tensioni derivate direttamente da una fonte primaria in continua, come, ad esempio, una batteria o un rettificatore.

Le tensioni d'uscita derivate dal Modulo SM 1000 offrono un'eccellente stabilità per un'ampia variazione della tensione d'ingresso unita ad un'alta efficienza.

Il circuito di controllo interno, funzionante ad una corrente tipica di 60 KHz, può essere regolato ad altre frequenze mediante un condensatore o una resistenza esterna.

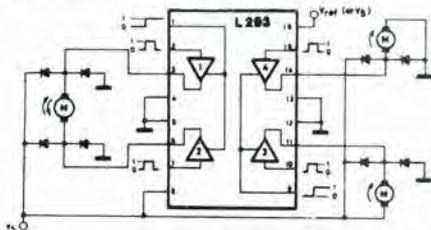
Le caratteristiche principali sono: tensioni d'ingresso da 35 a 400 Vcc, regolazione al carico circa 3%, regolazione di linea circa 2%, regolazione esterna della frequenza e della stabilità, piccolo, leggero, con flangia di conduzione del calore, protetto contro sovraccarichi e corto circuiti.

Exhibo Italiana
Via F. Frisi, 22
20052 Monza
Tel. 039/360021

mercato

Quadruple driver push-pull

L'L293 della SGS-ATES è un driver integrato a 4 canali, ad alta tensione e alta corrente, in grado di funzionare con segnali di ingresso provenienti da circuiti logici. È progettato per il pilotaggio di carichi induttivi, come relé, elettrovalvole, motori DC e motori passo passo.



Ogni canale può lavorare a correnti di 1,0 A (2A picco) con una tensione di alimentazione sino a 36V e con protezione termica. Sono disponibili due ingressi di inibizione che controllano due canali ciascuno.

La sezione logica può funzionare ad alimentazione separata a bassa tensione.

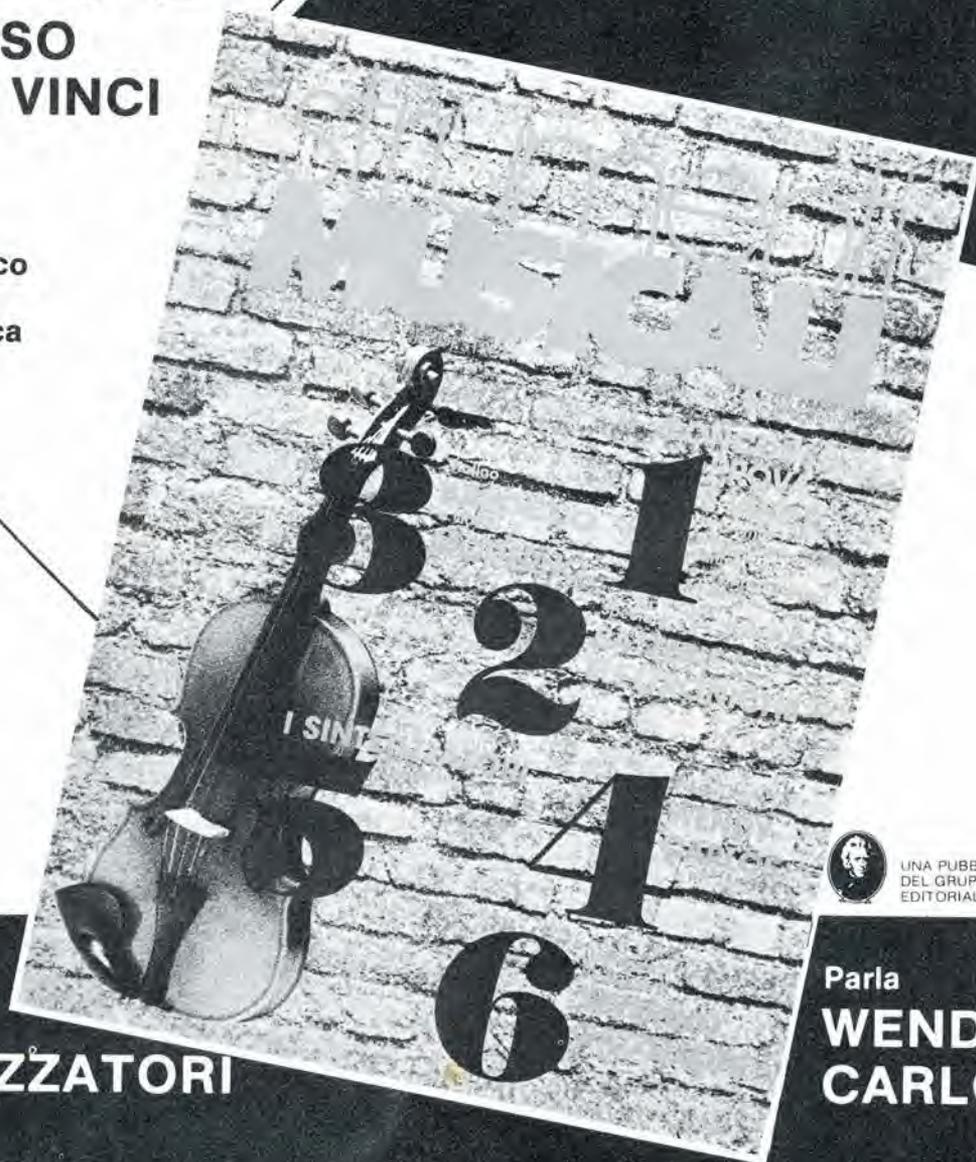
L'L293 è montato in package plastico dual-in-line a 16 pin, nel quale i 4 pin centrali sono usati come conduttori termici per l'area di rame del circuito stampato.

SGS-ATES
Via C. Olivetti, 2
20041 Agrate Brianza
Tel: 039/6555 - 1

È in edicola il nuovo numero.

**CONCORSO
PROVA E VINCI**

In premio
organo elettronico
Farfisa
e chitarra classica
Mozzani



UNA PUBBLICAZIONE
DEL GRUPPO
EDITORIALE JACKSON

I SINTETIZZATORI
Tascabili

Intervista
al flauto di
**SEVERINO
GAZZELLONI**

Speciale
**BATTERIE
ELETTRONICHE**

Violino
**BAROCCO
e violino
MODERNO**

Parla
**WENDY
CARLOS**

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

CONTINUA L'ECCEZIONALE OFFERTA DI NUMERI ARRETRATI!

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

L. 7.000
anzichè ~~14.000~~

Inviare questo coupon a: Elektor - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.

**SPEDITEMI 16 NUMERI DEL 1979 DI ELEKTOR,
PAGHERO AL POSTINO L. 7.000 (anzichè 14.000)
+ SPESE DI SPEDIZIONE**

Cognome _____
Via _____
Città _____
C.A.P. _____
Nome _____
n° _____

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	$\times 1000 \times 1 \text{ K}-32 \Omega$ 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
Sensibilità	Tensioni c.c.	20 k Ω /V
	Tensioni c.a.	10 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



 **nyce**
TEST & MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO
IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

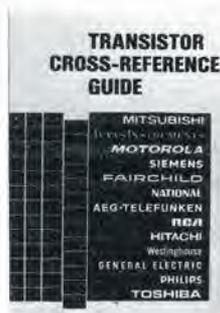
LIBRERIA J.C.E

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 transistore inoltre, vengono forniti i principali parametri elettrici e meccanici.

L. 8.000 (Abb. L. 7.200)



ALLA RICERCA DEI TESORI

Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica



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
 Paghero 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**

abbonarsi conviene perché...



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

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

Il nostro servizio abbonamenti rispedisce tempestivamente eventuali copie non recapitate, dietro semplice segnalazione anche telefonica.

Si risparmia fino al 40% e ci si pone al riparo da eventuali aumenti di prezzo.

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

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

Si ricevono bellissimi e soprattutto utilissimi doni ...

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

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

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



Le riviste leader
in elettronica

...si risparmia il 20-318 buone e convenienti

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

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

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

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

PROPOSTE	TARIFFE	DONI
1) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE	L. 18.000 anziché L. 24.000 (estero L. 27.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice 1980 di Sperimentare (valore L. 500)
2) Abbonamento 1981 a SELEZIONE DI TECNICA	L. 19.500 anziché L. 30.000 (estero L. 30.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice 1980 di Selezione (valore L. 500)
3) Abbonamento 1981 a ELEKTOR	L. 19.000 anziché L. 24.000 (estero L. 30.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500)
4) Abbonamento 1981 a IL CINESCOPIO (2.500)	L. 18.500 anziché L. 30.000 (estero L. 28.500)	- Carta di sconto GBC 1981
5) Abbonamento 1981 a MILLECANALI	L. 20.000 anziché L. 30.000 (estero L. 33.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Insetto mensile Millecanali Notizie - Guida Radio TV 1981 (valore L. 3.000)
6) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA	L. 35.500 anziché L. 54.000 (estero L. 55.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
7) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE + ELEKTOR	L. 35.000 anziché L. 48.000 (estero L. 54.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
8) Abbonamento 1981 a SPERIMENTARE + IL CINESCOPIO	L. 34.500 anziché L. 54.000 (estero L. 53.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
9) Abbonamento 1981 a SELEZIONE + ELEKTOR	L. 36.500 anziché L. 54.000 (estero L. 56.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
10) Abbonamento 1981 a SELEZIONE + IL CINESCOPIO	L. 36.000 anziché L. 60.000 (estero L. 56.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Selezione 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
11) Abbonamento 1981 a ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 35.700 anziché L. 54.000 (estero L. 55.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)

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

UTILISSIMI DONI!!!

0-40% scegliendo tra idee abbonamento...

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

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

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

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

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

ATTENZIONE: PER I VERSAMENTI UTILIZZARE IL MODULO DI CONTO CORRENTE POSTALE INSERITO IN QUESTO FASCICOLO
QUESTE CONDIZIONI SONO VALIDE FINO AL 31-1-81
Dopo tale data sarà possibile sottoscrivere abbonamenti solo alle normali tariffe.

**UTILISSIMI
DONI!!!**

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

... ma c'è anche la formula

2 = 3

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

- 1) Sottoscrivere 3 abbonamenti scegliendo una sola delle 18 proposte riportate nelle pagine precedenti, che deve essere valida per tutti e tre i nominativi.
- 2) Almeno 2 degli abbonamenti devono essere intestati a nuovi abbonati.
- 3) Inviare il tagliando inserito in questa pagina, alla redazione, completandolo in ogni sua parte e allegando assegno e copertura di due dei tre abbonamenti sottoscritti. In alternativa è possibile unire fotocopia della ricevuta di versamento effettuato a mezzo vaglia o sul conto corrente n° 315275, specificando nella causale che il versamento si riferisce ad abbonamenti sottoscritti con la formula 2=3

TAGLIANDO ORDINE ABBONAMENTI FORMULA 2 = 3

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

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

1° Abbonamento da intestare a:

Nome

Cognome

Via

Città

C.A.P.

Nuovo Abbonato

Vecchio Abbonato

2° Abbonamento da intestare a:

Nome

Cognome

Via

Città

C.A.P.

Nuovo Abbonato

3° Abbonamento da intestare a:

Nome

Cognome

Via

Città

C.A.P.

Nuovo Abbonato

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

NANOCOMPUTER.®

UN COMPUTER PER IMPARARE TUTTO SUI COMPUTER.

In questi ultimi anni, l'eccezionale diffusione dei microprocessori nell'industria e nella vita di tutti i giorni ha aumentato fortemente la richiesta di persone in grado di operare professionalmente nel settore.

La SGS-ATES, uno dei maggiori produttori di microprocessori da sempre in primo piano nel loro supporto in Europa, ha fatto fronte a questa esigenza realizzando il NANOCOMPUTER, un sistema didattico professionale e completo.

Insegnamento e apprendimento: due facce dello stesso problema.

Su questo concetto è basato il sistema didattico NANOCOMPUTER in



cui la SGS-ATES ha riversato una lunga esperienza sistemistica e produttiva, realizzata preparando i suoi tecnici e ricercatori ad altissimo livello.

Il NANOCOMPUTER è un sistema didattico integrato e modulare. È formato da un potente microcalcolatore con

il microprocessore Z80 prodotto in Italia dalla

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 NANO-COMPUTER: un sistema modulare. Il NANOCOMPUTER, studiato espressamente per impieghi didattici, riunisce in sé un'elevata rigidità di concezione e un'estrema flessibilità, essenziali in un processo di apprendimento teorico e sperimentale al contempo. Nella sua versione più semplice, NBZ80-B, il NANOCOMPUTER permette anche allo studente senza conoscenze specifiche di impadronirsi delle tecniche di programmazione dei microprocessori.

Con la versione NBZ80-S lo studente viene introdotto anche nelle tecniche di interfacciamento di un microprocessore con il mondo esterno e nei problemi di interazione tra hardware e software.



NBZ80-B. Scheda base, miniterminale, contenitore-alimentatore, Nanobook 1, manuale tecnico.

È possibile, attraverso un kit di espansione, passare dalla versione NBZ80-B alla NBZ80-S. In tal modo ogni studente può scegliere, graduandolo nel tempo, il livello di apprendimento più consono alle proprie esigenze.

L'NBZ80-S è a sua volta ulteriormente espandibile per consentire l'approfondimento

di un linguaggio ad alto livello, il Basic, soprattutto nelle sue interazioni con l'hardware.



NBZ80-HL. Come NBZ80-S con 16k byte di RAM, tastiera alfanumerica con interfaccia video, 8k ROM di Basic su scheda addizionale, libro Basic Programming Primer, monitor TV (opzionale).

Desidero ricevere gratuitamente maggiori informazioni su:

- sistema NANOCOMPUTER.®
- corsi sullo Z80 con l'utilizzo del NANOCOMPUTER.®

NOME _____ COGNOME _____

INDIRIZZO _____

PROFESSIONE _____

Inviare a: SGS-ATES
Componenti Elettronici S.p.A.
Via C. Olivetti 2-20041
Agrate Brianza, tel. (039) 65551



EK 10/80

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
	Centro scala	20 Ω -200 Ω -20k Ω -200k Ω
Precisioni	Decibel	-10dB \rightarrow +16dB \rightarrow +62dB
	Transistor	hFE 0-1000NPN oppure PNP
	Condensatori	CI 50pF-3 μ F CII 0,01 μ F (10.000pF) -50 μ F
	Tensioni c.c.	\pm 3% Fondo scala
Sensibilità	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
	Capacità	\pm 6% Fondo scala
Alimentazione	Tensioni c.c.	100k Ω/V - 25k Ω/V
	Tensioni c.a.	10k Ω/V - 5k Ω/V
Dimensioni	2 pile 1/2 torcia da 1,5V	
Dimensioni	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-A/2) 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)	
Alimentazione	Una pila da 1,5V - Una pila da 9V	
Dimensioni	170 x 124 x 50	

2 ANNI DI GARANZIA

BEST SELLER DEGLI OSCILLOSCOPI DA 15 MHz

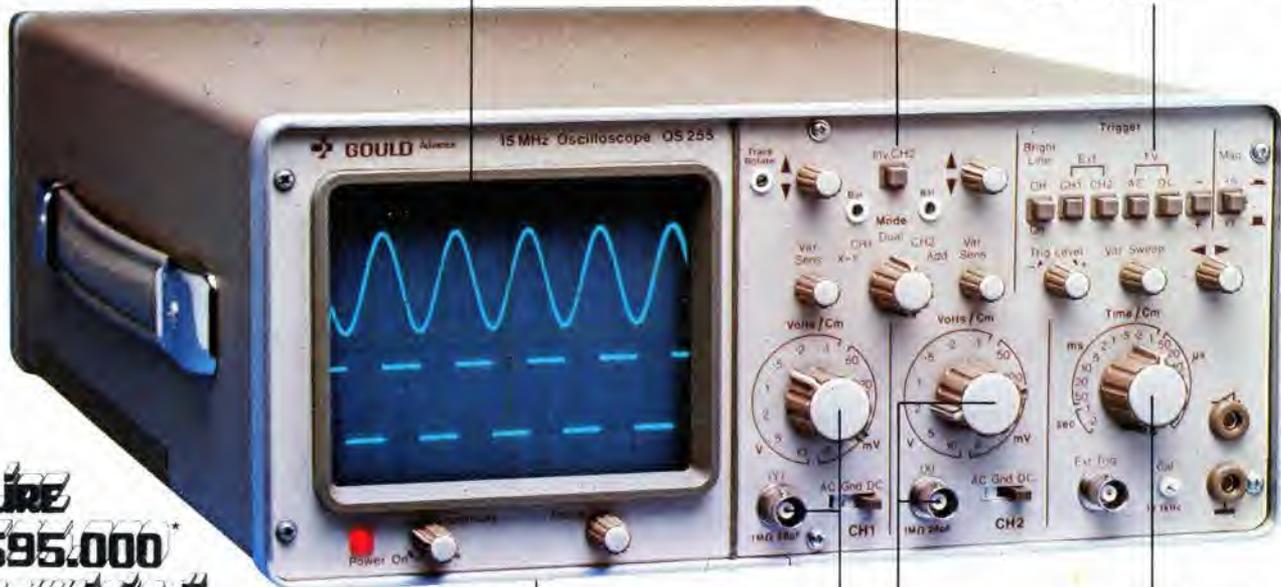
GOULD MOD. OS255

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

schermo rettangolare 8x10 cm
con alta luminosità

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

Sincronismo TV automatico
con separatore comandato
dalla Time Base



LIRE
695.000*
completo di
due sonde

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

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

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

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

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

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

Tutti i modelli hanno consegna pronta

GOULD
An Electrical Electronics Company



una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettroNucleonica s.p.a.

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

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

elettroNucleonica S.p.A.

EK 9/80

Desidero

- maggiori informazioni su gli Oscilloscopi
Gould modello
 avere una dimostrazione degli Oscilloscopi
Gould modello

Nome e Cognome

Ditta o Ente

Indirizzo

HI HARDEN

COMMODORE

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
(02/2041051)

GBC - Via G. Cantoni
(02/437478)

GBC - V.le Matteotti
(02/6181801)

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

PET 2001