

elektor

n° 26/27
luglio/agosto 1981

L. 4.000

elettronica - scienza tecnica e diletto

Numero Doppio

PIÙ DI
100
PROGETTI!



**Speciale
Estate '81**

G.B.C.
italiana

SPECIALE RICETRASMETTITORI



Ricetrasmittitore portatile FM "JBM" Mod. T800

Ricetrasmittitore portatile FM in sistema PLL
Frequenze di lavoro: 144 ÷ 148 MHz
sintetizzato in PLL
800 canali in FM, spaziati di 5 kHz
Controllo volume, squelch, interruttore 0 / + 5 kHz
Impostazione delle frequenze tramite "contraves"
Prese: BNC per antenna, esapolare per microfono e altoparlante esterno
Potenze RF/TX: 1/5 W a commutazione
Deviazione ± 5 kHz
Opera su ripetitori a ± 600 kHz.
Ricevitore supereterodina a doppia conversione
Alimentazione: batterie ricaricabili 12 V -
Viene fornito con apposito carica-batterie
Dimensioni: 65 x 165 x 45
ZR/7390-00

Ricetrasmittitore Mod. Major WT-440

40 canali nella banda CB 27 MHz, 5 W
Frequenza di lavoro: 26,965 ÷ 27,405 MHz
Sintetizzatore digitale PLL
Lettura digitale del canale
Controllo Squelch
Controllo automatico di guadagno (AGC)
Limitatore automatico del rumore (ANL)
Incorpora un filtro 455 kHz
Alimentazione: 12,6 ÷ 15 V.c.c.
Dimensioni: 240 x 80 x 65
ZR/4523-95



Ricetrasmittitore "ELBEX" Mod. 120 CH

120 canali in PLL: 40 bassi, 40 medi e 40 alti in AM
Frequenza di lavoro: 26,515 ÷ 27,855 MHz
Indicatore dei canali a display
Strumento S-RF
Volume, squelch, PA-CB, Noise Blanker, locale - distante.
GENERATORE D'ECO E NOTA ACUSTICA PER FINE TRASMISSIONE



**120
CANALI**

Prese: Microfono, altoparlante PA-CB esterno, alimentazione e antenna.
SEZIONE RICEVENTE
Supereterodina a doppia conversione
Sensibilità: 0,5 µV per 10 dB (S + N)/N
Potenza d'uscita BF: 3 W
SEZIONE TRASMETTENTE
Potenza regolabile: 0,5 ÷ 10 W
Alimentazione: 13,8 V.c.c. (negativo a massa)
Dimensioni: 180 x 53 x 200
ZR/5033-00



Ricetrasmittitore "ELBEX" Mod. CB 4082

40 canali in PLL, AM - LSB - USB
Frequenza di lavoro: 26,965 ÷ 27,405 MHz
Strumento S/RF
Volume, squelch, PA-CB, NB e ANL
Prese: microfono, altoparlante PA-CB esterno, alimentazione e antenna
SEZIONE RICEVENTE
Supereterodina a doppia conversione
Sensibilità: SSB 0,3 µV per 10 dB (S + N)/N
AM 1 µV per 10 dB (S + N)/N
Potenza uscita BF: 3 W
SEZIONE TRASMETTENTE
Potenza uscita RF: 4 W in AM
12 W p.e.p. in SSB
Alimentazione: 13,8 V.c.c.
Dimensioni: 190 x 60 x 240
ZR/5036-00



Ricetrasmittitore "ELBEX" Mod. 40

40 canali in PLL, AM con indicatore a display
Strumento S/RF
Volume squelch, PA-CB, RF Gain, NB e ANL.
Prese: microfono, altoparlante CB-PA esterno, alimentazione e antenna
SEZIONE RICEVENTE
Supereterodina a doppia conversione
Sensibilità: 0,7 µV per 10 dB (S + N)/N
Potenza uscita BF: 3 W
SEZIONE TRASMETTENTE
Potenza uscita RF: 4 W
Alimentazione: 13,8 V.c.c.
Dimensioni: 160 x 60 x 200
ZR/5034-00

elektor 26 / 27 decodifica

anno 3 - n° 26/27

luglio/agosto 1981

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: Paul Holmes

Redattore capo: Giampietro Zanga

Segretaria di redazione: Marta Menegardo

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

Abbonamenti: Patrizia Ghioni

Contabilità: Roberto Ostelli, Maria Grazia Sebastiani, Antonio Taormino

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: P.I.L.E. CART S.A.S. di A. Zambusi & C. Vallà di Riese Pio X (TV)
Prezzo della rivista: L. 2.000/4.000 (numero doppio)
Numero arretrato L. 3.000
Diritti di riproduzione:
Italia: JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.
Francia: Société des Publications Electroniques sari, Route Nationale, Le Seau 59270 Bailleul.
Inghilterra: Elektor Publishers Ltd, Canterbury, CT1 1PE Kent.
Germania: Elektor Verlag GmbH, 5133 Gangelt
Olanda: Elektor B.V., 6190 AB Beek
Spagna: 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. La Società editrice è 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. 30.000

I versamenti vanno indirizzati a: J.C.E. - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. mediante l'acclusione di assegno circolare, 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 utilizzati per spedire la rivista. Spese per cambi d'indirizzo: L. 500

DOMANDE TECNICHE

Aggiungere alla richiesta L. 200 in francobolli l'indirizzo del richiedente; per richieste provenienti dall'estero aggiungere, un coupon-risposta internazionale.

TARIFE DI PUBBLICITA' (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 316213
per USA e Canada:
International Media Marketing 16704 Marquardt Avenue P.O. Box 1217 Cerritos, CA 90701 (213) 926-9552
Copyright © Uitgeverij Maatschappij Elektor B. V. 1981

Cosa è un TUŃ?
Cosa è un 10n?
Cosa è l'EPS?
Cosa è il servizio QT?
Perchè il torto 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 pressochè 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'.

Alimentazione e auto

- 4 Regolatore di tensione da 2 Ampere
- 10 Illuminazione automatica per biciclette
- 21 Regolatore di tensione per automobile
- 25 Caricabatterie PWM —12V da +5V
- 45 Caricabatterie al Nichelcadmio
- 50 Fanalino posteriore di sicurezza
- 79 Semplice alimentatore simmetrico
- 85 Alimentatore stabilizzato 10 ... 350V
- 90 Alimentatore a tensione variabile 0-50 V/ 0-2A
- 101 Tachimetro a stato solido

Audio e musica

- 6 Preamplificatore stereo dinamico
- 14 Amplificatore a V-FET
- 16 Preamplificatore per pick-up a bobina mobile
- 30 Fusibile per altoparlanti
- 56 Circuito a campionamento e tenuta per sintetizzatori
- 60 Generatore di effetti sonori
- 63 Tremolo a circuito integrato
- 67 STAMP (Super Tiny AMPLifier = amplificatore superminuscolo)
- 84 Protezione per altoparlante
- 89 Un pianoforte migliore
- 94 Due ottave in più per il pianoforte

HF e Games

- 7 Filtro a quarzo da 4,4 MHz
- 8 Convertitore
- 15 Controllo automatico di frequenza con il diodo di sintonia
- 35 Enigma
- 49 Accoppiatore ottico ad alta frequenza
- 52 Oscillatore ad alta frequenza variabile
- 57 Gioco dei mattoni
- 66 Il bandito senza braccia
- 68 Attacco missilistico
- 71 Filtro CW selettivo
- 81 Luci che corrono
- 86 Ricevitore super-attivo ad 87-180 MHz

Idee di progetto

- 3 Conversione di frequenza con l'XR 2240
- 11 Rapporto controllato in tensione
- 28 Caricabatterie Ni-Cd intelligente
- 32 Guadagno unitario positivo e negativo
- 34 Tensione a denti di sega sincrona alla frequenza di rete
- 36 Avvisatore universale
- 44 Fusibile elettronico
- 46 Trasmettitore di temperatura
- 55 Trigger a soglie regolabili
- 59 Un divisore dispari
- 69 Generatore di armoniche controllato in tensione
- 80 Convertitore RMS - c.c.
- 82 Rivelatore di caduta di tensione
- 98 Controllo di continuità
- 100 Monitor digitale del battito cardiaco

- 103 Generatore di energia economica

Idee per la casa

- 1 Trasmettitore a raggi infrarossi
- 2 Ricevitore a raggi infrarossi
- 5 Sensibell
- 19 Illuminazione da giardino
- 27 Rivelatore d'acqua
- 31 Allenatore domestico a basso consumo
- 33 Allarme di umidità
- 47 Regolatore di luce controllato a distanza
- 51 Antifurto perfezionato
- 70 Interruttore di bussata
- 78 Indicatore di posta
- 96 Illuminazione per vetrina

Microprocessori

- 13 Adattatore di interfaccia per cassette
- 23 FSK sincrono
- 29 Visualizzazione su oscilloscopio per l'elekterminal
- 72 Prova RAM
- 75 Tastiera esadecimale
- 76 Piccolo alimentatore a commutazione per μP
- 83 Interfaccia RS 232
- 88 Decodificatore per display esadecimale
- 91 Demodulatore FSK PLL
- 95 Programmatore per PROM

Strumentazione

- 9 Semplice prova-operazionali
- 12 Esposimetro e temporizzatore per camera oscura
- 18 Fotometro a buon mercato
- 22 Generatore sinusoidale digitale
- 26 Oscillatore modulato per l'allineamento dei ricevitori
- 40 Semplice voltmetro analogico
- 43 Barometro a semiconduttore
- 58 Semplice misuratore L/C
- 62 Display universale
- 65 Ohmmetro acustico
- 77 Generatore a durata d'impulso variabile
- 87 Generatore sinusoidale al quarzo
- 92 Frequenzimetro audio
- 99 Commutatore di portata automatico

Varie

- 17 Anemometro
- 20 Cascode ibrido
- 24 Fasometro
- 37 Rivelatore di fonte d'impulso ad OR esclusivo
- 38 Reazione biologica e resistenza cutanea
- 39 Indicatore di linea RS 232
- 41 Semplice circuito di prova per 555
- 42 Filtro a variabile di stato
- 53 VCO di precisione
- 54 Amplificatore ULP
- 61 Monitor energetico
- 64 Lente di ingrandimento elettronica
- 73 Filtro bassabasso
- 74 Secondi a buon mercato
- 93 Controllo a distanza con eliminazione degli impulsi spurii

- 97 Energia dai fulmini
- 102 Segnalibri

Mercato pag. 7-98



EPS-servizio circuiti stampati

luglio 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 vaponiera	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	L. 8.300
EPS HB13	austereo: preamplificatore	L. 5.500
EPS HD4	riferimento di frequenza universale	L. 4.300
EPS 9525	indicatore di picco a LED	L. 5.900
EPS 77005	distorsionometro	L. 4.200
EPS 77059	alimentatore 0-10V	L. 3.300
EPS 77101	amplificatore per autoradio da 4W	L. 10.500
EPS 9398 + 9399	preamplificatore preco	L. 4.400
EPS HB14	austereo: preamplificatore fono	

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
EPS 9817-1 + 2	voltmetro LED con UAA 180	L. 5.900
EPS 9970	oscillografici	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

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	interuttore 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	gioco "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 9885	scheda con 4k di RAM	L. 35.000
EPS 9967	modulatore TV UHF/VHF	L. 4.500
EPS 80024	"bus board"	L. 12.900

gennaio 1980

EPS 9984	fuzz-box variabile	L. 4.200
EPS 9965	tastiera ASCII	L. 16.000
EPS 9988	pocket "bagatelle" (gioco di destruttura)	L. 4.500
EPS 9985	contaminuti "chiocciante"	L. 6.300
EPS 9966	elektterminal	L. 17.000
EPS 79519	sintonia 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 "digifarad"	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	L. 19.000
EPS 79070	monoselektor	L. 8.500
EPS 79071	stentore	L. 6.000
EPS 80023	assistitor	L. 3.500
	topamp	

maggio 1980

EPS 79024	ricaricatore affidabile	L. 5.000
EPS 80031	toppreamp	L. 9.400
EPS 80054	volete una voce "strana"...?	L. 4.500
	(modulatore ad anello)	L. 6.400
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"	L. 6.000
EPS 80018-1	per l'automobile	L. 9.000
EPS 80084	accensione a transistor	L. 7.500
EPS 80086	temporizzatore "intelligente" per tergitristallo	L. 15.000
EPS 80096	misuratore di consumo del carburante	L. 4.000
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. 4.500
EPS 79517	carica batteria automatico	L. 4.900
EPS 79505	ammolitore per disc-jockey	L. 6.000
EPS 79114	frequenzimetro per sintetizzatori	L. 5.300
EPS 79509	servo amplificatore	L. 3.200

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 9950-1	stazione master	L. 4.000
EPS 9950-2	stazione slave	L. 3.600
EPS 9950-3	stazione d'allarme	L. 2.000
EPS 9945	consonant	
EPS 9945-F	pannello frontale consonant	L. 16.000
	consonant	

ottobre 1980

EPS 80067	digisplay	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

novembre 1980

EPS 80068-1/2	il vocoder di elektor-bus board	L. 15.850
EPS 80068-3	il vocoder di elektor-filtri	L. 5.450
EPS 80068-4	il vocoder di elektor-modulo I/O	L. 5.500
EPS 80068-5	il vocoder di elektor-alimentatore	L. 4.500
EPS 80022	amplificatore d'antenna	L. 1.500
EPS 80060	chorosynt	L. 25.500
EPS 9956/9955	doppio regolatore di dissolvenza per proiettori	L. 5.100

dicembre 1980

EPS 9423	antenna FM integrata per interni	L. 3.500
EPS 9368	relè capacitivo	L. 3.600
EPS 9329	sonda logica versatile	L. 3.600
EPS 9369	mini-ricevitore ad onde medie	L. 1.850
EPS 9192	sostituto "logico" del potenziometro a carbone	L. 8.750
EPS 80065	duplicatore di frequenza	L. 2.150
EPS 80019	treno a vapore	L. 2.150

gennaio 1981

EPS 81002	dissolvenza programmabile per diapositive	L. 13.900
EPS 80050	interfaccia cassetta per microcomputer basic	L. 11.800
EPS 80112-1/2	estensioni interfaccia cassetta	L. 3.600
EPS 9915	generatore di note universale	L. 14.000
Piano elettronico:		
EPS 9914	modulo per ottava	L. 6.300
EPS 9979	alimentazione	L. 4.000
EPS 9981	filtri, preamplificatore	L. 11.000

febbraio 1981

EPS 9968-1	TV-Scopio (amplificatore d'ingresso)	L. 4.200
EPS 9968 - 2/3/4/5/F	TV-Scopio, versione base toto-oracolo	L. 22.500
EPS 79053	temporizzatore per sviluppo foto	L. 5.800
EPS 9840	temporizzatore per sviluppo foto	L. 7.500
EPS 9499-2	portaluminosa a raggi infrarossi (alimentatore)	L. 8.000
EPS 9862-1/2	porta luminosa a raggi infrarossi (trasmettitore /ricevitore)	L. 7.200

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

Nome _____

Inviatemi il seguente materiale, pagherò al postino l'importo indicato + spese di spedizione

Cognome _____

Termini di consegna:
EPS 60 gg dalla data di ricevimento dell'ordine
ESS 90 gg dalla data di ricevimento dell'ordine

Via _____ n° _____

Città _____ CAP _____

Firma _____

Data _____

Codice fiscale (indispensabile per le aziende) _____

EPS

EPS

ESS

EPS

EPS

ESS

EPS

EPS

ESS

EPS

EPS

ESS

marzo 1981

EPS 81047	termometro da bagno	L. 2.200
EPS 81051	xilofono	L. 2.600
EPS 81049	caricabatterie NiCd	L. 3.000
EPS 81043-1/2	il misuratore	L. 4.500
EPS 81044	il multigioco	L. 3.900
EPS 81042	il genio nel barattolo	L. 2.200
EPS 81048	cornamusa	L. 2.850

aprile 1981

EPS 80085	amplificatore PWM	L. 1.800
EPS 80089-1	Junior computer (basetta principale)	L. 17.300
EPS 80089-2/3	Junior computer (basetta display e alim.)	L. 6.500
EPS 9911	preamplificatore pick-up	L. 7.500
EPS 9873	modulatore di colore	L. 4.800

maggio 1981

EPS 9874	elektornado	L. 5.700
EPS 80069	Sistema intercom	L. 4.400
EPS 80077	Prova transistori	L. 6.200
EPS 81124	Intelekt	L. 11.000

giugno 1981

EPS 9897-1	equalizzatore, sezione di filtro	L. 2.500
EPS 9897-2	equalizzatore, controllo dei toni	L. 2.500
EPS 9932	analizzatore audio	L. 6.300
EPS 80502	scatola musicale	L. 5.650
EPS 80128	tracciature per transistori	L. 1.600

TV-Scopio versione ampliata:

EPS 9969-1	basetta memorie	L. 8.100
EPS 9969-2	circuito trigger	L. 3.200
EPS 9969-3	base tempi ingresso	L. 3.200

luglio/agosto 1981

EPS 80071	monitor digitale del battito cardiaco	L. 10.800
EPS 80145	monitor digitale del battito cardiaco (display board)	L. 2.900
EPS 80505	amplificatore a V-FET	L. 5.300
EPS 80506	ricevitore super attivo	L. 4.900
EPS 80515-1/2	illuminazione per vetrina	L. 8.300
EPS 80516	alimentatore a tensione variabile 0-50V/0-2A	L. 3.900
EPS 80532	preamplificatore stereo dinamico	L. 1.900
EPS 80543	amplificatore STAMP	L. 1.800
EPS 80556	programmatore per PROM	L. 9.200

ESS - servizio software

µP TV Games

1 - Mastermind	8 - Jackpot	} ESS 007 (su nastro) L. 7.000
2 - Codebreaker	9 - Surround	
3 - Reversi	A - Shapes	
4 - Amazone	B - Piano	
5 - Space shootout	C - PVI Programming	
6 - Four in a row	D - Disassembler	
7 - Four in a row	E - Test patterns	
	F - Lotto	

µP TV Games
test patterns,
PVI programming
space shoot-out

} ESS 006 (su disco) 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.

anche a MELZO
in Via A. Villa, 33

la **G.B.C.** italiana c'è
Ditta: C.E.MEL.

HAMEG - GLI OSCILLOSCOPI



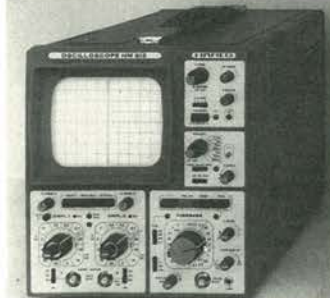
HM 307
3" - 10 MHz - 5 mV
Monotraccia
con prova
componenti



HM 312
5" - 20 MHz - 5 mV
doppia traccia



HM 412
5" - 20 MHz - 5 mV
doppia traccia
ritardo deflessione



HM 512
5" - 50 MHz - 5 mV
doppia traccia
ritardo deflessione-
linea di ritardo



- MILANO** : TELAV INTERNATIONAL S.r.l. - Via Leonardo da Vinci, 43
20090 TREZZANO S.N. - Tel. 02/4455741 - 5 linee
- ROMA** : TELAV INTERNATIONAL S.r.l. - Via Salaria, 1319 - 00138 ROMA
Tel. 06/6917058-6919312
- VENETO** : ELPV - Via Bragni, 19 - 35100 CADONEGHE (PD) - Tel. 049/701177
- EM. ROMAGNA** : ELETRONICA DUE - Via Zago, 2 - 40128 BOLOGNA - Tel. 051/375007
- PIEMONTE** : TELMA - P.za Chironi, 12 - 10145 TORINO - Tel. 011/740984
- PUGLIE** : DEEP SOUND - Viale della Libertà, 40 - 74015 MARTINA FRANCA (TA)
Tel. 080/723188
- MARCHE** : JOHNVOX - P.le dei Cappuccini, 2 - 62019 RECANATI - Tel. 071/980574
- CAMPANIA** : POLICHETTI - Corso A. Lucci, 102 - 80100 NAPOLI - Tel. 081/266888
- SARDEGNA** : TE.MO.SA. - Via Rockefeller, 16 - 07100 SASSARI - Tel. 079/210070

TAGLIANDO VALIDO PER

EK 7-81

ricevere documentazione dei Mod. _____

ricevere dimostrazione dei Mod. _____

Cognome/Nome _____

Ditta o Ente _____

Via _____ N. _____ TEL. _____

CAP _____ CITTÀ _____

CHI E DOVE CHI E DOVE CHI E DOVE

Distributori della rivista Elektor e dei suoi circuiti stampati.

Teknel
Via Raffaello, 10
36070 Castelgomberto
Tel.: 0445/90132

S.G.E.
di Spinato Gianrenzo
Via C. Colombo, 6
33077 Sacile
Tel.: 0434/71988

Teletecno
di Adeodati Donatella
Vicolo Rizzardo, 26
25100 Brescia
Tel.: 030/54125

L.P.S. Elettronica
di Saverio Pantaleone
Via Sardegna, 56
90144 Palermo
Tel.: 091/527477

C.P.E.
Via Appia, 279
04028 Scauri (LT)
Tel.: 0771/65590

Fototecnica
Via X Giornate, 4
25100 Brescia
Tel.: 030/48518

De Do Electronic Fittig
di Malatesta F.&C. s.r.l.
Via F. Crispi, 9
64100 Teramo
Tel.: 0861/53331

Gray Electronic
Via Nino Bixio, 32
22100 Como
Tel.: 031/557424

Pinto
C.so Principe Eugenio 15 bis
10122 Torino
Tel.: 011/541564

Forel Elettronica
Via Italia, 50
60015 Falconara
Tel.: 071/9171039

CSE F.III lo Furno
Via L. Tolstoi, 14
20051 Limbiate (MI)
Tel.: 02/9965889

DIPREL
di Perrone Caterina
Via Solemi, 32
91026 Mazara del Vallo
Tel.: 0923/941874

MDM Elettronica
Via Sbarre inf. Tr. XI di V.le Moro
89100 Reggio Calabria
Tel.: 0965/56043

Ditta Tosi Stefano Elettronica
Via R. Fucini, 8/10
56025 Pontedera
Tel.: 0587/212164

Elettronica Alberti
Componenti Elettronici - Kits
Via G. Spontini, 23
00043 Ciampino (RM)
Tel.: 06/6110310

Elettronica Mezzetti s.n.c.
Via A. Agnello 20
48100 Ravenna
Tel.: 0544/32267

A.P.L. srl
Via Tombetta, 35/A
37100 Verona
Tel.: 045/582633

Centro Elettronico
di E. di Bari
C.so Manfredi, 112
71043 Manfredonia

C.E.L.
di Langella Olimpo & F.sco s.n.c.
Via S. Anna alle Paludi, 126
80142 Napoli
Tel.: 081/266325

BMP s.n.c. di Benevelli e Prandi
Via Porta Brennone, 9/b
42100 Reggio Emilia
Tel.: 0522/46353

Elettrotecnica Sud srl
Via Settimio Mobilio 27
84100 Salerno
Tel.: 089/239576-9

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

CSE F.III Lo Furno
Via Maiocchi, 8
20129 Milano
Tel.: 02/2715767

C.T.E.N. Solf.
di Mastrantuono & Balducci
Via Covignano 23/25
47037 Rimini
Tel.: 0541/775534

REEM
Via di Villa Bonelli, 47
00149 Roma
Tel.: 06/5264992

Fariato Elettronica di S. Sosic
Via Pioga, 142/B
35011 Campodarsego (PD)
Tel.: 049/759288

Delta Elettronica
Via California, 9
20144 Milano
Tel.: 02/436244

Lyra Elettronica
P.zza Muzji, 16
80129 Napoli
Tel.: 081/362414

Grivar Elettronica
Via Traversagna, 2/A
41058 Vignola
Tel.: 059/775013

REO Elettronica
di Sacchi M. Rosa
Via Briosco, 7
27100 Pavia
Tel.: 0382/ 465298

Costruzioni Elettroniche
Industriali
Via G. Puccini, 297
55100 S. Anna Lucca
Tel.: 0583/55857

Centro Elettronico
Via A. Specchi 54
96100 Siracusa
Tel.: 0931/41130

FOREL Elettronica
Via Italia 50
60015 FALCONARA (AN)
Tel. 071/9171039

7400	400	74LS273	1800
74LS00	400	74390	1600
7402	400	74393	1600
74LS02	400	4000	450
7404	400	4001	450
74LS04	400	4011	450
7405	400	4012	450
74LS05	400	4013	600
7410	400	4015	1050
7413	600	4016	600
7414	900	4017	1150
74LS14	900	4023	450
74LS20	400	4027	750
7427	400	4029	1350
7430	400	4040	1200
7432	400	4042	1000
7442	1000	4049	650
74LS42	1000	4050	650
7445	1050	4069	450
7446	1200	4081	450
7448	1100	4093	800
7473	550	4511	1350
7474	550	4514	2900
74LS74	550	4518	1200
7486	550	4520	1200
74LS86	550	4528	1600
7490	800	CA 3161	1600
7493	800	CA 3162	6500
74121	700	LM 301	650
74123	800	LM 311	900
74LS125	700	LM390N	2200
74132	1000	LM391N	1600
74LS132	1000	LM555N	600
74LS138	900	LM556N	1050
74LS139	900	LM723H	1050
74148	1400	LM3900	1000
74151	950	TBA810	1400
74153	950	TBA820	1200
74LS153	950	TDA2002	1600
74154	1400	TL081	900
74157	900	TL082	1300
74160	950	TL084	2200
74161	950	UAA170	3200
74164	1100	UAA180	3200
74165	1100	XR2203	1900
74166	1100	XR2206	7000
74LS166	1100	XR2207	6300
14174	950	MM2114	
74LS174	950	N3	(300 nsec)
74190	1100		6600
74192	1100	E 2708	
74193	1100	Eprom	7000
74221	1200	8080 A	8500
74LS241	2000	Z 80	11000
74S241	2500	MM5303=	
74LS244	2000	AY-5-1013	9000

Spedizioni in contrassegno. I prezzi riportati sono netti, non comprensivi di IVA. Spese di spedizione a carico dell'acquirente. Ordine minimo L.10.000.

alla **C.P.E.**

troverete puntualmente ogni mese la rivista Elektor ed i kits dei progetti che pubblica.

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

CHI E DOVE CHI E DOVE CHI E DOVE

Distributori della rivista Elektor e dei suoi circuiti stampati.

DELTA

COMPONENTI ELETTRONICI

Via California, 9
20100 Milano
Tel: 02/4691479-436244

trovate i circuiti stampati e i componenti utilizzati nei progetti di Elektor:

AY-5-2376
AY-5-1013
AY-3-1014
RO-3-2513
MM 5303
96364

Circuiti integrati:
National Semiconductor
Siliconix
General Instrument
Opto Elettronica Litronix
Texas Instruments
Fairchild
diodi e ponti G.E.
connettori passivi
stampanti a impatto
da 80 a 136 colonne

DISTRIBUISCE ANCHE LA
RIVISTA ELEKTOR.

Alla LPS elettronica

troverete puntualmente
la rivista Elektor, i
circuiti stampati e i
componenti dei progetti
pubblicati.

Inoltre:

Contenitori e rack TTL -
CMOS - memorie -
tastiere - microcomputer
- data books e biblioteca
tecnica.

LPS elettronica

Via Sardegna 56
90144 Palermo
Tel. 091/527477

GRIVAR ELETTRONICA

41058 VIGNOLA (Modena)
COMPONENTI ELETTRONICI

RIVENDITORE AUTORIZZATO DEI
CIRCUITI STAMPATI E DEI COM-
PONENTI 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

**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 E DOVE CHI E DOVE CHI E DOVE

Distributori della rivista Elektor e dei suoi circuiti stampati.

Presso la sede **GBC - V.le Matteotti 66**
20092 Cinisello B. - Tel. 02/6181801
 è reperibile la

TASTIERA PER IL
COMPUTER TV GAMES:
 tastini codice GL 0900/00
 cappucci codice GL 0902/00

Alla **Cross Point** potete acquistare la
 TASTIERA ASCII.

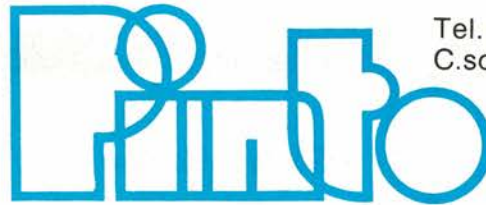
Key switch tipo JP 5045
 Key switch tipo JP 5025*
 * richiedete cappuccio normale
 e doppio con innesto ad "X"

CROSS POINT - Via Miglioretti 2
20161 Milano - Tel. 02/6461061

Alla **I.C.C.** potrete trovare i seguenti
 componenti:

MM 5303
 AY5 - 1013
 96364
 RO - 3 - 2513

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



Tel. 011/535957-541564
 C.so Principe Eugenio 15 bis
10100 Torino

**Distributore dei circuiti stampati e dei componenti
 elettronici di ELEKTOR**

— PER L'INDUSTRIA —

Distributori National, ITT,
 Philips, Fairchild.

Vasto assortimento
 integrati TTL, C-MOS,
 memorie, connettori,
 accessori per
 Wire-Wrapping, strumenti
 da laboratorio, tubi
 industriali, accessori per
 microcomputer.

— PER L'HOBBISTA —

Altoparlanti HI-FI RCF,
 Philips, Peerless.
 Contenitori metallici, rack,
 componenti elettronici
 vari, accessori per kit,
 antifurti auto, nastri
 professionali BASF,
 valvole.

ELEKTOR HA CAMBIATO DIRETTORE



Sig. B. V. Der Horst



Sig. Paul Holmes

Elektor, Edizione Internazionale, ha un nuovo direttore dal maggio 1981. Il Signor Bob Van Der Horst, fondatore della rivista e direttore per 20 anni, ha deciso di ritirarsi dal primo posto, pur rimanendo membro del Consiglio dei Direttori. Questo organo ha nominato, come successore, il Signor Paul Holmes.

Elektor è la rivista dell'elettronica avanzata per chi ne fa uso professionale e per chi se ne diletta; con questa caratteristica, è una delle prime del mondo. Nell'arco di 20 anni il Signor Van Der Horst ha visto crescere la sua creatura fino alle dimensioni internazionali con edizioni in inglese, olandese, tedesco, francese, italiano e spagnolo, totalizzando la circolazione mensile di oltre 350.000 copie.

Il nuovo direttore Signor Holmes, 37 anni, è in redazione dal 1972 ed è stato finora il capo dei progettisti. Fu anche preparatore dell'edizione inglese, reggendola a lungo come direttore aggiunto.

Negli ultimi anni divenne il braccio destro e sostituto del Signor Van Der Horst nella direzione generale del gruppo. Ora si trova a capo di un eccezionale, quasi unico staff di redattori.

Più di venti esperti in elettronica di alta qualificazione elaborano tutti i progetti e gli articoli per Elektor. Si valgono di raffinata strumentazione, di ampie relazioni internazionali, e sono abilissimi nel tradurre in circuiti pratici ogni nuovo traguardo dell'elettronica. Al Signor Van Der Horst la più calorosa riconoscenza e al Signor Paul Holmes gli auguri più cordiali del Direttore Responsabile e della Redazione italiana.

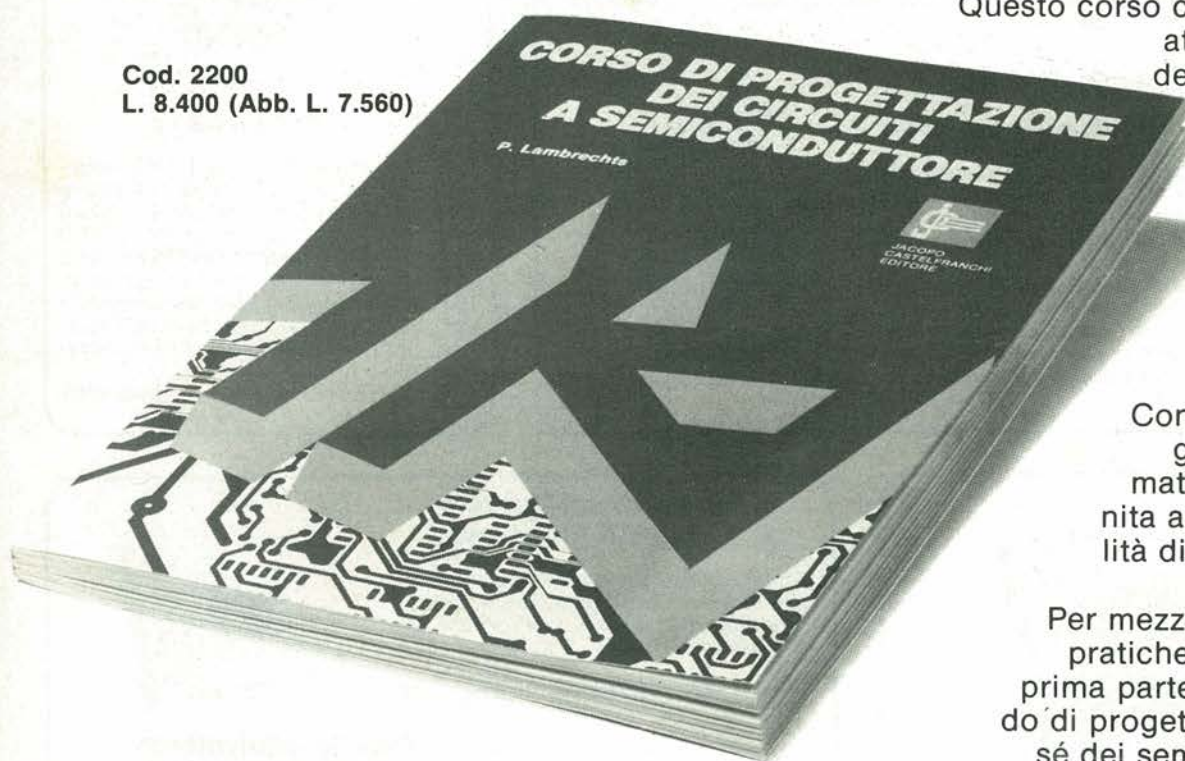
100 passi per Londra.

100 passi per Londra.

La guida pratica per progettare e calcolare da soli i circuiti elettronici

NOVITA'

Cod. 2200
L. 8.400 (Abb. L. 7.560)



Questo corso costituisce la guida attraverso i meandri della moderna tecnica circuitale dei semiconduttori. A differenza delle trattazioni sinora apparse in questo settore, la materia viene trattata con molta semplicità. Con un minimo di grigia teoria e di arida matematica, viene fornita al lettore la possibilità di progettare circuiti a semiconduttore.

Per mezzo di chiare nozioni pratiche, già alla fine della prima parte il lettore è in grado di progettare e calcolare da sé dei semplici stadi amplificatori. Vengono considerate le tecniche circuitali tipiche della

moderna tecnologia dei circuiti integrati fra le quali: l'accoppiamento in corrente continua, l'indipendenza delle funzioni circuitali della variazione delle caratteristiche nei singoli esemplari, come pure l'uso di componenti attivi in sostituzione di induttanze, capacità e resistenze. Chiaramente si deve fare un cenno sulla teoria dei semiconduttori. Si parlerà, perciò, anche delle proprietà fondamentali dei più importanti componenti.

Il corso, inoltre, esamina i problemi di fondo che sorgono nel progetto di circuiti più complicati. Dato che le complesse funzioni di tali circuiti si ottengono in pratica combinando tra loro i circuiti fondamentali, viene mantenuta la semplicità della tecnica di progetto e di calcolo.

PER ORDINARE QUESTO LIBRO UTILIZZATE L'APPOSITO TAGLIANDO INSERITO IN FONDO A QUESTA RIVISTA.

LIBRI IN



Le Radiocomunicazioni

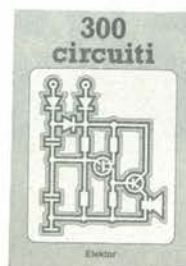
Ciò che i tecnici, gli insegnanti, i professionisti, i radioamatori, gli studenti, i radiooperatori debbono sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri.

Oltre 100 figure, tabelle varie e di propagazione.
L. 7.500 (Abb. L. 6.750) **Cod. 7001**

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.

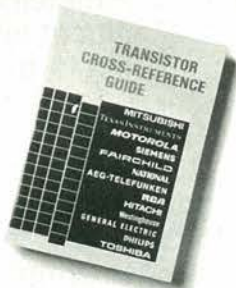
L. 6.000 (Abb. L. 5.400) **Cod. 8001**



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) **Cod. 6009**



Transistor cross-reference guide

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

L. 8.000 (Abb. L. 7.200) **Cod. 6007**

Manuale di sostituzione dei transistori giapponesi

Manuale di intercambiabilità fra transistori delle seguenti Case giapponesi: Sony, Sanyo, Toshiba, Nec, Hitachi, Fujitsu, Matsushita, Mitshubishi. Il libro ne raccoglie circa 3.000.

L. 5.000 (Abb. L. 4.500)

Cod. 6005



Tabelle equivalenze semiconduttori e tubi elettronici professionali

Un libro che riempie le lacune delle pubblicazioni precedenti sull'argomento. Sono elencati i modelli equivalenti Siemens per quanto riguarda:

- Transistori europei, americani e giapponesi
- Diodi europei, americani e giapponesi
- Diodi controllati (SCR-thyristors)
- LED
- Circuiti integrati logici, analogici e lineari per radio-TV
- Circuiti integrati MOS
- Tubi elettronici professionali e vidicons.

L. 5.000 (Abb. L. 4.500) **Cod. 6006**



VETRINA

Selezione di progetti elettronici

Una selezione di interessanti progetti pubblicati sulla rivista "Elektor". Ciò che costituisce il "trait d'union" tra le varie realizzazioni proposte e la varietà d'applicazione, l'affidabilità di funzionamento, la facilità di realizzazione, nonché l'elevato contenuto didattico.

L. 9.000 (Abb. L. 8.100)

Cod. 6008



TV SERVICE 100 riparazioni TV illustrate e commentate



Dalle migliaia di riparazioni che si effettuano in un moderno laboratorio TV, sono assai poche quelle che si discostano dalla normale "routine" e sono davvero gratificanti per il tecnico appassionato. Cento di queste "perle" sono state raccolte in questo libro e proposte all'attenzione di chiunque svolga per hobby o per mestiere il Servizio di Assistenza TV.

L. 10.000 (Abb. L. 9.000)

Cod. 7000

Accessori elettronici per autoveicoli



In questo volume sono trattati progetti di accessori elettronici per autoveicoli quali: l'amplificatore per autoradio, l'antifurto, l'accensione elettronica, il plurilampeggiatore di sosta, il temporizzatore per tergi-cristallo ed altri ancora.

L. 6.000 (Abb. L. 5.400)

Cod. 8003

Le luci psichedeliche

Questo volume propone numerosi progetti per costruire apparecchi psichedelici di ogni tipo.

Tutti gli apparecchi descritti sono stati provati e collaudati e sono corredati da ampie descrizioni, schemi elettrici e di montaggio.

Questo libro, tratta anche teoria e realizzazioni di generatori psichedelici sino a 6 kW di potenza, flash elettronici, luci rotanti etc.

L. 4.500 (Abb. L. 4.000)

Cod. 8002



TTL IC cross reference manual



Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressochè tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case mondiali.

I dispositivi Texas, Fairchild, Motorola, National, Philips, Signetics, Siemens, Fujitsu, Hitachi, Mitsubishi, Nec, Toshiba, Avanced Micro Deviced, sono confrontati tra loro all'interno di ogni famiglia proposta.

Per facilitare la ricerca o la sostituzione del dispositivo in esame, è possibile anche, dopo aver appreso ad integrarne la nomenclatura degli IC, consultare il manuale a seconda delle funzioni svolte nei circuiti applicativi.

Rappresenta, quindi, un indispensabile strumento di lavoro per tutti coloro che lavorano con i TTL.

L. 20.000 (Abb. L. 18.000)

Cod. 6010

Appunti di elettronica Vol. 1



Il libro è costituito da una raccolta di fogli ognuno dei quali tratta un singolo argomento.

Una particolare ed elegante confezione, studiata appositamente per rispondere alle precise finalità dell'opera, fa sì che tutti i fogli possono essere asportati e consultati separatamente.

Esposizione generale-Elettricità-Parametri principali-Fenomeni alternati sinusoidali-Oscillazioni-Analisi delle oscillazioni-Tensione costante e corrente continua-Tensione variabile unidirezionale-Corrente variabile unidirezionale-Tensione alternata-Corrente alternata-Resistenza statica e resistenza differenziale.

L. 8.000 (Abb. 7.200)

Cod. 2300

IMPORTANTE

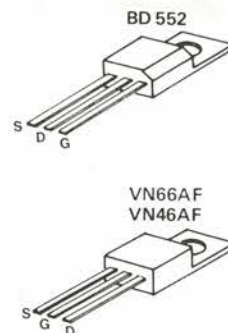
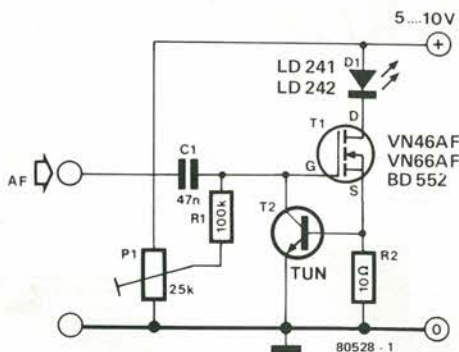
Per ordinare questi libri utilizzare l'apposito tagliando d'ordine libri JCE, inserito in fondo a questa rivista.

Trasmettitore a raggi infrarossi

Si tratta di un circuito semplicissimo, che è veramente destinato agli hobbysti che desiderano fare esperimenti con i raggi infrarossi, con i VFET, o con entrambi, che fa lo stesso.

Lo schema mostra un trasmettitore ad infrarossi nella sua forma più semplice e più elementare. La semplicità si ottiene impiegando un VFET, dato che i FET, al contrario degli altri transistori bipolari, mostrano un rapporto tra tensione di entrata e tensione di uscita pressochè lineare, è sufficiente applicare al gate un segnale di bassa frequenza ed inserire un LED all'infrarosso nel conduttore di drain. L'intensità della luce infrarossa prodotta dal LED varierà quindi proporzionalmente alla tensione del segnale a bassa frequenza applicato ai suoi capi, e quindi, eccovi il trasmettitore.

Per aumentare la durata di vita del LED all'infrarosso, si è aggiunto un transistor per ottenere una limitazione di corrente e quindi ridurre la corrente massima di drain del FET a circa 60 mA. Se la corrente dovesse aumentare, la tensione ai capi di



R2 diverrebbe talmente alta da portare in conduzione T2 e quindi cortocircuitare a massa il gate del FET.

Il segnale di modulazione in bassa frequenza da applicare all'ingresso, deve avere una tensione di circa 250 mV_{eff}, quando si voglia ottenere la piena potenza di uscita dal trasmettitore. Il potenziometro P1 è regolato con l'ingresso in cortocircuito, in modo da misurare ai capi di R2 una tensione di

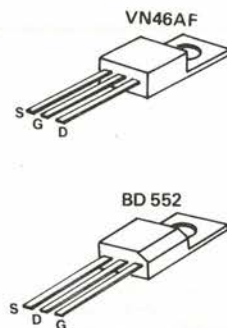
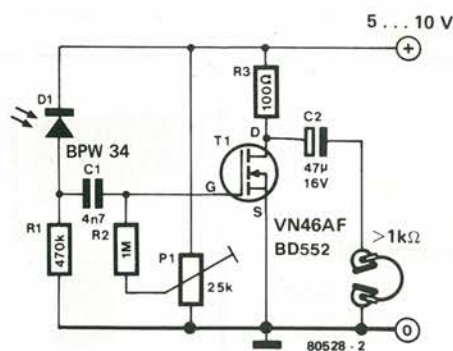
0,3 V (corrente di drain di 30 mA). Non ci sono prescrizioni circa il tipo di VFET e di LED da impiegare. Questo è il motivo per il quale nello schema ne sono indicati diversi tipi. Nel caso di insufficiente "potenza trasmessa", si possono collegare in serie parecchi diodi LED, a seconda della necessità.

(applicazioni ITT)

2 Ricevitore a raggi infrarossi

Ogni trasmettitore ha bisogno di un ricevitore, e quello che andiamo a descrivere è la controparte del trasmettitore precedente. Anche questo è della massima semplicità grazie al VFET. La luce infrarossa che arriva al fotodiodo all'infrarosso (in questo caso un tipo BPW34, ma vanno bene anche altri tipi) provocherà una variazione della tensione ai capi di R1. Questo avrà naturalmente effetto sul gate del VFET, e quindi la corrente di drain fluttuerà in modo analogo alla modulazione della luce infrarossa ricevuta. La modulazione può essere udita con una cuffia.

Tanta semplicità ha naturalmente qualche svantaggio. Per esempio se nel raggio di ricezione ci sarà una lampadina accesa, si udirà un ronzio nella cuffia. In ambiente non disturbato è però possibile una buona ricezione nel raggio di alcuni metri. La portata può essere aumentata con l'aiuto di lenti o di altri concentratori ottici. Con



alcuni LED all'infrarosso ed un fotodiodo, questo sistema trasmettente/ricevente potrà essere costruito con la massima facilità. Funziona veramente ed è ideale per gli esperimenti.

Ancora una cosa... Per un corretto funzionamento, si deve regolare P1 in modo che,

quando il fotodiodo è completamente schermato dalla luce, al drain del FET venga misurato un valore di tensione esattamente pari a metà della tensione di alimentazione.

(Applicazioni ITT)

3 Conversione di frequenza con l'XR 2240

La conversione di frequenza può essere eseguita con la massima facilità adottando questo integrato. Per esempio usando un integrato per orologi di tipo americano, si

può verificare la necessità di convertire un segnale a frequenza 50 Hz in uno che abbia la frequenza di 60 Hz. La formula per la determinazione della frequenza di uscita

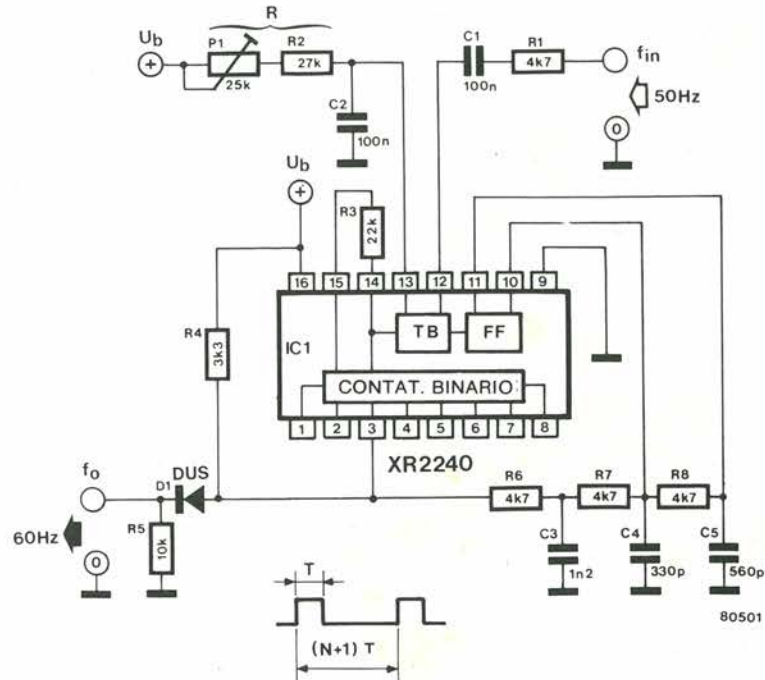
dell'XR2240 è la seguente:

$$f_o = \frac{m}{N+1} \cdot f_{in} \quad , \text{dove sono:}$$

f_o = Frequenza di uscita
 m = Rapporto tra la frequenza di ingresso e la frequenza della base dei tempi. Questo rapporto viene determinato dalla posizione del potenziometro, ed è un numero intero tra 1 e 10.
 N = Un numero intero tra 1 e 255, che può essere selezionato collegando uno o più piedini 1... 8.
 f_{in} = La frequenza d'ingresso.

Con $m = 6$ ed $N = 4$, la frequenza di uscita sarà di 60 Hz per una frequenza d'ingresso di 50 Hz. Analogamente, con $m = 5$ ed $N = 5$, avremo una frequenza d'uscita di 50 Hz per una frequenza d'ingresso di 60 Hz. L'XR2240 contiene un flip-flop di controllo FF, un generatore di base dei tempi TB ed un contatore binario ad 8 bit. Il periodo T del segnale prodotto dal generatore di base dei tempi viene determinato dal prodotto RC dei componenti collegati al piedino 13. Ai piedini 1... 8 sono quindi a disposizione segnali con periodi di T, 2T, 4T, 8T, 16T, 32T, 64T e, rispettivamente, 128T.

Se, per esempio, si collegano alla resistenza di carico esterno (R4) da 3,3 kΩ le due uscite T e 4T (piedini 1 e 3), il segnale generato avrà un periodo di $T + 4T = 5T$. In questo modo si ottiene il fattore "N" che si vede nella formula.
 Un segnale d'ingresso a commutazione positiva al piedino 12 farà partire il generatore della base dei tempi e resetterà il contatore binario. Il contatore funzionerà quindi fino all'apparizione del successivo impulso d'ingresso a commutazione positiva. Nel circuito della figura la frequenza che si



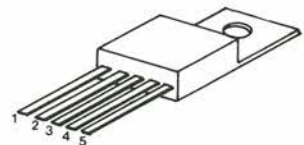
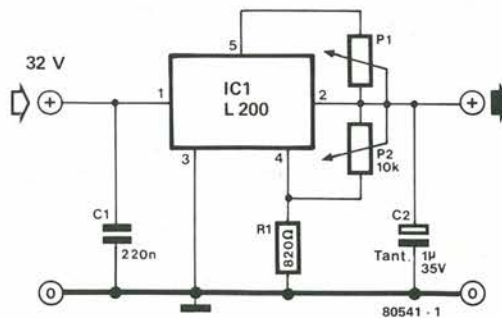
vuole all'uscita è di 60 Hz per una frequenza d'ingresso di 50 Hz. Quindi la frequenza del generatore della base dei tempi deve essere sistemata alla sesta armonica di 50 Hz, ossia a 300 Hz ($m=6$). Questo si ottiene mediante il potenziometro. Se è collegata all'uscita dal piedino 3 (4T), il risultato è $N = 4$. Il circuito funzionerà in maniera soddisfa-

cente con la tensione di alimentazione che può variare tra 4 e 15 V. Con una tensione di alimentazione di 9V la corrente assorbita sarà di circa 8 mA. Il segnale di sincronizzazione (d'ingresso) deve essere un'onda quadra con ampiezza minima di 3V. La massima frequenza del generatore della base dei tempi è stabilita ad un valore di 100 kHz ($C2 = 6n8$, $R=P1 + R2 = 1k$).

4 | Regolatore di tensione da 2 ampere

Tra i circuiti pubblicati in passato da Elektor (e da altre riviste), ce ne sono parecchi di regolatori di tensione a circuito integrato. Viene subito a mente la serie di regolatori di tensione 78xx. Che bisogno c'è di un'altra serie? L'integrato qui descritto ha la possibilità di fornire un'uscita di ben 2 A, mentre i tipi più vecchi arrivano al massimo ad 1... 1,5 A; Ed inoltre, anche se provvisti della limitazione di corrente, questa nei vecchi tipi non era variabile. Tutte queste considerazioni, insieme al fatto che l'L200 non ha ancora fatto la sua comparsa sulle pagine di Elektor, ci ha convinti a dedicargli questo articolo.

Fabbricato dalla SGS - ATEs, l'L200 è un dispositivo a 5 piedini, e può erogare una tensione regolata tra 3 e 25 V al massimo di 2 A, se provvisto di un adeguato dissipatore termico. L'integrato dispone di una protezione termica interna che lo rende praticamente indistruttibile. Nel circuito che appare in figura, i due potenziometri P1 e P2 controllano rispettivamente il valore della limitazione di corrente e della tensione di uscita. I condensatori C1 e C2 servono ad eliminare i disturbi e l'ondulazione residua.



La tensione di uscita si può calcolare con la seguente formula:

$$V_{out} = 2,85 \left(1 + \frac{P2}{R1} \right)$$

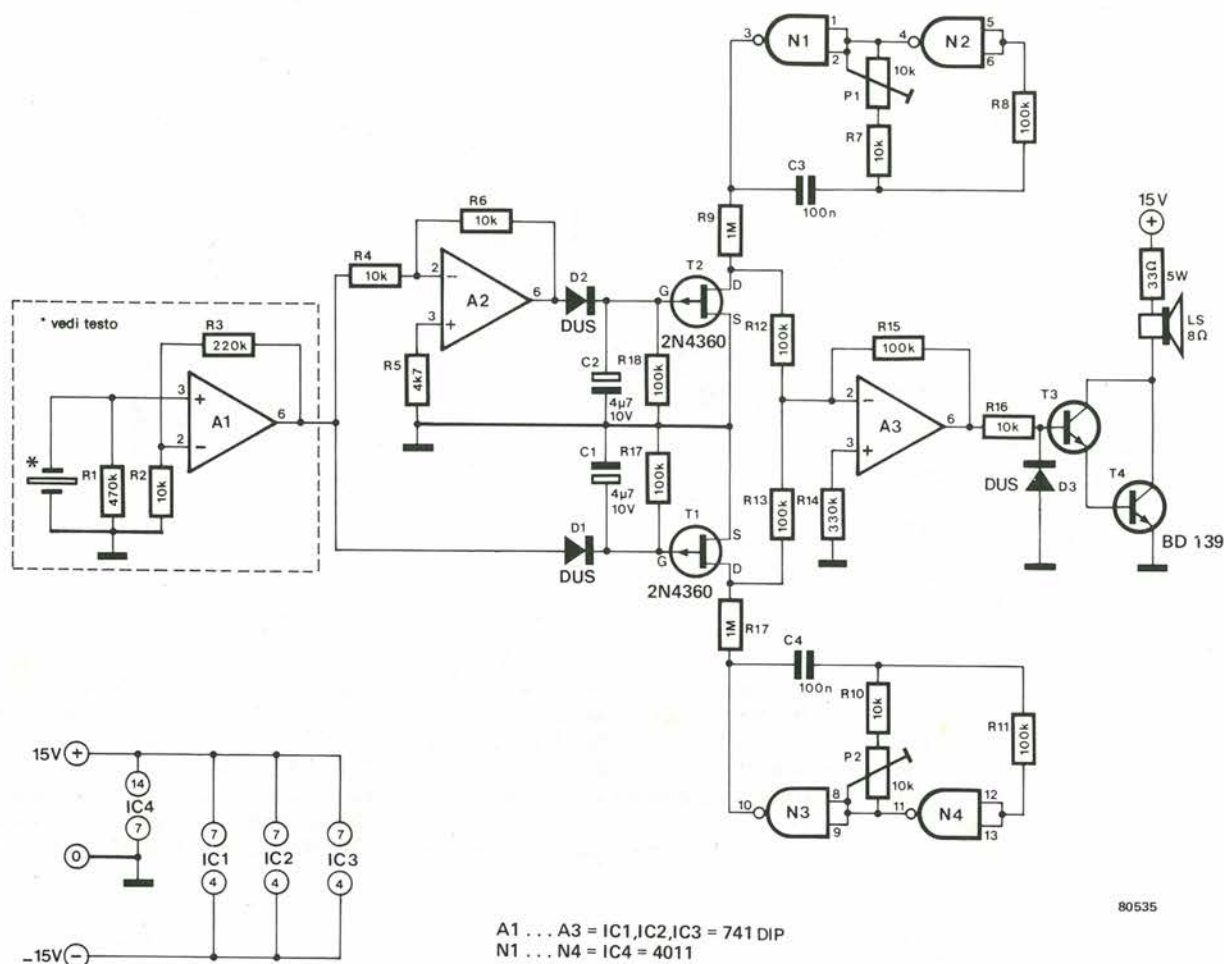
Mentre la massima corrente disponibile si può calcolare con:

$$I_{out} = \frac{0,45}{P1}$$

Questo significa che P1 deve avere un valore molto basso (0,22 Ω per 2 A di uscita!). Nella maggior parte delle applicazioni risulterà più comodo usare una resistenza fissa di adatto valore.

La massima tensione ammissibile all'ingresso è di 32 V.

5 Sensibell



A1 ... A3 = IC1, IC2, IC3 = 741 DIP
N1 ... N4 = IC4 = 4011

80535

Vi ricordate la vecchia campana da portone azionata da una corda o da una catena? Aveva parecchi vantaggi sui suoi moderni concorrenti elettronici, vantaggi che a quell'epoca non erano probabilmente del tutto apprezzati. Essa poteva fornire molte utili informazioni sul tipo di visitatore che stava alla porta. Il modo come egli suonava - forte, morbido, lungo, breve, a ripetizione, insistentemente, eccetera, dava un mucchio di indicazioni sul suo carattere e sul suo stato d'animo. Tutto questo è andato naturalmente perduto con le magnifiche versioni elettroniche di oggi.

Vi sono due modi di conservare i vantaggi dei vecchi tipi di campanello. Uno è quello di dare un'occhiata intorno fino a trovarne uno originale in qualche negozio di antichità. Dopotutto in questo modo si ridurrebbe a zero il consumo di elettricità. Se poi si vuole restare fedeli all'elettronica, occorre costruire un "sensibell".

Il componente più importante è un elemento piezoelettrico ricavato da un trasduttore ultrasonico. Applicando ad esso una tensione, subisce una deformazione meccanica; se lo si deforma meccanicamente, produce una tensione. Usando un

elemento di questo tipo come pulsante del campanello, si ottengono due picchi di tensione: uno alla pressione ed uno al rilascio. L'ampiezza dei picchi di tensione corrisponde alla forza esercitata nella pressione. L'intervallo tra i due picchi dipende dal tempo che si mantiene premuto il pulsante. Una soluzione semplice consiste nel costruire un campanello a ding-dong nel quale il volume e l'intervallo tra il "ding" ed il "dong" possano essere determinati da chi aziona il campanello stesso. Dallo schema si vede come viene ottenuto lo scopo. Il segnale che ha origine nel cristallo piezoelettrico viene amplificato da A1. Poiché l'elemento piezoelettrico ha un'elevata impedenza, è meglio montare A1 direttamente nel pulsante del campanello. L'uscita a bassa impedenza dell'amplificatore, nonché i fili dell'alimentazione, vanno collegati al resto dell'apparecchiatura mediante un cavo a quattro conduttori. L'uscita di A1 viene invertita da A2 in modo da avere degli impulsi positivi sia all'inizio che alla fine del segnale proveniente dal campanello. Dopo essere passati attraverso T1 e T2, questi segnali vengono usati per sagomare gli inviluppi che

moduleranno l'ampiezza di due oscillatori. Questi producono rispettivamente il "ding" ed il "dong", e sono basati su di un unico integrato 4011. La frequenza dei due oscillatori può essere variata mediante P1 e P2. Il circuito è completato da un semplice amplificatore d'uscita (T3/T4).

Ora un suggerimento: è meglio alimentare l'amplificatore a bassa frequenza separatamente, prelevando la tensione, per esempio, dal trasformatore da campanelli preesistente e raddrizzandola. In questo modo l'alimentazione doppia da 15 V non dovrà fornire che pochi mA. Se, dopo l'installazione del dispositivo, il campanello suona facendo "dong-ding" anziché "ding-dong" l'inconveniente può essere ovviato invertendo le connessioni all'elemento piezoelettrico. In ogni caso quest'ultimo deve essere tolto dal suo contenitore originale con la massima precauzione prima di potergli saldare i fili di connessione.

L'elemento può essere protetto dagli agenti atmosferici mediante un rivestimento in resina epossidica o comunque mediante un collante a due componenti.

6

Preamplificatore stereo dinamico

È ormai passato del tempo da quando è stato pubblicato su Elektor il primo preamplificatore stereo dinamico "integrato". Esso è stato progettato intorno ad uno dei primi amplificatori operazionali doppi a basso rumore, il 739. Da quel tempo il numero di integrati prodotti da varie ditte è cresciuto in modo da aumentare fortemente la disponibilità di tipi adatti al nostro scopo. Tra questi ce ne sono parecchi di caratteristiche eccellenti, tanto da confinare negli scaffali l'ormai vecchio 739. È quindi venuto il momento di trattare un nuovo preamplificatore dinamico a circuito integrato. La scelta è caduta sull'LM 387 della National. Si tratta di un componente facilmente reperibile, ad otto piedini, che contiene due amplificatori operazionali a bassissimo rumore. Lo schema dimostra quanto semplice è l'uso di questo componente per costruire un preamplificatore dinamico di alta qualità.

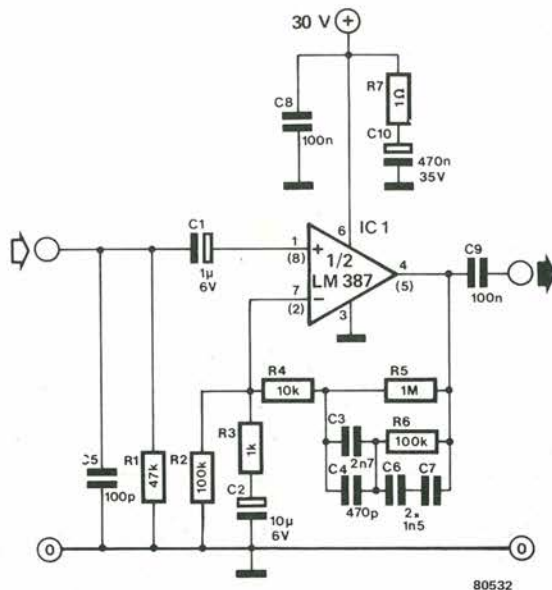
L'impedenza d'entrata ha il valore standard di 47k e viene determinata quasi esclusivamente dal valore di R1. Si può cambiare il valore di R1 (che deve essere a strato metallico), in modo da adattarsi a cartucce con diversa impedenza di uscita, in modo da ottenere una curva di riproduzione piatta nel campo di frequenze che va da 22k a 100k. Lo stesso vale per la capacità di uscita della cartuccia. In media si può ritenere che sia tale da richiedere per C5 un valore di 100 p, mentre molti tipi di cartucce (compresa l'Ortofon) richiedono una capacità un poco maggiore. Mediante il collegamento di condensatori in parallelo ed in serie (rispettivamente C3/C4 e C6/C7) si ottengono nel circuito di compensazione della frequenza le costanti di tempo prescritte dalle norme RIAA. Se si

usano componenti a grande tolleranza, si può approssimare la curva RIAA a meno di 1 dB. Il guadagno è fissato a 100 (40 dB). La tensione di uscita è sufficiente per la maggior parte dei preamplificatori di controllo. L'impedenza d'ingresso dell'amplificatore di controllo che segue questo circuito, deve essere di almeno 100 k Ω .

Se l'impedenza è molto superiore, caso invero molto raro, C9 dovrà essere aumentato per impedire l'attenuazione dei toni bassi. Il massimo rapporto segnale/rumore dipende dalla qualità dei componenti usati, ma sarà comunque migliore di 80 dB per una tensione d'ingresso di 10 mV.

Se noi duplichiamo lo schema, ad eccezione dei componenti di disaccoppiamento

(C8, C10, R7), possiamo costruire un preamplificatore dinamico stereo. Dato il ridottissimo ingombro dell'integrato e lo scarso numero di componenti esterni, il circuito stampato potrà essere di piccole dimensioni, in modo da poterlo collocare all'interno della maggior parte dei preamplificatori di controllo.



Elenco componenti

(tutti per 2 tranne IC1, R7, C8 e C10)

Resistenze:

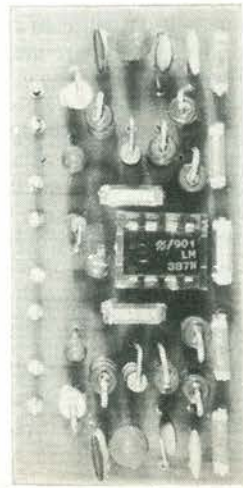
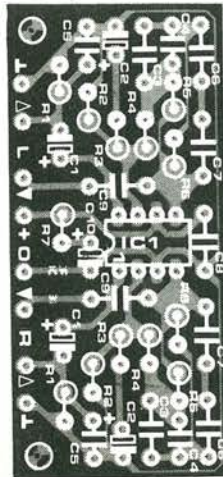
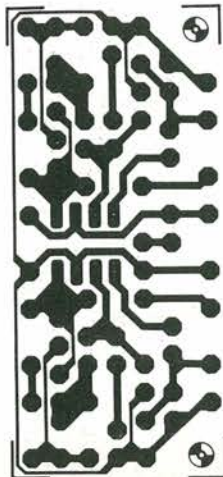
R1 = 47 k (strato metallico)
 R2, R6 = 100 k
 R3 = 1 k
 R4 = 10 k
 R5 = 1 M
 R7 = 1 Ω

Condensatori:

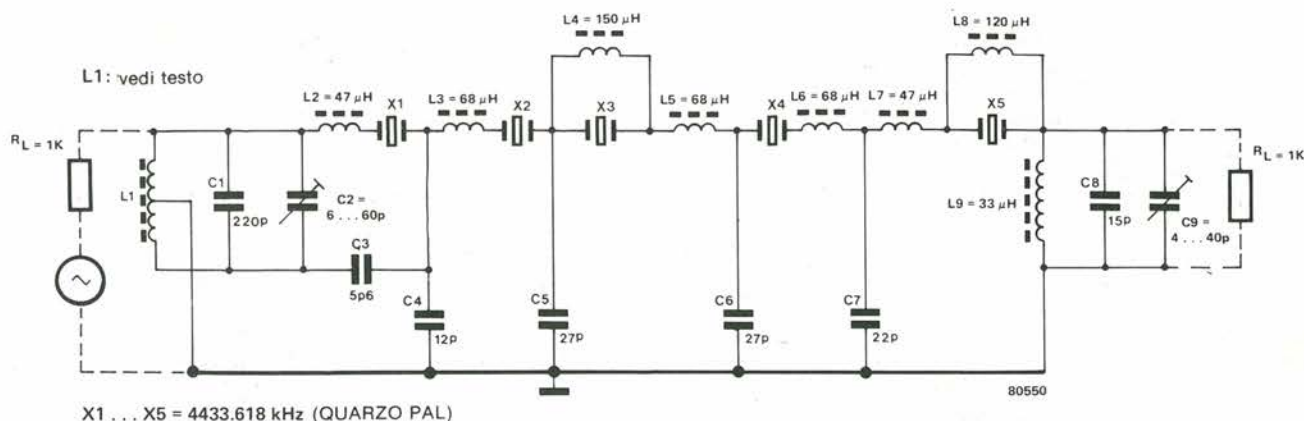
C1 = 1 μ /6 V tantalio
 C2 = 10 μ /6 V tantalio
 C3 = 2n7
 C4 = 470 p
 C5 = 100 p
 C6, C7 = 1n5
 C8, C9 = 100 n
 C10 = 0,47 μ /35 V tantalio

Semiconduttori:

IC1 = LM387



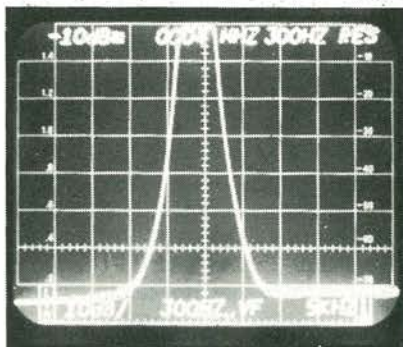
7 | Filtro a quarzo da 4,4 MHz



Uno dei maggiori problemi con cui si ha a che fare costruendo un ricevitore per comunicazioni radio, riguarda il modo di ottenere l'elevata selettività richiesta. Se si vuol mantenere una spaziatura tra i canali di 9...10 kHz (come avviene per le trasmissioni commerciali AM) occorre un filtro di caratteristiche eccellenti. Un vantaggio di questo tipo di filtro è che si possono usare cristalli relativamente a buon prezzo. Si tratta dei cosiddetti cristalli PAL che, essendo usati in tutti i televisori sistema PAL, possono essere spesso acquistati ad un prezzo molto contenuto. Il solo svantaggio possibile è che la frequenza intermedia per la quale dovrà essere progettato l'apparecchio, sarà alquanto insolita, ossia 4,433618 MHz.

Questo però è spesso un valore eccellente per la media frequenza.

Lo schema mostra che si tratta di un "filtro



a scala" formato da 5 cristalli in tutto. In termini generali questa configurazione darà origine ad un filtro passabasso, in altre parole, con caratteristica di trasferimento asimmetrica. La fotografia mostra che, al

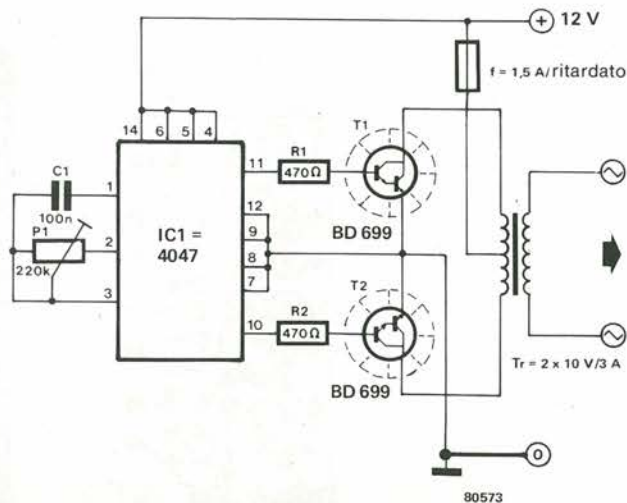
contrario, la banda passante risulta quasi simmetrica, grazie ad alcuni accorgimenti circuitali. La larghezza di banda a 6 dB è di 5,2 kHz ed i punti a -60 dB si trovano a 12,4 kHz.

Di tutte le bobine che si trovano nello schema, solo L1 deve essere avvolta a mano. È formata da 15 spire di filo di rame smaltato avvolta in doppio su di un nucleo toroidale AMIDON T50-2. Il tempo che si risparmia non dovendo avvolgere le bobine L2...L9, che si possono acquistare già fatte, si può utilmente impiegare per una più accurata costruzione del filtro. Questo criterio è ancora più valido in quanto sono coinvolti circuiti ad alta frequenza. In questo caso particolare, per esempio, è molto importante la separazione tra le varie sezioni di filtro mediante schermatura metallica. È pure consigliabile collegare alla massa tutti i contenitori metallici dei quarzi.

8 | Convertitore

Il multivibratore astabile - monostabile a bassa potenza 4047 è un eccellente nucleo sul quale costruire un semplice convertitore che può erogare una tensione di 245 V alternati a partire da un ingresso di 12 V in corrente continua. Naturalmente, per questa applicazione, l'integrato è collegato come multivibratore astabile. I segnali simmetrici ad onda quadra disponibili alle uscite Q e Q vengono amplificati da una coppia di transistori Darlington (T1 e T2) e quindi applicati all'avvolgimento secondario di un trasformatore a bassa tensione (2 x 10V, 60 VA). L'uscita a 245 V c.a. è quindi a disposizione ai capi del primario del trasformatore. La frequenza della tensione di uscita può essere variata tra 50 e 400 Hz regolando il potenziometro semi-fisso P1.

M. Cafaxe



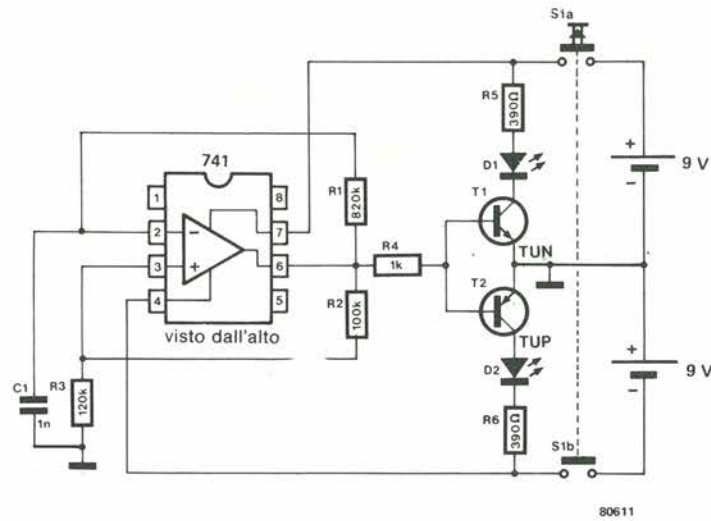
9

Semplice prova-operazionali

Il circuito è simile, in linea di principio a quello di prova per i 555 descritti altrove in questa rivista, e può essere montato nello stesso contenitore. L'operazionale da provare viene collegato come un semplice oscillatore ad onda quadra.

Quando il pulsante S1 è chiuso, l'ingresso non invertente dell'amplificatore operazionale viene mantenuto ad una tensione di riferimento. Dato che l'operazionale funziona da comparatore, il suo livello di uscita cambierà stato logico producendo di conseguenza una tensione di riferimento di segno opposto. La corrente di carica per C1 passerà quindi in direzione opposta fino a raggiungere la nuova tensione di riferimento, e l'intero ciclo continuerà a ripetersi.

Quando l'uscita è a livello alto, il transistor T1 sarà in conduzione ed il LED D1 sarà acceso. Al contrario, quando l'uscita è a livello basso, sarà T2 a condurre ed il LED D2 ad essere acceso. I transistori sono stati

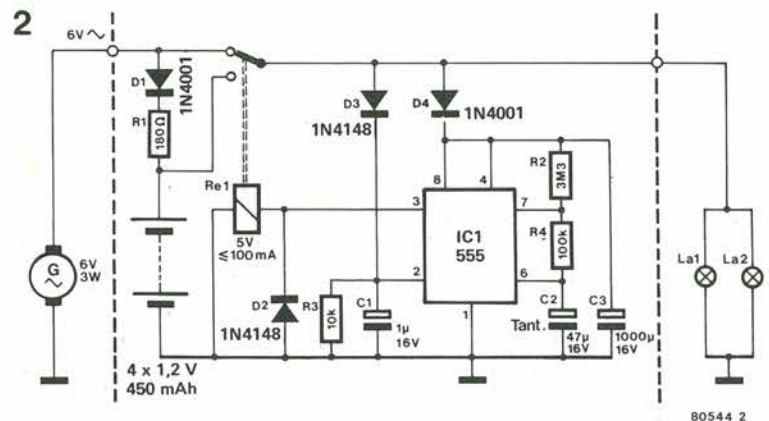
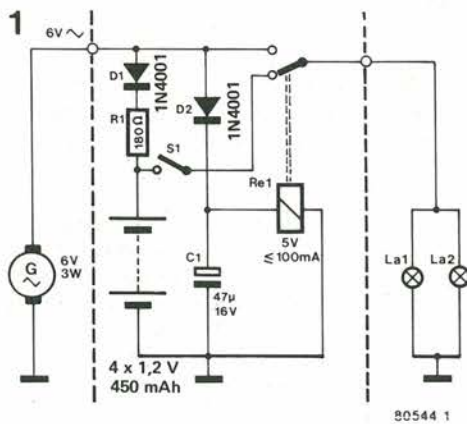


inseriti per poter provare anche amplificatori operazionali che abbiano la stessa piedinatura ma bassa corrente di uscita, infe-

riore a quella del 741. Il circuito richiede un'alimentazione positiva da due batterie a 9 V.

10

Illuminazione automatica per biciclette



Questo semplice circuito (Figura 1) migliora di molto la sicurezza dei ciclisti che circolano di sera. La luce rimane accesa quando il ciclista si ferma ai semafori, in quanto riceve corrente da una batteria. Quando il ciclista è in movimento con i fanalini accesi (alimentati dalla dinamo della bicicletta) la batteria, che consiste in quattro celle al Nichel-Cadmio collegate in parallelo, viene caricata tramite D1 ed R1, mentre viene anche eccitato il relè. Quando la bicicletta si arresta, il relè cade collegando la lampadina alla batteria.

La sola cosa che naturalmente occorre ricordare è di spegnere le luci alla fine della corsa, ma anche questo si può ottenere per via elettronica. La Figura 2 fornisce la necessaria estensione del circuito.

Il fatto di aver dimenticato accese le luci non sarà più un problema con questa versione "di lusso", che spegne automaticamente le luci dopo circa 3 minuti. Il circuito è naturalmente un pochino più complicato del modello standard.

La carica della batteria con il veicolo in movimento avviene nello stesso modo visto nel caso precedente, quando le luci sono accese. Quando la bicicletta si ferma ad un semaforo, la dinamo non eroga più tensione. L'ingresso di avviamento di IC1 (piedino 2) riceve in questo caso un impulso negativo ed il relè viene eccitato. Ora le luci sono alimentate dalla batteria (attraverso i contatti del relè) fino a quando la tensione al piedino 6 ha raggiunto il livello della tensione di riferimento interna.

Quindi il relè cade nuovamente e le luci, nonché l'intero circuito, vengono staccati dalla batteria. Il tempo viene predisposto mediante R2 e C2 a circa 3 minuti. Che lo crediate o no, questo tempo è superiore a quello che impiegano le luci del semaforo a cambiare colore.

Se la versione lusso viene usata su bicicletta con dinamo montata sul mozzo della ruota, con interruttore di accensione delle luci, potrebbe essere utile montare un interruttore tra la dinamo e l'ingresso del circuito. Quest'ultimo non assorbe una potenza eccessiva, ma il continuo tichettio del relè che si apre e si chiude potrebbe disturbare!

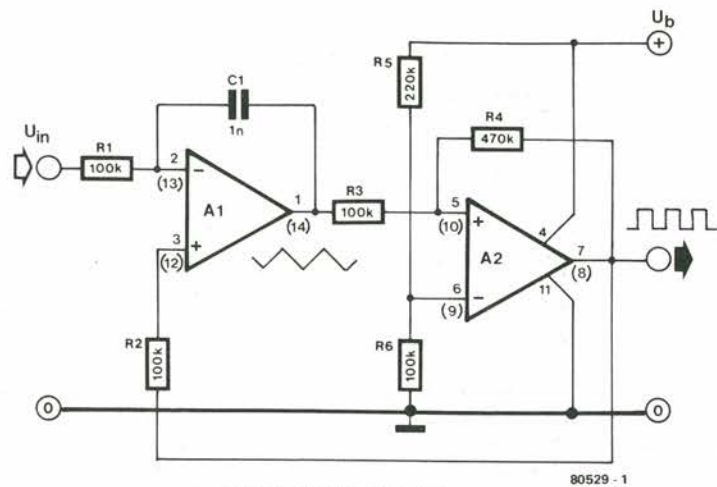
11 Rapporto impulso-pausa controllato in tensione

Il principio che sta alla base di questo circuito consiste nel fatto che la tensione media di un'onda quadra è proporzionale al suo rapporto impulso-pausa. Il circuito è formato semplicemente da un integratore (A1) e da un trigger di Schmitt (A2) che, collegati tra loro, formano un oscillatore ad onda quadra. Se l'uscita del trigger di Schmitt è a livello basso, l'uscita di A1 diminuirà gradualmente fino a raggiungere la soglia inferiore di A2. L'uscita di A2 passerà quindi a livello alto (appena un po' meno della tensione di alimentazione) provocando la risalita della tensione all'uscita dell'integrato fino a raggiungere il valore di soglia superiore e rimandare nuovamente a livello basso l'uscita del trigger di Schmitt.

Cambiando il livello di tensione all'uscita invertente di A1 le caratteristiche dell'integrato potranno essere modificate. Se le soglie di commutazione di A2 sono fisse, ne risulterà un cambiamento del ciclo di impulso. La tensione media dell'uscita ad onda quadra sarà sempre uguale alla tensione

di ingresso, ma la frequenza resterà costante. In questo modo il rapporto impulso-pausa potrà essere variato tra 0% e 100%. La tensione di controllo potrà avere un valore qualsiasi tra 0 V ed 1,5 V meno della tensione di alimentazione.

Usando l'integrato LM 324, la tensione di alimentazione potrà avere un valore qualunque tra 3 e 30 V. Se si usano altri tipi di amplificatori operazionali, ne potrebbe risultare una limitazione del campo di controllo.



A1, A2 = IC1 = 1/2 LM 324

80529 - 1

12 Esposimetro e temporizzatore per camera oscura

Gli articoli che parlano di esposimetri e di temporizzatori per camera oscura, pubblicati nelle riviste elettroniche, sono numerosi, ed Elektor non fa eccezione. È però rarissimo trovare un articolo che tratti contemporaneamente di entrambi i dispositivi. Per questo motivo presentiamo qui un progetto combinato. Come di consueto è stata inserita una LDR (Light Dependent Resistor = resistenza variabile con la luce) nel circuito a ponte dell'esposimetro. Il valore dell'illuminazione che perviene all'LDR determina il grado di sbilanciamento del circuito a ponte. Durante la misura viene attivato il relè Rel tramite

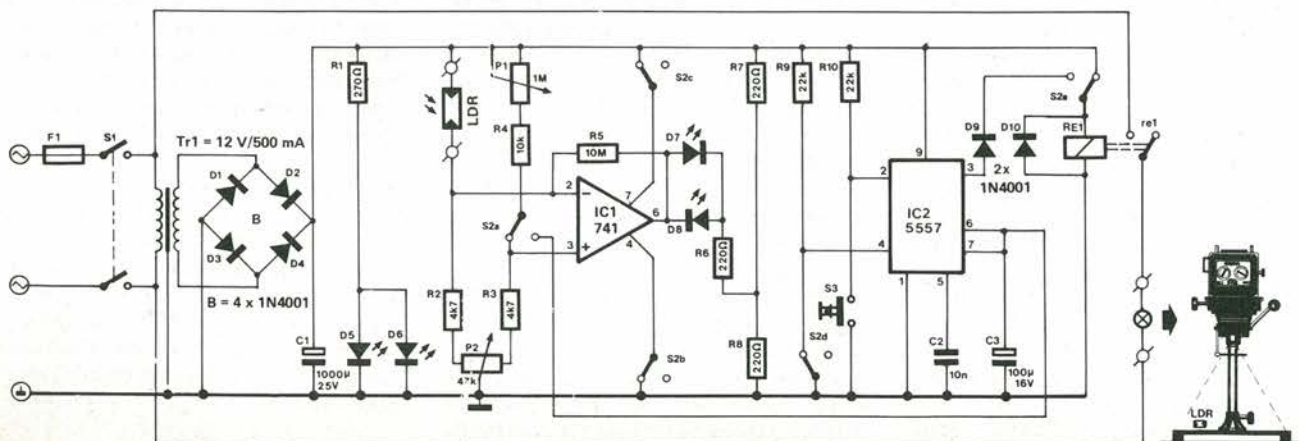
S2a, accendendo di conseguenza l'ingranditore. L'equilibrio del ponte viene quindi ristabilito manualmente regolando il potenziometro P1. Il valore finale di P1 corrisponderà al tempo di esposizione richiesto.

L'equilibrio del ponte viene indicato da 2 LED (D7 e D8). Naturalmente si potrebbe usare uno strumento a zero centrale, ma la sua lettura potrebbe essere difficoltosa al buio, e comunque lo strumento risulterebbe più costoso di due LED. Il circuito è bilanciato quando entrambi i LED sono spenti. Una volta eseguita la suddetta procedura, occorre commutare S2. Il circuito

funzionerà ora come temporizzatore. Il valore di P1, insieme a quello di C3, determina la durata di impulso del multivibratore monostabile IC2. Il temporizzatore si avvia premendo il pulsante S3. L'uscita passa così a livello alto eccitando il relè ed accendendo la lampadina dell'ingranditore. I LED D5 e D6 sono facoltativi e sono usati per illuminare il pannello del contenitore nel quale eventualmente sia stato montato il circuito. Usando un relè a doppio contatto è possibile spegnere le luci di esposizione quando si accende l'ingranditore.

Non abbiamo ancora parlato della funzio-

1

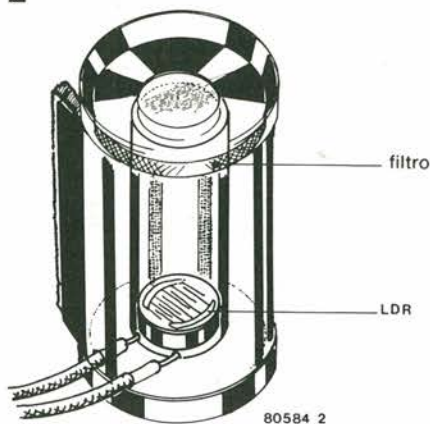


80584 1

ne del potenziometro P2. Esso permette di variare le caratteristiche dell'amplificatore del ponte in modo da adattarsi alle diverse qualità di carta sensibile, e di conseguenza deve essere munito di una adatta scala. L'efficacia del circuito dipenderà dalla bontà della taratura.

I lettori che desiderano eseguire delle misure localizzate possono semplicemente montare l'LDR in un tubetto di cartoncino. Questo tubetto deve essere quindi sistemato in una cartuccia metallica per pellicola ed otturato da un dischetto di plexiglas leggermente smerigliato con carta vetrata. Per i particolari vedere la Figura 2. Misurando il tempo di esposizione si può togliere il dischetto di plexiglas e sistemare uno più grande direttamente sotto l'ingranditore. Quando l'ingranditore sarà acceso non si potranno vedere i particolari del negativo. Naturalmente bisogna togliere

2



re il plexiglas quando si vuole impressionare l'ingrandimento.

Il circuito deve essere tarato facendo delle striscie di prova.

Il potenziometro P2 deve avere una scala lineare con divisioni numerate da 1 a 20. Con S2 nella posizione "Tempo" bisogna regolare P1 fino ad ottenere una serie di numeri interi che corrispondono alla durata di accensione della lampada. Questi numeri formeranno la scala di P1. Una volta conclusa questa operazione bisogna fare una striscia di prova secondo il vecchio metodo.

Si sceglie quindi con P1 il medesimo tempo di esposizione. Eseguire ora delle striscie di prova con P2 in diverse posizioni, fino ad ottenere i migliori risultati. Si scrivono ora sulla striscia di prova le posizioni di P1 e di P2 alle quali ciascuna è stata ottenuta: si otterrà così una corretta codificazione per tutti i tipi di carta.

D.S.Barrett

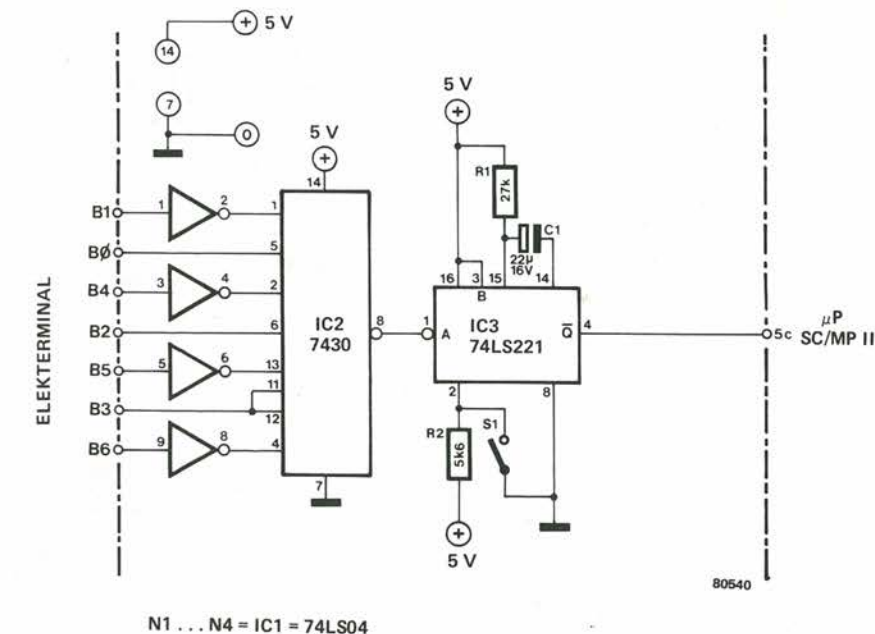
13

Adattatore di interfaccia per cassette

Volendo usare un normale registratore a cassette come memoria permanente per il microcomputer BASIC di Elektor, occorre impiegare una speciale interfaccia. Un esempio di un circuito di questo genere è stato pubblicato nel numero di Elektor del Gennaio 1981. La differenza tra l'interfaccia per cassette speciale ed i tipi normali non è così grande da impedire l'adattamento di questi ultimi. La piccola aggiunta che occorre è descritta in questa nota e non richiede modifiche al sistema esistente. La maggior parte delle interfacce funzionano secondo il metodo FSK in accordo con gli standard di Kansas City. Mediante un dispositivo che provoca l'arresto per un certo periodo di tempo del microcomputer BASIC alla fine di ciascuna riga, si potrà usare praticamente qualsiasi tipo di interfaccia per cassette.

Quando il microcomputer è stato programmato, appare automaticamente un segnale di via libera all'inizio di ciascuna riga. Questo viene generato dal calcolatore in risposta all'azionamento del tasto CR (Carriage Return = ritorno carrello) che avviene alla fine di ciascuna riga. C'è a disposizione una notevole quantità di tempo per generare questi segnali quando necessita introdurre manualmente un programma a mezzo della tastiera ma non quando il programma medesimo viene inserito tramite un nastro con un'istruzione "LIST" (il modulatore FSK viene collegato al flag 0). In quest'ultimo caso il segnale di via libera sarà generato mentre l'informazione viene caricata. Come risultato si hanno degli errori nella memorizzazione dei dati.

Il circuito qui esposto lavora con semplicità ed efficacia. Alla fine di ciascuna riga il processore viene arrestato per un certo periodo di tempo (durante la registrazione del programma) in modo da registrare sul



N1...N4 = IC1 = 74LS04

nastro uno spazio "vuoto". Questo periodo di tempo è lungo a sufficienza da permettere al calcolatore di generare un segnale di via libera durante l'inserimento del programma, senza provocare perdite di dati.

L'interfaccia per cassette già montata va collegata all'ingresso/uscita seriale del computer BASIC nella maniera normale. I punti B0... B6 che si vedono sullo schema sono collegati alle linee contrassegnate allo stesso modo sull'Elektterminal (Elektor Gennaio 1981), senza naturalmente scollegarli, mentre l'uscita del circuito va collegata al piedino 5c (NHOLD) del computer BASIC.

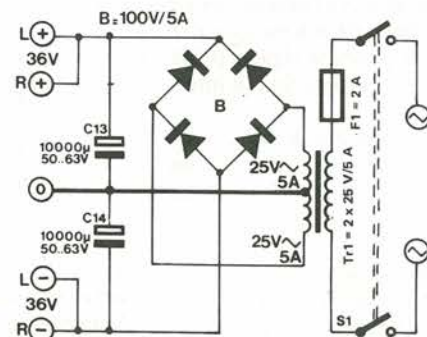
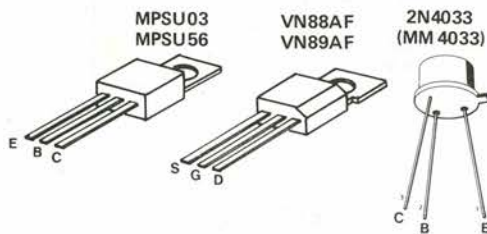
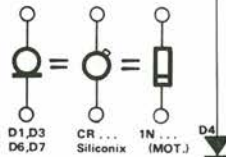
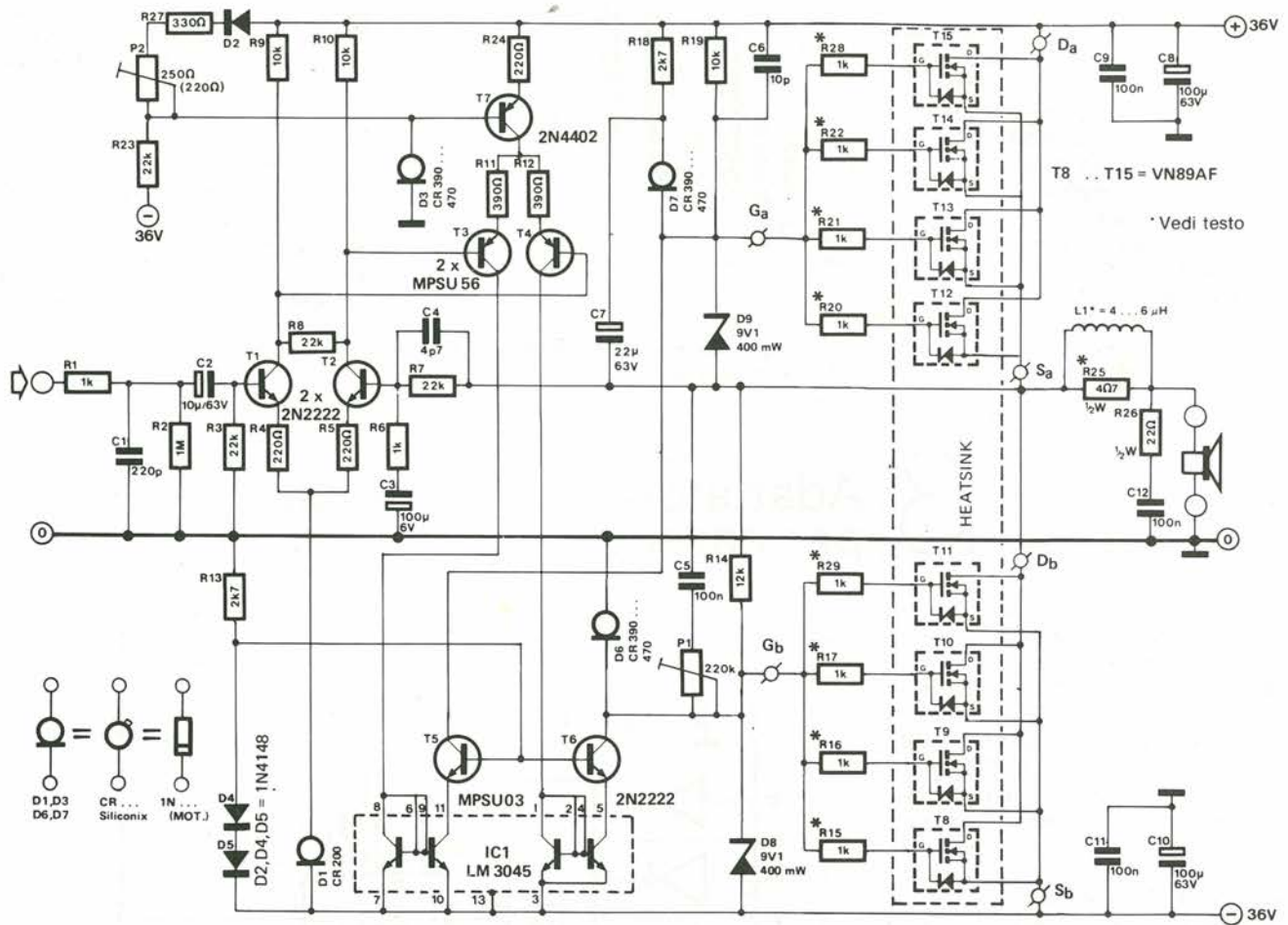
Quando si voglia registrare un programma su di una cassetta si deve chiudere l'inter-

uttore S1 del circuito di estensione. Bisogna poi introdurre l'istruzione "LIST" in BASIC (senza azionare il ritorno del carrello). Bisogna quindi predisporre il registratore a cassette per l'incisione ed avviarlo. Premere infine il tasto di ritorno. Dopodiché si può iniziare il prelievo del programma dal calcolatore.

Quando il circuito rileva il codice esadecimale "0D" (ritorno del carrello) alla fine di ciascuna riga, l'uscita di IC2 va a livello basso e fa partire il monostabile IC3. Questo provoca l'arresto dell'SC/MP. La durata dell'impulso del monostabile è stata scelta in modo da permettere di registrare uno spazio di lunghezza sufficiente, ma non troppo lungo da causare inutili ritardi

H. Schaller.

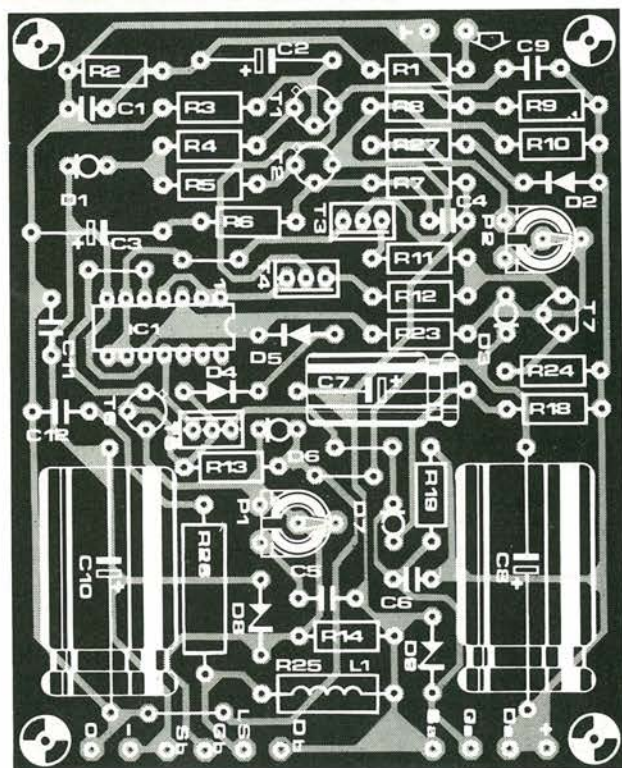
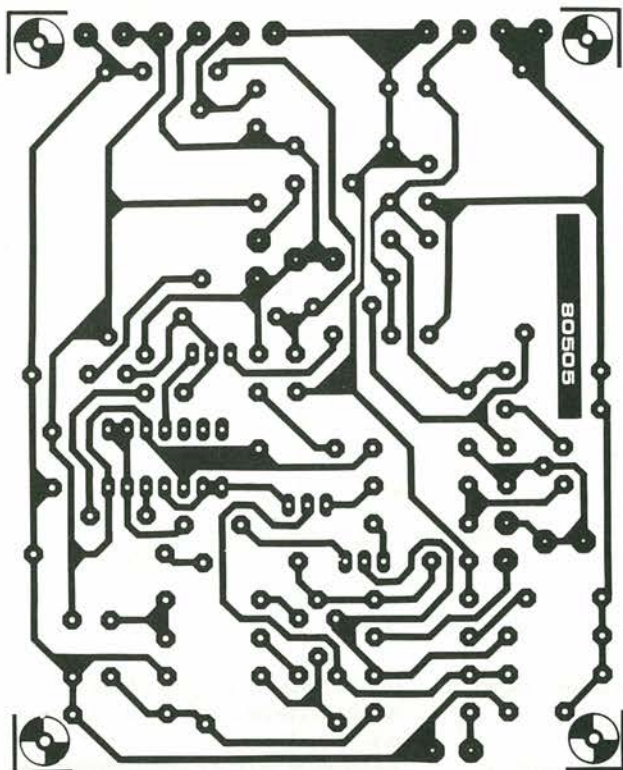
4 Amplificatore a V-FET



Un anno fa (edizione estiva 1980) abbiamo pubblicato il progetto di un amplificatore che impiegava dei V-FET nello stadio di potenza. Il progetto era basato su di una nota applicativa della Siliconix. Da allora abbiamo aggiornato il progetto e preparato una basetta stampata. Per cui abbiamo ritenuto opportuno inserire lo schema in questa raccolta. Questo schema è diverso dalla versione originale in quanto il punto di giunzione tra C5/C7/R14/D9 è ora collegato al terminale di uscita anziché a massa. Questo

migliora in modo notevole le prestazioni dell'amplificatore. Inoltre i diodi D1, D3, D6 e D7 appaiono con simboli diversi. Si tratta di diodi Norton (a corrente costante), mentre gli Zener sono a tensione costante. Le due metà dello stadio di uscita (indicate come punti di connessione Sa, Ga, Da e rispettivamente Sb, Gb, Db sullo schema e sulla basetta stampata) sono formate da quattro V-FET in parallelo, anziché dai tre originali. Con questo si ottiene una migliore distribuzione del carico nello stadio di

uscita. I diodi D8 e D9 servono a proteggere gli stadi di uscita da eventuali transistori a tensione molto alta. Il montaggio degli otto FET di uscita richiede una certa attenzione. Possono essere tutti montati (con piastrina di isolamento in mica) sullo stesso dissipatore, che deve essere piuttosto grande, e deve avere una resistenza termica inferiore a 2°C/W. Si può anche suddividerli in due gruppi di quattro, che vanno montati su due dissipatori separati. Le resistenze di gate R15... R17, R20...



Elenco componenti

Resistenze:

R1, R6, R15, R16, R17, R20,
R21, R22, R28, R29 = 1 k
R2 = 1 M
R3, R7, R8, R23 = 22 k
R4, R5, R24 = 220 Ω
R9, R10, R19 = 10 k
R11, R12 = 390 Ω
R13, R18 = 2k7
R14 = 12 k

R25 = 4 Ω 7 1/2 W

R26 = 22 Ω 1/2 W

R27 = 330 Ω

P1 = trimmer 220 k (250 k)

P2 = trimmer 220 Ω (250 Ω)

Condensatori:

C1 = 220 p

C2 = 10 μ /35 V

C3 = 100 μ /10 V

C4 = 4p7

C5, C9, C11, C12 = 100 n

C6 = 10 p

C7 = 22 μ /63 V

C8, C10 = 100 μ /63 V

C13, C14 = 10.000 μ /50 ... 63 V

Semiconduttori:

IC1 = LM 3045, CA 3045

T1, T2, T6 = 2N2222

T3, T4 = MPSU56 (Motorola)

T5 = MPSU03 (Motorola)

T7 = 2N4402

T8, T9, T10, T11, T12, R13, T14,

T15 = VN89AF, 2N6658

(Siliconix)

D1 = CR200 (Siliconix)

D2, D4, D5 = 1N4148

D3, D6, D7 = CR390 ... CR470

(Siliconix), 1N5312 (Motorola)

D8, D9 = 9V1 400 mW

B = 100 V/5 raddrizzatore a ponte

Varie:

L1 = 20 spire di rame

(ϕ = 0.8 ... 1 mm) on R25

F1 = 2A ritardato

Tr1 = 2 x 25 V/5 A

(ordinare la versione stereo)

S1 = interruttore di rete bipolare

R22, R28 ed R29 non devono essere montate sulla basetta, ma il più vicino possibile alle uscite di gate dei FET. L'induttanza L1 è formata da circa 20 spire di filo di rame smaltato (ϕ 0,8... 1mm), avvolte sul corpo di R25. Per quanto non strettamente necessaria, questa combinazione migliora le caratteristiche dell'amplificatore su carico capacitivo.

Nella messa a punto dell'amplificatore, P1 e P2 devono essere sistemati al massimo della loro resistenza, mentre un milliamperometro dovrà essere collegato al filo posi-

tivo dell'alimentazione, la corrente assorbita dovrà essere di circa 40 mA. Si regola quindi P2 fino a portare la corrente a vuoto a circa 200... 350 mA. Si deve infine regolare P1 fino ad ottenere la minima distorsione su un carico di 10 W - 8 Ω ed un ingresso sinusoidale da 1 kHz. Se però non si hanno a disposizione le necessarie apparecchiature di prova, si può eseguire questa regolazione semplicemente portando P1 a mezza corsa oppure regolare ad orecchio.

L'amplificatore può erogare 40 W su 8 Ω

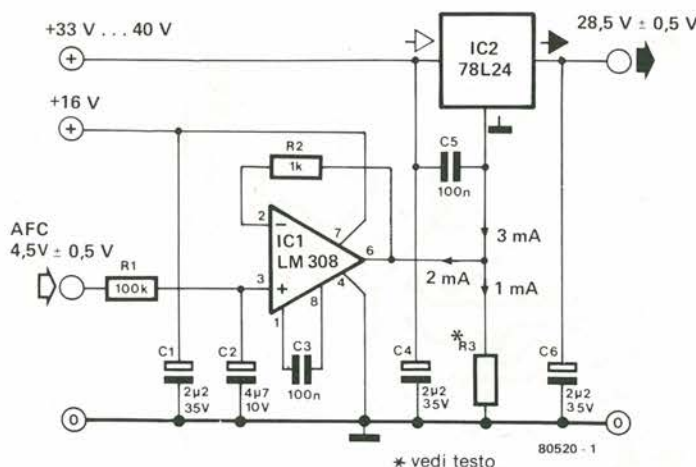
con una distorsione armonica inferiore allo 0,04%. Si può anche arrivare ad una potenza di 60W prima che avvenga la limitazione dei picchi. Questa potenza massima dipende naturalmente anche dalle caratteristiche dell'alimentatore.

15

Controllo automatico di frequenza con il diodo di sintonia

Molti radiorecettori dispongono della sintonia a Varicap, ma non hanno il CAF. Se si vuole avere questa possibilità, sarebbe un peccato dover aggiungere un altro Vari-cap. Il principio del circuito qui descritto consiste nel fatto che la tensione ai capi del diodo di sintonia del ricevitore deve essere automaticamente modificata dalla tensione del CAF. Si ottiene questo risultato collegando il piedino comune di un regolatore di tensione integrato (a tensione fissa con la tensione del CAF, invece che a massa. Questo produce non soltanto un aumento della tensione totale all'uscita, ma ne permette pure il controllo.

La tensione del CAF, proveniente dal demodulatore, è amplificata da un operazionale, e quindi applicata al regolatore di tensione. Una parte della corrente di riposo del regolatore passa attraverso R3, ed al medesimo tempo questa resistenza fornisce un'impedenza di carico ben definita all'amplificatore operazionale. La tensione di CAF prodotta dalla maggior parte dei demodulatori è di circa 4,5 V (entro $\pm 0,5$ V) e la corrente di riposo del regolatore di tensione è di circa 3 mA. Per poter controllare la tensione di uscita entro un campo sufficientemente esteso e permettere al circuito di avere un comportamento stabile, l'amplificatore operazionale deve passare 2/3 della corrente di riposo. Da questi



dati si può calcolare come segue il valore di R3:

$$R3 = \frac{4,5 \text{ (volt)}}{1 \text{ (mA)}} = 4500 \Omega$$

Quindi in questo caso è stato scelto un valore di 4k7. Per evitare fenomeni oscillatori, l'operazionale è compensato da C3, mentre il regolatore di tensione viene disaccoppiato da C5. Come amplificatore buffer si è scelto l'LM 308 (IC1), a causa della sua bassissima corrente d'ingresso (solo 3

(nA) e della sua minima deriva. L'assorbimento di corrente del circuito è di circa 300 μ A.

La tensione del CAF viene applicata all'ingresso tramite un filtro passabasso (R1 e C2), il quale causa la completa soppressione di qualsiasi segnale di interferenza. Assicura inoltre un controllo automatico di frequenza tranquillo e stabile. Per escludere il CAF, la tensione d'ingresso del circuito è predisposta pari al valore medio della tensione CAF.

S. Hering

16

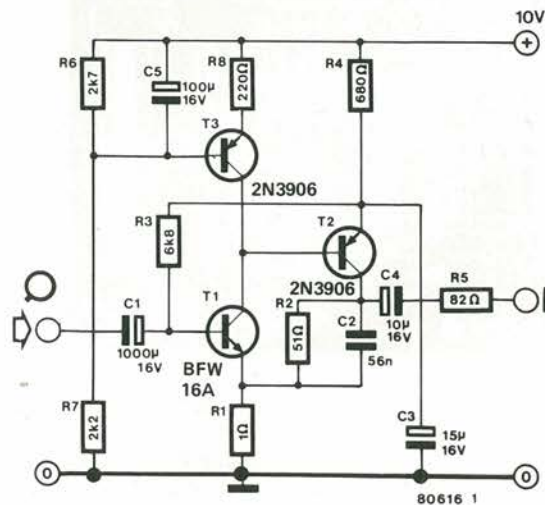
Preamplificatore per pick-up a bobina mobile

Tutti sanno che ci sono solo due modi per collegare le cartucce fonografiche a bobina mobile: mediante un trasformatore od un preamplificatore che impiega un mucchio di transistori. È quindi piuttosto sorprendente vedere un progetto che di transistori ne usa solo tre! Questo circuito dovuto a E.H.Nordholt ed R.M.Van Vierzen, è apparso nel numero di aprile 1980 del Journal of Audio Engineering Society.

L'articolo originale è estremamente interessante, ma anche piuttosto lungo, per cui ci limitiamo alle conclusioni. In primo luogo è dimostrato che in un progetto di questo tipo la resistenza interna di base del transistor è molto importante dal punto di vista del rumore. I valori di r_b per alcuni tipi a grande diffusione sono elencati in Tabella 1. Risulta evidente che il BFW 16 A è di gran lunga il migliore per cui è stato adottato nello schema definitivo.

Lo schema sembra piuttosto semplice. La corrente di polarizzazione per il primo stadio è stabilita da un generatore di corrente, T3, rendendo possibile un alto guadagno di anello ed una buona reiezione della tensione di alimentazione. La risposta in frequenza si aggira sui 50 kHz, comprenden-

1



do C2. La corrente che passa attraverso lo stadio di uscita (T2) è prestabilita sui 10 mA, cosicché potranno essere manipolati i livelli di uscita fino a 200 mV con un minimo di distorsione.

Come risulta evidente dalla Tabella 2 l'amplificatore ha prestazioni eccellenti. Il rumore in uscita è rappresentato in fig.2.

Il circuito completo può essere montato tra la cartuccia a bobina mobile e l'ingresso di un normale preamplificatore dinamico, come mostrato in figura 3. Osservare che le due linee di ritorno del segnale dalla cartuccia, devono essere messe a massa solo all'ingresso del preamplificatore e non all'interno del pick-up!

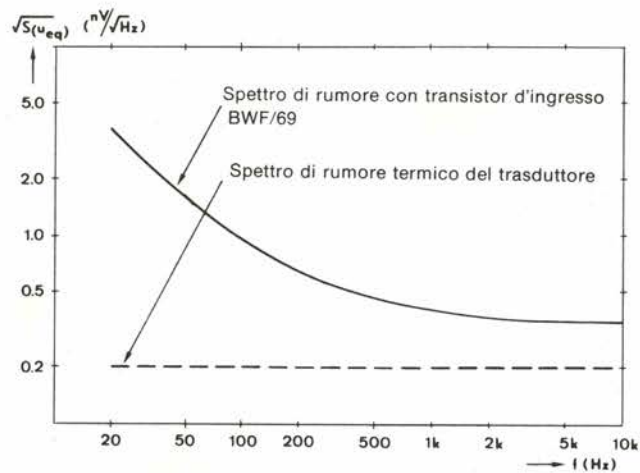
Tabella 1

Tipo	$r_b/[\Omega]$	Fabbricatore
TIP 30A	13	Texas Instruments
BFY 90	21	Philips
BFW 92	16	Philips
BF 181	12	Philips
BFW 16 A	4	Philips

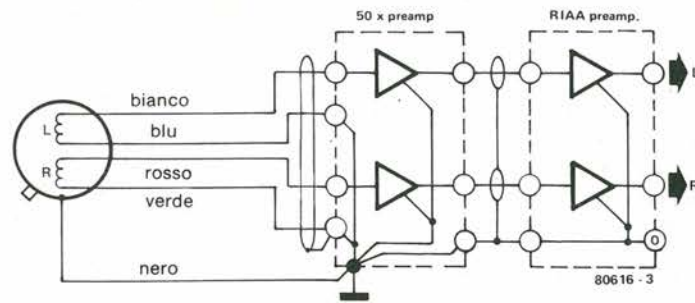
Tabella 2

Risposta in frequenza	20 Hz-50kHz + 0/-2,5 dB
Guadagno in tensione (1kHz)	34 dB
Impedenza di ingresso	> 1 k Ω
Impedenza di uscita	< 100 Ω
Massima tensione di ingresso	4000 μ V
Distorsione armonica (100 Hz, massimo ingresso):	
distorsione di seconda armonica	0,014%
distorsione di terza armonica	0,01%
armoniche totali	0,017%
Distorsione di intermodulazione (ingresso massimo 200 Hz e 7kHz, 4:1)	0,05%
Rapporto segnale/rumore (10 cm/s, da 20 Hz a 16 kHz, non bilanciato $R_s = 2,5 \Omega$, con BFW 16 A)	68,8 dB

2



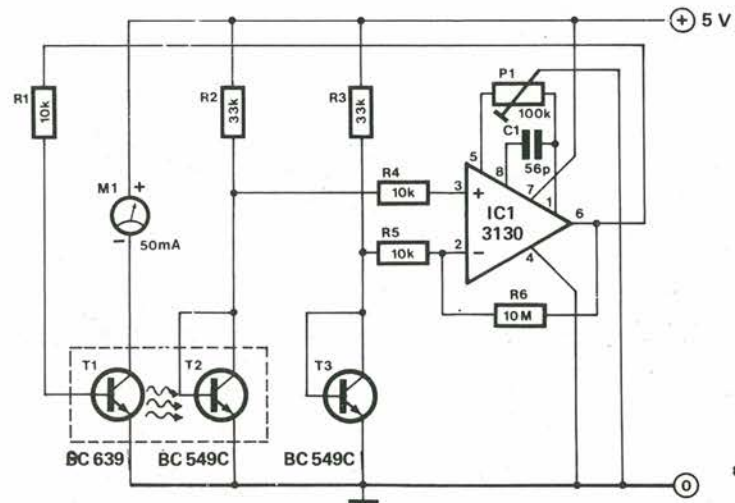
3



Anemometro

Questo apparecchio sfrutta il fatto che una corrente d'aria ha un effetto refrigerante su un oggetto che abbia una temperatura superiore a quella dell'aria stessa. L'oggetto che in questo caso viene sottoposto al raffreddamento è un transistor (T2), il quale è collegato come diodo. Per renderlo più caldo del mezzo circostante, è stato accoppiato termicamente con un transistor (T1) percorso costantemente da una corrente. La velocità del vento si misura confrontando la tensione ai capi del diodo raffreddato con quella ai capi di un diodo di riferimento (T3). Queste due tensioni sono applicate rispettivamente all'ingresso non invertente ed invertente di un amplificatore operazionale.

Questo amplificatore, che è predisposto per un guadagno di 1000, fa passare una corrente attraverso il transistor di riscaldamento tramite la resistenza R1. Quando il vento raffredda il diodo, la tensione diretta

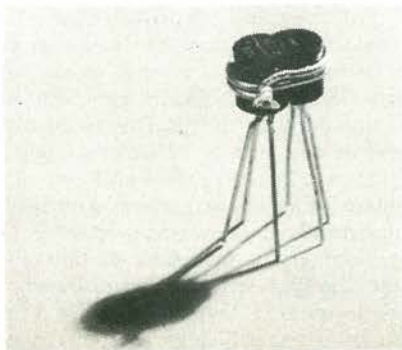


ai capi di questo aumenta (2 mV/°C) provocando l'aumento della tensione presente all'ingresso non invertente dell'operazionale. Ne risulta che la tensione di uscita dell'operazionale aumenta, erogando una maggior corrente di base a T1 e quindi facendo in modo che questo transistor produca un maggior calore. Quindi l'operazionale fa in modo di compensare la caduta di temperatura aumentando la corrente di collettore di T1.

Si ottiene una sensibilità elevata stabilendo la temperatura di T2 a circa 5 gradi al di sopra della temperatura ambiente. Il risultato si ottiene regolando lo strumento in

modo da fornire una deviazione dell'indice di circa 5 mA in assenza di vento. Si deve scegliere il valore di R1 in modo che la corrente attraverso T1 non sia eccessiva. Nello schema, si vede che T1 è un BC 639, ma può essere anche usato un BC 547; la corrente massima di collettore deve essere limitata a 100 mA. Se il circuito tende ad oscillare, si deve ridurre il guadagno di IC1, aumentando il valore di R5.

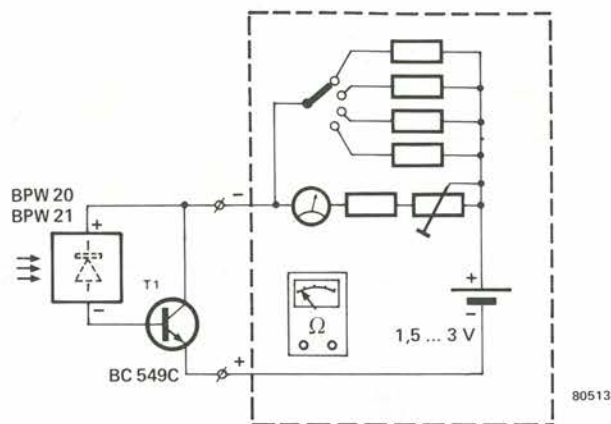
La fotografia mostra come si deve costruire il rivelatore di vento. I due transistori sono accoppiati incollando le rispettive parti piane tra di loro, mediante un adesivo che conduca bene il calore.



18 | Fotometro a buon mercato

Un fotometro può essere un dispositivo molto pratico nello sviluppo fotografico. Naturalmente esso è in genere tanto migliore quanto più è costoso ma, come mostra lo schema qui accanto, anche un tipo semplice può rivelarsi molto efficace.

Il circuito è costruito intorno ad un fotodiode. In una macchina fotografica il diodo genera una tensione sufficiente a controllare direttamente lo strumento di misura. Spesso, però, sotto all'ingranditore non c'è luce sufficiente. Questo è il motivo per cui è stato aggiunto un transistor. Sfortunatamente questo fatto pone una limitazione alla semplicità originale del progetto, in quanto occorre una batteria. Una soluzione è di collegare il misuratore di luce ad un normale tester collegato come ohmmetro. Questa parte del circuito è compresa nella cornice tratteggiata. Ricordate che il puntale positivo della maggior parte dei tester è il polo negativo quando sono collegati come ohmmetri!

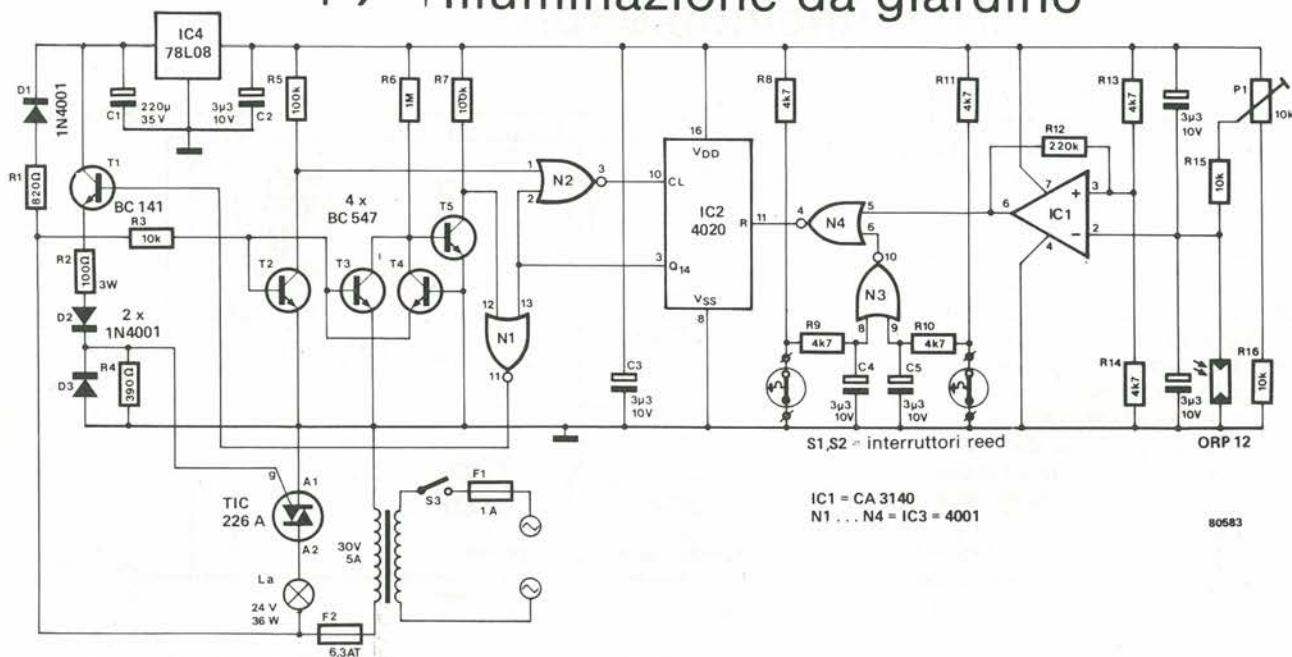


Il circuito funziona come segue: il diodo di prova è collegato tra il collettore e la base del transistor. Tanto maggiore sarà la luce incidente sul diodo tanto minore sarà la sua resistenza e quindi esso fornirà alla

base una maggior corrente di pilotaggio. La corrente di collettore aumenterà quindi in modo (pressochè) lineare e sarà indicata sul quadrante dello strumento.

A. Vis

19 | Illuminazione da giardino



Piantate un nuovo fiore luminoso nel vostro giardino!

Questo circuito vi guiderà di notte lungo i sentieri del giardino con la massima sicurezza. Permette di illuminare il vialetto quando occorre e consuma pochissima energia. La lampada viene accesa per mezzo di interruttori Reed montati sulla porta di ingresso e sul cancelletto del giardino. Usando una lampadina da camion a 24 V, l'installazione elettrica risulta semplice e sicura con una sufficiente illuminazione. Il circuito viene alimentato dal secondario di un trasformatore a 24... 30 V/5 A.

Quando i fili che passano attraverso il giardino sono molto lunghi è da preferire il valore di tensione maggiore per compensare la caduta dovuta alla resistenza dei conduttori.

Il segnale a 50 Hz proveniente dal trasformatore viene applicato alla base di T2 che lo converte in un'onda quadra. Il segnale uscente viene applicato alla porta N2 che forma il segnale di clock per il contatore IC2; questo segnale di clock rimane fin tanto che Q14 resta a livello basso. Non appena Q14 va al livello logico alto il segnale di clock si blocca. I transistori T3...

T5 formano un rivelatore di passaggio per lo zero che viene controllato anche dal segnale a 50 Hz. Ogni volta che la tensione del trasformatore passa per lo zero, il collettore di T5 viene mandato a livello basso per una durata di 100 µs. Questo impulso perviene alla base di T1 tramite il buffer N1. Questo transistor viene usato per controllare il triac che accende in sequenza la lampada ad ogni passaggio per lo zero. La luce sembrerà naturalmente continua fin tanto che Q14 resterà a livello basso. Il vialetto resterà illuminato per circa 3 minuti, un tempo sufficiente a percorrere un

sentiero di lunghezza media ed aprire il cancelletto.

Il circuito è attivato quando l'ingresso di reset del contatore è mantenuto a livello alto. Perché questo avvenga, entrambi gli ingressi di N4 devono essere a livello basso. Uno degli ingressi di N4 è controllato da un amplificatore operazionale la cui uscita è determinata dalla quantità di luce incidente su di una LDR (Light Dependent Resistor = resistenza variabile con la luce). In questa parte del circuito è stata prevista una certa dose di isteresi. Fintanto che la

luce diurna è sufficiente, l'uscita di IC1 resterà a livello alto. L'ingresso di reset del contatore resterà a livello basso bloccando di conseguenza il sistema. Quando cala la sera, l'uscita di IC1 passerà al livello basso (il livello effettivo può essere regolato mediante P1), attivando uno degli ingressi di N4. L'altro ingresso di N4 viene mandato a livello basso quando uno dei due interruttori reed (S1 oppure S2) si apre o si chiude, ossia quando il cancelletto del giardino o la porta d'ingresso vengono aperti o chiusi. Questo soddisfa alla condizione che en-

trambi gli ingressi di N4 devono essere a livello basso, e viene tolto il blocco al funzionamento del contatore (e quindi all'illuminazione).

Per gli interruttori reed può essere usato un cavo a due conduttori di piccola sezione, mentre per la lampada deve essere usato un cavo di maggior sezione (circa 2,5 mm²). Il consumo di corrente è di circa 100... 150 µA a lampada spenta.

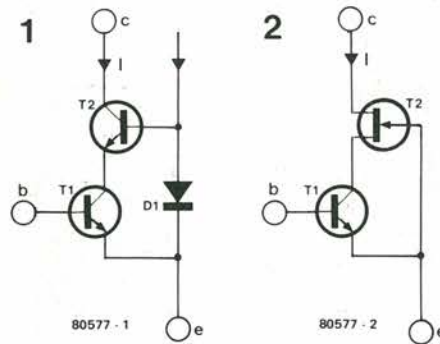
B.E. Kerley

20

Cascode ibrido

È cosa generalmente nota che il collegamento in cascode di due o più transistori dà origine ad un nuovo transistor con caratteristiche migliori di quelle dei singoli transistori che compongono il circuito (vedi figura 1). Lo schema comprende una leggerissima retroazione dal punto C ("collettore") al punto B ("base"), nonché una maggior impedenza di collettore, quindi una migliore approssimazione al funzionamento come generatore di corrente nel punto C.

Nella versione completamente transisto-



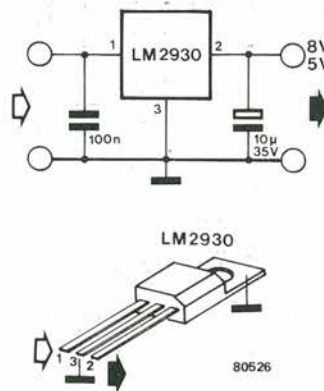
rizzata di figura 1, la base di T2 dovrà essere alimentata con una certa tensione rispetto all'emettitore di T1, almeno -0,6 V (D1 in figura 1).

Se T2 viene sostituito da un FET a canale N, la polarizzazione in corrente continua del cascode sarà molto più facile da regolare, vedi figura 2. Per quanto riguarda la pendenza (ossia il rapporto tra la corrente di collettore e la tensione di base) entrambe le versioni sono ugualmente buone.

21

Regolatore di tensione per automobile

Oltre ai "normali" integrati regolatori di tensione a tre piedini, ne sono apparsi alcuni di tipo diverso per usi speciali. L'LM2930 della National è specialmente destinato all'uso automobilistico, ma può anche avere altre applicazioni. L'integrato ha alcune caratteristiche molto interessanti, tra le quali il fatto che la differenza di tensione tra ingresso ed uscita può ridursi a soli 0,6 V. L'inversione della polarità della tensione d'ingresso non ha più conseguenze catastrofiche ed il circuito non subisce danni se si verificano brevi picchi di tensione fino a 40 V. Tra le altre caratteristiche si ha l'alimentazione della tensione e la protezione termica che, per quanto utili,



sono meno spettacolari.

Dato che la tensione di uscita è di 5 V (esiste anche una versione ad 8 V) e la corrente massima è di 200 mA, questo regolatore si dimostrerà la soluzione ideale per l'alimentazione degli strumenti (tachimetri, calcolatori) piuttosto che per l'impiego con apparecchiature audio.

Lo schema è strettamente semplice. Entrambi i condensatori devono essere montati vicini all'integrato, per evitare lo sviluppo di oscillazioni. Nella maggior parte delle applicazioni l'integrato deve essere provvisto di un dissipatore termico, che può essere collegato a massa. La tensione massima d'ingresso è di 26 V.

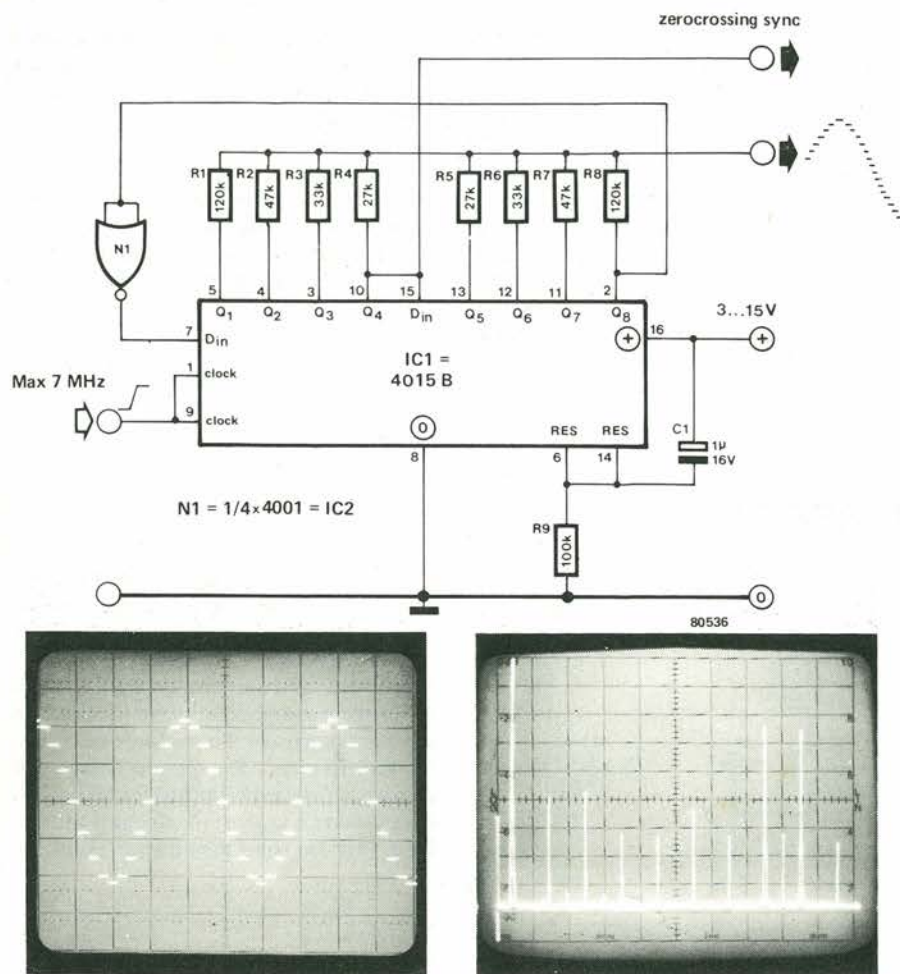
22

Generatore sinusoidale digitale

Un enorme numero di informazioni si può generare con sistemi digitali, grazie alla buona stabilità di frequenza e di ampiezza che si possono ottenere. Questo particolare circuito genera un'onda sinusoidale, ma facendo assumere valori diversi ad R1...R8, si possono ottenere anche altre forme d'onda.

Una volta collegata la tensione di alimentazione, il circuito R9/C1 produce un corto impulso di reset: tutte le uscite passano allo stato logico "0". Dato che anche l'ingresso 8 è a livello "0", all'ingresso D viene presentato il livello complementare ("1"). Con l'aiuto di un oscillatore esterno (non disegnato), degli impulsi sono applicati

agli ingressi di clock. Ad ogni fianco d'impulso positivo l'informazione nel registro a scorrimento IC1 si muove in avanti di un posto. Di conseguenza, dopo il primo impulso di clock, avremo un "1" su Q1, e dopo l'ottavo impulso, avremo un "1" anche su Q8. Non appena, però, Q8 assume il livello "1", l'informazione presente all'in-



gresso D commuterà al livello "0". Quindi verranno introdotti degli zeri fino a quando Q8 commuterà a "0". Si ripete quindi l'intero ciclo. Scegliendo dei valori adatti per R1...R8, la tensione d'uscita viene convertita in una sinusoide.

La frequenza di uscita è 1/16 della frequenza di clock. L'integrato CMOS può funzionare fino a 7 MHz, e quindi la frequenza massima di uscita sarà di circa 0,5 MHz. La porta N1 può essere di un tipo qualsiasi, basta che il segnale venga invertito.

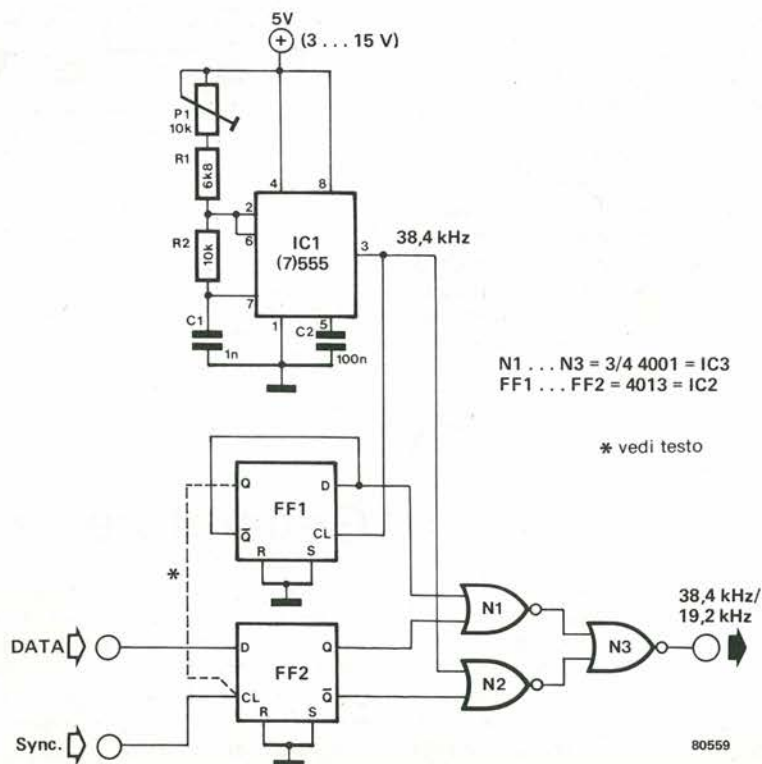
Le due fotografie mostrano rispettivamente la forma d'onda e lo spettro delle frequenze. Le armoniche più importanti, la terza e la quinta sono di almeno 50 dB inferiori al livello di uscita. Per quanto la 15ª e la 17ª armonica siano piuttosto elevate, possono venir sopresse in modo semplice da un filtro RC, in quanto si trovano alquanto spostate rispetto alla frequenza principale.

Un circuito che faccia uso di un temporizzatore 555 come oscillatore può essere usato per gli impulsi di clock, secondo lo schema mostrato nel modulatore sincrono FSK descritto nell'articolo seguente. L'uscita di sincronismo fornisce un'onda quadrata con la stessa frequenza e fase dell'onda sinusoidale che può essere usata, per esempio, per triggerare un oscilloscopio.

23 FSK sincrono

Uno degli svantaggi di molti modulatori FSK (Frequency Shift Keying = modulazione a spostamento di frequenza) tra i più diffusi è che la commutazione tra le frequenze di 1200 e 2400 Hz avviene spesso in movimenti non giusti. Una soluzione migliore e più funzionale sarà quella di commutare le frequenze quando il segnale è a zero. Se si segue questa precauzione non avremo spostamenti di fase nel segnale FSK. Generalmente questo è possibile solo quando esiste una relazione definita tra i dati ed il modulatore FSK. In caso diverso si potrà ricavare un qualche aiuto dal circuito qui mostrato.

L'effettivo segnale FSK viene ottenuto mediante il generatore sinusoidale digitale descritto in precedenza (vedi circuito n. 22). Ad ogni passaggio per lo zero il generatore sinusoidale produce degli impulsi di sincronismo che sono usati come clock per FF2. Il livello dei dati presente all'ingresso "D" di questo flip-flop definisce quale delle due frequenze di uscita debba essere selezionata. Quando all'ingresso è presente un "1", la frequenza di uscita sarà di 38,4 kHz, mentre quando l'ingresso è "0" la frequenza di uscita sarà di 19,2 kHz. Questo segnale di uscita viene quindi divi-

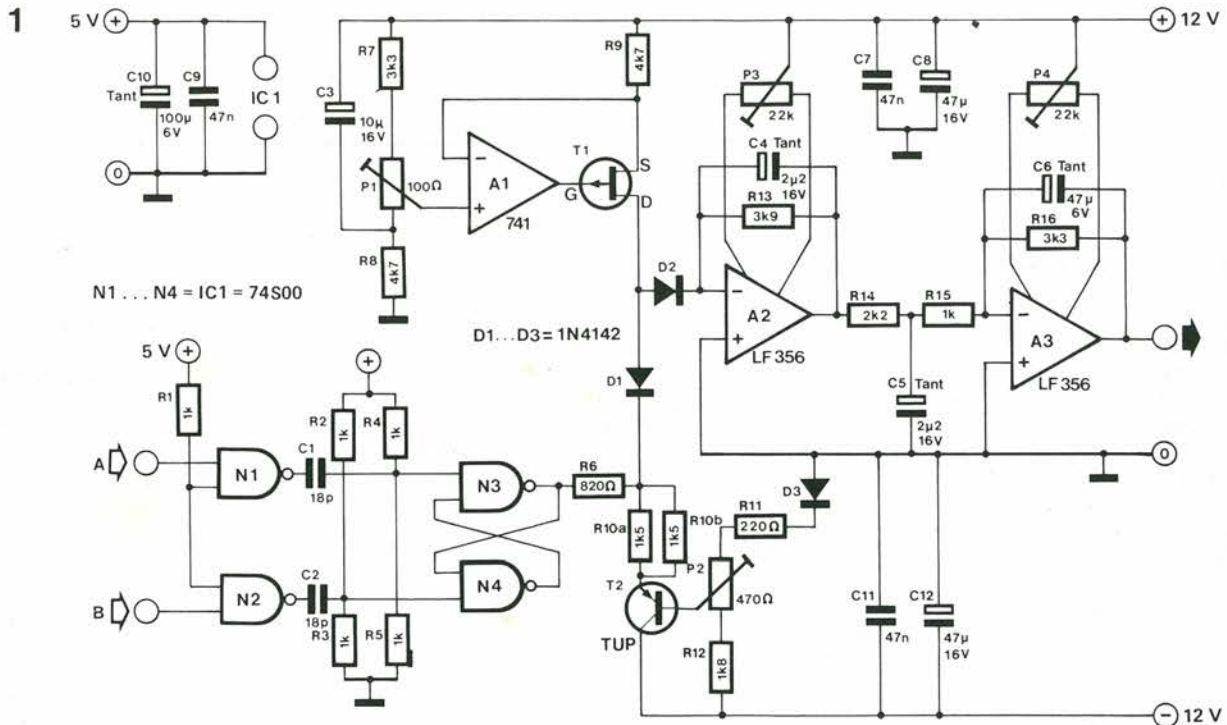


so per 16 dal generatore sinusoidale digitale in modo da produrre le esatte frequenze FSK. L'oscillatore per questo circuito è basato sul ben noto 555 nella sua versione CMOS (questo è il motivo per cui il numero di identificazione è 7555). Le caratteri-

stiche di questo integrato sono praticamente le stesse di quelle del "normale" 555, con i vantaggi supplementari di una maggior impedenza di ingresso, di un minor consumo di corrente e della pressoché totale soppressione dei "guizzi" durante la

commutazione del livello di uscita. Se non si usa il circuito in combinazione con il generatore sinusoidale digitale, l'ingresso di sincronismo deve essere collegato al Q di FF1.

24 Fasometro



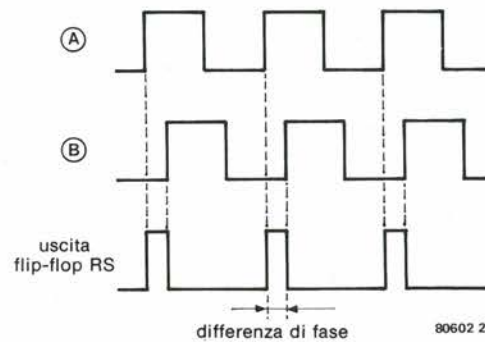
Questo circuito può essere usato per misurare con precisione la fase fino a 1 MHz. Se durante la costruzione si usa tutta la dovuta attenzione, si può ottenere una precisione entro 0,1° fino alla frequenza di 100 kHz. Non male!

I due segnali di ingresso, A e B, sono applicati ad un flip-flop RS formato dalle porte NAND N1...N4. Come si vede in figura 2, questo flip-flop produce degli impulsi di uscita che hanno una durata direttamente proporzionale alla differenza di fase tra i due segnali di ingresso. O meglio, per essere più precisi, per ciascuna frequenza il rapporto impulso-pausa è proporzionale all'angolo di fase. A1, T1 e relativi componenti formano un generatore di corrente; i diodi D1 e D2 fanno in modo che questa corrente vada esclusivamente all'integratore (A2) quando l'uscita del flip-flop RS è "alta". Questo significa che l'uscita dell'integratore rifletterà il valore medio del flip-flop, ossia il suo rapporto impulso-pausa. L'uscita dell'integratore è livellata (ed invertita) da A3.

La differenza di fase tra i due segnali di ingresso determina la tensione di uscita di A3. Per esempio, un angolo di fase di 180° avrà come risultato una tensione di uscita di 1,8 V.

Una volta tarato l'apparecchio, il risultato

2



sarà appunto questo. P2 viene usato per stabilire la tensione alla giunzione D1/R6. La tensione dovrebbe essere +0,6 V quando l'uscita di N3 è "alta" (R5 cortocircuitata) e di -0,6 V quando l'uscita di N3 è "bassa" (R3 cortocircuitata). Con l'uscita di N3 ancora bassa si regolino P3 e P4 in modo che le uscite di A2 ed A3 si trovino entrambe a 0 V, essendo l'ultima la più importante. Infine, l'uscita di N3 viene nuovamente portata al livello "alto" (cortocircuitata R5) e si regola P1 in modo che all'uscita di A3 ci siano esattamente 3,6 V. Per ovvie ragioni, le tensioni dell'alimenta-

tore devono essere precise ed adeguatamente stabilizzate.

I segnali di ingresso devono essere delle onde quadre con tempi di risalita brevissimi. Per l'uso generico occorreranno ad ogni ingresso degli ottimi amplificatori ad alta frequenza seguiti da trigger di Schmitt in modo da convertire i vari segnali nella necessaria forma "squadrate". In questo caso si deve anche notare che, per evitare errori, l'isteresi dei trigger di Schmitt deve essere simmetrica rispetto al punto a 0 V.

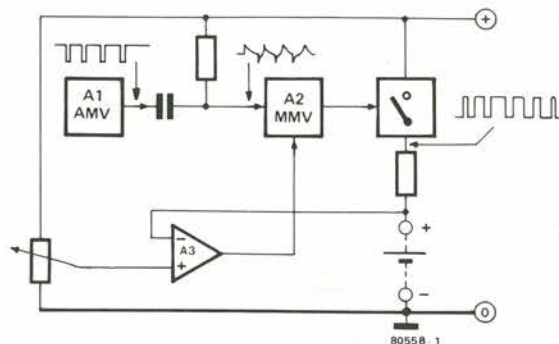
25 Caricabatterie PWM

Questo circuito è progettato per caricare delle batterie da 6 V/3,5 A/h del tipo di quelle spesso usate nei flash fotografici. Naturalmente ci sono vari sistemi di caricare delle batterie al piombo con elettrolito acido, ma quello che rende speciale questa versione è il fatto che la corrente di carica viene corretta in continuazione a seconda dello stato della batteria.

La figura 1 mostra lo schema a blocchi del caricabatterie PWM (Pulse Width Modulation = modulazione a durata di impulso). A1 è un oscillatore ad onda quadra che genera una frequenza di circa 2 kHz. A2 è un multivibratore monostabile che viene avviato dai fianchi negativi degli impulsi provenienti da A1. La durata degli impulsi che escono da A2 dipende dalla tensione di controllo derivata dall'amplificatore differenziale A3. Quest'ultimo rileva costantemente la tensione della batteria. L'uscita di A3 varia a seconda della differenza in tensione tra il livello di riferimento predisposto e quello della batteria. Quando entrambi i livelli sono uguali la tensione di uscita di A3 sarà tale che il rapporto di impulso di A2 sarà del 10%. Questo sarà sufficiente per la carica di mantenimento della batteria. L'uscita di A2 controlla il commutatore elettronico ES1 in modo che, attraverso R1, passi corrente verso la batteria. Il ciclo di impulso del segnale di uscita viene automaticamente variato tra il 10 ed il 90% a seconda dello stato della batteria.

La figura 2 mostra lo schema completo del caricabatterie PWM. L'oscillatore ad onda quadra è formato da IC2 (un 555) insieme con i relativi componenti. La frequenza è predisposta a 2,27 kHz ma questo valore non è critico. Anche A2 è basato su di un 555 montato in configurazione di multivibratore monostabile. Questo viene fatto partire dai fianchi negativi degli impulsi di

1



IC2 differenziati da C5 ed R8. Il piedino 5 del 555 viene usato come ingresso di modulazione ed è collegato all'uscita dell'amplificatore differenziale che è un integrato 741. È questo il segnale che controlla il rapporto impulso-pausa di IC3. La tensione di riferimento all'ingresso non invertente di IC1 viene regolata mediante il potenziometro P1.

L'ingresso invertente di IC1 è invece collegato alla batteria tramite una resistenza da 100 k. Finché la tensione ai capi della batteria è inferiore a quella di riferimento, la tensione all'uscita dell'integrato sarà piuttosto alta; quando la differenza di tensione agli ingressi si riduce, anche quella all'uscita diminuirà e lo stesso accadrà per il rapporto impulso-pausa.

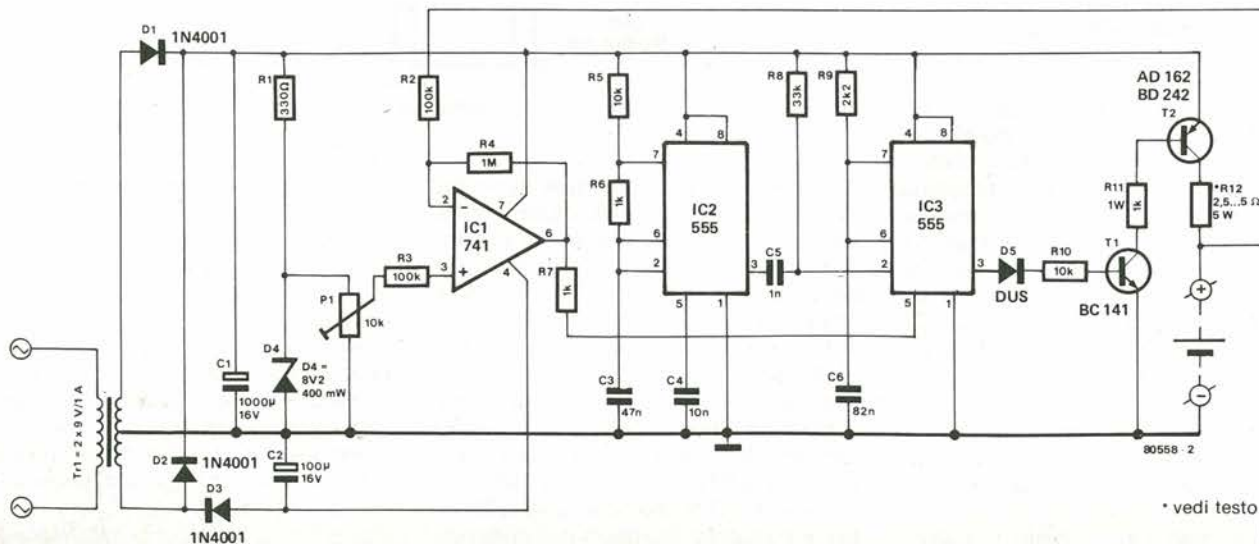
Il modo più semplice per tarare il sistema è di usare una batteria scarica (circa 2 V per elemento) ed una completamente carica (circa 2,4 V per elemento). Si collega per prima la batteria scarica all'uscita del circuito. Si applica al piedino 3 di IC1 la tensione massima che si può avere a dispo-

sizione al cursore di P1. Bisogna ora scegliere un valore per la resistenza R12 tale da far passare la giusta corrente di carica (nel caso di una batteria da 6 V/3,5 A/h questa sarà di 400 mA; in generale, circa un decimo della capacità). Il valore di R12 sarà tra 2,5 e 5 Ω.

Si colleghi infine la batteria completamente carica. Si regoli la corrente di carica ad un valore di un decimo di quello precedentemente ottenuto. Se non si dispone di un amperometro con scala adeguata, la corrente può essere calcolata misurando la tensione ai capi di R12 ed usando la legge di Ohm. Se si usa un trasformatore con un avvolgimento di soli 9V/1A si dovrà usare per IC1 un amplificatore operazionale 3140 mentre potranno essere eliminati D2, D3 e C2. Il piedino 4 di questo amplificatore operazionale deve essere collegato a 0 V. D1 deve essere sostituito da un raddrizzatore a ponte (raddrizzamento ad onda intera).

M.S.Dhingra

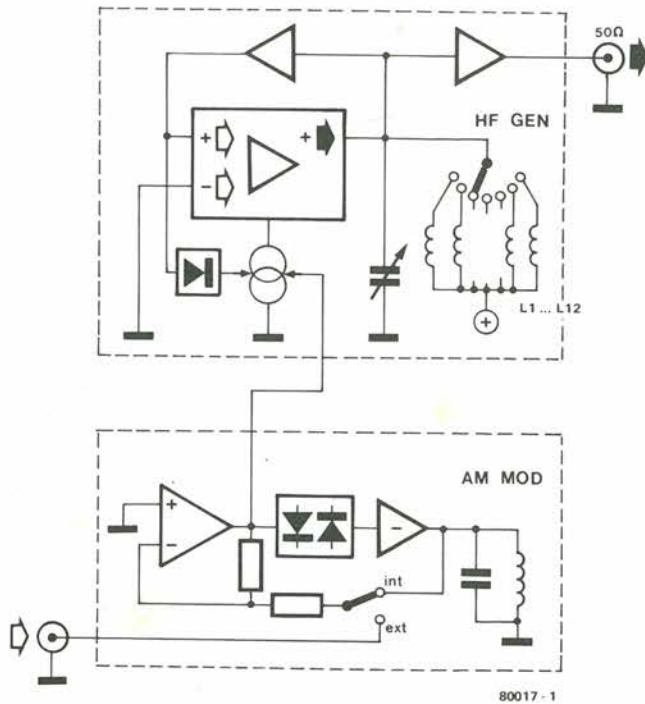
2



• vedi testo

26 | Oscillatore modulato per l'allineamento dei ricevitori

1

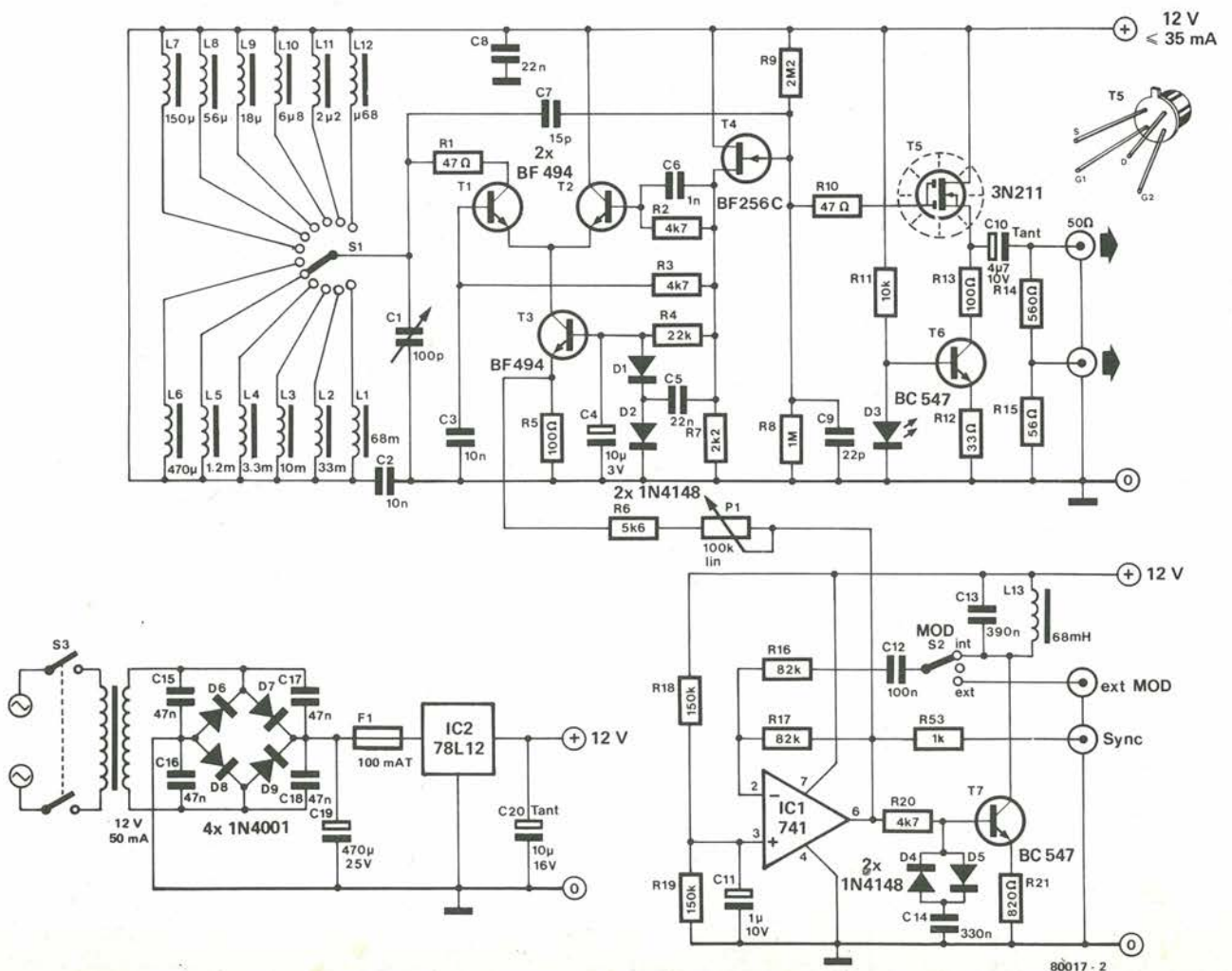


Non c'è dubbio che molti lettori (o lettrici) vorrebbero avere a disposizione un semplice oscillatore modulato per poter allineare in modo corretto il loro ricevitore senza, naturalmente, dover sborsare per esso un capitale. L'oscillatore modulato descritto in quest'articolo sembra una soluzione ragionevole ad un prezzo ragionevole. Tra i suoi vantaggi possiamo notare:

- una vasta gamma di frequenze di uscita suddivise in dodici portate;
- un'ampiezza di uscita costante entro tutta la banda;
- bassa distorsione;
- semplice commutazione della frequenza;
- impedenza di uscita di 50 Ω.

Lo schema a blocchi si vede in figura 1. Risulta evidente che il dispositivo consiste di due elementi, ossia un amplificatore/oscillatore differenziale con un circuito oscillante LC, il quale genera il segnale ad alta frequenza, ed un modulatore di ampiezza comprendente un generatore a 1000 Hz. Lo schema dell'oscillatore modulato si vede in figura 2. L'amplificatore/oscillatore differenziale è formato dai transistori

2



Elenco componenti per figure 2 e 4

Resistenze:

- R1, R10 = 47 Ω
- R2, R3, R20 = 4k7
- R4 = 22 k
- R5, R13 = 100 Ω
- R6 = 5k6
- R7 = 2k2
- R8 = 1 M
- R9 = 2M2
- R11 = 10 k
- R12 = 33 Ω
- R14 = 560 Ω
- R15 = 56 Ω
- R16, R17 = 82 k
- R18, R19 = 150 k
- R21 = 820 Ω
- R53 = 1 k
- P1 = 100 k lin.

Condensatori:

- C1 = 100 p variabile
- C2, C3 = 10 n ceramico
- C4 = 10 μ/3 V
- C5, C8 = 22 n ceramico
- C6 = 1 n ceramico
- C7 = 15 p ceramico
- C9 = 22 p ceramico
- C10 = 4,7 μ/10 V tantalio
- C11 = 1 μ/10 V
- C12 = 100 n
- C13 = 390 n
- C14 = 330 n
- C15 ... C18 = 47 n
- C19 = 470 μ/25 V
- C20 = 10 μ/16 V tantalio

Semiconduttori:

- T1, T2, T3 = BF494
- T4 = BF256 C
- T5 = 3N211
- T6, T7 = BC547A, B
- IC1 = 741
- IC2 = 78L12
- D1, D2, D4, D5 = 1N4148
- D3 = LED (rosso)
- D5 ... D9 = 1N4001

Bobine:

- L1 = 68 mH
- L2 = 33 mH
- L3 = 10 mH
- L4 = 3,3 mH
- L5 = 1,2 mH
- L6 = 470 μH
- L7 = 150 μH
- L8 = 56 μH
- L9 = 18 μH
- L10 = 6,8 μH
- L11 = 2,2 μH
- L12 = 0,68 μH
- L13 = 68 mH

Varie:

- Tr1 = trasformatore secondario
12 V/50 mA
- Z1 = fusibile lento, 100 mA
- S1 = interruttore 12 posizioni
- S2 = interruttore singolo, posizione intermedia
- S3 = interruttore on/off doppio

rato all'interno dell'apparecchio. IC1 serve a due scopi: in primo luogo IC1 forma, con il transistor T7, un oscillatore la cui frequenza è determinata dal circuito oscillante C13-L13. Nel funzionamento a modulazione esterna (con S2 nell'altra posizione), IC1 viene però usato come un normale amplificatore, nel quale il transistor T7 non ha alcuna funzione. Per ottenere anche una portante non modulata, S2 deve avere una posizione intermedia. Il LED D3 nel partitore del potenziale di base di T6, assicura un pilotaggio costante alla base e quindi resta costante la corrente che passa attraverso T6. A causa di ciò il FET (T5) funziona in modo da approssimare l'impedenza di uscita dell'oscillatore modulato al valore richiesto di 50 Ω.

La figura 3 mostra lo schema di un attenuatore ad alta frequenza necessario per ridurre l'uscita dell'oscillatore modulato ad un livello che possa essere accettato dagli ingressi del ricevitore in prova. Se è costruito secondo lo schema indicato, l'attenuatore può essere commutato in passi da 1 dB entro un campo di frequenze di 0...100 MHz e comunque rimane entro i 2 dB. I condensatori C21, C22 e C23 nei blocchi da 20 dB servono a compensare le capacità parassite degli interruttori.

(Ricavato da: Ham Radio, Ottobre 1978, pag. 51)

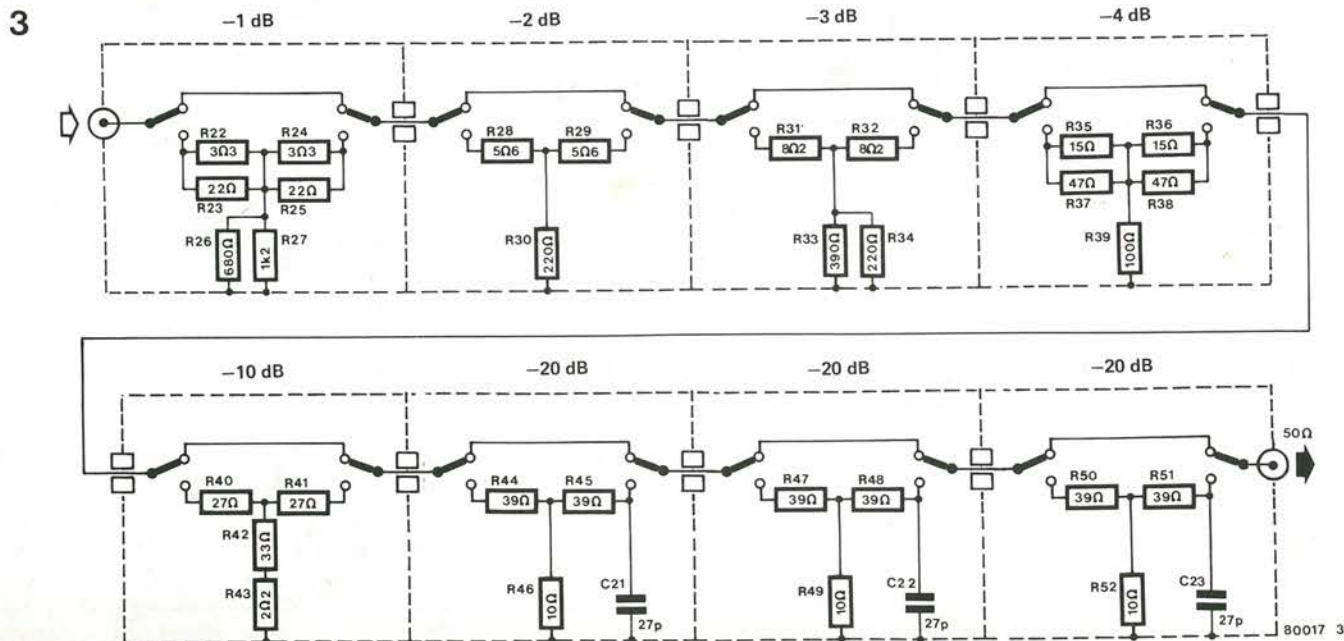
T1 e T2. Questo tipo di oscillatore garantisce un funzionamento a bassa distorsione poichè il circuito LC è controllato da onde quadre. Inoltre è l'unico tipo di oscillatore che offre la possibilità di usare un commutatore ad una sola via. La banda di frequenza si estende da 50 kHz a 30 MHz. Questa è divisa in 12 bande più piccole, per ciascuna delle quali il commutatore S1 può selezionare una delle bobine L1...L12. Dopo aver scelto una particolare sottobanda di frequenza, l'oscillatore è sintonizzato

dal condensatore variabile, C1 fino a raggiungere la frequenza desiderata. La corrente che passa attraverso l'amplificatore differenziale viene mantenuta costante dal generatore di corrente T3. La corrente del suddetto generatore varia però (tramite R6 e P1) a seconda dell'uscita di IC1 con il risultato che l'oscillatore T1/T2 è modulato in ampiezza con una profondità regolabile mediante P1.

La modulazione si ha sia con un segnale esterno che con il segnale a 1000 Hz gene-

Caratteristiche:

- Gamma di frequenza: approssimativamente 50 kHz...30 MHz
- Impedenza di uscita: 50 Ω
- Livello di uscita sui 50 Ω: 250 mVpp ≤_{out} ≤ 300 mVpp
- Modulazione interna: 0...30%, f = 1 kHz
- Modulazione esterna: 100 Hz...10000 Hz, 0...30% ad una tensione di ingresso di 1 VRMS massimi.



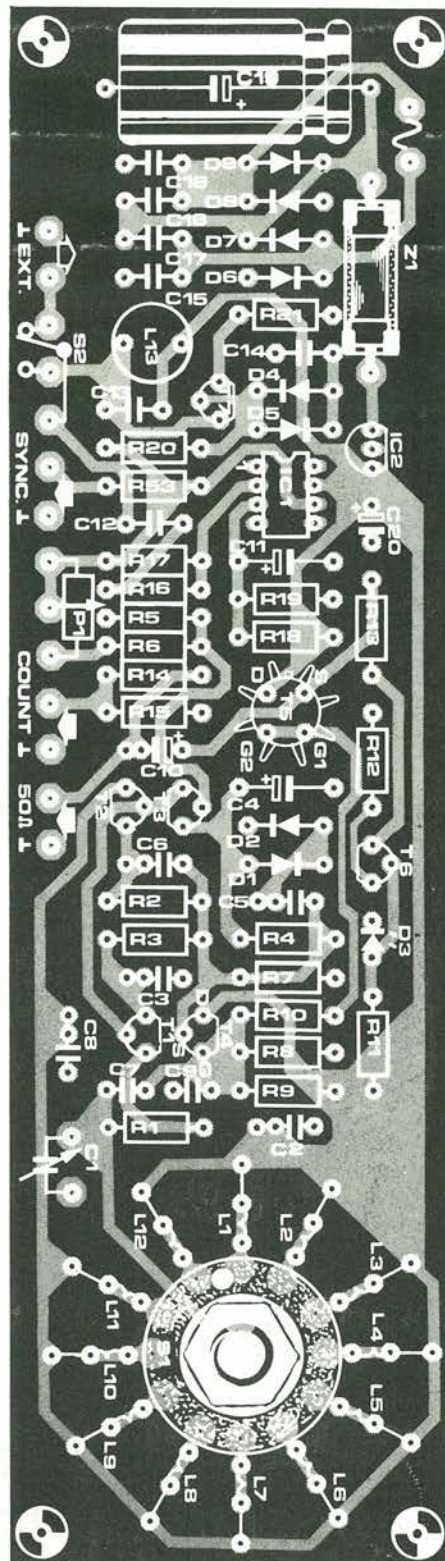
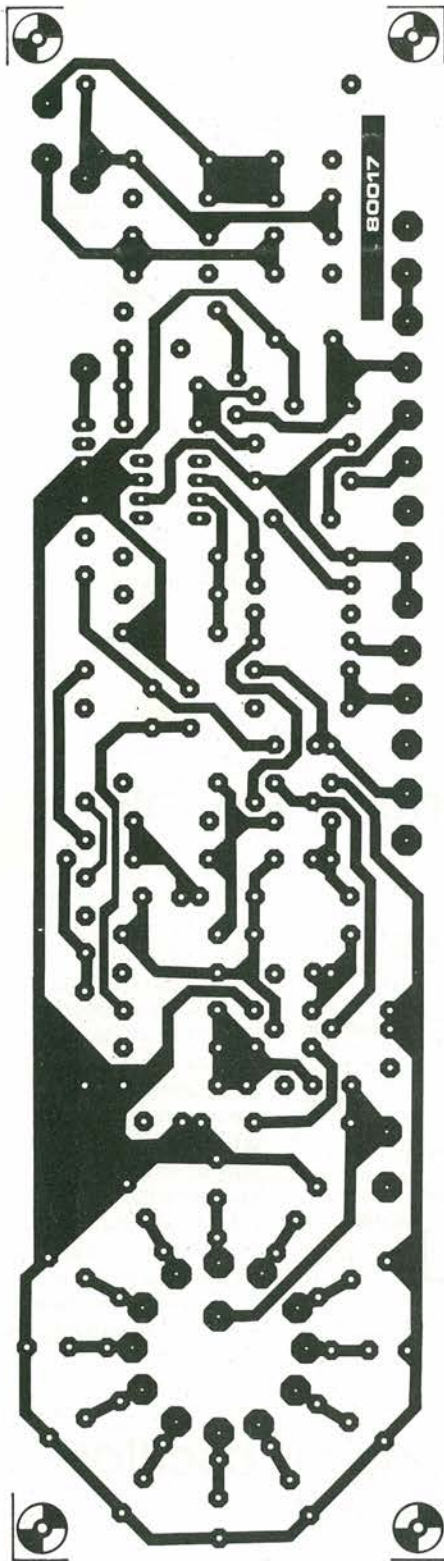


Tabella
Posizione del commutatore

Posizione del commutatore	Banda di frequenza
1	47 - 97,8 kHz
2	80,3 - 145 kHz
3	140,8 - 253 kHz
4	237 - 428 kHz
5	412 - 770 kHz
6	654 - 1210 kHz
7	1,16 - 2,03 MHz
8	2,00 - 3,48 MHz
9	3,31 - 6,15 MHz
10	5,46 - 10,3 MHz
11	9,63 - 18,3 MHz
12	17,7 - 34,4 MHz

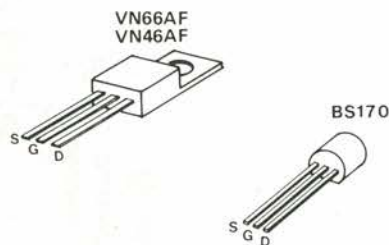
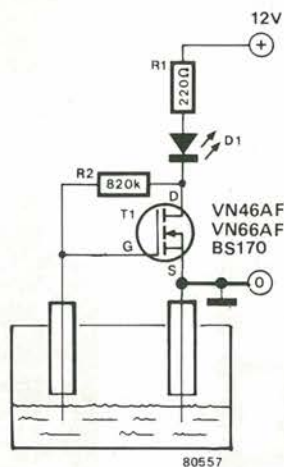
Elenco componenti per la figura 3
(non montati sul circuito stampato)

- 1 dB-sezione
 - R22, R24 = 3,3 Ω
 - R23, R25 = 22 Ω
 - R26 = 680 Ω
 - R27 = 1k2 Ω
- 2 dB-sezione
 - R28, R29 = 5,6 Ω
 - R30 = 220 Ω
- 3 dB-sezione
 - R31, R32 = 8,2 Ω
 - R33 = 390 Ω
 - R34 = 220 Ω

- 4 dB-sezione
 - R35, R37 = 15 Ω
 - R36, R38 = 47 Ω
 - R39 = 100 Ω
- 10 dB-sezione
 - R40, R41 = 27 Ω
 - R42 = 2,2 Ω
 - R43 = 33 Ω
- 20 dB-sezione
 - R40, R45, R47, R48, R50, R51 = 39 Ω
 - R46, R49, R52 = 10 Ω
 - C21, C22, C23 = 27 p .ceramico
 - S4 . . . S11 = deviatori bipolari

27 Rivelatore d'acqua

Il livello dell'acqua in un serbatoio può essere misurato in diversi modi, alcuni dei quali potranno naturalmente essere più complicati di altri. Il circuito qui pubblicato fa accendere un LED ogni qualvolta il livello dell'acqua scende al di sotto degli elettrodi. Se il livello dell'acqua è alto, il FET conduce appena un poco o niente del tutto, in quanto il gate è collegato a massa e tra questo ed il source non c'è differenza di potenziale. Quando il livello dell'acqua si abbassa, si interrompe il collegamento gate/source. Il gate passa quindi ad un potenziale positivo che arriva attraverso la resistenza da 820 k, e quindi il FET passa in conduzione. Il LED si accenderà. Se occorre il funzionamento invertito, ossia che il LED si accenda quando gli elettrodi



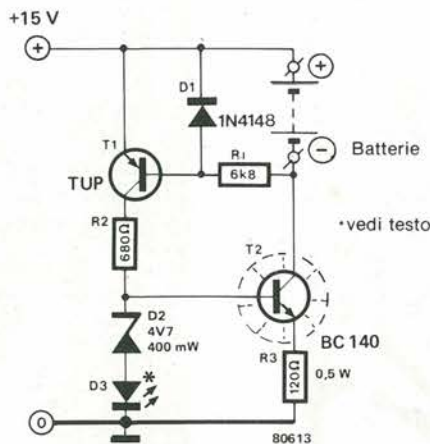
sono cortocircuitati dall'acqua, basta solo collegare l'elettrodo "a terra" del circuito al polo positivo e disporre R2 tra gate e source.

ITT Applications

28 Caricabatterie Ni-Cd intelligente

Come tutte le cose, i caricabatterie Ni-Cd sono soggetti all'errore umano, che in questo caso consiste nella possibilità di sistemare le batterie nel contenitore in due modi: quello giusto e quello sbagliato. Questo caricabatterie si rifiuta di funzionare finché le batterie non sono inserite correttamente. Il caricabatterie consiste in un generatore di corrente (T2) che mantiene la corrente di uscita a circa 50 mA. Il diodo Zener D2 ed il LED mantengono il pilotaggio di base di T2 ad un livello costante e tale quindi rimane anche la tensione ai capi di R3. Anche la corrente che passa attraverso R3 sarà costante fornendo le corrette condizioni di carica per la batteria Ni-Cd applicata al collettore di T2.

Il circuito di protezione comprende T1, D1



ed R1. La tensione ai capi di una batteria inserita nel modo sbagliato manderà all'interdizione T1 impedendo il funzionamento del caricabatterie. Questo fatto sarà evidenziato dal LED che non si accenderà. Se la batteria è inserita nel modo giusto, T1 passerà in conduzione e l'apparecchio funzionerà nel modo normale.

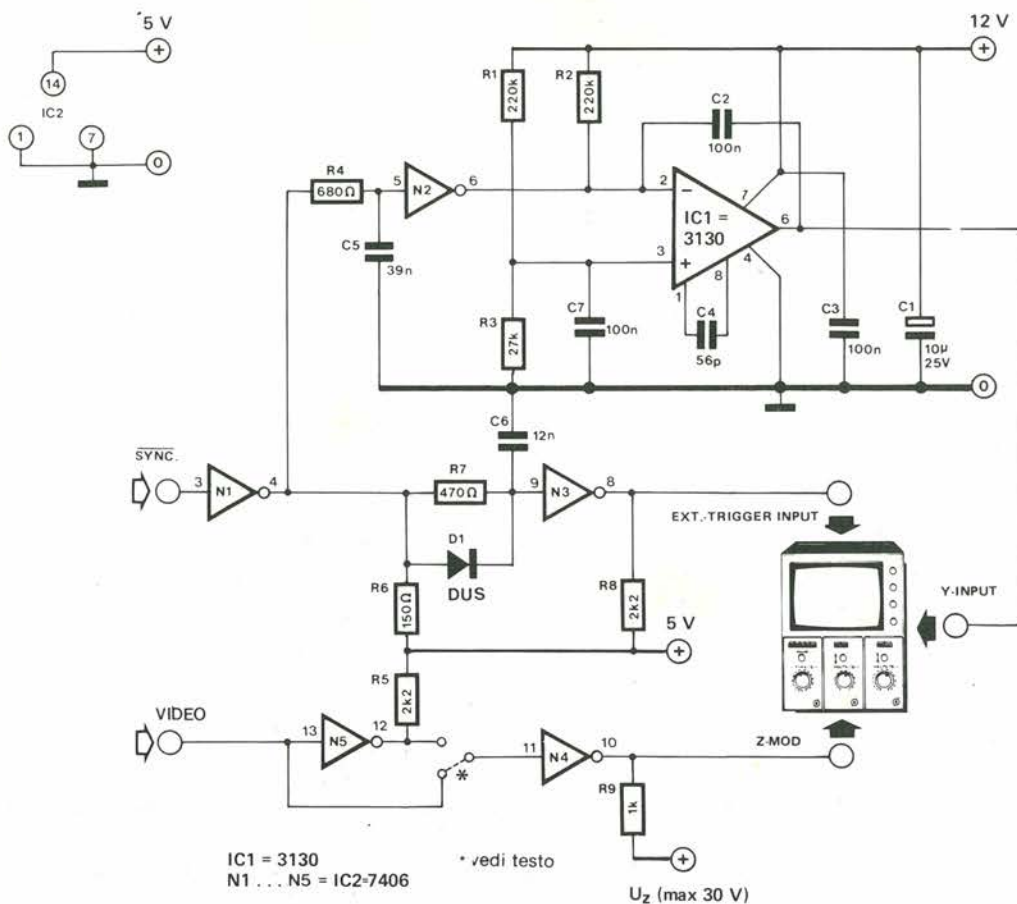
Per quanto sia possibile caricare con questo apparecchio fino a quattro pile a torcetta, esso non rileverà il collegamento errato di una delle pile quando le altre tre saranno collegate in modo esatto. Un piccolo trasformatore, un raddrizzatore a ponte ed un condensatore elettrolitico sono tutto ciò che serve per l'alimentatore. Il circuito funziona bene solo se la batteria non è completamente scarica.

29 Visualizzazione su oscilloscopio per l'elekterminal

Talvolta può essere molto utile collegare l'elekterminal (Elektor, numero di gennaio 1980) ad un oscilloscopio invece che ad un televisore. Questo richiede naturalmente un certo impegno, ma usando il circuito qui descritto, non sorgeranno problemi. Il principio del funzionamento è semplicissimo. Se l'oscilloscopio ha un ingresso per l'asse Z (la cosa è piuttosto normale, ed il suddetto ingresso si troverà probabilmente sulla parte posteriore), l'intensità del raggio può essere regolata mediante una tensione esterna. Si può quindi applicare direttamente un segnale video all'ingresso Z di un oscilloscopio.

Se si fa attenzione a far muovere nel giusto momento il raggio da sinistra a destra e ad ottenere la giusta deflessione verticale, apparirà sullo schermo un "immagine TV". Alla fine di ciascuna riga occorre un impulso di sincronismo orizzontale. Nel caso dell'Elekterminal, questo risulta a disposizione al piedino 4 di IC18 (N13). Questa uscita contiene anche gli impulsi di sincronizzazione che provocano il ritorno della traccia e la fine di ciascun raster. Questo segnale combinato viene applicato all'ingresso di sincronismo del circuito che ora trattiamo. Ciascun impulso di quadro fa partire il generatore di rampa (IC1) trami-

te N2. La tensione di uscita di IC1 cadrà da 12 V a 0V nel tempo di 20 ms. Questo segnale dovrà essere connesso all'ingresso Y dell'oscilloscopio. Gli impulsi di riga, che indicano la necessità di passare ad una nuova linea vengono ritardati per mezzo di R7, D1 e C6, e quindi messi in forma da N3. Quindi, ogni 64 μs verrà prodotto un impulso all'uscita di N3, che dovrà essere applicato all'ingresso di trigger esterno dell'oscilloscopio. Questo provoca l'avviamento della base dei tempi dell'oscilloscopio (che dovrà essere predisposta a circa 6 μs per divisione) ad ogni impulso di sincronismo orizzontale, in modo da descrivere



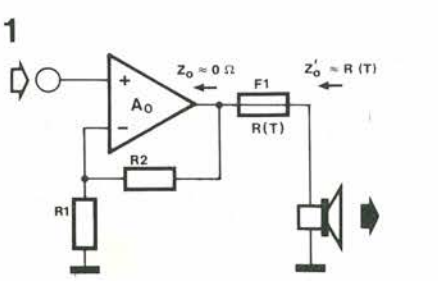
una riga. Dato che la tensione all'ingresso Y diminuisce costantemente durante il periodo di un raster (20 ms), le righe (312 in tutto) sono tracciate una sotto l'altra. Durante la scrittura di queste righe l'intensità del raggio varia. Questo si ottiene per mezzo dell'informazione di immagine, derivata dal piedino 7 o dal piedino 9 di IC12

e passata, tramite un buffer, all'ingresso Z dell'oscilloscopio. Non tutti gli ingressi Z hanno la stessa sensibilità, e per questo motivo può essere applicata al punto marcato Uz una tensione qualsiasi fino ad un massimo di 30 V. Questa viene quindi commutata all'uscita a collettore aperto di N4.

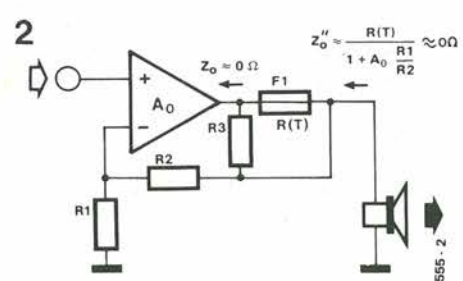
A seconda del tipo di oscilloscopio, la tensione applicata al punto Uz dovrà essere aumentata o diminuita per ottenere la migliore intensità. Il segnale video può essere invertito o meno, come si vuole, sistemando il ponticello in filo nella giusta posizione.

30 Fusibile per altoparlanti

Il circuito di protezione per altoparlanti, descritto in altra parte di questa rivista, può essere usato per proteggere sistemi di altoparlanti a più vie, in modo molto efficace, specialmente per utilizzatori con tendenze distruttive. Si può ottenere un risultato analogo in modo molto più semplice usando uno dei vecchi fusibili di vetro, disposto in serie al collegamento di altoparlante. Il valore di fusione (in A) del fusibile, è basato su di un compromesso tra un valore alto per l'altoparlante dei bassi, un valore più basso per quello dei toni intermedi, ed un valore basso per il tweeter. Piazzare semplicemente il fusibile in serie ai cavi di altoparlante (figura 1) potrebbe dar luogo a notevoli problemi. Questi, sono dovuti al fatto che il fusibile ha una resistenza serie relativamente alta, e questo non va troppo bene per il fattore di



silenzamento dell'amplificatore o per la buona qualità della riproduzione dei toni bassi. Ma c'è ancora dell'altro. Quando una corrente passa attraverso il fusibile, esso si riscalda con un comportamento termico non lineare, e la qualità dei toni bassi mostrerà un coefficiente di temperatura negativo. Per ovviare a questo inconveniente si può fare qualcosa: inserire il fusibile nel circuit

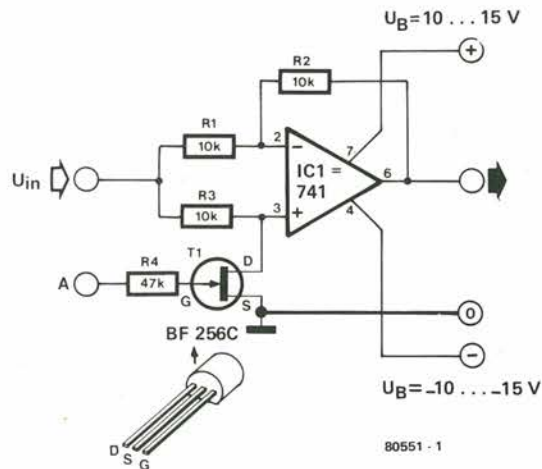


to di controreazione (figura 2) ossia, in altre parole, ripartire la tensione di controreazione, prelevandola da un punto che sta dietro al fusibile. Il fusibile è bypassato dalla resistenza R3, il cui valore è piccolo rispetto ad R2 (piccola influenza sulla regolazione della corrente continua nell'amplificatore), ma grande in confronto all'impedenza di carico di 4 od 8 Ω. Un buon valore per R3 è quello di 220 Ω (1W).

32 | Guadagno unitario positivo e negativo

Questo amplificatore a guadagno unitario ha la capacità di produrre un segnale d'uscita invertito oppure non invertito, in dipendenza del livello di tensione esistente all'ingresso di controllo (A).

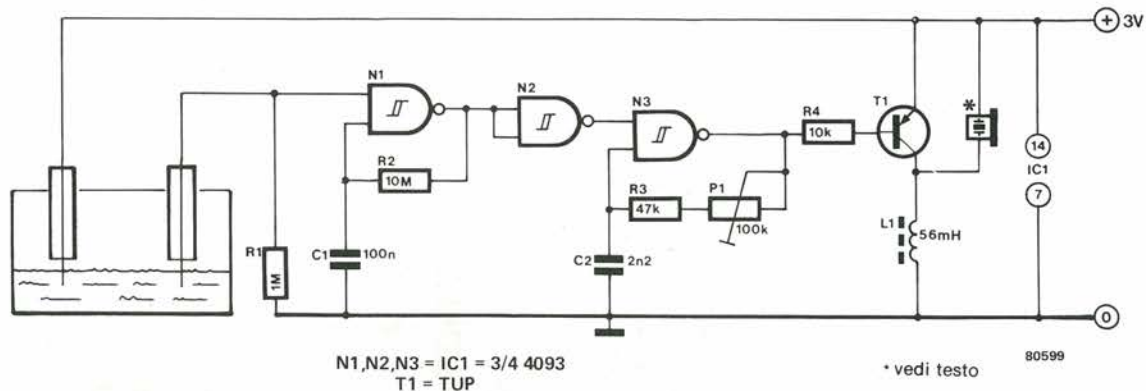
Il circuito funziona molto semplicemente. Se la tensione all'ingresso di controllo è 0 V, l'ingresso non invertente dell'amplificatore (piedino 3) sarà collegato a massa attraverso il FET in conduzione. In questo modo l'operazionale è collegato come amplificatore invertente, facendo in modo che l'ingresso invertente costituisca una massa virtuale (l'operazionale mantiene il livello di tensione al piedino 2 uguale a quello del piedino 3, che in questo caso è a massa). Con i valori di R1 e di R2 dati nello schema, il guadagno sarà di -1. Se l'ingresso di controllo (A) è collegato a -U_b, il FET sarà interdetto e formerà un carico ad alta impedenza per il resto del circuito. Ora l'uscita dall'amplificatore operazionale non sarà invertita, ma il guadagno resterà lo stesso, cioè unitario. Il livello d'ingresso deve stare entro un campo che



sia al massimo inferiore di 2 V ai valori estremi dell'alimentazione (quindi $V_b + 2V \leq V_{in} \leq +V_b - 2V$). L'impedenza della sorgente del segnale deve essere la più piccola possibile, dato che l'impedenza d'ingresso dipende dal fatto

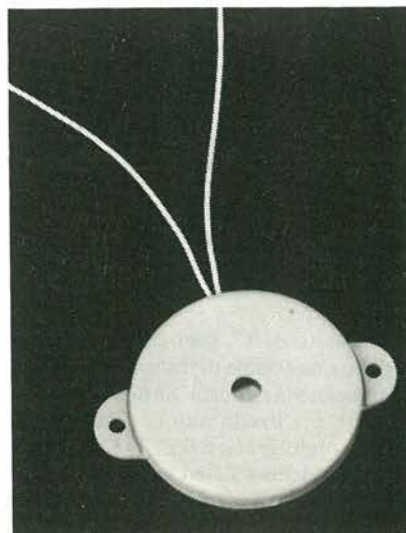
che il FET sia o meno in conduzione. Si raccomanda un'impedenza del generatore di 500 Ω. Il circuito può essere tra l'altro usato come invertitore automatico di polarità per strumenti, eccetera.

33 |



Il nuovo ronzatore piezoelettrico Toko, che si vede nella fotografia, può essere usato per tutti i tipi di semplici circuiti di allarme acustico. Il suo maggior vantaggio è il suo rendimento estremamente elevato. In altre parole può fare un gran rumore con pochissima energia.

Tra le applicazioni possibili c'è l'allarme di umidità che ora descriveremo. Quando i due elettrodi sono immersi nell'acqua, viene attivato l'oscillatore N1. Questo produce un'onda quadra di 1 Hz, che viene passata, tramite N2, a comandare l'inserzione e lo spegnimento del secondo oscillatore (N3). Il risultato potete aspettarvelo: "bleep - bleep - bleep..." La frequenza del "bleep" può essere regolata con P1 ad un valore qualsiasi tra 3 kHz e 10 kHz. Un unico transistor, T1, viene usato come stadio amplificatore per pilotare il ronzatore pie-



zo; Dato che il segnale base è un'onda quadra, la bobina aiuta ad aumentare il livello di picco, assicurando un'uscita acustica molto efficace.

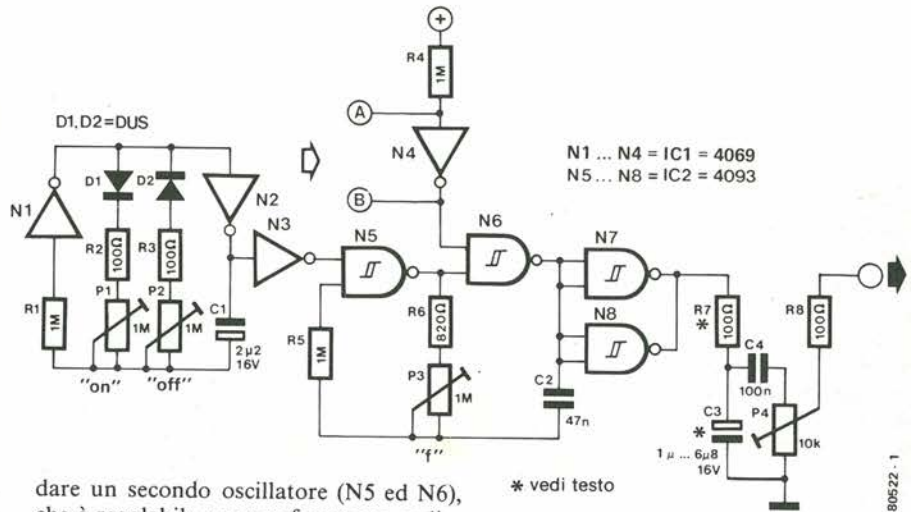
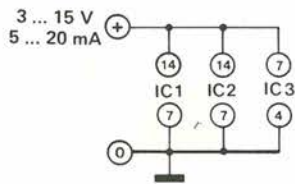
Per la sistemazione degli elettrodi ci sono parecchie possibilità. Una delle più semplici consiste nell'incidere due strisce parallele su di un pezzo di lastra ramata per circuiti stampati. L'apparecchio completo di batterie e di tutto il resto, viene disposto in una scatola, che può essere lasciata sul pavimento, vicino a lavatrici, lavapiatti, nel bagno, e dovunque c'è il rischio di allagamento. Il consumo di corrente è talmente piccolo, quando non c'è allarme, che non c'è la necessità di spegnere l'apparecchio. Due pile a torcetta, del tipo alcalino a lunga durata, garantiranno l'alimentazione per anni.

NOTA: Il condensatore C2 e la resistenza R3 sono inseriti per resettare il contatore alla prima accensione. Questo significa che

la prima sequenza sarà di *undici* risposte e per il circuito costruito secondo lo schema, la prima risposta sarà "no", ma questa

non conta dato che ancora non è stata fatta la domanda.

36 | Avvisatore universale



È un dispositivo che serve ad attirare l'attenzione quando non si verifica una certa condizione, e che può avere una vasta gamma di applicazioni. Il circuito che presentiamo è sufficientemente versatile da avvisare e destare l'attenzione ogniqualvolta ciò sia richiesto, oppure per ricordare che una determinata funzione non è avvenuta nel modo giusto.

La semplicità del circuito principale risulta subito evidente (figura 1), in quanto è formato da soli due oscillatori ad onda quadrata CMOS e da un buffer di uscita. Il circuito funziona come segue: N1 ed N2 formano uno dei due oscillatori CMOS. Questo oscillatore viene usato per coman-

dare un secondo oscillatore (N5 ed N6), che è regolabile per una frequenza audio. La cadenza del primo oscillatore può essere variata mediante P1 e P2. Si può vedere che P1 determina la lunghezza del tempo nel quale il secondo oscillatore è attivato. Al contrario P2 determina il tempo nel quale il secondo oscillatore è *disattivato*. La frequenza del secondo oscillatore può essere variata con P3 nel campo che va da 40 Hz a 15 kHz.

L'uscita del circuito sarà una nota ritmata della frequenza determinata da P3, con il tempo "attivo" determinato da P1, ed il tempo "disattivo" determinato da P2. Il circuito può essere attivato in due modi:

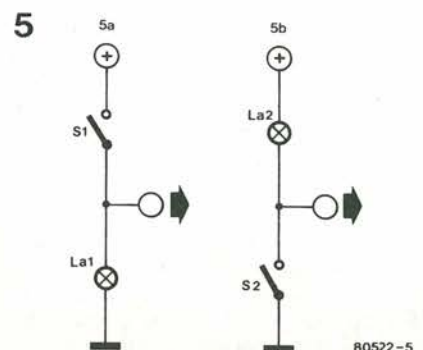
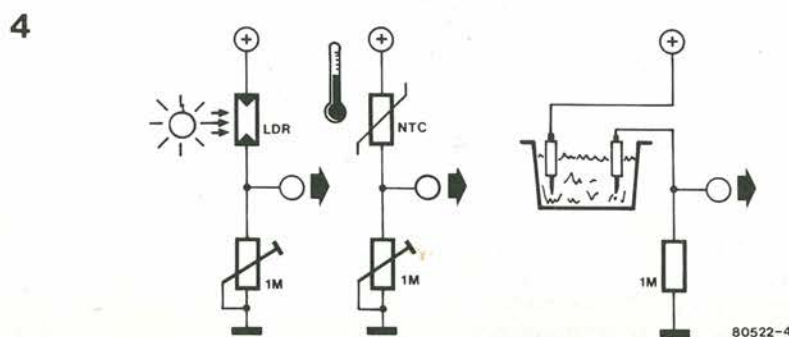
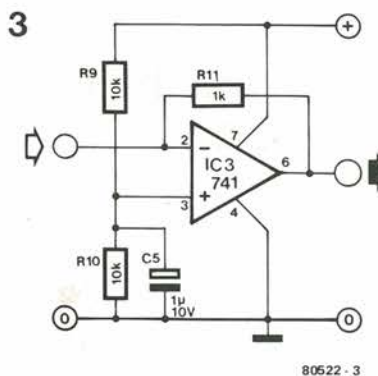
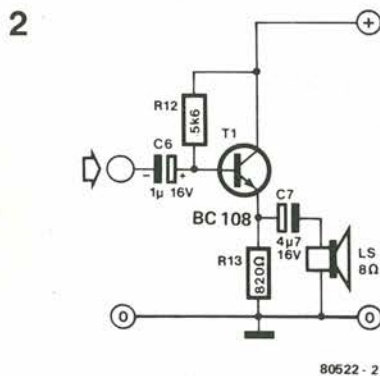
- 1) un livello logico "0" all'ingresso A
- 2) un livello logico "1" all'ingresso B (nel caso che N4 sia omessa!)

Di conseguenza il circuito può essere attivato da ciascuno dei due stati logici.

L'uscita di N6 è collegata a due invertitori: N7 ed N8. Questi alimentano un filtro passabasso formato da R7 e C3. Questo accorgimento riduce le armoniche ad alta frequenza e produce all'uscita un suono più gradevole. Il potenziometro P4 viene usato come controllo di volume e quindi l'uscita viene prelevata da suo cursore.

Se il circuito deve essere usato per conto proprio, l'uscita può essere applicata direttamente al terminale positivo di C6 ed al sistema di pilotaggio di uscita basato su T1 (figura 2).

Se più di uno di questi circuiti devono essere collegati insieme, tutti i terminali di uscita del circuito di allarme, possono essere uniti tra loro ed applicati all'ingresso non invertente di IC3 (741) (figura 3). Il 741 forma un circuito sommatore/amplificatore. La sua uscita può essere quindi applicata al circuito di pilotaggio di uscita. In figura 4 sono mostrati alcuni semplici circuiti di sensori. Se l'uscita del sensore ottico è collegata all'ingresso B, questo



forma un allarme mattutino (ottimo per l'inverno, se uno non deve svegliarsi prima delle nove di mattina!). Si osservi che, quando si usa l'ingresso B, si possono tralasciare R4 ed N4. Il sensore termico, se collegato al punto B, forma un allarme per temperatura eccessiva. Il sensore per liquidi, se collegato anch'esso al punto B, attiva l'allarme quando un liquido conduttore raggiunge le sonde. Se all'ingresso A sono

collegati i tre circuiti sensori ne risultano le seguenti prestazioni: un avvisatore di oscurità, un avvisatore di bassa temperatura e, rispettivamente, un allarme di assenza di liquido.

Gli ultimi due disegni mostrano come collegare l'allarme al circuito servito. Se per esempio lo si usa in un'automobile, ed il circuito è collegato come in figura 5a, con l'interruttore nel filo dell'alimentazione

positiva, occorrerà usare l'ingresso B. Se però si usa il circuito 5b ci si dovrà collegare all'ingresso A. In un'automobile l'allarme potrebbe avvisare che la pressione dell'olio è bassa, che c'è poca benzina, che la cintura di sicurezza non è allacciata, eccetera. Le applicazioni hanno un limite solo nell'immaginazione del costruttore.

B. Leeming

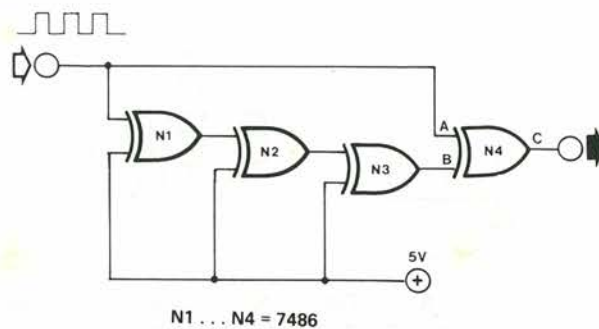
37

Rivelatore di fonte d'impulso ad OR esclusivo

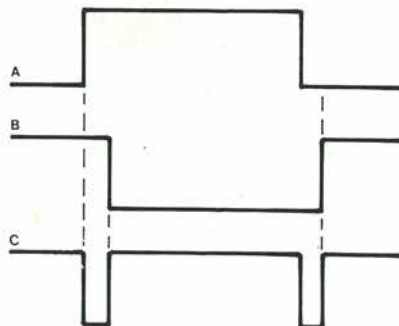
Questo semplicissimo rivelatore di fonti d'impulso può trovare un gran numero di applicazioni. Esso si basa sul ritardo di propagazione delle porte ad OR esclusivo per fornire un impulso di uscita ad ogni fronte di impulso di entrata, sia positivo che negativo. La forma d'onda all'ingresso è direttamente applicata ad un ingresso di N4, l'ultima delle quattro porte dello schema. Questo segnale d'ingresso è anche applicato alle altre tre porte disposte in serie N1...N3, ed esso, dopo essere stato "trattato", arriva all'altro ingresso di N4.

Nel caso della porta OR esclusiva quadrupla 7486, il ritardo di propagazione (ossia il tempo che ci vuole ad un segnale per "attraversare" la porta) è dell'ordine di 15 ns. Ne consegue quindi che il segnale "trattato" risulterà ritardato di $3 \times 15 \text{ ns} = 45 \text{ ns}$.

Dato che l'uscita di una porta ad OR esclusivo è basso quando entrambi gli ingressi sono uguali, all'uscita di N4 ci sarà un impulso negativo per tutta la durata del ritardo di propagazione delle porte N1...N3. Risulterà anche ovvio che questo circuito può servire benissimo come duplicatore di frequenza.



N1...N4 = 7486



80561 - 1

38

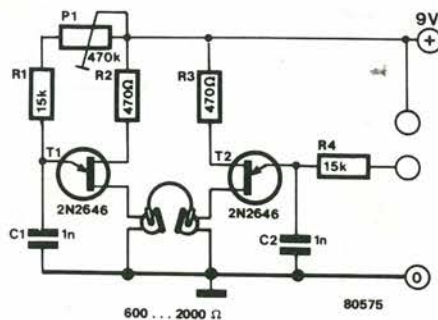
Reazione biologica a resistenza cutanea

Questo dispositivo offre la possibilità di ottenere una speciale forma di reazione biologica con un procedimento semplicissimo. Si basa sul principio che tanto più il corpo è rilassato, tanto maggiore è la resistenza elettrica della pelle. Con l'aiuto di due "elettrodi" che hanno l'aspetto di anelli metallici infilati in due dita, la resistenza della pelle viene usata per controllare la frequenza di un oscillatore. Questo è basato su di un transistor unigiunzione (T1). La nota prodotta può essere udita con una cuffia e diventerà tanto più bassa quanto più uno sarà rilassato e quanto più alta sarà la resistenza tra i due elettrodi. Un oscillatore identico, usato come riferimento, è basato su T2; la sua frequenza può essere regolata in modo da produrre una nota corrispondente ad uno stato di massimo rilassamento. Usando una cuffia stereo ad alta impedenza, ad uno degli

auricolari si collega l'oscillatore di riferimento, ed all'altro l'oscillatore dipendente dalla resistenza cutanea; l'idea è quella di avvicinare il più possibile la frequenza del-

le due note esclusivamente rilassandosi. Calma, ragazzi!

S. Kaul



600...2000 Ω

80575

39

Indicatore di linea RS 232

Esistono un gran numero di dispositivi periferici, come terminali video, telescriventi, stampanti, eccetera, che sono disponibili al/alla dilettante per completare il proprio sistema di calcolo personale. Uno dei primi controlli da fare quando qualcosa comincia a non funzionare nel modo giusto, è di assicurarsi che alle interconnessioni di linea RS 232 siano presenti i giusti livelli di tensione. Come potranno testimoniare molti operatori di personal computer, questo non è un compito facile quando si abbia a disposizione solo il tester. Inserire i puntali negli zoccoli funzionanti tenendo nel frattempo d'occhio la poderosa letteratura onde collegarsi nel punto giusto, ed allo stesso tempo premere i pulsanti, può essere una cosa piuttosto stressante, specie quando succede anche di mettere in corto circuito i fili di alimentazione!

Sarebbe quindi desiderabile possedere un dispositivo che possa rilevare se i segnali sono o meno presenti e se questi hanno i livelli giusti. Il circuito che presentiamo è appunto un dispositivo di questo tipo e può essere inserito in un calcolatore per garantire un controllo costante della linea RS 232.

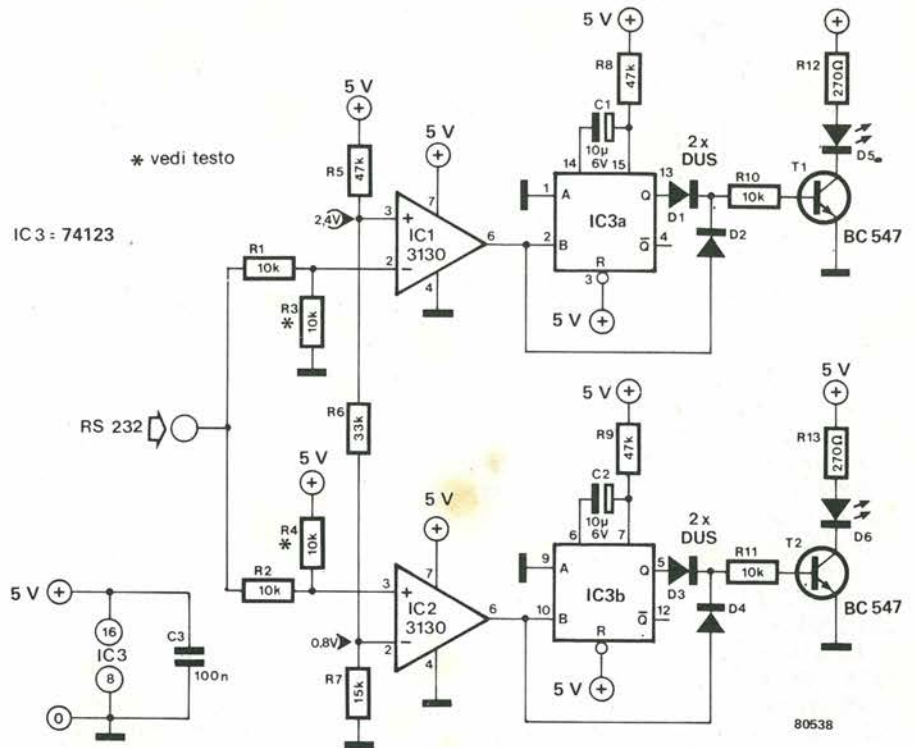
Il circuito è semplicissimo ed i suoi componenti principali sono due comparatori e due espansori di impulsi. Le resistenze R5...R7 formano una catena ripartitrice di tensione all'ingresso non invertente di IC1 ed all'ingresso invertente di IC2, rispettivamente a 2,4 e 0,8 V. Il segnale di ingresso RS 232 viene attenuato dalle resistenze R1...R4 ed applicato all'ingresso invertente di IC1 ed all'ingresso non invertente di IC2. Se il circuito deve essere usato in sistemi che funzionano soltanto a livelli TTL, si possono tralasciare le resistenze R3 ed R4. L'uscita di IC1 andrà a livello alto quando all'ingresso sarà presente una tensione maggiore di 2,4 V. Analogamente l'uscita di IC2 andrà a livello alto quando la ten-

sione di ingresso sarà inferiore a 0,8 V. Le uscite dai due comparatori saranno applicate ad una coppia di multivibratori monostabili ripetitivi contenuti in IC3 (gli espansori di impulso). Questi erogano un impulso di durata fissa che manda in conduzione T1 e T2 e fa accendere i rispettivi LED. Questi espansori di impulsi sono stati inseriti per poter trascurare l'influenza della brevità dell'impulso di ingresso, che potrebbe provocare un'accensione non avvertibile dall'occhio umano. La durata di

impulso viene determinata dai valori di R8/C1 e di R9/C2.

Se il segnale di ingresso è relativamente lungo, il diodo di bypass assicura che il LED rimanga acceso per tutta la durata dell'impulso di ingresso. Nello schema, il LED superiore (D5) indica la presenza di un impulso positivo mentre quello inferiore (D6) indica la presenza di un impulso negativo.

Il condensatore C3 assicura il disaccoppiamento dell'alimentazione di IC3.



40

Semplice voltmetro analogico

Molte sono le occasioni nelle quali un voltmetro analogico è più utile di uno digitale. In certe circostanze, l'oscillazione di un indice lungo una scala rivela molte più cose intorno alla risposta ed alle tendenze di un circuito che la misura mediante cifre digitali.

I maggiori fastidi che si hanno con i multimetri, come per esempio il ben noto "Avo8", sono dovuti alla loro bassa impedenza di ingresso che introduce nel circuito da misurare un carico talmente elevato da rendere la misura priva di significato in molti casi. Si è quindi deciso di vedere

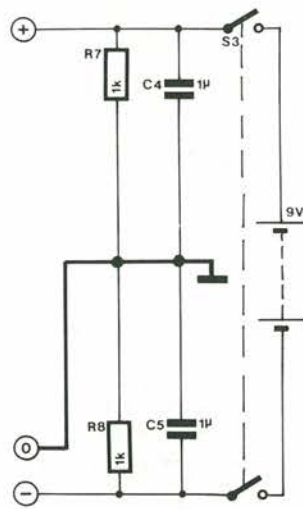
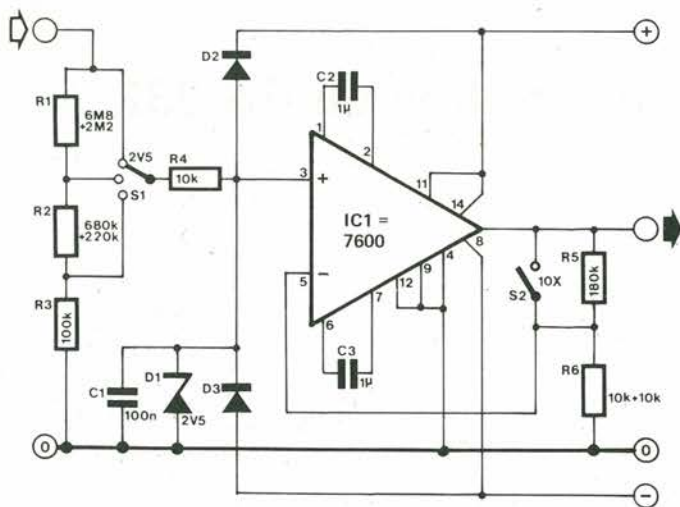
come si potrebbe far ricorso ai moderni dispositivi a semiconduttore per dotare l'Avo8 di un'impedenza di entrata molto alta e di sensibilità di fondo scala di 25 mV.

Su qualunque libro di testo si potrà vedere che il modo classico di ottenere questo risultato è l'impiego di un amplificatore operazionale predisposto ad un adatto guadagno mediante una coppia di resistenze, e provvisto di un'altra resistenza per limitare la corrente nel galvanometro e prevenire i danni nel caso di una tensione troppo elevata applicata all'ingresso. Tutti

i circuiti di questo tipo comprendono un potenziometro di azzeramento che permette di compensare la tensione di offset che si produce in tutti i normali amplificatori operazionali.

In questo progetto si è deciso di impiegare uno dei nuovi amplificatori operazionali Intersil di tipo CAZ (Commutating Auto-Zero = in commutazione ad autoazzeramento), per eliminare la maggior parte degli svantaggi del circuito classico.

Ogni amplificatore CAZ consiste, in effetti, di due amplificatori sistemati in modo che, quando uno dei due sta trattando un



80605

segnale, l'altro viene mantenuto nel modo di autoazzeramento. Ne risulta una tensione di offset a lungo termine di 0,2 µV per anno ed una bassa corrente di polarizzazione di ingresso di soli 300 pA.

Lo schema finale, che si vede qui sopra, è dotato di una scelta di portate a fondo scala: 250 mV, 2,5 V, 25 V, e 250 V. I diodi D1, D2 e D3 proteggono sia l'amplificatore CAZ che lo strumento dai danni che potrebbero subire in caso di sovraccarico. Il circuito funzionerà con tensioni di alimentazione tra 5 e 9 V.

Naturalmente, in questi circuiti, è necessario un compromesso tra un'alta impedenza di ingresso e la possibilità di captazione dei disturbi. Per esempio l'amplificatore CAZ impiegato in questo circuito avrebbe avuto anche la possibilità di una portata fondo scala di 1 mV e di un'impedenza di ingresso di 100 M Ω.

Uno strumento di questo tipo sarebbe anche capace di indicare una differenza di lunghezza tra i fili dei due puntali! Però, per ragioni pratiche, l'impedenza di ingresso è stata limitata a 10 M Ω, e l'escur-

sione a fondo scala a 250 mV, che è più che adeguata per la maggior parte delle applicazioni.

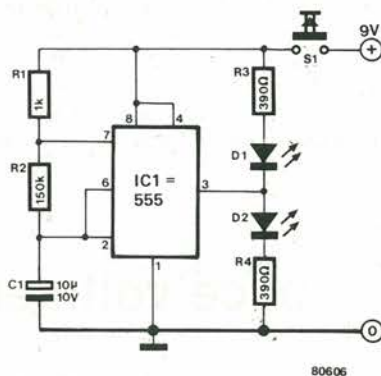
Per le migliori prestazioni si devono usare solo componenti di prima qualità e, per quanto il circuito sia molto robusto, occorre limitare al massimo l'esposizione ai sovraccarichi.

Note tecniche di progetto della Rapid Recal Ltd.

4 | Semplice circuito di prova per 555

Il versatile integrato temporizzatore 555 ha possibilità di impiego in una grande varietà di circuiti. A questo è dovuta la grande popolarità alla quale è approdato negli ultimi anni questo piccolo dispositivo. Per quanto, in generale, il 555 sia molto affidabile, ci sono delle occasioni nelle quali si possono avere dei malfunzionamenti. Il circuito che qui mostriamo fornisce un semplice ma efficace metodo di controllo degli elementi sospetti.

Il temporizzatore da provare, IC1, è collegato come multivibratore astabile. Quando il pulsante di prova S1 è chiuso, il condensatore C1 comincerà a caricarsi tramite le resistenze R1 ed R2. Non appena il livello di tensione ai capi di questo condensatore raggiunge il punto di avviamento del temporizzatore, viene attivato il flip flop interno ed il piedino 7 è mandato a livello basso in modo da scaricare C1. Il flip flop viene resettato quando la tensione su C1 raggiunge il livello di soglia dell'integrato. A questo momento il piedino 7 assume il livello alto e riparte il processo di carica. L'uscita del temporizzatore (piedino 3) è collegata ad una coppia di LED. Quando l'uscita è a livello alto si accenderà il LED



80606

D2 mentre D1 resterà spento. Avverrà il contrario quando l'uscita sarà a livello basso. I LED lampeggeranno alternativamente quando l'integrato in prova sarà efficiente.

Per quei lettori che intravedono altre applicazioni per questo circuito e che desiderano variarne la frequenza, diremo che la cadenza di lampeggiamento dei LED è determinata dai valori di R1, R2 e C1. La frequenza di oscillazione può essere calco-

lata dalla formula

$$f = \frac{1.44}{(R1 + 2R2) \times C1}$$

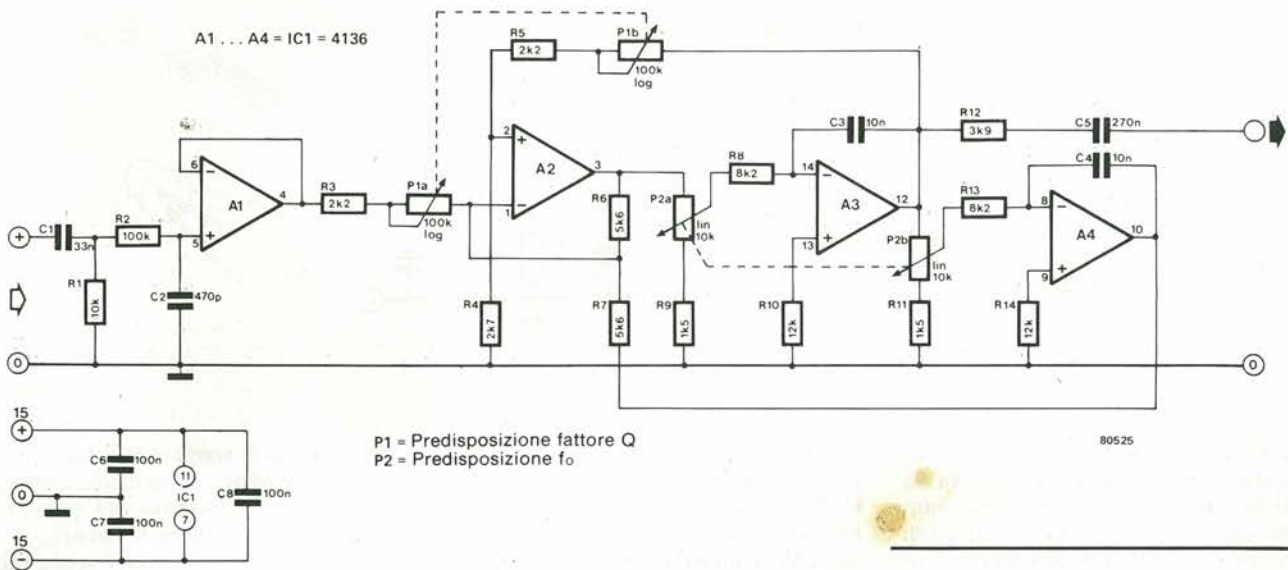
Se, come in questo caso, il valore di R2 è molto maggiore di quello di R1, la frequenza può essere calcolata approssimativamente con la seguente formula:

$$f \approx \frac{0.72}{R2 \times C1}$$

Per i valori indicati nello schema la frequenza è di circa 0,5 Hz.

L'apparecchio può essere reso molto compatto saldando direttamente allo zoccolo di prova dell'integrato tutti i componenti. In precedenza bisogna montare lo zoccolo in modo da farlo affacciare da un foro praticato nella parte superiore del contenitore dello strumento. In alternativa i componenti possono essere montati su una piastrina di Bread-Board o simili. L'assorbimento di corrente è minimo e l'apparecchio può essere alimentato da un'unica batteria a 9 V.

42 | Filtro a variabile di stato



Elenco componenti

Resistenze:

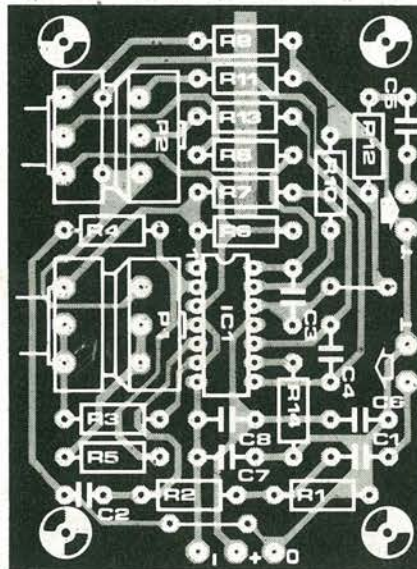
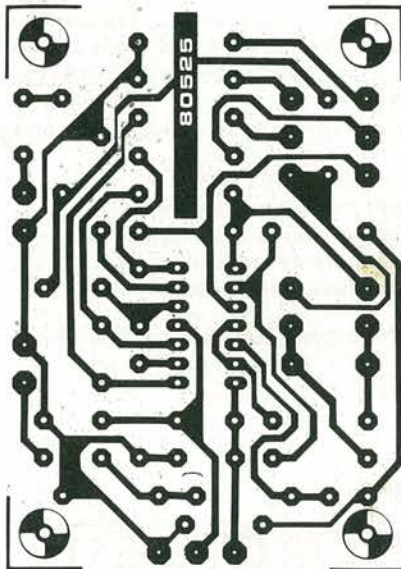
- R1 = 10 k
- R2 = 100 k
- R3, R5 = 2k2
- R4 = 2k7
- R6, R7 = 5k6
- R8, R13 = 8k2
- R9, R11 = 1k5
- R10, R14 = 12 k
- R12 = 3k9

Condensatori:

- C1 = 33 n
- C2 = 470 p
- C3, C4 = 10 n
- C5 = 270 n
- C6, C7, C8 = 100 n

Varie:

- IC1 = A1 ... A4 = 4136
- P1 = 2 x 100 k log.
- P2 = 2 x 10 k lin.



Molti ricevitori multibanda e molti ricevitori per comunicazioni di poco costo hanno una larghezza di banda compatibile con le normali stazioni di radio diffusione ma troppo stretta per ricevere le trasmissioni amatoriali. I ricevitori a banda stretta oppure, ancora meglio, i ricevitori a larghezza di banda variabile si trovano di solito solo nei sistemi più costosi.

Per poter ascoltare le trasmissioni radio amatoriali (SSB e CW) senza troppe interferenze da un ricevitore a banda larga, una soluzione potrebbe essere questo ingegnoso filtro di banda audio. Si tratta di un filtro a variabile di stato, ossia di un filtro nel quale si possono variare sia la frequenza centrale che la banda passante. Se il filtro viene collocato a monte di un amplificatore audio già esistente, sarà possibile

attenuare tutti i segnali di interferenza sintonizzando il filtro nel modo più accurato possibile sulla frequenza del segnale audio ricevuto. Naturalmente non c'è confronto con un "vero" ricevitore a banda stretta, comunque il risultato è di norma molto soddisfacente.

Il filtro di ingresso formato da C1, C2, R1 ed R2 è sufficiente a ridurre la banda dello spettro audio disponibile. I punti a 6 dB di questo filtro si trovano alle frequenze di 500 Hz e di 3400 Hz. L'amplificatore operativo A1 funziona da buffer tra il filtro di ingresso ed il filtro a variabile di stato vero e proprio. Quest'ultimo è basato sui restanti amplificatori operazionali A2...A4. Il Q del filtro, e quindi la larghezza di banda, può essere regolato mediante P1 (campo di controllo: $1 \leq Q \leq 50$). La

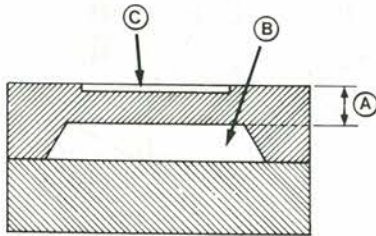
frequenza centrale del filtro può essere variata tra 200 Hz e 2kHz mediante P2. Regolando questi due potenziometri si può "evadenziare" una piccolissima banda dello spettro audio totale.

Dato che i ricevitori a larga banda ed i ricevitori per comunicazioni a buon mercato sembrano essere molto diffusi in questo momento, è sembrato opportuno proporre un circuito stampato per il filtro a variabile di stato. Si tratta per fortuna di un dispositivo molto compatto in quanto tutti gli amplificatori operazionali del circuito sono contenuti in un solo integrato (4136). Il circuito richiede una doppia alimentazione (+ e - 15 V) ma, dato che l'assorbimento di corrente è piccolissimo, l'alimentatore dovrà erogare solo alcuni mA.

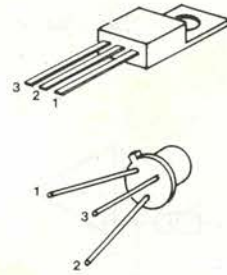
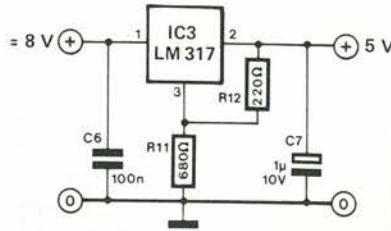
43 | Barometro a semiconduttore

1

- (B) vuoto
- (C) Ponte di Wheatstone



80553 - 1



La costruzione di un barometro è un progetto che ha sempre sfidato l'inventiva dei patiti dell'elettronica. Finora, però, tutto questo comportava l'uso di trasduttori di pressione di tipo meccanico e semielettronico. Recentemente è stato trovato un sistema completamente elettronico adatto alla misura di piccole differenze della pressione atmosferica. Il sensore è stato sviluppato dalla National Semiconductors ed è basato sul principio che la resistenza di un materiale semiconduttore varia quando questo viene inflesso. Si tratta in sostanza del principio piezo-resistivo.

In figura 1 si vede la sezione trasversale del sensore barometrico. Un pezzo di Silicio funziona da basamento ed un altro pezzo di materiale analogo leggermente incavato viene montato sopra di questo. Lo spessore del materiale di separazione (A) determina la sensibilità del sensore. All'interno della zona scavata viene fatto il vuoto. Un ponte di Wheatstone formato da quattro elementi piezo-resistivi viene diffuso sulla

faccia superiore. Quando la base si flette, il ponte si squilibra.

In Fig. 2 si vede lo schema elettrico del barometro elettronico.

Quando la pressione atmosferica aumenta, la resistenza di RA ed RC si abbassa ed il valore di RB ed RD aumenta. La tensione di alimentazione per il ponte viene ricavata da un integrato LM 10, il quale contiene un generatore di tensione di riferimento. La tensione di uscita dal ponte viene amplificata dall'operazionale contenuto nello stesso LM 10.

La tensione viene misurata mediante un voltmetro digitale costruito secondo un progetto standard. La tensione di riferimento per il voltmetro viene anch'essa derivata dall'LM 10.

Un grosso vantaggio di questo barometro elettronico rispetto ai suoi numerosi concorrenti semi-elettronici è che la sua taratura è molto semplice. Tutto quello che occorre è di misurare una volta la pressione atmosferica con un normale barometro

meccanico e di regolare P1 fino a quando sul display appare il numero desiderato. La pressione atmosferica può quindi essere direttamente letta in Millibar.

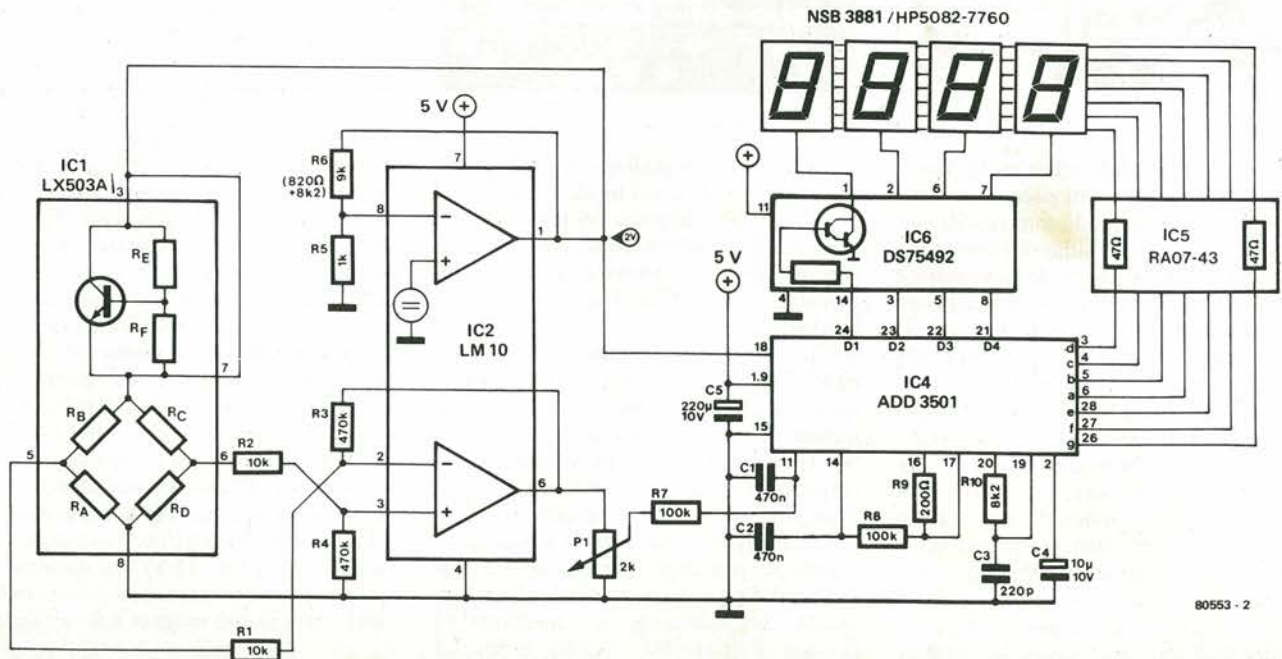
Il barometro è adatto esclusivamente all'uso all'interno di un'abitazione, perchè non è dotato di compensazione della temperatura. Per questo motivo, per una misura affidabile della pressione, è necessaria una certa stabilità della temperatura, come si può avere per esempio nella stanza di soggiorno.

L'alimentazione viene ricavata da un regolatore a cinque volt.

Lo schema un LM 317, ma al suo posto si può benissimo usare un 7805 o simili. In questo caso si deve togliere R11, che va sostituita da un ponticello, ed R12 che va semplicemente eliminata.

(Note applicative National Semiconductor).

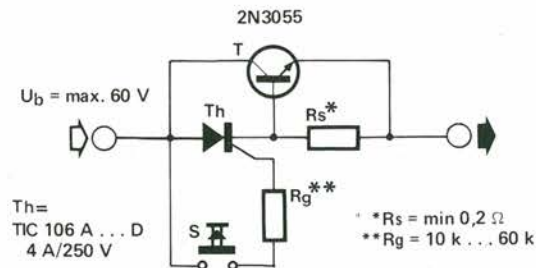
2



80553 - 2

44 Fusibile elettronico

Il fusibile elettronico che mostriamo qui forma una protezione rapida e facilmente ripristinabile per circuiti in corrente continua. Il tiristor (Th) viene acceso premendo brevemente il pulsante S. Il valore della resistenza R_g deve essere di circa $1 \text{ k}\Omega$ per ogni Volt di tensione di alimentazione. Il pulsante deve essere rilasciato non appena il tiristor è passato in conduzione. La corrente anodica continuerà a passare, anche in mancanza di pilotaggio, fino a quando scenderà al di sotto di un certo valore "di mantenimento". Questo potrà avvenire per esempio, se la corrente verrà fatta passare al di fuori del tiristor! A questo scopo si usa il transistor T e la resistenza R_s . La corrente del tiristor passa attraverso la resistenza R_s e, non appena la caduta di tensione ai suoi capi sarà maggiore di un certo valore di soglia, il transistor inizierà a condurre. Il valore di R (minimo $0,2\Omega$) deve quindi essere scelto in modo che il prodotto tra la



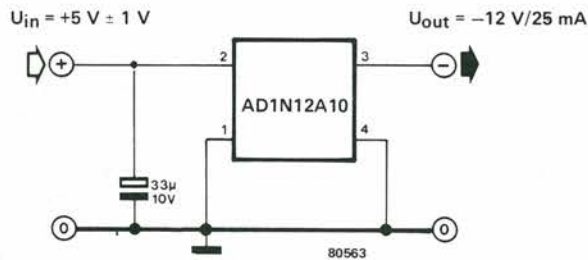
80570

corrente massima ed R_s sia maggiore del livello di soglia del transistor (circa $0,7 \text{ V}$). Quando T è saturato, la tensione collettore-base diminuisce, e quindi la corrente nel tiristor cade al di sotto del valore di mantenimento, causandone lo spegnimento. Di conseguenza il potenziale ai capi di R_s scende al di sotto del livello di soglia di T, che ritorna all'interdizione tagliando cor-

rente al carico. Mediante la pressione del pulsante S (reset) viene ristabilita la situazione iniziale. Questo fusibile, che può essere inserito senza difficoltà nel filo di alimentazione positivo della maggior parte delle apparecchiature, non presenta una caduta di tensione superiore ad 1 V .

45 - 12V da +5V

Si tratta di un dispositivo molto richiesto, specialmente nel campo dei microprocessori, nei quali la maggior parte del sistema è alimentata alla tensione standard TTL, meno certi dispositivi, come per esempio le memorie, che richiedono un'alimentazione negativa a bassa potenza. Ora non è più necessario aggiungere un trasformatore supplementare per questa alimentazione negativa, in quanto esistono alcune piccole basette contenenti piccoli convertitori c.c.-c.c., come l'AD1N12A10 della Astec, che svolge in modo efficace la sua funzione. Questo dispositivo misura appena $34 \times 26 \times 10$ millimetri, ed è capace di fornire una tensione negativa di 12 V con una corrente che può arrivare fino a 25 mA , derivandola da un'alimentazione positiva singola da 5 V .



Il rendimento di conversione dell'AD1N12A10 è di circa il 75%, e le percentuali di regolazione per la linea e per il carico sono sistemate rispettivamente intorno a 0,8 ed 1%. Per quanto nella configurazione base si richieda l'impiego di un solo condensatore, la tensione dell'ondulazione residua all'uscita è di soli 500 mV_{p-p} circa.

L'Astec produce una vasta gamma di tali convertitori, tutti funzionanti ricavando l'alimentazione da $+5 \text{ V}$, che producono tensioni di uscita positive ($+9, +12, +15, +20 \text{ V}$) oppure negative ($-5, -9, -12, -15, \text{ oppure } -20 \text{ V}$), oppure ancora due tensioni di uscita simmetriche ($\pm 9, \pm 12, \pm 15, \pm 20 \text{ V}$).

46 Trasmettitore di temperatura

Ci possono essere dei casi nei quali occorre eseguire delle misure di temperatura con sistemi elettronici, ma dove non si possono far passare dei lunghi fili di collegamento. In casi simili, il sistema che presentiamo può offrire una soluzione. Il sensore di temperatura è una resistenza NTC (Negative Temperature Coefficient = coefficiente di temperatura negativo),

R7 nello schema. Quando la temperatura della NTC aumenta, la sua resistenza diminuisce, ed il condensatore C2 si carica con maggiore rapidità. Questo condensatore viene ripetutamente scaricato dai transistori T1...T3. Con l'aumento di temperatura cresce anche la cadenza di ripetizione. Durante il tempo della scarica di C2, appare alla base di T4 un breve impulso posi-

vo che ne provoca l'oscillazione ad una frequenza determinata da L1 e C1 (circa $1,3 \text{ MHz}$). Quindi questo circuito è un "vero" trasmettitore che viene attivato per brevissimi periodi, maggiormente ravvicinati quando la temperatura è maggiore: 60 Hz a 25°C , con un aumento di $5 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$. Per evitare interferenze con la ricezione delle stazioni di radiodiffusione ad onde

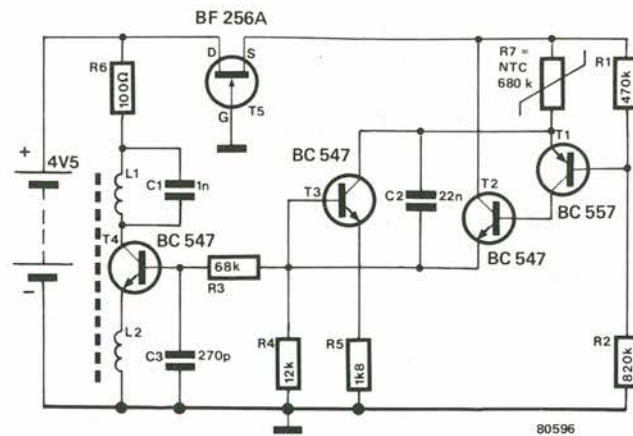
medie, il circuito deve essere usato in una zona ben schermata. La portata è molto limitata per la bassa potenza, ed arriva a non più di qualche metro: non è consigliabile aumentare la tensione di alimentazione.

Le bobine sono avvolte su un piccolo nucleo di ferrite dal diametro di 1,7 mm, lungo 18 mm. Le dimensioni non sono critiche in quanto non esistono requisiti di precisione per la frequenza di emissione. L1 è formata da 32 spire, ed L2 da 5 spire. Il FET T5 stabilizza la corrente, e con essa la tensione di alimentazione della sezione di modulazione. Questo FET deve essere selezionato per tentativi. L'idea consiste nel fatto che deve esistere una tensione costante ai capi di R1 ed R2 quando la variazione della tensione di batteria rag-

giunge i + 2 V. Questo è necessario per raggiungere uno stabile rapporto tra la fre-

quenza di modulazione e la temperatura.

J. Severs



47

Regolatore di luce controllato a distanza

L'integrato S566B fabbricato dalla Siemens costituisce la base di un ottimo regolatore di luce (light dimmer). Il circuito è azionato con un pulsante a sfioramento ed è atto a regolare l'intensità luminosa in modo continuo e senza gradini.

Il circuito non fa quindi uso di potenziometri o di altre parti mobili soggette a logorio o rottura. Lo schema base di questo circuito è già stato pubblicato nell'edizione estiva dell'80.

L'integrato controlla un Triac che sarà in conduzione solo nei momenti determinati dall'integrato. I periodi di tempo così delimitati definiscono la potenza che raggiunge la lampada e, di conseguenza, l'intensità luminosa. L'angolo di conduzione può essere regolato tra 30° e 150° di ciascun semiperiodo dell'onda della tensione di rete.

Come già detto, il dimmer è azionato da un interruttore a sfioramento. Toccando quest'ultimo per un breve tempo (tra 60 e 400 ms), la luce si accenderà al preciso livello al quale era stata spenta; toccando nuovamente il sensore per un tempo uguale al precedente, la luce si spegnerà nuovamente. Quando il sensore resta in contatto con il dito per un tempo superiore ai 0,4 s, la luce si accende al livello predisposto in precedenza, e quindi cambia lentamente d'intensità in aumento od in diminuzione, a seconda della direzione che aveva la va-

riazione nel precedente azionamento.

Il funzionamento è meglio chiarito in figura 1. Il ciclo completo, ossia il tempo che occorre per cambiare tra la piena luce e l'oscurità e quindi ritornare alla piena luce, è di 7 secondi. Il sensore si deve toccare fino a quando l'intensità luminosa raggiunge il valore desiderato, poi deve essere abbandonato. Da questo momento resterà stabile la luminosità ottenuta.

Tutto questo è molto bello ma noi vogliamo qualcosa di più.

Lo scopo di questo articolo è di permettere il completo controllo di queste funzioni a distanza, un vero e proprio telecomando personale dell'illuminazione. Non si tratta di un problema molto difficoltoso usando un ricevitore ultrasonico per controllare l'S 566 B.

La figura 2 mostra lo schema completo della parte ricevente.

La parte compresa nella linea tratteggiata è il sistema di controllo della luce mentre il restante circuito costituisce il ricevitore. Un ulteriore vantaggio di questo progetto è che è ancora possibile usare il sensore.

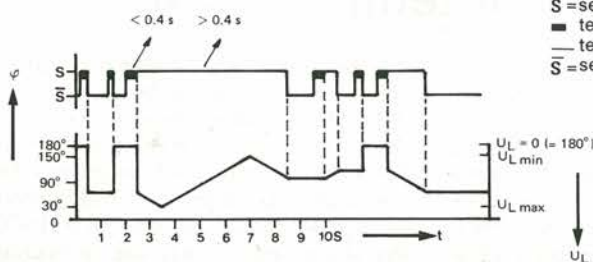
In figura 3 si vede il circuito trasmittente: è alimentato a batteria e può essere costruito in dimensioni sufficientemente ridotte da permetterne l'isersione in un contenitore che si possa tenere in mano, possibilmente una scatola di musicassetta. Come oscilla-

tore si usa un 555 e la frequenza sarà di circa 80 Hz. Questa frequenza viene usata per commutare l'oscillatore di uscita (il BC 547 B e relativi componenti) che trasmette a 35 kHz. Il trasduttore ultrasonico produce quindi dei treni di impulsi di 35 kHz con una scadenza di ripetizione di 80 Hz. A prima vista tutto questo potrebbe apparire piuttosto "macchinoso" per un semplice trasmettitore ad ultrasuoni ma esiste naturalmente una buona ragione per l'uso di tali accorgimenti. Nell'ambiente attuale ricco di televisori e apparecchiature Hi-Fi comandati a distanza, le onde ultrasoniche possono provenire da varie altre sorgenti. Di conseguenza il trasmettitore deve essere "codificato" in modo che il ricevitore di controllo della luminosità possa decifrare il comando effettivamente diretto ad esso tra tutti i restanti "rumori". Nel ricevitore questo avviene con l'aiuto di un integrato specialmente progettato, il decodificatore di nota a PLL tipo 567.

L'uscita dal trasduttore ricevente viene amplificata da T4 e T5. La rivelazione di ampiezza avviene mediante i diodi D4 e D5 mentre C16 produce il segnale di codice ad 80 Hz destinato al rivelatore di nota 567. Quando arriva il segnale ad 80 Hz, al 567 si "aggancia ad esso e produce un segnale di uscita mandando a livello basso il piedino 8. Il potenziometro P1 è previsto per permettere le piccole sintonizzazioni che potrebbero essere necessarie.

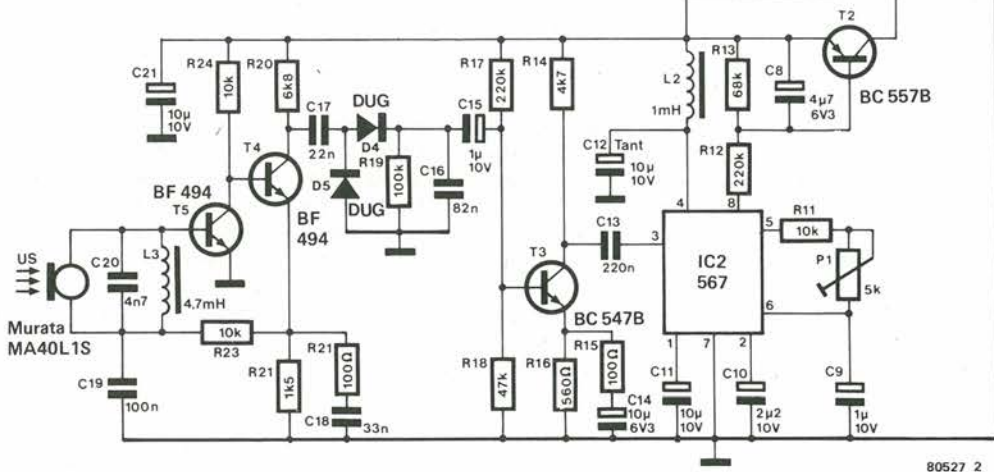
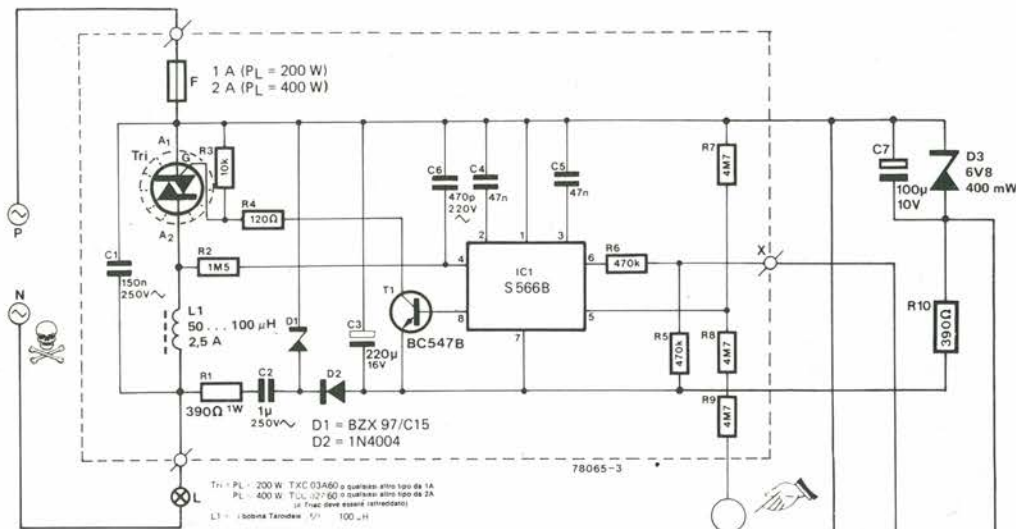
Il segnale di comando "rivelato" viene amplificato da T2 ed applicato al piedino 6 dell'S 566 B il quale lo "riconosce" come un ingresso simile a quello proveniente dal sensore a sfioramento. In effetti il pulsante del trasmettitore autorizza il dimmer a funzionare nello stesso esatto modo con cui lo avrebbe azionato il sensore. In altre parole, toccandolo per meno di 40 ms, si accenderà o si spegnerà la luce (a seconda dello stato della lampadina al momento della pressione del pulsante); premendolo

1



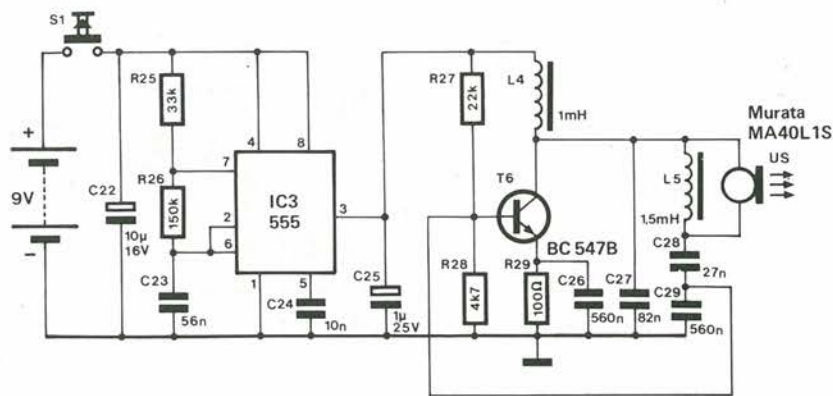
φ = angolo di conduzione
S = sensore toccato
■ tempo di contatto < 400 ms
— tempo di contatto > 400 ms
S̄ = sensore non toccato

2



80527 2

3



80527 - 3

per più di 0,4 sec. si varierà l'intensità della luce.

Provvedendo il triac di un'aletta di raffreddamento di dimensioni sufficienti, si potrà collegare un carico massimo di 400 W. Naturalmente non si potranno usare lampade fluorescenti in quanto esse richiedono una tecnica completamente diversa. La sicurezza è, naturalmente, un requisito importante che deve essere tenuto ben presente nel montaggio. È già disponibile un circuito stampato per il regolatore di luce vero e proprio (la parte compresa nelle

linee tratteggiate in figura 2): il "touch dimmer" EPS 78065. Questa basetta stampata può facilmente essere montata entro un normale interruttore da parete domestico. In un altro contenitore simile si può montare il ricevitore ad ultrasuoni; quest'ultimo dovrà essere sistemato in una posizione dalla quale il trasduttore possa essere "visto" senza ostacoli frapposti! Tutto questo è necessario solo se si debba superare una distanza superiore a 7 metri; per distanze minori si ottengono buoni risultati anche per riflessione da parte delle

pareti.

La massima attenzione deve essere prestata alla linea di alimentazione di rete del ricevitore. Il punto P del dimmer indica il conduttore di fase: deve essere quindi collegato al filo di fase della rete.

Ultima cosa, ma non meno importante: occorre essere molto cauti nel maneggiare il circuito ricevente, ricordandosi sempre che è direttamente collegato alla rete. Questo vale anche per il contenitore metallico del trasduttore!

48

Caricabatterie al nichelcadmio

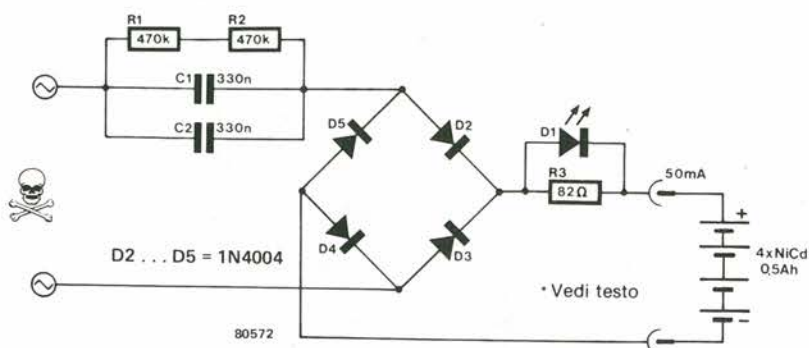
Ora il prezzo delle piccole batterie al Ni-Cd è piuttosto basso, il costo del relativo caricabatterie risulta spesso sproporzionatamente alto. È difficile poter trovare un modo di caricare quattro elementi a torcetta più a buon mercato di quello qui descritto: inoltre il circuito ha una bassa dissipazione e fornisce una corrente costante alle pile da caricare.

Il circuito adopera due condensatori collegati in parallelo, al solito trasformatore, per ottenere una corrente sufficiente (un decimo della capacità della batteria, ovvero 50 mA) dalla presa di rete. La tensione che appare al terminale "freddo" dei condensatori viene raddrizzata da quattro diodi.

Il LED è stato inserito per indicare che avviene effettivamente la carica. Le resistenze R1 ed R2 sono state aggiunte come misura di sicurezza. Questo perché quando si stacca il caricabatterie, i condensatori potrebbero rimanere ancora carichi se non è previsto un circuito di scarica.

La sicurezza costituisce un importante aspetto di questo schema, dato che i principali componenti sono direttamente collegati alla rete, e questo potrebbe portare a degli infortuni!

Per questo motivo nella costruzione biso-



gna prendere tutte le adeguate precauzioni.

Il circuito completo può essere montato nella parte incernierata di una scatola per cassette in modo che sia impossibile toccare le parti sottoposte ad alta tensione. La sezione che contiene le batterie al Ni-Cd ha due terminali a saldare che scompaiono dentro due fori quando la scatola è chiusa e che non fanno contatto elettrico fino alla completa chiusura della scatola stessa. Questo accorgimento elimina qualsiasi pericolo durante la carica delle batterie. Non

sarebbe naturalmente una cattiva idea aggiungere un fusibile da 1 A ed un interruttore di rete bipolare.

Notare che i condensatori C1 e C2 devono essere dimensionati per la tensione di rete - almeno 250 V. Attenzione: la tensione di lavoro in corrente continua non dà nessuna garanzia.

Non è un'eccezione che dei condensatori dimensionati a 400 V c. c. abbiano una tensione di lavoro c.a. di soli 200 V od anche meno!

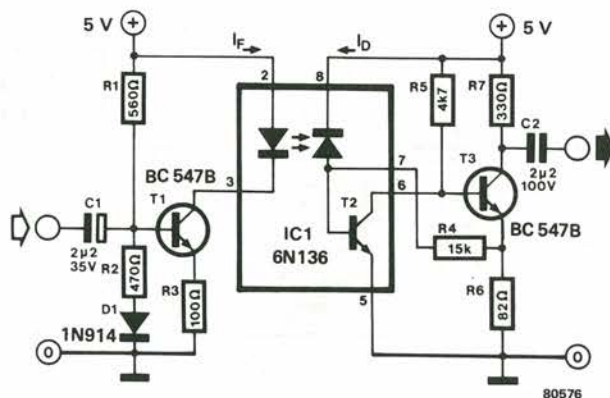
C. W. Brederode

49

Accoppiatore ottico ad alta frequenza

Spesso è necessario garantire un trasferimento "sicuro" dei segnali da un circuito ad un altro. Deve passare il segnale desiderato che è in alternata, mentre le tensioni continue, anche se piuttosto alte, devono essere completamente bloccate; spesso è anche indesiderabile il trasferimento da un circuito all'altro di energia elettrica alternata. Questo caso è tipico di circuiti percorsi dalla tensione di rete o da alte tensioni continue, che devono essere separati da altri, i quali possano essere "toccati" con sicurezza. Allo stato attuale delle cose, la soluzione standard è di usare il cosiddetto opto-accoppiatore: il segnale utile viene trasferito sotto forma di luce.

Nel circuito qui presentato, il segnale d'ingresso viene applicato a T1. Questo transistor è polarizzato a 20 mA mediante R1...R3. R3 è scelta in modo che I_F (la corrente che passa attraverso il fotodiode) possa variare da 15 mA a 25 mA quando la tensione d'ingresso varia di 1V_{p-p}. Si può migliorare la linearità a spese del rapporto segnale/rumore, riducendo l'oscillatore di I_F . Questo si ottiene aumentando il valore di R3 ed aggiungendo una resistenza tra il collettore di T1 e la massa, onde ottenere la voluta corrente di riposo attraverso il fotodiode (20 mA).



Il transistor di uscita dell'integrato, T2, è collegato in cascata a T3. Attraverso R4 ed R6 avviene la retroazione. R6 è dimensionata per il massimo prodotto guadagno/larghezza di banda di T3. R7 determina l'oscillazione massima di uscita: essa deve essere naturalmente scelta in modo da ottenere la massima uscita senza taglio dei picchi. Il guadagno ad anello chiuso ($\Delta U_{out}/\Delta U_{in}$) viene determinato da R4 secondo la seguente formula:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{i_d}{I_F} \cdot \frac{1}{R3} \cdot \frac{R4 \cdot R7}{R6}$$

Nella spiacevole eventualità che l'amplificatore di uscita (T2/T3) decida di funzionare da oscillatore, un condensatore da 27.....100p disposto tra il collettore e la base di T3 rimetterà le cose in ordine.

Dati tipici:

2% di linearità su un campo dinamico superiore ad 1 V_{p-p}

Larghezza di banda: 10 MHz

Deriva il guadagno: -0,6%/°C

Reiezione in modo comune: . 22 dB ad 1 MHz

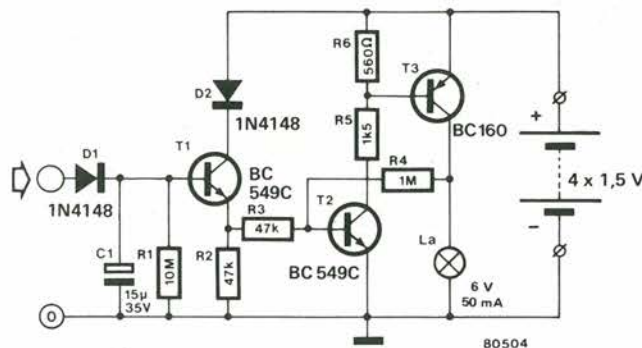
Isolamento in c.c. 3000 V (note applicative HP)

50

Fanalino posteriore di sicurezza

Può capitare di dover andare in bicicletta quando fa buio. L'inconveniente sta nel fatto che la dinamo della bicicletta produce energia per i fanali solo quando si va avanti pedalando con un certo vigore. Quando si deve rallentare ai semafori, agli stop, eccetera, l'intensità del fanalino rosso posteriore diminuisce in modo considerevole, ed i veicoli che seguono troveranno difficoltà a vedervi proprio nel momento più pericoloso. La luce posteriore di sicurezza qui descritta è un'aggiunta indispensabile al normale riflettore. Quando la dinamo sarà in movimento e produrrà corrente, la luce posteriore si accenderà, con un'intensità indipendente dalla velocità della bicicletta. Inoltre resterà accesa per circa quattro minuti dopo la fermata della bicicletta, ossia un tempo più che sufficiente ad attraversare anche l'incrocio più ingorgato di traffico.

Sfortunatamente il circuito deve essere alimentato da batterie e, quando queste sono esaurite, non funziona più. Ci si può consolare però, se si pensa che con 4 o 5 torcette del tipo alcalino, l'autonomia è di almeno 35 ore.



All'ingresso del circuito si collega il filo proveniente dalla dinamo che normalmente va al fanalino posteriore. In presenza di una tensione, T1 è mandato in conduzione e fornisce corrente alla base di T2 e di T3. La lampadina quindi si accenderà. Quando il ciclista si arresta e la dinamo cessa di erogare tensione, T1 continua a condurre per alcuni minuti, finché il condensatore C1 si è scaricato su R1 di una quantità tale da provocare il basculamento del trigger di

Schmitt formato da T2/T3 che a sua volta fa spegnere la luce. Da questo momento il circuito non funziona più e non assorbe corrente dalla batteria.

Se si deve usare il sistema per tanto tempo conviene adoperare cinque elementi al Ni-Cd (della stessa misura delle torcette). Con una capacità di 0,5 A/h ed una lampadina posteriore da 6V/50 mA le batterie dovrebbero avere un'autonomia di circa 10 ore.

51

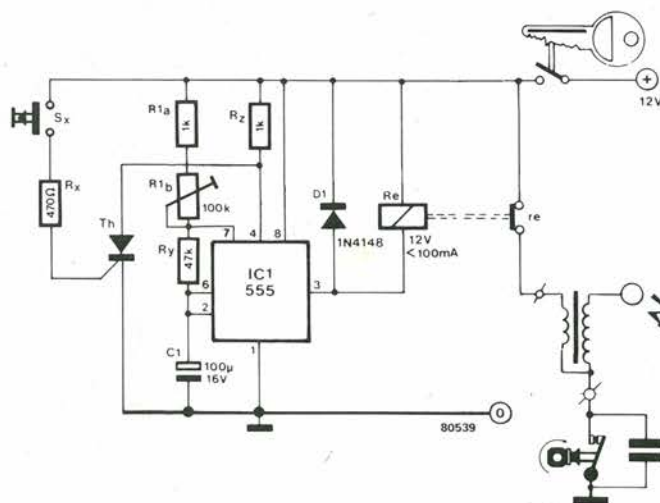
Antifurto perfezionato

Per chi è un pò distratto, il circuito antifurto pubblicato nel numero di Giugno 80 di Elektor presenta un inconveniente.

Funziona solo quando è acceso! Con le modifiche qui descritte il circuito funzionerà nel modo opposto. In altre parole l'antifurto resterà sempre attivo salvo che non si preme il pulsante di disattivazione (ben dissimulato) quando si vuole entrare nell'automobile.

Dal punto di vista elettronico il modo più semplice di escludere il sistema è di "bloccare" il circuito mediante un tiristor. Lo schema allegato mostra tutte le modifiche da apportare al progetto originale. L'interruttore S1 dello schema originale è stato eliminato mentre è stato previsto un pulsante Sx. I soli componenti aggiuntivi sono alcune resistenze ed un tiristor. La resistenza R1 può essere sostituita da un potenziometro trimmer ed il valore di C1 può essere aumentato. Il tempo di funzionamento del circuito dipenderà quindi dalla regolazione del potenziometro e potrà essere variato entro limiti molto ampi.

Girando la chiavetta dell'accensione i contatti del relè si apriranno e si chiuderanno ad intervalli predisposti e regolari per simulare disturbi dovuti al motore. Se però viene premuto il pulsante nascosto, il tiristor passerà in conduzione e manderà a



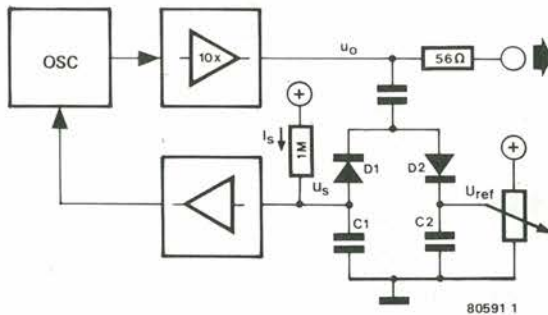
livello basso l'ingresso di reset (piedino 4). Il relè sarà eccitato ed i suoi contatti resteranno chiusi mantenendo la continuità del circuito di accensione. Non appena il motore viene spento girando la chiavetta d'accensione, il circuito si riattiverà automaticamente.

Occorre notare che il relè resta eccitato in

continuità quando il motore gira. Questo per evitare il pericolo dei rimbalzi dei contatti a causa delle vibrazioni. Si può però collegare il relè tra il piedino 3 e la massa dell'alimentazione in modo da mantenerlo diseccitato a motore in movimento.

52 | Oscillatore ad alta frequenza variabile

1



I tipi più semplici di oscillatori ad alta frequenza presentano di solito una degradazione dell'ampiezza della forma d'onda quando la frequenza aumenta. Con questo circuito si è fatto un tentativo di contrastare questi svantaggi e di progettare un oscillatore che avesse un elevato campo di frequenze (100kHz.....100 MHz) e che potesse essere modulato sia in frequenza che in ampiezza, con una forma d'onda più sinusoidale possibile.

In un semplice oscillatore a tre punti l'ampiezza e la forma d'onda sono influenzate dal fatto che le non-linearità del transistor oscillatore variano con la frequenza (sono infatti queste che controllano l'ampiezza). Il circuito si basa su un FET la cui velocità di commutazione viene regolata con l'aiuto dell'ampiezza del segnale generato. Questo ne provoca il funzionamento lineare e la forma d'onda si avvicina al massimo a quella ideale mentre l'ampiezza resta costante.

Il FET viene usato in un circuito Colpitts per produrre il minor numero possibile di armoniche (grazie alle caratteristiche di passabasso del circuito che determina la frequenza).

L'oscillatore fa parte dello schema a blocchi di figura 1. Lo schema mostra un rivelatore di inviluppo che misura l'ampiezza del segnale generato. All'inizio la tensione ai capi di C1 è pressoché uguale a quella di U_{ref} a causa della bassissima corrente di polarizzazione I_s . I picchi negativi del segnale generato provocano la scarica di C1 fino ad un livello tale che $U_s \sim U_{ref}$, quindi allorché si verificherà la situazione $U_o \sim U_{ref}$, C1 sarà completamente scarico. Il circuito D2/C2 contrasta la scarica di C1. Amplificando il più possibile la tensione ai capi di C1 ($=U_s$) ed utilizzandola come segnale di controllo per l'oscillatore, si ottiene un circuito di regolazione che fa in modo che U_o ed U_{ref} restino pressoché uguali. Le differenze tra le due tensioni possono essere ulteriormente ridotte inserendo un sistema di offset. Se U_{ref} viene regolata (o variata con una tensione ausiliaria) si ottiene un controllo di ampiezza (o modulatore di ampiezza) tra 0 e 5 V.

L'amplificatore di controllo deve avere la possibilità di amplificare con guadagno costante le alte frequenze (per garantire la stabilità) e deve avere delle caratteristiche di integrazione/miscelazione per le basse

frequenze. Il guadagno deve essere determinato empiricamente ad un valore che sia il massimo possibile senza rischi di instabilità.

Lo schema completo si vede in figura 2. Dato che il funzionamento è già stato spiegato con lo schema a blocchi, in questa figura si potranno individuare con sufficiente facilità i vari blocchi. L'oscillatore Colpitts è basato su T1, l'amplificatore buffer su T2 e T3 mentre, come amplificatore di controllo, viene usato un 741 (IC1).

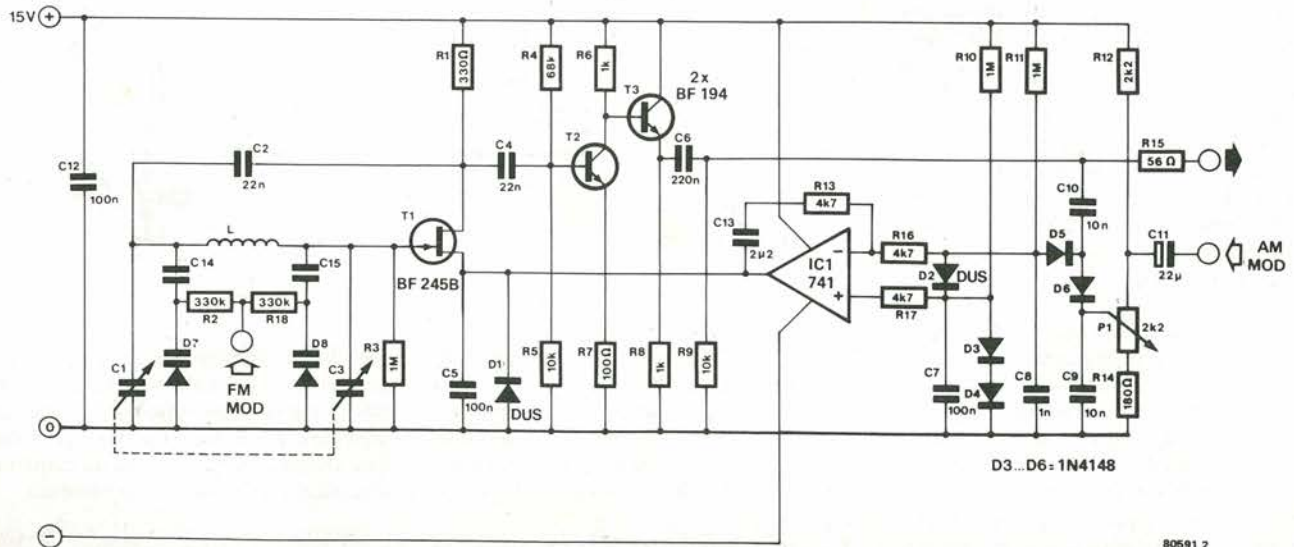
R. Van den Brink

Nota editoriale

L'Autore ha presentato questo progetto sotto forma di idea "sulla carta", è questo il motivo per cui l'elaborazione pratica non è perfetta. Quindi l'amplificatore non è perfetta. Quindi l'amplificatore 10x (T3) ha una banda passante limitata e può dare origine a distorsioni.

Inoltre, disaccoppiando il source di T1 si limita la larghezza di banda di modulazione, mentre il controllo automatico di guadagno viene derivato dall'uscita di guadagno viene derivato dall'uscita, quindi dovrete sempre fare attenzione a cosa collegate a questa uscita. Dato che dei veri esperti di alta frequenza potranno essere in condizioni di far funzionare bene il circuito almeno fino a 10 MHz con una modulazione di 1 kHz, l'idea è stata giudicata degna di pubblicazione.

2



53

VCO di precisione

Secondo l'autore la linearità e la sincronizzazione di questo circuito (nel caso che si usino parecchi VCO) sono eccellenti. Con un'accurata regolazione del circuito si possono ottenere precisioni inferiori allo 0,01%! Inoltre questo oscillatore controllato in tensione ha la possibilità di generare anche onde quadre, triangolari ed a denti di sega. Questo lo rende molto adatto per sintetizzatori musicali e per applicazioni di misura. Tra queste ultime citiamo come esempio generatori di forme d'onda di precisione e convertitori tensione-frequenza. L'oscillatore è formato da un miscelatore (IC1), e da un trigger di Schmitt (IC2). Quando l'uscita di IC2 è positiva (+15 V), il FET (T1) sarà in conduzione; quando la tensione di uscita è negativa, T1 sarà interdetto. T1 funziona quindi da commutatore elettronico. Quando T1 è in conduzione arriva al condensatore C1 una corrente di carica attraverso le resistenze R1 ed R2. La tensione all'ingresso invertente di IC1 sarà la medesima di quella presente all'ingresso non invertente. Quest'ultima viene determinata dal partitore di tensione R3/R4 ed è uguale ad $1/3 U_{in}$. La corrente di carica provoca un aumento della tensione al condensatore ed una corrispondente diminuzione della tensione all'uscita di IC1. Viene in questo modo generata la rampa discendente dell'onda triangolare. Non appena la tensione di uscita raggiunge la soglia inferiore del trigger di Schmitt, l'uscita di IC2 commuterà a livello alto e T1 comincerà a condurre. La corrente passerà ora in direzione opposta e C1 si scaricherà. D'altra parte la tensione di uscita di IC1 aumenterà fino a raggiungere la soglia superiore del trigger di Schmitt ed il ciclo

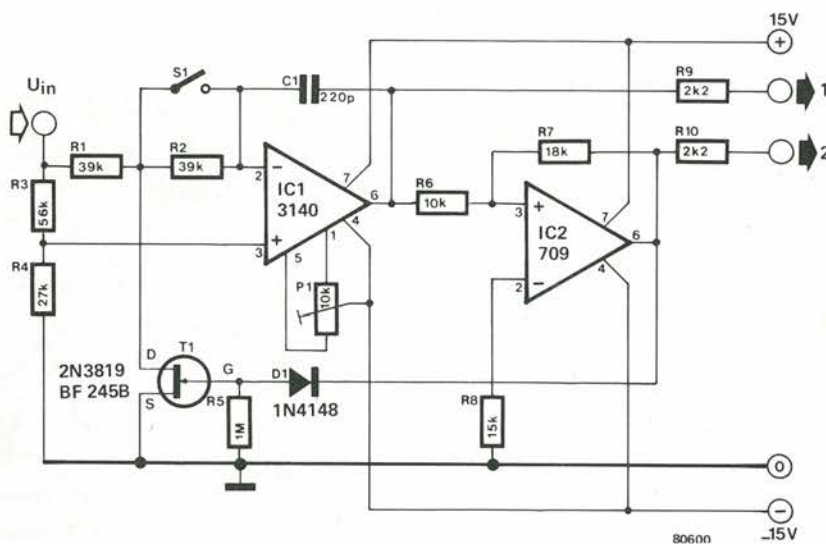
completo potrà ricominciare dall'inizio. Il segnale triangolare è disponibile all'uscita 1, mentre un'onda quadra simmetrica si può prelevare dall'uscita 2. Se l'interruttore S1 è chiuso, il condensatore si scaricherà molto rapidamente. Verrà quindi generata un'onda a dente di sega discendente con una frequenza doppia di quella dell'onda triangolare originaria. La seconda uscita produrrà ora degli impulsi "aghiformi". L'ampiezza dell'onda triangolare sarà di $\pm 8,3V$, mentre quella dell'onda quadra sarà di $\pm 15V$. Per ottenere la massima precisione si useranno resistenze a strato metallico con tolleranza dell'1% (tranne R5, R9 ed R10) mentre per C1 si consiglia l'uso di un condensatore ceramico.

La frequenza di funzionamento può essere calcolata con la seguente formula:

$$f = \frac{U_{in} \cdot R6}{180 \cdot R7 \cdot R2 \cdot C1} \text{ Hz}$$

Con i valori dello schema si ottiene un fattore di conversione di 357 Hz/V. Il circuito viene regolato collegando a massa entrambi gli ingressi di IC1, e quindi regolando P1 in modo da avere all'uscita una tensione di 0V (piedino 6).

A. van Ginneken



54

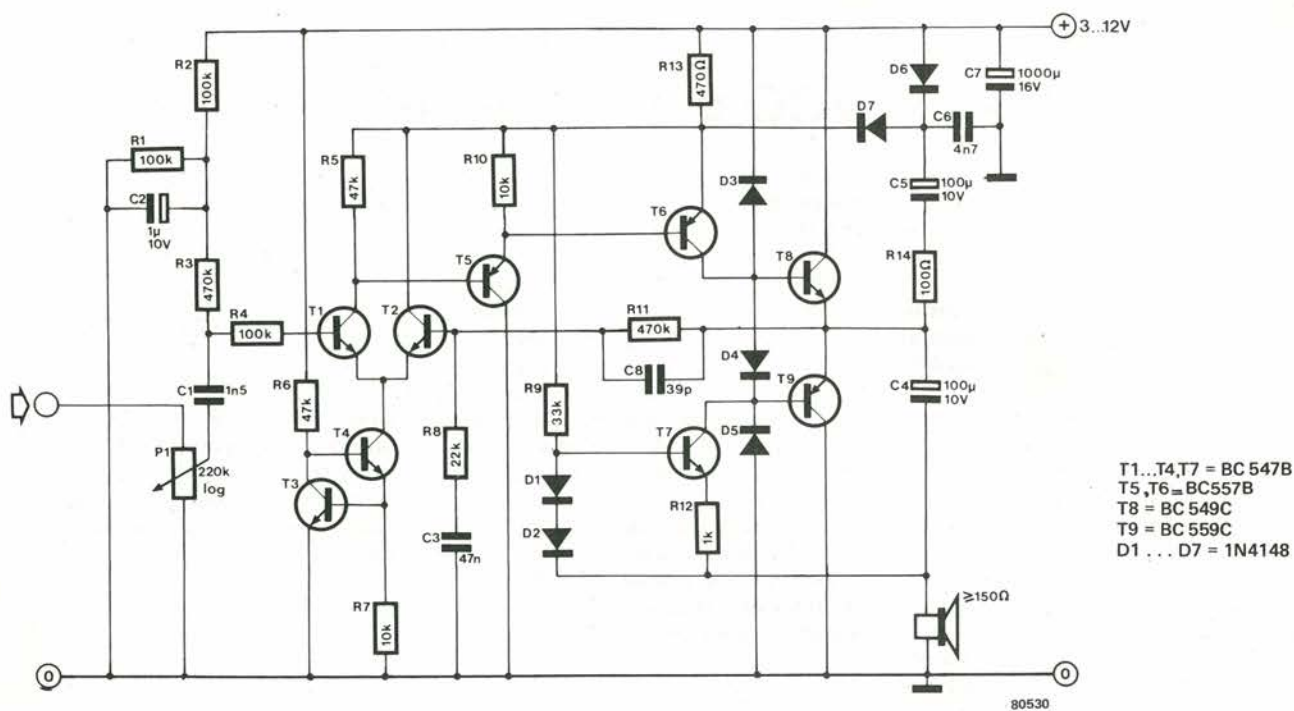
Amplificatore ULP

A prima vista questo progetto di amplificatore sembra del tutto simile agli altri. Però possiede un certo numero di caratteristiche molto interessanti. Per cominciare l'abbreviazione "ULP" sta per "Ultra Low Power" (= minima potenza). Questo non si riferisce tanto alla potenza di uscita dell'amplificatore (100 mW), ma piuttosto alla corrente di riposo che è all'incirca di 1,5 mA. Questo rende l'amplificatore particolarmente adatto all'impiego in ricevitori alimentati a batterie solari. Un altro vantaggio consiste nella grande possibilità di variazione della tensione di alimentazione. Tranne la potenza massima di uscita, le altre caratteristiche restano invariate passando da un'alimentazione a 3 V ad una a 12 V. Anche il guadagno di tensione rimane costante. Guardando il circuito di figura 1 si potreb-

be avere l'impressione che l'amplificatore abbia un numero spaventoso di componenti. Si tratta nondimeno di componenti di tipo "normale". Per rendere possibile il buon funzionamento dell'amplificatore a tutte le tensioni di alimentazione, è stato usato come stadio di ingresso un amplificatore differenziale (T1, T2) con un generatore di corrente (T3, T4) nel circuito di emettitore. Il segnale di ingresso passa dal collettore di T1 al Darlington discreto T5 e T6. Per garantire il maggior guadagno possibile anche nel circuito di collettore di T6 c'è un generatore di corrente (T7). Nonostante il fatto che la corrente di riposo del transistor di uscita sia fissa (c'è solo un diodo tra la base di T8 e quella di T9), la distorsione di cross-over viene mantenuta ad un valore minimo grazie a questo tipo

di controllo della corrente. Naturalmente sarà d'aiuto un certo tasso di controreazione. Il circuito di controreazione è formato da R11 e da C8 ed è collegato tra gli emettitori dei transistori di uscita e la base di T2. Il guadagno di tensione dell'amplificatore ULP è determinato dal rapporto tra R11 e R8 ed, in questo caso, è 22. Per ottenere la massima ampiezza di uscita (pari quasi alla tensione di alimentazione - fenomeno in verità alquanto raro!) è stato applicato un bootstrap in due modi. Per quanto riguarda la semionda negativa del segnale, la "base" del generatore di corrente (punto di unione tra D2 ed R12) è collegata al condensatore di uscita invece che a massa. L'ampiezza picco-picco del segnale di uscita sarà così maggiore in quanto la tensione del segnale di uscita verrà aggiunta alla tensione di alimentazione del

1



2

Elenco componenti

Resistenze:

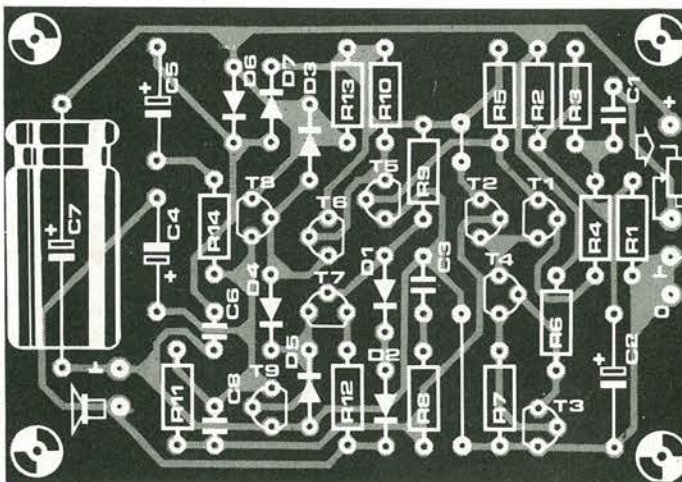
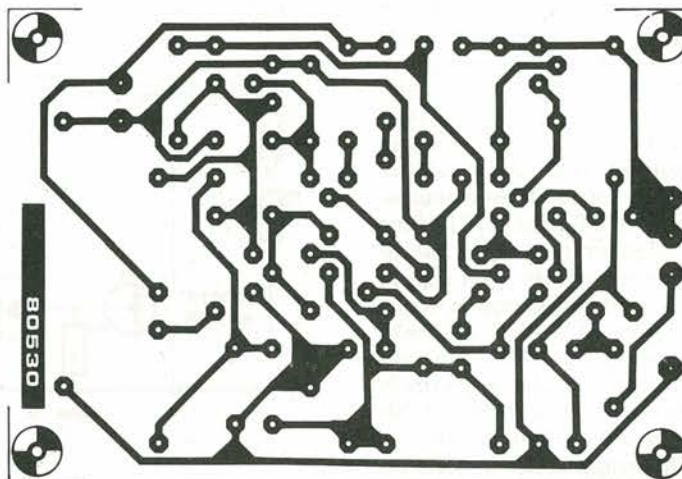
R1,R2,R4 = 100 k
R3,R11 = 470 k
R5,R6 = 47 k
R7,R10 = 10 k
R8 = 22 k
R9 = 33 k
R12 = 1 k
R13 = 470 Ω
R14 = 100 Ω
P1 = 220 k log.

Condensatori:

C1 = 1n5
C2 = 1 μ/10 V
C3 = 47 n
C4,C5 = 100 μ/10 V
C6 = 4n7 (cer.)
C7 = 1000 μ/16 V
C8 = 39 p

Semiconduttori:

T1...T4,T7 = BC 547B
T5,T6 = BC 557B
T8 = BC 549C
T9 = BC 559C
D1...D7 = 1N4148



driver. Un uso simile si è fatto anche della semionda positiva del segnale e questo, per quanto ne sappiamo, è la prima volta nella storia.

Il segnale di uscita viene applicato ai diodi D6 e D7 dopo averlo fatto passare attraverso R14 e C5. Dopo essere raddrizzato, viene sommato alla tensione di alimenta-

zione positiva, quindi il segnale sulla giunzione R13/D7 assumerà un valore superiore a quello della tensione di alimentazione.

Tutto ciò provocherà naturalmente un aumento della tensione di picco del segnale di uscita durante la semionda positiva.

Per evitare il sovrappilottaggio di T8 e T9,

l'uscita del driver è limitata da due diodi (D3 e D5).

La figura 2 mostra la basetta stampata dell'amplificatore. Non è proprio piccolissima ma il suo basso consumo di corrente farà certamente molto scalpore.

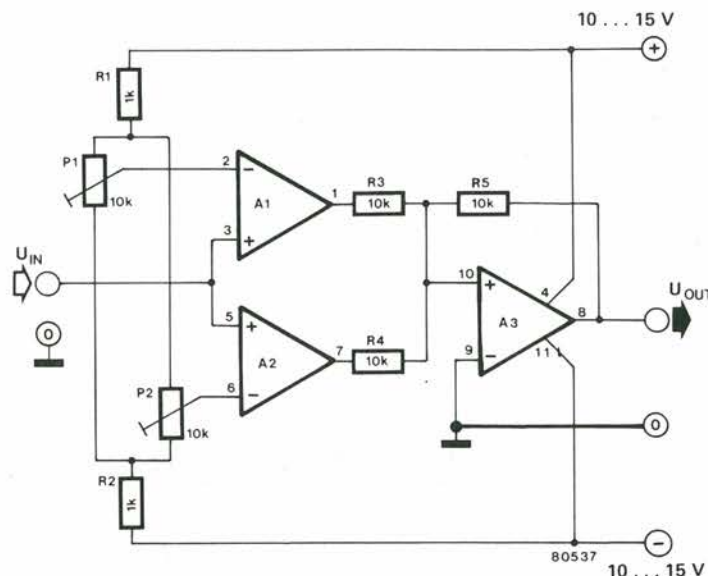


55 | Trigger a soglie regolabili

La maggior parte dei trigger con isteresi di commutazione (compresi i trigger di Schmitt) hanno delle soglie di commutazione che non si possono facilmente predisporre (o non si possono predisporre affatto) perché i livelli si influenzano tra di loro oppure incidono sul comportamento in commutazione del trigger. Questo particolare trigger fa eccezione ed è formato da tre amplificatori operazionali.

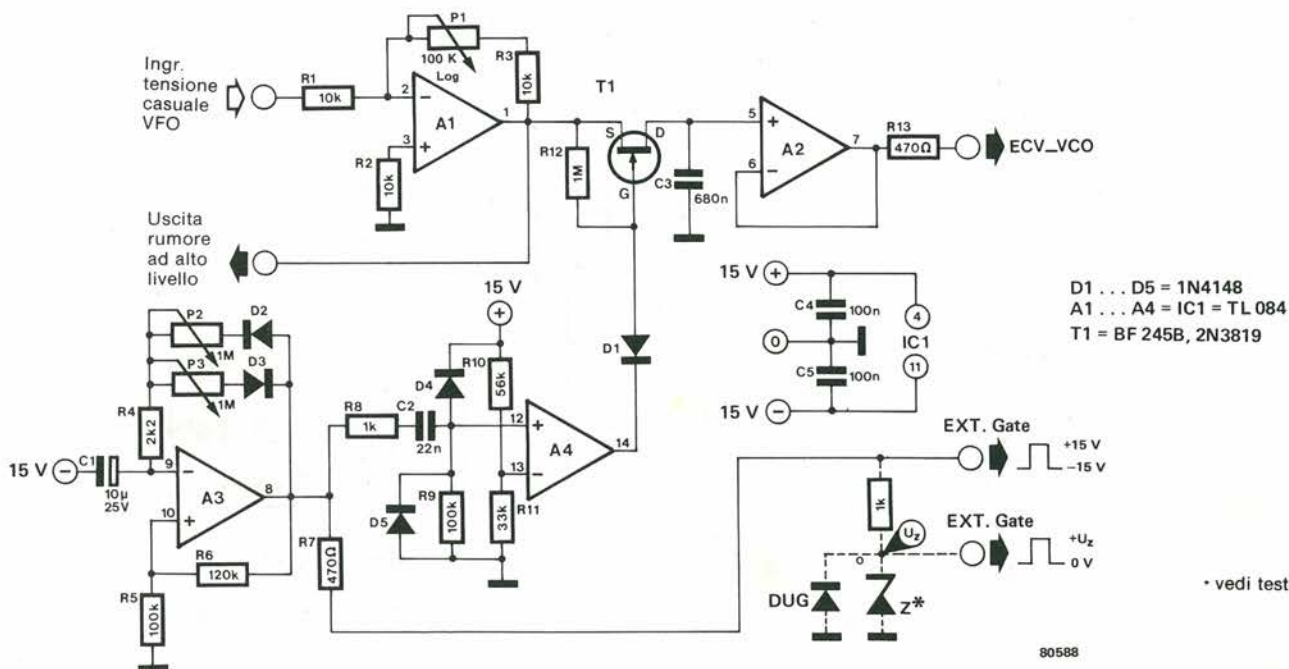
Le soglie di regolazione possono essere prefissate tra 0 e 83% della tensione positiva o di quella negativa, in modo indipendente, mediante P1 e P2. Non c'è differenza ad usare uno qualsiasi dei due potenziometri per la soglia superiore od inferiore. Solo quando la tensione d'ingresso è maggiore della massima tensione di soglia selezionata, le uscite di A1 ed A2 andranno entrambe a livello "basso". La tensione al piedino 10 di A3 sarà quindi inferiore a quella del piedino 9, e di conseguenza la tensione di uscita diverrà negativa.

Il trigger può funzionare con segnali in continua oppure in alternata. I valori di picco dei segnali d'ingresso devono ovviamente restare entro i limiti della tensione di alimentazione.



A1,A2,A3 = 3/4 TL 084

56 | Circuito a campionamento e tenuta per sintetizzatori



80588

Chi suona il sintetizzatore richiede spesso una generazione di suoni totalmente casuale. Si può realizzare un apparecchio che produce una tensione di controllo di nota casuale utilizzando un circuito a campionamento e tenuta (sample and hold). Il circuito qui trattato produce anche impul-

si di controllo con rapporto impulso-pausa indipendentemente variabile, atti a controllare il sintetizzatore. Il segnale l'ingresso può essere ricavato da un generatore di rumore, oppure da un LFO (Low Frequency Oscillator = oscillatore a bassa frequenza).

Il guadagno dell'amplificatore d'ingresso può essere fatto variare tra 1 e 10. Il segnale d'ingresso amplificato viene portato all'uscita in modo da poter essere utilizzato per altri scopi, per esempio per ottenere una modulazione molto potente, oppure come "effetto tuono". Darete vita alla vo-

• vedi testo

stra musica.

L'amplificatore d'ingresso è seguito da un commutatore a FET (T1) che conduce quando riceve un impulso dal generatore di impulsi di controllo. Nello stesso momento il condensatore collegato al drain di T1 si carica fino al valore istantaneo dell'uscita dell'amplificatore. L'amplificatore buffer ad alta impedenza A2 fa in modo che la tensione al condensatore rimanga costante dopo il passaggio del FET all'interdizione.

La tensione di controllo campionando il segnale di rumore prende un valore totalmente casuale. L'uscita a bassa impedenza di A2 è prova di cortocircuito e può essere usata per controllare la nota del sintetizzatore VCO.

Il generatore di impulsi di controllo è basato su A3. Come detto in precedenza, il rapporto impulso-pausa può essere variato indipendentemente mediante P2 per l'impulso e P3 per la pausa, tra circa 25 ms e 10 s. Questo generatore produce degli impulsi di controllo "automatici" che sono in sincronismo con il cambiamento di passo della sezione sample and hold.

Il diodo Zener (disegnato tratteggiato all'uscita degli impulsi di controllo, ne limita l'ampiezza al valore della tensione di Zener. Questa è stata scelta per soddisfare i requisiti ai quali deve sottostare il segnale di controllo del sintetizzatore.

Il generatore di impulso è seguito da un differenziatore-comparatore (A4). Questa configurazione produce un breve impulso

ogni transizione positiva dell'uscita di A3. Questo impulso controlla il commutatore a FET, che campiona il segnale di ingresso e conserva questo valore fino al successivo impulso di campionamento. Questo circuito di campionamento e tenuta, permette un gran numero di variazioni a causa del carattere casuale della tensione di uscita. Il generatore di impulsi di controllo variabile costituisce un'aggiunta molto pratica per tutti i sintetizzatori.

Basato su un'idea di J. Binder

57

Gioco dei mattoni

Questo circuito è basato sul ben noto video-gioco "Break Out" nel quale bisogna abbattere il maggior numero possibile di mattoni di un muro nel minor numero possibile di tentativi. Nella versione che descriviamo ora, i mattoni sono rappresentati da sei LED.

All'inizio bisogna premere il pulsante di reset per far accendere i sei "mattoni". Il dispositivo viene quindi attivato mediante il pulsante "LOAD" dopo di che si accende il LED verde (D1).

Quando si realizza un punto con il pulsante "FIRE", il mattone colpito scompare ed il relativo LED si spegne. La realizzazione del punto avviene per pura coincidenza ed il sistema deve essere ricaricato dopo ogni

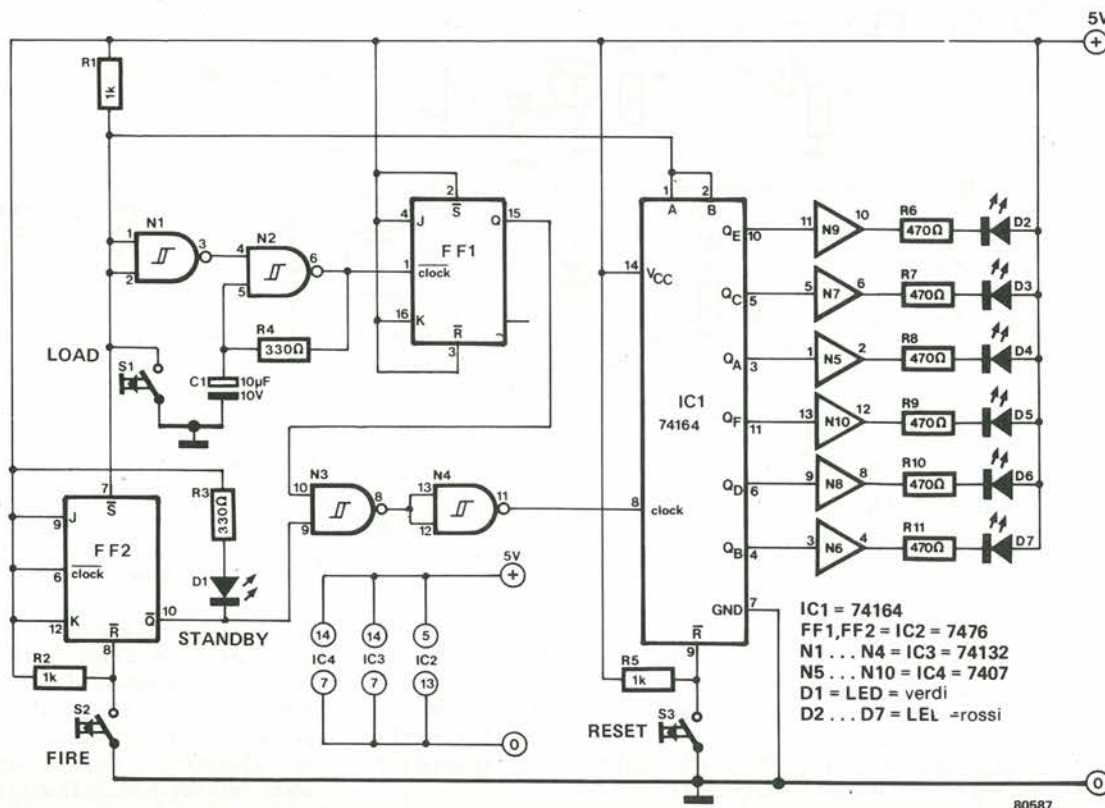
colpo.

Ci sono due modi per giocare: in uno di essi ogni giocatore deve riuscire a colpire tutti i mattoni ed il vincitore sarà quello che lo avrà fatto col minor numero di colpi; nell'altro caso i giocatori tirano alternativamente e vince quello che colpisce l'ultimo mattone.

Il funzionamento del circuito è semplicissimo. Il registro a scorrimento (IC1) è resettato dall'interruttore S3. Tutte le uscite saranno quindi a livello basso ed i sei LED raffiguranti i mattoni saranno accesi tramite i buffer N5...N10. Il funzionamento del pulsante "LOAD" (S1) fa partire diversi eventi. Il flip-flop di "attesa" (FF2) è sistemato in modo che la sua uscita Q vada

a livello basso e faccia accendere il LED D1. Viene attivato l'oscillatore formato da N2 per tutta la durata della pressione del pulsante "LOAD" e questo costituirà il segnale di clock per il flip-flop FF1. Quindi, quando il pulsante "LOAD" è abbandonato, l'uscita Q di FF1 potrà essere alta o bassa a seconda della frequenza dell'oscillazione e del tempo durante il quale il pulsante è rimasto premuto. Però al registro a scorrimento non arriveranno impulsi di clock, in quanto il loro passaggio è impedito da N3.

Una volta completato il caricamento, può essere premuto il pulsante "FIRE" che resetterà FF2 facendo spegnere il LED di attesa. Se l'uscita Q di FF1 si trova a livello



alto, l'uscita di N3 andrà a livello basso ed il registro a scorrimento riceverà un impulso di clock tramite N4. Dato che due degli ingressi seriali di IC1 sono mantenuti in permanenza a livello alto, tutte le uscite del registro a scorrimento andranno a livello alto (e tali resteranno) una dopo l'altra ogni volta che verrà generato un impulso di clock. Il LED corrispondente si spegne-

rà per indicare un "colpo a bersaglio". Se non si colpisce nessun bersaglio (l'uscita Q di FF1 è a livello basso) il numero di mattoni rimane invariato. In entrambi i casi il circuito resta pronto per i successivi "LOAD" e "FIRE". L'uscita \bar{Q} (oppure Q) di FF2 possono essere anche usate per controllare un contattore che indicherà l'effettivo numero di

colpi sparati. Questo facilita il conteggio dei punti. L'alimentazione del gioco dei mattoni deve erogare appena 5V/100mA.

H. - J. Walter

58 | Semplice misuratore L/C

Con l'aiuto di questo dispositivo si possono facilmente controllare i valori delle capacità e delle induttanze. Misurando una induttanza (commutatore S2 in posizione a) la corrente che passa attraverso la bobina viene periodicamente interrotta in modo da poter misurare la tensione di auto-induzione. Questo si ottiene applicando uno dei sei segnali ad onda quadra (N1.....N6) alla base del transistor T1. La corrente di pilotaggio di base di T1 è quindi costante in tutti i casi e questo significa che anche la corrente di collettore è modulata al medesimo valore massimo. La tensione autoindotta U può essere ricavata dalla formula:

$$U = \frac{-L \Delta I}{\Delta t}$$

Dove:

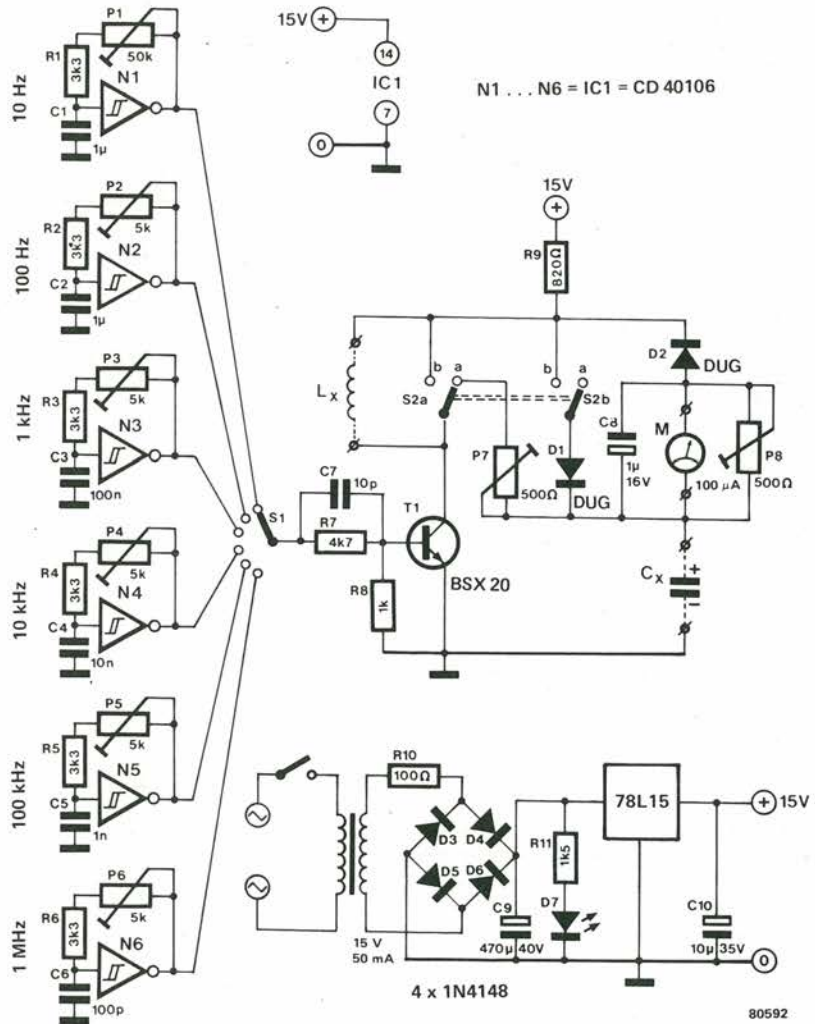
- L = Induttanza
- ΔI = Variazione di tensione
- Δt = Tempo durante il quale ha luogo la variazione

La tensione autoindotta cambierà solo collegando al circuito un'induttanza di valore diverso. Il valore medio della tensione sarà quindi:

$$U_{ave} = L \cdot I_c \cdot f \text{ dove}$$

I_c = corrente media di collettore
 f = frequenza della tensione di controllo
 La tensione media costituisce una misura dell'autoinduzione.

Dalla relazione di proporzionalità che esiste tra la tensione misurata U_{meas} e l'induttanza L deriva che la scala dovrà essere lineare. In modo simile si può dimostrare che la corrente media di scarica del condensatore C_x (S2 in posizione b) in questo circuito sarà: $I_{meas} = C \cdot U_c \cdot f$ dove U_c = tensione di carica del condensatore f = frequenza della tensione di controllo
 Anche in questo caso la divisione della scala per il capacimetro sarà lineare. I relativi parametri sono forniti in Tabella. Per tarare lo strumento si devono per prima cosa regolare i generatori ad onda quadra in modo che essi producano le corrette frequenze. Un condensatore di capacità nota dovrà quindi essere collegato al circuito, dopo di che si regolerà P1 per otte-



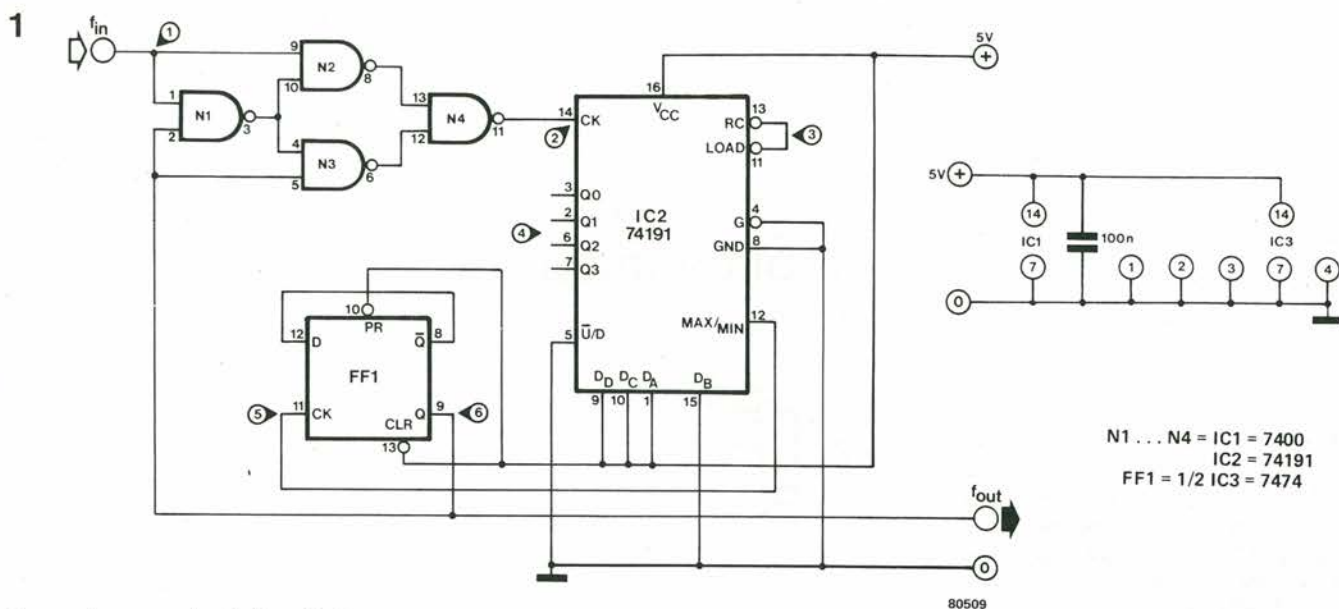
f in Hz	1 M	100 k	10 k	1 k	100	10
L in H	10 μ	100 μ	1 m	10 m	100 m	1
C in F	100 p	1 n	10 n	100 n	1 μ	10 μ

nere la giusta lettura sullo strumento. In seguito si regolerà P2 per un'induttanza di valore noto. La precisione risulterà usando una tensione di alimentazione minore

di 15 V. In figura 2 si vede un alimentatore adatto allo scopo.

Basato su un'idea di P. Herlitz

59 | Un divisore dispari



Spesso è necessario dividere la frequenza di un segnale per un dato fattore. Parecchi segnali devono avere, per esempio, delle frequenze che siano una frazione del segnale di clock principale. In questa situazione si possono usare degli speciali integrati "divisori", ma essi hanno lo svantaggio di poter dividere solo per multipli di due, ossia in altre parole, per numeri pari. Quando occorre un rapporto di divisione dispari, si possono usare diversi altri sistemi. Uno dei più comuni richiede l'uso di un integrato "contatore": questo viene resettato ogni volta che raggiunge il conteggio corrispondente al rapporto di divisione desiderato (per esempio 3). Questo sistema ha lo svantaggio che il segnale di uscita è asimmetrico con un rapporto impulso-pausa dipendente dal rapporto di divisione.

Il circuito qui descritto mette a disposizione un'uscita ad onda quadra con rapporto di impulso del 50% (beninteso a patto che il segnale di ingresso sia pure simmetrico), e può essere regolato per effettuare la divisione per qualsiasi numero dispari tra 3 e 29. Il principio di base è semplice ed ingegnoso, come avviene per tutte le buone idee. Si usa un contatore, come detto in precedenza, però questo conta i mezzi periodi del segnale di ingresso in modo che all'uscita possa essere applicato un flip-flop mantenendo sempre un rapporto di divisione dispari.

Nel circuito di figura 1, IC2 è un contatore bidirezionale; il suo segnale di "clock" viene ricavato da un circuito ad OR esclusivo (le porte N1...N4); in pratica questo inverte il segnale di ingresso f_{in} se il piedino 2 di N1 è a livello alto e trasmette inalterato il segnale quando questo piedino è a livello basso. L'uscita dal contatore viene applicata ad un flip-flop (FF1).

Il circuito si comprende meglio facendo riferimento al diagramma degli impulsi di

2

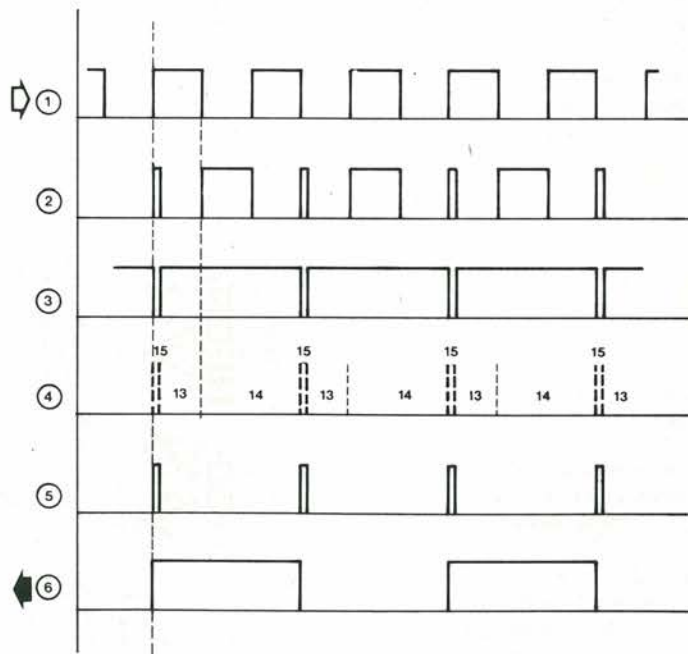


figura 2. Il segnale di ingresso è mostrato sulla riga iniziale (1). Il segnale di clock per il contatore (2) viene derivato da questo invertendolo durante il semiperiodo positivo del segnale di uscita (6) e lasciandolo inalterato quando il segnale di uscita è zero. Questo segnale di "clock" viene contato da IC2.

Il conteggio effettivo viene determinato come segue: ogni volta che appare al piedino 3 un impulso di "carica" (ossia il segnale 3 di Fig. 2) il numero binario che si trova agli ingressi dei dati $D_A...D_D$ viene caricato nel contatore. Nell'esempio mostrato questo numero è 1101 (solo D_B è collegato alla massa dell'alimentazione) che corrisponde a 13. A partire da questo numero il conteggio procede fino a 15 dopo di che

appare un impulso all'uscita "ripple carry". Quest'ultimo è usato come impulso di "carica"! Contemporaneamente appare al piedino 12 un impulso di uscita che fa basculare il flip-flop. Come si può vedere in figura 2, l'uscita cambia stato dopo tre semi-periodi del segnale di ingresso. Si ha in altre parole, una divisione per 3!

La frequenza di uscita viene determinata dal numero n predisposto agli ingressi dei dati, con la seguente formula:

$$f_{out} = f_{in} \cdot \frac{1}{2(15-n)-1}$$

dove n è un numero intero qualsiasi da 0 a 13

60

Generatore di effetti sonori

Questa "scatola nera" dovrebbe essere particolarmente apprezzata dai suonatori di chitarra (elettronica). Offre una vasta gamma di possibilità per arricchire l'effetto sonoro. Ci sono tre controlli; l'effetto del più importante fra questi (P3) è illustrato di figura 1.

Il segnale originale d'ingresso appare nel primo diagramma in alto.

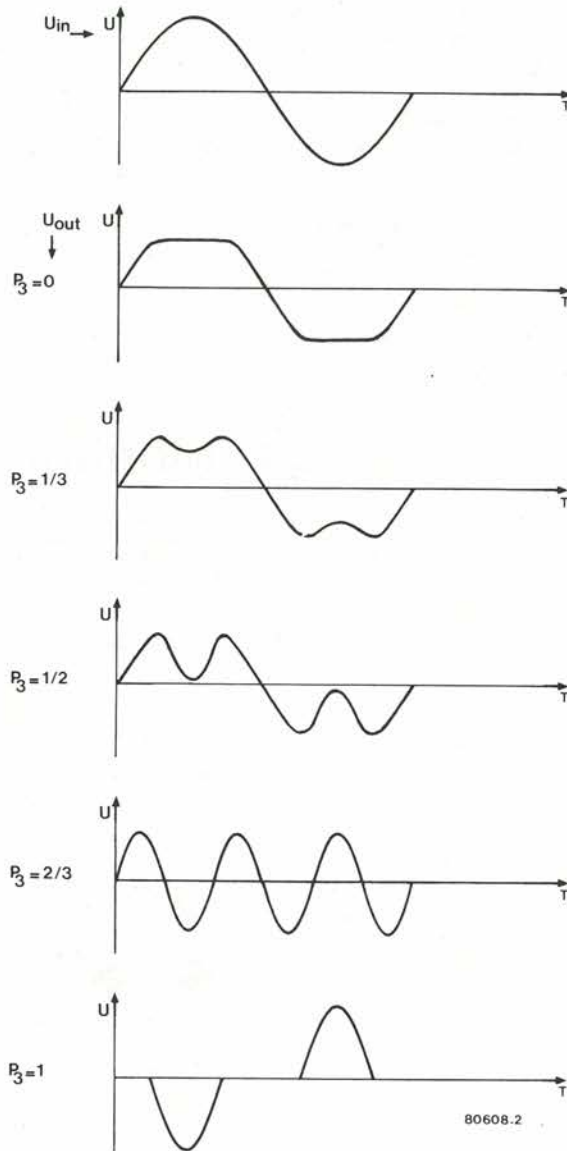
Con P3 regolato a zero, il segnale è semplicemente clippato come in figura; girando P3 verso l'alto si possono ottenere tutte le successive forme d'onda, compresa la duplicazione di frequenza. Come risulterà evidente quando parleremo dello schema, P3 determina la forma d'onda di base.

Un ulteriore controllo (P2) determina il "grado" dell'effetto; ed infine un altro controllo (P1) determina la sensibilità. Come con la maggior parte dei circuiti di questo tipo, il risultato finale dipende dal livello del segnale di ingresso (sorpontentemente i musicisti sembrano gradire questo comportamento!), in modo che il controllo di sensibilità è necessario oltre che essere utile. Il guadagno totale del circuito dipende dalla posizione dei vari controlli; può assumere un valore qualsiasi tra x3 ed x30 (10 dB...30 dB). Notare che P1 non deve servire come regolatore di volume in quanto gli amplificatori per chitarra ne hanno già uno per loro conto.

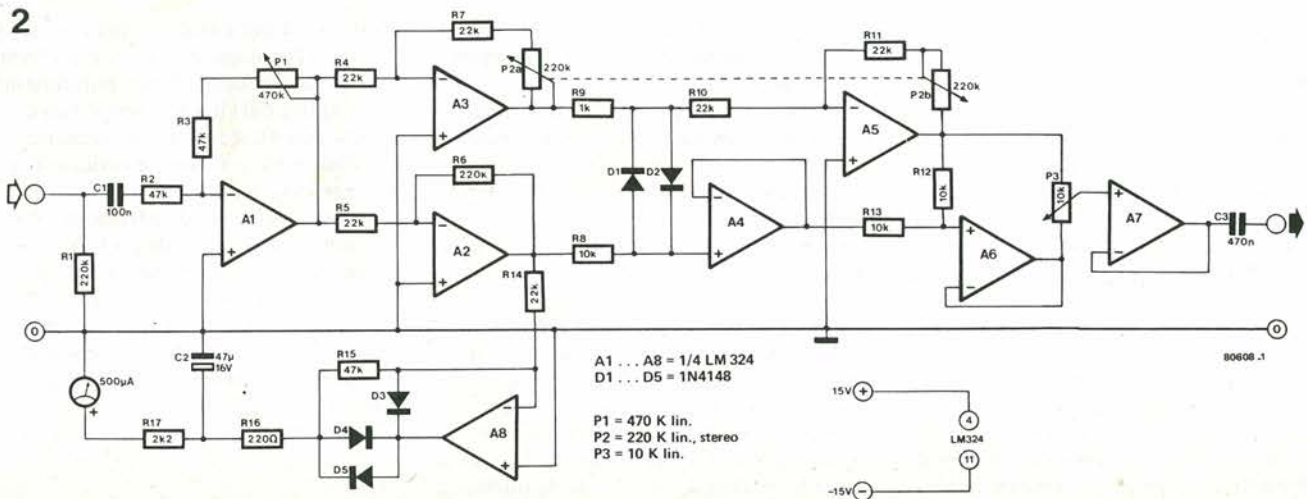
Lo schema si vede in figura 2. A1 è un amplificatore buffer di ingresso; il suo guadagno è determinato da P1.

L'uscita di A1 viene applicata ad un amplificatore x10 (A2) e ad uno stadio amplificatore a guadagno variabile (A3), il guadagno del quale viene determinato da P2a. A questo punto le cose tendono a farsi complicate..... Due diodi, D1 e D2, sono collegati tra l'uscita di A2 e quella di A3. Se i guadagni di questi due stadi sono identici, anche le loro uscite saranno identiche ed i due diodi non potranno mai passare in conduzione. Quando però il guadagno di A3 viene ridotto, cominciano a succedere due cose: l'uscita di A2 viene tosata all'in-

1



2



gresso di A4 e l'uscita di A3 viene *esaltata* nei picchi del segnale. Quest'ultimo segnale viene invertito da A5 ed allo stesso tempo il guadagno di questo stadio viene regolato da P2b per compensare la differenza di guadagno nei due percorsi di segnale introdotta in precedenza da P2a. Per ottenere questo risultato P2a e P2b sono collegati per variare "in sensi opposti": quando il valore di uno aumenta il valore dell'altro deve diminuire.

Abbiamo ora due segnali con il medesimo livello di base, ma in opposizione di fase. Inoltre, mentre uno viene "appiattito" nei suoi picchi, l'altro viene esaltato nei medesimi punti.

Questi due segnali vengono sommati in A6. E adesso cosa si ottiene? La componente base indistorta è identica nei due

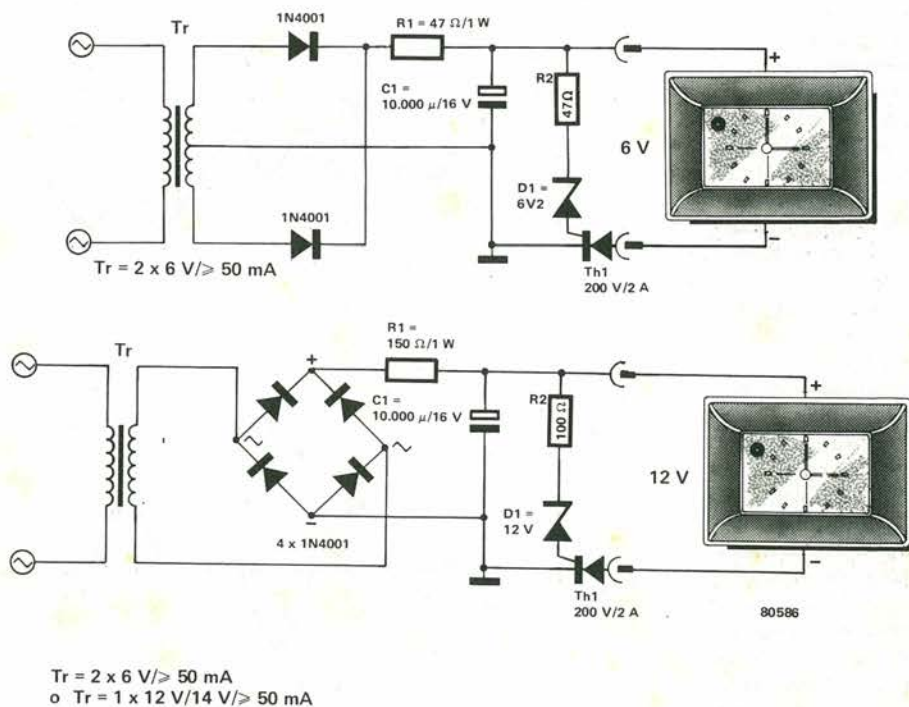
segnali, ed essendo in opposizione di fase, si cancella.

Però le componenti di distorsione si *sommano*: quando l'uscita di A4 è "bassa", in seguito al clippaggio, l'uscita di A5 si trova ad un valore di picco negativo per il fatto che questo stadio inverte la fase. Il risultato di tutto questo è che l'uscita da A6 non contiene che brevi picchi che corrispondono ai picchi del segnale di ingresso qualora D1 e D2 siano in conduzione. Ovvero, per essere più precisi, brevi avvallamenti che corrispondono ai picchi e viceversa: quando l'uscita di A4 va a livello alto, l'uscita di A6 va a livello basso. P3 può essere quindi usato per scegliere una qualsiasi "miscela" di questi due segnali producendo le forme d'onda piuttosto complesse di figura 1.

A7 viene usato come buffer di uscita. Tut-

to questo lascia uno degli amplificatori operazionali inutilizzato quando si adoperi un integrato che ne contenga quattro. Peccato.....ma questo amplificatore che avanza può essere, ad esempio, utilizzato per costruire un semplice VU meter (A8). Usando questo misuratore di livello, la messa a punto del generatore di effetti sonori sarà molto semplice. Il controllo di sensibilità P1 sarà regolato in modo che, pizzicando una corda lo strumento raggiunga all'incirca il centro scala (40...70%). Si può ora regolare la distorsione base tra 0 e 100% con P2, mentre la "miscela" si ha con P3. Naturalmente ad orecchio, a seconda dei propri gusti personali.

61 | Monitor energetico



Molte applicazioni elettriche domestiche sono diventate talmente automatizzate che non occorre più accenderle e spegnerle manualmente. Per sfortuna questo significa anche che non avrete mai un'idea di quanti kilowattora esse consumino. Per avere un'indicazione di quanto il vostro impianto di riscaldamento abbia ridotto il livello del gasolio nel serbatoio (oro nero, ai nostri giorni) oppure per quanto tempo abbia girato il compressore del frigorifero, la cosa ideale sarebbe disporre di un contatore di "ore di funzionamento". Il semplice misuratore di energia qui descritto totalizza i tempi di funzionamento delle singole apparecchiature fino a 12 ore. L'effettivo "misuratore" è un orologio da automobile alimentato a 6 o 12 V. Quale dei due circuiti

si debba usare (Fig. 1 oppure Fig. 2) dipende dalla tensione di funzionamento dell'orologio.

Il circuito completo va collegato in parallelo alla macchina da controllare e funzionerà soltanto quando anche la macchina funzionerà. Quando il massimo tempo operativo rilevato dall'orologio è di 12 ore, deve essere "letto" e la lettura deve essere annotata. Si può quindi rimettere a zero l'orologio.

La maggior parte degli orologi da automobile possiede un interruttore interno che si chiude durante i periodi di riposo. Dato che questo interruttore costituisce virtualmente un corto circuito ai capi del condensatore C1, ne impedirà la carica quando il circuito è acceso. È questo il

motivo per cui è stato incluso un tiristor. Quando l'orologio ha ricevuto un "colpetto" di adatta forza, il commutatore interno si aprirà e si chiuderà con il movimento meccanico producendo un ticchettio.

Il condensatore C1 viene caricato tramite la resistenza R1.

Dopo circa 10 secondi la tensione ai capi di C1 assumerà il valore di 6 o 12 V (a seconda di quale dei due circuiti si sia usato). Il diodo Zener passerà in conduzione facendo commutare il tiristor in modo da alimentare l'orologio con la necessaria corrente. Si può usare praticamente qualsiasi tiristor a 200V/2A.

K. Fietta

62 | Display universale

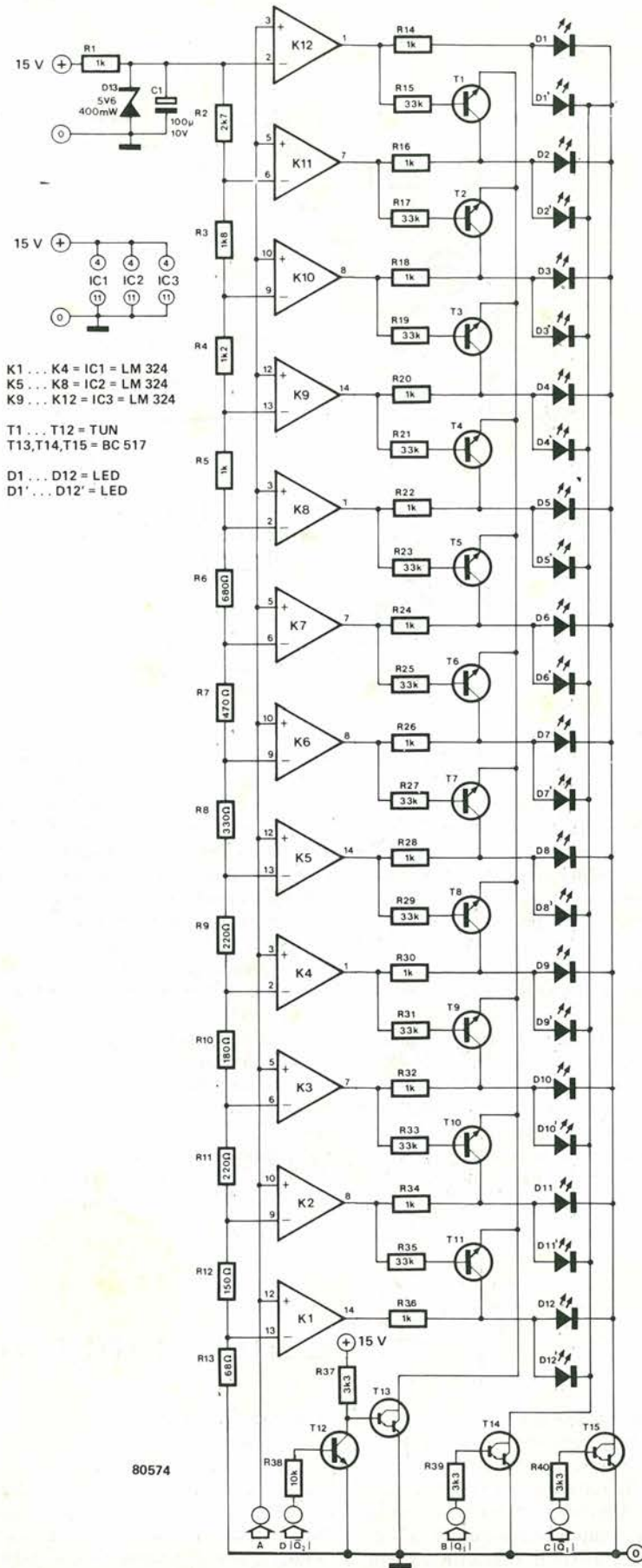
Il display a led qui presentato può essere usato per una varietà di applicazioni che possono andare dai tachimetri ai misuratori di modulazione audio. Esso consiste in due file di dodici LED, ed è controllato da tre segnali logici e da uno analogico. I tre segnali logici stabiliscono quale sia la fila di LED abilitata e se la visualizzazione sarà a tratto continuo tipo termometro, oppure a macchia luminosa (un solo LED acceso alla volta). Il segnale d'ingresso analogico viene confrontato in continuità con un certo numero di tensioni di riferimento ricavate dall'alimentazione. Quando il livello del segnale d'ingresso è maggiore di una certa particolare tensione di riferimento, l'uscita del corrispondente amplificatore operazionale andrà a livello alto. Uno dei LED collegati all'uscita dell'operazionale si accenderà, basta che T14 o T15 siano in conduzione. È importante che questi due transistori non siano contemporaneamente in conduzione, perchè in questo modo si caricherebbe eccessivamente l'uscita degli operazionali.

Se, per esempio, la tensione d'ingresso è maggiore del livello di riferimento al piedino 9 di K6, le uscite di K1...K6 saranno a livello alto e le restanti (K7...K12) saranno a livello basso. Con l'ingresso B alto e l'ingresso C basso, sarà in conduzione T14, e si accenderanno i LED D7...D12.

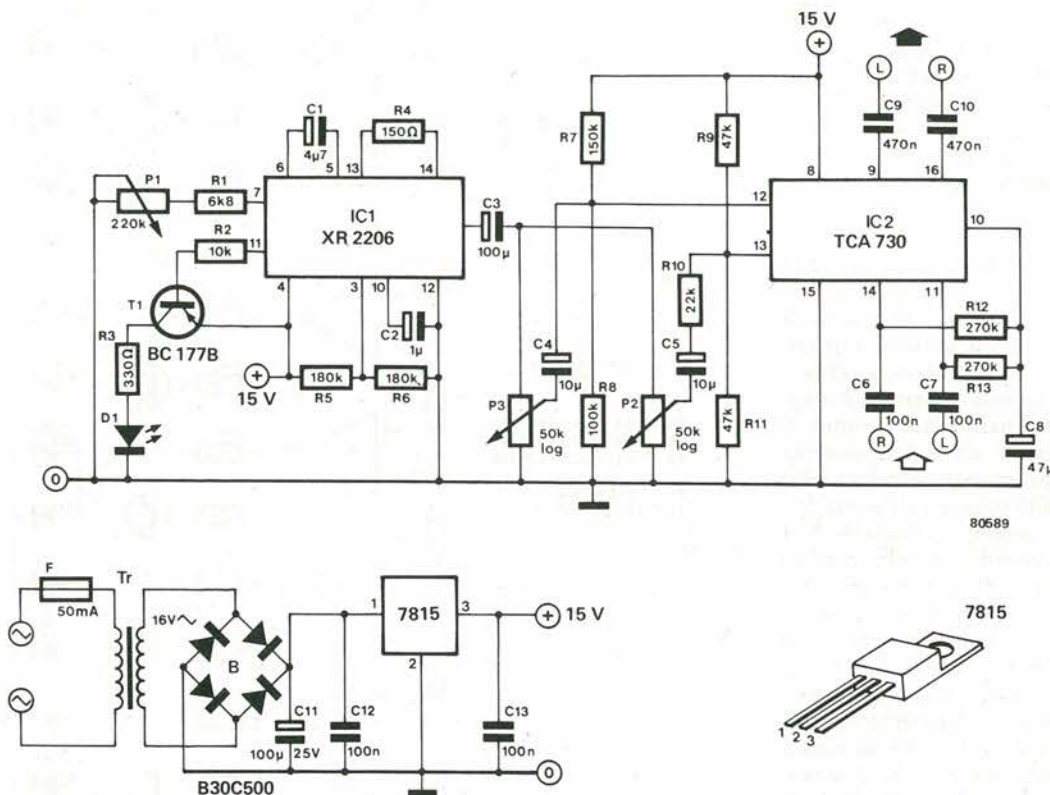
Con gli ingressi B e C nelle condizioni opposte alle precedenti, si accenderanno i LED D7'...D12'. Se però è il transistor T13 a condurre (ingresso D basso), i transistor T7...T11 verranno mandati in conduzione, ed i LED D8...D12 (o D8'...D12') verranno cortocircuitati, mentre rimarrà acceso solo D7 (D7'), ossia ci sarà l'indicazione a macchia luminosa.

Per il rapido scambio tra una fila e l'altra di LED, e la contemporanea commutazione tra due segnali d'ingresso analogici, sembrerà che le due file di LED siano accese contemporaneamente. Con questo sistema si potrebbe avere un'indicazione del livello audio in un impianto stereo.

H. Burke



63 | Tremolo a circuito integrato



80689

7815

Molti dei soliti circuiti per effetto tremolo (modulazione d'ampiezza periodica) sono affetti da tre svantaggi principali: spesso si hanno distorsioni e deviazioni della modulazione ed il campo delle frequenze di modulazione è sovente molto ristretto. Il circuito che segue permette una profondità di modulazione che va dallo 0 al 100%, con distorsione relativamente piccola. Si tratta di una versione stereo, in quanto dispone di due canali, e può anche simulare l'effetto Leslie (quello ottenuto con gli altoparlanti rotanti). In linea di principio questo circuito è relativamente semplice. IC2 (un TCA 730) forma un controllo di bilanciamento e di volume provvisto di compensazione in frequenza, il tutto ottenuto elettronicamente. Il bilanciamento e l'ampiezza si regolano di norma con dei potenziometri lineari. Sostituendo questo con un

generatore di segnale variabile, avviene una modulazione periodica del segnale d'ingresso. Il segnale variabile viene ricavato dal generatore di forme d'onda XR 2206 (IC1). Per quanto con questo integrato sia possibile produrre forme d'onda sinusoidali, quadre ed a denti di sega, per gli scopi inerenti a questo circuito ci interessano solo le onde sinusoidali.

La frequenza di modulazione può essere variata con il potenziometro P1, ad un valore qualsiasi tra 1 Hz e 25 Hz. L'uscita ad onda quadra dell'XR 2206 viene usata per pilotare un transistor PNP (T1) che pilota a sua volta un LED per dare un'indicazione ottica della frequenza di modulazione.

La compensazione interna di frequenza del TCA 730 (piedini 1...7) non viene usata. Il livello di ampiezza sinusoidale può

essere regolato con P2, controllando così la profondità di modulazione. Il grado di bilanciamento si può regolare con P3, (per ottenere l'effetto Leslie).

Ancora qualche parola sull'alimentatore. Il regolatore di tensione 7815 risolve tutti i problemi. Non è consigliabile l'uso di un alimentatore non stabilizzato in quanto la modulazione del circuito potrebbe causare fluttuazioni sulla linea di alimentazione. Questo potrebbe produrre una deformazione della sinusoide modulante. Il trasformatore di alimentazione dovrebbe avere un avvolgimento secondario di 15...18 V a 120 mA.

Il regolatore di tensione deve essere munito di aletta raffreddante formata da una piastra di alluminio di circa 10 cm².

T. Stohr

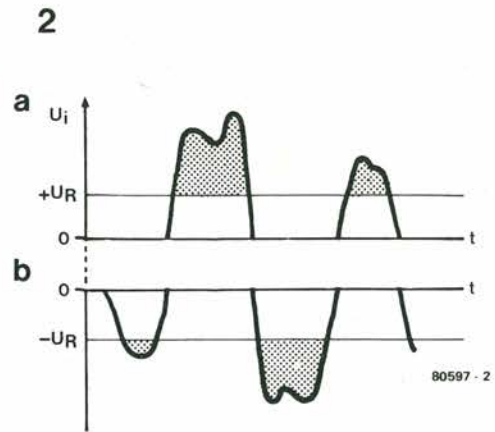
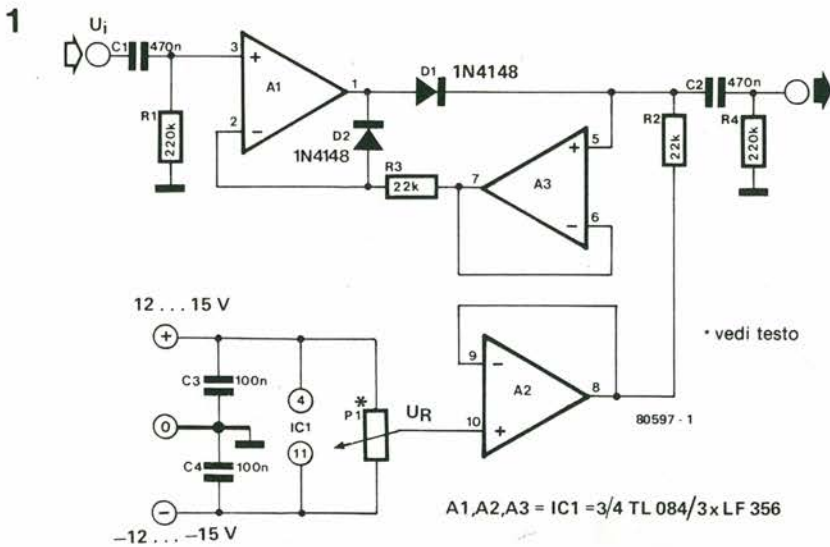
64 | Lente di ingrandimento elettronica

Di solito si intende per rettificazione la rimozione della semionda negativa (nella rettificazione positiva) o della semionda positiva (nella rettificazione negativa) della tensione alternata. Il riferimento per la tensione risultante diverrà quindi la tensione di 0V. Il livello di riferimento potrà

però essere qualsiasi tensione positiva o negativa si voglia.

Si ottiene questo muovendo il tutto verso l'alto o verso il basso rispetto al livello di riferimento. Un esempio di questa procedura si vede in figura 1. Si tratta di un raddrizzatore di precisione che permette

l'attraversamento a tutta quella parte del segnale d'ingresso (U_i), che si trova al di sopra della tensione di riferimento U_R (figura 2a). È anche possibile una rettificazione negativa (figura 2b). Si richiede solo di invertire la polarità dei diodi D1 e D2. La tensione di riferimento può essere va-



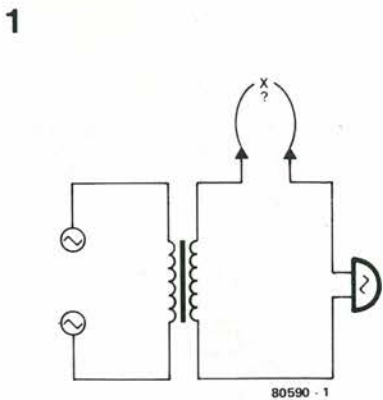
A1,A2,A3 = IC1 = 3/4 TL 084/3x LF 356

riata mediante il potenziometro P1. Il circuito funziona con sufficiente precisione per frequenze che arrivano ai 20 Hz. Quali sono le utilizzazioni di questo apparecchio? Ci si può fare una lente l'ingrandimento elettronica. Supponiamo di dover esaminare nei particolari su di un oscilloscopio solo una piccola porzione di un segnale in corrente alternata. L'aumento del guadagno dell'oscilloscopio può produrre la zona amplificata necessaria ma, a parte un sovrappilottaggio imprevedibile, il

campo di spostamento in c.c. potrebbe risultare insufficiente ad ottenere una visione chiara del segnale con tutti i particolari che occorrono. Allora, perché non applicare all'oscilloscopio solo la parte che ci interessa del segnale? Per esaminare la stabilità in ampiezza di un oscillatore, si usa un rettificatore positivo con una tensione di riferimento regolata ad un livello appena inferiore a quella di picco del segnale. Per controllare le estremità negative si usa un

rettificatore negativo. Per "ingrandire" una zona in una posizione qualsiasi tra le due estremità si usano un rettificatore positivo ed uno negativo in serie. Il valore di P1 può essere qualsiasi tra 1 k ed 1 M. È importante che la tensione di riferimento sia sufficientemente precisa e stabile. Se occorre si può usare per P1 un potenziometro multigiri.

65 Ohmmetro acustico

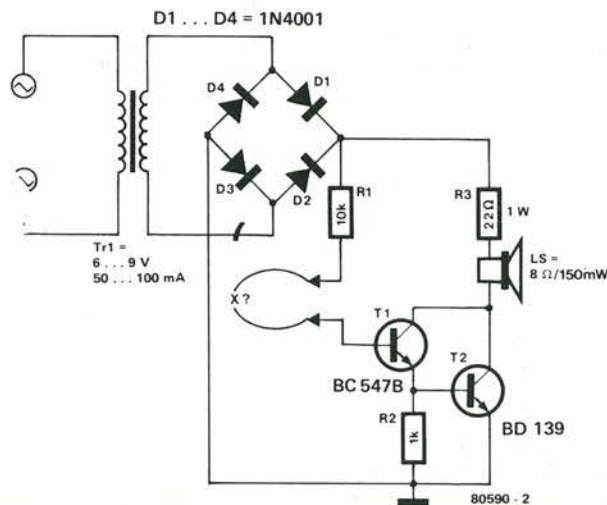


Ci sono molte situazioni nella quali è necessario provare la continuità elettrica dei collegamenti ai connettori e le varie interconnessioni che si possono avere su un circuito stampato. Queste prove possono essere eseguite mediante un ohmmetro, ma spesso è impossibile tener d'occhio contemporaneamente il quadrante dello strumento ed i puntali, che potrebbero sempre andare a mettere in cortocircuito qualcosa. Una soluzione consiste nel costruire un semplice circuito di prova che produca un avviso acustico quando il collegamento è chiuso e rimanga silenzioso quando i pun-

tali sono sul circuito aperto. Questo apre un gran numero di possibilità. La versione più semplice, che usa un piccolo trasformatore ed un campanello, si vede in figura 1. Il problema principale di questo circuito è l'elevata corrente passante, che potrebbe danneggiare qualche elemento del circuito in prova. Sostituendo il campanello con un piccolo altoparlante ed un'adatta resistenza in se-

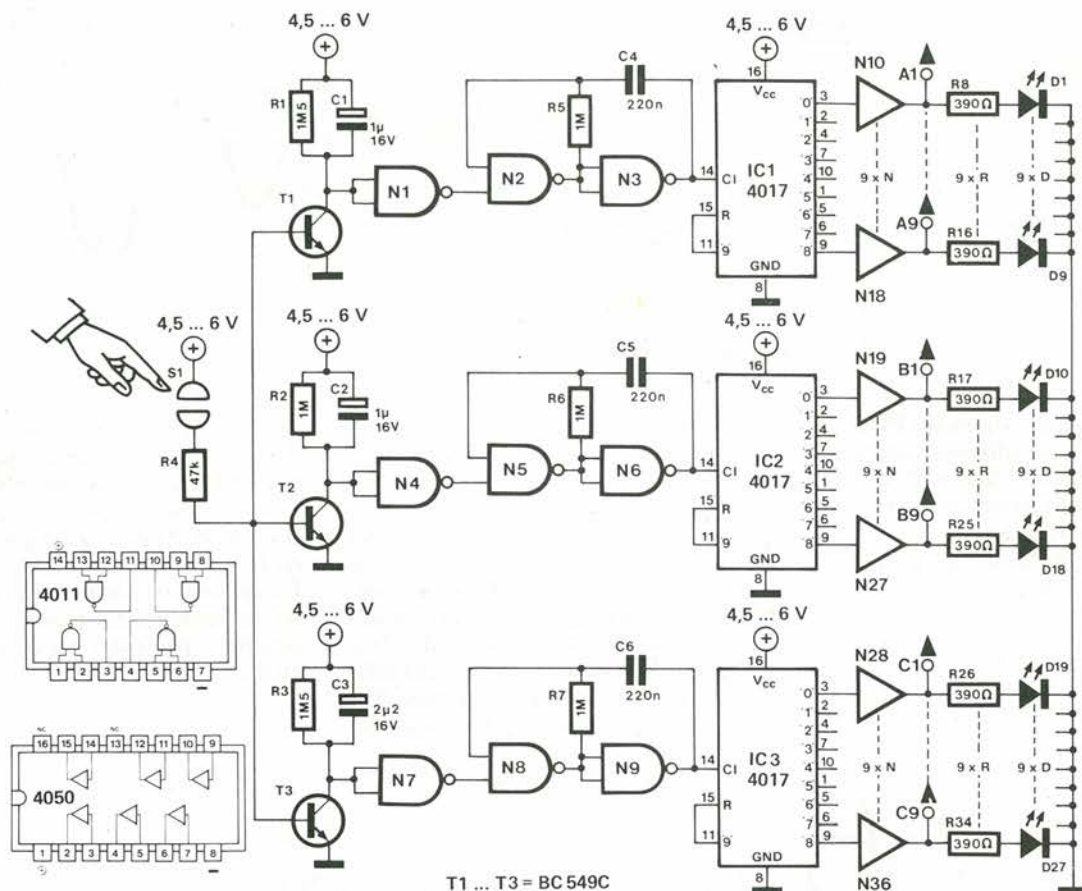
rie, la corrente passante potrà essere limitata a meno di 1 mA. Questo si vede nello schema di figura 2. La tensione secondaria del trasformatore è raddrizzata ad onda intera dai diodi D1...D4 e così fornisce un segnale a 100 Hz per l'altoparlante. Quando la base di T1 è collegata ad R1 (puntali in cortocircuito) i due transistori amplificheranno il segnale per produrre la nota di avviso.

2



66 | Il bandito senza braccia

1

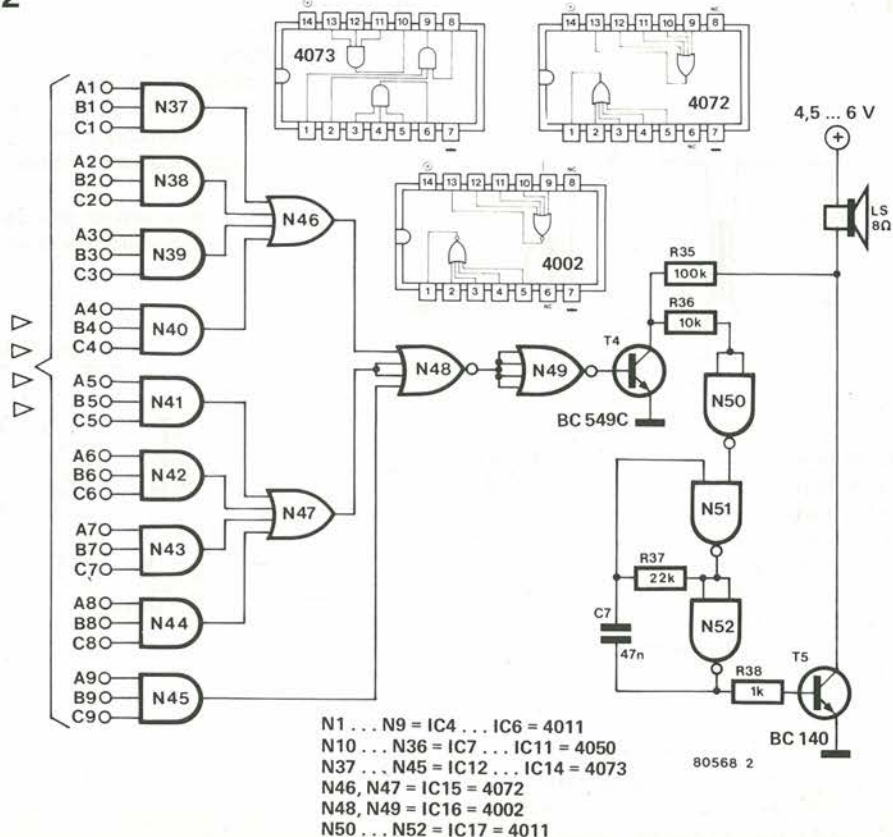


80568 1

Per la maggior parte di noi è molto facile sprecare denaro: tutto quello che occorre è un'automobile! Molti altri ritengono tutto questo restrittivo: vogliono uno spreco ancora più facile. Essi amano le cosiddette slot-machines, altrimenti delle "banditi con un braccio solo", oppure "macchine della frutta", oppure ancora "jackpot". Chiamatele come volete, ma tutte hanno il medesimo scopo: separarvi dai vostri soldi!

I tamburi girevoli provocano nella vittima una specie di sonno ipnotico riducendone i movimenti a due soli: infilare le monetine con la sinistra e tirare la leva con la destra, con un'unica certezza: quella di restare al verde! Certo sappiamo che qualche volta la macchina paga, come vi ha dimostrato la persona che vi ha preceduto (ed anche quella che vi seguirà, se è solo per questo). Con questo circuito è possibile giocare per tutta la giornata senza toccare un solo soldino. Vi abbiamo anche liberato dal ben noto dolore al braccio destro. Il circuito funziona con 27 LED disposti in 3 file di 9. Può essere consigliabile montare le file una sopra l'altra e numerare da 1 a 9 i LED di ciascuna fila. Quando si tocca la piastra del sensore si provoca il "movimento" dei LED delle tre file. Rilasciando ad un certo momento la piastra del sensore, in ciascuna fila rimarrà acceso un LED a caso. Se

2



restano accesi tre LED con lo stesso numero, un cicalino vi annuncerà la vincita. Per quanto lo schema sembri un pochino complicato, il funzionamento è abbastanza semplice. Quando si forma un ponte conduttore sui contatti a sfioramento S1, i transistori T1...T3 fanno partire i tre oscillatori basati su N1...N9 che forniscono i segnali di clock ai tre contatori decimali (IC1, IC2 ed IC3). Le uscite 0...9 di questi contatori andranno quindi a livello alto una dopo l'altra. Per quanto il disegno

dello schema sia stato semplificato, occorre sapere che tutte le uscite (tranne l'uscita 9 che è usata come reset) sono collegate ad una combinazione di amplificatore-resistenza serie-LED come N10/R8/D1 eccetera. Abbiamo quindi tre file di LED che girano in continuità fino a quando viene mantenuto il contatto al sensore. Quando questo viene tolto, gli oscillatori continuano a funzionare per un certo tempo determinato dai circuiti RC collegati al collettore di ciascun transistor, e quindi si ferma-

no. Una delle uscite di ciascun contatore resterà a livello alto ed uno dei LED di ciascuna fila resterà acceso. Se avviene che i tre LED abbiano lo stesso numero, il circuito comparatore, formato da N37...N49, rivelerà questo fatto e manderà in conduzione il transistor T4. L'oscillatore basato su N51 ed N52 partirà e, tramite T5, farà "ronzare" l'altoparlante.

B. Jouët

67

Stamp (Super Tiny AMPLifier = amplificatore superminuscolo)

In inglese STAMP vuol dire francobollo, ma questo progetto non ha niente a che fare con le poste, per quanto l'apparecchio sia abbastanza piccolo da poter essere imbutato.

Si tratta di una combinazione miniaturizzata di amplificatore-altoparlante che può essere usata nel più piccolo degli angolini elettronici. L'amplificatore superminuscolo usa un solo integrato, un altoparlante ed 8 componenti discreti.

Misura solo 25 cm² ed ha un'uscita di 200 mW od anche maggiore.

Ad accrescere la sua versatilità, c'è anche il guadagno regolabile oppure commutabile. Di solito i piccoli progetti richiedono un amplificatore esterno di dimensioni ugualmente piccole. Spesso si possono avere delle difficoltà a trovare un circuito con le misure adatte, ma ora con lo STAMP il

problema si può considerare risolto. Qui c'è lo schema, Elektor può fornire il circuito stampato.

Il circuito è così semplice che quasi non richiede spiegazioni.

È basato sull'integrato LM 386 (IC1) prodotto in una varietà di versioni le cui più importanti differenze sono elencate in Tabella 1: i fattori più significativi sono la potenza di uscita e la tensione di alimentazione. Il guadagno dell'amplificatore è determinato dai componenti inseriti tra i piedini 1 ed 8 dell'integrato. Montando sia R1 che C2 (in serie) il guadagno è stabilito in 50. L'esclusione di questi due componenti regola il guadagno a 20. Per ottenere il massimo guadagno di 200, resta C2 mentre R1 è sostituita da un ponticello.

L'altoparlante è il fattore che limita la potenza di uscita quando l'ingombro costi-

tuisce la maggior preoccupazione. La ba-setta del circuito stampato è stata progettata in modo che, una volta eseguito il foro al centro, essa può essere infilata nel magnete dell'altoparlante.

Questo significa naturalmente che si potranno usare solo altoparlanti di piccole dimensioni, limitando così la potenza a 200 mW. Niente però impedisce di usare un altoparlante di maggiori dimensioni e di incollare lo STAMP con un nastro doppio-adesivo su di questo o nelle sue vicinanze. In questo caso occorre ancora consultare la Tabella 1.

In futuro useremo molte volte lo STAMP per i nostri progetti.

Sulle vostre applicazioni compatte, maneggevoli e di bassa potenza attaccate uno STAMP.

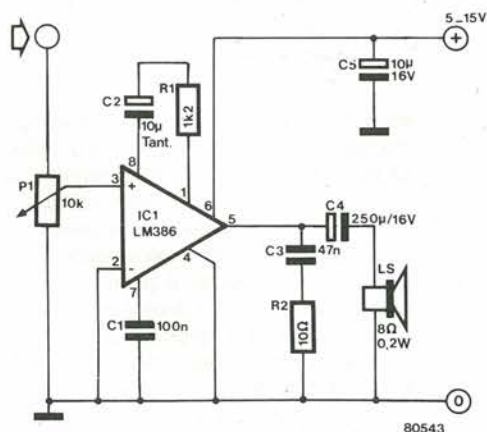
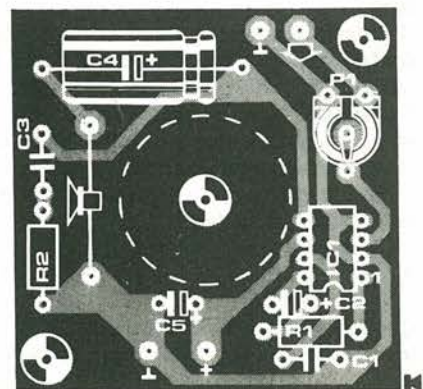
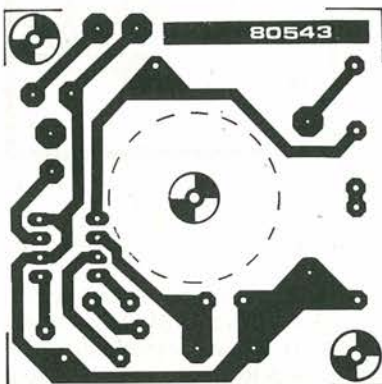


Tabella 1 Dati tecnici dell'LM 386

Tensione operante	
LM 386N	4 ... 12 V
LM 386N-4	5 ... 18 V
Corrente di riposo (U _B = 6 V)	tipo 4 mA
Max assoluto della tensione	± 0.4 V
Resistenza di ingresso	tipo 50 k
Potenza d'uscita (THD = 10%)	
LM 386N-1 U _B = 6 V	325 mW
LM 386N-2 U _B = 7.5 V R _L = 8 Ω	500 mW
LM 386N-3 U _B = 9 V	700 mW
LM 386N-4 U _B = 16 V R _L = 32 Ω	1 W
Max assoluto dissipazione ambiente (a 25° C)	
LM 386	660 mW
LM 386A	1.25 W

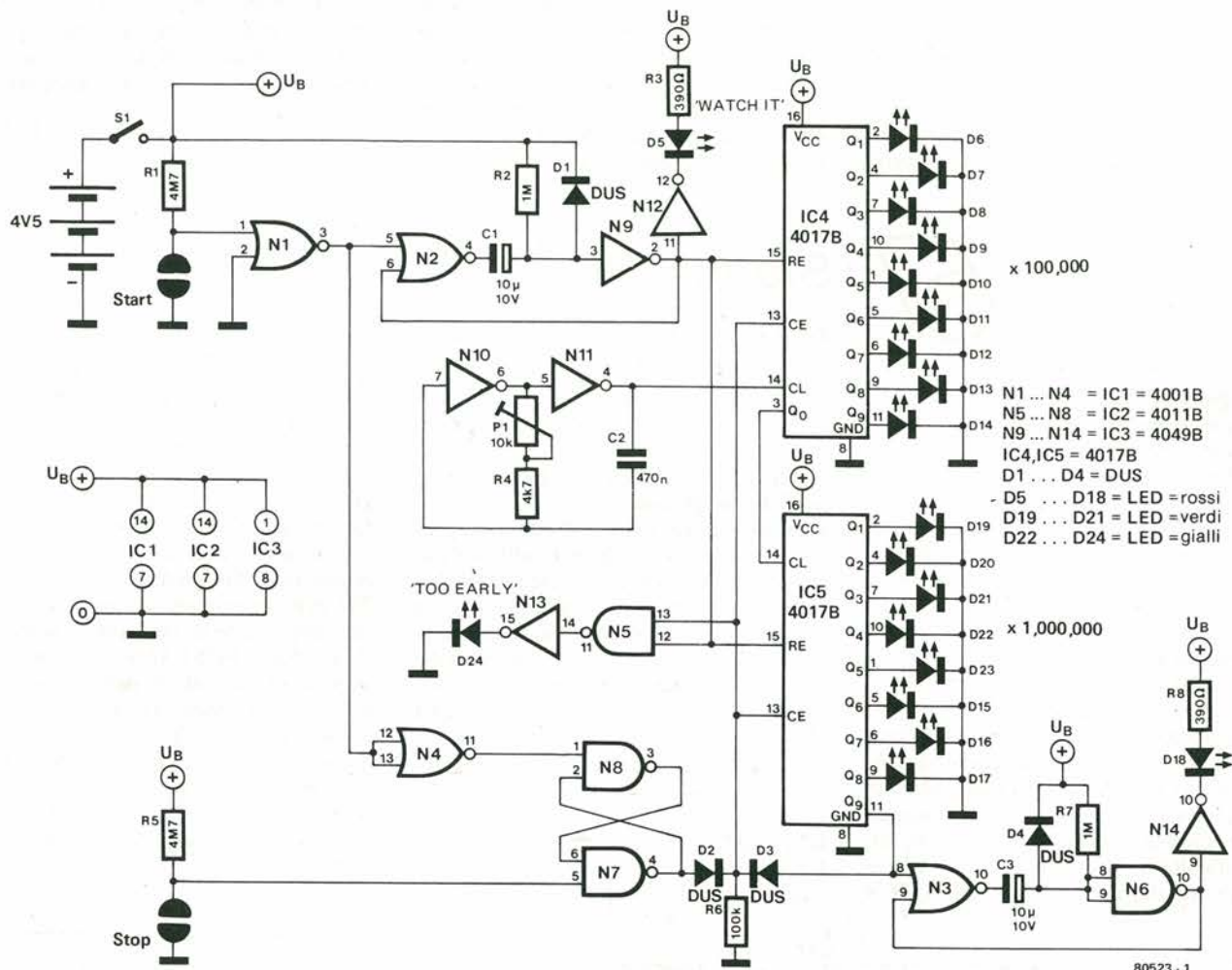
Elenco componenti

- R1 = 1k2 (vedi testo)
- R2 = 10 Ω
- P1 = 10-k-trimmer
- C1 = 100 n
- C2, C5 = 10 µ/25 V tantalio (vedi testo)
- C3 = 47 n
- C4 = 220 µ/16 V
- LS = altoparlante 8 Ω/0.2 ... 1 W



68 | Attacco missilistico

1

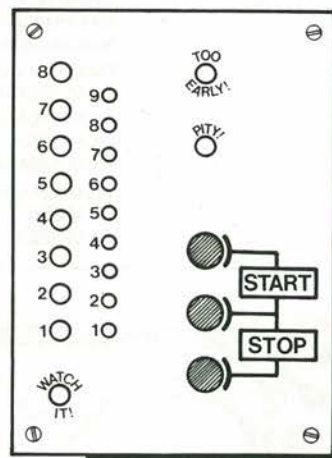


Per quanto "apocalisse" sia una parola che non evoca sensazioni piacevoli, questo gioco è tuttavia molto divertente. In un solo circuito troviamo una combinazione di velocità, tempo di reazione, astuzia e divertimento. È semplice ed economico da costruire, in quanto contiene solo cinque integrati CMOS, che contribuiscono a tenere basso il consumo. Tutto questo, combinato con un sistema di spegnimento automatico dei LED, significa che, se si vuole rendere portatile il gioco, le batterie dureranno per un periodo relativamente lungo.

Il sistema dispone di due "sensori" che controllano il gioco. Quando si tocca il sensore "START", l'uscita di N1 andrà a livello alto, facendo partire il multivibratore monostabile basato su N2 ed N9. L'uscita di questo multivibratore resterà a livello alto per circa 5...10 secondi (tempo determinato dai valori di C1 ed R2) resettando quindi i due contatori IC4 ed IC5 e facendo accendere il LED D5 ("WATCH IT"), tramite N12.

Il sensore "STOP" sarà quindi abilitato tramite N4 ed il flip-flop composto da N7 ed N8. In questo momento andrà a zero

2



l'uscita di N7, abilitando di conseguenza i due contatori.

I contatori sono sincronizzati (quando la linea di reset va a livello basso ed il LED "WATCH IT" si spegne) dall'oscillatore basato su N10 ed N11. Il potenziometro

semifisso P1 determina la frequenza di oscillazione e quindi la velocità del gioco. Quando una delle uscite del contatore va a livello alto, il LED ad essa collegato si accende. L'uscita Q₀ del primo contatore è applicata all'ingresso di clock del secondo, cosicché non appena il primo contatore raggiunge la fine del conteggio, ritorna a "zero" ed avvia il secondo contatore.

Se non si intraprende un'azione, l'uscita Q₉ di IC5 andrà eventualmente a livello alto e farà partire un secondo monostabile formato da N3 ed N6. L'uscita di questo monostabile andrà a livello alto per circa 5...10 secondi e, tramite N14, provocherà l'accensione del LED D18 ("PITY"). L'uscita Q₉ mantiene anche a livello alto la linea di attivazione del clock dei due contatori, tramite D3, impedendo di conseguenza il conteggio. Quando l'uscita del secondo monostabile va a livello basso, tutti i LED si spegneranno ed il circuito resterà pronto per un altro tentativo.

Il conteggio viene arrestato anche quando viene premuto il pulsante "STOP", e questo avviene tramite D2 ed il flip-flop N7/N8.

In questo caso i LED indicheranno lo stato

del conteggio, ovvero il numero di vittime dell'attacco. Se però si preme il pulsante "STOP" mentre l'uscita del primo monostabile (N2/N9) è ancora a livello alto, saranno pure a livello alto i due ingressi di N2, e di conseguenza si accenderà il LED D24 ("TOO EARLY").

Come si gioca all'attacco missilistico

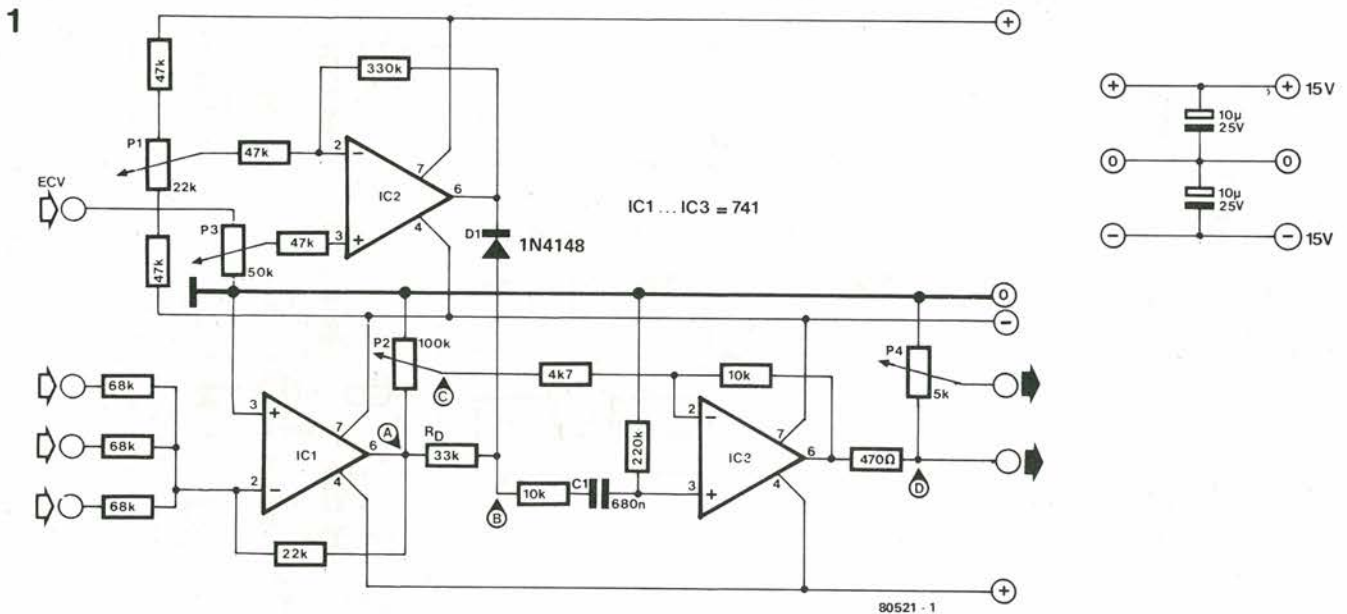
Appena acceso il gioco, si tocca il sensore "START". Si accende immediatamente il LED "WATCH IT" (IN GUARDIA!), che avvisa che il nemico sta per lanciare il

suo attacco. Dopo un certo tempo, il LED "WATCH IT" si spegne ed i LED collegati alle uscite di IC4 e di IC5 cominciano a contare con una rapidità incredibile. Obiettivo del gioco è di premere il pulsante "STOP" il più presto possibile. Alla pressione di "STOP" parte il vostro missile antimissile. Se la reazione è sufficientemente rapida i morti saranno qualche milioni, ma se sarete troppo lenti il mondo verrà distrutto. Il numero delle vittime sarà indicato dal display a LED. L'uscita di IC4 darà "centinaia di migliaia" mentre quella di IC5 terrà conto dei "milione". Se la vostra reazione sarà troppo pigra, si

accenderà il LED "PITY" (PECCATO!) e la responsabilità della distruzione del mondo ricadrà totalmente sulle vostre spalle. Se la vostra reazione sarà troppo precipitosa, si accenderà il LED "TOO EARLY" (TROPPO PRESTO). Anche questo è un caso sfortunato, in quanto disponete di un unico missile di potenza sufficiente da difendervi dall'attacco. Buona fortuna!

K. Siol

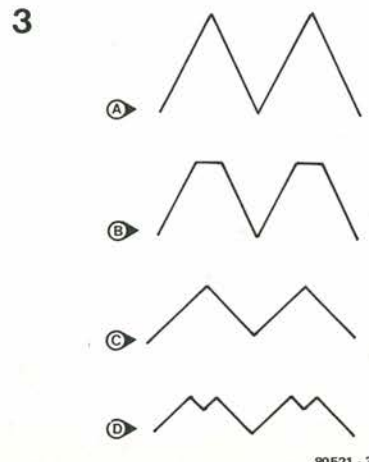
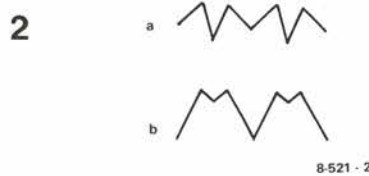
69 Generatore di armoniche controllato in tensione



Un generatore di armoniche controllato in tensione è un dispositivo molto pratico da applicare ai sintetizzatori musicali, che si può considerare un altro modo di produrre suoni sintetizzati. Il circuito che presentiamo è stato progettato per essere usato insieme al sintetizzatore musicale Formant di Elektor (che presto pubblicheremo), ma l'idea può essere usata in molte altre applicazioni, come la generazione di armoniche per una chitarra, eccetera.

Il circuito utilizza un miscelatore a tre ingressi con sensibilità nominale di 2 V_{P-P}. Quando il livello del segnale d'ingresso è giusto, il segnale di uscita da IC1 viene clippato da RD e D1.

Il livello di taglio dei picchi può essere controllato da una tensione applicata all'ingresso di modulazione ECV e derivata, per esempio, da un oscillatore a bassa frequenza (LFO). I segnali clippati e non clippati vengono quindi sottratti tra di loro dall'amplificatore differenziale IC3. Il risultato dipende dal livello del segnale non



tagliato, livello che viene predisposto mediante P2. La figura 2 mostra degli esempi del segnale di uscita risultante, con la presenza di alti (2a) o di bassi (2b) livelli di onda triangolari d'ingresso non tagliata.

Le forme d'onda nei vari punti del circuito sono mostrate in figura 3. Dall'alto al basso, avremo:

- A : segnale d'ingresso
- B : segnale tagliato
- C : segnale d'ingresso attenuato
- D : segnale differenza (B-C) = segnale d'uscita

Se i livelli di soglia del segnale triangolare sono simmetrici, il generatore di armoniche avrà anche un effetto di duplicazione di frequenza. Un'onda quadra d'ingresso modulata a durata d'impulso potrà essere modulata in ampiezza controllando i livelli di taglio dei picchi con un adatto segnale ECV. Se usato con una chitarra, il dispositivo produrrà un effetto analogo al phasing.

M. Bertuch

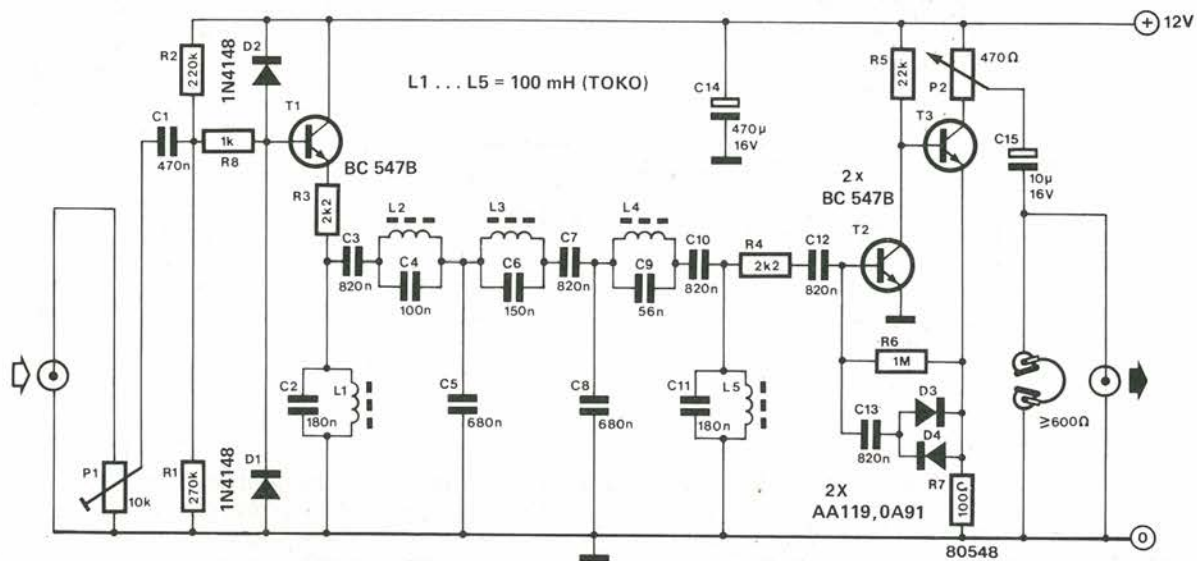
(MMV1). L'uscita di quest'ultimo pilota un secondo monostabile (MMV2) e due flip-flop collegati in serie. Tutto questo spreco di componenti all'uscita, migliora grandemente il numero di effetti che si possono ottenere quando si vogliono dimostrare le proprietà del circuito, e questo è in sintesi l'obiettivo dell'esercizio. Succede che FF1 bascula ogni volta che il sensore viene percorso; FF2 invece bascula un colpo sì e un colpo no; MMV2 fornisce un impulso di uscita allargando dopo ogni percussione, e viene anche usato per resettare FF1.

Il circuito effettivo si vede in figura 2. Il circuito del sensore vero e proprio è molto semplice; tutta la cianfrusaglia che sta a destra della linea tratteggiata è il circuito di "dimostrazione". Come detto in prece-

denza, la bobina del sensore è una reattanza da 68 mH (L1). La sua uscita viene amplificata da T1, T2 ed IC1. IC2 è il trigger di Schmitt; P1 è il controllo di sensibilità. I due multivibratori sono contenuti in IC3 ed i due flip-flop corrispondono ad IC4. Il tempo di impulso di MMV2 può essere regolato mediante P2. I flip-flop ed MMV2 controllano ciascuno uno stadio buffer che a sua volta controlla un relé ed un LED. Questo è il motivo per cui l'abbiamo chiamato "visualizzatore audiovisivo" volendo solo confondervi con un parolone. Ritenendo naturalmente che voi usiate dei relé che si agganciano con un "clic" forte e chiaro. Ideale per scopi dimostrativi: chiedetelo a qualcuno che abbia eseguito delle prove AB su altoparlanti.

Ancora qualche osservazione pratica. Il valore effettivo dell'induttanza della bobina non è realmente critico. È però una buona idea non usare uno di quei tipi altamente sofisticati nei quali il nucleo è montato dentro materiale antivibrante (in parole povere, gommapiuma). In questa condizione non si avrebbe di certo un aumento della sensibilità. Non vogliamo certamente avere dei rimorsi sulla coscienza. Si deve inoltre notare che il commutatore è sensibile anche agli intensi campi magnetici: trasformatori di potenza, motori elettrici, eccetera. A parte questo, l'interruttore ha un mucchio di vantaggi: è affidabile, sensibile e "diverso". Tutto quello che la Redazione voleva era di farvi prendere in considerazione l'idea, ma i buffetti non vogliamo prenderceli noi.

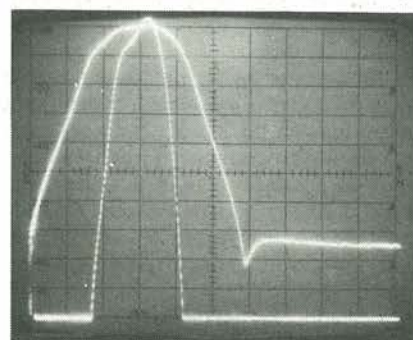
71 Filtro CW selettivo



Quando si progetta un filtro CW (CW = Carrier Wave = onda portante, in altre parole la telegrafia Morse non modulata) occorre soddisfare certi requisiti. La curva di risposta deve essere sufficientemente stretta da ridurre al minimo il QRM ma deve essere larga abbastanza da compensare la deriva del ricevitore. La sua fase deve anche essere lineare entro la larghezza di banda. I filtri già costruiti che si trovano sul mercato hanno di solito una larghezza di banda dell'ordine di 500 Hz (tra i punti a 6 dB) ed hanno un'attenuazione di circa 60 dB a circa 1..2 kHz.

In molte situazioni i segnali CW risultano insufficientemente filtrati e quindi nel ricevitore possono avvenire delle oscillazioni transitorie. Un filtro che abbia un Q molto elevato permette il massimo della selettività ma è, naturalmente, totalmente inadatto per questa applicazione. Il filtro deve essere anche facilmente riproducibile, se possibile senza bisogno di taratura, ed il costo deve essere mantenuto ad un livello minimo.

Il circuito che pubblichiamo soddisfa tutti



questi requisiti ed ha una frequenza centrale relativamente bassa, riducendo in tal modo qualsiasi effetto dovuto alle tolleranze dei componenti, alle alte frequenze. Si è deciso di incorporare nel progetto dei filtri LC in quanto il loro funzionamento è migliore rispetto ai circuiti RC. Le bobine usate non devono essere di qualità speciale: basterà praticamente qualsiasi impedenza da 100 mH.

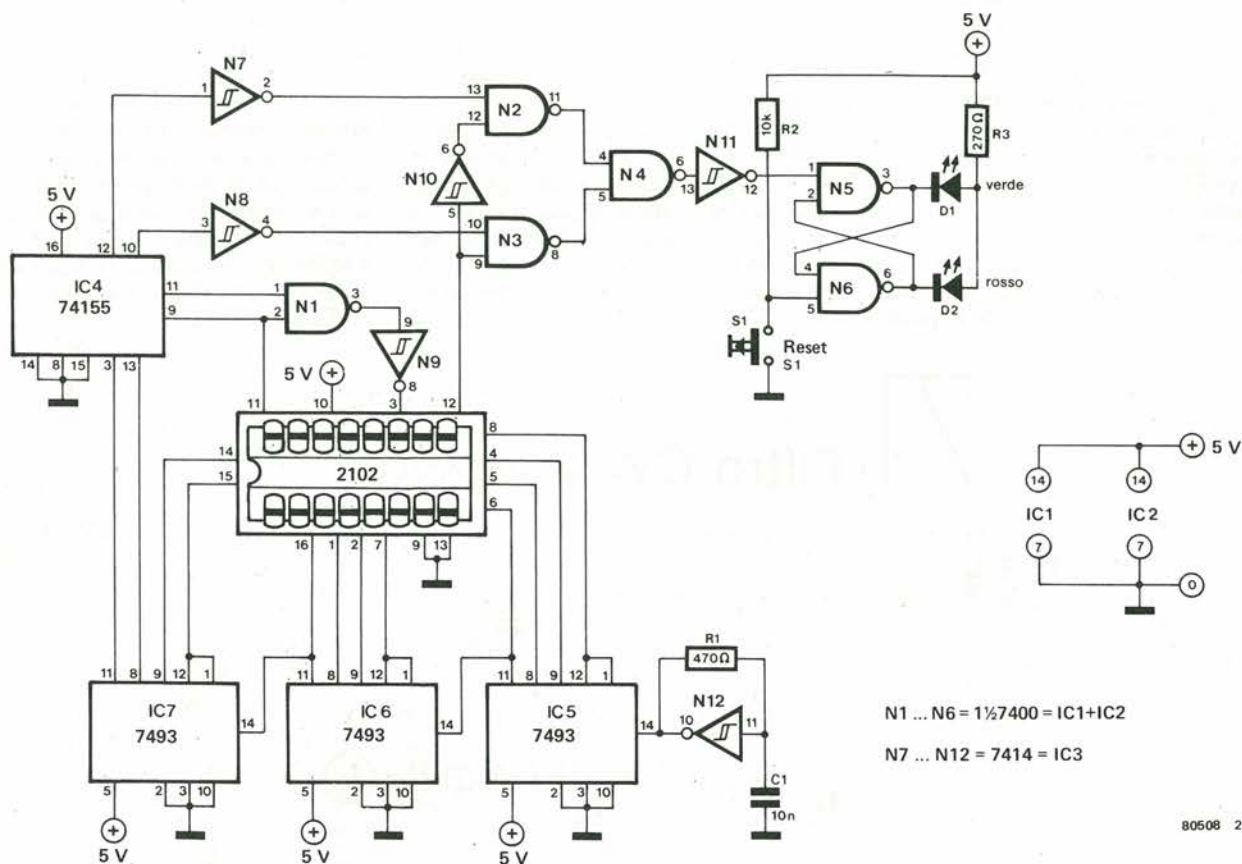
Ci possono essere delle differenze considerevoli nell'ampiezza del segnale nei normali filtri ricevitori in quanto essi sono più

"larghi" di quelli di una stazione CW ed il controllo automatico di guadagno (AGC) potrebbe causare il "pompaggio" del filtro. Per questo motivo si è inserito un circuito di limitazione (D1 e D2) all'ingresso del filtro, ed all'uscita dello stesso si è predisposto un altro limitatore di tipo logaritmico (D3 e D4). Si deve ancora eliminare il segnale immagine audio e questo è possibile soltanto dopo che il segnale a media frequenza ha subito uno speciale trattamento.

Questo circuito è praticamente indispensabile quando si vuole visualizzare dei segnali CW con l'aiuto di un microprocessore e di un televisore. In questo caso occorre aggiungere al filtro soltanto un semplice circuito di interfaccia.

La fotografia mostra chiaramente le caratteristiche di frequenza del circuito del filtro. La scala orizzontale è di 200 Hz per divisione e per entrambe le curve. La frequenza centrale del filtro è di circa 600 Hz. La curva stretta ha una scala verticale di 1 dB per divisione, mentre la curva più larga ha una scala di 10 dB per divisione.

72 | Prova RAM



Uno dei circuiti integrati più conosciuti al giorno d'oggi è il 2102, una memoria ad accesso causale (RAM) da 1 k. Nonostante la sua popolarità, non si conosce praticamente un semplice apparecchio di prova per questo tipo di integrato. Il circuito qui descritto assolve a questo compito con difficoltà ed a buon prezzo.

Il funzionamento è piuttosto semplice, come si vede nel diagramma di flusso di figura 1. Per prima cosa si scrive uno 0 in tutte le locazioni di memoria, dopo di che si commuta l'integrato in "lettura" per controllare se effettivamente esiste uno 0 a tutti gli indirizzi. Se da qualche parte si trova un livello logico "1", si accende un LED rosso per indicare che l'integrato è difettoso. Supponendo di non aver trovato difetti, il passo successivo è di scrivere un "1" in tutte le locazioni di memoria. Si esplora ancora una volta la memoria, per vedere ora se a tutti gli indirizzi c'è un livello "1"; uno "0" in una qualsiasi posizione di memoria provocherà l'accensione del LED rosso.

In questo circuito sono usati 7 integrati (senza contare il 2102) come si vede in figura 2. A partire dalla destra in basso avremo un invertitore a trigger di Schmitt (N12) che viene usato come semplice oscil-

latore. Questo pilota tre contatori BCD (IC5...IC7) collegati tra loro in cascata. In questo modo si produce un'uscita binaria a 12 bit, dei quali i primi 10 sono usati per indirizzare le 1024 locazioni di memoria del 2102. Gli ultimi due bit ("più significativi") sono applicati agli ingressi A e B di un 74155. Questo integrato contiene due "decodificatori da 2 a 4" (uno solo dei quali è usato): ciascuna delle quattro combinazioni possibili dei dati di ingresso ai piedini 3 e 13 fa andare a livello "basso" una delle uscite (piedini 9...12). Queste uscite sono usate per controllare il 2102 e la logica di prova.

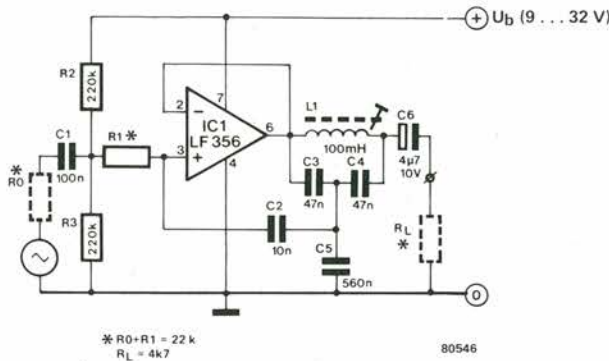
Supponendo che all'inizio tutte e 12 le uscite dalla catena di contatori siano a livello basso, anche i piedini 3 e 13 di IC4 saranno a livello basso. Questo provoca la commutazione a livello "0" del piedino 9 di IC4 e quindi anche l'ingresso dei dati del 2102 sarà basso e l'integrato sarà commutato in "lettura" (tramite N1 ed N9). Durante i primi 1024 passi di conteggio, saranno quindi mandate a "0" tutte le locazioni di memoria della RAM. Al successivo passo di conteggio il piedino 13 di IC4 sarà mandato a livello alto e di conseguenza il piedino 10 passerà a livello basso. Il 2102 è commutato in "lettura", e la sua

uscita (piedino 12) deve restare a zero per ulteriori 1024 passi di conteggio. Se questo si verifica, tutto bene: le uscite di N2 ed N3 rimangono entrambe ad "1" e si accenderà il LED verde. Se però al piedino 12 del 2102 appare un "1", esso provocherà la commutazione di N3, N4 ed N11 settando il flip-flop (N5/N6) ed accendendo il LED rosso.

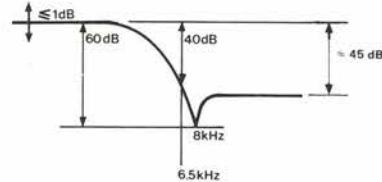
Durante il terzo periodo di conteggio, il piedino 11 di IC4 sarà a livello basso: questo causa la memorizzazione di "livelli 1" in tutte le locazioni di memoria. Per finire l'integrato viene nuovamente commutato in "lettura" e si verifica l'uscita (tramite N10 ed N2) per assicurarsi che questa rimanga al livello "1" per tutta la durata del conteggio.

Dopo la quarta sequenza di conteggio ricomincia il ciclo completo a partire dalla cancellazione. Tutta la sequenza di prova richiede un tempo brevissimo (millisecondi!). Di conseguenza la prova dell'integrato si riduce all'operazione di infilarlo nello zoccolo, dare corrente, azionare il pulsante di reset (S1). Se si accende il LED verde e resta acceso dopo l'abbandono di S1, il 2102 è buono.

73 | Filtro passabasso



Caratteristiche filtro
 - 6 dB : 2,8 kHz
 - 40 dB : 6,5 kHz
 - 60 dB : 8 kHz
 ripple : 1 dB



Molti progettisti di ricevitori per comunicazioni ritengono che "qualsiasi cosa stia al di sopra dei 3 kHz può essere tagliata" e talvolta nei ricevitori si trova una serie di tre filtri RC uno dietro all'altro. È chiaro che una caratteristica in frequenza che cade di 12 dB o più, a frequenze tra 2,5 e 3 kHz, è ben lontana dall'essere ideale. Il vero obiettivo di questo esercizio è di eliminare i rumori a larga banda senza peggiorare le caratteristiche in frequenza entro la banda richiesta. In altre parole è meglio restare ad 1 dB con un taglio più netto possibile dopo 2,5 o 3 kHz.

La configurazione qui descritta soddisfa a questa funzione con una sola sezione. Il circuito è composto solo da un integrato e da pochi altri componenti. Per quanto

AM, F.I.
 C2 = 6n8
 C3, C4 = 10 n
 RL = 10 k
 C5 = 33 n

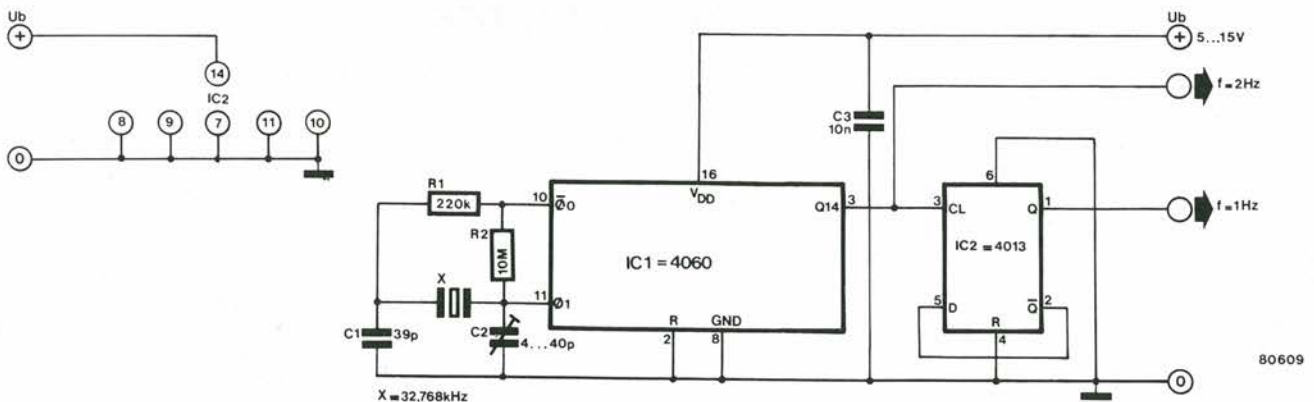
Caratteristiche filtro
 - 6 dB: 6 kHz
 - 54 dB: 9 kHz
 ripple: 1 dB



sembri disaccoppiato da C5, questo in verità non è il caso in quanto il circuito di ingresso fa parte di una stella formata da C3, C4 e C5 (principio del bootstrap). La

TOKO fabbrica delle bobine con un nucleo regolabile, e con queste si può sintonizzare la frequenza di arresto di banda nella posizione che si vuole.

74 | Secondi a buon mercato



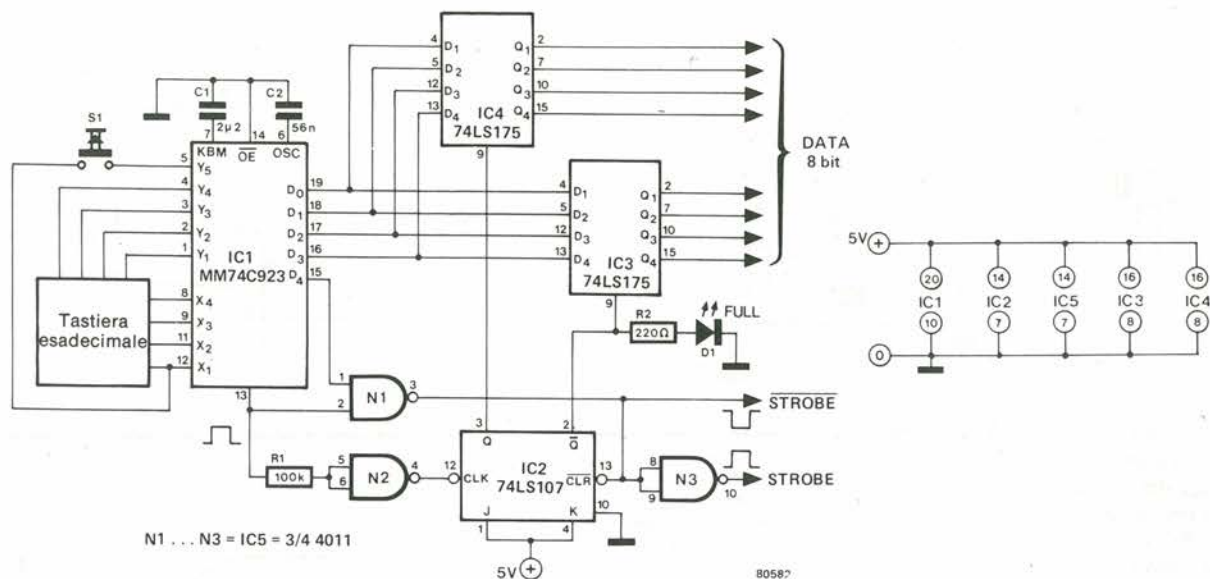
Quelli tra voi che leggono la pubblicità sapranno che attualmente i quarzi miniatura per orologi stanno scendendo di prezzo. Questi cristalli sono quasi sempre tarati a 32.768 kHz per la semplice ragione che è facile ricavarne da essi il segnale ad 1 Hz essendo la loro frequenza una semplice potenza di 2 (2¹⁵).

Aggiungendo a questa notizia il fatto che l'integrato tipo 4060 contiene uno stadio divisore a 14 bit ed un oscillatore, potrete

facilmente sommare due più due..... Il cristallo per orologio è adattissimo come elemento stabilizzatore di frequenza per l'oscillatore. Usando il massimo rapporto dello stadio divisore (2¹⁴) il risultato è un'uscita da 2 Hz. In breve, per poter sistemare questo circuito in tutti quei circuiti che richiedono intervalli di temporizzazione di 1 secondo, basta aggiungere un solo flip flop; tanto per fare un esempio, la metà di un 4013. L'uscita da questo flip flop sarà

un segnale ad 1 Hz, che oscilla tra 0V e la tensione di alimentazione positiva. Ora tutto potrebbe andare a meraviglia, se non fosse per tolleranza dei componenti. I cristalli di quarzo richiedono un aggiustamento, che si deve fare con C2. Per avere una precisione assoluta occorre usare un frequenzimetro. Collegando quest'ultimo al piedino 9 di IC1 si deve avere una lettura di 32.768 kHz.

75 | Tastiera esadecimale



N1 ... N3 = IC5 = 3/4 4011

80587

Il circuito è formato da un codificatore che esplora ciascun tasto della tastiera indipendentemente dagli altri, convertendo i dati in un numero binario da 4 bit. La frequenza di scansione è determinata da un oscillatore interno e da un unico condensatore esterno. Il rimbalzo dei contatti viene eliminato da un ritardatore di 22 ms. Premendo uno dei tasti, l'uscita DA di IC1 va a livello alto dopo il suddetto ritardo (DA = Data Available = dati disponibili). L'uscita AND va di nuovo a livello basso quando il tasto è rilasciato. L'uscita DA temporizza IC2 (tramite N2) provocando

il trasferimento all'uscita del dato che si trova agli ingressi di IC3. Non appena venga premuto un secondo tasto, IC2 riceve nuovamente un impulso di clock, le sue uscite cambiano stato ed ora IC4 riceve il dato del tasto premuto. Allo stesso istante si accende il LED "FULL". L'informazione proveniente dalla tastiera appare alle uscite di IC1 150 ms dopo l'impulso DA. Perciò si ritarda l'impulso di clock per IC2. Il ritardo si ottiene utilizzando la capacità d'ingresso della porta NAND N2, ed una resistenza R1.

Quando si accende il LED "FULL" si pre-

me il pulsante S1.

L'uscita D4 di IC1 andrà quindi a livello alto generando un impulso STROBE all'uscita di N1. Questo serve anche da segnale di reset per IC2. L'impulso di clock ritardato non ha quindi effetto. Non appena viene rilasciato S1, IC2 viene cancellato e resta in attesa del prossimo impulso di clock. I segnali di campionatura (strobe) positivi e negativi, sono disponibili per varie applicazioni di controllo.

F. Burmester

76 | Piccolo alimentatore a commutazione per μP

Gli alimentatori a commutazione (switching) hanno parecchi vantaggi nei confronti dei tipi convenzionali. Un minor sviluppo di calore ed un maggior rendimento ne riducono le dimensioni fisiche a parità di potenza, e su questo si pone l'accento nell'articolo che segue.

L'alimentatore a commutazione da 5 V qui descritto può erogare 1 A al massimo. Si fa uso del modulatore di durata di impulso LM 3524 della National Semiconductors. Questo dispositivo oscilla a 20 kHz, appena al di sopra del limite di udibilità e controlla l'alimentazione a 5 V variando la durata della commutazione in conduzione del transistor regolatore in serie T2. Per questo transistor si deve usare un tipo piuttosto veloce, ma poiché la velocità fa aumentare il prezzo, non si è dato troppo peso a questa caratteristica nel nostro progetto. La stessa cosa è vera anche per il diodo D1. La corrente che passa attraverso

Elenco dei componenti

Resistenze:

R1 ... R3, R10 = 4k7
R4 = 6k8
R5 = 33 k
R6 = 0.15 Ω
R7, R8 = 470 Ω
R9 = 100 Ω

Condensatori:

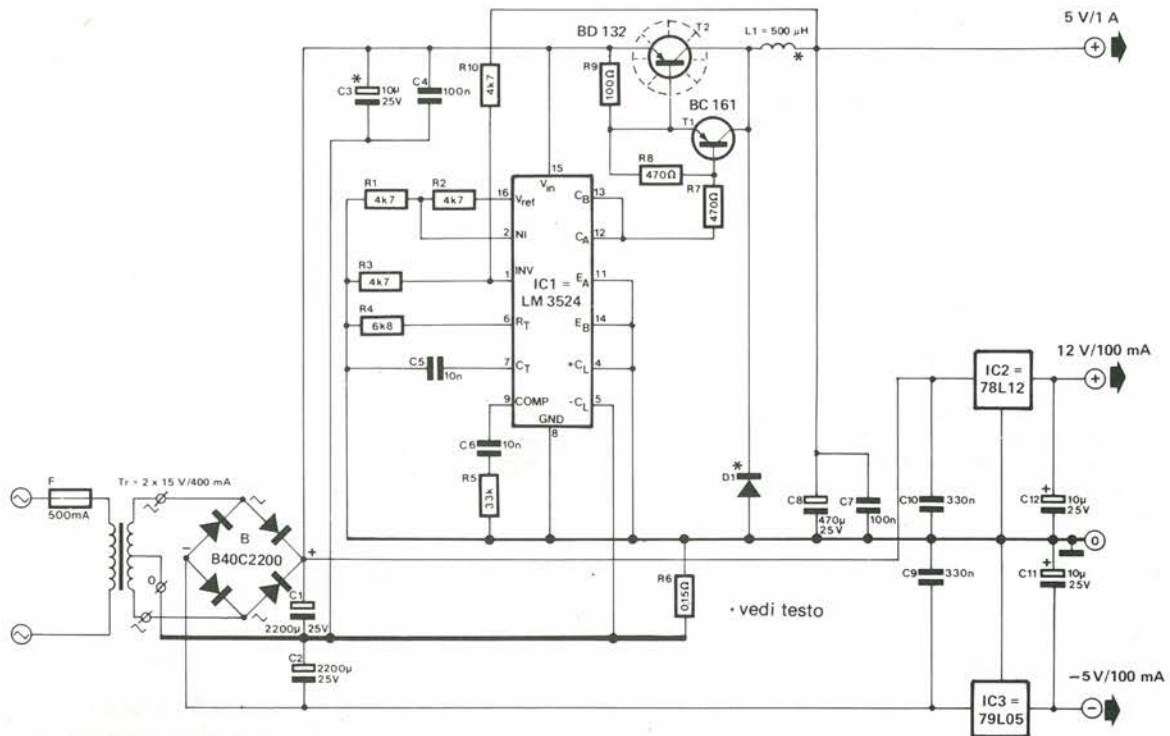
C1, C2 = 2200 $\mu/25$ V
C3, C11, C12 = 10 $\mu/25$ V
C4, C7 = 100 n
C5, C6 = 10 n
C8 = 470 $\mu/25$ V
C9, C10 = 330 n

Semiconduttori:

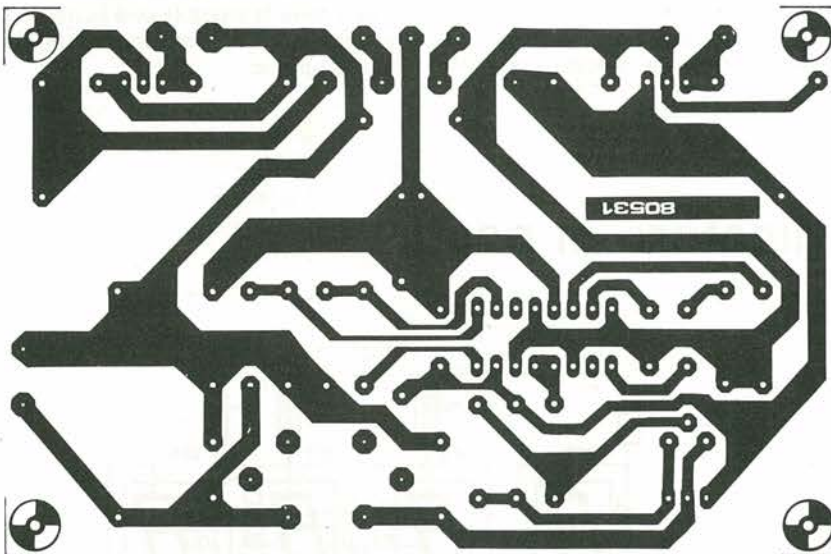
D1 = diodo veloce
da 2A (tempo di distacco ≤ 300 ns)
T1 = BC 161
T2 = BD 132
IC1 = 3524
IC2 = 78L12
IC3 = 79L05
B = raddrizzatore a ponte B40C2200

Varie:

Tr1 = trasformatore di rete
2 x 15 V/0.4 A
L1 = 500 μ H (vedi testo)



80531



so T2 e D1 durante il funzionamento normale non supera mai i 2 A. La bobina L1 può essere facilmente avvolta su di un nucleo a campana con trafero adatto alla banda di frequenza applicata (20 kHz). È stato usato un tipo N22 della Siemens lungo 11 mm e dal diametro di 18 mm. Il numero di spire può essere calcolato con la seguente formula:

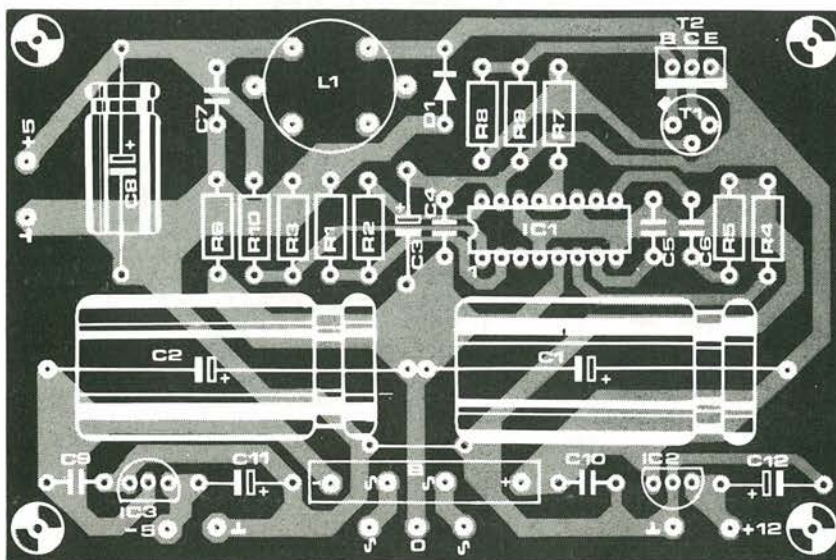
$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

Se A_L ha un valore di 250, occorrono 45 spire usando un filo di diametro tale da riempire completamente il nucleo. Per esempio,

$$n = \sqrt{\frac{500 \times 10^{-6}}{250 \times 10^{-9}}}$$

Lo stabilizzatore a 5 V è protetto contro i cortocircuiti con l'aiuto di una resistenza R6 da 0,15Ω. Questo valore può essere ottenuto, se necessario, usando due resistenze da 0,33Ω collegate in parallelo. Nel caso che avvenga un cortocircuito, T2 si riscalderà più del normale ed è quindi necessario munire questo transistor di un dissipatore termico (per quanto questo di norma non sia indispensabile).

Gli stabilizzatori a +12 V ed a -5 V sono del tipo convenzionale e sono destinati all'alimentazione ausiliaria delle ben note EPROM 2708.



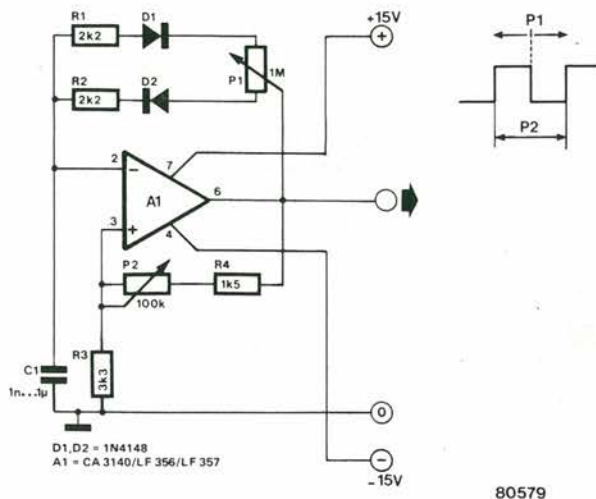
77 | Generatore a durata d'impulso variabile

Questo semplice circuitino troverà molte applicazioni in quei casi dove la durata dell'impulso è critica.

L'amplificatore operazionale A1 è collegato come generatore di onde quadre con una frequenza regolabile mediante P2.

Supponiamo che l'uscita dell'amplificatore operazionale vada a livello alto appena il sistema viene acceso; parte di questa tensione di uscita viene applicata all'ingresso non invertente tramite il partitore di tensione R4, P2, R3. Fintanto che C1 non è ancora sufficientemente carico, la tensione all'ingresso invertente sarà minore di quella che c'è all'ingresso non invertente e l'uscita resterà a livello alto. Nel momento in cui il condensatore è carico ad un livello tale che la tensione all'ingresso invertente diventi maggiore di quella all'ingresso non invertente, l'uscita commuterà a livello basso.

Quindi il condensatore C1 comincia a scaricarsi fino a che la tensione all'ingresso invertente diventa minore di quella presente all'altro ingresso, ed in questo momento l'uscita dell'operazionale commuterà nuo-



vamente al livello alto.

Il rapporto impulso-pausa può essere variato con il potenziometro P1 senza variare la frequenza. Si ottiene questo risultato rendendo il tempo di carica diverso (maggiore o minore) del tempo di scarica. Il condensatore C1 viene caricato attraverso

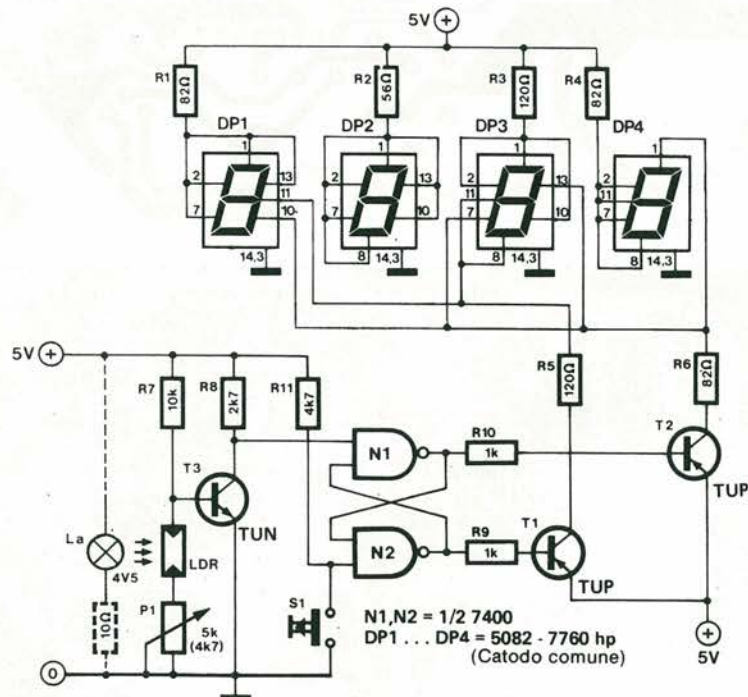
una parte di P1, il diodo D2 e la resistenza R2 mentre viene scaricato tramite la resistenza R1, il diodo D1 e l'altra sezione di P1. La somma di queste due costanti di tempo resta la stessa (e così la frequenza) quando si usa P1 per variare il rapporto impulso-pausa.

78 | Indicatore di posta

Il postino è già passato oggi ed in questo caso c'è della posta per noi? Questa domanda se la fanno ogni giorno milioni di persone. Di solito si ha una risposta andando alla cassetta delle lettere per dare un'occhiata. Tanta più strada dovrete fare e tanto più vuota sarà la cassetta delle lettere, tanto maggiore sarà il vostro disappunto. L'indicatore di posta ci mostra, visualizzato su quattro display a sette segmenti, se è il caso o meno di andare a vedere. All'inizio, il flip-flop formato da N1 ed N2 è resettato ed il transistor T2 conduce facendo apparire sul display la parola "NONE" (Niente). Quando una lettera che cade nella cassetta interrompe il raggio di luce diretto alla LDR, T3 passerà brevemente in conduzione e farà basculare il flip-flop. Come risultato T2 andrà in interdizione e T1 in conduzione. Il display mostrerà quindi la parola "POST" (posta).

Il circuito resterà in questo stato fino a quando non si premerà il pulsante di reset S1 e solo allora tornerà al suo stato iniziale. Per ottenere un funzionamento affidabile si consiglia di montare la lampadina e l'LDR il più vicino possibile alla fessura di introduzione della cassetta delle lettere.

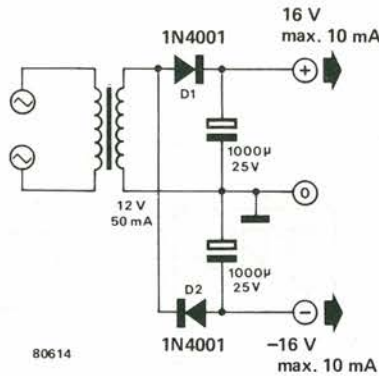
Per soddisfare alle richieste dei membri più frenetici della Redazione stiamo ora progettando un "rivelatore di fatture" che respingerà automaticamente la posta indesiderata.



79

Semplice alimentatore simmetrico

Di solito, per costruire un alimentatore simmetrico si usano un trasformatore a presa centrale ed un raddrizzatore a ponte. Questa sembra una soluzione così naturale che si dimentica l'esistenza di una soluzione più semplice. Lo schema qui accanto mostra la versione semplificata. Uno svantaggio è costituito dal raddrizzamento a semionda, per cui necessita un condensatore di livellamento di maggior capacità per togliere il ronzio a frequenza di rete. Con i valori dello schema l'alimentatore può erogare un massimo di 10 mA con un'ondulazione residua di circa 0,2 V_{p-p}.



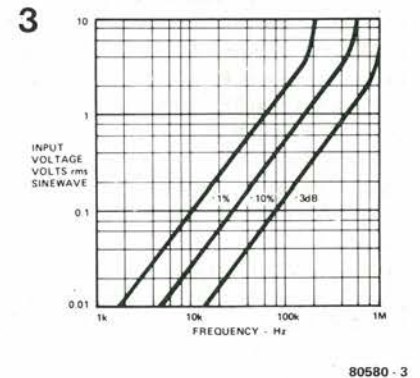
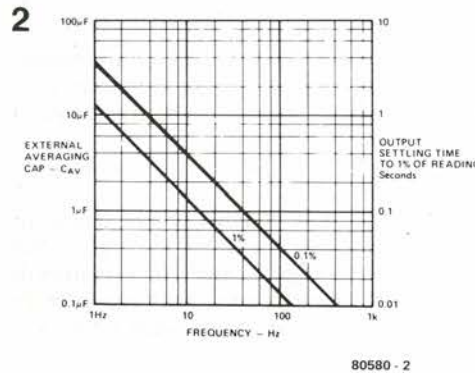
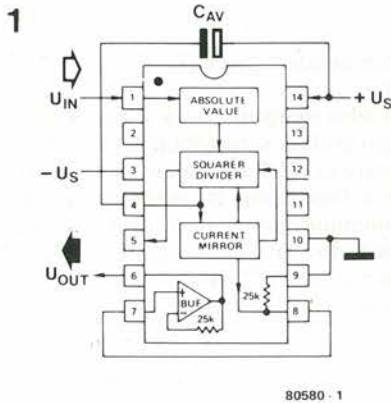
Usando la formula che segue si possono calcolare i valori dei componenti per altre correnti ed altri valori della tensione di ondulazione residua:

$$U_{\text{ripple}} = \frac{20 \cdot I}{C}$$

dove U_{ripple} è misurata in Volt (picco-picco), la corrente prelevata I in mA e C in μF .

80

Convertitore RMS - c.c.



I soli componenti che occorrono per questo circuito, che misurerà con precisione il valore rms (efficace) di una data tensione, sono un circuito integrato ed un condensatore. Con questo sistema si può dotare con molta semplicità uno strumento in continua, di portate in alternata. La figura 1 mostra il circuito e, per quanto riguarda la costruzione, non c'è nulla da aggiungere. L'integrato (AD 536) è specificamente progettato per effettuare il calcolo completo della radice del valore quadratico medio (rms) di un segnale periodico all'ingresso. Da una parte il condensatore C_{AV} determina la precisione di misura alle frequenze inferiori, e dall'altra parte determina anche il tempo di assestamento di cui ha bisogno il circuito per raggiungere la precisione indicata.

La figura 2 dà un'idea dei criteri di scelta del valore di C_{AV} . Se, per esempio, il valore di C_{AV} è di 4 μF , ne consegue che l'errore a 10 Hz è dello 0,1%, mentre quello a 3 Hz è dell'1%. Il tempo di assestamento può essere letto sull'asse verticale destro della figura 2. Per il valore di 4 μF esso sarà di 0,4 secondi. La scelta del condensatore dipende quindi dai

Specifiche

	AD 536J	AD 536K
misura di precisione (con $U_{in} = 7 V_{eff}$)	$\pm 5 \text{ mV} \pm 0,5\%$	$\pm 2 \text{ mV} \pm 0,29$
Gamma di frequenza		20 kHz
— 0 dB larghezza di banda		100 kHz
— ± 3 dB larghezza di banda		50 V _{p-p}
Tensione di ingresso U_{in}		10 V
Tensione di uscita		2 V
— ± 15 V alimentazione		$\pm 3 \dots \pm 18$ V
— ± 5 V alimentazione		16,7 k Ω
tensione di alimentazione		
Impedenza d'ingresso		

requisiti da ottenere: un tempo di assestamento breve, un piccolo errore di misura a bassa frequenza, oppure un compromesso tra i due.

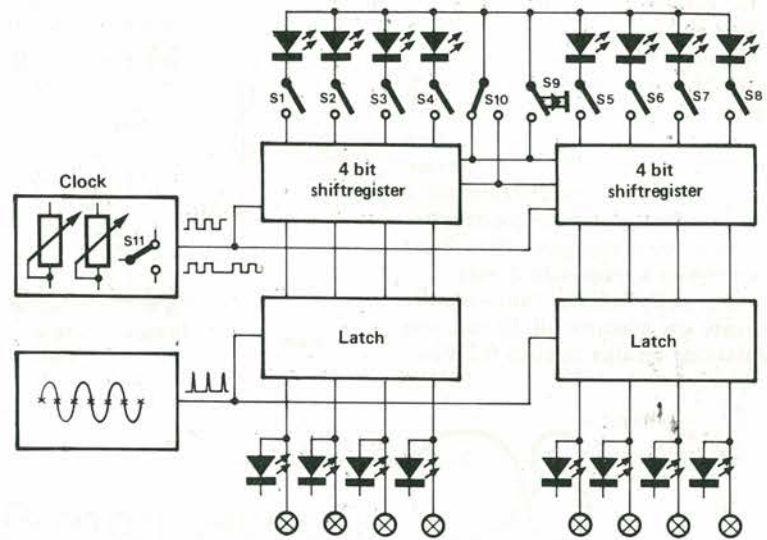
La figura 3 mostra la tensione minima d'ingresso come funzione della frequenza ai vari errori di misura. Tanto maggiore sarà il valore rms della tensione d'ingresso, tanto minore sarà l'errore. Il circuito non è adatto soltanto per misurare segnali in alternata, ma può anche

determinare il valore rms di un segnale in c.c. con una componente alternata. Se si devono misurare solo segnali in c.a., si deve collegare un condensatore in serie all'ingresso (ora il circuito sta diventando veramente complicato...). È anche consigliabile disaccoppiare i fili di alimentazione, il più vicino possibile all'integrato, con condensatori ceramici di 100 nF (attenzione a questo particolare!)
(nota operativa della Analog Devices)

81 Luci che corrono

Il circuito per luci correnti qui descritto non è il primo (e nemmeno l'ultimo), ad essere pubblicato da Elektor, ma nondimeno è uno dei più interessanti. Il circuito ha non meno di otto canali, ognuno dei quali può essere programmato indipendentemente dagli altri. La massima potenza di uscita per canale è determinata dalle specifiche del triac usato. Le lampade vengono accese quando l'onda della tensione alternata di rete passa per lo zero, per cui non si sviluppano segnali di interferenza e non occorrono quindi filtri antidisturbo. La figura 1 mostra lo schema a blocchi dell'apparecchio. Si può predisporre un qualsiasi codice ad 8 bit agli ingressi di due registri a scorrimento. L'impostazione del codice avviene mediante gli interruttori S1...S8. Quando uno di questi interruttori sarà chiuso, si accenderà il corrispondente LED che, insieme agli altri, darà un'idea visiva dello stato degli otto bit del codice. Questo dato predisposto viene quindi introdotto nei registri a scorrimento mediante S9. I registri sono del tipo bidirezionale e la direzione del trasferimento (verso destra, verso sinistra, oppure dato statico) viene determinata dalla posizione di S10. Il dato è spostato di un passo ogni volta che i registri ricevono un impulso di clock. Il generatore di clock è piuttosto versatile, in quanto si può variare non soltanto la frequenza di oscillazione, ma si possono anche ottenere "gruppi" di impulsi. Questo risultato viene ottenuto attivando e disattiva-

1



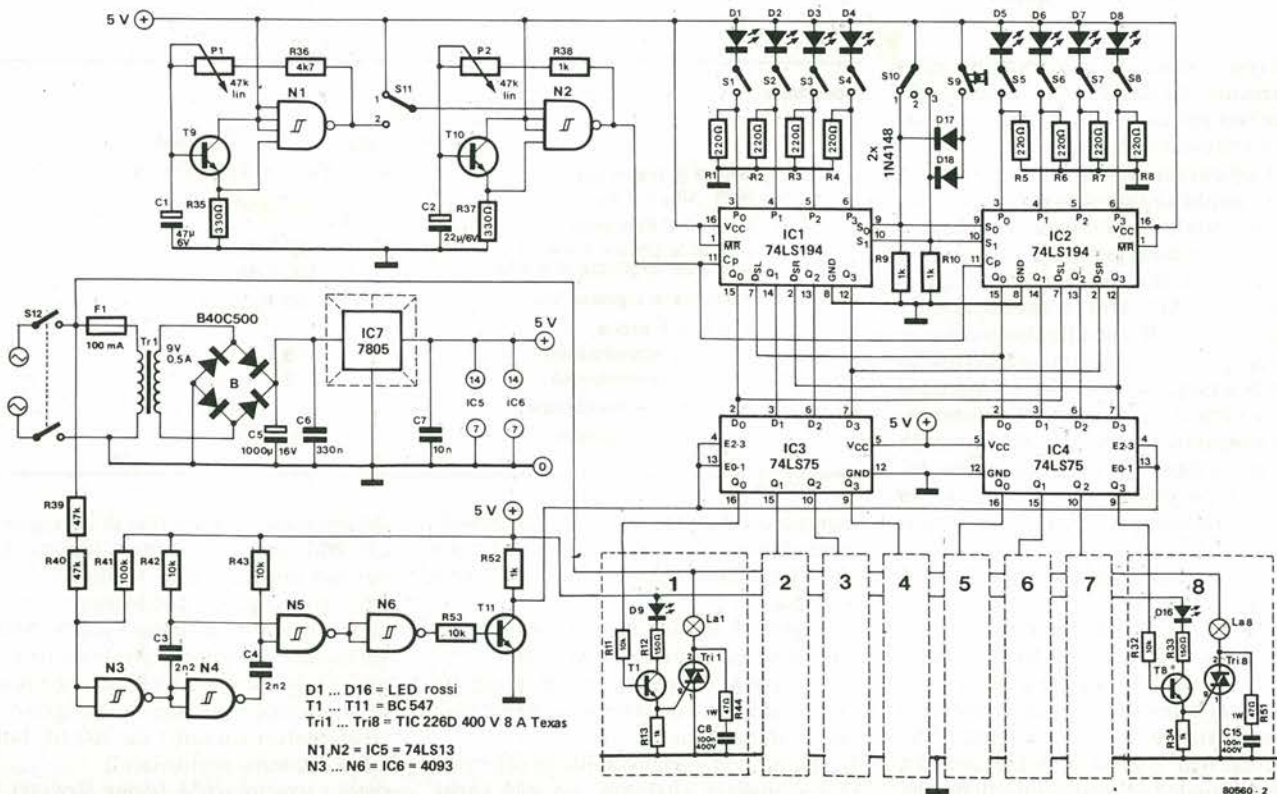
80560 - 1

vando un oscillatore mediante un secondo oscillatore con frequenza più bassa. Il risultato di tutto questo è che i dati appaiono scorrere a casaccio. Le uscite dei registri a scorrimento sono collegate a dei circuiti di blocco (latch), che funzionano esclusivamente al momento del passaggio dell'onda per lo zero. Nel circuito è compreso anche un rivelatore di passaggio per lo zero, per controllare gli ingressi di attivazione dei latch. L'uscita di

ciascun canale dispone di un segnalatore a LED.

Lo schema completo si vede in figura 2. Gli impulsi di clock sono forniti dall'oscillatore basato su N2. La posizione di S11 determina se l'oscillatore N2 debba funzionare in continuità (posizione 1) oppure debba essere controllato dall'oscillatore a bassa frequenza N1. Le frequenze dei due oscillatori possono essere aggiustate rispettivamente con P2 e P1.

2



D1 ... D16 = LED rossi
T1 ... T11 = BC 547
Tri1 ... Tri8 = TIC 226D 400 V 8 A Texas
N1, N2 = IC5 = 74LS13
N3 ... N6 = IC6 = 4093

80560 - 2

Quattro porte NAND (N3....N6) sono usate per il rivelatore di passaggio per lo zero. In questa parte del circuito si usa un integrato CMOS, dato che la tensione d'ingresso sarà quasi certamente al di fuori dei limiti TTL, e gli ingressi di questi integrati sono internamente protetti da diodi limitatori. I condensatori C3 e C4 assicurano che venga prodotto all'uscita di N5 un impulso di 25 µs ogni volta che il segnale d'ingresso passa per lo zero. Questo impulso è usato per controllare gli ingressi di attivazione dei Latch (IC3 ed IC4), tramite N6 e T11. I dati provenienti dalle uscite dei registri a scorrimento (IC1 ed IC2) saranno quindi trasferiti, passando prima attraverso i latch, alle basi dei transistori T1....T8. Quando una delle uscite del latch è a livello

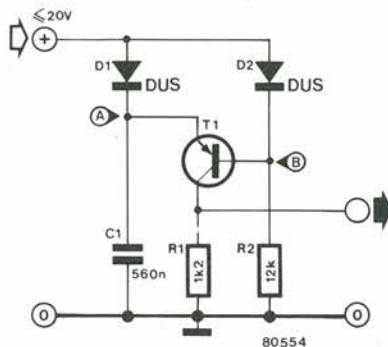
alto, il corrispondente transistor è in conduzione, il LED si accende ed il Triac passa in conduzione. Come già rilevato in precedenza, la potenza della lampada (o delle lampade) collegata a ciascun canale, dipende dal Triac che si usa. Per il tipo indicato sullo schema si potranno commutare al massimo 8 A, ma è sempre consigliabile lavorare entro larghi margini di sicurezza. Però, una potenza di circa 1000 W per canale non dovrebbe costituire un problema, basta montare i Triac su adeguati dissipatori termici. Si deve naturalmente usare una grande attenzione costruendo ed usando il circuito, in quanto è direttamente collegato alla rete!. Quindi ogni canale dev'essere provvisto di un morsetto di terra all'uscita, e

l'intero complesso deve essere inserito in un robusto contenitore di plastica. Il funzionamento è oltremodo semplice. La figura desiderata viene selezionata mediante gli interruttori S1....S8. Con S10 nella posizione intermedia (display fermo) si possono introdurre i dati nel registro a scorrimento, premendo S9. Si può quindi cambiare la posizione di S10 per ottenere una figura mobile (verso destra o verso sinistra, come si vuole). Quando S11 è chiuso, le lampade sembrano "saltare" anziché muoversi con continuità. Con i potenziometri P1 e P2 si varia la velocità di scorrimento della figura risultante.

82

Rivelatore di caduta di tensione

Questo circuito produce un impulso di uscita ogni volta che la tensione d'ingresso si abbassa al di sotto dei 0,6 V. Il funzionamento di questo circuito è semplicissimo. Fino a quando la tensione d'ingresso resta costante od aumenta, le tensioni ai punti A e B saranno uguali alla tensione d'ingresso diminuita di 0,6 V (a causa della caduta su D1 e D2). In questa condizione il transistor T1 sarà interdetto. Se la tensione d'ingresso diminuisce, anche la tensione al punto B calerà della stessa quantità. Però la tensione al punto A resterà immutata perchè C1 sarà carico. Quando la differen-

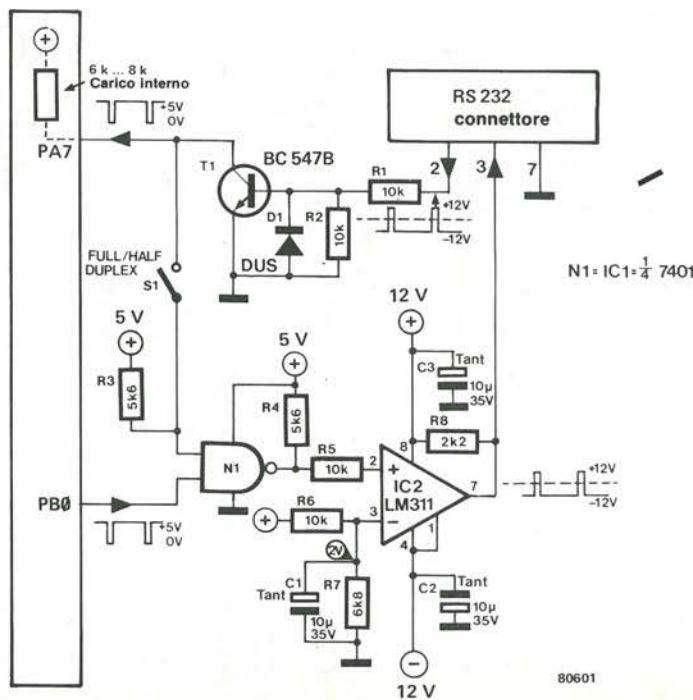


za di tensione tra i punti A e B diventa maggiore di 0,6 V (in altre parole, quando la tensione d'ingresso sarà caduta a 0,6 V), T1 passerà in conduzione facendo scaricare C1 attraverso R1, e generando un impulso all'uscita.

83

Interfaccia RS 232

È molto semplice collegare dei dispositivi periferici ai calcolatori, basta che i livelli di segnale siano compatibili. Quando non si verifica sempre, e spesso è necessaria una qualche forma di interfaccia per convertire il segnale da un livello all'altro. Per rendere i segnali di uscita di molti apparecchi periferici conformi agli standard RS 232/V 24 occorrono determinati requisiti. L'interfaccia che si vede nello schema è destinata ad essere usata con lo Junior Computer (PA7 e PB0 si riferiscono agli ingressi ed alle uscite seriali del JC), ma può essere anche impiegata in collegamento a qualsiasi altro calcolatore. I segnali sono convertiti dal livello RS 232 al livello TTL dal transistor T1, mentre la conversione inversa è attuata da N1 ed IC2. In quest'ultimo caso la conversione viene effettuata onde pervenire ad un livello di 24 V_{p-p}.



84 | Protezione per altoparlante

Gli altoparlanti di regola sono progettati per sopportare duri maltrattamenti. Forse questo non è sempre vero ma in ogni caso le "torture" a cui sono sottoposti, specialmente ai concerti rock ed ai festival, sono veramente indicibili. Anche senza superare la potenza di targa degli altoparlanti, i sistemi per le alte frequenze possono degnere per surriscaldamento in quanto i sistemi di misura secondo la norma DIN non corrispondono alla ricettività degli organi uditivi dei patiti del rock. Gli altri livelli sonori, che sono parte integrante di ogni tipo di musica pop, possono facilmente portare ad una brutta fine gli altoparlanti durante una prestazione continua a "piena potenza". È anche piuttosto ovvio che gli alti livelli di tensione potranno provocare una dipartita prematura degli altoparlanti a bassa frequenza con un effetto fumogeno senza che i fusibili disposti nell'amplificatore abbiano potuto intervenire. Questo articolo descrive un nuovo circuito che interromperà il collegamento ai sistemi di altoparlanti prima che i livelli di tensione possano raggiungere altezze tali da poter danneggiare gli altoparlanti stessi. Il circuito proteggerà casse acustiche fino a 150 V con impedenza di 8 Ω, e potrà essere incorporato nella stessa cassa acustica senza richiedere un'alimentazione separata.

La figura 1 mostra lo schema completo

della protezione per altoparlanti. Il segnale che esce dall'amplificatore raggiunge gli altoparlanti tramite dei contatti di relè. Nel caso di sovraccarico o di tensioni continue troppo elevate, il relé interrompe il collegamento tra altoparlanti ed amplificatore. La tensione continua viene rilevata da due circuiti simili ma complementari. Il rivelatore di livello "positivo" (T3...T6) riceve l'alimentazione tramite D19, R27 e C7 raddrizzando e filtrando il segnale di uscita dell'amplificatore. Il rivelatore di livello "negativo" (T8...T11) viene alimentato in modo analogo tramite D30, R29 e C8. Il segnale di uscita dell'amplificatore viene anche applicato agli ingressi dei due rivelatori di livello, dopo essere stato fatto passare attraverso un semplice integratore (R28/C9). Se all'uscita dell'amplificatore c'è un livello di corrente continua apprezzabile, passeranno in conduzione D20 oppure D21 a seconda della polarità della c.c. Il rivelatore di livello positivo è controllato da D20 e quello negativo da D21. La sensibilità di questi rivelatori di livello è di circa 6-7 V. Quando il livello c.c. supera questi valori, uno dei rivelatori azionerà il relé. Quale sia il rivelatore attivato dipenderà naturalmente dalla polarità del livello pericoloso in corrente continua.

La terza parte del circuito consiste in un rivelatore di sovraccarico che appare nella parte sinistra dello schema. Il circuito mul-

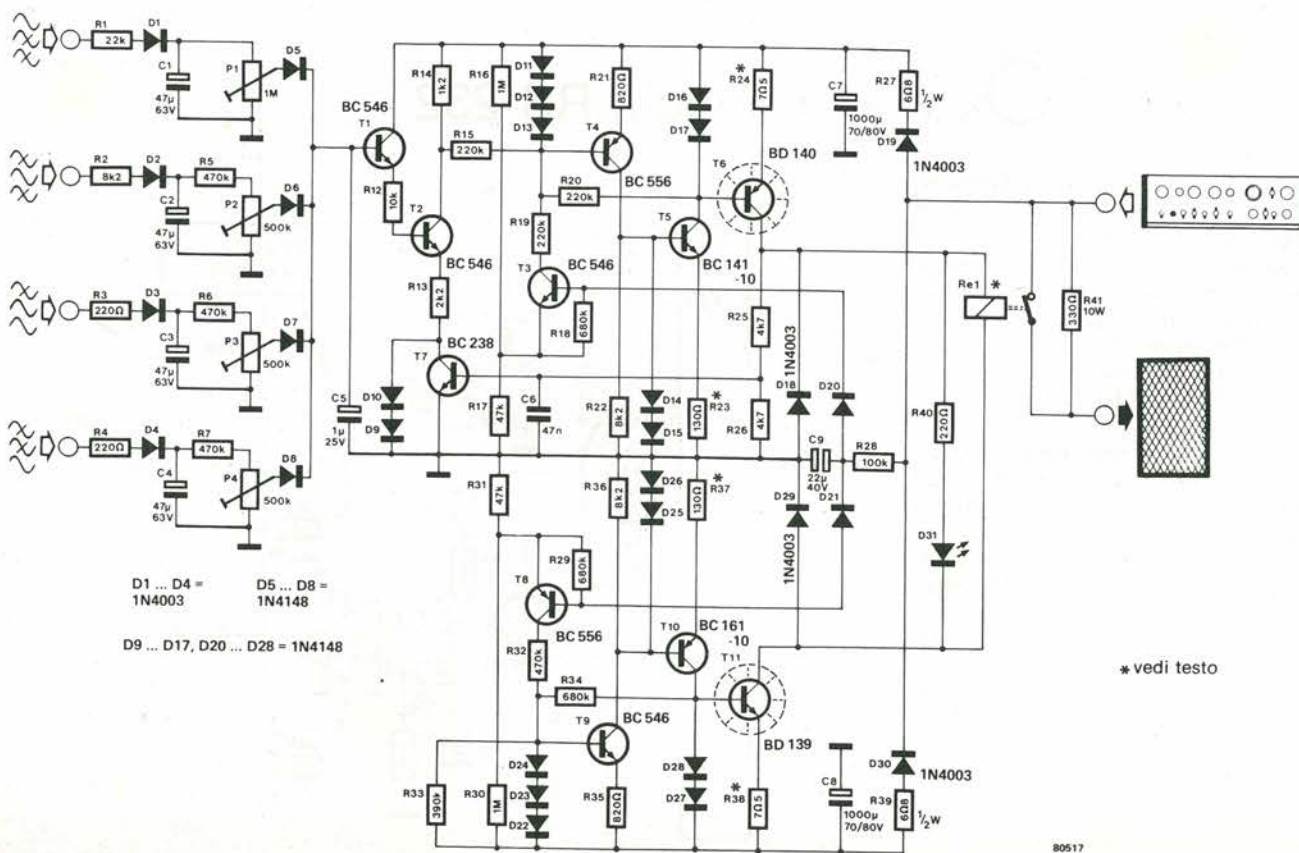
tiuso che precede l'ingresso di T1 fa in modo che il circuito sia in grado di essere usato in sistemi di altoparlanti muniti o meno di circuiti cross-over. Per rendere il complesso totalmente versatile sono stati previsti quattro canali, ma è evidente che alcuni sistemi di altoparlanti avranno bisogno soltanto di uno o due ingressi. Questi ingressi sono in effetti collegati direttamente agli altoparlanti, dato che si possono trovare solo a valle del o dei filtri di cross-over.

Il segnale, dopo essere stato raddrizzato da D1...D4 e filtrato da C1...C4, viene amplificato da T1 e T2 per generare un segnale di controllo in c.c. per il rivelatore di livello positivo. T7 fornisce una certa isteresi in modo da poter escludere l'amplificatore prima della caduta del relé. Essendo nota la potenza di ciascun altoparlante (di solito stampigliata in qualche punto del medesimo) la massima tensione di ingresso alternata può essere calcolata con la seguente formula:

$$U_{\text{eff}} = P \cdot R$$

dove P è la potenza ammessa ed R è l'impedenza. Dal risultato di questo calcolo si trae una cifra percentuale per ciascun ingresso, come segue:

- 3...6% per altoparlanti ad alta frequenza (ingresso R1)
- 10...25% per altoparlanti per toni medi (ingresso R2)



86 Ricevitore super-attivo ad 87-180 MHz

Il ricevitore più semplice che possieda insieme un'alta sensibilità e selettività è (ancora) il ricevitore a super-reazione. Esso può ricevere sia la modulazione di ampiezza che la modulazione di frequenza e potrebbe essere un tipo di ricevitore molto attraente, se non fosse per il suo carattere "ostinato". Molti collegano questo tipo di ricevitore con problemi di costruzione e di conseguenza si tende a lasciar perdere!

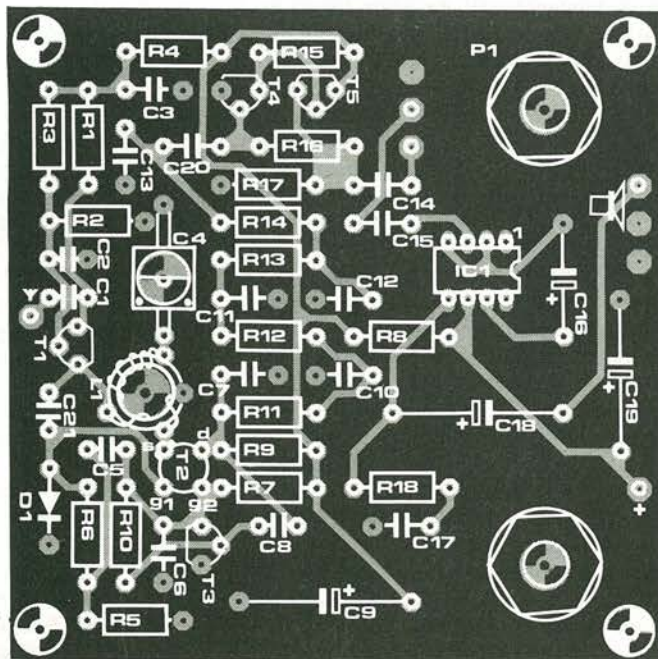
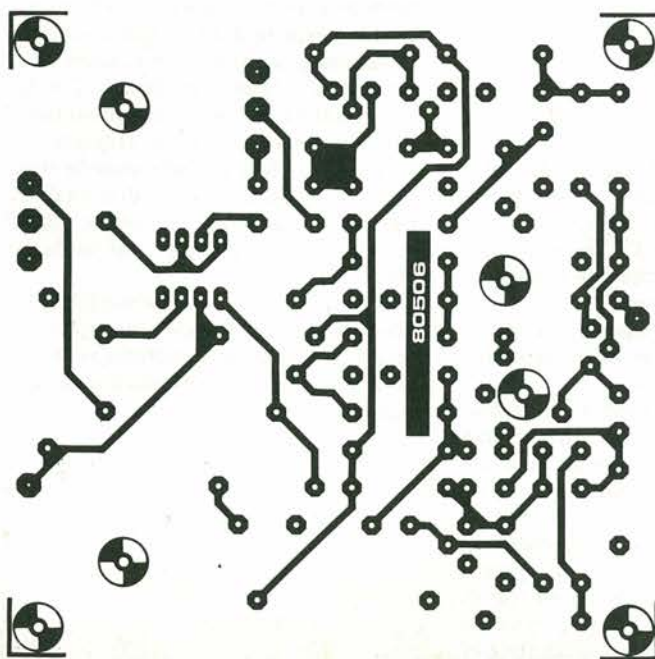
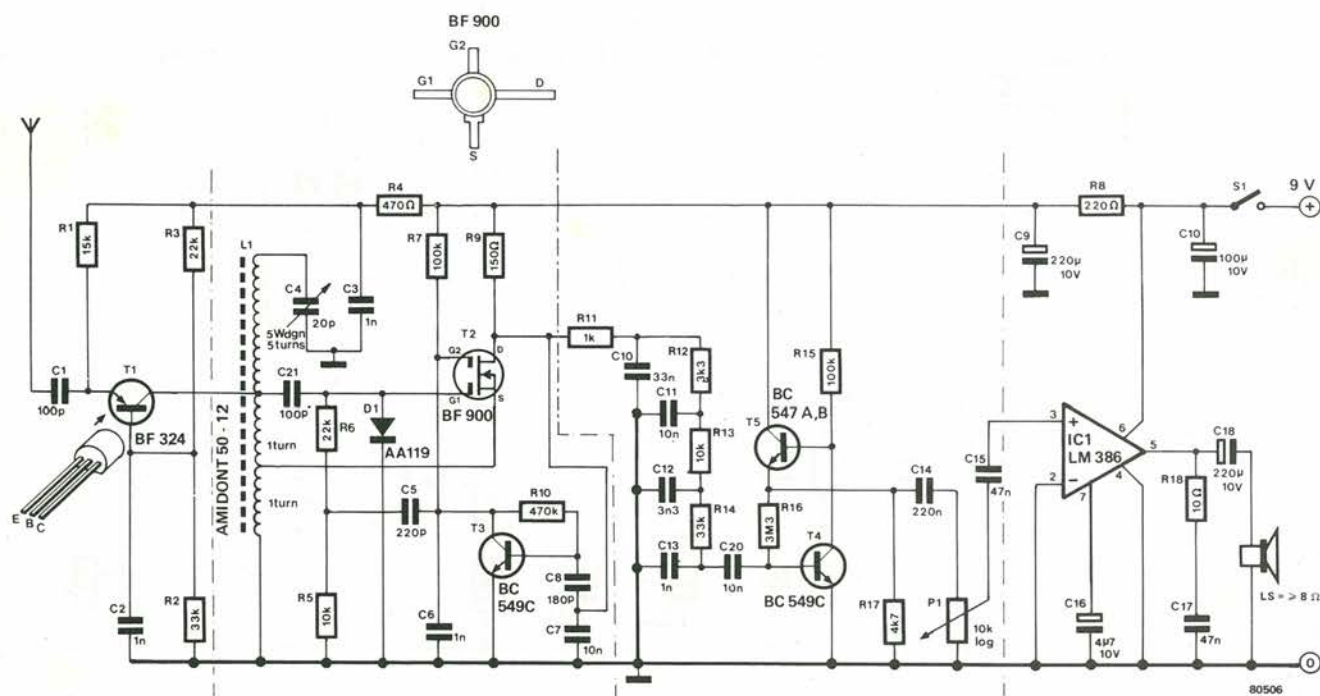
Un buon progetto non dovrebbe però avere questi svantaggi. Come mostra lo sche-

ma, occorrono alcuni componenti in più del solito ma il risultato ripagherà del lavoro extra.

Ne risulterà un ricevitore dotato di parecchie caratteristiche eccellenti: ricezione AM ed FM, banda 87-180 MHz (radiotaxi, aeronautica, eccetera), una sensibilità di 0,4 μ V per un rapporto segnale-rumore di 10 dB (AM) ed una larghezza di banda di circa 100 kHz. Se si usa il circuito stampato di figura 2 si eviteranno i problemi costruttivi menzionati in precedenza: e que-

sto è un altro vantaggio. In pratica un ricevitore a super-reazione è un amplificatore a reazione mantenuto in continuità al limite dell'oscillazione (od almeno per la maggior parte del tempo), una condizione che procura la massima sensibilità possibile.

Lo si può anche considerare un oscillatore che viene acceso e spento da 20.000 a 30.000 volte al secondo per mezzo di una tensione a denti di sega con risalita relativamente lenta. Durante la pendenza di ri-



Elenco componenti

Resistenze:

R1 = 15 k
 R2, R14 = 33 k
 R3, R6 = 22 k
 R4 = 470 Ω
 R5, R13 = 10 k
 R7, R15 = 100 k
 R8 = 220 Ω
 R9 = 150 Ω
 R10 = 470 k
 R11 = 1 k
 R12 = 3k3
 R16 = 3M3
 R17 = 4k7
 R18 = 10 Ω

Condensatori:

C1, C21 = 100 p
 C2, C3, C6, C13 = 1 n
 C4 = 3 . . . 20 p (e.g: Jackson Bros C1604)
 C5 = 220 p
 C7, C11, C20 = 10 n
 C8 = 180 p
 C9 = 220 μ /10 V
 C10 = 33 n
 C12 = 3n3
 C14 = 220 n
 C15, C17 = 47 n
 C16 = 4 μ 7/10 V
 C18 = 220 μ /6 V
 C19 = 100 μ /10 V

Semiconduttori:

T1 = BF 324
 T2 = BF 900
 T3, T4 = BC 549C
 T5 = BC 547
 D1 = AA119
 IC1 = LM 386

Varie:

L1 = bobina sintonia (vedi testo)
 P1 = potenziometro 10 k log.
 S1 = interruttore unipolare

salita del dente di sega (che occupa la maggior parte del tempo) il funzionamento è come amplificatore al limite dell'oscillazione, e solo durante i (breve) picchi del dente di sega l'oscillazione si verifica realmente. Quando la curva del dente di sega è in discesa, l'oscillazione si arresta immediatamente. La frequenza alla quale l'oscillatore è attivato e disattivato si chiama frequenza di estinzione e deve essere, naturalmente, al di sopra della soglia di udibilità.

Vediamo ora lo schema elettrico (figura 1). L'amplificatore di ingresso con il BF 324 (T1) ha un doppio scopo: da una parte garantisce la preamplificazione del segnale

di antenna ed inoltre agisce come cuscinetto tra l'oscillatore e l'antenna in modo da impedire al ricevitore di funzionare contemporaneamente da trasmettitore. Il MOSFET T2 ed il transistor T3 provvedono insieme alla super-azione vera e propria. T2 è collegato come miscelatore auto-oscillante. Il diodo D1 limita l'ampiezza del segnale dell'oscillatore. Il generatore a denti di sega ("forma d'onda di spegnimento") è costruito con il gate 2 di T2 ed il transistor T3. La pendenza negativa al collettore di T3 raggiunge anche il gate 1 del MOSFET tramite C5 ed R6. Per quanto la frequenza di spegnimento sia al di sopra della soglia di udibilità (tra

20 e 30 kHz), la sua ampiezza è tale che il segnale di uscita deve essere efficacemente filtrato (R11...R14/C10...C13). Il segnale viene quindi amplificato da T4 e T5 fino ad un livello sufficiente a pilotare l'LM 386, un amplificatore integrato a bassa frequenza semplice ed a buon mercato. L'unica bobina del ricevitore (L1) si avvolge con facilità.

Occorrono 7 spire di filo di rame da 1 mm su un nucleo Amidon (T50-12) con prese alla prima ed alla seconda spira a partire dalla massa. E con questo non ci dovrebbe essere altre difficoltà costruttive.

87

Generatore sinusoidale a quarzo

Le applicazioni dei progetti semplici non sono sempre limitate ad un unico circuito. Una combinazione di due (o più) circuiti può offrire delle nuove prospettive. Per esempio, la combinazione tra un sintetizzatore di frequenza controllato a quarzo ed un generatore ad onda sinusoidale digitale a banda stretta origina un generatore sinusoidale molto stabile.

Questo "ibrido" usa dei commutatori per scegliere la frequenza di uscita ad intervalli di 1 Hz. La Figura 1 mostra la sezione del sintetizzatore di frequenza controllato a quarzo.

Il cuore del circuito è un phase locked loop (PLL). Ad un ingresso del PLL (IC7) viene applicata una frequenza molto stabile e la sua uscita attraversa una catena di divisori a rapporto variabile, prima di essere applicata all'altro ingresso del PLL.

Il PLL tenterà di uguagliare le due frequenze di ingresso e di regolare in conseguenza la sua frequenza di uscita. Quindi, se il rapporto di divisione viene stabilito in un numero N, la frequenza di uscita sarà N volte maggiore della frequenza di entrata. Dato che la frequenza di ingresso viene ricavata da un generatore a quarzo, la frequenza di uscita sarà molto precisa.

La frequenza dell'oscillatore a quarzo (3,2768 MHz) viene divisa per un fattore di 2^{15} (IC5 ed una metà di IC6) per fornire al PLL una frequenza di ingresso di 100 Hz. Il divisore di frequenza per il PLL è formato da IC8...IC11 ed il rapporto di divisione desiderato (N), e quindi la frequenza di uscita, viene predeterminata con i commutatori S3...S6.

Per un funzionamento ottimale, il valore del condensatore collegato tra i piedini 6 e 7 del PLL dovrà cambiare con la frequenza. Questo si ottiene con l'aiuto dei commutatori elettronici ES2 ed ES3. L'altra metà di IC6 divide per 2 la frequenza di uscita del PLL, mentre IC12 ed IC13 formato un contatore-divisore per 100. Questo significa che all'uscita sono disponibili due segnali, uno dei quali ha una frequenza 50 volte maggiore dell'altra.

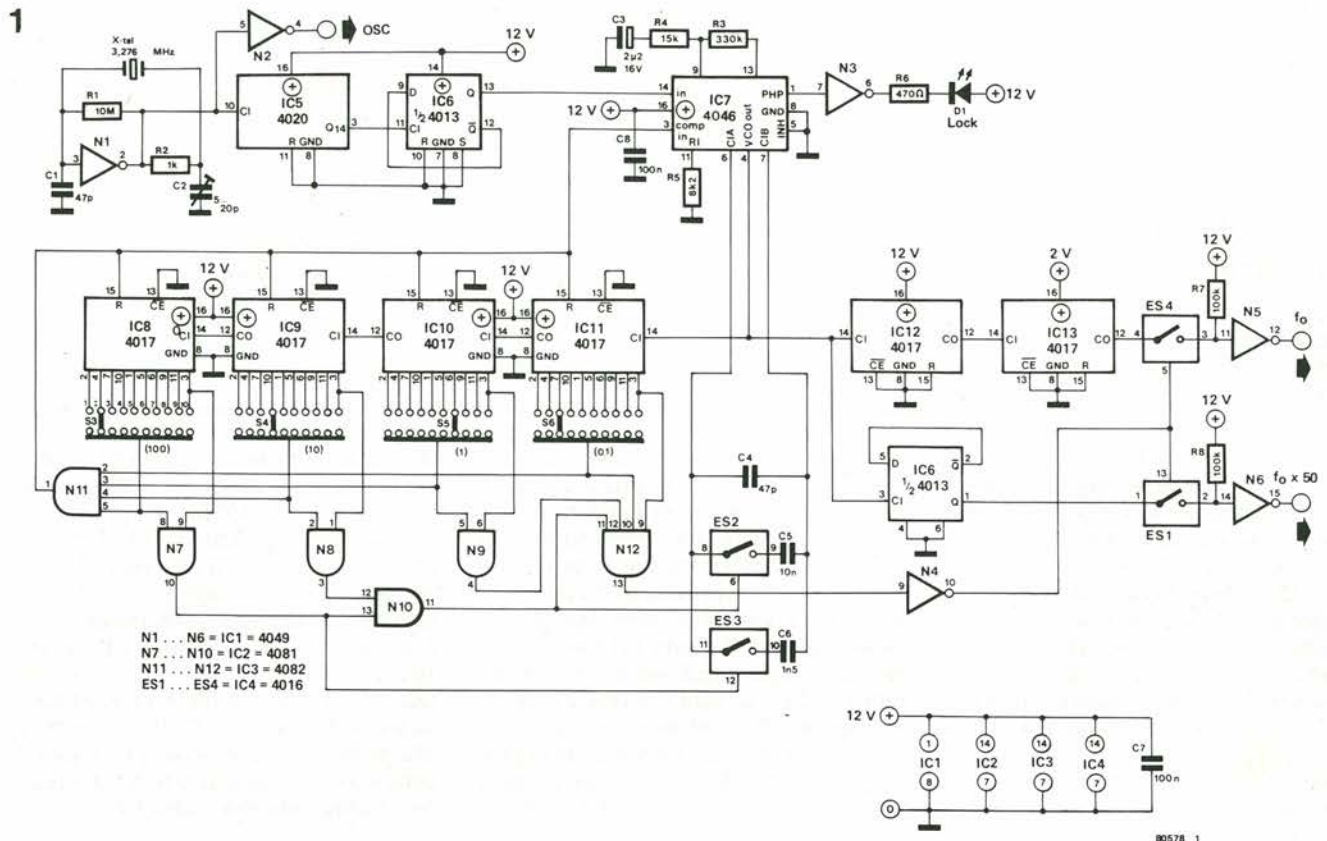
Il circuito del generatore sinusoidale spot si vede in figura 2 ed è la versione migliorata di un analogo circuito pubblicato nell'edizione estiva di Elektor 1980. Esso può essere direttamente collegato al circuito di Figura 1. Essenzialmente il circuito consiste in un registro a scorrimento da 25 bit ed in una rete di resistenze.

La frequenza fondamentale, f_0 (uscita di

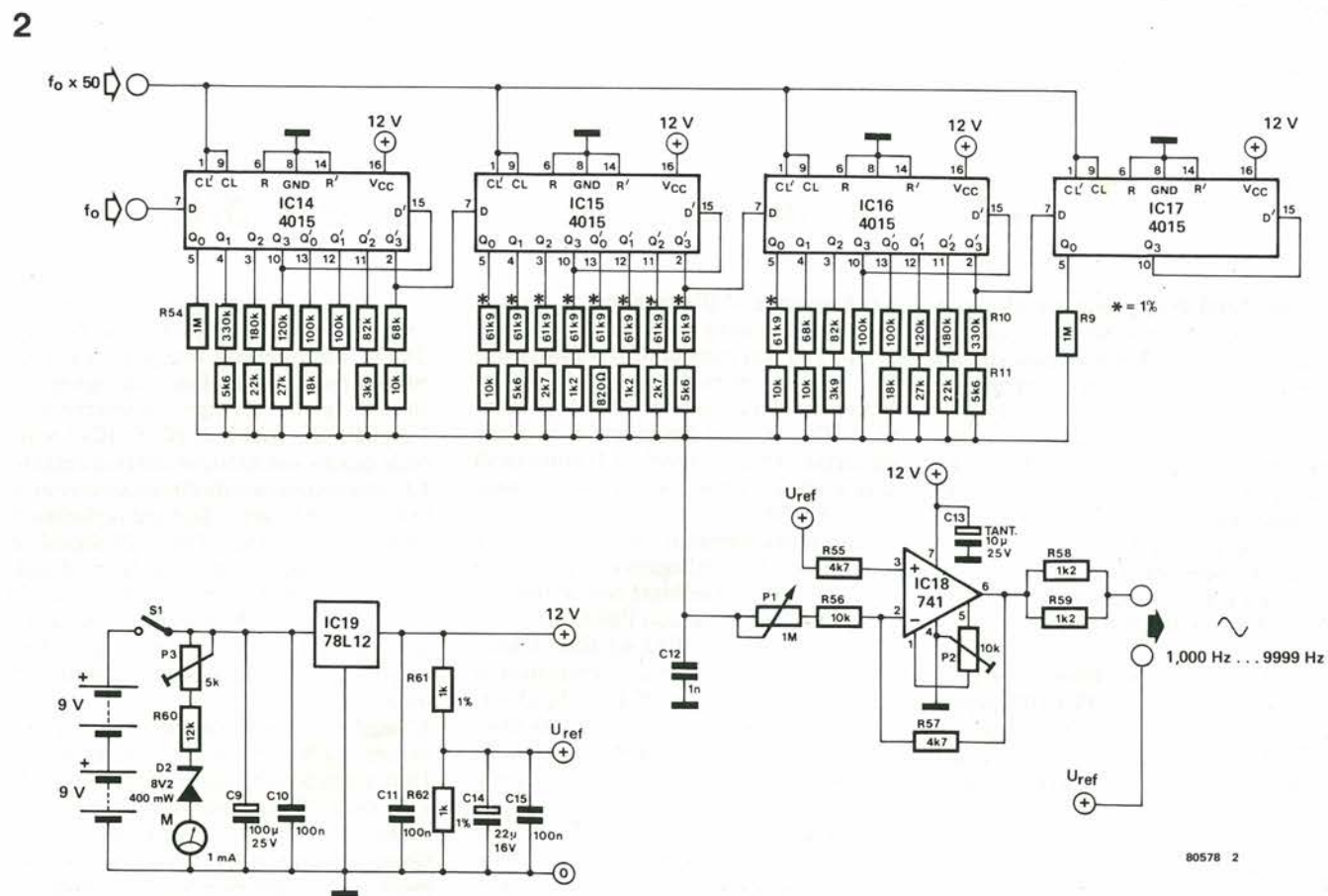
N5 in Figura 1), viene applicata all'ingresso dei dati del primo registro a scorrimento (IC14). La frequenza maggiore (uscita di N6 in Figura 1) è applicata all'ingresso di clock di ognuno dei registri a scorrimento. I segnali alle uscite di IC14...IC17 sono onde quadre simmetriche con frequenza f_0 . Le tensioni ricavate da due successive uscite Q sono spostate in fase per la durata di un periodo di clock. Tutti i 25 segnali di uscita vengono sommati con la rete di resistenze R10...R54, in modo che ai capi di C12 viene generato un segnale sinusoidale a 50 passi. Il circuito basato su IC18 è un amplificatore che funziona da buffer di uscita.

L'ampiezza del segnale di uscita può essere variata tra 50 mV_{pp} e 5 V_{pp} mediante P1. La frequenza può essere variata in passi da 1 Hz tra 1000 Hz e 9999 Hz. L'onda sinusoidale è simmetrica rispetto ad una tensione di riferimento (U_{ref}) ed ogni scostamento può essere eliminato mediante P2. L'impedenza di uscita dell'amplificatore è di 600 Ω .

Sia l'alimentazione stabilizzata a 12 V che la tensione di riferimento, sono ricavate da una coppia di batterie a 9 V, (oppure 4 x 4,5 V). Lo stato delle batterie si può con-



80578 1



80578 2

trollare mediante uno strumento M a bobina mobile da 1 mA. Si noti infine che le resistenze contrassegnate da un asterisco

(61 k 9) sono elencate nella serie unificata E 48. Se queste non risultano disponibili, si potranno adoperare delle resistenze da 62

k-1% della serie E 24.



Decodificatore per display esadecimale

I decodificatori per la conversione di un codice binario a quattro bit in un display esadecimale sono pochi, ed appaiono a lunghi intervalli. Con l'aiuto del programmatore per PROM pubblicato in questa rivista è possibile risolvere il problema programmando una PROM come decodificatore per display esadecimale.

Nella PROM 82S23, un dispositivo a 32 x 8 bit, c'è esattamente lo spazio di memoria per un simile programma di decodifica.

Le otto uscite della PROM controllano i sette segmenti del display ed il punto decimale. Quando è presente un livello logico "1" all'ingresso "blank" il display verrà spento.

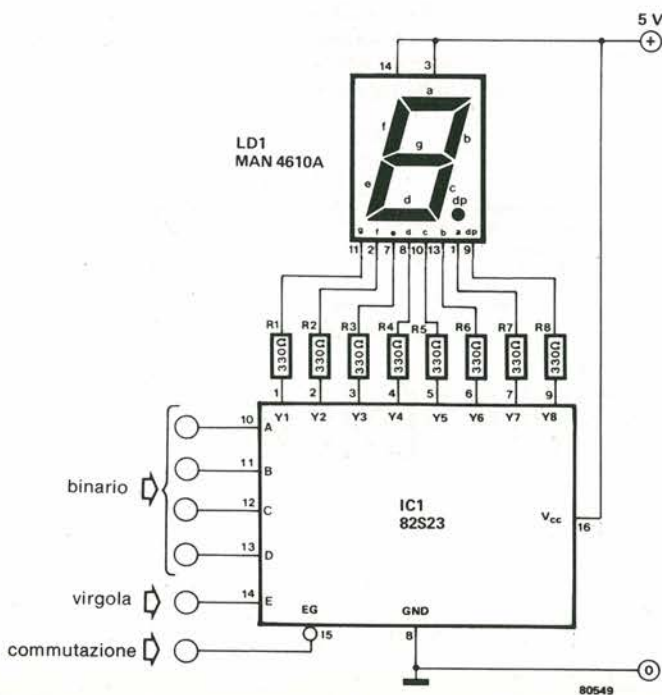
Il display impiegato in questo schema è il tipo MAN 4610A. Naturalmente si possono impiegare anche altri tipi ad anodo comune, facendo attenzione ad eventuali differenze nel collegamento ai piedini.

Prima che la PROM possa eseguire il suo compito, deve essere programmata. In tabella è mostrato un adatto programma. Se si invertono i dati da introdurre, si potranno naturalmente usare i display a catodo comune.

In linea di principio è ugualmente adatta una PROM 74S188 (ancora una PROM a 32 x 8 bit). Il solo problema è che non potrà essere programmata con il programmatore pubblicato in questo numero. Le connessioni sono le stesse, e lo stesso potrà essere il programma.

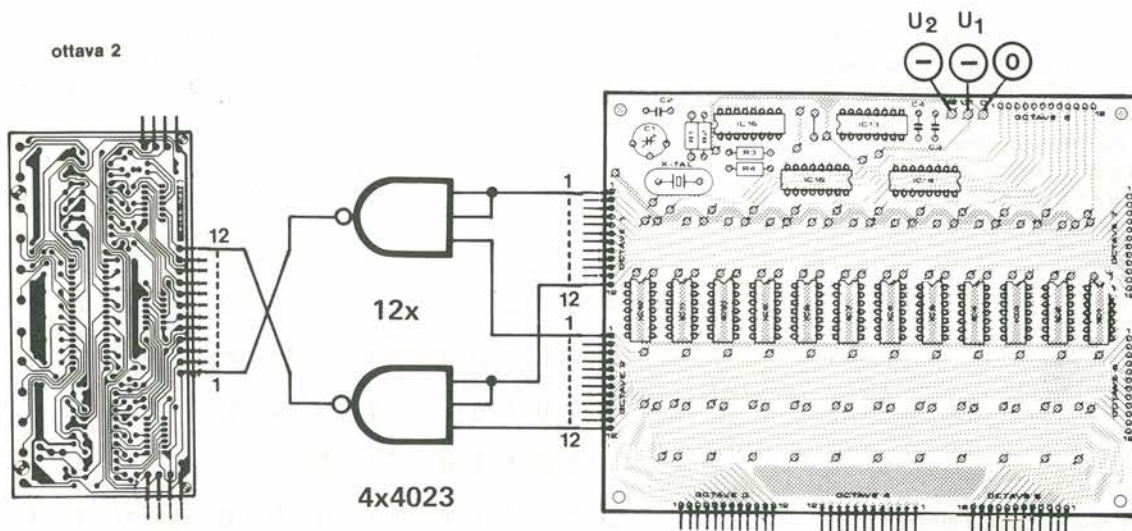
Tabella

Indirizzo binario		dati							display	
DP	A B C D	Y8	Y7	Y6	Y5	Y4	Y3	Y2	Y1	
0	0 0 0 0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0 0 0 1	1	1	0	0	1	1	1	1	1
0	0 0 1 0	1	0	0	1	0	0	1	0	2
0	0 0 1 1	1	0	0	0	0	1	1	0	3
0	0 1 0 0	1	1	0	0	1	1	0	0	4
0	0 1 0 1	1	0	1	0	0	1	0	0	5
0	0 1 1 0	1	0	1	0	0	0	0	0	6
0	0 1 1 1	1	0	0	0	1	1	1	1	7
0	1 0 0 0	1	0	0	0	0	0	0	0	8
0	1 0 0 1	1	0	0	0	0	1	0	0	9
0	1 0 1 0	1	0	0	0	1	0	0	0	A
0	1 0 1 1	1	1	1	0	0	0	0	0	b
0	1 1 0 0	1	0	1	1	0	0	0	1	c
0	1 1 0 1	1	1	0	0	0	0	1	0	d
0	1 1 1 0	1	0	1	1	0	0	0	0	E
0	1 1 1 1	1	0	1	1	1	0	0	0	F
1	0 0 0 0	0	0	0	0	0	0	0	1	0.
1	0 0 0 1	0	1	0	0	1	1	1	1	1.
1	0 0 1 0	0	0	0	1	0	0	1	0	2.
1	0 0 1 1	0	0	0	0	0	1	1	0	3.
1	0 1 0 0	0	1	0	0	1	1	0	0	4.
1	0 1 0 1	0	0	1	0	0	1	0	0	5.
1	0 1 1 0	0	0	1	0	0	0	0	0	6.
1	0 1 1 1	0	0	0	0	1	1	1	1	7.
1	1 0 0 0	0	0	0	0	0	0	0	0	8.
1	1 0 0 1	0	0	0	0	0	1	0	0	9.
1	1 0 1 0	0	1	1	0	0	0	0	0	A.
1	1 0 1 1	0	0	1	1	0	0	0	1	b.
1	1 1 0 0	0	0	1	1	0	0	0	1	c.
1	1 1 0 1	0	1	0	0	0	0	1	0	d.
1	1 1 1 0	0	0	1	1	0	0	0	0	E.
1	1 1 1 1	0	0	1	1	1	0	0	0	F.



89 | Un pianoforte migliore

1



Al pianoforte di Elektor è stato già dedicato un mucchio di spazio. Per adesso abbiamo l'impressione che la maggior parte di coloro che l'hanno costruito siano soddisfatti del suono dello strumento. Però c'è sempre spazio per dei miglioramenti, e noi abbiamo recentemente scoperto un nuovo accorgimento. Occorre solo una manciata di componenti, dal valore di poche migliaia di lire, e non occorrono operazioni di alta chirurgia, per cui non c'è alcun rischio nel tentativo!

L'idea base è piuttosto semplice, ed è stata infatti ricordata nell'articolo "ampliamento del pianoforte di Elektor" (N° 24 maggio 1981, pagina 5-45). L'uscita dalla bassetta dell'oscillatore principale è un'onda quadra simmetrica. Ciò significa che essa contiene l'onda fondamentale e tutte le armoniche dispari. Però un piano "vero" produce anche le armoniche pari e questo porta ad una sonorità diversa. Nell'articolo prima citato questo problema era stato risolto convertendo l'uscita ad onda qua-

dra in un'"onda a denti di sega a gradini". C'è però un altro modo di ottenere lo stesso risultato. L'uscita dell'oscillatore principale può essere convertita in un'onda quadra asimmetrica con degli integrati molto a buon prezzo variando il suo rapporto impulso-pausa; questo risultato si può ottenere in molti modi diversi.

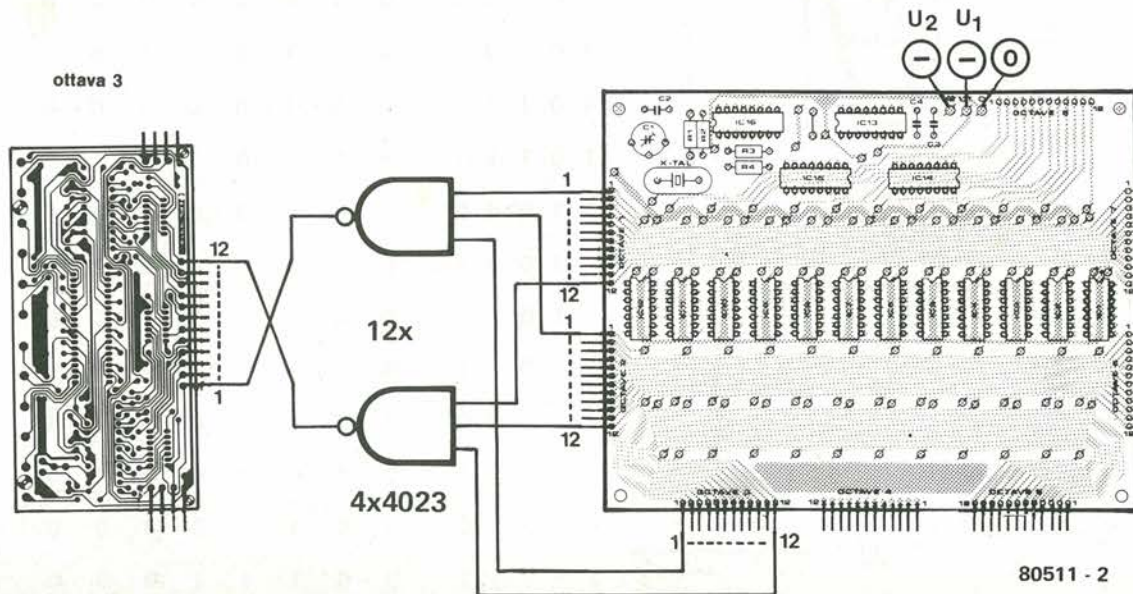
Il principio che descriviamo qui è di aggiungere altri segnali ad onda quadra con frequenza doppia e quadrupla di quella originale. La parola "aggiungere" non è proprio esatta: i segnali sono applicati tutti ai diversi ingressi di una porta NAND. Il segnale all'uscita della NAND avrà ancora la stessa frequenza dell'ingresso "fondamentale" e lo stesso livello....

Non c'è verso di cambiare il vizio degli integrati digitali di produrre solo segnali che variano tra 0 V e la tensione di alimentazione positiva. Ora però il rapporto di impulso di questo segnale si è portato al 12,5%. Si tratta quindi di un segnale asimmetrico. Le maggiori frequenze necessarie

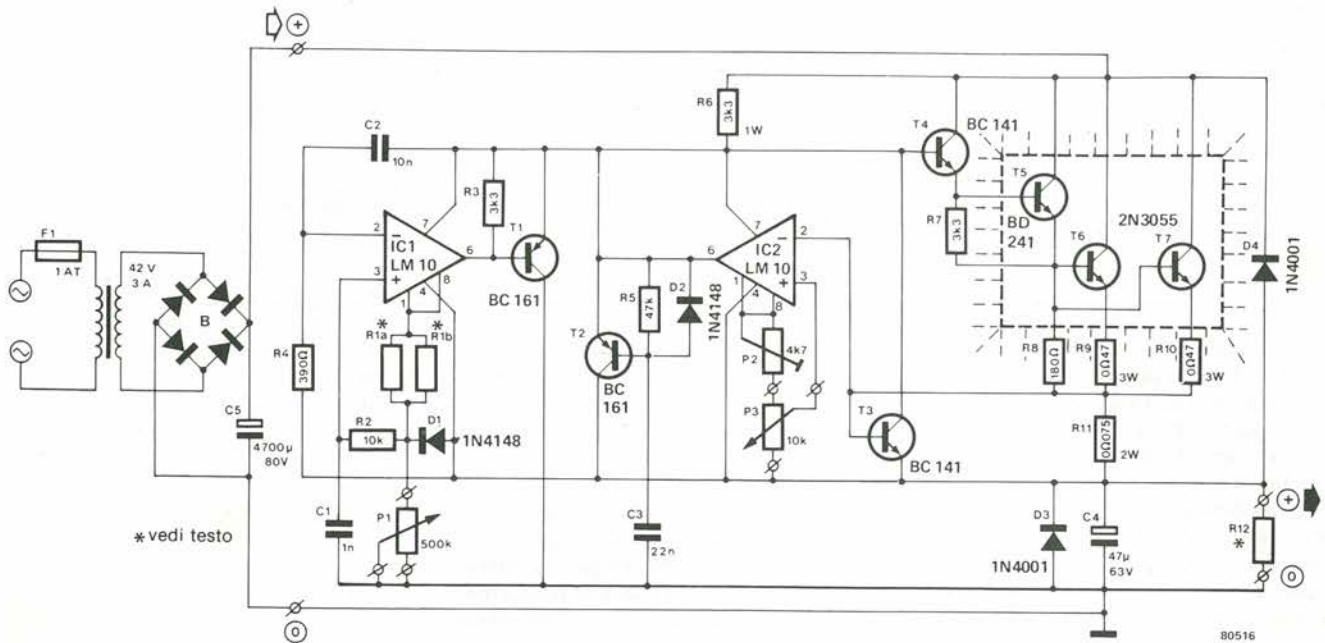
per questa trasformazione non richiedono che qualche pezzo di filo: corrispondono infatti alla stessa nota, una o due ottave più alta. Naturalmente questo non si potrà più fare alle ultime ottave: per l'ottava 2 si potrà ottenere un rapporto di impulso del 25% "aggiungendo" l'ottava più alta; quest'ultima (ottava 1) bisogna lasciarla inalterata. Niente paura: le sue armoniche sono praticamente non udibili.

La Figura 1 mostra le modifiche da apportare alla ottava 2 e la Figura 2 mostra la sistemazione dell'ottava 3, essendo questo principio valido anche per tutte le altre ottave più basse. Tre porte NAND a tre ingressi si trovano in un integrato tipo 4023 e, per ogni ottava, occorrono quattro di questi integrati. Il principio base dovrebbe essere chiaro: in una certa ottava ogni nota è NANData con la medesima nota più alta di una o due ottave; l'uscita da questa porta NAND viene usata come segnale per la nota che sta nella più bassa delle tre ottave.

2



90 Alimentatore a tensione variabile 0-50 V/0-2 A



Grazie al suo generatore di riferimento interno, l'LM 10 è adattissimo ad essere usato negli alimentatori. Usando due di questi integrati si possono rendere variabili sia la tensione che la corrente. Un'ulteriore possibilità è la protezione contro i cortocircuiti.

La tensione di ingresso viene aumentata in modo lineare mediante il potenziometro P1, e la corrente (sempre in modo lineare) con P3. Il potenziometro semifisso P2 serve per stabilire la corrente di uscita di picco, fino ad un massimo di 2 A.

Si può predisporre anche la tensione di uscita massima con una resistenza collegata in parallelo ad R1a. Questo sistema assi-

cura una maggior stabilità e meno disturbi.

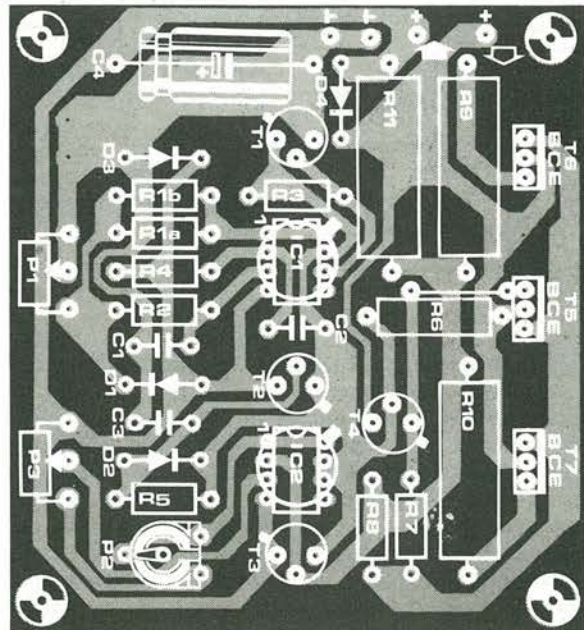
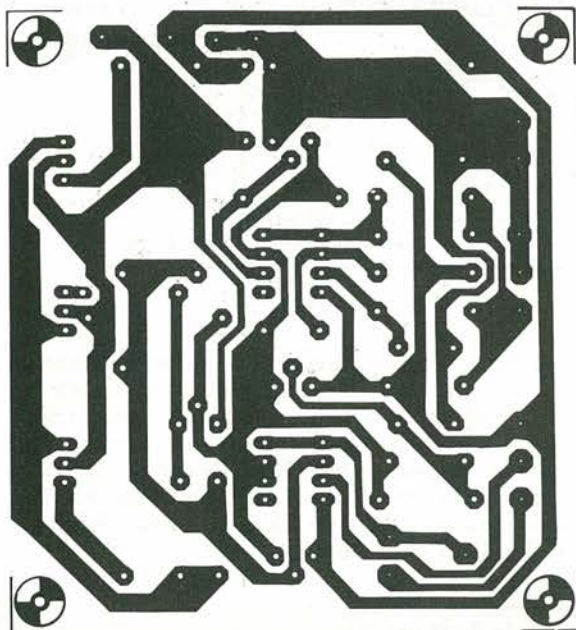
La tensione di uscita è stabilizzata nel seguente modo: l'ingresso invertente di IC1 è collegato all'uscita per mezzo di R4, con l'altro ingresso collegato al punto di congiunzione di P1/R2.

L'amplificatore operazionale si opporrà a qualsiasi differenza di tensione controllando T1. Questo farà aumentare o diminuire la corrente che passa attraverso R6. Quindi varierà la tensione allo stadio Darlington di uscita.

Il livello di tensione all'unione di P1/R2 viene generato come segue: il piedino 1 dell'LM 10 è l'uscita di riferimento. Non ci

sarà differenza di tensione tra i due ingressi dell'operazionale o, in altri termini, la giunzione R1/R2 è collegata allo stesso potenziale del terminale negativo (piedino 4) di IC1. La tensione di riferimento ai capi di R1 sarà di 200 mV con una corrente di circa 100 µA, corrente che passerà anche attraverso P1. Ciò significa che la caduta di potenziale su P1 sarà uguale a 10^{-4} (100 µA) volte la sua resistenza. Altrimenti ci sarà una differenza di tensione agli ingressi dell'operazionale, che tenderà ad eliminarla mandando la tensione di uscita al suo valore esatto.

La corrente è stabilizzata confrontando una parte della tensione di riferimento (al



Elenco dei componenti

Resistenze:

R1a = 2k2
 R1b = Ricavato empiricamente (vedi testo)
 R2 = 10 k
 R3, R7 = 3k3
 R4 = 390 Ω
 R5 = 47 k
 R6 = 3k3/1 W
 R8 = 180 Ω
 R9, R10 = 0,47 Ω /3 W

R11 = 0,075 Ω /2 W (2 x 0,15 Ω
 (in parallelo o filo di resistenza)
 R12 = 470 Ω /5 W
 P1 = 500 k lin.
 P2 = 4k7 Semifisso
 P3 = 10 k lin.

Condensatori:

C1 = 1 n
 C2 = 10 n
 C3 = 22 n
 C4 = 47 μ /63 V
 C5 = 4700 μ /80 V (vedi testo)

Semiconduttori:

T1, T2 = BC 161
 T3, T4 = BC 141
 T5 = BD 241
 T6, T7 = 2N3055
 D1, D2 = 1N4148
 D3, D4 = 1N4001
 IC1, IC2 = LM 10C

Varie:

Tr = 42 V (36 V)/3 A trasformatore
 B = B80C2200 (200 V/8 A raddrizzatore a ponte

course di P3) con la caduta di tensione ai capi di R11 (attraverso la quale passa la corrente di uscita). Dato che LM 10 non è molto veloce, è stata aggiunta una protezione in corrente di tipo convenzionale fornita da T3. Questo limita la corrente ad un valore di soglia fisso.

Entro certi limiti la tensione minima di uscita dipenderà dal carico. Questo perché la (piccola) corrente di alimentazione dei due operazionali passa attraverso l'uscita.

È quindi sempre consigliabile collegare una resistenza fissa tra le uscite dell'alimentatore. Con una resistenza fissa da 470 Ω (5W) si è ottenuta nel prototipo una tensione minima di uscita di 0,4 V.

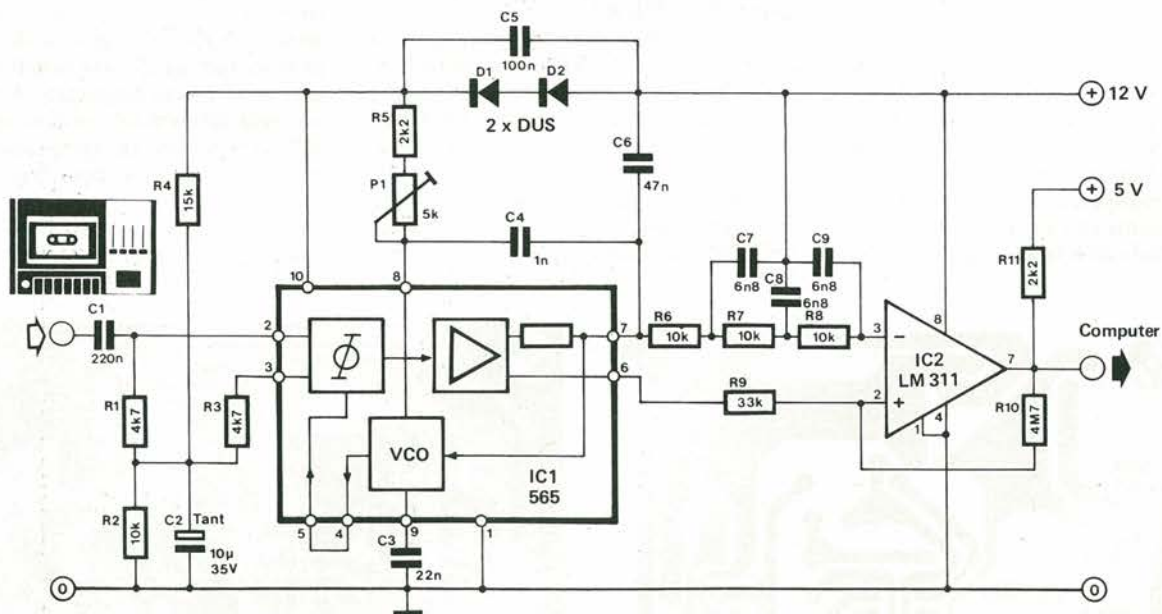
La massima tensione di uscita può essere determinata mediante R1b, come detto in precedenza, e non deve essere maggiore di 50 V. In molti casi è meglio però accettare un valore inferiore ed usare un trasformatore da 36 V. Il condensatore elettrolitico

da 4700 μ F potrà quindi essere del tipo normale a 63 V.

I transistori T5, T6 e T7 dovranno essere montati su un dissipatore termico piuttosto grande. La Figura 2 mostra la bassetta stampata di questo alimentatore.

Note applicative National

91 | Demodulatore FSK PLL



80562

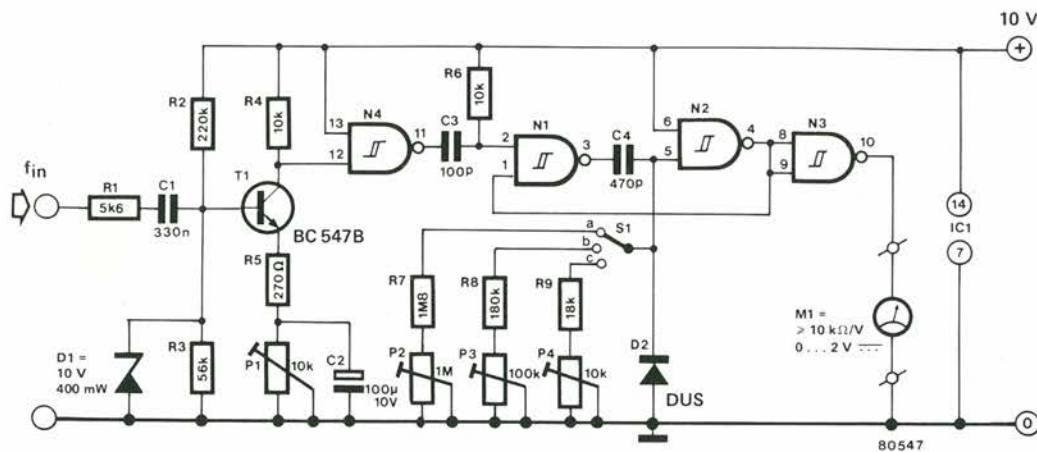
I segnali FSK (Frequency Shift Keying = modulazione numerica di frequenza) possono essere demodulati con l'aiuto di un PLL (Phase Locked Loop = anello ad aggancio di fase). La modulazione numerica di frequenza viene regolarmente usata per la trasmissione dei dati: un'onda portante viene commutata tra due frequenze prefissate. La deviazione di frequenza viene ottenuta controllando un VCO con il segnale binario dei dati, cosicché le due frequenze

sono determinate dagli stati logici "0" ed "1".

Quando all'ingresso di IC1 è presente un segnale, il VCO è agganciato in sincronismo con la frequenza di ingresso. Questo comporta un uguale cambiamento in tensione all'uscita dell'integrato (piedino 7). La capacità del filtro di anello (C6) è più piccola del solito per eliminare i picchi provenienti dagli impulsi di uscita. Allo stesso tempo un circuito a scala di tre se-

zioni RC viene usato per eliminare i residui dell'onda portante dal segnale di uscita. La frequenza naturale di uscita del VCO può essere regolata con il potenziometro P1 tra 1900 e 6200 Hz circa. Le caratteristiche del circuito (filtro passabasso R5...R8, C7...C9) lo rendono adatto per velocità fino a 714 Baud.

92 | Frequenzimetro audio



N1 . . . N4 = IC1 = 4093 B

S1 a = $f_{in} \text{ max} = 200 \text{ Hz} \rightarrow 1 \text{ V}/100 \text{ Hz}$
 S1 b = $f_{in} \text{ max} = 2 \text{ kHz} \rightarrow 1 \text{ V}/1 \text{ kHz}$
 S1 c = $f_{in} \text{ max} = 20 \text{ kHz} \rightarrow 1 \text{ V}/10 \text{ kHz}$

Se vi interessate principalmente di audio-frequenze, non sarà strettamente necessario un frequenzimetro commerciale, per quanto sia molto raffinato averlo, poiché la maggior parte delle sue portate sarà sovrabbondante. Il semplice circuito qui descritto viene usato per convertire un normale strumento a bobina da 10 kΩ/V in un frequenzimetro audio.

Il segnale di ingresso è amplificato dal transistor T1 (con un guadagno di circa 40) e quindi passato attraverso un trigger di Schmitt formato da N4. Questo converte il segnale in un'onda quadra ed il fronte di discesa di quest'ultima viene usato per avviare un multivibratore monostabile (N1 ed N2). La sua uscita viene poi invertita da

N3 ed applicata al tester, che dovrà esser predisposto per la portata di 2 V f.s..

Le tre portate del frequenzimetro saranno scelte mediante S1.

Le portate sono di 200 Hz, 2 kHz e 20 kHz, e sono tarate (con l'aiuto di un generatore audio) mediante i tre potenziometri P2, P3 e P4.

Il circuito può essere regolato per la massima sensibilità con P1. Questo potenziometro varia la polarizzazione in c.c. attraverso T1, e di conseguenza la tensione all'ingresso di N4. Quando questa tensione è esattamente centrata tra le due soglie del trigger, la sensibilità è massima.

L'ingresso è capace di elaborare segnali fino ad un massimo di 50 V picco-picco.

Per tensioni d'ingresso basse, ossia inferiori ai 14 V picco-picco, l'impedenza è di circa 25 KΩ.

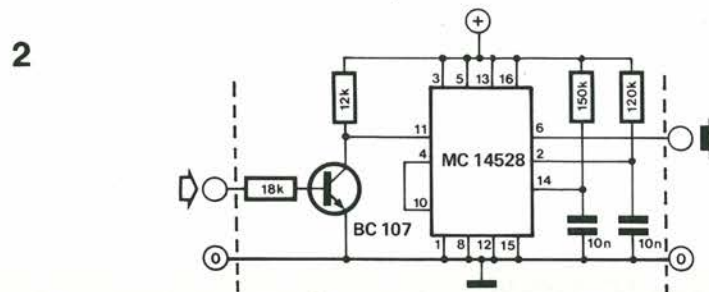
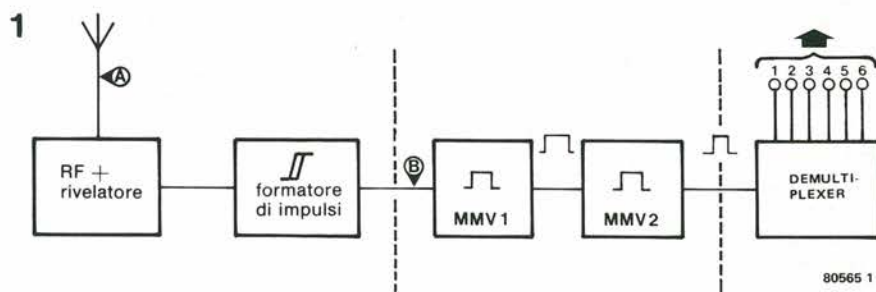
Alle tensioni d'ingresso superiori, D1 entra in conduzione e l'impedenza d'ingresso cade a circa 5 kΩ.

La precisione della misura di frequenza sarà determinata dal tipo di strumento usato, dato che la precisione di questo circuito è migliore del 2%.

93 | Controllo a distanza con eliminazione di impulsi spurii

Gli impulsi d'interferenza nei ricevitori per controllo a distanza sono un notevole inconveniente. Tanto peggio se il controllo è destinato a degli aeromodelli: le conseguenze potrebbero portare ad un disastro.... Un circuito di soppressione delle interferenze molto efficace, può essere costruito usando solo due multivibratori monostabili. La figura 1 illustra il principio di base con uno schema a blocchi; la figura 2 mostra lo schema completo da applicare ad uno dei sistemi commerciali. Il circuito viene incorporato nel ricevitore, tra il formatore degli impulsi ed il demultiplessatore.

In un sistema normale, un livello di interferenza, pari a solo il 10...30% del livello del segnale utile, basta a pilotare i servomotori in modo completamente sballato. La "sensibilità alle interferenze" di un determinato ricevitore dipende, tutto considerato, dalla sua velocità di risposta. Tanto più

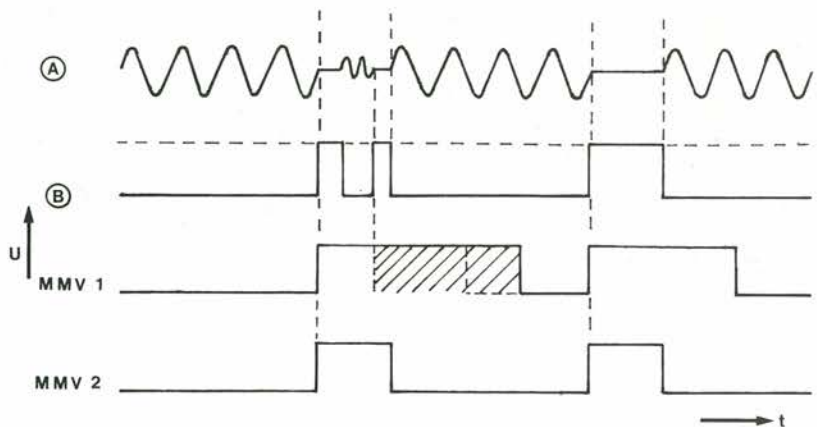


80565 1

80565 2

rapida è la reazione, tanto più tende ad impazzire. In generale la fine del "burst" proveniente dal trasmettitore è il momento più pericoloso. Come si vede in figura 3, i picchi di interferenza dopo la cessazione dell'emittente del trasmettitore tendono ad allungare l'uscita da un formatore di impulsi, come MMV1 di figura 1. Però MMV2 non è "riavviabile": esso fornisce un breve impulso, dopo del quale deve restare "basso" per un tempo notevole. Il secondo monostabile è fatto partire da ciascun fronte positivo del segnale proveniente dal primo MMV, ed in questo modo "ricostruisce" il segnale di controllo originale, ignorando tutti i picchi di interferenza che avvengono dopo l'interruzione dell'emissione del trasmettitore! Se l'interferenza si prolunga, MMV1 rimane attivo, in modo che non si possono produrre ulteriori impulsi di uscita. I servomotori restano quindi nella loro posizione iniziale. Non che questa sia proprio una situazione ideale, ma è meglio che avere degli azionamenti insensati! La durata dell'impulso di MMV1 dovrebbe essere all'incirca il doppio del normale impulso del trasmettitore. La durata dell'impulso del secondo monostabile è meno critica: può andare bene un

3



80565 3

tempo qualsiasi tra 0,2 e 0,5 ms. Il circuito di figura 2 è un tipico esempio di applicazione di questo principio. I valori dei componenti cambiano però da un sistema all'altro. Fintanto che i fabbricanti non avranno unificato i loro sistemi non pos-

siamo dare una "ricetta" definitiva! Il principio è comunque valido per tutti i sistemi di controllo analoghi tra loro, che usano la modulazione di ampiezza.

A. Stampfl

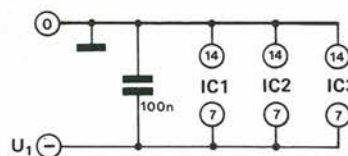
94

Due ottave in più per il pianoforte

Quei lettori che hanno costruito la versione a cinque ottave del pianoforte di Elektor possono ampliare il campo delle frequenze aggiungendo altre due ottave con il semplice circuito che trattiamo in questa nota.

Nello schema del generatore principale di nota (Elektor N° 20, gennaio 1981 pagina 1-37) si potrà notare che, quando la frequenza dell'oscillatore principale (IC13) viene divisa per due, anche la frequenza di tutte le note viene divisa per due. Questo provoca lo spostamento verso il basso della scala della tastiera di un'ottava. Nel circuito qui descritto questo inconveniente è trasformato in vantaggio.

Le modificazioni fisiche da apportare al pianoforte sono molto semplici. Le "posizioni" delle note sulle basette della tastiera, in rapporto al generatore di nota principale, devono essere spostate "verso l'alto" di un'ottava. Per questo motivo i collegamenti sulla basetta del generatore di note relativi all'ottava 1, vengono tolti e portati alla posizione dell'ottava 8. Si continua con questo lavoro su tutte le basette della tastiera finché l'ottava 5 non occupi la posizione dell'ottava 4 sul generatore principale di note. Si deve ora collegare il circuito di espansione al posto del ponticello tra IC13 ed IC16 sulla basetta del generatore principale di note. L'ingresso di clock (piedino 6 di IC16) è il punto di connessione che si trova alla massima distanza verso sinistra dall'orlo della basetta, e lo si deve collegare all'ingresso del

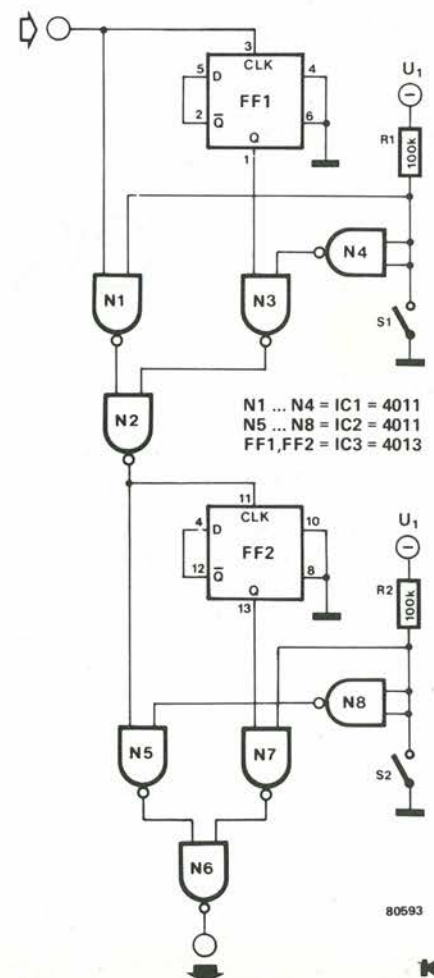


D1 ... D4 = BA 102

circolo di espansione. Questa modifica, una volta completata, renderà possibile commutare la tastiera avanti e indietro di un'ottava, ottenendo in questo modo un campo effettivo di 7 ottave.

Il circuito di espansione contiene solo tre circuiti integrati. Per il circuito divisore per due viene usato un 4013. Gli altri due integrati (4011) contengono le porte per la logica di controllo. Gli interruttori S1 ed S2 sono del normale tipo unipolare, come si può vedere dallo schema. Si deve osservare che la tastiera sarà nella situazione "normale" (come prima della modifica) quando entrambi gli interruttori saranno chiusi od aperti. Quando sarà chiuso solo S1 la tastiera sarà più alta di un'ottava e quando sarà chiuso solo S2 la tastiera sarà più bassa di un'ottava. Alcuni lettori potrebbero preferire di riunire i due interruttori in un solo componente.

D. Butler



N1 ... N4 = IC1 = 4011
N5 ... N8 = IC2 = 4011
FF1, FF2 = IC3 = 4013

80593

95 | Programmatore per PROM

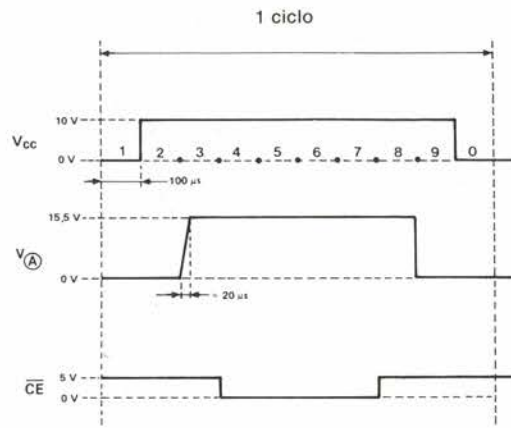
Le PROM (Programmable Read Only Memories = memorie di sola lettura programmabili) hanno trovato impiego in progetti elettronici sempre più numerosi. Per sfortuna le apparecchiature (ed i servizi) di programmazione hanno la tendenza ad essere piuttosto costosi, dal punto di vista del dilettante. Può anche darsi che i rigidi requisiti di programmazione della maggior parte delle PROM possano agire da deterrente per il progettista-programmatore in erba. Per questi motivi abbiamo deciso di includere in questa raccolta un circuito che possa essere usato per programmare una delle più piccole e più diffuse PROM.

La PROM in questione è l'82S23, che è organizzato come una memoria da 32 x 8 bit. (Si può programmare anche la 82S123 che ha uscite a 3 stati, mentre l'82S23 ha uscite a collettore aperto).

I segnali generati dal programmatore sono conformi alle prescrizioni del fabbricante. Questi segnali si vedono in figura 1.

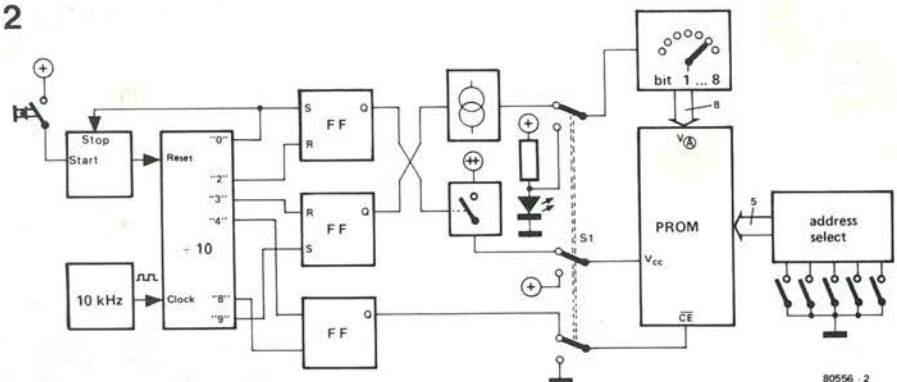
Il segnale V_{cc} è la tensione di alimentazione della PROM e CE è il segnale che deve essere applicato all'ingresso "chip enable". Il segnale V_a è la tensione effettiva di programmazione. Il suo tempo di risalita deve essere compreso tra 10 e 50 μs . Il chip deve essere programmato "bit dopo bit" il che naturalmente porta via un certo tempo. Per stabilire la sequenza cronologica

1



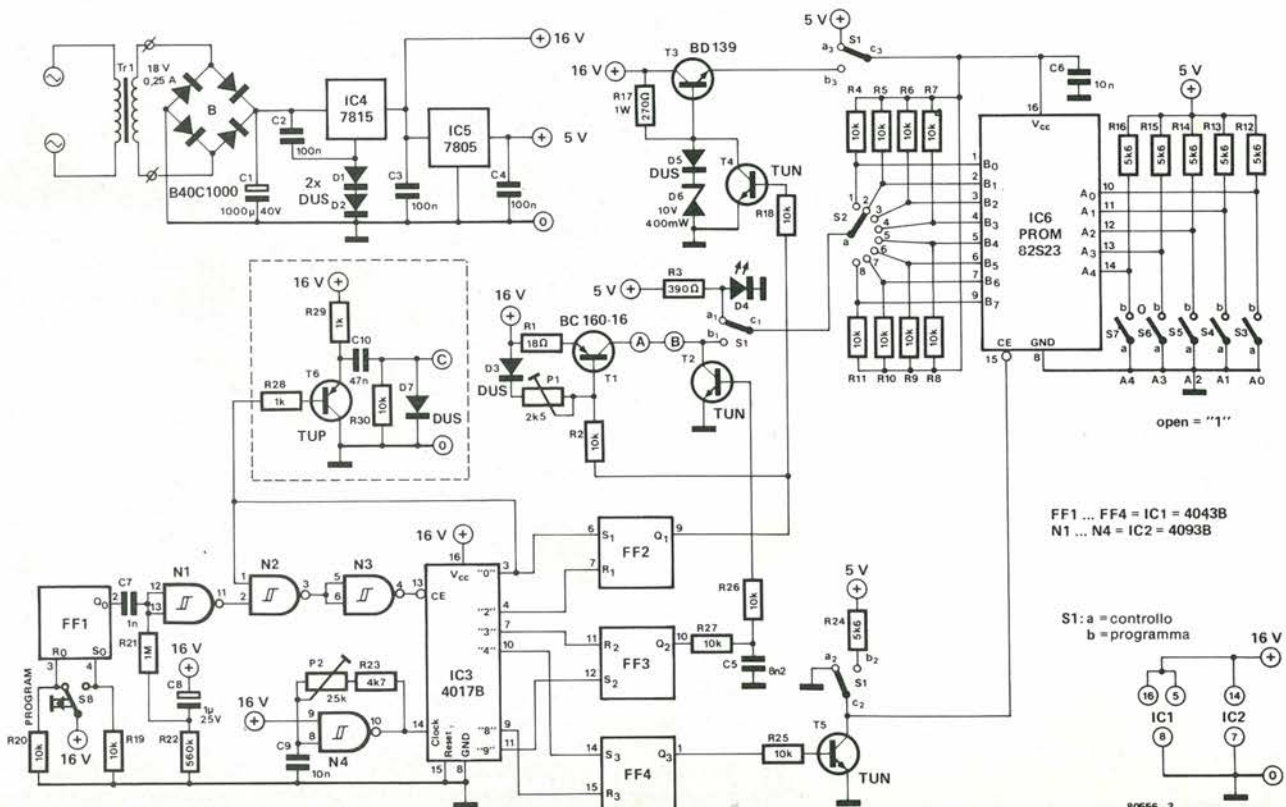
80556 - 1

2



80556 - 2

3



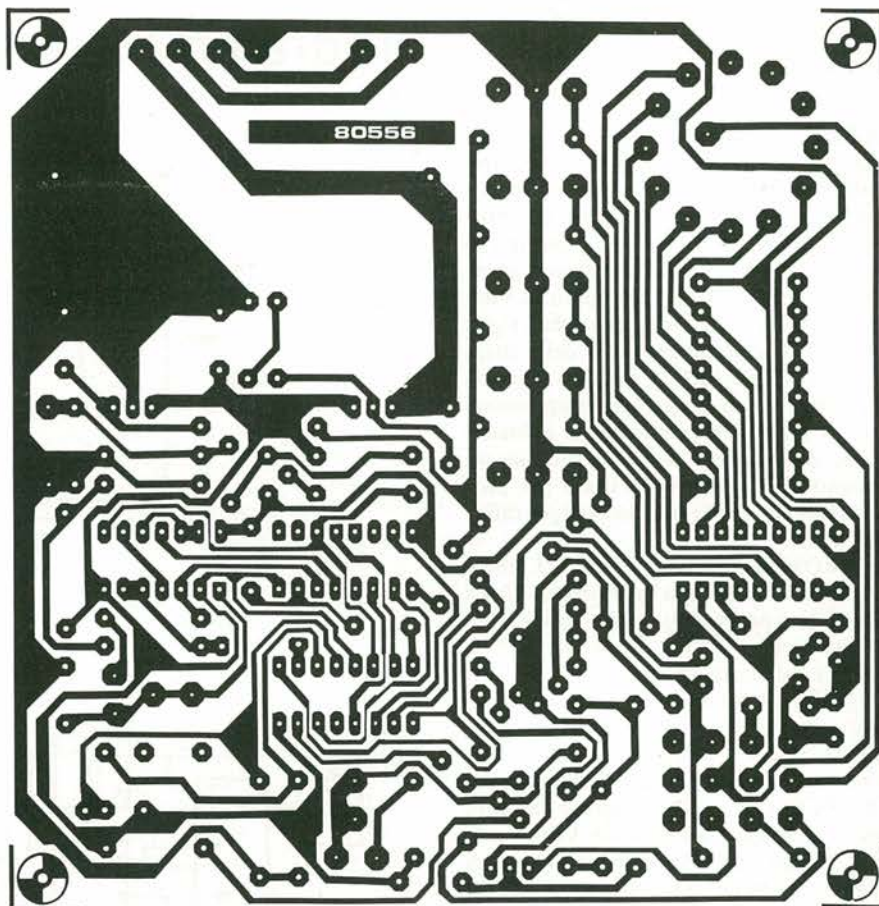
80556 - 3

degli eventi, l'asse orizzontale in figura 1 è stato diviso in 10 parti uguali di 100 μ s ciascuna.

La figura 2 mostra lo schema a blocchi del programmatore. Il circuito viene controllato da un generatore di clock che funziona ad una frequenza di 100 kHz. Ogni periodo del segnale di clock durerà quindi 100 μ s. L'uscita del generatore di clock viene portata ad un contatore-divisore per 10. Ognuna delle uscite del contatore andrà a livello alto successivamente per la durata di un periodo di clock. Il contatore viene rimesso a zero quando l'uscita "0" andrà a livello alto.

All'inizio il contatore viene avviato manualmente mediante un pulsante. Dopo un impulso di clock, l'uscita "0" andrà a livello basso e verrà abilitato il circuito di avviamento/arresto "automatico". Il contatore funzionerà quindi fino a che l'uscita "0" tornerà a livello alto senza tener conto della posizione del pulsante. Le altre uscite del contatore azionano il set ed il reset dei tre flip-flop in diversi momenti del ciclo. Questi flip flop sono adoperati per con-

4



Elenco componenti

Resistenze:

R1 = 18 Ω
 R2, R4 . . . R11, R18, R19, R20,
 R25, R26, R27, R30 = 10 k
 R3 = 390 Ω
 R12 . . . R16, R24 = 5k6
 R17 = 270 Ω /1 W
 R21 = 1 M
 R22 = 560 k
 R23 = 4k7
 R28, R29 = 1 k
 P1 = 2k5 Potenziometro semifisso
 P2 = 25 kPotenziometro semifisso

Condensatori:

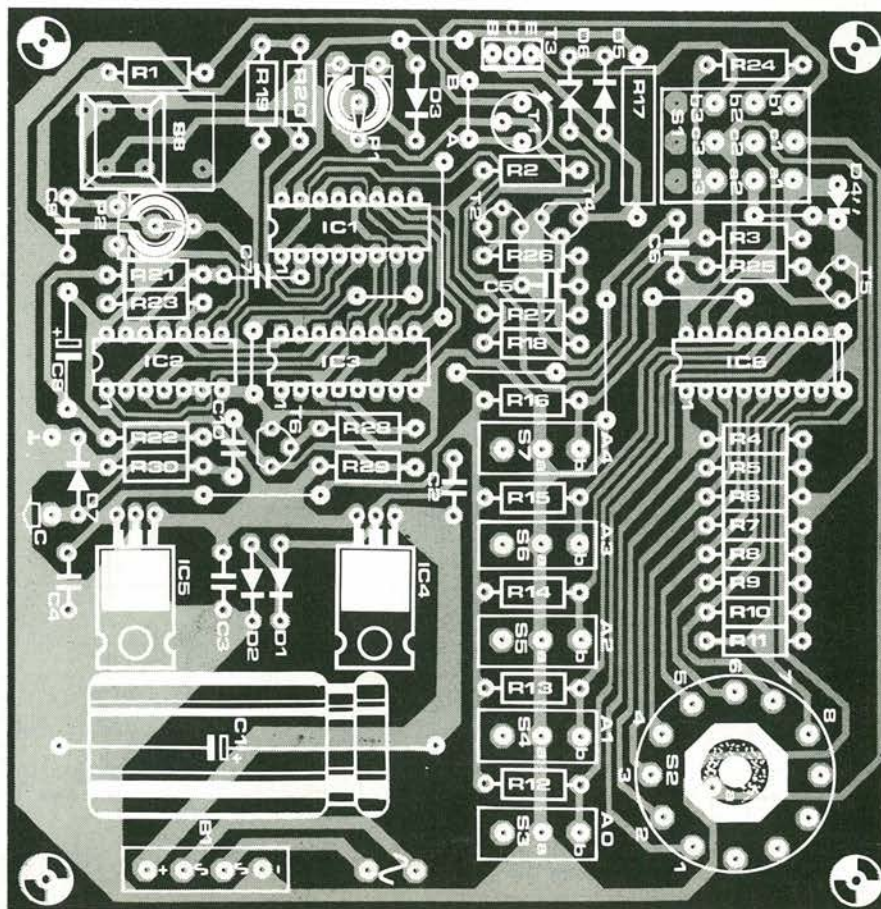
C1 = 1000 μ /40 V
 C2, C3, C4 = 100 n
 C5 = 8n2
 C6, C9 = 10 n
 C7 = 1 n
 C8 = 1 μ /25 V
 C10 = 47 n

Semiconduttori :

IC1 = 4043 B
 IC2 = 4093 B
 IC3 = 4017 B
 IC4 = 7815
 IC5 = 7805
 IC6 = 82S23
 B = B40C1000
 D1, D2, D3, D5, D7 = DUS
 D4 = LED
 D6 = 10 V/400 mW Diodo Zener
 T1 = BC 160 - 16
 T2, T4, T5 = TUN
 T3 = BD 139
 T6 = TUP

Varie:

S1 = interruttore 3 vie
 S2 = comm. 8 posizioni
 S3 . . . S7 = pulsante (digitast)
 Tr = trasformatore con avvolgimento secondario da 18 V/0,25A



trollare i segnali di programmazione mostrati in figura 1.

L'indirizzo contenente il particolare bit da programmare, viene specificato dai commutatori di selezione dell'indirizzo.

Viene quindi programmato l'effettivo bit tramite il deviatore ad 8 posizioni ed S1. Quando S1 è nell'altra posizione rispetto a quella disegnata nello schema, il contenuto della memoria può essere "letto" mediante il LED che si accenderà quando il bit della PROM selezionato sarà a livello "1".

Lo schema completo del programmatore di PROM si vede in figura 3. La PROM da programmare è IC6, il generatore di clock è basato su N4, ed IC3 è il contatore. Il circuito formato da R21, R22 e C8 fa in modo che il contatore sia resettato al momento dell'accensione iniziale. Il transistor T1 fornisce una corrente costante per gli impulsi di programmazione, ed è controllato da FF2. L'uscita del generatore di corrente è commutata da T2 ed FF3. La tensione di programmazione, V_p , generata in questo modo, ha un tempo di risalita definitivo dai valori di R26, R27 e C5. Con i valori dati nello schema questo tempo sarà di circa 20 μ s. Anche il transistor T4 è

controllato da FF2 per generare la tensione per la PROM. L'ingresso chip enable viene controllato tramite FF4 e T5.

La basetta stampata e la disposizione dei componenti sono mostrate in figura 4. Se si ha a disposizione un frequenzimetro, si possono eliminare le resistenze R28...R30, nonché T6, D7e C10 (che si vedono all'interno della zona punteggiata della figura 3). Questi componenti sono stati compresi per poter regolare con precisione la frequenza con un tester.

In presenza di questa parte del circuito la taratura diventa molto semplice.

Il collegamento marcato "A-B" tra il generatore di corrente e T2 viene aperto ed il condensatore C8 viene messo temporaneamente in cortocircuito. Collegando il tester all'uscita C si può regolare P2 fino ad ottenere una lettura di 5 V. Si deve usare uno strumento a bobina mobile (e non un voltmetro digitale) in quanto si deve misurare il valore medio. (I lettori che hanno a disposizione un frequenzimetro digitale, possono naturalmente regolare P2 fino ad avere all'uscita di N4 un segnale di 10 kHz). Lo strumento viene quindi commutato per la misura della corrente, ed in serie ad esso viene collegata una resistenza da

180 Ω /0,5 W. Si regola quindi il potenziometro P1 fino ad ottenere una lettura di 50 mA tra il collettore di T1 e la massa. Durante la programmazione la corrente sarà di 65 mA (si misura sempre il valore medio). Una volta regolato il circuito, si può togliere il cortocircuito di C8 e si può ripristinare il collegamento tra A e B.

L'uso del programmatore non dovrebbe causare problemi, ma bisogna fare attenzione quando si inserisce la PROM. Questo dovrebbe essere fatto con l'alimentazione spenta ed S1 in posizione "a" ("controllo"). L'indirizzo può essere selezionato con S3...S7 ed il bit da programmare con S2. Con S1 in posizione "b", si può premere brevemente S8 per iniziare la programmazione. Sono programmati solo degli "1" perché la PROM è alimentata con delle "assenze" in ciascuna locazione di memoria. Si può infine usare il LED per controllare il contenuto della memoria dopo la programmazione. Esso si accenderà quando il bit esaminato è un "1".



1 Illuminazione per vetrina

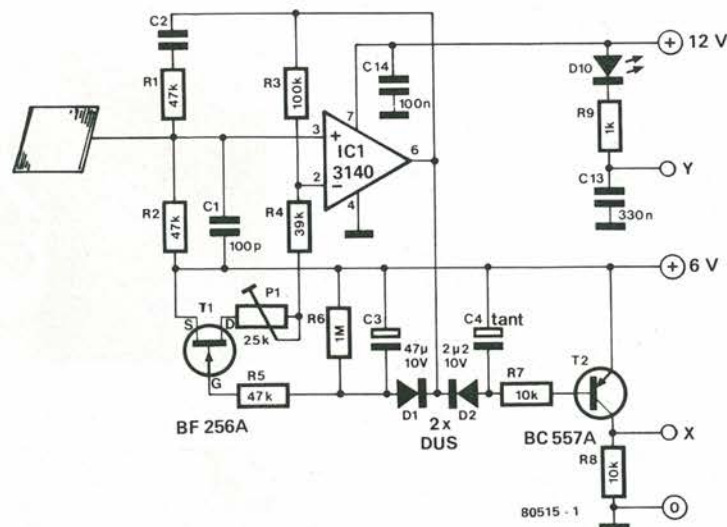
Una tra le voci più dispendiose del bilancio di ogni negoziante è l'illuminazione delle vetrine. Un modo di ridurre i costi, è di diminuire il numero delle lampadine, ma questo non risulterebbe troppo attraente per coloro che vanno in giro di sera ammirando le vetrine.

Qualche tempo fa, un importante rivenditore di utensili domestici ha ideato un'alternativa più economica. L'illuminazione delle vetrine è stata sistemata in modo che fosse lo stesso potenziale cliente ad accenderla. Dopo un certo tempo le luci si spegnevano automaticamente. Questo sistema sembra avere delle prospettive interessanti, ma l'installazione non è affatto a buon mercato. L'interruttore esterno deve essere a prova di vandali e di intemperie, ed un componente di questo tipo costa parecchio, altro che contenere le spese!

Anche il circuito che presentiamo ora è azionato dal passante che vuole guardare la vetrina, ma non adopera un interruttore esterno. Un sensore a prossimità inserito nella vetrina controlla l'illuminazione tramite un TRIAC.

Il disegno di figura 1 mostra un oscillatore a ponte di Wien compensato per la temperatura. Questo produce un'uscita sinusoidale a 30 kHz con un'ampiezza piccola di 4 V, regolabile con il potenziometro semifisso P1. Il sensore della vetrina è collegato all'ingresso non invertente dell'oscillatore, IC1. La piastra del sensore è montata all'interno del cristallo della vetrina e quindi rappresenta una capacità con dielettrico formato da vetro ed aria.

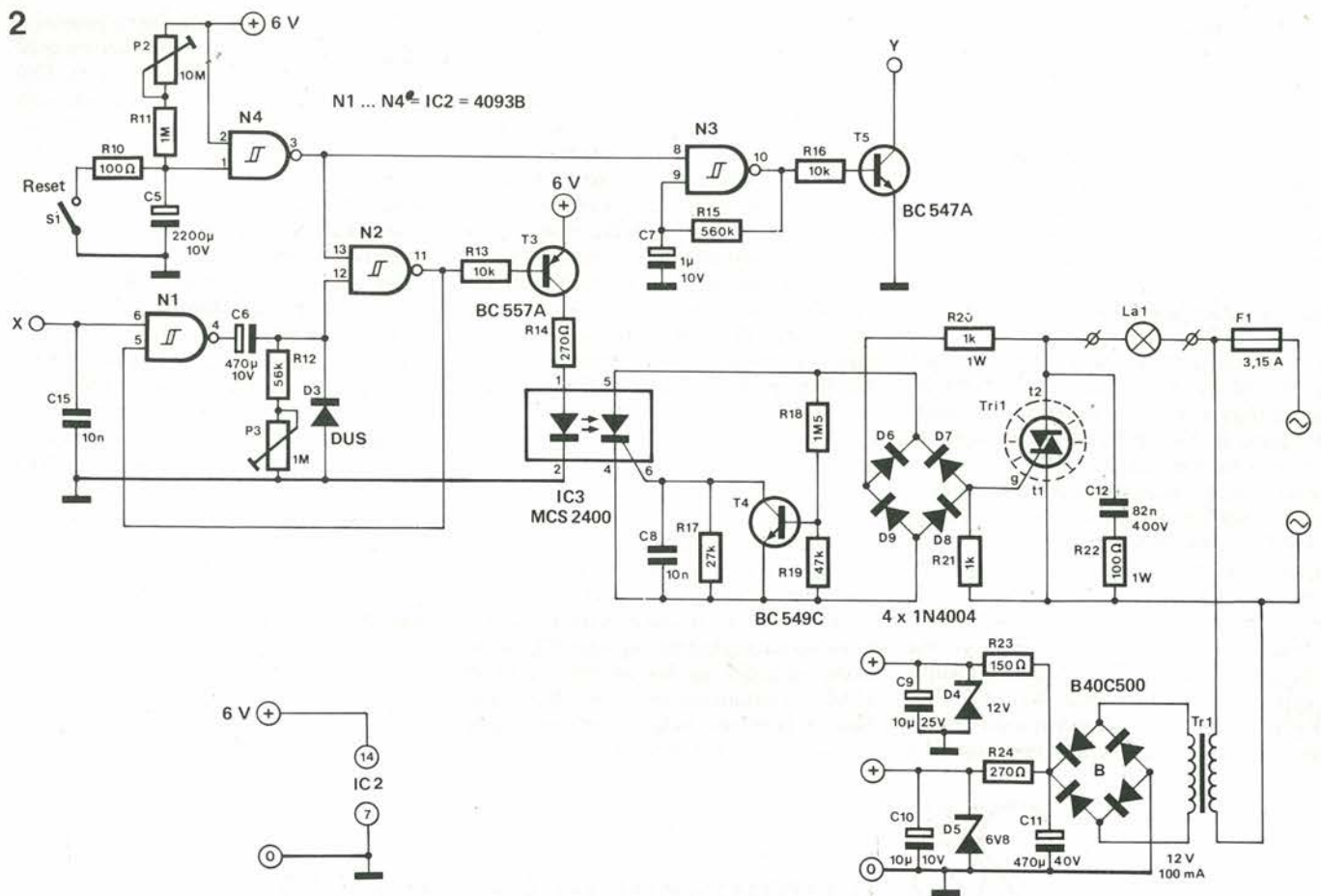
1



Le perdite capacitive dipendono da parecchi fattori. Umidità e temperatura, ossia in altre parole un cambiamento del tempo, potranno cambiare l'influenza del sensore sull'oscillatore.

Per queste lente variazioni esiste nel circuito una compensazione. Il segnale di uscita dell'oscillatore a ponte di Wien viene raddrizzata e limitata nei picchi da D1 e C3, con il risultato che al gate del FET (T1) c'è una tensione dipendente dalle variazioni lente della capacità della piastra del sensore. Tutto questo fa variare l'impedenza

drain-source del FET, che mantiene costante l'ampiezza d'uscita. Di conseguenza l'oscillatore non risente delle lente variazioni di temperatura e di umidità. L'anello di controllo reagisce però soltanto alle variazioni lente. Quando una mano è posta vicino alla piastra del sensore, il rapido cambiamento non sarà più compensato all'istante e l'oscillatore si fermerà. Quando l'oscillatore funziona è presente una tensione al collettore di T2 (punto "X" del circuito), ma questa tensione cadrà a 0 V quando l'oscillatore si arresterà.

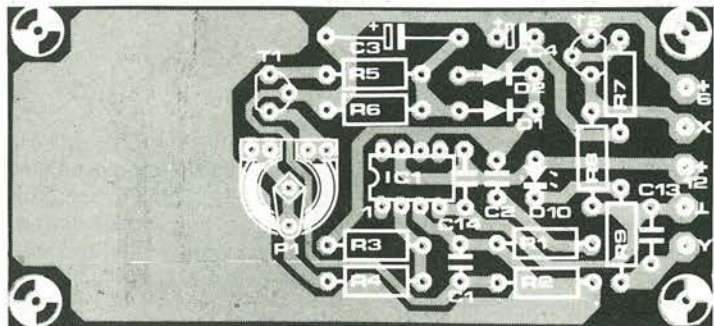
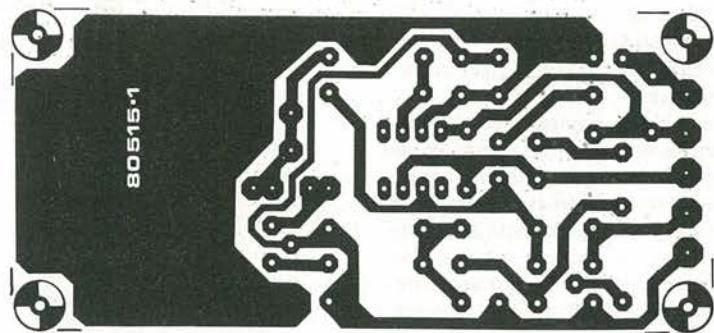


Questo livello di tensione controlla il multivibratore monostabile costruito intorno ad N1 ed N2 di figura 2. Allorché questo ingresso di N1 va a livello basso, l'uscita di N2 andrà pure a livello basso (per un tempo determinato dai valori di C6, R12 e P3) in modo da mandare in conduzione il transistor T3. Questo farà accendere il LED contenuto nell'accoppiatore ottico, che a sua volta farà partire il tiristor. Questo può avvenire soltanto quando la tensione di rete passerà per lo zero mentre, per tutto il resto del tempo, il transistor T4 rimarrà in conduzione ed il gate del tiristor resterà collegato a massa. Il risultato di tutto questo è che il triac sarà messo in conduzione esclusivamente al momento in cui la tensione di rete passerà per lo zero, riducendo in tal modo al minimo i disturbi.

Un LED lampeggiante pilotato dall'oscillatore a 2 Hz (N3) è montato vicino alla piastra del sensore ed attirerà, si spera, l'attenzione dell'eventuale cliente sulla vetrina. L'interruttore S1 viene usato come reset ed una breve pressione su di esso farà scaricare il condensatore C5, e D10 comincerà a lampeggiare. Se ora qualcuno avvicina una mano alla piastra del sensore, le luci si accenderanno per un periodo di tempo determinato dalla regolazione di P3.

Non è necessario che il sistema rimanga funzionante per tutta la notte. Con P2 si predispone un certo tempo (qualche ora) dopo di che l'uscita di N4 andrà a livello basso impedendo il funzionamento del

3

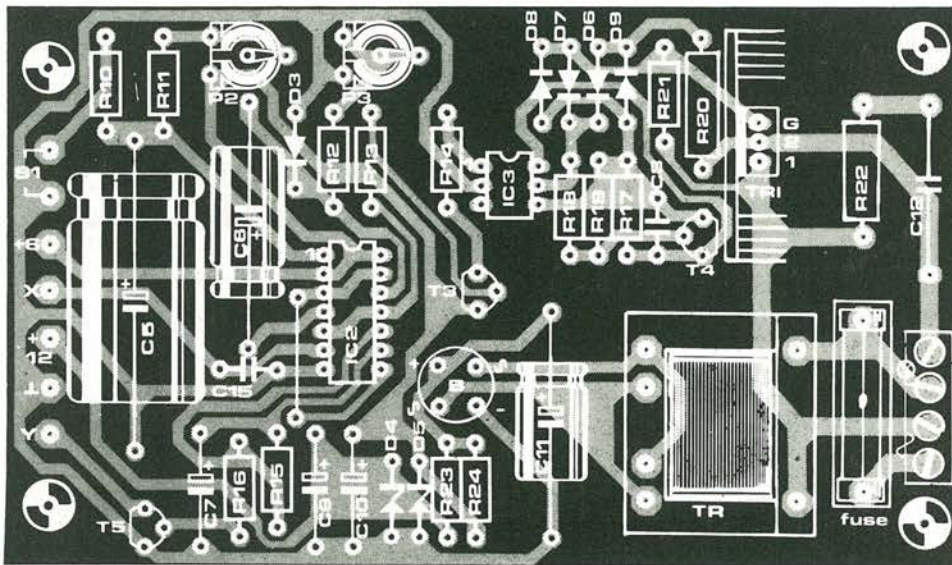
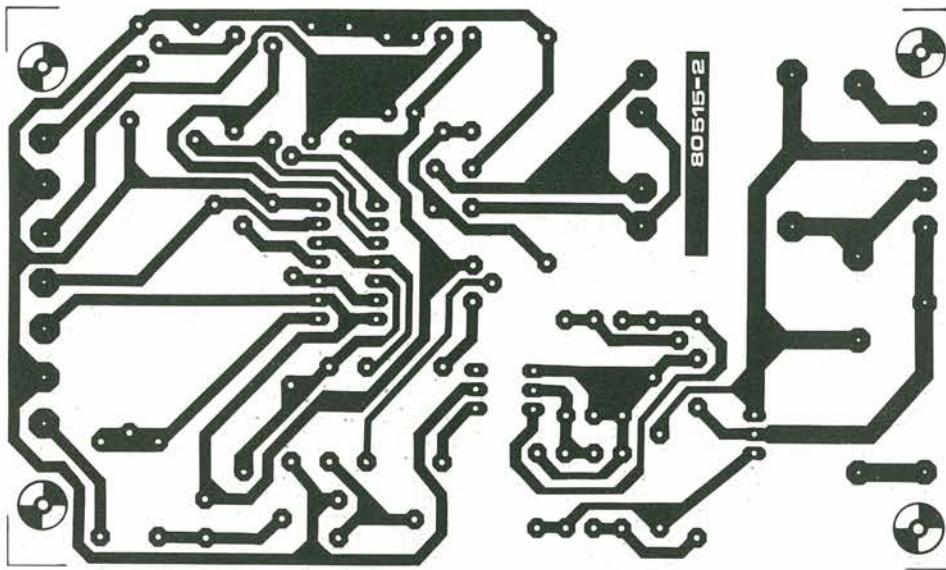


monostabile e disattivando quindi il sistema.

Nelle figure 3 e 4 si vedono le basette stampate per l'apparecchio. È consigliabile che

i collegamenti fra le due basette siano eseguiti in cavo schermato e che lo schermo sia collegato a terra.

Diciamo ora qualche parola sulla messa in



Elenco componenti

Resistenze:

- R1, R2, R5, R19 = 47 k
- R3 = 100 k
- R4 = 39 k
- R6, R11 = 1 M
- R7, R8, R13, R16 = 10 k
- R9, R21 = 1 k
- R10 = 100 Ω
- R12 = 56 k
- R14, R24 = 270 Ω
- R15 = 560 k
- R17 = 27 k
- R18 = 1M5
- R20 = 1 k/1 W
- R22 = 100 Ω/1 W
- R23 = 150 Ω
- P1 = 25 k Potenziometro semifisso
- P2 = 10 M Potenziometro semifisso
- P3 = 1 M Potenziometro semifisso

Condensatori:

- C1, C2 = 100 p
- C3 = 47 μ/10 V
- C4 = 2μ2/10 V tantalio
- C5 = 2200 μ/10 V
- C6 = 470 μ/10 V
- C7 = 1 μ/10 V
- C8, C15 = 10 n
- C9 = 10 μ/25 V
- C10 = 10 μ/10 V
- C11 = 470 μ/40 V
- C12 = 82 n/400 V
- C13 = 330 n
- C14 = 100 n

Semiconduttori:

- T1 = BF 256A
- T2, T3 = BC 557A
- T4 = BC 549C
- T5 = BC 547A

- D1, D2, D3 = DUS
- D4 = zener 12 V/400 mW
- D5 = 6V8/400 mW
- D6 ... D9 = 1N4004
- D10 = LED rosso
- B = B40C500 40 V/500 mA ponte
- Tri = triac 5 tipo - A
(es. TIC 226D)
- IC1 = 3140
- IC2 = 4093 B
- IC3 = MCS 2400
- S1 = S.P.S.T. interruttore
- F = 3.15 A fusibile ritardato
- Tr = trasformatore, 12 V/100 mA

funzione. Una volta completato il montaggio della basetta più piccola e dopo averla inserita in un adatto contenitore, bisogna regolare P1 al minimo della resistenza (tutto girato verso sinistra). Un tester predisposto per la portata di 10 V viene quindi

collegato tra il punto "X" e la massa. Si regola quindi P1 in modo che l'indice dello strumento vada a zero per un breve istante ogni volta che la mano viene avvicinata al cristallo della vetrina in corrispondenza della piastra del sensore. Per avere il mi-

gliore risultato, occorre montare la grande superficie di rame che si vede sulla basetta di figura 3, contro il lato interno del cristallo della vetrina.

97

Energia dai fulmini

Ai nostri giorni, per una ragione o per l'altra, la frase: "Crisi energetica" viene pronunciata sempre più spesso.

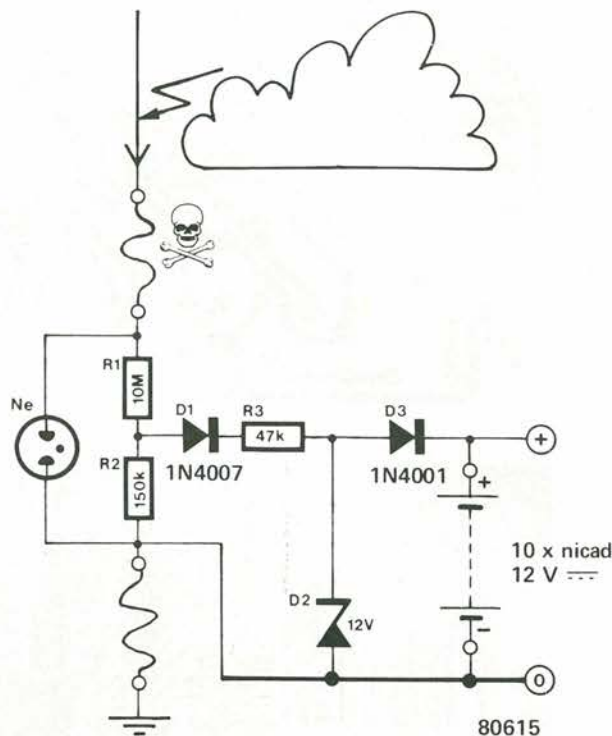
Non importa se la causa è la crisi del petrolio o semplicemente il fatto che ci siamo dimenticati di chiudere l'interruttore.

Mentre uno dei nostri progettisti stava studiando una storia dell'elettronica a lume di candela, con i denti che battevano dal freddo, è stato improvvisamente colpito da una brillante ispirazione: usare un insolito generatore naturale! L'idea fondamentale è mostrata nello schema allegato.

La lampadina al Neon (del tipo limitatore di tensione) limita a 1000 V la tensione ai capi di R1 ed R2. Queste resistenze sono collegate come partitore di tensione con 15 V alla presa centrale; questa tensione viene raddrizzata e stabilizzata da D1, R3 e D2. La batteria (10 celle al Ni-Cd in serie) è caricata tramite D3. Si avvisano i lettori che alcuni componenti possono essere affetti da instabilità.

Il circuito è stato in origine pensato come generatore di riserva alle celle solari per applicazioni molto fuori mano (stazioni ripetitrici nell'Himalaya, satelliti orbitanti e simili). Essa può essere però usata come caricabatterie ad una sola condizione: *per motivi di sicurezza il conduttore di energia elettrostatica deve essere montato all'interno della casa.*

da un'idea di B. Franklin



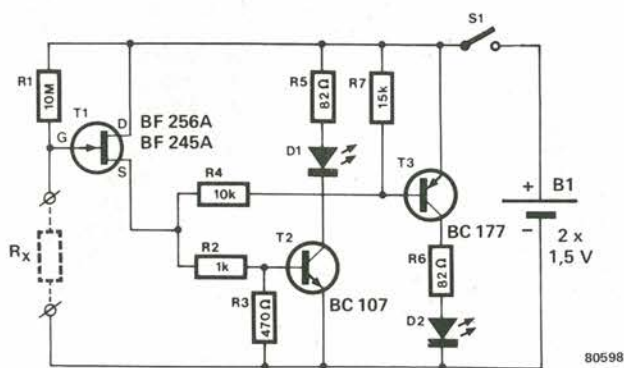
98

Controllo di continuità

Sorge spesso la questione se un'alta resistenza sia o meno interrotta. Lo scopo di questo strumento è di provare se c'è o meno una conducibilità con resistenza inferiore ai 5 M Ω tra due punti. Una resistenza maggiore verrà quindi qualificata come un circuito aperto. I risultati sono indicati da due LED.

Come si vede nello schema, il drain del FET T1 è collegato direttamente all'alimentazione positiva (formata da due pile da 1,5 V) ed il source è collegato al filo negativo tramite le resistenze R2 ed R3. Il circuito in prova è collegato tra il gate ed il filo negativo. Dato che il FET conduce esclusivamente se c'è una tensione di gate (e non una corrente) non c'è distinzione tra valori grandi e piccoli di resistenza (beninteso se questa resistenza è inferiore ai 5 M Ω).

Quando il circuito è aperto, la tensione al gate è di +3 V rispetto a massa e quindi T1 sarà in conduzione e la tensione al source sarà pressapoco quella di alimentazione. Questa, a sua volta, fornisce una corrente di pilotaggio di base al Transistor T2 che



risulterà quindi in conduzione ed il LED D1 sarà acceso. Se la resistenza è inferiore da 5 M Ω la tensione di gate si abbasserà ed il FET si comporterà come una grande resistenza facendo abbassare in tal modo la tensione di source.

Il transistor T2 passerà all'interdizione seguito, naturalmente, da D1. Per quanto riguarda T3 la tensione alla sua base si

abbasserà anch'essa mandando in conduzione e causando l'accensione del LED D2.

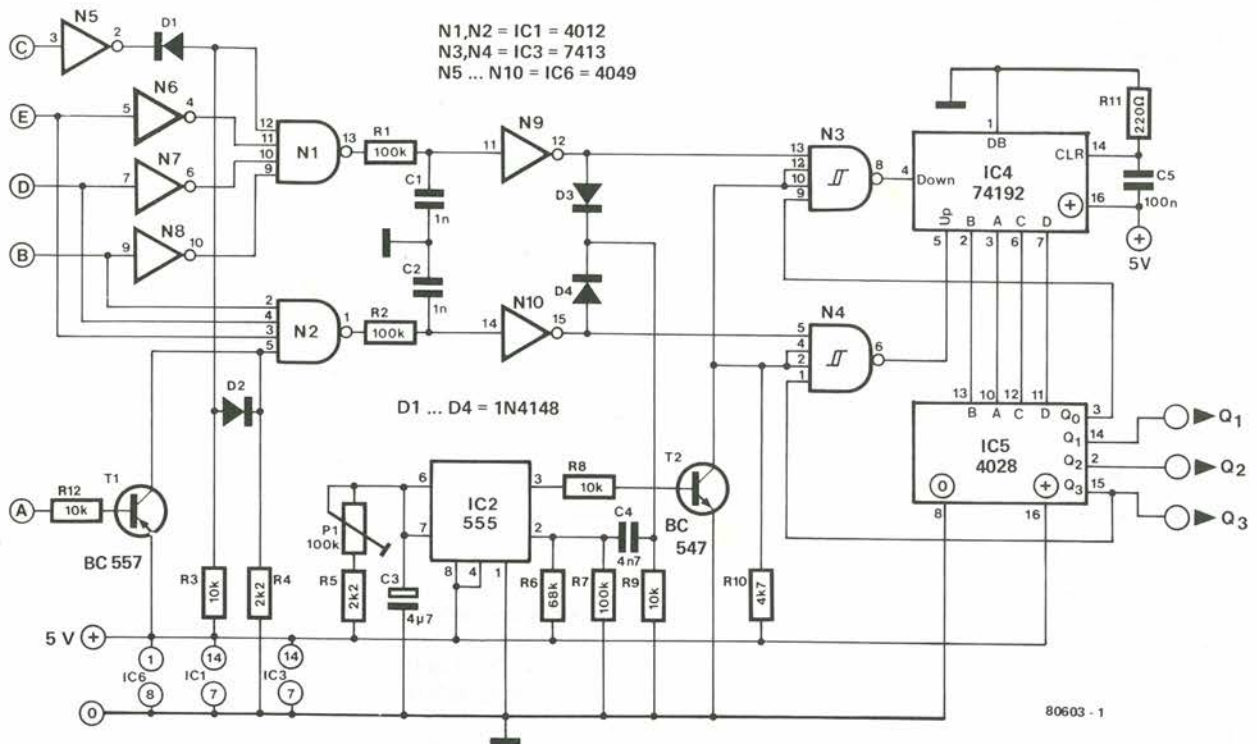
Il valore di R1 determina il campo delle resistenze che possono essere controllate. Con il valore dello schema, la resistenza massima sarà di circa 5 M Ω .

M. S. Dhingra

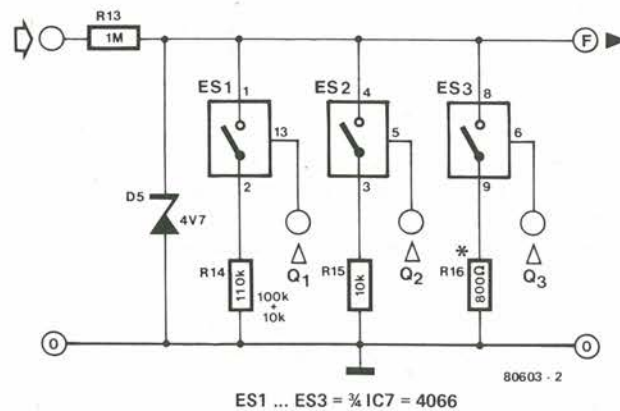
99

Commutatore di portata automatico

1



2

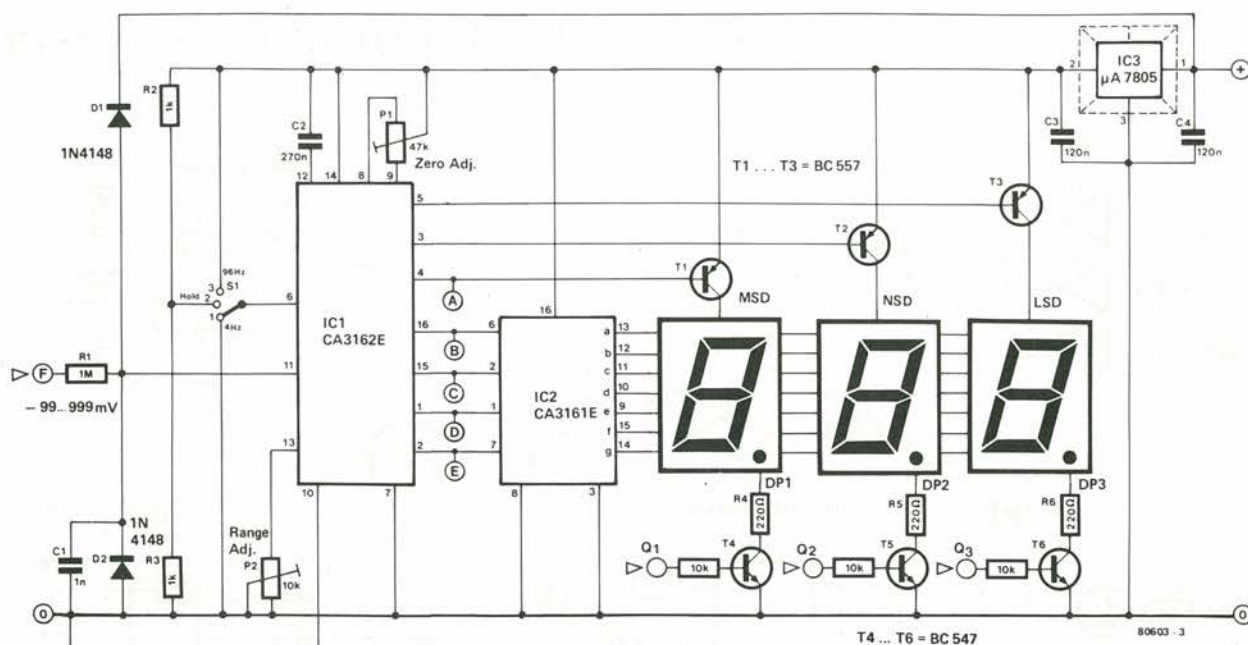


* La resistenza totale di R16 ed ES3 a commutatore chiuso dovrebbe essere 800 Ω. In pratica un valore di 780 Ω per R16 (680 + 100 Ω) dovrebbe costituire una buona approssimazione.

È spesso conveniente utilizzare un commutatore di portata automatico (autoranger) quando si effettuano misure con strumenti digitali. Al contrario degli esseri umani, soggetti a dimenticanze, l'autoranger garantisce il cambiamento della portata prima che lo strumento possa essere danneggiato. Esso rileva se il parametro misurato (che può essere una tensione, una corrente, una resistenza, eccetera) è "al di fuori dei limiti" ed aumenta o diminuisce di conseguenza la portata. Il commutatore di portata automatico qui mostrato, funziona esattamente con lo

stesso principio. Si possono commutare un massimo di 10 decadi. I segnali logici per il controllo del circuito sono derivati dalle condizioni "overflow" e "prima cifra = zero". Nel caso dello strumento digitale universale (Elektor Novembre 1979) si tratterà rispettivamente dei codici BCD 1011 e 0000 e la commutazione sarà attuata al momento in cui la prima cifra è inviata in multiplex al display. Per questo motivo il segnale multiplex a 96 Hz che controlla la prima cifra (MSD) viene usato come segnale di "strobe". Se avviene la condizione "prima cifra = zero", un treno di

impulsi a 96 Hz appare all'uscita di N1. Se avviene la condizione di "overflow", il treno di impulsi apparirà all'uscita di N2. Questi impulsi sono filtrati dalla rete RC R1/C1 ed R2/C2 per garantire un segnale pulito. Quando ha luogo una delle due condizioni suddette, il multivibratore monostabile IC2 viene fatto partire dal fianco di attacco del primo impulso del treno. La durata del singolo impulso di "intervallo" generato da IC2 può essere regolata con il potenziometro P1. Durante questo intervallo le porte logiche N3 ed N4 sono interdette.



Per il momento quindi, solo il primo impulso raggiungerà il contatore/decontatore IC4.

Solo quando la durata del treno di impulsi sarà superiore a questo intervallo, IC4 riceverà un secondo impulso.

L'uscita BCD da IC4 viene convertita in decimale da IC5. I limiti del campo di conteggio di IC4 sono prestabiliti collegando adeguatamente gli ingressi ad N3 ed N4.

La figura 2 mostra un attenuatore di ingre-

so adatto a questo circuito, mentre la figura 3 mostra come collegare le varie parti del multimetro digitale di Elektor.

J. Borgman



Monitor digitale del battito cardiaco

Alla vista dei tanti interessantissimi circuiti contenuti in questo numero, non pochi di voi sentiranno accelerare il loro battito cardiaco. Proprio di questo abbiamo tenuto conto decidendo di includere nella raccolta questo progetto di monitor digitale del battito cardiaco. Il circuito misura l'intervallo tra due successive pulsazioni cardiache e quindi ne calcola il numero al minuto visualizzando il risultato su un display a sette segmenti da tre cifre. Il battito cardiaco viene rilevato usando una piccola lampada combinata con un fotodiode applicati su una clip da mettere al lobo dell'orecchio. Questo sensore deve essere a prova di luce e di costruzione molto rigida, ed un risultato ancora migliore si potrebbe ottenere applicandolo ai polpastrelli.

Ad ogni sistole il cuore pompa del sangue attraverso il corpo, di conseguenza cresce la quantità presente nel lobo dell'orecchio, e quindi la sua capacità. Queste differenze di capacità che si hanno tra il momento in cui la pressione sanguigna è minima e quello in cui essa è massima, vengono rilevate dal fotodiode, che produrrà un impulso ad ogni battito cardiaco. L'intervallo di tempo tra due successivi battiti viene misurato, ed in base a questa misura ne viene calcolata la frequenza. Il risultato si ottie-

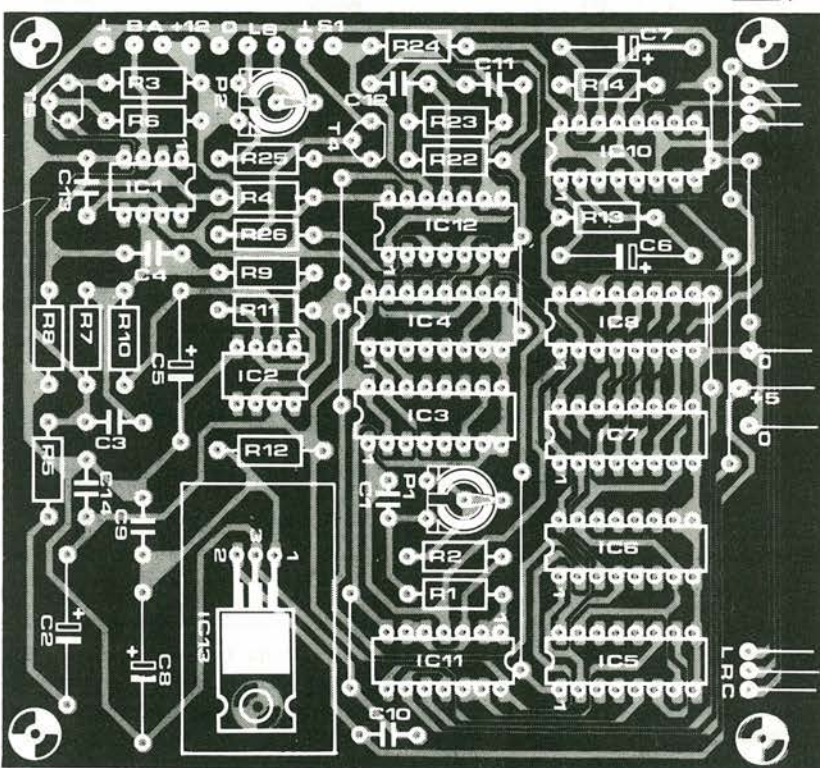
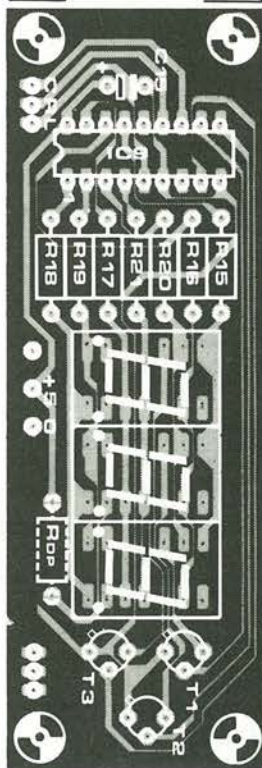
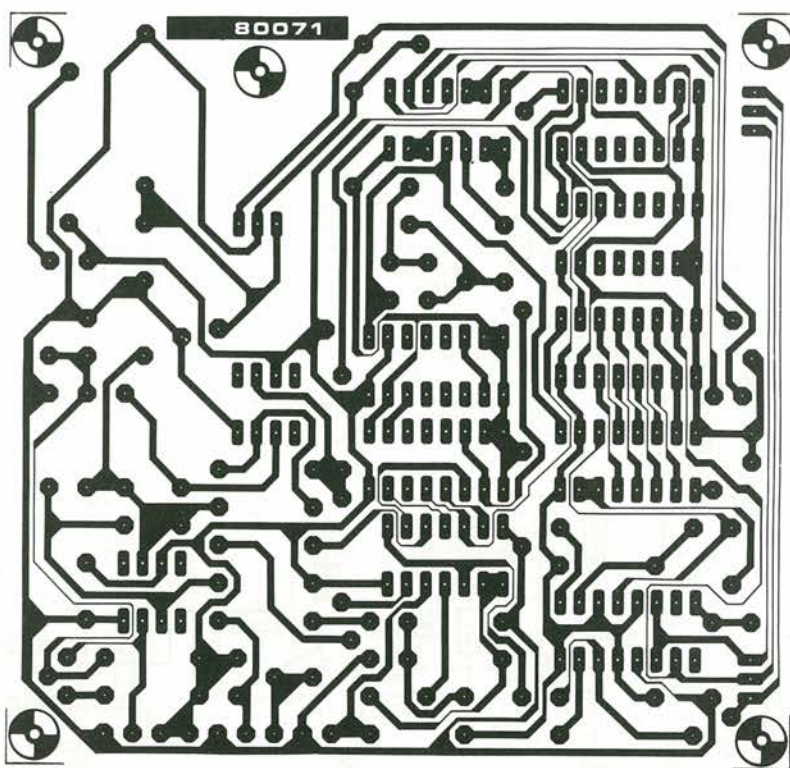
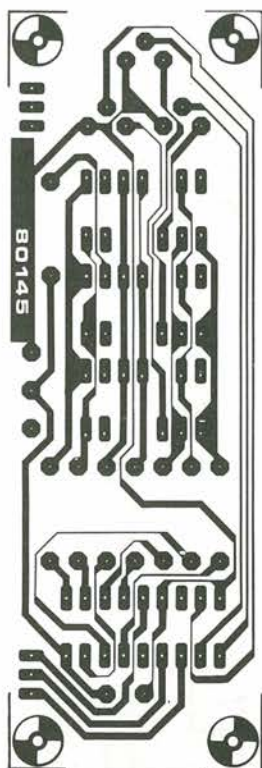
ne semplicemente contando il numero degli impulsi di una frequenza nota nell'intervallo prima descritto. L'Autore ha scelto una frequenza di 166,7 Hz e quindi, per una frequenza di pulsazione di 60 battiti al minuto, il tempo tra un battito e l'altro sarà di un secondo esatto e verrà contato un totale di 166 impulsi. Una volta contati, questi impulsi sono trasferiti ad un divisore programmabile a 256 bit, in modo che possono essere divisi per 10.000 inviando esattamente 10.000 impulsi nel divisore. Di conseguenza, per una frequenza cardiaca di 60 battiti al minuto, risulteranno disponibili all'uscita un totale di

$$\frac{10.000}{166} = 60$$

che saranno contati e visualizzati sul display.

Il circuito funziona come segue: le due porte logiche N1 ed N2 formano un oscillatore che ha una frequenza di uscita di 1 MHz. Questa frequenza viene divisa per 6.000 dai divisori IC3 ed IC4, per produrre la necessaria frequenza di riferimento di 166,7 Hz. Le variazioni della corrente che attraversa il diodo sono amplificate da IC1 ed IC2 che, insieme al transistor T5, forma-

no un amplificatore autoregolato entro ampi limiti di intensità. IC2 è collegato come trigger di Schmitt con livelli di soglia autoregolati. Le caratteristiche di autoregolazione di questo amplificatore rendono possibile l'uso di fotodiode di tipo diverso. L'uscita è sincrona al battito cardiaco ed appare sotto forma di impulsi che sono applicati ad IC6, che fornisce all'uscita 3 un impulso di durata equivalente all'intervallo tra due battiti. Inoltre il segnale d'ingresso a questo integrato viene applicato, previa amplificazione, ad un altoparlante che renderà udibile il battito cardiaco, evitando nel contempo che si possa commettere l'errore di contare due battiti per una sola pulsazione, in quanto sono possibili delle fluttuazioni dell'ampiezza del segnale. La precisione dell'indicazione sarà contenuta nel limite di due pulsazioni entro 40 180 pulsazioni al minuto. L'altoparlante non riproduce esattamente il battito cardiaco, ma rivela il segnale di un multivibratore monostabile formato da N7 ed N8. Tornando ad IC6, questo divisore viene bloccato in modo che un ulteriore battito cardiaco non può avere effetto. I due divisori di IC5 sono collegati in cascata, in modo da ottenere un rapporto di divisione totale di 256. Questo divisore è sincronizzato dalla frequenza di riferimento di



166,7 Hz per il periodo tra due successivi battiti cardiaci. Di conseguenza una cadenza di 60 battiti al minuto produrrà un impulso di uscita da IC6 che durerà un secondo, e quindi permetterà il conteggio di 166 impulsi da parte di IC7.

Questo numero viene trasferito al contatore programmabile IC8 che è sincronizzato con 10.000 impulsi esatti: all'uscita avremo quindi esattamente 60 impulsi. IC8 genererà un impulso di preselezione ad ogni passaggio per lo zero (piedino 15 collegato al piedino 14).

Il risultato viene applicato, tramite IC10, al contatore-pilota IC9 e quindi al display

Elenco componenti

Resistenze:

R1, R3 = 4k7
 R2 = 1 k
 R4, R6, R8 = 100 k
 R5 = 1k2
 R7 = 1M2
 R9, R10 = 15 k
 R11 = 560 k
 R12 = 8Ω2, ½ W
 R13 = 8k2
 R14 = 330 k
 R15 ... R21 = 10 Ω
 R22 = 220 k
 R23 = 22 k
 R24, R26 = 47 k
 R25 = 47 Ω
 P1 = 1 k semifisso
 P2 = 100 semifisso

Semiconduttori:

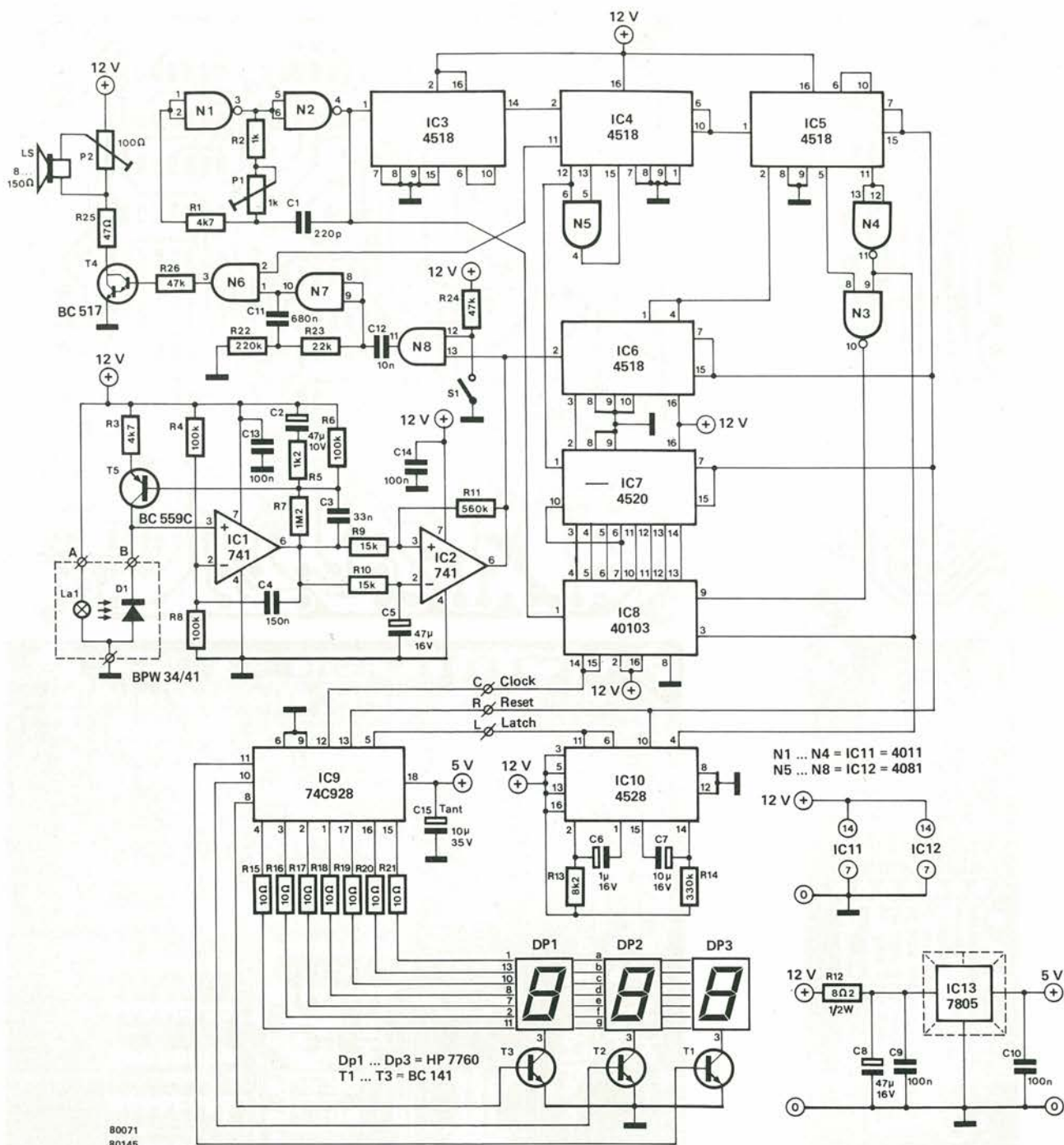
T1 ... T3 = BC 141
 T4 = BC 517
 T5 = BC 559C
 IC1, IC2 = 741
 IC3 ... IC6 = 4518
 IC7 = 4520
 IC8 = 40103
 IC9 = 74C928
 IC10 = 4528
 IC11 = 4011
 IC12 = 4081
 IC13 = 7805
 D1 = BPW 34/41

Condensatori:

C1 = 220 p
 C2 = 47 μ/10 V
 C3 = 33 n
 C4 = 150 n
 C5, C8 = 47 μ/16 V
 C6 = 1 μ/16 V
 C7 = 10 μ/16 V
 C9, C10, C13, C14 = 100 n
 C11 = 680 n
 C12 = 10 n
 C15 = 10 μ/35 V tantallu

Varie:

La1 = lampada 12 V, 1 W
 DP1 ... DP3 = HP 7760
 LS = altoparlante miniatura
 8 ... 150 Ω
 S1 = SPST



a sette segmenti tipo 7760 della Litronics o della HP.

Allo scopo di permettere la lettura del display, il conteggio viene sospeso per circa 3 secondi ogni volta che viene completata la sequenza di conteggio degli impulsi a 166,7

Hz. Una volta trascorso questo ritardo, tutti i contatori vengono azzerati per essere pronti al conteggio successivo. Il circuito è montato su due basette stampate: per la sezione del display è stata usata una basetta separata in modo che questa possa

venir applicata, se occorre, ad altre apparecchiature.

Durante la costruzione bisogna fare attenzione all'ottimo isolamento dalla rete. Di conseguenza si raccomanda caldamente l'alimentazione a batteria

101 | Tachimetro a stato solido

Per costruire questo tachimetro, molto pratico sia sull'automobile che su quelle macchine utensili nelle quali occorre un'indicazione della velocità, occorrono soltanto pochi componenti. L'indicazione visuale è ottenuta mediante una fila di

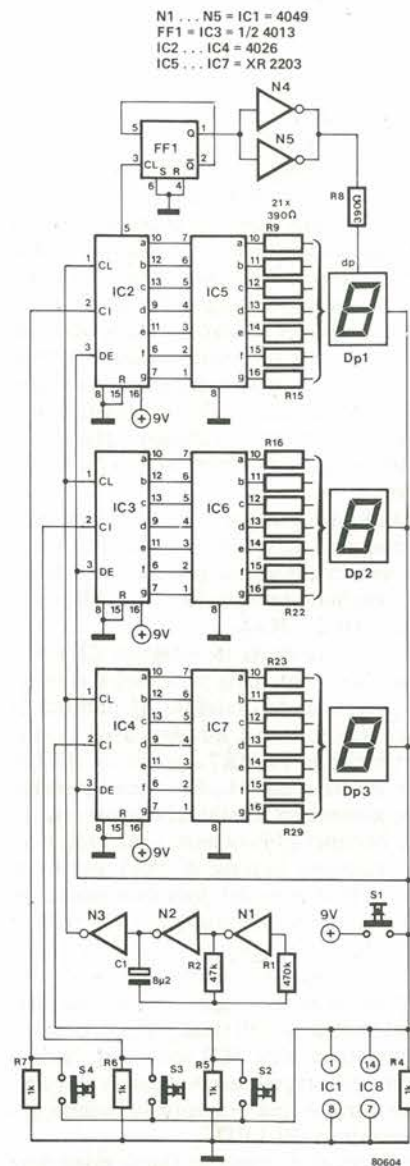
LED disposta verticalmente, orizzontalmente, oppure secondo un arco di 270°. Il numero di LED accesi corrisponde alla velocità angolare in quel determinato momento. IC1 è un convertitore frequenza-tensione.

Se usato in un'automobile, il suo ingresso può essere collegato (tramite R1) al terminale del ruttore della bobina (marcato di solito "CB"). L'uscita di IC1 è applicata agli ingressi di IC2 ed IC3. Questi due integrati sono col-

Anche nella totale oscurità il numero della pagina da ricordare potrà essere rammentato grazie al bagliore del display anche se il libro resta chiuso.

103

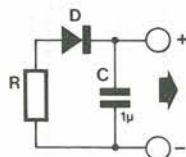
Generatore di energia economica



A causa della costante diminuzione della disponibilità mondiale di energia, è imperativa la ricerca di qualsiasi forma di energia alternativa. Come tutti sappiamo le resistenze producono rumore ed il rumore è una forma di energia. Perché non imbrigliare tutta questa energia? Per ottenere questo risultato la tensione di rumore deve essere raddrizzata e livellata, come si vede nello schema. La tensione di uscita è determinata dalla seguente equazione:

$$U_0 = \sqrt{4 \cdot k \cdot B \cdot T \cdot R}$$

nella quale T è la temperatura assoluta (gradi Kelvin), B è la banda di frequenza del rumore prodotto ed R il valore della resistenza. È evidente che tanto maggiori sono il valore della resistenza e la temperatura ambiente, tanto maggiore sarà la tensione prodotta.



80507

La tensione diretta del diodo dovrà essere minima possibile. Sono quindi preferibili i diodi al Germanio per quanto i risultati migliori si ottengono usando dei diodi allo stagno (Sn) (specialmente in quelle situazioni nelle quali il diodo può essere mantenuto sufficientemente freddo). Questo è il luogo dove la temperatura produce i suoi effetti. Dato che dobbiamo prelevare energia dalla resistenza, la sua temperatura tenderà a scendere. I lettori dotati di spirito inventivo saranno in grado di usare questo fenomeno per raffreddare il diodo. È importante scegliere il giusto tipo di resistenza. Si devono usare solo dei tipi molto vecchi, preferibilmente guasti, che producono un sacco di rumore. I tipi moderni, a basso rumore, sono assolutamente inadatti.

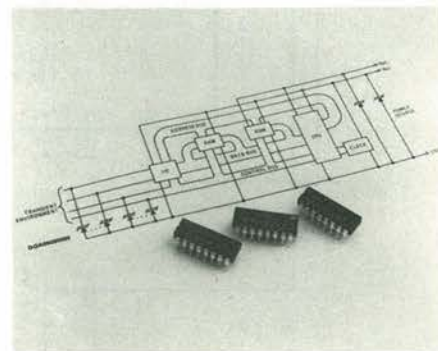
La tensione di uscita del prototipo è stata misurata in circa 1 mV con un valore della resistenza di 0,6 GΩ. Per raggiungere tensioni maggiori si possono collegare in serie molti generatori. Se invece occorrono altre correnti dovranno essere naturalmente collegati in parallelo.

mercato

DMOS di potenza 450 V, 2,25A

È stata annunciata dalla Intersil la famiglia IVN6000. Si tratta di DMOS FET di potenza con tensione di breakdown fino a 450V con una corrente, il funzionamento continuo, di 2,25A. I tempi di commutazione sono estremamente rapidi, pari a 10 ns.

I componenti della serie IVN6000 sono ideali per la sostituzione di transistori bipolari lenti.



Il piccolo die (100 x 106mils) consente alte velocità di commutazione e riduce il costo. Il contenitore TO-3 consente una dissipazione sufficiente per il progetto di alimentazione switching, inverter ad alta tensione, amplificatori audio, relè allo stato solido e molte altre applicazioni.

Metroelettronica
Viale Cirene, 18
20135 Milano
Tel: 02/5462641

mercato

Preamplicatore Hi-Fi doppio

Il TDA2310 della SGS-Ates è un amplificatore doppio funzionante in classe A studiato per l'impiego nei sistemi Hi-Fi a bassa distorsione.

Si tratta di un circuito integrato monolitico in package dual-in-line a 16 pin plastico, le cui caratteristiche principali sono: range dinamico estremamente ampio, bassissima distorsione, grande larghezza di banda a loop aperto, basso rumore, assenza di pop-noise, slew-rate di 14 V/μs con G_v = 30 dB e di 50 V/μs con G_v = 50 dB, funzionamento con alimentazione singola, protezione contro i cortocircuiti di uscita.

SGS-Ates
Via C. Olivetti 2
20041 Agrate B.za
Tel: 039/65551

Nota Editoriale.

Per quei lettori che sono meno portati a maneggiare un saldatore, suggeriamo una soluzione alternativa: ritagliare questo articolo ed usarlo come segnalibri.

mercato

Modulo per la sintesi della voce

Si tratta del VSM2032 della General Instrument Microelectronics, un modulo su circuito stampato preprogrammato per generare fino a 32 parole in una sequenza qualsiasi, che consente di formare più di un bilione di frasi diverse.

Il modulo è progettato per interfacciare con qualsiasi sistema digitale, e necessita di otto segnali di ingresso TTL compatibili per scegliere la frase da dire.

La scheda del modulo contiene tre dispositivi MOS-LSI principali: un microcomputer single-chip PIC1650A preprogrammato, un sintetizzatore vocale SP-0250 e una ROM da 32K con pochi componenti discreti periferici. La scheda fornisce un'uscita audio capace di pilotare direttamente un carico di 200 mW.

Adelsy
Via Novara 570
20153 Milano
Tel: 02/4524651

mercato

Analizzatore portatile di gas tossici

Il Miran 1A della Wilks è uno strumento versatile che può analizzare un numero elevato di gas e vapori.

Questo analizzatore può identificare e, successivamente, quantizzare qualsiasi tipo di gas che presenti almeno un picco di assorbimento fra 2,5 e 14,5 μ .

Lo strumento ottimizza le sue funzioni nella misura dell'inquinamento atmosferico, negli ambienti di lavoro e nelle zone perimetrali delle fabbriche.

Il Miran 1A è uno spettrofotometro portatile, a raggio singolo, a filtro variabile, munito di una cella il cui cammino ottico può essere variato da 0,75 a 20,25 m, con la possibilità di leggere sia poche ppm sia percentuali.

Lo strumento fornisce un'analisi qualitativa e quantitativa dell'aria in esame.

Qualitativa perché, con l'ausilio di un registratore, fornisce lo spettro da 2,5 a 14,5 μ e



quantitativa perché mediante un'adeguata calibrazione, è possibile misurare la concentrazione del composto in esame. L'analisi qualitativa permette perciò di individuare i componenti che si desidera analizzare, presenti nella miscela in questione.

Le altre caratteristiche tecniche sono potere risolutivo da 0,05 μ a 3 μ , 0,12 μ a 6 μ , 0,25 μ a 11 μ , precisione migliore dello 0,5%, deriva minore dello 0,6%, tempo di risposta commutabile in 1s, 4s, 10s, 40s, velocità di scansione di circa 9 minuti, gamme di 0 ÷ 0,025; 0 ÷ 0,1; 0 ÷ 0,25; 0 ÷ 1 unità di assorbanza 0 ÷ 100% trasmittanza, uscita per registratore da 0 a 1 Vcc.

CON. TEC
Strada Statale 11 (Padana Sup) Km 158
20060 Cassina De' Pecchi
Tel: 02/9520791

mercato

Isolatore ottico per impiego generale

L'isolatore A6902 della Tektronix è stato progettato per rispondere a tutti gli standard mondiali di sicurezza tra cui l'UL 1244, l'IEC 348, il VDE 0411, il BS 4743 ed il Bollettino 556B della CSA Electronics. L'A6902 è un isolatore di tensione accoppiato otticamente, a doppio canale e con risposta della c.c. a 15 MHz, che permette a qualsiasi strumento, messo a terra secondo le norme di sicurezza, di eseguire misure fluttuanti ad elevata sensibilità (20mV) in presenza di segnali in modo comune fino a $\pm 1500V$ (c.c. + c.a. di picco). Ogni canale dell'isolatore Tektronix è dotato di un attenuatore calibrato che permette di variare la sensibilità da 20 mV a 200 V per divisione.



L'A6902 presenta una caratteristica di isolamento di 200.000:1 o di -105 dB a 60 Hz. La dotazione standard prevede due coppie di sonde di tensione: la coppia di sonde per tensioni e potenze elevate può lavorare fino a $\pm 1500V$ (c.c. + c.a. di picco), mentre la seconda coppia si utilizza per segnali con valori di tensione fino a +500V. L'isolatore Tektronix A5902 è particolarmente indicato nella progettazione, realizzazione e manutenzione dei controlli industriali

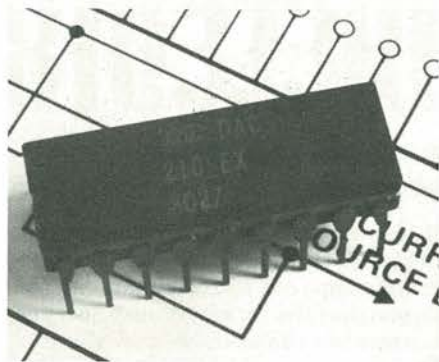
dove l'uso intenso di SCR, TRIAC e dispositivi di potenza a semiconduttori richiede la misura di segnali fluttuanti in presenza di elevati potenziali comuni. Per gli stessi motivi l'A6902 può venire impiegato con i controlli per motori, gli inverter, i convertitori c.c.-c.c. e gli alimentatori switching.

Tektronix
Via Lampedusa, 13
20141 Milano
Tel: 02/8466440

mercato

DAC a 10 bit da 1,5 μ s

Il DAC-210, un convertitore digitale/analogico a 10 bit con codifica del segno della Precision Monolithics, è caratterizzato da un tempo di assestamento di 1,5 μ s e da una non linearità massima su tutto il range di temperatura pari a $\pm 0,075\%$ del fondo scala.



Questo DAC completo contiene nel chip un amplificatore di uscita, un riferimento, uno switch di polarità controllato dalla logica e i ladder network switches.

Esso può essere usato per la moltiplicazione a due quadranti così come la conservazione binaria unipolare. Normalmente l'ingresso del riferimento e l'uscita sono collegati assieme. Tuttavia, applicando un segnale di riferimento esterno, il DAC-210 può essere trasformato in un moltiplicatore a due quadranti. I segnali di ingresso possono arrivare a 10 V.

Le altre caratteristiche comprendono una tensione di offset a zero-scala di $\pm 0,06\%$ del fondo scala in tutto il range di temperatura, una simmetria di tensione bipolare di 40 mV e un consumo tipico di 300 mW.

Il dispositivo può funzionare con tensioni di alimentazione variabile da ± 12 a $\pm 18 V$ senza diminuzione della precisione.

I dispositivi vengono forniti in packages dual-in-line ermetici a 18 pin.

Technic
Via Brembo 21
20139 Milano
Tel: 02/5695746

mercato

Transistor Darlington NPN

La TRW Semiconduttori ha introdotto sul mercato un transistor Darlington NPN, denominato SVT 8222, particolarmente indicato per il controllo di tipo switching di motori in corrente continua.

Le caratteristiche principali sono: V_{CE0} di 175V, I_{Ccont} di 40 A, I_{Cpeak} di 70 A, h_{FE} a 30 A superiore a 150 $t_{storage}$ pari a 2,5 μs .

La tecnologia costruttiva del dispositivo lo rende particolarmente robusto in quanto il chip è saldato tramite una piastrina di molibdeno.

Il contenitore è il TO-3 per alte correnti.

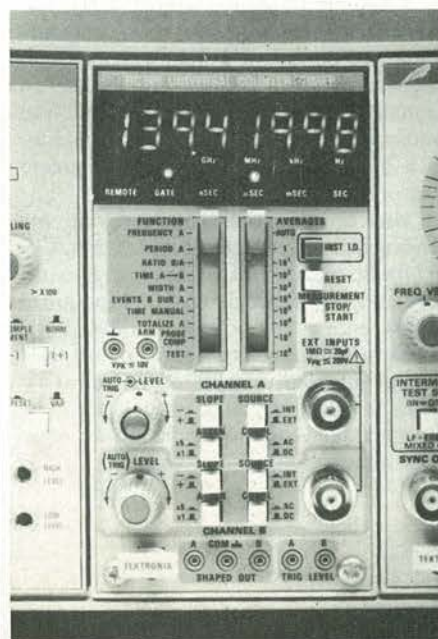
Exhibo Italiana
Via F. Frisi, 22
20052 Monza
Tel: 039/360021

mercato

Contatore-temporizzatore universale

Il contatore/temporizzatore universale Tektronix DC509 effettua misure di intervalli di tempo con 10 ns di risoluzione, con segnali ripetitivi. Su misure mediate si può ottenere una risoluzione di 1 ps. Misure di frequenza fino a 135 MHz vengono effettuate con la tecnica del conteggio reciproco, che permette di avere un'elevata risoluzione su segnali a bassa frequenza più rapidamente che con le tecniche di conteggio convenzionali.

Poichè il funzionamento del DC509 è re-



golato da un microprocessore, è stato possibile incorporare caratteristiche come l'autotrigger e l'auto-test diagnostico oltre al conteggio di frequenza reciproco. La versatilità del DC509 è ulteriormente potenziata da otto funzioni di misura, un ingrosso per armare il trigger, l'auto-averaging e la base dei tempi modulata in fase. Un'altra caratteristica risiede nella possibilità di compensare la sonda di misura. Infatti è possibile compensare con precisione la sonda ad alta impedenza, senza dover ricorrere ad un oscilloscopio. A richiesta si può avere la base dei tempi termostata e la sonda appositamente realizzata per effettuare misure di intervalli di tempo sui circuiti logici ad elevata velocità.

Tektronix
Via Lampedusa, 13
20141 Milano
Tel.: 02/8466440

mercato

Il VIC 20

Nell'anno in corso, il 1981, giungeranno delle grosse novità in Italia da parte della Commodore International Ltd..

Verso la fine di dicembre dello scorso anno, un dirigente della Commodore, ha dato l'annuncio, in occasione della conferenza stampa tenutasi a Milano, della prossima commercializzazione, nel nostro paese, del primo sistema compatto espandibile a colori e con un costo estremamente basso. Il prezzo in Italia si prevede di circa L. 650.000.

Il nuovo computer si chiama: VIC 20



Il VIC 20 offre una somma di caratteristiche speciali fra le più complete esistenti e fra l'altro ha una capacità di espansione che rivaleggia con le caratteristiche di microcomputers il cui prezzo è superiore di quattro o cinque volte il costo.

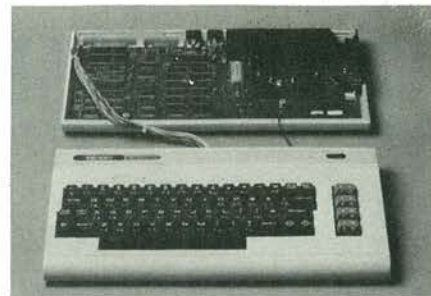
Il nuovo VIC 20 (Video Interface Computer) può essere connesso con qualsiasi televisore o monitor televisivo.

È provvisto inizialmente di 5k bytes di memoria RAM.

Le caratteristiche parlano da sole.

Colore (16 colori tutti in alta risoluzione) Sonoro

Funzioni di tasti programmabili



Espansione di memoria RAM fino a 32k bytes

Linguaggio PET-BASIC

Tastiera grande standard

Display video composto da 23 linee con 22 caratteri ciascuna

Alta risoluzione grafica

Set grafico standard

Joystic / paddles / penna ottica

Cartucce di programmi inseribili nello speciale PLUG-IN

Cartucce di memoria inseribili nello speciale PLUG-IN

Harden S.p.A.
24068 Sospiro (CR)
Tel: 0372/63136

mercato

Display fluorescenti a 14 segmenti

La I.E.E. (Industrial Electronic Engineers) ha annunciato la disponibilità della serie FLIP 3700 di display fluorescenti.

Si tratta di display a 14 segmenti economici completi dei circuiti di pilotaggio, controllo e interfaccia. L'interfaccia bidirezionale TTL a 8 bit, accetta dati paralleli e seriali in codice ASCII.

Sulla serie 3700, come per la serie 3600 (versione a matrice di punti), sono implementate un consistente numero di funzioni, quali l'indirizzamento random, l'editing, lo scrolling orizzontale e verticale, font grafico personalizzato, read/write dei dati, self test ed altri, che ne rendono l'approccio molto agevole.

Inoltre è richiesta una sola tensione di alimentazione (+5Vcc) ed una potenza molto ridotta.

La serie FLIP comprende display molto compatti, con una profondità per quasi tutti i modelli inferiore a 26 mm.

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

mercato

abbonarsi conviene..

.. si risparmia fino al 40%

PROPOSTE	TARIFFE	PROPOSTE	TARIFFE
1) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE	L. 18.000 anzichè L. 24.000 (estero L. 27.500)	10) Abbonamento annuo a SELEZIONE + IL CINESCOPIO	L. 36.000 anzichè L. 60.000 (estero L. 56.000)
2) Abbonamento annuo a SELEZIONE DI TECNICA	L. 19.500 anzichè L. 30.000 (estero L. 30.500)	11) Abbonamento annuo a ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 35.700 anzichè L. 54.000 (estero L. 56.500)
3) Abbonamento annuo a ELEKTOR	L. 19.000 anzichè L. 24.000 (estero L. 30.000)	12) Abbonamento annuo a SELEZIONE + MILLECANALI	L. 37.500 anzichè L. 60.000 (estero L. 59.500)
4) Abbonamento annuo a IL CINESCOPIO	L. 18.500 anzichè L. 30.000 (estero L. 28.500)	13) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR	L. 52.500 anzichè L. 78.000 (estero L. 81.500)
5) Abbonamento annuo a MILLECANALI	L. 25.000 anzichè L. 30.000 (estero L. 33.000)	14) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + IL CINESCOPIO	L. 52.000 anzichè L. 84.000 (estero L. 80.500)
6) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA	L. 35.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 55.000)	15) Abbonamento annuo a SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 53.000 anzichè L. 84.000 (estero L. 82.500)
7) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + ELEKTOR	L. 35.000 anzichè L. 48.000 (estero L. 54.000)	16) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 51.500 anzichè L. 78.000 (estero L. 79.000)
8) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + IL CINESCOPIO	L. 34.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 53.500)	17) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 69.000 anzichè L. 108.000 (estero L. 107.000)
9) Abbonamento annuo a SELEZIONE + ELEKTOR	L. 36.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 56.500)	18) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 87.000 anzichè L. 138.000 (estero L. 132.000)

IMPORTANTE

Per sottoscrivere abbonamenti, utilizzate l'apposito tagliando inserito nelle ultime pagine di questa rivista.



Le riviste leader
in elettronica




COREL
MATERIALE ELETTRONICO ELETTROMECCANICO
Via Zurigo, 12/2S - Telefono (02) 41.56.938
20147 MILANO

VENTOLA BLOWER
200-240 Vac - 10 W
PRECISIONE GERMANICA
motoriduttore reversibile
diametro 120 mm, fissaggio
sul retro con viti 4 MA
L.14.400



PICCOLO 55
Ventilatore centrifugo 220 Vac 50 Hz Pot. ass.
14W - Port. m³/h 23. Ingombro max 93x102x88
mm. L. 12.000



TIPO MEDIO 70
come sopra pot. 24 W - Port. 70 m³/h 220 Vac
50 Hz. Ingombro: 120x117x103 mm. L. 13.200
Inter. con regol. di velocità L. 5.700


TIPO GRANDE 100
come sopra pot. 51D W. Port. 240 m³/h 220 Vac 50 Hz.
Ingombro: 167x192x170. L. 31.000

VENTOLE TANGENZIALI
V60 220V 19W 60 m³/h
lung. tot. 152x90x100 L. 13.300



V180 220V 18W 90 m³/h
lung. tot. 250x90x100 L. 14.400
Inter. con regol. di velocità L. 5.700

VENTOLA EX COMPUTER
220 Vac oppure 115 Vac
Ingombro mm. 120x120x38 L. 15.500
Rete salvadita L. 2.300



VENTOLA PAPST-MOTOREN
220 V - 50 Hz - 28 W
Ex computer interamente in metallo statore
rotante cuscinetto reggispinta auto-
lubrificante mm. 113x113x50 - Kg. 0,9 -
giri 2750 - m³/h 145 - Db(A) 54 L. 16.700
Rete salvadita L. 2.300



VENTOLA AEREX
Computer ricondizionata. Telaio in fusio-
ne di alluminio anodizzato g. 0,9 -
Ø max 180 mm. Prof. max 87 mm.
Peso Kg. 1,7 - Giri 2800.
TIPO 85: 220 V 50 Hz ÷ 208 V 60 Hz
18 W input 2 fasi 1/s 76 Pres = 16 mm. Hzo
L. 21.800
TIPO 86: 127-220 V 50 Hz 2 ÷ 3 fasi 31 W input. 1/s 108
Pres = 16 mm. Hzo L. 24.100



RVOLUZIONARIO VENTILATORE
ad alta pressione, caratteristiche simili ad
una pompa IDEALE dove sia necessaria
una grande differenza di pressione Ø
250x230 mm. Peso 16 Kg.
Pres. 1300 H20.
Tensione 220 V monofase L. 86.200
Tensione 220 V trifase L. 80.500
Tensione 380 V trifase L. 80.500




Trasforma la ten-
sione delle batte-
rie in tensione di
casa (220 V.) per
poter utilizzare là
dove non esiste la
rete elettrica tutte
le apparecchiature
che volete.
In più può essere utilizzato come caricabatterie in caso di
mancanza di rete (220 V.)

LAMPADA D'EMERGENZA SPOTEK
Da inserire in una comune presa di
corrente 220V si ricarica automatica-
mente. Dispositivo di accensione
elettronica, in caso di mancanza rete
autonomia 1 Ora e 1/2. Asportabile,
diventa una lampada portatile. Una
volta inserita si può utilizzare ugual-
mente la presa.
L. 16.100



FARO AL QUARZO PER AUTO 12V 55W
Utilissimo in campeggio, indispensabile per auto è
sempre utile avere a portata di mano un potente faro
da utilizzare in caso d'emergenza.
Viene già fornito con spe-
ciale spina per accendisigari.
L. 16.600



MODELLO 122/G.C. gruppo di continuità-automatico (il
passaggio da caricabatterie ad inverter avviene elettronicamente
al momento della mancanza rete)
Mod. 122 G.C. 12V/220Vac 250 VA L. 299.000
Mod. 122 G.C. 12V/220Vac 350 VA L. 310.500
Mod. 122 G.C. 12V/220Vac 450 VA L. 339.000
* Solo a richiesta ingresso 24 Vcc offerta sino ad esaurimen-
to:
Batteria per auto 12Vcc 36 Ah L. 43.700

LAMPADA D'EMERGENZA LITEK
Applicabile a pareti, plafoni oppure può diventar-
e una normale lampada portatile.
Doppia luce-fluorescente 6W 150 lumene + in-
candescenza 8W. Dispositivo elettronico di accen-
sione automatica in mancanza rete ricarica
automatica a tensione costante dispositivo di
esclusione batterie accumulatori ermetici, auto-
nomia 8 ore.
L. 112.000



PLAFONIERA FLUORESCENTE speciale per cam-
per e roulotte 12V 8W.
Lampada a tubo fluorescente funziona a 12Vcc (come
l'automobile) interruttore frontale di inserimento.
L. 17.200



100 Integrati DTL nuovi assortiti	L. 6.000
100 Integrati DTL-ECL-TTL nuovi	L. 11.500
30 Integrati Mos e Mostek di recupero	L. 11.500
500 Resistenze ass. 1/4÷1/2W	L. 4.600
10%÷20%	L. 6.300
500 Resistenze ass. 1/4÷1/8W 5%	L. 6.300
150 Resistenze di precisione a strato metallico 10 valori 0,5÷2% 1/8÷2W	L. 6.000
50 Resistenze carbone 0,5-3W	L. 2.900
10 Reostati variabili a filo 10÷100W	L. 4.600
20 Trimmer a grafite assortiti	L. 1.700
10 Potenzimetri assortiti	L. 1.700
100 Cond. elettr. 1÷4000 µF ass.	L. 6.000
100 Cond. Mylar Polycarb Poliest 6÷600V	L. 3.200
100 Cond. Polistirolo assortiti	L. 2.900
200 Cond. ceramic assortiti	L. 4.600
10 Portalampe spia assortiti	L. 3.400
10 Micro Switch 3-4 tipi	L. 4.600
10 Pulsantiera Radio TV assortite	L. 2.300
Pacco kg. 5 mater. elettr. Inter. Switch cond. schede	L. 5.200
Pacco kg. 1 spezioni filo collegamento	L. 2.100

Connettore dorato femmina per schede 10 contatti	L. 500
Connettore dorato femmina per scheda 22 contatti	L. 1.000
Connettore dorato femmina per schede 31+31 contatti	L. 1.700
Guida per scheda alt. 70 mm	L. 250
Guida per scheda alt. 150 mm	L. 300
Distanzatori per transistori T05÷T018	L. 20
Portalampe a giorno per lampade siluro	L. 25
Cambiotensione con portabile	L. 200
Reostati toroidali Ø 50 2,2 Ω 4,7 A	L. 1.700
Tripoli 10 giri a filo 10 kΩ	L. 1.150
Tripoli 1 giro a filo 500 Ω	L. 900
Serrafilo alta corrente neri	L. 150
Contraves AG Originali h 53 mm decimali	L. 2.300
Contametri per nastro magnet. 4 cifre	L. 2.300
Compensatori a mica 20 ÷ 200 pF	L. 150
ELETTROMAGNETI IN TRAZIONE Tipo 261 30÷50 Vcc lavoro interm. 30x14x10 corsa 8 mm	L. 1.150
Tipo 262 30÷50 Vcc lavoro interm. 35x15x12 corsa 12 mm	L. 1.400

Conta ore elettronico da incasso 40 Vac.	L. 1.700
Tubo catodico Philips MC 13-16	L. 13.800
Cicalino elettronico 3÷6 Vcc bitonale	L. 1.700
Cicalino elettromeccanico 48 Vcc	L. 1.700
Sirena bitonale 12 Vcc 3 W	L. 10.600
Numeratore telefonico con blocco elettrico	L. 4.000
Pastiglia termostatica apre a 90° 400V 2A	L. 600
Commutatore rotativo 1 via 12 pos. 15A	L. 2.100
Commutatore rotativo 2 vie 6 pos. 2A	L. 400
Commutatore rotativo 2 vie 2 pos. + + pulsante	L. 400
Micro Switch deviatore 15A	L. 600
Bobina nastro magnetico Ø 265 mm. foro Ø 8 Ø 1200 - nastro 1/4"	L. 6.300
Pulsantiera sit. decimale 18 tasti 140x110x40 mm.	L. 6.300
RELÈ RELÈ REED 2 cont. NA 2A, 12 Vcc RELÈ REED 2 cont. NC 2A, 12 Vcc RELÈ REED 1 cont. NA+1 cont. NC 12Vcc. RELÈ STAGNO 2 scambi 3A (sotto vuoto) 12 Vcc	L. 1.700 L. 1.700 L. 1.700 L. 1.400

ACQUISTIAMO - IN ITALIA E ALL'ESTERO: - CENTRI DI CALCOLO (COMPUTER) SURPLUS - MATERIALE ELETTRONICO OPSOLETO - TRANSISTOR, SCHEDE, INTEGRATI FOOL-OUT (SCARTO). TUTTO ALLE MIGLIORI QUOTAZIONI.

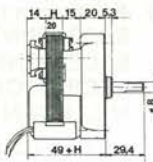
BORSA PORTA UTENSILI

4 scomparti
con vano tester L. 51.500



3 scomparti
con vano tester L. 40.900

MOTORIDUTTORI
220 Vac - 50 Hz
2 poli induzione
35 V.A.



Tipo H20 1,5 g/min. copp. 60 kg/cm L. 24.150
Tipo H20 6,7 g/min. copp. 21 kg/cm L. 24.150
Tipo H20 22 g/min. copp. 7 kg/cm L. 24.150
Tipo H20 47,5 g/min. copp. 2,5 kg/cm L. 24.150
Tipi come sopra ma reversibili L. 51.700

MOTORI PASSO-PASSO
doppio albero Ø 9 x 30 mm.
4 fasi 12 Vcc. corrente max. 1,3 A
per fase.
Viene fornito di schemi elettrici per
il collegamento delle varie parti.
Solo motore L. 34.500
Scheda base L. 34.500



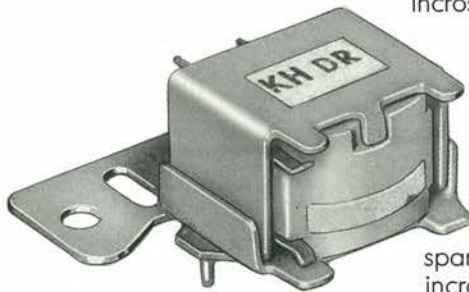
per generazione fasi tipo 0100
Scheda oscillatore Regol.
di velocità tipo 0101 L. 34.500
Cablaggio per unire tutte le parti del
sistema comprendente connett. led. potenz. L. 17.200

MODALITÀ: Spedizioni non inferiori a L. 10.000 - Pagamento in contrassegno - Per spedizioni superiori alle L. 50.000 anticipo +35% arrotondato all'ordine - Spese di trasporto, tariffe postale e imballo a carico del destinatario - Per l'evasione della fattura i Sigg. Clienti devono comunicare per scritto il codice fiscale al momento dell'ordinazione - Non disponiamo di catalogo generale - Si accettano ordini telefonici inferiori a L. 50.000.

NON TOGLIE LO SPORCO. LO DISSOLVE.

La sporcizia è uno dei più pericolosi nemici degli apparecchi elettronici, specie per la pessima abitudine che ha di accumularsi e

incrostarsi nei punti più delicati e difficilmente raggiungibili, come le testine dei registratori.



Ma con DSL-102, basta uno spruzzo e lo sporco sparisce (anche le incrostazioni più

vecchie si dissolvono) e i videoregistratori, i registratori audio e tutte le altre apparecchiature riprendono a funzionare meglio di prima senza problemi, senza interruzioni.

DSL-102 Bitronic è sicuro, non infiammabile e asciuga all'istante: indispensabile nell'industria, nelle radio e TV private e, perché no? anche in casa, per i circuiti del tuo HI-FI e di tutti i tuoi apparecchi domestici.

BITRONIC®
electro chemical development **B**



**SCONTO 10%
AGLI ABBONATI**

Libri Jackson.



IL BUGBOOK I

Esperimenti sui circuiti logici e di memoria utilizzanti circuiti integrati TTL. Dai segnali digitali al tri-state, al bus, alla memoria a semiconduttori.
L. 18.000 (Abb. L. 16.200) **Cod. 001A**

IL BUGBOOK II

Completa la trattazione del Bugbook I.
L. 18.000 (Abb. L. 16.200) **Cod. 002A**

IL BUGBOOK IIa

Esperimenti di interfacciamento e trasmissione dati utilizzanti il ricevitore/trasmittitore universale asincrono (UART) ed il loop di corrente a 20 mA.
L. 4.500 (Abb. L. 4.050) **Cod. 021A**

IL BUGBOOK III

Interfacciamento e programmazione del microcomputer 8080 per capire i microprocessori filosoficamente "equivalenti", cioè 8085, 8048, 8086, Z80, Z8, Z8000.
L. 19.000 (Abb. L. 17.100) **Cod. 003A**

ESPERIMENTI CON TTL E 8080A

già **BUGBOOK V**
Incentrato sulla sperimentazione, costituisce una pietra miliare assieme al Bugbook VI per la divulgazione e l'insegnamento dell'elettronica digitale e delle tecniche di utilizzo dei microprocessori.
L. 19.000 (Abb. L. 17.100) **Cod. 005A**

ESPERIMENTI CON TTL E 8080A

già **BUGBOOK VI**
Completa la trattazione del Bugbook V.
L. 19.000 (Abb. L. 17.100) **Cod. 006A**

IL BUGBOOK VII

L'interfacciamento fra microcomputer e convertitori analogici, hardware e software. Esperimenti per i sistemi 8080A, Z80, 8085.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 007A**

CORSO DI ELETTRONICA FONDAMENTALE CON ESPERIMENTI

Testo ormai adottato nelle scuole per l'alto valore didattico, fa finalmente capire l'elettronica dalla teoria atomica ai circuiti integrati. Si configura anche come vero e proprio "corso" per l'autodidatta.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 201A**

COMPNDERE L'ELETTRONICA

ALLO STATO SOLIDO

Corso autodidattico in 12 lezioni per comprendere tutti i semiconduttori e il loro funzionamento in sistemi elettronici.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600) **Cod. 202A**

INTRODUZIONE PRATICA ALL'IMPIEGO

DEI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI
I circuiti integrati digitali finalmente "demistificati".
L. 7.000 (Abb. L. 6.300) **Cod. 203D**

SC/MP

Applicazioni e programmi sul microprocessore SC/MP per la risoluzione di "classici" problemi nella progettazione con sistemi a microprocessore.
L. 9.500 (Abb. L. 8.550) **Cod. 301D**

LESSICO DEI MICROPROCESSORI

Un pratico riferimento per tutti coloro che lavorano nel campo dei microprocessori.
L. 3.500 (Abb. 3.150) **Cod. 302P**

INTRODUZIONE AL PERSONAL E BUSINESS COMPUTING

Un'introduzione esauriente e semplice al mondo dei microcomputer, dalle ROM e RAM, alla programmazione, al dimensionamento, alle periferiche.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600) **Cod. 303D**

IL LIBRO DEL PRINCIPIANTE

Introduzione al microcomputer Vol. 0
Corso per neofiti, dà con una tecnica a "cartoni animati", una visione d'insieme su calcolatori ed elaboratori.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600) **Cod. 304A**

IL LIBRO DEI CONCETTI FONDAMENTALI

Introduzione al microcomputer Vol. 1
Volume ormai "storico" presenta i concetti fondamentali del microcomputer, dall'architettura del sistema alla sua programmazione.
L. 14.000 (Abb. L. 14.400) **cod. 305A**

PRACTICAL MICROPROCESSORS

Hardware, Software e ricerca guasti
In 20 lezioni complete di esperimenti, il primo manuale essenzialmente pratico, curato dalla Hewlett Packard che insegna tutto sui microprocessori.
L. 35.000 (Abb. L. 31.500) **Cod. 308B**

PRINCIPI E TECNICHE DI ELABORAZIONE DATI

Un corso per l'autoapprendimento dei principi base del flusso e della gestione dei dati in un sistema di elaborazione.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 309A**

NANOBOOK Z80 VOL. 1

Tecniche di programmazione
Il software dello Z80 con particolare riguardo alla programmazione in linguaggio macchina e in linguaggio assembler.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 310P**

NANOBOOK Z80 VOL. 3

Tecniche di interfacciamento
Completa la trattazione dello Z80 Vol. 1 introducendo ai problemi ed alle tecniche di interfacciamento con CPU, PIO e CTC.
L. 18.000 (Abb. L. 16.200) **Cod. 312P**

DBUG - Un programma interprete

per la messa a punto del software 8080
Testo sullo sviluppo del software 8080 e sulle sue operatività come CPU di un sistema.
L. 6.000 (Abb. L. 5.400) **Cod. 313P**

TECNICHE DI INTERFACCIAMENTO

DEI MICROPROCESSORI
Indica le tecniche e i componenti necessari per assemblare, partendo dall'unità centrale, un sistema completo equipaggiato con tutte le periferiche comunemente usate.
L. 22.000 (Abb. L. 19.800) **Cod. 314P**



GRUPPO EDITORIALE

DIVISIONE

Tutti "Best-seller"



ELEMENTI DI TRASMISSIONE DATI

Tutto sulla trasmissione dei dati e dei segnali in genere. Per chi vuole comprendere le tecniche di comunicazione.
L. 9.000 (Abb. L. 8.100) **Cod. 316D**

IMPARIAMO A PROGRAMMARE IN BASIC CON LO ZX-80

Il BASIC alla portata di tutti, in modo chiaro e succinto, divertendosi con lo ZX-80.
L. 4.500 (Abb. L. 4.050) **Cod. 317B**

I MICROPROCESSORI Dai chip ai sistemi

I concetti, le tecniche, i componenti, l'interfacciamento, il confronto, la programmazione, ed altro ancora dei microprocessori.
L. 22.000 (Abb. L. 19.800) **Cod. 320P**

LA PROGRAMMAZIONE DELLO Z8000

Tutto sullo Z8000, microprocessore a 16 bit, dall'architettura, alla programmazione in linguaggio macchina, con esempi di programmi.
L. 22.000 (Abb. L. 19.800) **Cod. 322P**

TEA

Un Editor Assembler Residente per 8080-8085

Uno strumento software, il cui listing viene interamente riportato per la compilazione e la modifica dei programmi sorgente scritti in assembler.
L. 12.000 (Abb. L. 10.800) **Cod. 323P**

PROGRAMMAZIONE DELL'8080 E PROGETTAZIONE LOGICA

L'implementazione della logica sequenziale e combinatoria con l'uso del linguaggio assembly all'interno di un sistema a microcomputer.
L. 16.500 (Abb. L. 14.850) **Cod. 325P**

PROGRAMMAZIONE DELLO Z80 E PROGETTAZIONE LOGICA

L'implementazione della logica sequenziale e combinatoria con l'uso del linguaggio assembly all'interno di un sistema a microcomputer.
L. 19.000 (Abb. L. 17.100) **Cod. 324P**

8080A/8085 - Z80

Programmazione in linguaggio assembly

Una panoramica completa sul relativo linguaggio assembly con in più gli strumenti di debugging e testing ed esempi pratici.
L. 24.000 (Abb. L. 21.600) **Cod. 323P**

IL TIMER 555

Oltre 100 circuiti pratici e numerosi esperimenti per conoscere ed utilizzare questo leggendario I.C.
L. 8.600 (Abb. L. 7.740) **Cod. 601B**

LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CON ESPERIMENTI

Tutto ciò che è necessario conoscere sugli op-amp, per mezzo della sperimentazione.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 602B**

LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI

Per conoscere e progettare, attraverso numerosi esperimenti, una varietà di filtri attivi, adatta ad ogni esigenza.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 603B**

LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI PLL CON ESPERIMENTI

Tutto ciò che è necessario sapere sui circuiti Phase Locked Loop con 15 esperimenti da laboratorio.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600) **Cod. 604H**

GUIDA AI CMOS CON ESPERIMENTI

Teoria, caratteristiche, norme di progetto e 22 esperimenti con i CMOS.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 605B**

MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO-TV

Soluzioni, consigli, teoria ridotta al minimo indispensabile, da un riparatore per i riparatori, in questo che è autentico strumento di lavoro per gli operatori del servizio assistenza radio-TV.
L. 18.500 (Abb. L. 16.650) **Cod. 701P**

AUDIO HANDBOOK

Manuale di progettazione audio con progetti completi, pronti per un comodo riutilizzo.
L. 9.500 (Abb. L. 8.550) **Cod. 702H**

AUDIO E HI-FI

Una preziosa guida per chi vuol conoscere tutto sull'Hi-Fi.
L. 6.000 (Abb. L. 5.400) **Cod. 703D**

PER ORDINARE QUESTI LIBRI UTILIZZARE L'APPOSITO TAGLIANDO INSERITO IN QUESTO FASCICOLO

EDITORIALE JACKSON

DISTRIBUZIONE LIBRI.



JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE



“Non so chi sei
Non conosco la tua azienda
Non conosco i prodotti della tua azienda
Non conosco la professionalità della tua azienda
Non conosco i clienti della tua azienda
Non conosco la reputazione della tua azienda
Non conosco il fatturato della tua azienda
Ora - che cosa vuoi vendermi?”

MORALE: Come puoi pensare di **incrementare** le vendite ed aiutare i tuoi venditori senza la **pubblicità** sulle nostre riviste tecniche? ...



CONCESSIONARIA DI PUBBLICITA'
Tel. (02) 803 101 - 866 192 - 864 066 - 80 50 977

100 passi per Londra.

I.P.

*Grande concorso
Sinclair
riservato ai
possessori
di uno ZX 80.*

Il modulo di partecipazione qui a fianco, debitamente compilato, deve essere inviato insieme al programma a:
Casella Postale 76 - CINISELLO B. 20092.

AUT. MIN. n° 4/221647 del 25/3/81

100 passi per Londra.

Ho acquistato il mio Sinclair presso

Nome _____

Cognome _____

Indirizzo _____

Città _____

Prov. _____ Cap _____

Via _____

Città _____

100 passi per Londra.

Estratto del Piano Tecnico "CONCORSO SINCLAIR"

La SINCLAIR, in collaborazione con il GRUPPO EDITORIALE JACKSON S.r.l., nel quadro delle iniziative rivolte alla diffusione della conoscenza dei microcomputers per il loro impiego da parte degli studenti, hobbisti e cultori di elaborazioni elettroniche, indice di concorso a premi per abilità denominato "CONCORSO SINCLAIR" destinato a tutti gli appassionati di informatica possessori di minicomputers ZX 80 Kk memoria.

La manifestazione avrà luogo nel periodo dal 1° maggio 1981 al 20 settembre 1981.

Possono partecipare alla manifestazione tutti coloro che faranno pervenire a "CONCORSO SINCLAIR" Casella Postale 76, 20092 - CINISELLO BALSAMO, un programma, utilizzabile sul minicomputer "SINCLAIR ZX 80 Kk memoria" entro il 23/9/1981.

Ogni candidato dovrà presentare un programma avente le seguenti caratteristiche:

Praticità - dovrà dimostrarsi utile a qualcosa e non fine a se stesso.

Concisiività - non dovrà superare le 100 istruzioni.

Semplicità - non dovrà presentare giri tortuosi evitabili con istruzioni più semplici.

Grafica chiara - molta importanza verrà data all'esposizione grafica dei risultati.

Ciascun programma dovrà essere inviato su supporto di cassetta e comunque il "flow" dovrà essere dattiloscritto a parte con una buona spiegazione sullo scopo e funzionalità del programma stesso.

Il materiale pervenuto alla sede del Concorso non darà diritto al candidato di pretendere la restituzione.

Nella prima decade del mese di ottobre 1981, un'apposita commissione di esperti esaminerà tutti i programmi; presentati qualificandoli in frazioni di cento e procedendo poi alla graduatoria secondo un criterio di classificazione basato sull'importanza delle caratteristiche sopra elencate.

Ai concorrenti che avranno ricevuto i maggiori punteggi verranno assegnati i seguenti premi:

1° classificato: viaggio in aereo a.r. e soggiorno di 5 gg. a Londra per due persone con visita agli stabilimenti SINCLAIR.

2° classificato: televisore a colori Gelsoso 22".

3° classificato: minicomputer SINCLAIR ZX 80.

dal 4° al 30° classificato: un abbonamento per 12 numeri alla rivista BIT.

Ai vincitori verrà data comunicazione a mezzo lettera raccomandata.

Inoltre i nominativi con l'indicazione dei premi verranno pubblicati subito dopo l'assegnazione sulla rivista "BIT" e su altri organi di informazione del Gruppo Editoriale Jackson.

Tutti i programmi riconosciuti meritevoli dalla Commissione (premiati e non premiati) saranno pubblicati su un fascicolo del Gruppo Editoriale Jackson.

Il sottoscritto dichiara di aver preso visione e di accettare le condizioni del piano tecnico sopra riportate.

Firma _____

Grande concorso
Sinclair
riservato ai
possessori
di uno ZX 80.

sinclair
ZX80

100 passi per Londra.

Grande concorso Sinclair riservato ai possessori intelligenti di uno ZX 80

Un concorso per un programma

Il concorso è organizzato in collaborazione con il Gruppo editoriale Jackson ed è destinato a tutti gli appassionati di informatica, possessori di minicomputers SINCLAIR ZX 80.

Si tratta di proporre, entro il 25 settembre, un programma originale per lo ZX 80 1K RAM registrato su cassetta con flow dattiloscritto a parte accompagnato dall'apposito tagliando qui allegato.

100 passi, semplice, pratico

Come dovranno essere i programmi concorrenti? I criteri in base ai quali saranno assegnati i premi sono questi:

Praticità dovrà servire a qualcosa, non essere fine a se stesso.

Concisività non dovrà superare le 100 istruzioni.

Semplicità niente giri tortuosi.

Grafica chiara anche l'occhio vuole la sua parte.

Il programma completo di dattiloscritto e modulo di partecipazione, andrà spedito a Concorso Sinclair, Casella postale 76, CINISELLO B. 20092

E i premi?

Ai concorrenti che avranno ricevuto i maggiori punteggi, verranno assegnati i seguenti premi:

1° premio viaggio in aereo a/r e soggiorno di 5 gg. a Londra per 2 persone, con visita agli stabilimenti Sinclair.



2° premio un TV color Geloso 22".

3° premio un minicomputer SINCLAIR ZX 80.

dal 4° al 30° premio un abbonamento per 12 numeri alla rivista BIT.

Ai vincitori verrà data comunicazione a mezzo raccomandata.

Una giuria di esperti esaminerà e valuterà i programmi. I primi tre saranno pubblicati sulla rivista BIT con nominativi e foto dei vincitori.

sinclair
ZX80



7^a MOSTRA MERCATO DI ELETTRONICA DI VICENZA

La manifestazione si terrà
nella sede di Piazza Marconi in
CASTELGOMBERTO

nei giorni 5/6 Settembre 1981

Per la prima volta ci sarà il concorso di autocostruzione.
I progetti, di qualsiasi tipo di elettronica, verranno premiati
con ricchi premi.

PER PRENOTAZIONI E INFORMAZIONI TEL. 0445/90132

Multimetri digitali Philips. Il meglio in prestazioni e prezzo.

I multimetri digitali PM 2517
a LED o a
cristalli
liquidi, per
prestazione/
prezzo
vincono il
confronto!



**Il multimetro a 4 cifre
senza compromessi**

Vero valore efficace.
Correnti sino a 10 A.

Congelamento della misura
indicata con sonda
opzionale.

Misure di temperature con
sonda opzionale

Displays a 4 cifre piene
Cambiogamma automatico
e manuale.

Philips S.p.A.
Sezione Scienza & Industria
Viale Elvezia, 2 - 20052 MONZA
Tel. (039) 36.351



Test & Measuring
Instruments

PHILIPS



Amplificatore stereo di potenza

UK 537



Completa la serie HI-FI
"microline" della quale è
l'elemento di potenza. I 18 W per
canale forniscono un ottimo
volume musicale per piccoli e
medi ambienti. Il minimo
ingombro della serie "microline"
consente l'impiego "giovane"

dove si abbiano scarse
disponibilità di spazio.
Impiega circuiti integrati di
potenza autoprotetti contro il
sovraccarico ed il cortocircuito,
per la massima sicurezza di
esercizio.

Potenza di uscita musicale: 36 W
Potenza di uscita per canale (1% distorsione): 18 W
Impedenza di uscita: 4÷8 Ω
Risposta di frequenza a -3 dB: 25÷40.000 Hz
Impedenza ingresso: 100 KΩ
Alimentazione: 220 V c.a. 50/60 Hz

L. 44.000 in kit
L. 52.500 montato
IVA COMPRESA

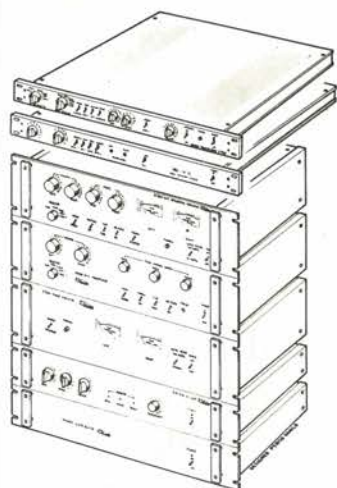
DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

CONTENITORI FORATI E SERIGRAFATI



Bologna

PER FACILITARE L'AUTOCOSTRUZIONE DI APPARECCHI ELETTRONICI CON FINITURE PROFESSIONALI
SERIE PROFESSIONAL "SLIM-LINE"



B.7950 allestito per il superpreamplificatore presentato dalla Riv. Suono sui numeri 96 e 97 L. 47.000,—
ABX — II^o Per realizzare il riduttore di fruscio presentato dal n. 99 di suono
VERGINE "SLIM-LINE" con pannello di alluminio RACK 19" spesso 4 mm con
contropannello. Dim. utili mm 415 x 280 x 40 L. 37.000.—

CONTENITORI PER MONTAGGI STANDARD
Dotati di contropannello e piastra forata interna

01/C INTEGRATO per preamplificatori e finali, con finestre per WU. di grandi dimensioni (Dimensioni utili mm. 440x330x115 prezzo L. 35.000.— cadauno)
01/D PREAMPLIFICATORE con volumi separati, bassi medi acuti
01/B FINALE per finali fino a 100 Watt
03/A LUCI PSICHEDELICHE fori per Led monitor bassi medi acuti (Dimensioni utili mm. 440x230x78 prezzo L. 32.000.— cadauno)
03/B DISTRIBUTORE D'ALIMENTAZIONE per raggruppare 6 apparecchi, eliminando grovigli di cavi antiestetici, permettendone l'accensione contemporanea L. 30.000.—
CONTENITORE VERGINE dim. 440 x 230 x 115 L. 25.000.—
CONTENITORE VERGINE dim. 440 x 230 x 78 L. 25.000.—

I prezzi sono compresi di IVA e spese di trasporto, pagamento contrassegno, inviare richieste alla
HIFI 2000 — Via Zanardi, 455 — 40131 Bologna — Tel. 051 / 70.10.69

Sono disponibili anche presso i seguenti negozi specializzati:

- TORINO : Telestar via Gioberti, 37/D 011/545587
- MILANO : C.S.E. via Maiocchi, 8 02/2715767
- BERGAMO : CeD elettr. via Svardi, 67/D 035/249026
- VARESE : Ricci, via Parenzo, 2 0332/281450
- TRIESTE : Radio Kalica, via Fontana 2 040/62409
- VERONA : S.C.E. Elettronica - Via Sgulmero 22/A 045/972655
- LIMBIATE (MI) : F.lli Lo Furno via Tolstoi, 14 02/9965889
- LIVORNO : GR. Elettronica, via Nardini 9/C 0586/806020
- ORIAGO (VE) : Lorenzon El., via Venezia, 115 041/429429
- FERRARA : EDI Elettronica, via Giuseppe Stefani, 38 0532/902119



Preamplificatore stereo

UK 531



Preamplificatore di alta fedeltà, fa parte della serie "microline" che comprende un intero impianto HI-FI di ingombro ridottissimo ma di resa eccellente. Regolazione

dei toni alti e bassi, ingressi per giradischi, radiosintonizzatore, registratore a nastro od a cassetta, con possibilità di registrazione.

Alimentazione: 220 V c.a. 50-60 Hz
Guadagno: 9 dB
Regolazione toni: ± 15 dB
Rapporto S/N: 70 dB
Tensione uscita: 250 mV 10,5 V max
Sensibilità ingresso phono: 3 mV/47 kΩ
Sensibilità ingresso Tuner: 100 mV/45 kΩ
Sensibilità ingresso TAPE: 100 mV/45 kΩ
Distorsione phono: 0,3%
Distorsione tuner e tape: 0,1%
Uscita tape: 10 mV

L. 41.500 in kit
L. 48.000 montato
IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC



Sintonizzatore stereo FM

UK 543



Un apparecchio radio da inserire nella linea "microline", con eccellenti prestazioni di sensibilità, selettività e semplicità d'uso. Fornisce un segnale audio a basso rumore e di ottima

fedeltà. Minimo ingombro, aspetto elegante ed assoluta modularità. Caratteristiche di uscita unificate e compatibili anche con altre apparecchiature HI-FI.

Gamma di frequenza: 87,5±108 MHz
Sensibilità: 2,5 μV IS/N = 30 dB
Impedenza d'ingresso: 75 Ω
Impedenza di uscita: 12 kΩ
Livello d'uscita riferito alla sensibilità di 100 μV (dev. 75 kHz): 200 mV
Distorsione armonica: 0,5%
Separazione stereo FM: 30 dB
Risposta in frequenza: 30±12.000 Hz ±1 dB
Alimentazione: 220 V c.a. 50/60 Hz

L. 49.500 in kit
L. 59.000 montato
IVA COMPRESA

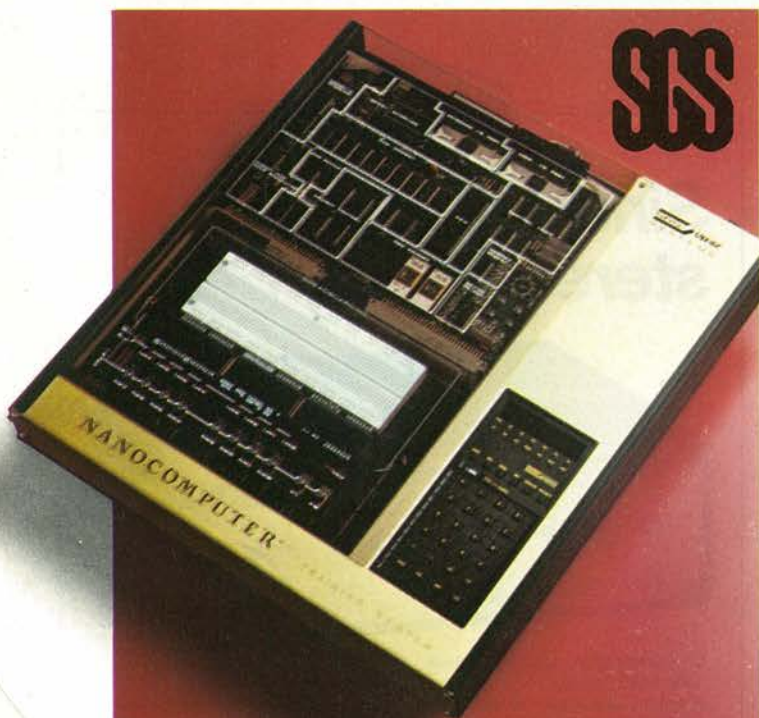
DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

NANOBOOK®. PER DEI COMPUTER CIV

I Nanobook® sono basati su un metodo nuovo e progressivo di apprendimento guidato in cui chi studia può assimilare i concetti della teoria verificandoli immediatamente nella pratica con una serie di esercizi predisposti e ampiamente commentati.

I volumi sono orientati a quanti vogliono affrontare in modo professionale il mondo della microinformatica e utilizzano come riferimento concreto la popolare famiglia di componenti Z80™.

Del tutto autosufficienti per gli autodidatti, eccellenti all'interno di corsi scolastici e industriali, i Nanobook® trovano nel sistema didattico Nanocomputer® il sussidio ottimale per la realizzazione delle esercitazioni sperimentali.



NANOCOMPUTER NBZ80-S

Una delle configurazioni del Sistema Didattico Nanocomputer® della SGS-ATES. Permette allo studente di apprendere e sperimentare completamente le tecniche di programmazione e di interfacciamento dei microprocessori.

Comprende una scheda base con CPU Z80 e memoria, una scheda per esperimenti, un miniterminale, un contenitore/alimentatore e diversi sussidi didattici.

Sono disponibili anche altre configurazioni e opportuni kits di espansione in modo da coprire qualunque esigenza di apprendimento tra cui il linguaggio BASIC.



GRUPPO EDITORIALE JACKSON

DIVISIONE LIBRI

I Nanobook® sono disponibili nelle migliori librerie, oppure potete ordinarli direttamente.

Inviare questo coupon a: **Gruppo Editoriale Jackson, Divisione Libri, via Rosellini 12, 20125 Milano.**

Inviatemi N° _____ copie del Nanobook® vol. 1 "Tecniche di programmazione" al prezzo di L. 15.000 cad. più le spese di spedizione. (abbonati L. 12.500)

Inviatemi N° _____ copie del Nanobook® vol. 3 "Tecniche di interfacciamento" al prezzo di L. 18.000 cad. più le spese di spedizione. (abbonati L. 16.200)

Pagherò al postino

Allego assegno (in questo caso la spedizione è gratuita)

Nome e Cognome _____

Ditta o Scuola _____

Codice Fiscale (solo per aziende) _____

Via _____ N° _____

CAP _____ Città _____

CHÉ ALLA SCUOLA VOGLIANO LIBRI SERI.

il
NANOBOOK

VOL. 1 - TECNICHE

EDIZIONE
ITALIANA

il
NANOBOOK[®] Z-80[™]

VOL. 3 - TECNICHE DI INTERFACCIAMENTO

EDIZIONE
ITALIANA

E. A. NICHOLS
J. C. NICHOLS
P. R. RONY

JACKSON
ITALIANA
EDITRICE

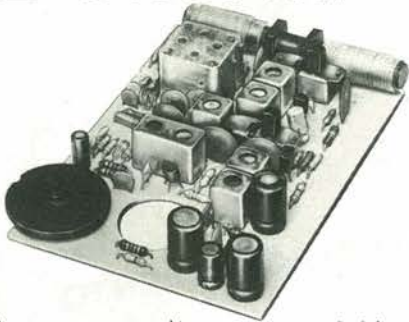


VOLUME 1°

Codici Digitali · Introduzione alla programmazione dei microcomputer · Alcune istruzioni del microcomputer Z80. Il Nanocomputer · Alcuni semplici programmi · Registri, Memorie e Trasferimento dati · Metodi di indirizzamento · Salti, Chiamate e Ritorni · Istruzioni logiche · Manipolazione dei bit, Istruzioni di Rotazione e Shift · Istruzioni aritmetiche e di ricerca blocchi · Contiene un comodo pieghevole plastificato con tutte le istruzioni e i codici del microprocessore Z80.

VOLUME 3°

Interfacciamento dello Z80 · La scheda per esperimenti del Nanocomputer · Segnali di controllo e di selezione dispositivi · Bus, Buffer e I/O · L'hardware ed il software del Nanocomputer · Tecniche di interruzione · Il dispositivo di ingresso/uscita parallelo PIOZ80 · Un tester per circuiti integrati TTL · Il circuito contatempi/contaeventi CTCZ80.

Kurciuskit**Radoricevitore
OL-OM-FM.****KS 105**

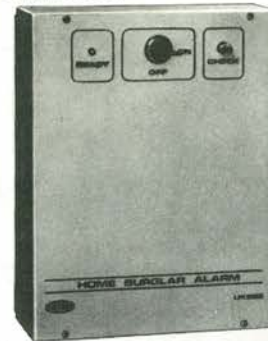
Questo interessante apparecchio radoricevente per onde medie, lunghe ed FM costituisce un insieme completo, compatto e di notevoli

prestazioni. La costruzione e la messa a punto non presentano grandi difficoltà. Ottima la sensibilità e la resa acustica.

Alimentazione: batteria da 6 V c.c.
 Frequenza FM: 88 ÷ 108 MHz
 Frequenza OM: 520 ÷ 1640 kHz
 Frequenza OL: 150 ÷ 270 kHz
 Sensibilità OM: 150 µV/m
 Sensibilità OL: 350 µV/m
 Sensibilità FM: 5 µV
 Potenza audio: 0,3 W

L. 19.500
IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

AMTRON**Centralina antifurto
elettronica****UK 882**

Questo impianto antifurto per la casa, il negozio, il laboratorio, è quanto di più aggiornato esiste sul mercato.

Una serie di contatti serve per l'azionamento ritardato che permette di aprire la porta di casa e neutralizzare l'allarme con la chiave prima

dell'intervento. Un'altra serie di contatti ad intervento istantaneo è dedicata alla protezione di finestre.

Il tempo di ritardo dell'intervento ed il tempo di allarme sono regolabili. Possibilità di inserire una batteria in tampone.

Alimentazione: 220 Vc.a. + batteria in tampone.
 Ingressi (contatti N.C.): 2 temporizzati 1 istantaneo
 Tempo max di uscita: 45 secondi
 Tempo max di entrata: 15 secondi

(lelevabile a 30 secondi)
 Tempo max di allarme: 3 minuti
 Consumo a riposo in c.c.: 7 mA
 Consumo in allarme: 40 mA + consumo dell'avvisatore acustico

L. 76.000 in kit
L. 86.000 montato
IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

Kurciuskit**Interruttore
crepuscolare****KS 165**

Dispositivo di sicuro funzionamento che permette di azionare comandi o più semplicemente di accendere delle luci quando l'illuminazione ambiente scende al di sotto di un

certo valore prestabilito. L'accurata e moderna progettazione garantisce un'ottima immunità ai disturbi e contro i falsi azionamenti.

Alimentazione: 9 V c.c. (±40%)
 Corrente assorb. (a riposo): <0,1 mA
 Contatti relè: 5A 220 V (resistivi)
 Sensore: fotocellula LDR

L. 28.500
IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

Una semplice introduzione
al mondo affascinante
dei computer ...

**JUNIOR
COMPUTER**

Volume 1

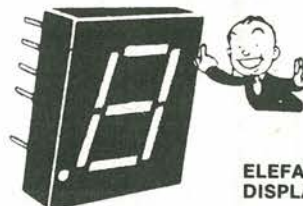
Appena disponibile forniremo maggiori
dettagli

AY3-1350 GENERATORE di MELODIE a uP

Date ai Vostri amici un caldo bevenuto con un nuovo uP, in grado di suonare 25 differenti motivi MUSICALI più 4 DING-DONG diversi su 4 ingressi separati. Possibilità di espansione con programmazione ESTERNA.

Questo IC, può essere usato non solo come campanelle elettronico, ma per infinite altre applicazioni in campo MUSICALE.

Prezzo L. 22.500, completo di progetto pratico.



ELEFANT DISPLAY

Interamente allo stato solido, LED, K comune. Visibilità garantita anche a distanze superiori i 20 mt; altezza della cifra 60 mm. Ideali per realizzare contatori, contasecondi, cronometri, orologi giganti etc. etc. L. 19.980

NEW !!!!!

HUMIDITY SENSOR



studiate per realizzare IGROMETRI ELETTRONICI che forniscono in uscita un segnale ANALOGICO PROPORZIONALE al tasso di UMIDITA' RELATIVA dell'ambiente

COMPLETE EVALUAT. kit 25.900
HUMIDITY SENSOR L. 11.650

11C90
650 MHz
PRESCALERS

L. 14.900



LS 7220
DIGITAL KEY LESS
LOCK



IC della nuova generazione, per realizzare una serratura DIGITALE a 5040 combinaz.

Input a TASTIERA a 4 digit.
Antifurto per AUTO etc.
IC LS 7220 L. 6.500
kit completo " 22.500



2 1/2 digit TACHOMETER
Cic 017

Con questo nuovissimo IC e solo 8 componenti PASSIVI e un display, si realizza un preciso CONTAGIRI per auto, moto etc.

Funzionamento a 4,6,8 cilind.
Pilotaggio DIRETTO del Display
Base tempi a quarzo disponibili come OPZIONE.

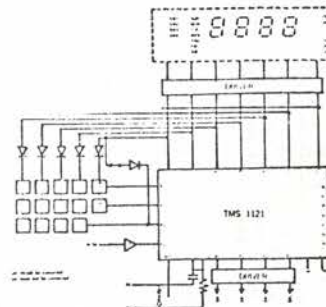
CIC 017 L. 21.600

PROGRAMM. MICROPROCESS. TIMER

20 tempi programm. giornalmente o settimanalmente.

4 linee separate di programma.
funzione OROLOGIO con visualizzazione della settimana, giorno, ora e minuti.
INPUT dati con tastiera a 20 tasti.
base tempi a quarzo (opzione).

TMS 1121 4 bit microproc. L. 19.800
circuiti stampati " 19.000
kit completo compresi relé, tasti etc (escluso trafos L.5700) " 89.000



Intersil 3 1/2 -1999 LCD Digital Multimeter

VOLT-AMPERE-OHM-corr. CC.CA.

Un completo progetto di DMM, viene fornito indipendentemente dalla combinaz. prescelta.

- a) DVM ICL7106+display LCD L. 28.000
- b) circuiti stampati " 12.000
- c) serie resistenze precis. " 3.000
- d) connettore " 3.500

combinaz. a+b+c+d solo L. 42.000

GRAY Electronics

Via N. Bixio, 32 - 22100
Telefono 031/55.74.24

COMO (Italy)

vendita per corrispondenza

Tagliando ordine abbonamenti riviste JCE da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

Desidero sottoscrivere un abbonamento alla proposta n°
 L'abbonamento dovrà decorrere dal mese di

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

Pagherò al postino il prezzo indicato + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione
 Allego assegno n° di L.
 Pagherò al ricevimento della vostra fattura (formula riservata alle sole aziende)
Firma _____

Tagliando ordine circuiti stampati e dischi software (EPS/ESS) da inviare a
JCE - Div. Elektor - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

Nome _____
Cognome _____
Via _____ n° _____
Città _____ CAP _____
Firma _____
Data _____
Codice fiscale (Indispensabile per le aziende) _____

Inviatemi il seguente materiale, pagherò al postino l'importo indicato su Elektor + spese di spedizione

Termini di consegna:
EPS 60 gg dalla data di ricevimento dell'ordine
ESS 90 gg dalla data di ricevimento dell'ordine

EPS _____ EPS _____
EPS _____ EPS _____
EPS _____ EPS _____

Firma _____

Tagliando ordine libri JCE da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

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

Inviatemi i seguenti libri:
 Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione
 Allego assegno n° di L.
(in questo caso la spedizione è gratuita)

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

Non abbonato Abbonato
Firma _____

Tagliando ordine libri Jackson da inviare a:
Gruppo Editoriale Jackson - Via Rosellini, 12 - 20124 Milano

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

Inviatemi i seguenti libri:
 Pagherò al postino l'importo di L. + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione
 Allego assegno n° di L.
(in questo caso la spedizione è gratuita)

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

Non abbonato Abbonato
Firma _____

elektor

di settembre

in edicola
dal 1° settembre

SPECIALE DISCOTECA

effetti sonori
e luminosi



MULTITESTER "NYCE"

Specifiche tecniche

Portate	Tensioni c.c.	0-0.25-2.5-25-150-500 V 0-0.5-5-50-300-1.000 V
	Tensioni c.a.	0-15-150-500 V 0-30-300-1.000 V
	Correnti c.c.	50 μ A-100 μ A 0-2.5-250 mA 0-5-500 mA
	Resistenze	x1x100x1 k-32 Ω centro scala
Precisioni	Tensioni c.c.	\pm 3% Fondo scala
	Tensioni c.a.	\pm 4% Fondo scala
	Correnti c.c.	\pm 3% Fondo scala
	Resistenze	\pm 3% Fondo scala
Sensibilità	Tensioni c.c.	20 k Ω /V 10 k Ω /V
	Tensioni c.a.	10 k Ω /V 5 k Ω /V
Alimentazione	Una pila da 1,5 V	
Dimensioni	108 x 78 x 25	

TS/2566-00

- 20.000 Ω /V
- Versatile e compatto
- Duplicatore di portata
- Movimento antiurto su rubino



TEST & MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO
IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana