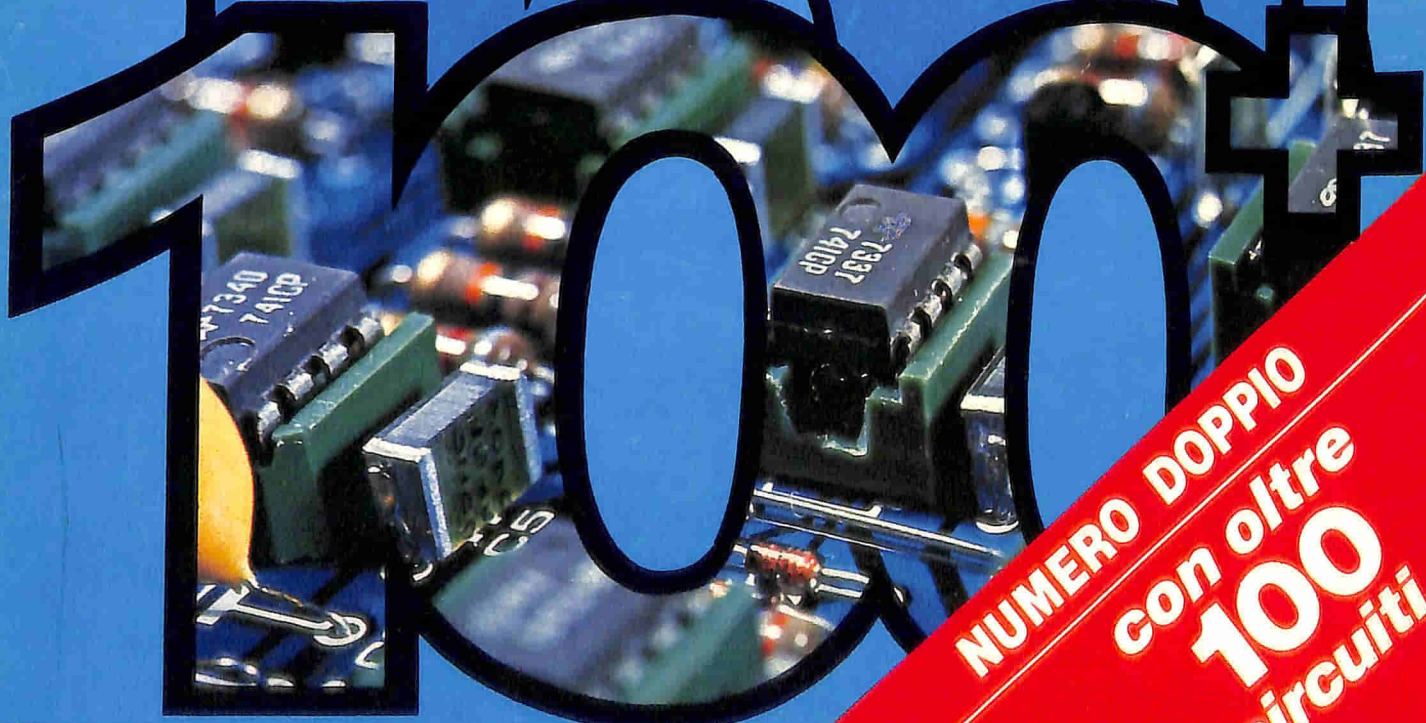
elektor

n° 2/3
luglio/agosto 1979

L. 4.000

elettronica - scienza tecnica e diletto

SELEZIONE DI CIRCUITI 1979



NUMERO DOPPIO con oltre 100 circuiti

Spedizione in abbonamento postale gruppo III/70

advertisement 426/79

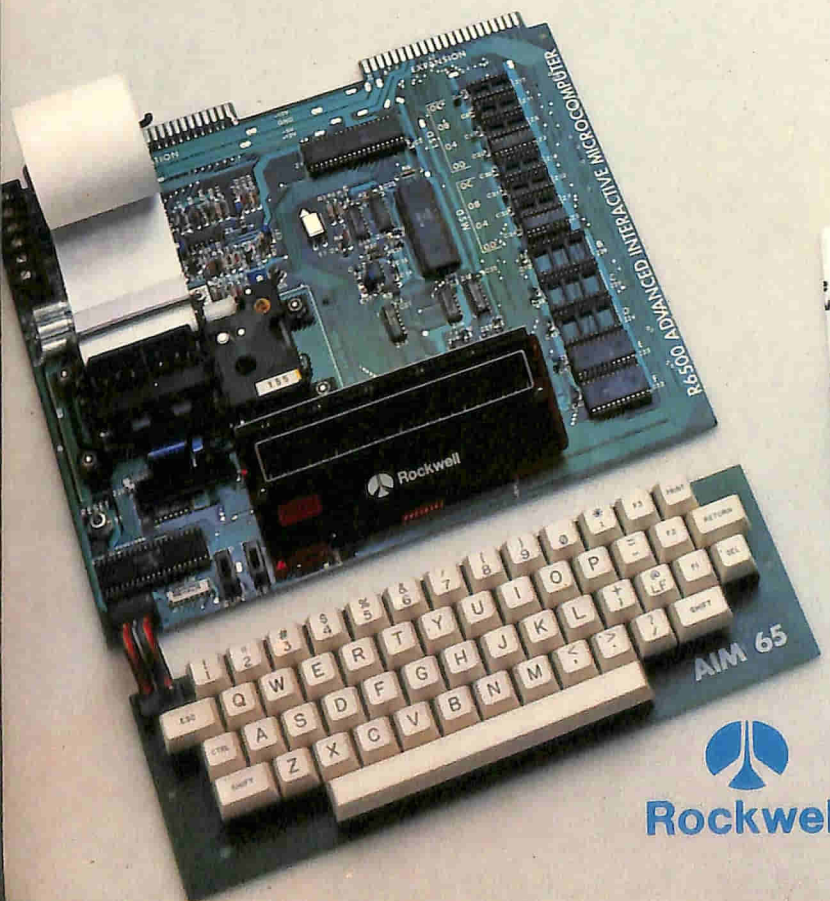
MICROCOMPUTER SU SCHEDA SINGOLA

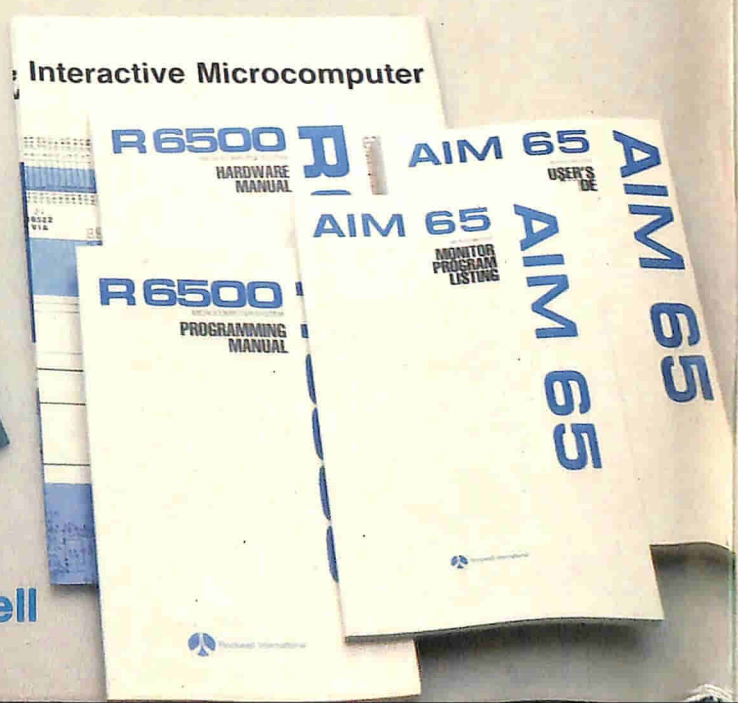
AIM 65

AIM 65:
il microcomputer che ha nella sua grande versatilità d'impiego il suo maggior pregio: sistema di sviluppo, controllo di processo, tester, terminale, sistema di istruzione... e poi basta solo un po' di fantasia per trovare altre mille utili applicazioni.
Anche il prezzo è quanto mai interessante!
L'AIM 65 è completo di: stampante caratteri ASCII 20 colonne – display 20 caratteri ASCII – interfaccia per due audio cassette e TTY – tastiera completa di tipo terminale – 1 K o 4 K byte RAM – bus espandibile esternamente.
Firmware: – monitor – debugger (trace, break points) – assembler – disassembler – text editor – basic.

Dott. Ing. Giuseppe De Mico s.p.a.

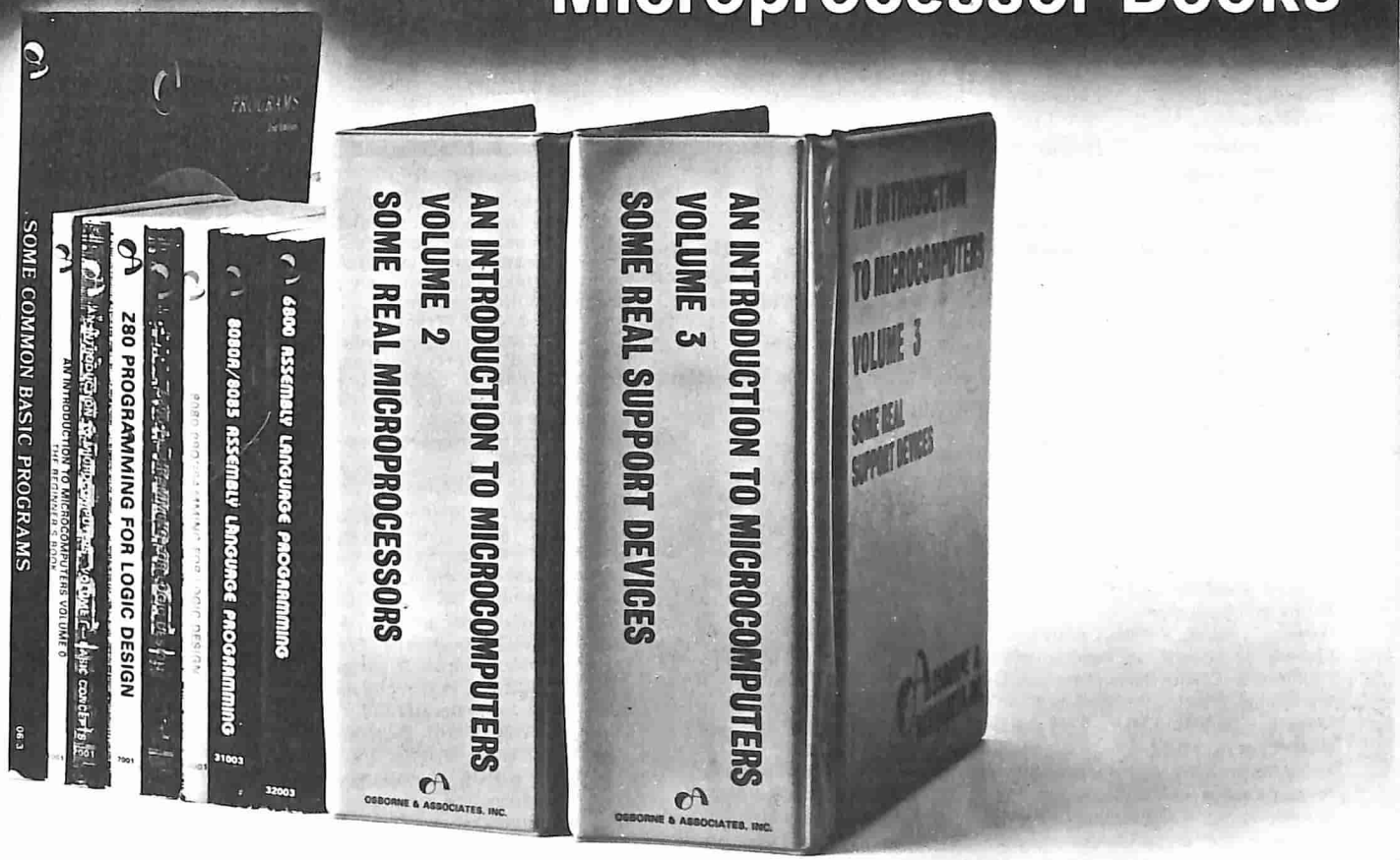
20121 MILANO
Via Manzoni, 31
Tel. (02) 653131 - Telex: 312035
Telegr.: Twinrapid
Uffici regionali:
Roma/Torino/Bologna/Padova





Rockwell

Microprocessor Books



Vol. 0
The Beginner's Book

Questo libro è dedicato ai principianti in assoluto
Chi ha visto i computer solo alla TV o al cinema può iniziare con questo libro che descrive i componenti di un sistema microcomputer in una forma accessibile a tutti
Il volume 0 prepara alla lettura del Volume 1

circa 300 pagine **L. 12.000** (Abb. L. 10 800)

Vol. 1
Basic Concepts

Il libro ha stabilito un record di vendita negli Stati Uniti, guida il lettore dalla logica elementare e dalla semplice aritmetica binaria ai concetti validi per tutti i microcomputer. Vengono trattati tutti gli aspetti relativi ai microcomputer che è necessario conoscere per scegliere o usare un microcomputer

circa 400 pagine **L. 13.500** (Abb. L. 12 150)

Vol. 2
Some Real Microprocessors

Tratta in dettaglio tutti i maggiori microprocessori a 4-8 e 16 bit disponibili sul mercato. Vengono analizzate a fondo più di 20 CPU in modo da rendere facile il loro confronto e sono presentate ancne le ultime novità, come l'Intel 8086 e il Texas Instruments '9940
Oltre ai microprocessori sono descritti i relativi dispositivi di supporto.
Il libro è a fogli mobili ed è **fornito con elegante contenitore.** Questo sistema consente un continuo aggiornamento dell'opera

circa 1400 pagine **L. 35.000** (Abb. L. 31 500)

Vol. 3
Some Real Support Devices

È il complemento del volume 2. Il primo libro che offre una descrizione dettagliata dei dispositivi di supporto per microcomputers
Fra i dispositivi analizzati figurano
Memorie, Dispositivi di I/O seriali e paralleli, CPU, Dispositivi di supporto multifunzioni, Sistemi Busses. Anche questo libro è a fogli mobili con **elegante contenitore** per un continuo aggiornamento. Alcune sezioni che si renderanno disponibili sono: Dispositivi per Telecomunicazioni, Interfacce Analogiche, Controllers Periferici, Display e Circuiteria di supporto

circa 700 pagine **L. 20.000** (Abb. L. 18 000)

8080 Programming for Logic Design
6800 Programming for Logic Design
Z-80 Programming for Logic Design

Questi libri descrivono l'implementazione della logica sequenziale e combinatoriale utilizzando il linguaggio Assembler, con sistemi a microcomputer 8080-6800-Z-80
I concetti di programmazione tradizionali non sono né utili né importanti per microprocessori utilizzati in applicazioni logiche digitali. L'impiego di istruzioni in linguaggio assembler per simulare package digitali è anch'esso errato. I libri chiariscono tutto ciò simulando sequenze logiche digitali. Molte soluzioni efficienti vengono dimostrate per illustrare il giusto uso dei microcomputer. I libri descrivono i campi di incontro del programmatore e del progettista di logica e sono adatti ad entrambe le categorie di lettori

circa 300 pagine cad. **L. 13.500** (Abb. L. 12 150)

8080A/
8085 Assembly Language Programming
6800 Assembly Language Programming

Questi nuovi libri di Lance Leventhal sono "sillabari" nel senso classico della parola, del linguaggio assembler
Mentre con la serie Programming for Logic Design il linguaggio Assembler è visto come alternativa alla logica digitale, con questi libri il linguaggio Assembler è visto come mezzo di programmazione di un sistema microcomputer. Le trattazioni sono ampiamente corredate di esempi di programmazione semplice.
Un altro libro della serie, dedicato allo Z-80, sarà disponibile a breve termine

circa 500 pagine cad. **L. 13.500** (Abb. L. 12 150 cad.)

Some Common BASIC Programs

Un libro di software base comprendente i programmi che riguardano i più diversi argomenti: finanziari, matematici, statistici e di interesse generale. Tutti i programmi sono stati testati e sono pubblicati con i listing sorgente
Vengono inoltre descritte le variazioni che il lettore può apportare ai programmi.

circa 200 pagine **L. 13.500** (Abb. L. 12 150)

OSBORNE & ASSOCIATES, INC.

Distributore esclusivo per l'Italia

JACKSON ITALIANA EDITRICE srl

in vendita presso tutte le sedi G.B.C.

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA - Da inviare a Jackson Italiana Editrice s.r.l. - Piazzale Massari, 22 - 20125 Milano

☐ Spedizione contrassegno più spese di spedizione ☐ Pagamento anticipato con spedizione gratuita.

Nome .....
Cognome .....
Via .....
C.A.P. .....
Città .....
Data .....
Firma .....
Codice Fiscale .....

Vol. 0 - The Beginner's Book	L. 12 000	(Abb. L. 10 800)
Vol. 1 - Basic Concepts	L. 13 500	(Abb. L. 12 150)
Vol. 2 - Some Real Microprocessors	L. 35 000	(Abb. L. 32 000)
Vol. 3 - Some Real Support Devices	L. 20 000	(Abb. L. 18 000)
8080 Programming for Logic Design	L. 13 500	(Abb. L. 12 150)
6800 Programming for Logic Design	L. 13 500	(Abb. L. 12 150)
Z-80 Programming for Logic Design	L. 13 500	(Abb. L. 12 150)
8080A/8085 Assembly Language Progr	L. 13 500	(Abb. L. 12 150)
6800 Assembly Language Programming	L. 13 500	(Abb. L. 12 150)
Some Common Basic Program	L. 13 500	(Abb. L. 12 150)

☐ Abbonato ☐ Non abbonato **SCONTO 10% PER GLI ABBONATI**

EK 7/79

elektor 2/3 decodifica

anno 1°, n. 2/3 luglio/agosto 1979

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

Editore J.C.E.
Direttore responsabile: Ruben Castelfranchi
Redattore capo: Bob W. van der Horst
Segretaria di redazione: Marta Menegardo
Staff di redazione: J. Barendrecht, G. Dam, E. Day, B. Develter, P. Holmes, E. Krempelsaner, G. Nachbar, A. Nachtman, A. Pauptit, K. Walraven, P. de Winter.
Abbonamenti: Patrizia Ghioni
Contabilità: Franco Mancini - Maria Grazia Sebastiani

Amministrazione: Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Aut. Trib. di Milano n. 183 del 19-5-1979
Spedizione in abbonamento postale gruppo III/70
Concessionaria esclusiva per la distribuzione in Italia e all'estero dell'edizione italiana:
Sodip - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
Stampa: Elcograpf - Beverate (Como)
Prezzo della rivista: L. 2.000
Numero arretrato: L. 3.000
Diritti di riproduzione
Italia : JCE, Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.
Francia : Societé des Publications Elektor sarl, Le Doulieu 59940 Estaires.
Inghilterra: Elektor Publishers Ltd, Canterbury, CT1 1PE Kent.
Germania : Elektor Verlag Gmbh, 5133 Gangelt
Olanda : Elektuur B.V., 6190 AB Beek

DIRITTI D'AUTORE
La protezione del diritto d'autore è estesa non solamente al contenuto redazionale di Elektor ma anche alle illustrazioni e ai circuiti stampati.
Conformemente alla legge sui Brevetti n° 1127 del 29-6-39, i circuiti e gli schemi pubblicati su Elektor possono essere realizzati solo ed esclusivamente per scopi privati o scientifici e comunque non commerciali. L'utilizzazione degli schemi non comporta alcuna responsabilità da parte della Società editrice.
Quest'ultima non è tenuta a rendere articoli che ad essa pervengono senza che vi sia stata una richiesta specifica.
Se la Società editrice accetta di pubblicare un articolo ad essa inviato, essa è in diritto di modificarlo e/o di farlo modificare a sue spese; la Società editrice è anche in diritto di tradurre e/o fare tradurre un articolo e di utilizzarlo per le sue diverse edizioni e attività dietro compenso conforme alle tariffe in uso presso la Società editrice stessa.
Alcuni circuiti, dispositivi, componenti, ecc. descritti in questa rivista possono beneficiare dei diritti propri ai brevetti; la Società editrice non accetta alcuna responsabilità per il fatto che ciò possa non essere menzionato.

ABBONAMENTI

	Italia	Estero
Abbonamenti da luglio a dicembre 1979	L. 10.000	L. 15.000
Abbonamenti annuali	L. 20.000	L. 30.000

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

CORRISPONDENZA
Per una più celere evasione della corrispondenza indicare sempre sulle buste una delle seguenti sigle:

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

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

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

TARIFFE DI 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

Copyright © Uitgeversmaatshappij Elektuur B. V. 1979

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

Tipi di semiconduttori

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

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

U_{CEO}, max	20 V
I_C, max	100 mA
h_{fe}, min	100
P_{tot}, max	100 mW
f_T, 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' (Diodo Universale rispettivamente al Silicio e al Germanio) rappresentano tutti i diodi aventi le caratteristiche seguenti:

	DUS	DUG
$U_{R,max}$	25 V	20 V
$I_{F,max}$	100 mA	35 mA
$I_{R,max}$	1 µA	100 µA
$P_{tot,max}$	250 mW	250 mW
$C_{D,max}$	5 pF	10 pF

Ecco alcune versioni tipiche 'DUS': BA 127, BA 271, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4148.
E alcune versioni tipiche 'DUG': OA 85, OA 91, OA 95, AA 116.

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

Famiglie BC 107 (-8 -9)

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

Famiglie BC 177 (-8 -9)

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

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

Valore delle resistenze e consensatori

Fornendo il valore dei componenti, le virgole e i multipli di zero saranno, per quanto possibile, omessi. 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	(menage-)	$= 10^{6}$
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'.

sommario

Preco 2 - T. Myrick — pag.

Preamplificatore e regolatore telecomandato — 7-17

AF, RICEVITORI — circuito n°

Adattatore a MOSFET per la SSB — 99
Amplificatore d'antenna VHF a basso rumore — 16
Amplificatore RF con dinamica di 100 dB — 36
Convertitore SW — 64
Indicatore di sintonia — 80
Mixer ad alto livello — 39
PLL a CMOS — 90
Sintonia a LED — 96

ALIMENTAZIONI

Alimentatore multi-tensione — 101
Alimentatore 0 ... 10V — 24
Alimentatore stabilizzato a thyristore — 87
Alimentazione negativa da una alimentazione positiva — 74
Austereo: alimentatore — 79
Carica batterie automatico — 71
Duplicatore di tensione a TUN — 14
Duplicatore di tensione a TTL — 15
Invertitore — 23
Mini alimentatore stabilizzato — 62
Regolatore di tensione a ± 15V — 49
Riferimento a 0V — 40

AUDIO E MUSICA

Amplificatore per autoradio da 4W — 77
Austereo: amplificatore da 15-30 W — 70
Austereo: amplificatore HI-FI da 3W — 44
Austereo: preamplificatore — 105
Austereo: preamplificatore fono — 13
Circuito di ritardo per altoparlanti — 81
Compressore della dinamica autoalimento — 21
Distorsore — 67
Filtro cross-over simmetrico a tensione costante — 47
Filtro di rumore stereo — 18
Indicatore di picco a LED — 98
Indicatore di saturazione — 84
Mixer a massa virtuale con transistore connesso a base comune — 46
Pan pot stereo — 35
Preamplificatore che cancella il rumore — 75
Preamplificatore per microfono — 78
Tremolo — 19

GIOCHI E MODELLISMO

Controllo di velocità per modellini — 17
Misuratore di passione — 91
Ruota della fortuna — 34
Tester del tempo di reazione — 54

IDEE DI PROGETTO

Autoshift-register — 95
CCO a dente di sega — 28
CCO CMOS — 92
Cellula solare a transistore — 100
Divisore di frequenza con un solo transistore NPN — 30
Duplicatore di frequenza con il 4096 — 41
Flip-flop a sincronizzazione positiva con invertitori — 65
Fotosensore compensato — 26
Impiegando i LED come diodi di trasferimento — 86
Inseguitore di emettitore complementare — 53
Integratore non invertente — 63
Luminosità di un LED controllata in tensione — 83
Sensore AC — 51
Super zener — 7
Traslatore di livello — 57

MISCELLANEA

Allarme "burglar" per auto — 85
Allarme per le luci di posizione dell'auto — 94
Antenna automatica per auto — 33
Banderuola del vento elettronica — 48
Base dei tempi a quarzo per orologi sincroni — 43
Circuiti a CMOS per sistemi d'allarme — 69
Comparatore di tensione a tre stadi — 56
Controllo di velocità per motorini — 29
Controllo di velocità per trapani — 104
Convertitore temperatura-tensione — 5
Cuffia a raggi infrarossi — 82
Decodificatore per tastiera — 93
Divisore di frequenza programmabile — 37
Economizzatore per l'UAA 170 — 9
Il telefono parlante — 55
Interruttore temperato multiuso — 6
Lampeggiatore logico a LED — 68
Lentamente addormentato .. — 89
One-shot per riscaldare ad immersione — 38
Orologio solare eterno — 60
Relé a triac — 10
Ricevitore ultrasonico — 58
Scatola a soglia — 27
Spaventapasseri elettronico — 4
Termometro ambientale — 76
Termostato — 8
Timer per tempi lunghi — 1
Touch-switch termico — 20
Trasmettitore ultrasonico per controllo a distanza — 59
Uno spaventa cani — 61

PROVE E MISURE

Capacimetro digitale con il timer 555 — 42
Circuito d'ingresso per base dei tempi — 22
Circuito per sopprimere la distorsione — 31
Controllo di livello per trigger automatico — 66
Convertitore A/D — 12
Convertitore capacità-frequenza — 3
Convertitore frequenza-tensione — 45
Convertitore tensione-frequenza — 2
Distorsiometro — 102
Filtro selettivo complementare a doppio T — 72
Generatore sinusoidale a fequenza giusta — 25
Misuratore della risonanza in un circuito LC — 103
Misuratore di fase — 50
Multiplexer a otto canali — 73
Ohmmetro — 97
Riferimento di frequenza universale — 88
Semplice provatransistor — 11
Tester logico acustico — 52
VCO con il 74123 — 32

certi oscilloscopi da 15 MHz costano più di L. 800.000

GOULD ADVANCE

nuovo OS255 è l'alternativa

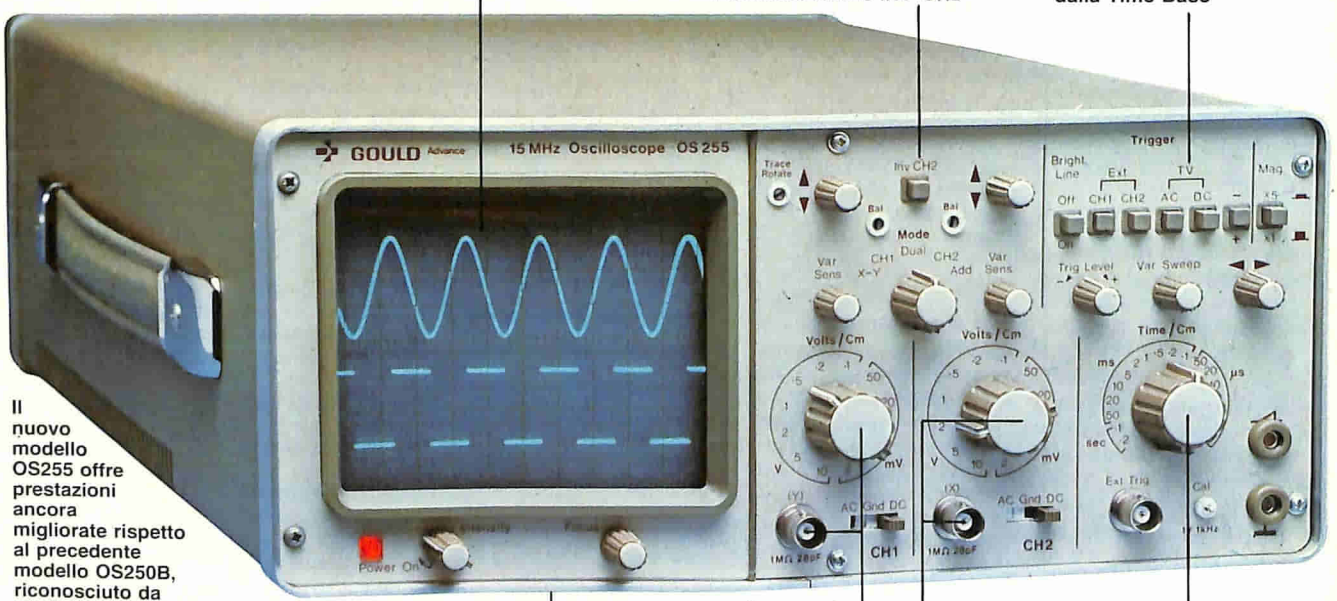
L. 595.000* e 2 anni di garanzia

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

schermo rettangolare 8x10 cm
con alta luminosità

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

Sincronismo TV automatico
con separatore comandato
dalla Time Base



Il nuovo modello OS255 offre prestazioni ancora migliorate rispetto al precedente modello OS250B, riconosciuto da migliaia di utilizzatori il miglior oscilloscopio a 15 MHz per il suo ottimo rapporto prestazioni/prezzo.

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

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

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

Se le Vostre esigenze si fermano a 12 MHz, il modello OS253 è l'alternativa: stessa qualità Gould Advance, stessa garanzia di 2 anni, ancora più conveniente L. 495.000*

OS253	12 MHz - 2 canali - 8x10 cm 2 mV/cm - x-y
OS255	15 MHz - 2 canali - 8x10 cm 2 mV/cm - sinc. TV - x-y
OS260	15 MHz - doppio raggio 8x10 cm - 2 mV/cm - x-y
OS1000B	20 MHz - 2 canali - 8x10 cm 5 mV/cm - linea di ritardo

TUTTI I MODELLI HANNO CONSEGNA PRONTA

2 ANNI DI GARANZIA su tutti gli strumenti GOULD ADVANCE

OS1100	30 MHz - 2 canali - 8x10 cm 1 mV/cm - trigger delay - x-y
OS3000A	40 MHz - 2 canali - 8x10 cm 5 mV/cm - 2 basi dei tempi
OS3500	60 MHz - 2 canali - 8x10 cm 5 mV/cm - 2 basi dei tempi
OS4000	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - sampling rate 550 ns
OS4100	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - 100μV/cm - 1μs

* Mag. 79 - Pag. alla consegna, IVA esclusa, 1 Lgs = Lire 1700 ± 2 %

una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettronucleonica s.p.a.

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

EK 7/79

elettronucleonica S.p.A.

Desidero

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

Nome e Cognome .....

Ditta o Ente .....

Indirizzo .....

l'incontro con l'economia

MX 500

Il Multimetro digitale alla portata di tutti

OFFERTA SPECIALE

L. 199.000.-

(completo di puntali ed IVA 14%)

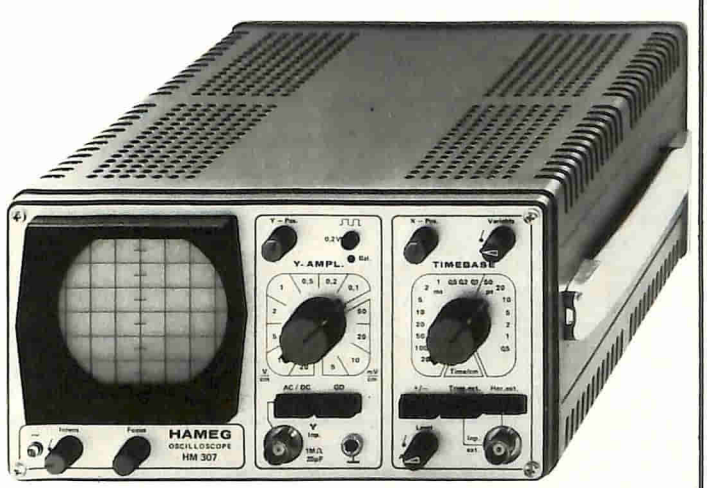
HM 307

L'oscilloscopio portatile triggerato 3"

OFFERTA SPECIALE

L. 340.000.-

(completo di sonda 1:1 ed IVA 14%)



- 31/2 cifre —7 segmenti LCD 18 mm
- 2,5 misure per secondo
- Isolamento 3 kV
- 5 Funzioni: V = ~, I = ~, Ohm
- 1000 ore funzionamento con pile standard
- Accessori: shunt - sonde varie - pinze amperometriche - custodia, etc.

- Schermo da 3" (7 cm)
- Banda passante 0 ÷ 10 MHz a —3 dB
- Sensibilità: 5mV ÷ 20V/cm in 12 passi
- Base tempi: 0,2 ÷ 0,15 μS/cm in 18 passi
- Trigger: automatico manuale
- Sensibilità del trigger: 3 mm (2Hz ÷ 30 MHz)

TAGLIANDO VALIDO PER

☐ Off. e caratt. MX500 ☐ Catalogo Metrix
☐ Ordinazione di N° ..... Multimetri MX500 a L. 199.000*.- comprensivo di IVA 14% + Spese Spedizione
PAGAMENTO: Contrassegno

Nome .....
Cognome .....
Ditta o Ente .....
Tel. .....
Via .....
C.A.P. ..... Città .....

TELAV

TECNICHE ELETTRONICHE AVANZATE S.a.s.

20147 MILANO - VIA S. ANATALONE, 15 - TEL. 41.58.746/7/8
00138 ROMA - VIA SALARIA, 1319 - Tel. 6917.058 - 6919.376
INDIRIZZO TELEGRAFICO: TELAV - MILANO - TELEX: 39202

TAGLIANDO VALIDO PER

☐ Offerta e caratt. Oscilloscopio Hameg
☐ Ordinazione di N° ..... Oscilloscopi HM 307 completi di sonda 1:1 a L. 340.000*.- IVA 14% compresa + Spese di Spedizione
PAGAMENTO: Contrassegno

Nome .....
Cognome .....
Ditta o Ente .....
Tel. .....
Via .....
C.A.P. ..... Città .....

* **VALIDITA' 31.8.79** per parità FF. 193.- ± 3%

* **VALIDITA' 31.8.79** per parità DM. = 454.- ± 3%

Valigette per assistenza tecnica Radio TV e ogni altra esigenza

custodie per strumenti di misura

Fabbrica specializzata in:

- **Borse per installatori, manutentori di impianti elettrici, idraulici, impiantisti ed ogni forma di assistenza tecnica**

a richiesta si spedisce il catalogo generale

art. 526/abs/TVR
VALIGETTA MODELLO "007
PER ASSISTENZA
TECNICA RADIO TV
Guscio interamente
in materiale plastico
indeformabile
antiurto ad alta resistenza
con telaio in duralluminio.

Tasca porta schemi
e documenti,
corredata di n. 29
posti valvole,
di pannello
con passanti elastici
per alloggiamento utensili,
scomparti porta tester ecc.
e di due astucci di plastica
con divisori per resistenze
e piccoli pezzi di ricambio.

ditta **FERRI**
del dottor
Ferruccio Ferri

via castel morrone 19
telefono 27.93.06
20129 milano - italy

EK 7/79

Spedire il tagliando a: **ditta Ferri - via Castel Morrone, 19 - 20129 Milano**

Vogliate inviarmi il Vs/ Catalogo generale.

Sig. .....

Via .....

Città ..... CAP .....

SIAMO INFORMATI

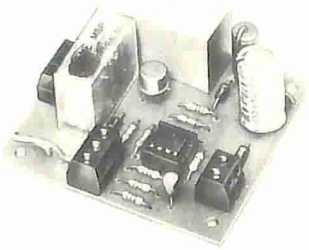
che riviste italiane di elettronica hanno riprodotto progetti pubblicati dalla rivista internazionale ELEKTOR.

DIFFIDIAMO

chiunque ne abbia l'intenzione, dall'attingere articoli o schemi od altro da detta rivista ovunque pubblicata, perciò anche dalle edizioni in lingue straniere.
Ci riserviamo di agire legalmente contro ogni violazione.

ELEKTOR

TEMPORIZZATORE PER LUCE SCALE KS 155



KS 155

Sostituisce gli ingombranti e complessi dispositivi elettromeccanici usati finora, migliorandone le prestazioni di durata e precisione. Alimentazione dalla rete a bassissimo consumo. Impiegabile ovunque necessita un ritardo di durata costante compreso entro uno e cinque minuti.

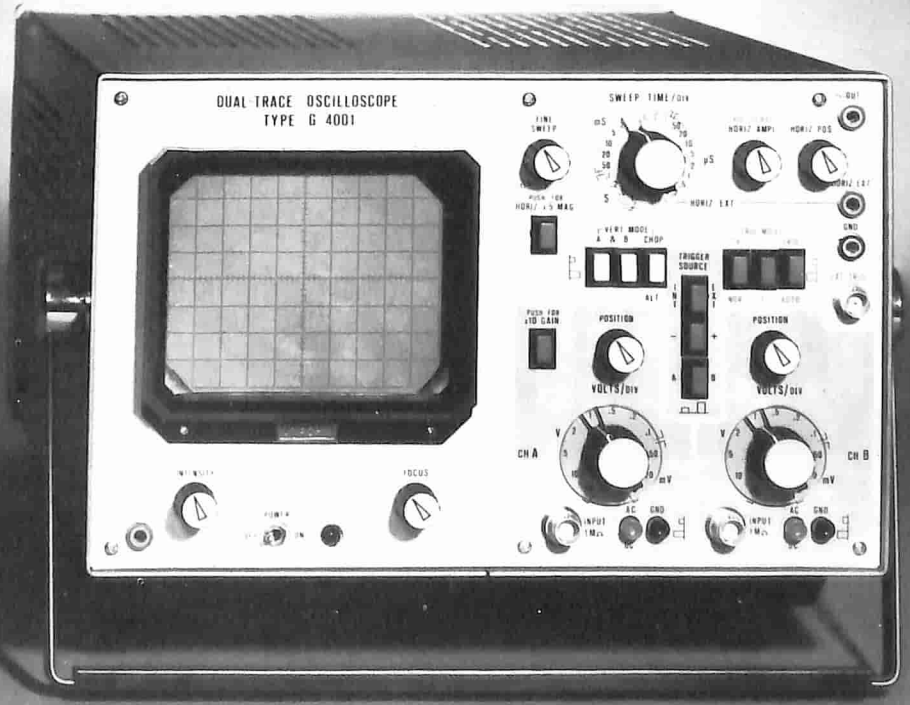
CARATTERISTICHE TECNICHE:

Alimentazione:	**dalla rete a 220 Vc.a.**
Tempi di ritardo:	**1½, 3, 4½ minuti circa**
Carico del contatto relais:	**10 a ohmico**

Kit reperibile presso i punti di vendita G.B.C. in Italia.

new

oscilloscopio doppia traccia
G 4001 DT



banda passante 20 MHz

UNAOHM della **START S.p.A.**
20068 PESCHIERA B. (MI)
VIA G. DI VITTORIO 45
TELEF. 5470424 / 425 / 426
TELEX: UNAHOM 310323

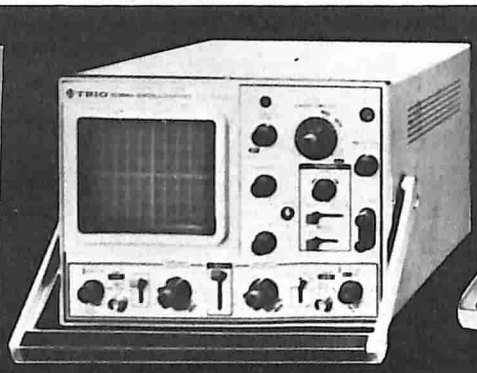
OHM ING E PONTREMOLI

Uffici: 20136 Milano - Via Francesco Brioschi 33 - Tel. 8322852 (4 linee)
STRUMENTI DI MISURA E CONTROLLO ELETTRONICI

TRIO

TRIO-KENWOOD CORPORATION

Modello CS-1562A
- cc-10 MHz/10 mV
- Doppia Traccia 8x10 cm
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y

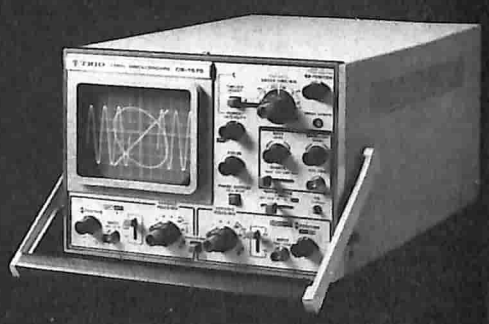


Modello CS-1560A
- cc-15 MHz/10 mV
- Doppia Traccia 8x10 cm
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione

Modello CS-1566
- cc-20 MHz/5 mV
- Doppia Traccia 8x10 cm
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione

Modello CS-1577
- cc-30 MHz/2 mV
- Doppia Traccia 8x10 cm
- Trigger automatico e ritardato
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione

Modello CS-1352
- cc-15 MHz/2 mV
- Portatile - alim. rete, batteria o 12 V cc
- Doppia Traccia, 3" (8x10 div.)
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione



Modello CS-1575
- cc-5 MHz/1 mV
- 4 prestazioni contemporanee sullo schermo (8x10 cm): 2 tracce, X-Y, fase.

i piccoli GIGANTI

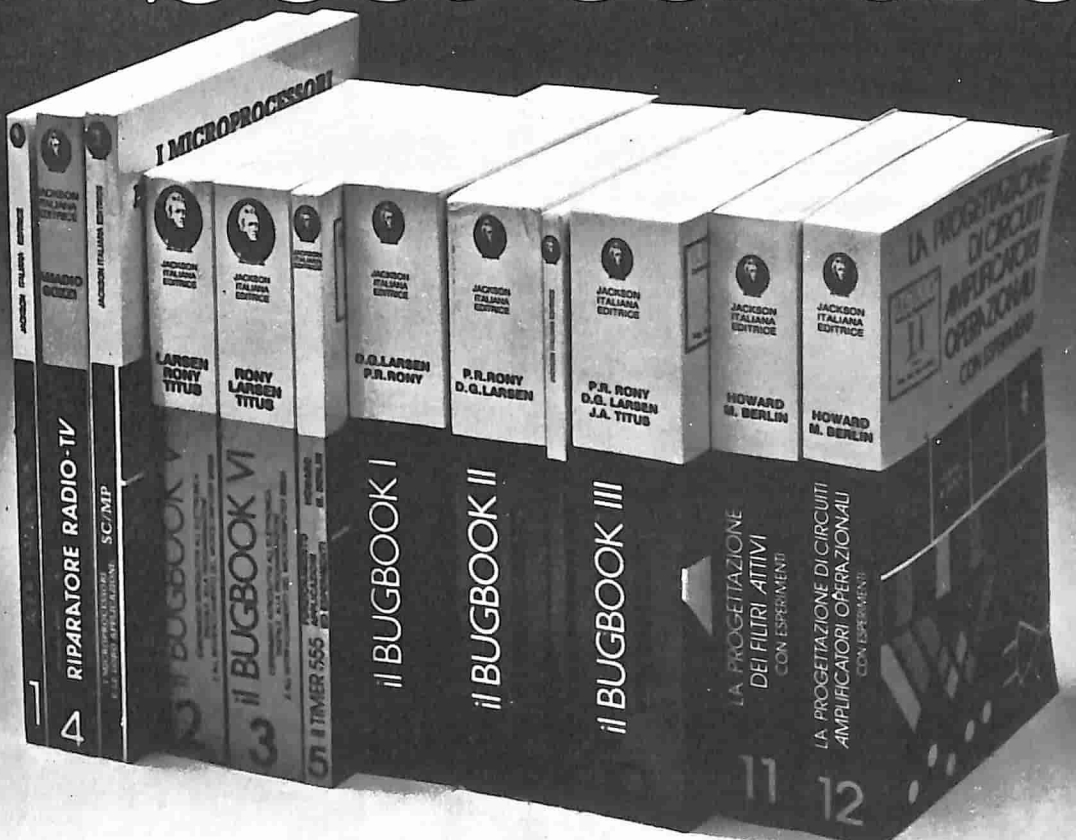
La famiglia dei piccoli Giganti (i famosi oscilloscopi TRIO KENWOOD: "Giganti" nelle prestazioni ed affidabilità, "piccoli" nel prezzo e per la compattezza) è ora aumentata e si è aggiornata.
Aumentate sensibilità (5mV a 20 MHz per il nuovo CS-1566, 2mV a 30 MHz per il nuovo CS-1577), nuovo modello esclusivo a 4 rappresentazioni per la misura di fase (CS-1575), nuova e migliorata estetica.
Nonostante ciò il prezzo continua ad essere accessibile a tutti **(e comunque inferiore alla concorrenza)**.
Il mercato degli oscilloscopi continua ad essere diverso da prima perchè ... sono arrivati i "piccoli Giganti".

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA

VIANELLO

Sede: 20122 MILANO – Via Luigi Anelli 13 – Telef. (02) 54.40.41 (5 linee)
Filiale: 00185 ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Tel. 7576941/250

i "best-sellers"



AUDIO HANDBOOK

Un manuale di progettazione audio con discussioni particolareggiate e progetti completi

L. 9.500 (Abb L. 8.550)

MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO-TV

Un autentico strumento di lavoro. Fra i numerosi argomenti trattati figurano: il laboratorio. Il servizio a domicilio. Antenne singole e centralizzate. Riparazione dei TV b/n e colore. Il ricevitore AM FM. Apparecchi e BF e CB. Strumentazione. Elenco ditte di radiotecnica, ecc.

L. 18.500 (Abb L. 16.650)

SC/MP

Questo testo sul microprocessore SC/MP è corredato da una serie di esempi di applicazione e di programmi di utilità generale, tali da permettere al lettore una immediata verifica dei concetti teorici esposti e un'immediata sperimentazione anche a livello di realizzazione progettuale.

L. 9.500 (Abb L. 8.550)

IL BUGBOOK V E IL BUGBOOK VI

Esperimenti introduttivi all'elettronica digitale, alla programmazione ed all'interfacciamento del microprocessore 8080A. I Bugbook V e VI costituiscono i primi veri testi organici a livello universitario sui microprocessori, con taglio nettamente sperimentale. Questi testi, oltre al Virginia Polytechnic Institute, sono utilizzati in corsi aziendali, in seminari di aggiornamento tecnico e in scuole di tutto il mondo.

L. 19.000 ogni volume (Abb L. 17.100)

IL TIMER 555

Il 555 è un temporizzatore dai mille usi. Il libro descrive circa 100 circuiti utilizzanti questo dispositivo e numerosi esperimenti.

L. 8.600 (Abb L. 7.750)

IL BUGBOOK I E IL BUGBOOK II

Strumenti di studio per i neofiti e di aggiornamento professionale per chi già vive l'elettronica "tradizionale", questi due libri complementari presentano esperimenti sui circuiti logici e di memoria, utilizzanti circuiti integrati TTL. La teoria è subito collegata alla sperimentazione pratica, secondo il principio per cui si può veramente imparare solo quello che si sperimenta in prima persona.

L. 18.000 ogni volume (Abb L. 16.200)

IL BUGBOOK II/A

Esperimenti di interfacciamento e trasmissione dati utilizzanti il ricevitore/trasmettitore universale asincrono (Uart) ed il Loop di corrente a 20 mA.

L. 4.500 (Abb L. 4.050)

IL BUGBOOK III

Questo libro fornisce una parola definitiva sull'argomento "8080A" divenuto ormai un classico nella letteratura tecnica sui microprocessori. Da ogni parte, sia da istituti di formazione che da varie case costruttrici, sono stati pubblicati manuali e libri di testo, ma nessuno raggiunge la completezza di questo Bugbook e, soprattutto, nessuno presenta l'oggetto "8080A" in un modo così didattico e sperimentale.

L. 19.000 (Abb L. 17.100)

LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI

Tratta un argomento di notevole attualità, rendendolo piano e comprensibile a tutti. Le riviste di settore dedicano ampio spazio a questo aspetto dell'elettronica da oltre tre anni. Questo libro raccoglie tutto quanto è necessario sapere sui filtri attivi aggiungendovi numerosi esempi pratici ed esperimenti.

L. 15.000 (Abb L. 13.500)

LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CON ESPERIMENTI

Gli amplificatori operazionali, in gergo chiamati OP-AMP, sono ormai diffusissimi in elettronica. Il libro ne spiega il funzionamento illustra alcune applicazioni pratiche e fornisce numerosi esperimenti. Le persone interessate all'argomento sono moltissime: dal tecnico esperto al semplice hobbista. Si tratta del miglior libro pubblicato nella materia specifica.

L. 15.000 (Abb L. 13.500)

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA Da inviare a Jackson Italiana Editrice srl - Piazzale Massari, 22 - 20125 Milano

☐ Inviatemi i seguenti volumi pagherò al postino l'importo indicato più le spese di spedizione

Nome_____

Cognome_____

Via_____ N _____

Città_____ Cap _____

Codice Fiscale_____

Data_____ Firma_____

☐ Pagamento anticipato senza spese di spedizione

		SCONTO 10% AGLI ABBONATI
N	Audio Handbook	L. 9.500 (Abb L. 8.550)
N	Manuale del Riparatore Radio-TV	L. 18.500 (Abb L. 16.650)
N	SC/MP	L. 9.500 (Abb L. 8.550)
N	Bugbook V	L. 19.000 (Abb L. 17.100)
N	Bugbook VI	L. 19.000 (Abb L. 17.100)
N	Timer 555	L. 8.600 (Abb L. 7.750)
N	Bugbook I	L. 18.000 (Abb L. 16.200)
N	Bugbook II	L. 18.000 (Abb L. 16.200)
N	Bugbook II/A	L. 4.500 (Abb L. 4.050)
N	Bugbook III	L. 19.000 (Abb L. 17.100)
N	La Progettazione dei Filtri Attivi	L. 15.000 (Abb L. 13.500)
N	La Progettazione degli Amp. Op.	L. 15.000 (Abb L. 13.500)

EK 7/79

PERSONAL COMPUTER PET 2001
MICROCOMPUTER CMB
SERIE 3001

Sistemi completi con unità centrali da 8, 16, 24, 32K RAM-Video-Memoria a cassette magnetiche e floppy-disk. Stampanti da 40-80-132 colonne. Interfaccie varie.

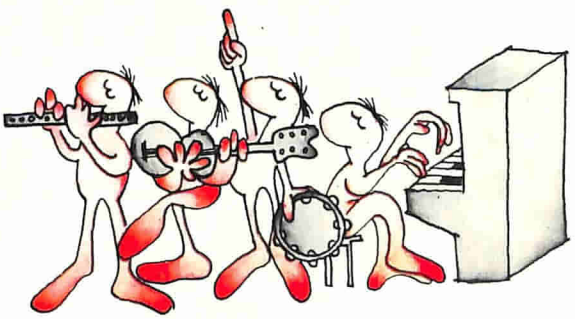
commodore

Distribuzione HARDEN S.p.A. - Div. Elettr. - 26048 SOSPIRO (Cremona) Tel. (0372) 63136 r.a. - TLX 320588

la fiera della musica

6·10 settembre 1979
fiera di milano

studio int. GEXPO/design BEPPE PRETI



13° salone internazionale della musica e high fidelity

e delle attrezzature per discoteche, per emittenti radiotelevisive, della musica incisa e dei videosistemi

La grande mostra degli strumenti musicali, delle apparecchiature Hi-Fi, delle attrezzature per discoteche e per emittenti radiotelevisive, della musica incisa e dei videosistemi.
Inoltre: accessori e componenti, amplificazione, apparecchi amatoriali OM e CB, dispositivi elettronici per strumenti, equipaggiamenti audio professionali, nastri, sistemi P.A., sonorizzazione

Fiera di Milano, padiglioni 19-20-21-26-41F-42
Ingresso Porta Meccanica (via Spinola)
Collegamenti MM Linea 1 (Piazza Amendola)
Orario: 9,30-18,30: Sabato e Domenica: 9-18,30
Giornate per il pubblico: 6-7-8-9 Settembre
Giornata professionale: 10 Settembre

Alitalia Overseas Buyers Program

Segreteria generale SIM: via Domenichino 11 - 20149 Milano - telefono 49.89.984

SIM HI-FI

Dalla Philips, multimetri digi

PM 2522A a commutazione manuale della gamma.

Il comando HOLD consente di visualizzare per un certo tempo l'ultima lettura. Tramite accessorio opzionale può essere comandato a distanza.

Il design funzionale ed ergonomico consente una rapida selezione della portata e della funzione. I circuiti sono completamente protetti contro errori occasionali dell'operatore.

La visualizzazione luminosa a quattro cifre e mezza tramite LED, con indicazione della polarità, del punto decimale, e del fuori-portata, garantisce alta precisione e risoluzione.

Con la sonda ad azione rapida, misure di temperatura precise da −60°C a +200°C.

Funzionamento a rete o batteria ricaricabile. La batteria in opzione assicura 8 ore di funzionamento.

PM 2526 automatico a commutazione veloce a vero valore efficace.

La ricerca automatica della portata assicura una lettura finale entro un secondo per la maggior parte delle misure. Può essere commutato anche manualmente.

Il comando "start" può essere continuo, esterno o manuale. In posizione centrale l'ultima lettura viene trattenuta sul display

Visualizzazione luminosa a 4 cifre e mezza con indicazione della funzione, della polarità, del punto decimale e del fuori-portata.

L'ingresso per la sonda può essere usato per misure di tensioni RF o di temperatura.

Per l'impiego in sistemi sono disponibili nella parte posteriore dello strumento in opzione bus IEC, uscita BCD o parallela. Disponibili anche staffe per il montaggio in armadi da 19".

Le misure del valore efficace reale possono essere con accoppiamento in c.a. per misurare solo i segnali a.c. o con accoppiamento c.c. per misurare segnali c.a. più una componente c.c. sovrapposta.

PHILIPS

i più avanzati
tali da 4½ digits

PM 2524 automatico a commutazione veloce.

Visualizzazione luminosa con indicazione automatica della polarità, del punto decimale e di sovraccarico. I parametri e le gamme vengono chiaramente indicati da LED separati.

Con il pulsante HOLD, si ottiene il "congelamento" dei dati per un certo tempo.

La velocissima selezione automatica della portata consente letture accurate entro un secondo per la maggior parte delle misure. È possibile anche la scelta manuale della portata.

Misure di temperature precise con una sonda a risposta rapida.

Funzionamento a rete o con batteria ricaricabile.

PM 2527 come PM 2526 con circuito di guardia e misura di corrente.

Visualizzazione luminosa a 4 cifre e mezza con indicazione della funzione, della polarità, del punto decimale e del fuori-portata.

La rapida selezione automatica della portata fornisce una lettura finale entro un secondo per la maggior parte delle misure. Può essere commutata anche manualmente.

Il comando "start" può essere automatico in modo continuo, esterno o manuale. Nella posizione centrale viene mantenuta sul display l'ultima lettura.

In opzione nella parte posteriore dello strumento un bus IEC, uscita parallela BCD o analogica. Sono disponibili delle staffe per il montaggio in armadi da 19".

L'ingresso per la sonda può essere usato sia per misure di tensioni RF che di temperatura. Il display fornisce le misure direttamente in °C.

Guardia interna fissa e flottante. La guardia flottante può essere estesa al circuito in prova per eliminare tutti i segnali spuri.

Misure del vero valore efficace di correnti e tensioni alternate. Portata di corrente molto sensibile.

Philips S.p.A. - Sezione Scienza & Industria - 20052 Monza - V.le Elvezia, 2 Tel. (039) 361.441

Desidero ulteriori informazioni sui MULTIMETRI Philips.

EK 7/79

Nome .....

Indirizzo .....

Tel. (.....) ..... (Int. .....)

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. P 10** sulla cartolina

BBC BROWN BOVERI GOERZ METRAWATT

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

METRAVO® 1H

Il multimetro in tecnica professionale a basso costo

£. 29.900 + iva

Completo di borsa e cavetti con puntali

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

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

EK 7/79

OFFERTA VALIDA SINO AL 31-12-79

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

Prego inviarmi in contrassegno N.____
MULTIMETR__ METRAVO 1H a L. 29.900 + IVA 14%
Nome/Cognome/Ditta
Via C.A.P.
Firma

Come descritto nel numero precedente, il Preco è un sistema preamplificatore/amplificatore di controllo di elevata qualità. Ha un'insolita caratteristica: l'amplificatore di controllo può essere usato come unità portatile di comando a distanza. Il preamplificatore è stato descritto nella parte 1; qui sarà analizzato l'amplificatore di controllo portatile, con dettagli sulla costruzione ed interconnessione.

T. Meyrick

parte 2

Il preamplificatore e selettore d'ingresso (vedi Elektor, n°1) possiede una bassa impedenza d'uscita. Le caratteristiche di livello del segnale e di impedenza dell'uscita sono tali da poterlo collegare senza difficoltà con un cavo schermato di notevole lunghezza, e costituisce, in più, una sorgente a bassa impedenza atta a pilotare un controllo di tono Baxandall.

Progettando l'amplificatore di controllo dobbiamo tener presente che:

— la sorgente deve avere una bassa impedenza, di valore conosciuto. Ciò è un vantaggio.
— l'uscita dovrà essere collegata per mezzo di una linea di alimentazione "fantasma", per ridurre la quantità dei cavi di connessione, come spiegato nella parte 1. Ciò costituisce una complicazione.
— l'apparecchio deve essere piccolo, per conservare l'attrattiva dell'uso portatile. Ciò restringe il numero dei componenti voluminosi (ad esempio, i condensatori elettrolitici) da usare.

Considerando che le funzioni dell'amplificatore di controllo devono essere sufficienti per l'uso musicale, i controlli richiesti sono:

— controllo di volume logaritmico
— bilanciamento stereo, o controllo di "posizione" a somma di energia costante.
— controllo di "larghezza" stereo, che provveda alla regolazione continua da "mono" a "stereo espanso", attraverso "stereo vero".
— controlli di tono simmetrici, operanti nelle regioni più basse e più alte del suono, e che mirino ad essere più utili che "effettivi".

Tabella 1. Prestazioni caratteristiche

Preamplificatore

Livello d'uscita: 190 mV (nominali)
4,5 V (massimi)

Sensibilità d'ingresso:
Ingresso 1: 40 ... 1500 mV*
Ingresso 2: 0,5 ... 1500 mV*
Ingresso 3: 1,25 ... 9 mV*
* possono essere prefissate per ogni singolo ingresso, vedi testo e tabella 2.

Amplificatore di controllo

Livello d'uscita: 400 mV (nominali)
1 V (massimi)
Sensibilità d'ingresso: 190 mV (nominali)
Controllo acuti: ± 10 dB a 12,5 kHz
Controllo bassi: ± 12,5 dB a 63 Hz

Preco generali

Distorsione: $\leqslant$ 0.1 % a 1 V in uscita
$\leqslant$ 0.03 % a 400 mV in uscita
Rapporto segnale/disturbo:
ingresso giradischi: $>$ 95 dB
altri ingressi: $>$ 100 dB
Lunghezza massima dei cavi di connessione all'unità di comando a distanza: 10 m circa

Figura 1. Schema completo del circuito (per un canale). La figura 1a si riferisce al preampliifcatore/selettore d'ingressi, la figura 1b all'amplificatore di controllo.

Amplificatore di controllo

Il circuito completo di un canale è mostrato in figura 1b (la figura la rappresenta il circuito preamplificatore già descritto). Cuore dell'unità di controllo è lo stadio a due transistori, costituito da un amplificatore in tensione PNP (T5), caricato da un amplificatore in corrente NPN (T6).

La corrente di collettore di T5 è regolata dal valore di R37, la cui caduta di tensione è all'incirca di 700 mV. Il valore scelto regola la corrente di collettore a circa 150 µA, eliminando l'eccessivo rumore alle basse frequenze (1/f) e fornendo un ragionevole adattamento d'impedenza con il circuito del controllo di tono.

Il valore di tensione della corrente continua sull'emettitore di T5 è fissato dal rapporto tra R34 e R35 (ancora una volta, la tensione ai capi di R34 è praticamente costante); coi valori dati, la tensione è all'incirca 5V. La tensione sul collettore di T6 vale circa 2V in più (la caduta di tensione attraverso R36).

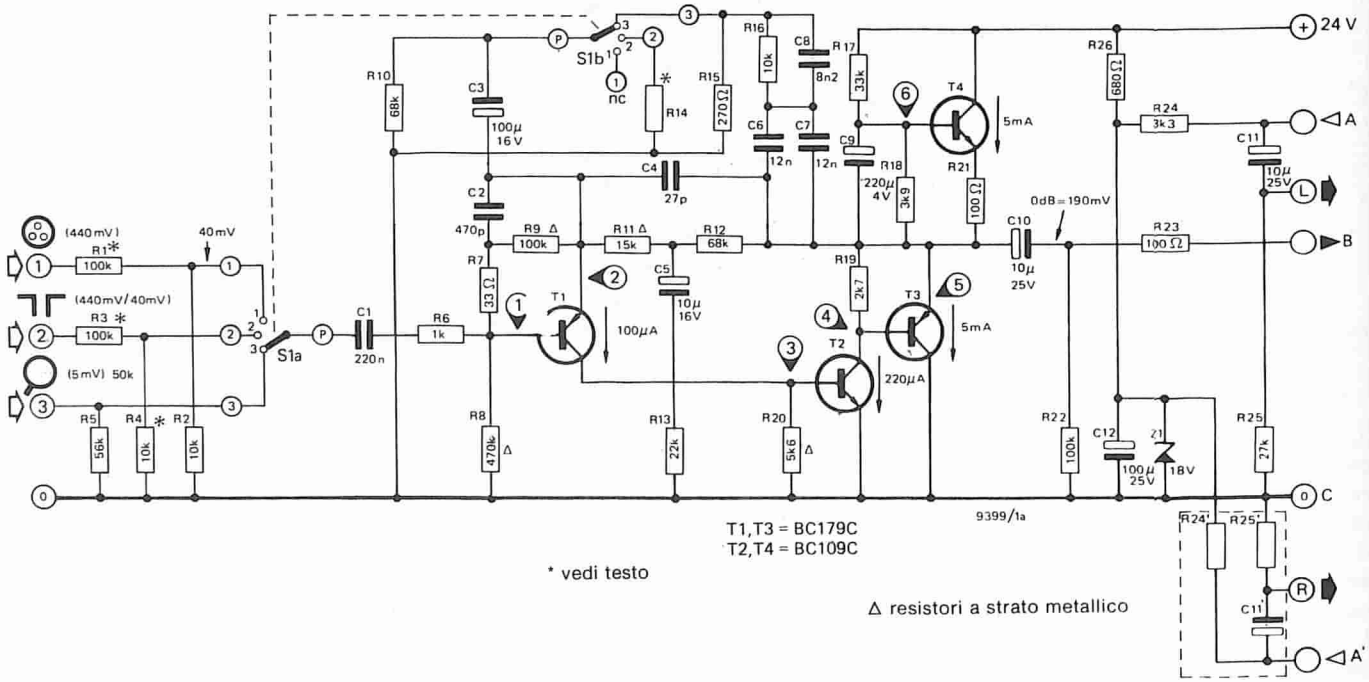
L'ultima regolazione in c.c. riguarda la corrente di collettore di T6. Essa è determinata dalla tensione presente ai capi di R24 (nella linea di alimentazione fantasma, figura 1a) e dalla resistenza di quest'ultima. Con i valori indicati, si avranno circa 10V su di una resistenza di 3,3 kΩ, cioé 3 mA. Il guadagno ad anello aperto della coppia di transistori, dalla base di T5 all'emettitore di T6, può essere valutato nel modo seguente. La trasconduttanza di T5 (cioé la corrente di collettore divisa per la tensione base-emettitore, nel caso di piccoli segnali in ingresso) è determinata dalla corrente di collettore; in buona approssimazione è: 40 × $I_{C,T5}$ = 6mA/V. L'impedenza di carico del collettore; in buona approssimazione è R8 moltiplicata per la metà del guadagno in corrente, per piccoli segnali, di T6, cioé circa 150 × 300 Ω ≈ 50k. Il guadagno ad anello aperto è uguale alla transconduttanza × il carico ≈ 6 × 50 = 300. La parte alta della banda passante ad anello aperto è limitata da C21.

L'ultimo dettaglio circuitale riguardante la coppia di transistori è la linea di alimentazione "fantasma".

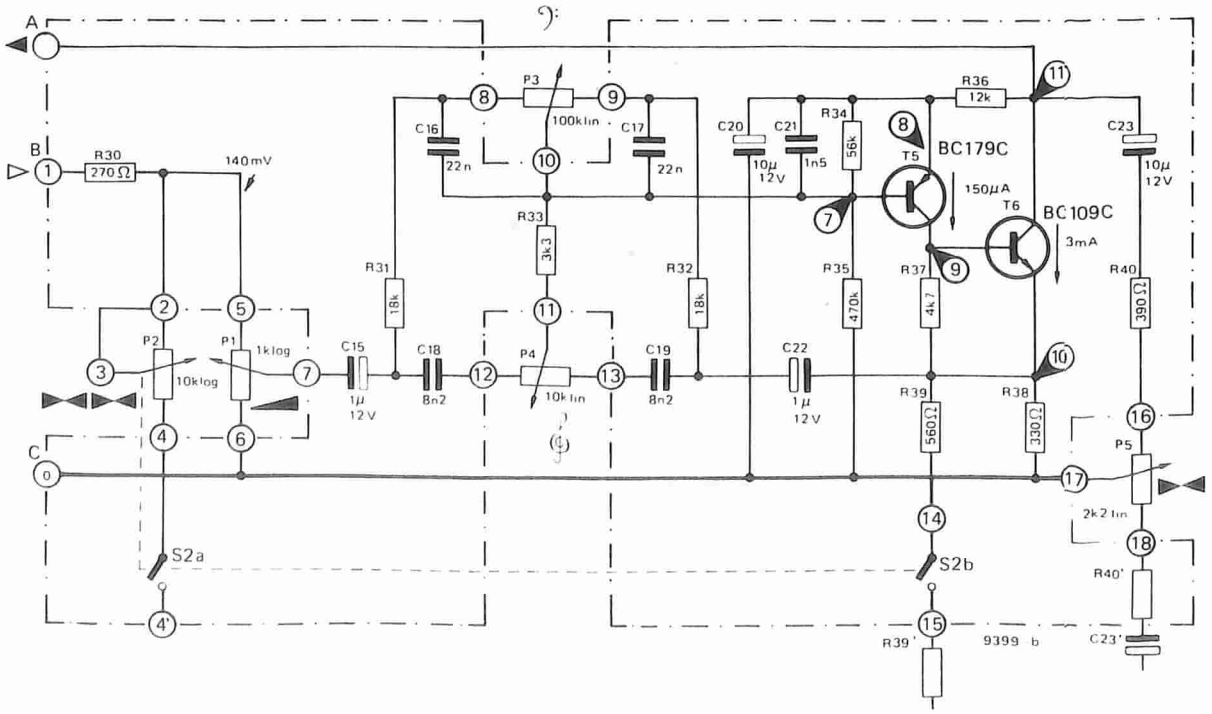
Essa è costituita da R24, R25, R26, C11, C12 e Z1. In effetti, R24 è la resistenza di carico del collettore di T6, connesso all'alimentazione stabilizzata dallo zener; C11 è il condensatore d'accoppiamento d'uscita. Sia il segnale in alternata che la corrente continua dell'alimentazione scorrono nel cavo da questo circuito interfaccia all'amplificatore di controllo (connessione "A").

La corrente continua dell'alimentazione di T5 viene disaccoppiata da R36 e C20. È

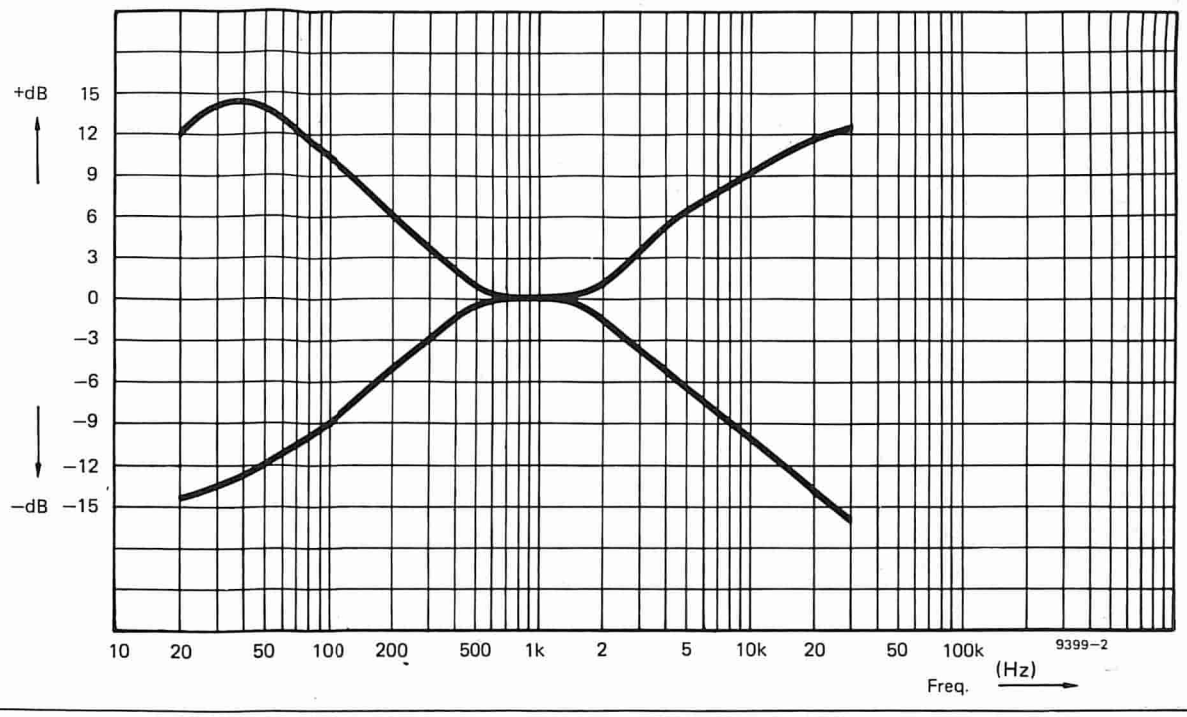
1a



1b



2

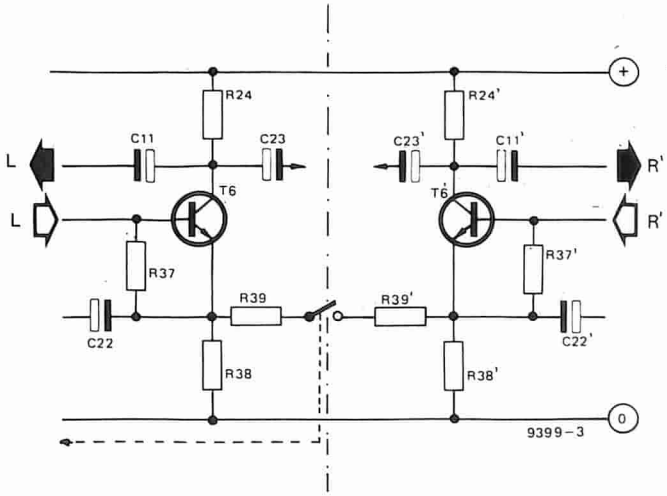


tutto, per quanto riguarda il fondamentale assetto in c.c.
Il prossimo passo consiste nel convertire questo stadio di amplficazione a distanza in un amplificatore di controllo.

Controllo di tono

Il circuito del controllo di tono è fondamentalmente quello suggerito da P.J. Baxandall, che è diventato quasi uno standard mondiale (ed è giusto così!). Questa particolare variante è simile a quella impiegata nell'amplificatore di controllo Quad 33. Essa ha il vantaggio di assicurare il migliore livello di rumore quando è accoppiato ad un amplificatore che impiega transistori bipolari, purché sia pilotato da una sorgente a bassa impedenza. Questa è la ragione per cui il preamplificatore è stato progettato con una bassa impedenza d'uscita, ed il controllo di volume è costituito da un potenziometro da 1 kΩ. Il principio del controllo dei bassi è ben conosciuto. Gli amplficatori accoppiati lavorano nella configurazione a "massa virtuale", per cui l'impedenza d'ingresso e l'impedenza di controreazione aumentano entrambe con il diminuire della frequenza. Con il controllo dei bassi in posizione centrale, entrambe le impedenze si inseguono in modo tale che il guadagno netto (determinato dal rapporto di queste impedenze) risulta costante - la risposta in frequenza è "piatta". Quando il controllo dei bassi non è regolato in posizione centrale, le due impedenze non si inseguono più in modo esatto: una o l'altra di esse prevale alle frequenze più basse, causando un aumento o una diminuzione di guadagno in questo campo- esaltazione o taglio dei bassi, rispettivamente. Il risultato è mostrato in figura 2. La funzione di controllo degli acuti è ora ottenuta fondamentalmente shuntando il gruppo RC attraverso i due resistori da 18 kΩ (R31 e R32). Ciò provoca l'abbassamento sia dell'impedenza d'ingresso che di quella di controreazione alle frequenze più alte. Ancora una volta, un abbassamento simmetrico non ha nessun effetto, ma questa simmetria viene alterata quando il controllo degli acuti non è posizionato al centro - ciò provoca un'esaltazione o un taglio degli alti (vedi figura 2).

3



La favorevole figura di rumore fornita da questo circuito è dovuta alla connessione diretta tra il punto di massa virtuale (il cursore di P3) e la base di T5. L'amplificatore viene così pilotato da una sorgente a bassa impedenza: la resistenza da 18 kΩ divisa per il guadagno ad anello aperto, cioé circa 600 Ω.

Controllo di bilanciamento

Il controllo di bilanciamento (o di "posizione stereo") P5 funziona in modo piuttosto inconsueto.
In corrente alternata T6 si comporta come una sorgente: la corrente che da esso "fuoriesce" è determinata dalla tensione del segnale sull'emettitore e dall'impedenza tra l'emettitore e il ritorno dell'alimentazione (R38, principalmente).
Il segnale in uscita sul collettore di T6 (che è anche l'uscita effettiva del Preco) corrisponde semplicemente al prodotto della corrente di collettore di T6 per l'impedenza di carico in questo punto. P5 può essere usato per variare questa impedenza di carico, così che la posizione del suo cursore determina il rapporto tra i guadagni dei due canali.
Il campo d'intervento del controllo si estende tra + 3 dB e − 8 dB per canale, e il comando è tale che il volume di riproduzione totale risulta accettabilmente indipendente dalla posizione di P5. È da notare che questo circuito può essere rapidamente esteso per l'uso in "surround-sound" con più di due canali.

Controllo d'ampiezza stereo

Uno dei comandi più insoliti, meno compresi e più controversi è il "controllo di larghezza d'immagine stereo". Eppure l'esperienza dimostra che esso è un aggeggio utile; in più, si può realizzare con un resistore e un potenziometro...
Il principio del suo funzionamento può essere spiegato così:
Ogni coppia di segnali stereo può essere considerata come somma e differenza di un segnale monofonico "M" e di un segnale "S", differenza sinistro-destro. Nella radiodiffusione stereo, è questo segnale "S"

Tabella 2.

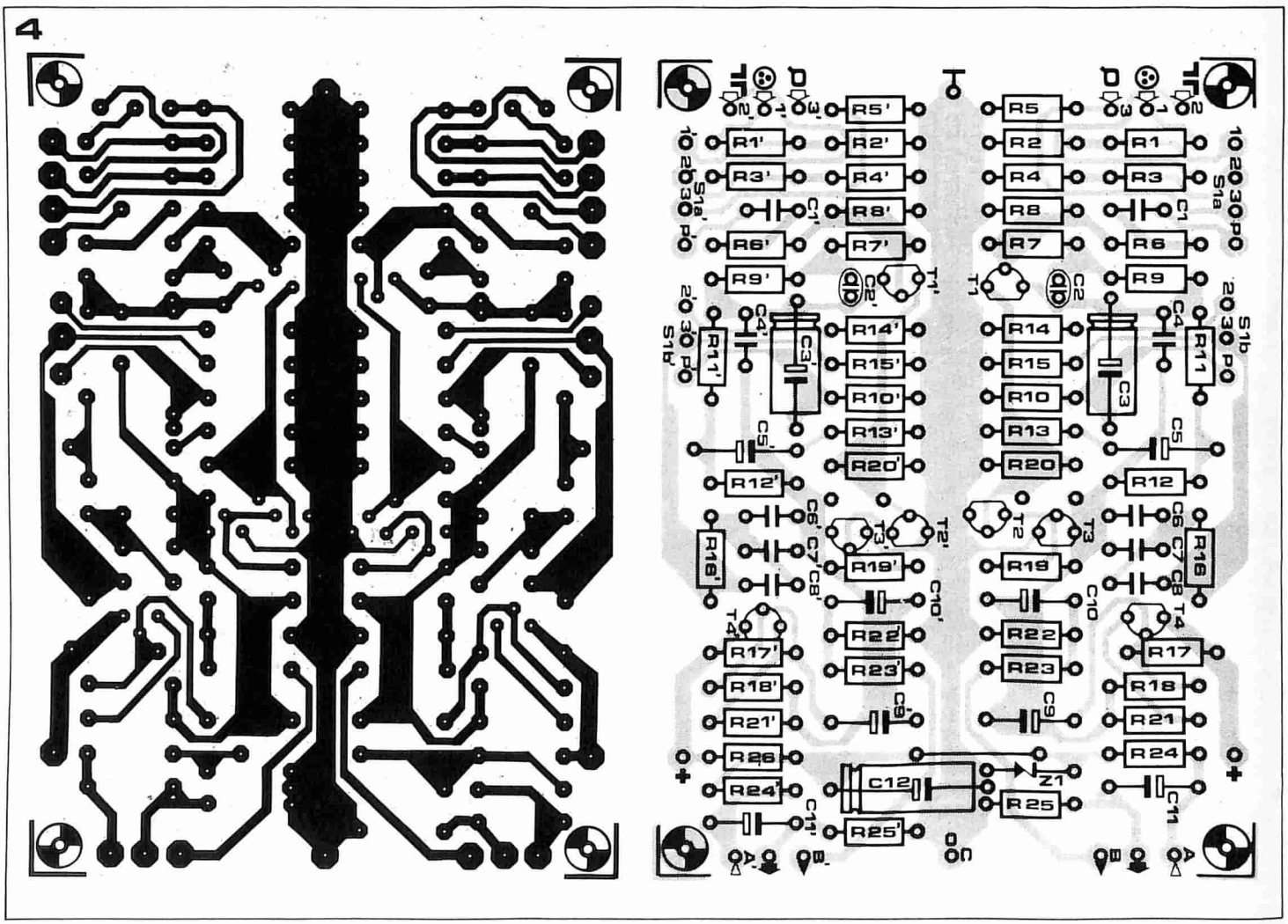
R1,R1'	R2,R2'	R3,R3'	R4,R4'	R14,R14'	sensibilità d'ingresso	
					ingresso 1	ingresso 2
100 k	4k7	100 k	4k7	∞	880 mV	880 mV
100 k	10 k	100 k	10 k	∞	440 mV	440 mV
100 k	22 k	100 k	22 k	∞	220 mV	220 mV
56 k	56 k	56 k	56 k	∞	80 mV	80 mV
0	100 k	0	100 k	∞	40 mV	40 mV
–	–	0	3k3	3k3	–	5 mV

Tabella 2. Valori delle resistenze per varie sensibilità d'ingresso

Figura 2. Caratteristiche del controllo di tono (comandi in posizione di fine corsa).

Figura 3. Dettaglio del circuito di controllo di ampiezza stereo.

Figura 4. Basetta del circuito stampato e piano di montaggio dei componenti del preamplificatore (EPS 9398).



che viene modulato sulla sottoportante a 38 kHz; in campo discografico, i segnali "M" ed "S" corrispondono rispettivamente alla modulazione orizzontale e verticale del solco.

È genericamente stabilito che il missaggio e il bilanciamento professionali sono eseguiti da un operatore che si trova al terzo vertice di un triangolo equilatero, nei primi due vertici del quale si trovano gli altoparlanti di monitoraggio. Se, per una ragione qualsiasi, ciò non è stato rispettato, - o l'ascoltatore desidera, a casa, mettersi in una diversa posizione di simmetria rispetto agli altoparlanti - è possibile rafforzare l'immagine stereo risultante modificando leggermente il guadagno relativo del segnale "S". Nell'unità di controllo, P2 è il comando di "guadagno relativo". Esso non ha alcun affetto sul segnale "M", poiché esso è (per definizione!) in fase e con uguale ampiezza in entrambi i canali, ma si trova in essi in controfase. Il potenziometro, quindi, introduce un'intermodulazione (miscelazione) tra i due canali che riduce il livello del segnale "S". Ad un estremo del campo d'intervento, la resistenza del potenziome-

Elenco dei componenti del circuito di figura 4:

Resistenze:
R1,R1' = (1)
R2,R2' = (1)
R3,R3' = (1)
R4,R4' = (1)
R5,R5' = 56 k
R6,R6' = 1 k
R7,R7' = 33 Ω
R8,R8' = 470 k (2)
R9,R9' = 100 k (2)
R10,R10' = 68 k
R11,R11' = 15 k (2)
R12,R12' = 68 k (2)
R13,R13' = 22 k
R14,R14' = (1)
R15,R15' = 270 Ω
R16,R16' = 10 k
R17,R17' = 33 k
R18,R18' = 3k9
R19,R19' = 2k7
R20,R20' = 5k6 (2)
R21,R21' = 100 Ω
R22,R22' = 100 k
R23,R23' = 100 Ω
R24,R24' = 3k3
R25,R25' = 27 k
R26 = 680 Ω

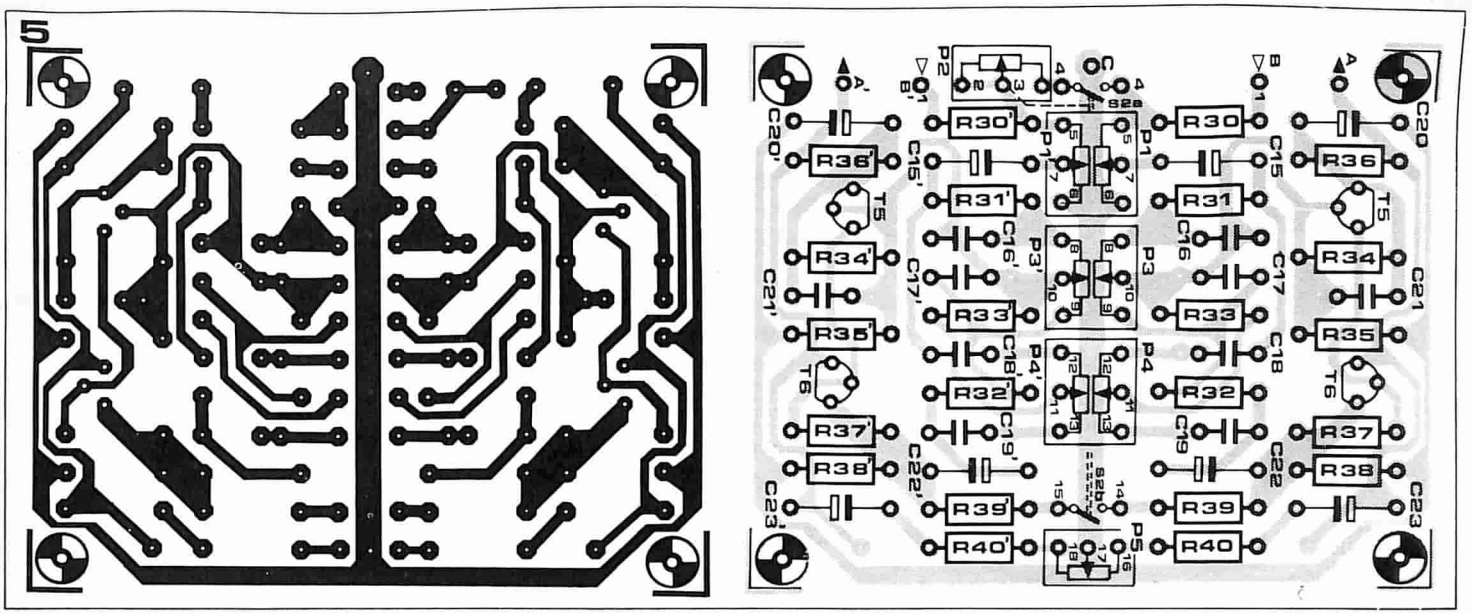
(1) vedi tabella 2
(2) preferibilmente a strato metallico

Condensatori:
C1,C1' = 220 n
C2,C2' = 470 p
C3,C3' = 100 μ/16 V
C4,C4' = 27 p
C5,C5' = 10 μ/16 V
C6,C6',C7,C7' = 12 n (5%)
C8,C8' = 8n2 (5%)
C9,C9' = 220 μ/4 V
C10, C10',C11,C11' = 10 μ/25 V
C12 = 100 μ/25 V

Semiconduttori:
T1,T1',T3,T3' = BC 179C o equ.
T2,T2',T4,T4' = BC 109C o equ.
Z1 = diodo zener 18 volt 400 mW

Vari:
S1a/S1b/S1a'/S1b' = commutatore 4 vie 3 posizioni

5



tro è zero; ciò produce intermodulazione infinita e quindi segnale "S" zero. Il risultato è un'audizione mono-passa solo il segnale "S" zero. All'altra estremità del campo d'intervento, P2 è unicamente un resistore da 10 kΩ; l'intermodulazione è ora ridotta approssimativamente a − 30 dB, così il segnale "S" è scarsamente attenuato.

Tutto bene, quindi; però il controllo si estende ora da "mono" a "non completamente stereo". Il passo successivo è costituito dal regolare il campo di intervento del comando in modo che la "normale separazione" (cioé, lo "stereo vero") corrisponda alla posizione mediana di P2. Ciò si ottiene aggiungendo R39 e R39' tra gli emettitori di T6 e T6' (vedi figura 3). In effetti, ciò converte lo stadio d'uscita in un amplificatore differenziale: l'impedenza tra gli emettitori, in questo modo ridotta, rafforza la corrente in uscita con segnali "differenziali" (il segnale "S"), ma non ha nessuna influenza sui segnali comuni (il segnale "M").

I valori delle resistenze sono stati scelti in modo tale che, quando il comando è posizionato a metà corsa, l'aumento relativo di guadagno per i segnali "S" in uscita sarà uguale alla relativa attenuazione degli stessi prodotta in ingresso da P2.

Il livello di "S" può ora essere regolato con continuità dalla soppressione completa (mono) all'incremento di 3 dB rispetto al livello di "M" (stereo espanso); la posizione centrale del cursore di P2 corrisponde alla condizione di ugual livello "S" e "M" (stereo).

Le persone che hanno una (subconscia?) sfiducia in qualsiasi sistema che "pasticci con la separazione dei canali" in una catena stereo, possono aggiungere S2: esso disattiva l'intero comando e commuta a stereo l'amplificatore.

È da notare che R23 e R30 fanno parte del circuito di "miscelazione" - esse saranno in tutti i casi necessarie anche se sarà stato inserito un commutatore "mono". Ciò significa, però, che l'uscita in "B" non avrà normalmente completa separazione dei canali, a meno che S2 non sia aperto - cosa da tener presente se quest'uscita verrà usata per l'incisione di nastri magnetici! Può essere più sicuro, in questo caso, sostituire R23 con un ponticello di filo e sostituire R30 con un resistore da 390 Ω.

Interconnessioni

Fondamentalmente, interconnettere il preamplificatore e l'amplificatore di controllo è veramente semplice: la connessione "A" del preampli è collegata all'"A" dell'amplificatore di controllo, "B" viene connesso con "B", "C" con "C", ecc. In tutto, sono richieste quattro linee per i segnali e una connessione per il comune dell'alimentazione (massa). Sfortunatamente, nei cavi schermati a quattro capi di facile reperibilità, i cavetti effettivi sono schermati individualmente - ma non esistono "ritorni" per il segnale all'infuori della schermatura a massa. I costruttori hanno probabilmen-

Elenco dei componenti del circuito di figura 5

Resistenze:
R30,R30' = 270 Ω
R31,R31',R32,R32' = 18 k
R33,R33' = 3k3
R34,R34' = 56 k
R35,R35' = 470 k
R36,R36' = 12 k
R37,R37' = 4k7
R38,R38' = 330 Ω
R39,R39' = 560 Ω
R40,R40' = 390 Ω

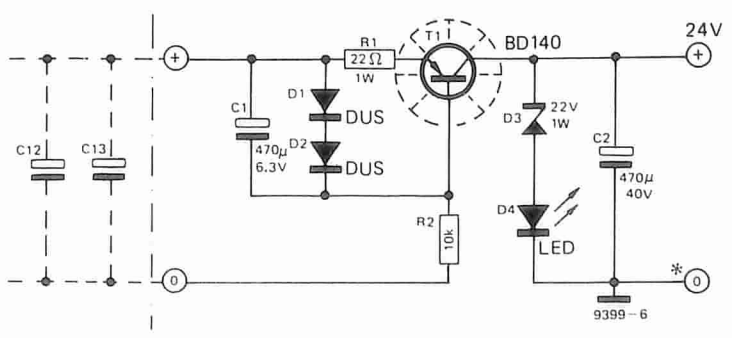
Potenziometri:
P1,P1' = 1 k log stereo
P2 = 10 k log
P3,P3' = 100 k lin stereo
P4,P4' = 10 k lin stereo
P 5 = 2k2 lin

Condensatori:
C15,C15',C22,C22' = 1 µ/12 V
C16,C16',C17,C17' = 22 n
C18,C18',C19,C19' = 8n2
C20,C20',C23,C23' = 10 µ/12 V
C21,C21' = 1n5

Semiconduttori:
T5,T5' = BC 179C or equ.
T6,T6' = BC 109C or equ.

Vari:
S2a/S2b interruttore doppio

6



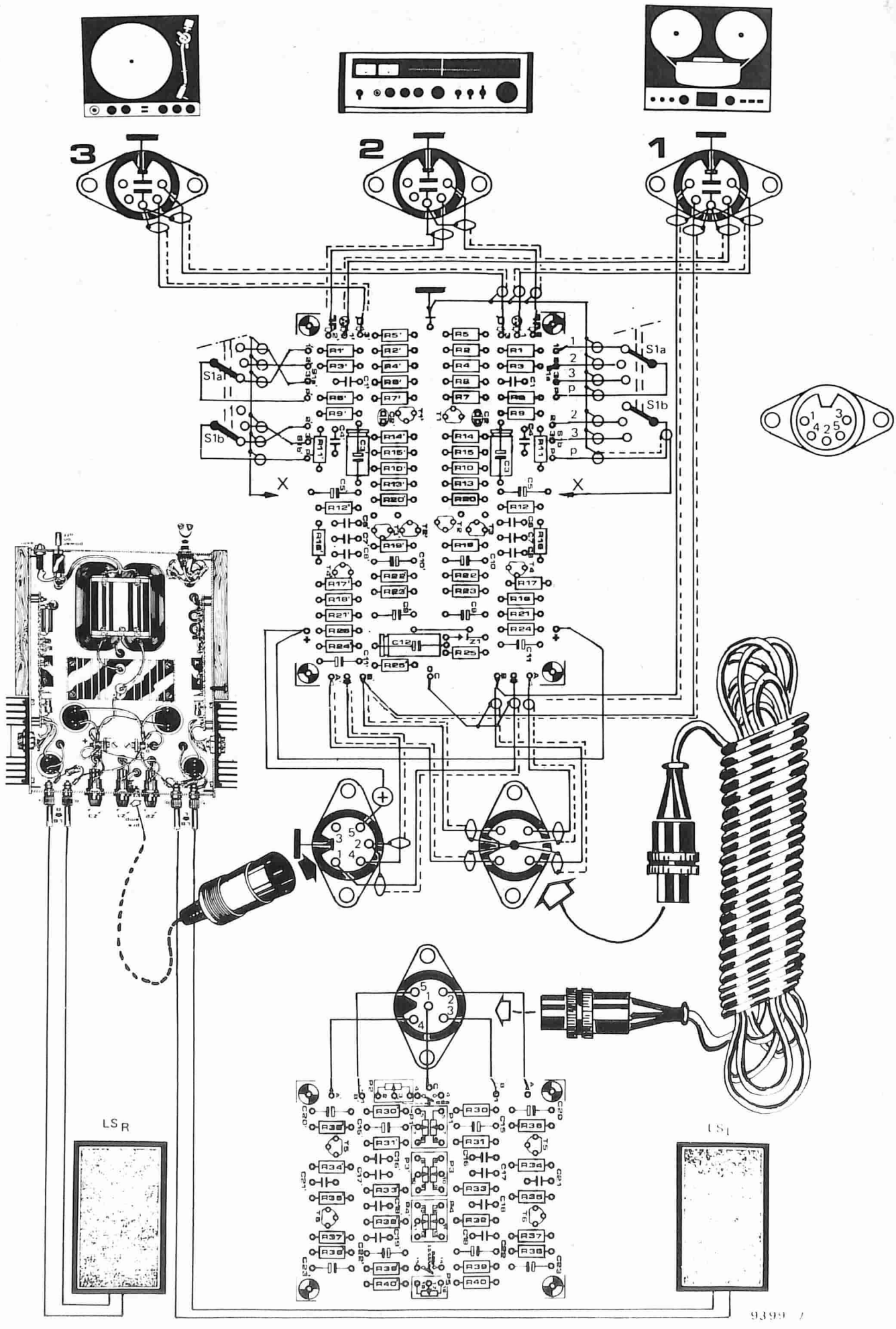
* vedi testo

Figura 5. Basetta del circuito stampato e piano di montaggio dei componenti dell'amplificatore di controllo (EPS 9399).

Figura 6. Esempio di circuito atto a derivare l'alimentazione del Preco da quella dell'ampliifcatore di potenza.

Figura 7. Schema completo delle interconnessioni, indicante i punti di collegamento degli schermi dei vari cavi tra di loro e con la massa.

7



te scelto questa soluzione per ragioni di costo - senza rendersi conto delle implicazioni RF in uno schermo usato per la trasmissione di segnali.
Il problema è che qualsiasi tensione di AF indotta tra i due capi dello schermo, per esempio da un'emittente commerciale o amatoriale, verrà liberamente applicata all'ingresso dell'amplificatore - e ciò comporterà distorsioni e antipatici effetti di demodulazione ("breakthrough"). Ciò può essere evitato unicamente realizzando,all'interno della schermatura, un ritorno separato per il segnale, collegando solo un'estremità dello schermo stesso al ritorno comune dell'alimentazione. Alcuni conoscono tutto ciò da anni, e i cavi professionali sono sempre schermati totalmente (anche solo per evitare il ronzio di rete, il cosiddetto "hum"). La questione è: che cosa è meglio? Rendere il lavoro pulito "uccidendo" le "antenne" - oppure inserire impedenze e condensatori lungo tutto il circuito per sopprimere i segnali indesiderati?
Il gruppo comandi qui descritto è stato progettato per tollerare modesti livelli di segnale RF in ingresso, così da rendere possibile nella maggior parte dei casi l'uso dei cavi a quattro capi di tipo standard.
Se sfortunatamente si dovessero rilevare dei disturbi, si potrà inserire un condensatore da 4700 pF in parallelo a P1 (tra i punti 5 e 6). Se è l'amplificatore di potenza ad essere disturbato da interferenze di AF (e non è possibile riprogettarlo affidabilmente), si potrà inserire un resistore da 1 kΩ fra l'uscita del Preco e l'ingresso dell'amplificatore di potenza; in parallelo allo stesso ingresso verrà connesso un condensatore da 2200 pF.

Dettagli costruttivi

Il circuito stampato e la disposizione dei componenti del preamplificatore/selettore d'ingressi sono illustrati in figura 4; quelli relativi all'amplificatore di controllo sono visibili in figura 5.
I valori delle resistenze R1, R2, R3, R4 e R14 dipendono dalle sensibilità d'ingresso richieste (vedi tabella 2).
Come discusso in precedenza, entrambi gli apparecchi possono essere montati nello stesso contenitore per ottenere un convenzionale preamplificatore/amplificatore di controllo. In alternativa, l'amplificatore di controllo può essere usato come unità portatile di "telecomando". In entrambi i casi è consigliabile tenere il trasformatore di alimentazione ben distante dagli apparecchi, e una semplice soluzione atta ad ottenere ciò consiste nel ricavare l'alimentazione del preamplificatore dall'amplificatore di potenza. Per questo scopo può essere impiegato il circuito presentato in figura 6.
Essenzialmente, T1 agisce semplicemente come sorgente di corrente, impedendo al "ripple" dell'alimentatore dell'amplificatore di potenza di raggiungere il preampli; il diodo zener, con il LED, stabilizza l'uscita a circa 24 V. Il circuito può essere montato nel contenitore dell'amplificatore principale.
Particolare attenzione deve essere dedicata alle connessioni di massa (o alle non-connessioni!), vedi figura 6.
Il comune dell'alimentazione in entrata e connesso agli elettrolitici dell'alimentatore principale, mentre quello dell'alimentazione in uscita viene collegato all'ingresso dell'amplificatore principale. Prendendo come esempio il caso più complicato (preampli, amplificatore di controllo e amplificatore principale collocati in tre unità distinte), la figura 7 mostra un piano di cablaggio corretto. I punti principali da tener presente sono:

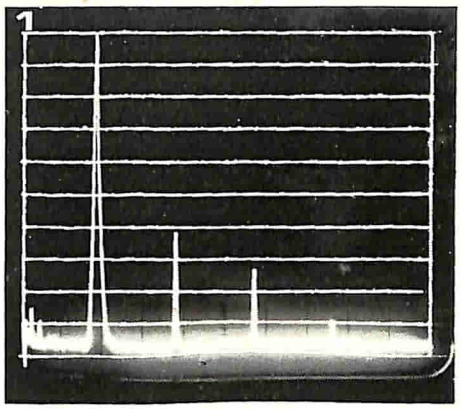


Tabella 3. Tensioni da controllare

Test point	tensione (±20%)
1	2.5 V
2	3 V
3	0.6 V
4	11.5 V
5	12 V
6	13 V
7	4.5 V
8	5 V
9	1.5 V
10	1 V
11	7.5 V

Tabella 3. Tensioni misurate ai punti indicati in figura 1.

Connessioni in ingresso

I segnali in entrata sono trasferiti al preamplificatore per mezzo di un cavo schermato. Gli spinotti DIN 180° a 5 piedini sono probabilmente il peggior tipo di connettore per quanto riguarda la correttezza del cablaggio...
Comunque, il criterio di base è il seguente. Lo schermo del cavetto d'ingresso verrà connesso al comune dell'alimentazione in ingresso al preamplificatore; la flangia esterna dello zoccolo sarà anch'essa collegata a massa: il ritorno del segnale in ingresso sarà esso pure collegato a questo punto; se i cavi in entrata sono di lunghezza apprezzabile, si dovrà evitare, per quanto è possibile, di usare lo schermo esterno come ritorno del segnale; "anelli di massa" dovranno essere evitati. Partendo dalla sorgente del segnale, (ad esempio, la testina di un giradischi) il collegamento "ideale" sarà: le due connessioni "calde" *e i due ritorni del segnale* saranno costituiti tutti da cavetti separati, racchiusi nello schermo esterno del cavo; lo schermo stesso verrà collegato, solo ad una estremità, al comune dell'alimentazione (sul preamplificatore). Ecco dove diviene utile un cavo a quattro conduttori schermati! In pratica, purtroppo, molti fabbricanti forniscono, in dotazione ai loro apparecchi, cavi a due conduttori + schermo, ed usano quest'ultimo come ritorno comune del segnale. A prescindere dal tipo di cavo usato, comun-

UK 506

AMTRON

RADIO SVEGLIA DIGITALE UK 506

Apparecchio di elegante aspetto e di ingombro contenuto che fornisce tutte le prestazioni di un preciso orologio digitale e di sensibile e fedele radioricevitore AM-FM. Non deve mancare sul vostro comodino per un gradevole risveglio e sulla vostra scrivania per un buon proseguimento della giornata.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Alimentazione in c.a.: 220 V - 50 Hz
Gamma di ricezione
O.M. 515-1640 kHz
F.M. 87,5-104,5 MHz
Sensibilità O.M.: 40 μV/m
Consumo
Sensibilità FM (30 dB S/N): 2μV
Potenza d'uscita: 400 mW
Visualizzazione a L.E.D.: 1/2 pollice

UK 506 - in Kit L. 45.000

que, la norma DIN specifica che i piedini 3 e 5 dello spinotto costituiscono, rispettivamente, le connessioni dei segnali sinistro e destro, ed il piedino 2 quella di massa. Ciò significa che lo schermo e qualsiasi altro cavetto addizionale per il ritorno dei segnali sono tutti collegati a questo piedino. Logicamente, (se uno non è particolarmente preoccupato di essere "convenzionale") non esiste ragione per cui non sia possibile connettere i cavetti dei ritorni separati del segnale ai piedini 1 e 4, inutilizzati. Essi potranno poi continuare, sotto forma di conduttori separati, sulla basetta del preamplificatore, dove saranno collegati al comune dell'alimentazione.

Ma torniamo alla versione "ufficiale": abbiamo ora, connesse allo zoccolo, due linee per il segnale e un ritorno dell'alimentazione. Una complicazione ulteriore consiste nel fatto che la flangia metallica esterna dello zoccolo e il guscio dello spinotto devono anch'essi essere connessi a massa. La soluzione migliore, di solito, consiste nel collegare la flangia dello zoccolo al telaio, come è indicato. - notare che essa *non* viene collegata al piedino 2! -

In pratica, si è trovato che un condensatore di piccolo valore (10000 pF o simile) connesso fra la flangia e il piedino 2 elimina alcune delle indesiderate interferenze RF. I produttori di cavi, a questo punto, ci rendono ancora una volta la vita difficile: il guscio metallico dello spinotto è di sovente connesso al piedino 2 all'interno del connettore stesso. Alcune volte è possibile raggiungere il collegamento e tagliarlo. Se lo spinotto fa corpo unico con il cavo, l'unica soluzione realmente efficace (a parte l'acquisto di un nuovo connettore) consiste nell'isolare la flangia esterna dello zoccolo dal telaio: esso verrà collegato a massa non appena gli verrà inserito lo spinotto "galeotto". Tutto ciò potrà sembrare "perfezionista" ... Tuttavia l'esperienza, in pratica, insegna che problemi di tal sorta sorgono molto più frequentemente di quanto ci si possa aspettare. Una semplice prova è in grado di dimostrarcelo. Accade spesso che un preamplificatore "resti muto" finché il suo ingresso non è connesso ad alcunché. Come ad esso viene connesso un cavo, inizia a manifestarsi ronzio. Ciò è solitamente dovuto a problemi del tipo prima spiegato. Per accertarsi di essere incappati in un caso del genere, occorre alzare al massimo il comando dei bassi ed il volume, poi cortocircuitare con il piedino 2 la ghiera dello zoccolo d'ingresso. Se l'"hum" aumenta, dovrete usare uno spinotto senza connessioni tra il guscio esterno ed il piedino 2...

Le connessioni dallo zoccolo d'ingresso alla basetta dei preamplificatore possono ora essere realizzate in modo relativamente semplice: l'unica cosa a cui porre attenzione è l'evitare di creare "anelli di massa".

Collegamento preamplificatore/amplificatore di controllo

I problemi qui emergenti sono già stati considerati. L'unico elemento nuovo, illustrato in figura 7, è costituito dal tipo di connettore. Per evitare l'eventualità di inserire gli spinotti negli zoccoli sbagliati, è buona idea usare differenti tipi di prese per le varie funzioni. Gli ingressi sono collegati a dei DIN 180°, per cui il cavo di interconnessione dovrà usare qualcosa di diverso. Il connettore a cinque piedini "a dado" mostrato in figura 7 ha un inconveniente: lo spinotto si infila nello zoccolo in due differenti posizioni per esemplificare, il piedino 4 del connettore può inserirsi nel contatto 4 oppure 2 dello zoccolo. Nella maggior parte delle connessioni ciò potrebbe avere risultati disastrosi, ma nel collegamenti tra il preamplificatore e l'amplificatore di controllo il danno è trascurabile. L'unica cosa che andrà storta se lo spinotto è stato inserito nella posizione sbagliata sarà il comando di bilanciamento stereo, che lavorerà in modo inverso.

Collegamento del Preco all'amplificatore di potenza

Come descritto prima, è consigliabile derivare, se è possibile, l'alimentazione del Preco da quella dell'amplificatore di potenza.

Per ragioni simili a quelle già espresse precedentemente, è preferibile usare un cavo schermato a 4 cavi distinti: due per le uscite dei segnali destro e sinistro, uno per l'alimentazione positiva ed uno per la massa dell'alimentazione. Lo schermo verrà poi collegato alla massa dell'alimentazione unicamente ad una delle due estremità.

Il connettore consigliato in questo caso è uno spinotto DIN 270° a 5 piedini. Volendo, il piedino 3 di questo connettore può essere usato per il collegamento di massa dell'alimentazione: un cavetto aggiuntivo dovrà poi collegare questo punto alla connessione del comune di alimentazione sulla basetta del preamplificatore; il piedino 2 sarà usato solo per il collegamento degli schermi.

Registrazioni su nastro

La migliore uscita da usare per l'incisione di nastri è quella del preamplificatore. Essa è indicata, in figura 7, come "input 1".

L'unica cosa da osservare in questo caso è che il comando d'ampiezza stereo dev'essere escluso dal circuito mentre si registra. Come alternativa, R23 e R23' possono essere sostituite con un ponticello di filo e le resistenze R30 e R30' aumentate a 390 Ω.

Commenti finali

Le caratteritiche dell'apparato sono sommarizzate in tabella 1. La foto 1 mostra i risultati delle misurazioni effettuate con un analizzatore di spettro, con segnale di prova di 1 kHz, scala verticale con 10 dB/div., scala orizzontale con 500 Hz/div. Il livello del segnale di riferimento (zero dB) è approssimativamente di 775 mV. Come si può vedere dalla foto, la distorsione è a un livello più basso di 60 dB, cioé inferiore allo 0,1%. Il rumore residuo visibile nella foto è dovuto all'analizzatore di spettro: una misurazione effettuata separatamente ha indicato che il rapporto segnale/disturbo del Preco è migliore di 105 dB.

Al livello di riferimento più basso (− 10 dB, ovvero circa 250 mV), la distorsione rilevata era di circa − 70 dB (0,03%), ed il rapporto segnale/disturbo 105 dB.

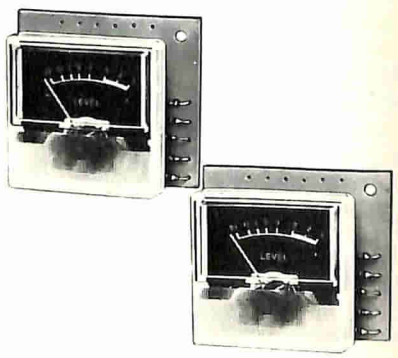
Infine, per ogni eventuale problema, la tabella 3 elenca le tensioni misurate nei diversi test-points indicati in figura 1. Questa tabella può essere usata come aiuto per rintracciare le cause di cattivi funzionamenti, tenendo presente che tensioni con uno scarto del 20% sui valori indicati possono essere considerate corrette.

UK150

AMTRON

VOLTMETRO D'USCITA AMPLIFICATO STEREO UK 150

Elemento di controllo indispensabile da inserire in quelle apparecchiature che per una ragione qualsiasi ne fossero sprovviste. Di progettazione semplice e robusta, si presenta in due elementi uguali e separati, rendendone possibile l'applicazione stereo e singola in apparecchi monoaurali. Scala con possibilità di illuminazione, il piccolo ingombro, la precisione, la comodità di montaggio e l'ampia scala di lettura sono le caratteristiche peculiari di questo utile accessorio.
A disposizione due livelli di sensibilità.



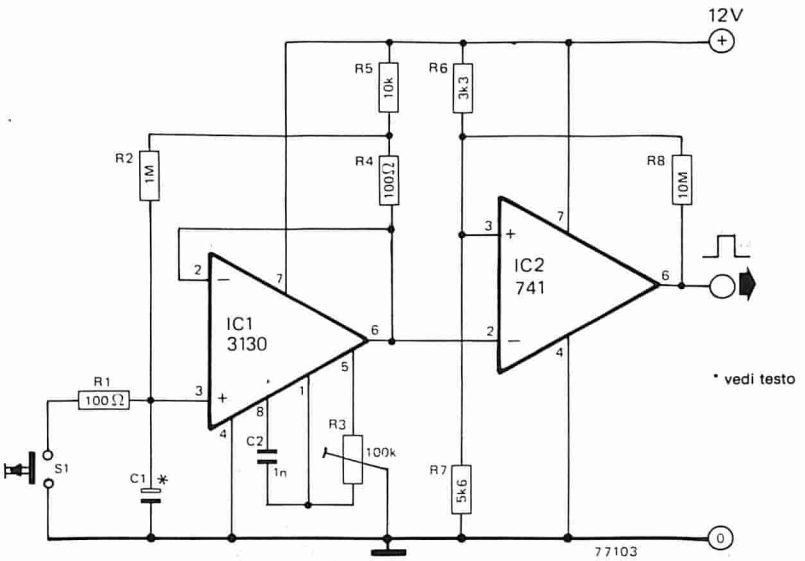
CARATTERISTICHE TECNICHE:

Alimentazione:	8 ÷ 18 Vc.c.
Consumo a 12 Vc.c.:	4,5 mA
Sensibilità massima per indicazione 0 dB:	60 mV
Segnali trattati ad alta sensibilità:	Fino a 5 W
Segnali trattati a bassa sensibilità:	fino a 100 W
Dimensioni d'ingombro compreso strumento:	50 x 45 x 25 mm

UK150 - in Kit L. 13.000

1

timer per tempi lunghi



Lo svantaggio della maggior parte dei timer di questo tipo (monostabili) consiste nel fatto che, per ottenere tempi di intervento ragionevolmente lunghi, la costante di tempo del circuito RC deve essere grande in proporzione. Ciò comporta l'impiego di resistenze superiori a 1 M, che producono errori di temporizzazione dovuti a resistenze di perdita nel circuito, o di grossi condensatori elettrolitici, che possono anch'essi introdurre errori per lo stesso motivo.
Il circuito qui descritto produce intervalli di temporizzazione anche più lunghi del centuplo di quelli fornibili da circuiti standard. Cio viene ottenuto riducendo di un fattore 100 la corrente di carica del condensatore, il che allunga così il tempo di carica senza il bisogno di ricorrere ai resistori di alto valore.
Il circuito opera nel modo seguente: quando viene premuto il pulsante start/reset, C1 si scarica, e l'uscita di IC 1, che è connessa ad inseguitore di tensione, è a potenziale zero. L'ingresso invertente del comparatore IC 2 si trova a potenziale inferiore a quello dell'ingresso non-invertente, così l'uscita di IC 2 passa ad alto. La tensione ai capi di R 4 è di circa 120 mV, quindi C 1 si carica attraverso R 2 ad una corrente di circa 120 nA, che è 100 volte più piccola di quella che si otterrebbe collegando direttamente R 2 all'alimentazione positiva.
Logicamente, se C 1 venisse alimentato costantemente da una tensione di 120 mV, esso raggiungerebbe rapidamente questo voltaggio e cesserebbe di caricarsi. Il terminale inferiore di R 4, però, ritorna all'uscita di IC 1; in questo modo, come la tensione ai capi di C1 aumenta, si eleva pure la tensione d'uscita e quella di carica applicata ad R 2.
Quando la tensione d'uscita avrà raggiunto circa 7,5 V, il voltaggio applicato da R 6 e R 7 all'ingresso non-invertente di IC 2 verrà sorpassato, così l'uscita di IC 2 passerà a bassa. La piccola controreazione positiva fornita da R 8 impedisce al rumore presente sull'uscita di IC 1 di essere amplificato da IC 2, nel momento in cui esso di trova al punto di commutazione, eliminando così impulsi spuri all'uscita.
L'intervallo di temporizzazione è dato dall'equazione:

$$T = R2\ C1\ (1 + \frac{R5}{R4} + \frac{R5}{R2})\ \ln\ (1 + \frac{R7}{R6})$$

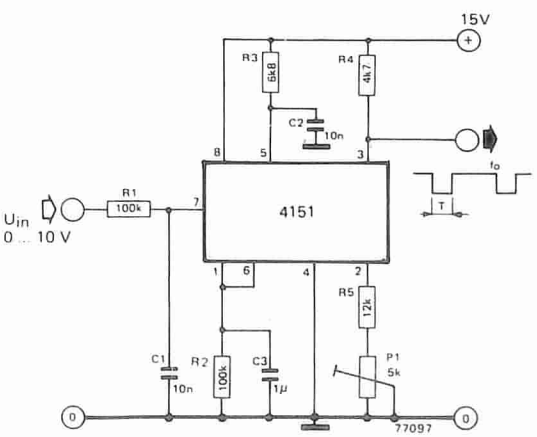
Ciò può sembrare un po' complicato, ma con i valori indicati nello schema l'intervallo corrisponde a 100 ·C 1, con C 1 espresso in microfarad. Ad esempio, se C 1 vale 1µ, l'intervallo sarà corrispondente a 100 secondi. Appare evidente dall'equazione che i tempi d'intervento possono essere variati in modo lineare sostituendo a R 2 un potenziometro da 1 M, o in modo logaritmico sostituendo con un potenziometro da, poniamo, 10 K le resistenze R 6 ed R 7.

2

convertitore tensione-frequenza

Usando solo pochi componenti e un integrato per commutazione è possibile realizzare un convertitore tensione-frequenza di ottima qualità. Con i valori indicati nello schema, il rapporto di conversione è lineare entro l'1% circa. Una tensione compresa tra zero e 10 V all'ingresso produce in uscita un'onda quadra con frequenza da zero a 10 KHz. Per mezzo del potenziometro P1 il circuito può essere regolato in modo che con tensione nulla all'ingresso si abbia frequenza nulla all'uscita. I componenti che determinano la frequenza sono i resistori R2, R3, R5, P1 e il condensatore C2.
Usando la formula indicata in figura, il rapporto di conversione del circuito può essere alterato, in modo da poter usare il dispositivo in svariate applicazioni. Quando si calcola il prodotto di T = 1,1 R3 C2 è necessario assicurarsi che esso sia sempre inferiore alla metà del periodo minimo in uscita, cioè l'impulso positivo in uscita deve essere al limite lungo quanto quello negativo.

(RAYTHEON application.)



$$\frac{f_o}{U_{in}} = \frac{0{,}486 \cdot (R5 + P1)}{R2 \cdot R3 \cdot C2} \cdot \left[\frac{kHz}{V}\right]$$

$$T = 1{,}1 \cdot R3 \cdot C2$$

3

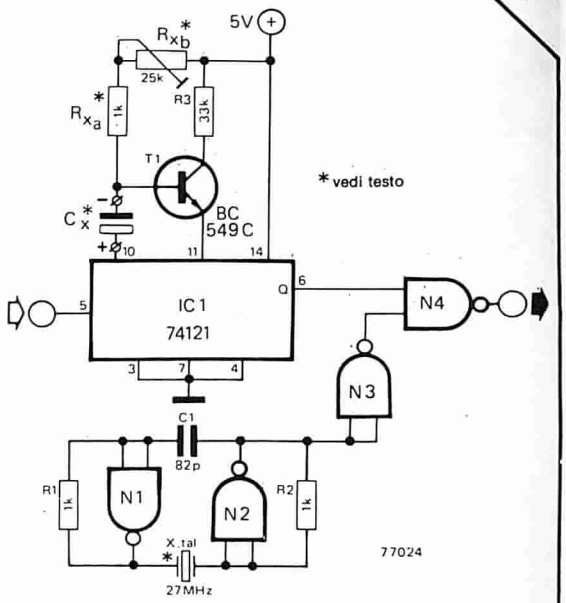
convertitore capacità-frequenza

G. Geiger

Questo semplice circuito produce un treno d'impulsi la cui frequenza (media) è direttamente proporzionale al valore del condensatore in prova. L'onda risultante può essere applicata a un frequenzimetro che indicherà così il valore di capacità in decine di picofarad.
Il circuito è costituito da un multivibratore monostabile la cui larghezza d'impulso è data da:

$$t = Cx \cdot Rx \cdot \ln 2$$

Se Rx è fissa risulta poi ovvio che t sarà proporzionale a Cx.
L'oscillatore campione impiega un normale quarzo a 27 MHz in terza armonica (banda radiocomando), ma in questo circuito esso oscilla in fondamentale, a circa 9 MHz. Il monostabile IC 1 è triggerato per mezzo degli impulsi di gate dal frequenzimetro e permette agli impulsi dell'oscillatore di giungere all'ingresso del frequenzimetro attraverso N4. Perchè il circuito possa funzionare correttamente, il periodo della porta di conteggio dovrà essere maggiore del periodo più lungo del monostabile che, con i valori indicati, è di circa 20 ms. Per quanto riguarda la taratura, si collegherà ai terminali contrassegnati "Cx" un condensatore di valore conosciuto con precisione, e il trimmer di regolazione ruotato fino al punto in cui il conteggio indichi un valore uguale alla capacità in esame, espressa in decine di picofarad; cioè, un condensatore da 10n dovrà produrre l'indicazione 1000 (non 10.000). Qualsiasi condensatore a mica argentata di valore superiore a 1000p potrà essere usato a questo scopo. Per ottenere una taratura stabile e indipendente dagli scarti di temperatura, per Rxb si dovrà impiegare un trimmer cermet multigiri di buona qualità.
Con i valori forniti, il circuito è in grado di misurare valori di capacità da 1000 pF a 1 µF. Il campo di misura può essere allargato, per misurare valori più grandi, riducendo Rx.

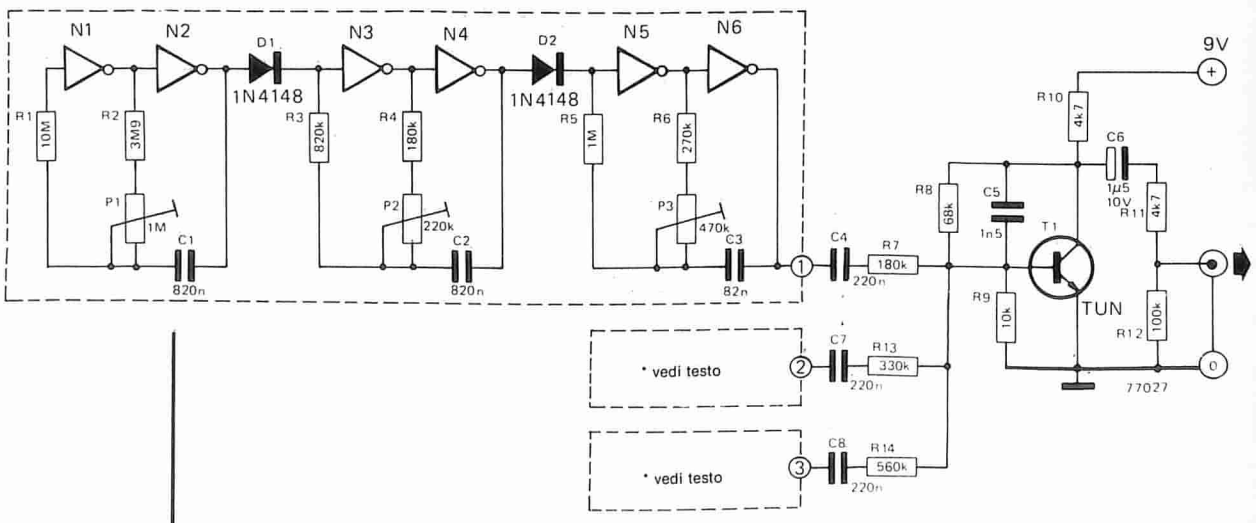


N1...N4 = IC 2 = 7400

4

spaventa-passeri elettronico

Questo circuito riproduce con buona imitazione il rumore di una mitragliatrice, effetto sufficiente a far cambiar aria al più insistente dei volatili.
Il sistema è costituito da tre oscillatori a onda quadra che impiegano invertitori CMOS, operanti a tre diverse frequenze. L'oscillatore N1/N2 pilota quello costituito da N3/N4, che a sua volta pilota N5/N6. Si ottiene che quest'ultimo produce uno scoppiettio intermittente, che conferisce al suono caratteri molto realistici. L'uscita può essere prelevata sul terminale destro di C4 e applicata ad un amplificatore audio e quindi ad un adatto altoparlante (a tenuta stagna).
Il circuito può essere impiegato anche, dagli appassionati, per produrre la sonorizzazione di sottofondo dei giochi "bellici". A questo scopo, uno stadio amplificatore-miscelatore, T1, può essere aggiunto per combinare il segnale proveniente da diversi oscillatori.



IC1 = N1 ... N6 = 4049

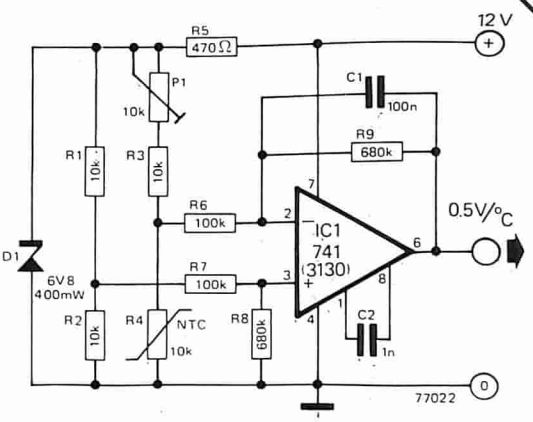
L'impiego di diversi valori di resistenza agli ingressi del mixer (R7, R13 e R14) comporta differenti amplificazioni dei segnali in ingresso, cosa che renderà possibile maggior varietà di suoni. P1, P2 e P3 verranno regolati sperimentalmente fino ad ottenere il risultato più gradevole.

5 convertitore temperatura-tensione

Questo circuito è un mezzo semplice per realizzare un termometro elettronico in grado di operare nel campo di temperatura compreso tra 0 e 24°C (32-75 °F). Esso fornisce in uscita una tensione di circa 500 mV/°C, che può essere letta su di un voltmetro opportunamente tarato in gradi.

Per rendere semplice il circuito, il sensore di temperatura è costituito da un termistore a coefficiente di temperatura negativo (NTC). Esso ha il vantaggio di possedere una resistenza con elevato coefficiente di temperatura, sfortunatamente, però, non costante, il che produce una conversione temperatura-tensione non lineare. Comunque, nel campo compreso tra 0° e 24°C la linearità è buona quanto basta per impiegare tale sonda in un semplice termometro.

L'amplificatore operazionale IC1 è connesso nella configurazione differenziale, in cui gli ingressi sono alimentati da un circuito a ponte formato dalle resistenze comprese tra R1 e R4. R1, R2, R3 e P1 formano i rami fissi del ponte, mentre R4 costituisce quello variabile. la tensione sul nodo tra R1 e R2 vale circa 3,4 V. Con l'NTC a 0°C, P1 viene regolato in modo che l'uscita dell'op-amp sia zero, ossia fino a che la tensione al nodo tra R3 e R4 valga anch'essa 3,4 V. Con l'aumentare della temperatura la resistenza dell'NTC diminuirà, facendo scendere la tensione presente ai capi della stessa, cosa che farà aumentare di livello l'uscita dell'op-amp. Se su questa non si riscontrasse esattamente il valore



di 0,5 V/°C, si potranno modificare i valori di R8 e R9, tenendo comunque presente che essi dovranno sempre essere uguali fra loro. L'IC può essere scelto tra gli op-amp "general purpose", come il 741, il 3130 o il 3140.

Nel caso si impieghi il 741, il condensatore di compensazione C2 verrà eliminato, essendo questo integrato già compensato internamente.

Praticamente, qualsiasi termistore NTC da 10 K può essere impiegato come R4; i tipi più miniaturizzati, logicamente, forniranno risposte più rapide, grazie alla loro minor inerzia termica.

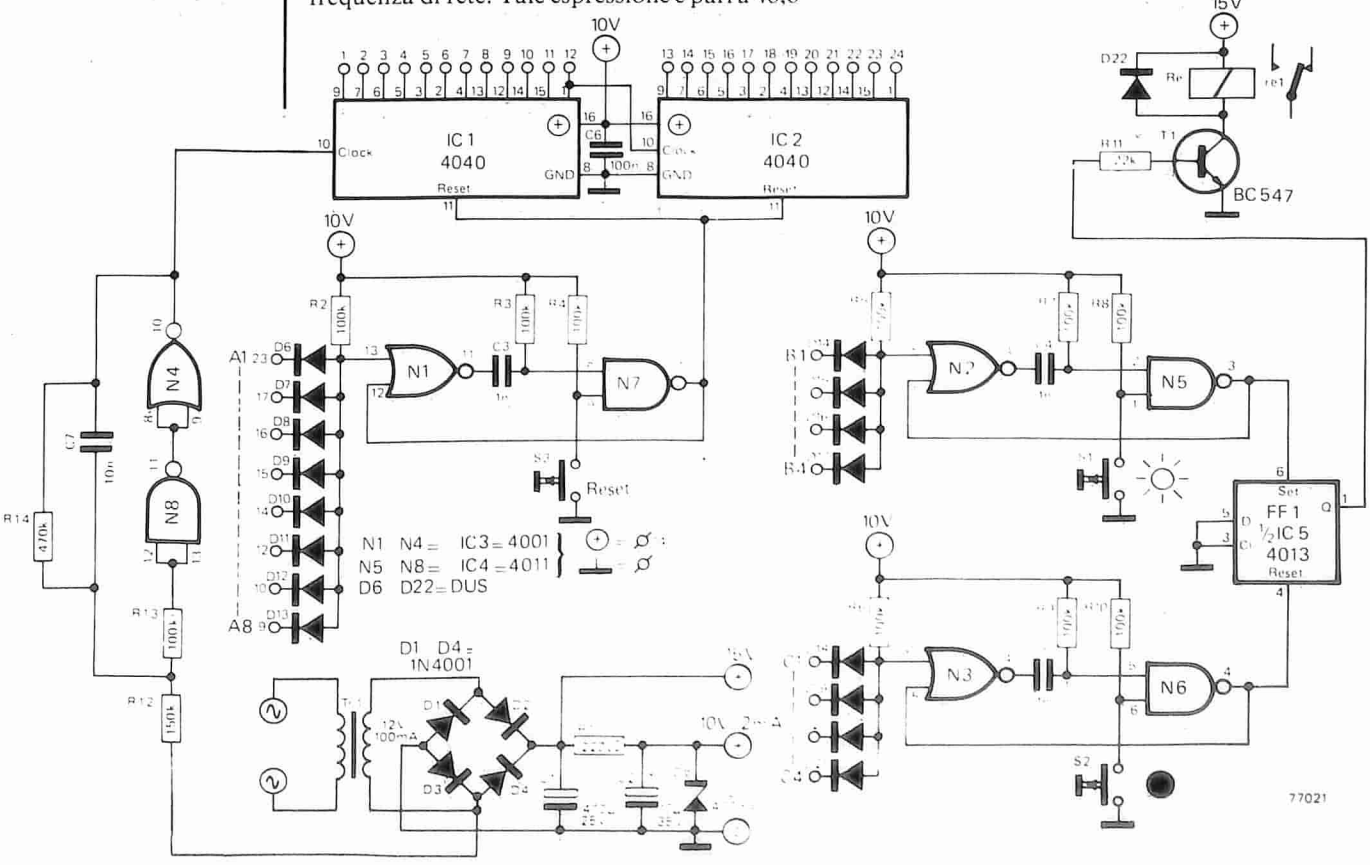
Si potranno anche impiegare tipi da 5 o 15 K; in questo caso, però, i valori di P1 e di R3 dovranno essere proporzionalmente modificati.

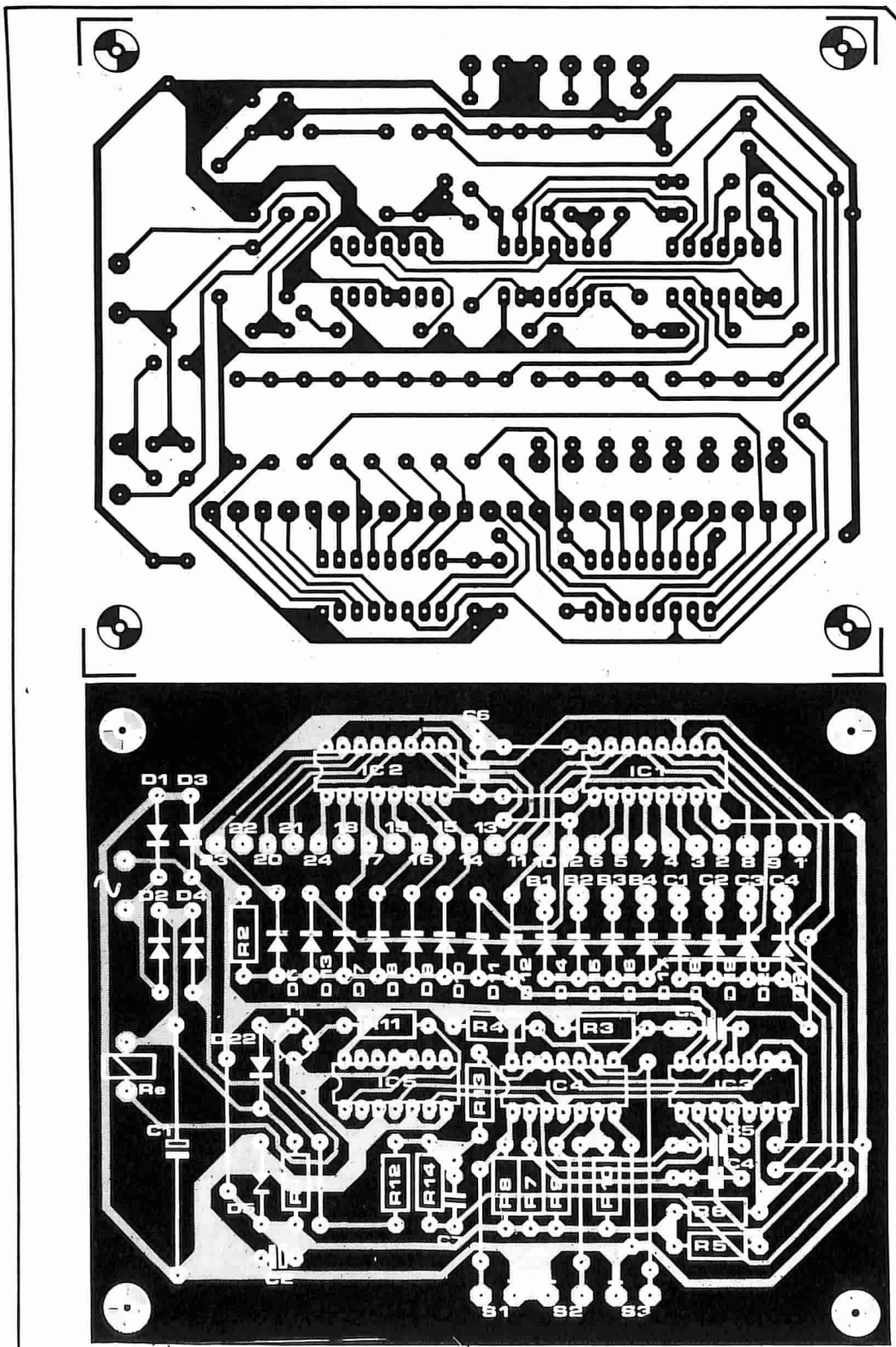
6 interruttore temporizzato multiuso

Impiegando due contatori CMOS è abbastanza semplice realizzare un versatile interruttore temporizzato. Il ciclo totale di lavoro del circuito può essere stabilito fra zero e 46,6 ore, ed esso può essere costruito in modo da accendere e spegnere il carico controllato in qualsiasi istante del ciclo.

La frequenza di riferimento per il timer è la frequenza di 50 Hz della rete. Due contatori tipo 4040 sono connessi in cascata e contano gli impulsi a 50 Hz. Ciascuno dei due integrati 4040 è un contatore di 12 bit; la parte attiva del ciclo può quindi durare al massimo $^1/_2 \times 0{,}02 \times 2^{24}$ secondi, dove 0,02 secondi è il periodo della frequenza di rete. Tale espressione è pari a 46,6 ore. Se è richiesto un periodo di tempo inferiore, è necessario che i contatori vengano resettati quando si è raggiunta la cifra di conteggio voluta. Ad esempio, supponiamo che il periodo di tempo desiderato sia 24 ore. Il contatore deve allora contare fino a $24 \times 60 \times 60 \times 50 \times 2 = 8640000$, che scritto in binario risulta 100000111101011000000000. Quando, in questo numero, appare un "1", l'uscita del contatore corrispondente viene connessa ad uno degli ingressi della porta AND, formata dai diodi da D6 a D13.

Quando viene raggiunto il conteggio desiderato, queste uscite saranno tutte contemporanea-



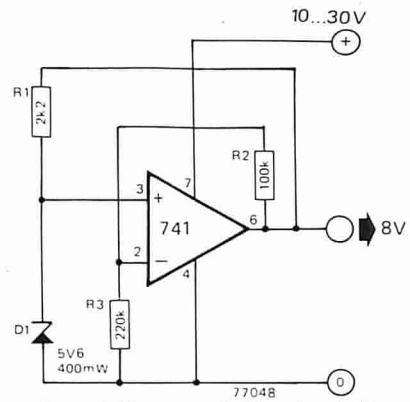


mente a livello alto, per cui il monostabile N1/N7 verrà triggerato e fornirà un impulso di reset al contatore. E' previsto, in aggiunta, un pulsante per il resettaggio manuale.
Qualsiasi altro ciclo desiderato, anche più lungo del massimo prima indicato, può essere ottenuto; ovviamente alcuni conteggi richiederanno più o meno diodi nella porta AND.
I tempi d'inserzione o disinserzione dell'apparecchio da controllare sono determinati nel medesimo modo.
Gli equivalenti binari dei tempi "acceso-spento" vengono prima calcolati; si connettono quindi le opportune uscite del contatore agli ingressi AND, da B1 a B4 per i tempi "acceso", e da C1 a C4 per quelli "spento". All'accensione, viene triggerato il monostabile N2/N5; ciò dispone il flip-flop FF 1 per l'attivazione di T1, che fà scattare il relé. Allo spegnimento, viene triggerato il monostabile N3/N6, che resetta FF1. L'apparato è dotato anche di comandi manuali. Se si vogliono comandare diversi circuiti con differenti tempi "acceso-spento" N2, N3, N6, FF1 e T1 verranno ripetuti per quante volte necessiterà.
Un inconveniente di questo circuito è che, all'inizio, esso deve essere resettato nell'ora in cui si vuole che inizi il ciclo di temporizzazione; cioè, esso non possiede un preselettore di tempo, per cui nel caso, ad esempio, di una temporanea mancanza di tensione di rete, sarà necessario attendere, per resettare il circuito, il momento esatto in cui si vuole che il ciclo abbia inizio. Per questa ragione è opportuno scegliere il momento d'inizio del ciclo di temporizzazione ad un'ora conveniente: al mattino, ad esempio, o alla sera.
Per rendere l'ingresso di clock del contatore meno sensibile agli impulsi spurii sovrapposti alla sinusoide di rete, è buona cosa impiegare per IC4 un 4093, che contiene quattro porte NAND a trigger di Schmitt.

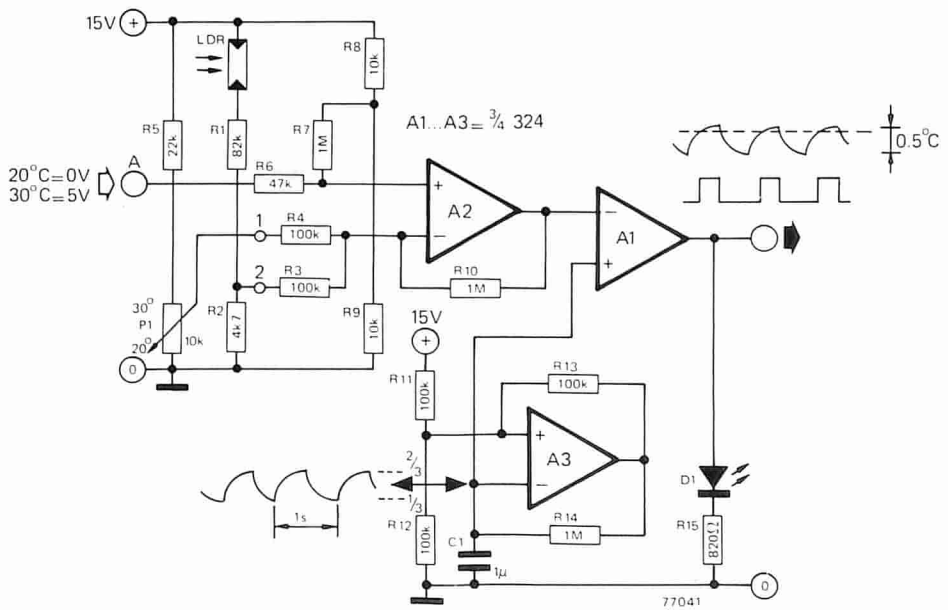
7 super zener

Questo circuito è dedicato alla produzione di una stabile tensione di riferimento per apparecchi a batteria, progettati per funzionare con un minimo consumo di corrente.
Malgrado il fatto che nello zener scorra solamente 1 mA, la tensione in uscita fluttua meno di 1 mV per una variazione della tensione d'ingresso da 10 a 30 Volts.
La tensione di riferimento dello zener viene applicata all'ingresso non-invertente di un amplificatore operazionale 741; il valore della tensione in uscita corrisponde alla tensione di zener moltiplicata per il guadagno dell'amplificatore; ovvero: $Vo = Vz \cdot \frac{R2 + R3}{R3}$

Ciò comporta due vantaggi. Prima di tutto, è possibile usare uno zener a basso coefficiente di temperatura (5,6 V) per produrre qualsiasi tensione stabilizzata: basterà semplicemente variare il guadagno dell'amplificatore. In secondo luogo, poichè l'ingresso dell'amplificatore preleva dallo zener una corrente insignificante, il diodo di riferimento necessiterà solo di una piccola corrente di alimentazione. Poichè la resistenza dello zener non influisce sulla tensione in uscita, la corrente che lo attraversa dovrà essere molto costante. Ciò si ottiene prelevando l'alimentazione dello zener dall'uscita dell'amplificatore operazionale, per mezzo di R1. La corrente di zener è $\frac{Vo - Vz}{R1}$, per cui R1 verrà scelta in modo da ottenere una intensità di circa 1 mA. L'uscita dell'op-amp può fornire correnti superiori a 15 mA.
Usando questo circuito si dovrà tener presente che la tensione di alimentazione dovrà essere superiore di almeno 2V a quella voluta all'uscita.



8 termostato



Anche se, in origine, questo circuito è stato progettato per mantenere a temperatura costante l'acqua di un acquario, esso può essere utilizzato con successo per molti altri impieghi.
Qui si descriverà solo la sezione di controllo del termostato. Per essere completo, l'apparecchio richiederà, in aggiunta, un sensore di temperatura e un relé a triac in grado di applicare a un elemento riscaldante la tensione di alimentazione. Un semplice misuratore di temperatura, con sensore NTC, è descritto in altra pagina di questa stessa rivista. Ciò vale anche per il circuito del "relé a triac", che triggera l'inserzione o il disinserimento dell'alimentazione a "tensione 0" (cioè quando la tensione e la corrente del carico sono molto piccole; con ciò si previene l'insorgere di interferenze r.f. e l'usura di contatti mobili).
Il termostato funziona nel modo seguente: la temperatura dell'acqua viene rilevata dal sensore (NTC, diodo, ecc.) fissato esternamente al vetro dell'acquario con un pezzo di nastro adesivo. Poichè per il circuito di controllo vengono utilizzati solo tre amplificatori, quello restante potrà essere usato per la realizzazione del termometro a NTC. La tensione fornita da quest'ultimo viene comparata, in A2, con quella impostata da P1 più la LDR, poi amplificata per un fattore 10. La tensione amplificata viene poi comparata, in A1, con quella ad onda triangolare prodotta da A3. Il risultato è, in uscita, un'onda quadra che triggera il circuito del triac per periodi più o meno lunghi.

La temperatura desiderata può essere fissata per mezzo di P1. Il circuito contiene anche un altro ingresso, sensibile alla luce. Esso ha per scopo l'innalzamento della tensione di riferimento, così da permettere all'acquario di diventare più caldo durante il giorno. Con i valori dei componenti indicati a schema, l'aumento di temperatura (che comunque dipende da R1 e R2) è di circa 2°C. Volendo, la LDR può anche essere omessa.

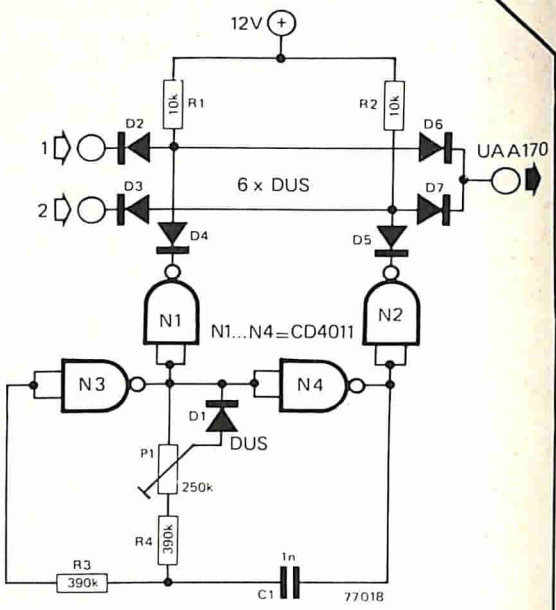
Il valore di 15V per la tensione di alimentazione non è critico e, purchè ben livellato, non richiede stabilizzazione. L'assorbimento del circuito è di 3 mA, che salgono a 6 quando la luce colpisce l'LDR, e a 15 quando si accende il LED all'uscita.
Una certa attenzione dovrà essere dedicata alla sicurezza del circuito. Per questa ragione il resistore NTC sarà collocato all'esterno della vasca ed il relé a triac verrà connesso per mezzo di un opto-isolatore, così da evitare collegamenti diretti tra l'ingresso e la rete.

9

economizzatore per l'UAA 170

Il circuito Siemens UAA 170 è un voltmetro che provoca l'accensione, in una colonna di 16 LED, di uno di questi diodi, a seconda della tensione applicata al suo ingresso. Lo scopo che si propone questo circuito è di usare al massimo delle sue possibilità un singolo UAA 170 in quelle applicazioni in cui non è richiesta una soluzione tale da giustificare l'impiego di tutti e 16 i LED. Per esempio, se è sufficiente una colonna di 8 LED, un singolo UAA 170 potrebbe pilotarne due, che indicherebbero il livello di due tensioni indipendenti all'ingresso. I LED dall'1 all'8, connessi all'uscita dell'UAA 170, potrebbero dar luogo ad un canale d'informazioni; quelli dal 9 al 16 ad un secondo.

Le due tensioni all'ingresso verranno applicate alternativamente all'UAA 170 da un commutatore elettronico analogo a quello per la commutazione del raggio di un oscilloscopio. Esso consiste in un multivibratore astabile e in due "buffer" invertenti che pilotano due commutatori a diodi. Quando l'uscita di N1 è alta, la tensione all'ingresso 1 può passare all'uscita, ma l'uscita di N2 è bassa e gli anodi di D3 e D7 sono mantenuti a circa 0,6 V da D5; così la tensione all'ingresso 2 non può apparire all'uscita. Quando l'uscita di N2 è alta, logicamente accade il contrario. Perchè il circuito possa funzionare, le due tensioni non devono mai sovrapporsi; ad esempio, se l'ingreso 1, che provoca l'accensione dei LED da 1 a 8, copre un campo da zero a 5 V, l'ingresso 2 dovrà coprire quello da 5 a 10 V. Ciò è facilmente ottenibile applicando la tensione all'ingresso 2 attraverso il "level shifter" descritto su questa stessa rivista. L'unica altra limitazione consiste nel fatto che all'ingresso 2 non si dovranno mai applicare



tensioni superiori a 11,4V, poichè questo è il massimo voltaggio manipolabile dal commutatore di canali.

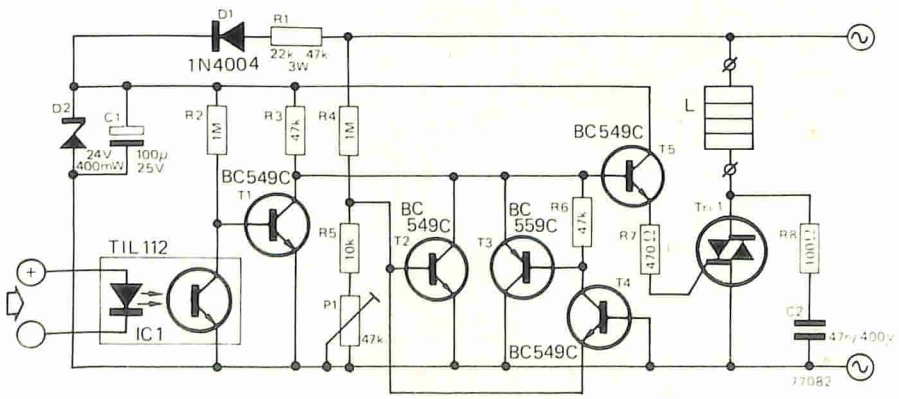
L'impedenza d'ingresso di ciascun canale è di 10 K, ed è determinata da R1 e R2; se si rendesse necessaria un'impedenza più elevata, si ricorrerà ad uno stadio adattatore. P1 regola la durata del ciclo del multivibratore astabile e quindi la relativa luminosità delle due serie di LED. In alcuni casi può essere necessario invertire le connessioni di D1 per riuscire ad ottenere il campo di regolazione atto a produrre uguale luminosità su entrambi i canali.

10

relé a triac

Per ridurre al minimo la possibilità di provocare interferenze, i triac devono essere triggerati vicino al punto zero dell'onda della tensione di rete. Esistono parecchi integrati costruiti per scopo, ma sono costosi e spesso difficili da reperire.

Poichè questi IC abbisognano di diversi componenti esterni per funzionare, una versione di un simile circuito, utilizzante componenti discreti, non occuperà molto più spazio e sarà



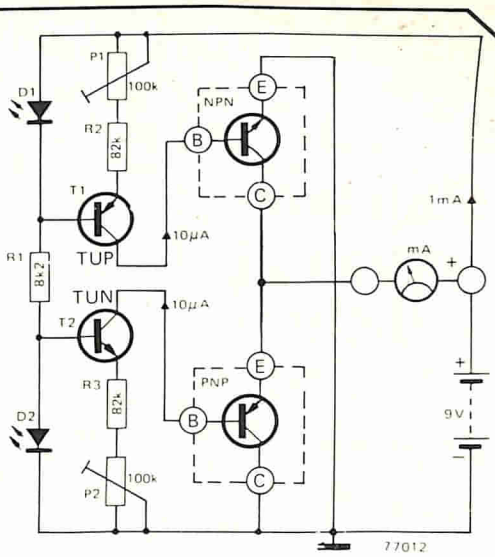
senz'altro meno costosa. La tensione di alimentazione di rete viene rettificata da D1 per ottenere una corrente continua a 24 V.

L'ingresso di controllo viene connesso per mezzo di un opto-isolatore, che separa i circuiti di pilotaggio dalla rete. Quando ad esso non viene applicata nessuna tensione, il LED è spento, il fototransistor è interdetto e T1 è in conduzione. T5 è anch'esso in interdizione, perciò il triac non potrà innescarsi. Quando è presente un segnale di comando, il LED si accende e T1 passa in interdizione. Il comparatore di tensione formato dai transistor da T2 a T4, a questo punto, raffronterà una parte della forma d'onda, presente al partitore di tensione R4, R5, P1, con il riferimento a zero volt sulla base di T4. Nell'istante in cui l'onda passa per il punto zero, il comparatore manda in conduzione T5, che innesca il triac. La durata dell'impulso di sincronismo può essere variata fino ad un massimo di 1,5 per mezzo di P1 (750 µs sopra e sotto al punto zero); è essenziale che, alla fine di questo tempo, la corrente assorbita dal carico sia già superiore a quella occorrente per mantenere il triac in conduzione, altrimenti esso può disinnescarsi al termine dell'impulso di sincronismo. Ciò comporta una limitazione nei confronti della minima corrente di carico che il circuito dovrà controllare; essa dipenderà dalla corrente di mantenimento del triac adottato. La corrente massima di carico sarà anch'essa determinata dalle caratteristiche del triac.

Con R1 = 47 K, quando il circuito manda l'impulso di trigger la tensione d'alimentazione scende da 24 V a valori compresi tra 10 e 20 V, in dipendenza dalla durata dell'impulso di sincronismo; la corrente d'innesco (gate current) del triac sarà compresa tra 18 e 40 mA. Essa potrà essere aumentata riducendo il valore di R1. Poichè ai capi di R1 è virtualmente presente per intero la tensione di rete, per sicurezza (e affidabilità) sarà opportuno ottenere R1 da due serie di resistori, ed è consigliabile comportarsi generosamente nei riguardi del loro vantaggio. Anche se con R1 = 22K la dissipazione è di un solo watt, è consigliabile impiegare, per maggior affidabilità, resistori da 3W.

11 semplice prova transistor

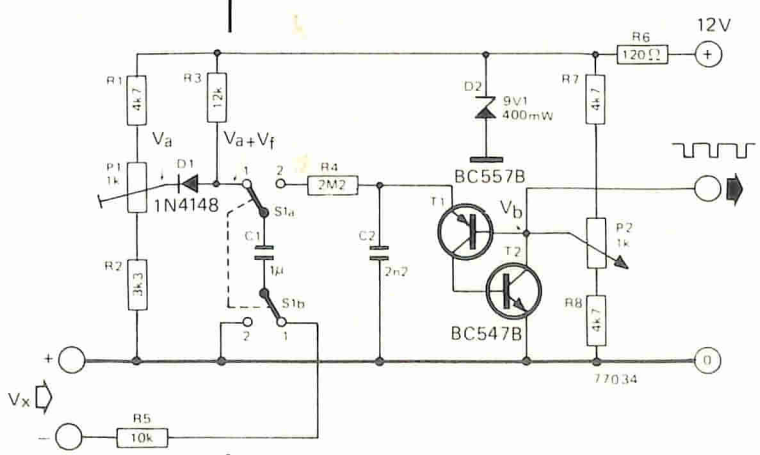
Questo semplice circuito controlla il funzionamento e misura il guadagno in corrente (hFE) dei transistor bipolari PNP e NPN. Esso opera applicando alla base del transistor una corrente costante conosciuta e misurando quindi la corrente di collettore. Poichè, in un transistor che non sia in saturazione, essa vale la corrente di base (conosciuta) moltiplicata per l'hFE, è semplice calcolare il valore del medesimo, ed infatti lo strumento che misura la corrente di collettore può essere calibrato direttamente in hFE.
Poichè dovranno poter essere controllati transistor sia PNP che NPN, si rendono necessarie due sorgenti di corrente costante, una negativa per l'alimentazione della base dei PNP e l'altra positiva, per quella degli NPN. La caduta di tensione ai capi del LED provoca lo scorrimento di una corrente costante attraverso la resistenza di emettitore del TUP, ed una corrispondente costante corrente di collettore, che scorrerà quindi nella base del transistor NPN in esame. Questa corrente potrà essere regolata a 10 µA connettendo uno strumento da 50 µA ai punti B ed E, indi ruotando P1. L'altro LED ed il TUN, riportati più in basso nello schema, costituiscono la sorgente di corrente negativa. Anche in questo caso, essa potrà essere regolata in modo che fornisca 10 µA collegando ai rispettivi punti B ed E un microamperometro e ruotando P2.
Quando un transistor viene inserito nell'appropriato zoccolo, nella sua base scorrerà una corrente di 10 µA, per cui una corrente più intensa di tante volte quanto è il valore dell'hFE scorrerà nel milliamperometro. La deflessione a fondo scala dell'indice del milliamperometro dipende dal valore massimo di hFE da misurare. Poichè la corrente di collettore corrisponde alla corrente di base (0,01 mA) moltiplicata per l'hFE, una lettura di 1 mA corisponde a un hFE di 100, per cui se si impiegherà un milliamperometro da 5 mA f.s., esso potrà essere calibrato



in valori di hFE da zero a 500, campo adeguato alla maggior parte dei transistor. Logicamente, per provare transistor per piccoli segnali, versione "C", che possono avere guadagni superiori a 800, potrà essere usato un milliamperometro da 10 mA f.s. calibrato da 0 a 1000; oppure si potrà impiegare uno strumento a fondo scala inferiore, shuntato in modo da poter leggere 8 mA f.s. e calibrato da 0 a 800. I lettori possono aver notato che, in realtà, viene misurata la corrente di emettitore, che ovviamente vale (1 + hFE) volte la corrente di base. Però poichè solo pochi transistor possiedono guadagni inferiori a 50, il massimo errore introdotto da questa disposizione sarà inferiore al 2%, valore molto probabilmente più piccolo di quello dovuto al milliamperometro stesso.
Nota: l'uso dei LED come diodi regolatori per sorgenti a corrente costante è descritto in altre pagine di questa stessa rivista.

12 convertitore A/D

Questo circuito genera un numero di impulsi direttamente proporzionale ad una tensione negativa in ingresso. La conversione si realizza in due stadi. Con S1 in posizione 1 il condensatore C1 si carica fino a che la tensione ai suoi capi sarà Va + Vf + Vx, dove Va è la tensione al cursore di P1, Vf è quella di conduzione di D1 e Vx rappresenta la tensione (negativa) presente all'ingresso.

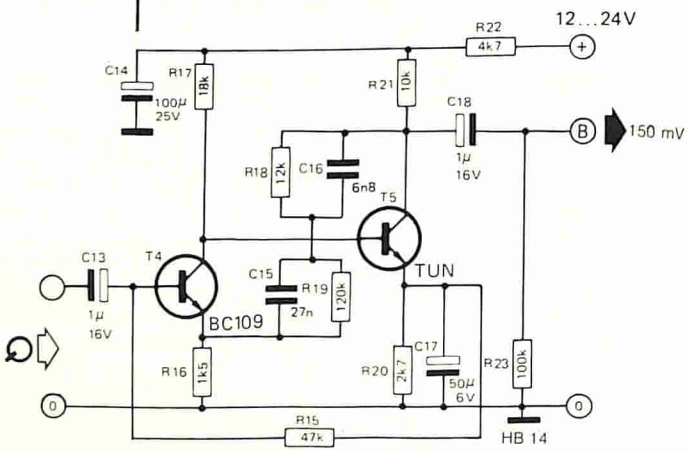


S1 viene poi commutato in posizione 2; in questo modo questa tensione verrà applicata sul terminale, a sinistra nello schema, di R4.
C2 verrà caricato da C1 attraveso R4, finchè la tensione sull'emettitore di T1 sarà uguale a Vb + VbeT 1; a questo punto T1 entrerà in conduzione. Poichè T1 e T2 sono connessi in configurazione thyristor-tetrodo, essi entreranno entrambi decisamente in conduzione e C2 si scaricherà rapidamente fino al valore VbeT 1. Poi C2 verrà ricaricato da C1 finchè T1 non inizierà di nuovo a condurre. Ad ogni ricarica di C2, C1 perderà una carica Δ Q corrispondente a Vb · C2.
Questo ciclo si ripeterà finchè la tensione di C1 sarà scesa sotto il valore Vb + VbeT 1, che impedirà a T1 di condurre ancora.
Se P1 e P2 verranno regolati in modo che Va + Vf = Vb + VbeT 1, la precedente condizione si verificherà logicamente quando la tensione di C1 sarà scesa al valore di Va + Vf, cioè quando la parte di d.d.p. ai terminali di C1 dovuta alla tensione Vx, applicata all'ingresso, sarà stata dissipata.
Il numero di impulsi che compaiono sul collettore di T2 sarà quindi proporzionale a questa tensione. Poichè C1 perde la carica Δ Q ad ogni impulso, il numero totale di questi sarà ovviamente dato da: $N = \frac{Qx}{\Delta Q}$
dove Qx è la carica in C1 dovuta a Vx, che corrisponde a C1 Vx.
Quindi: $N = \frac{C1}{C2\ Vb} \times Vx$
Con i valori dei componenti indicati, il fattore di conversione corrisponde a circa 100 impulsi per Volt.
(da "Electronic Engineering", Settembre 1976).

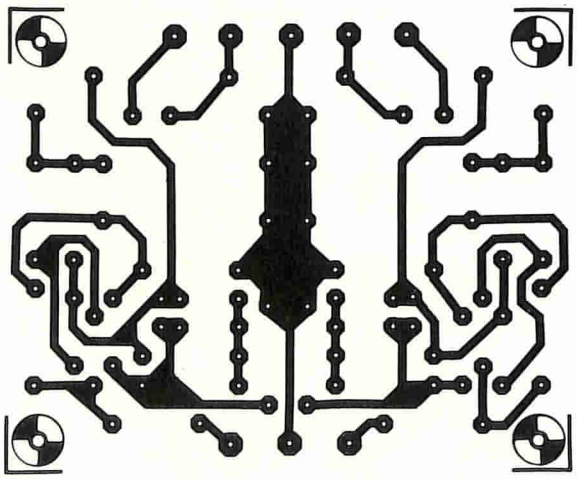
13

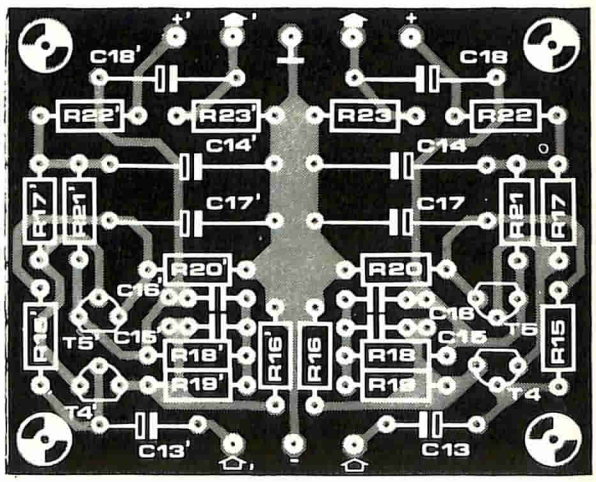
austereo: preamplificatore fono

Il preamplificatore fono, di cui è rappresentato un solo canale, incorpora l'equalizzazione necessaria per correggere secondo la curva di riproduzione RIAA il segnale fornito dalla testina magnetica, ed inoltre eleva il livello del segnale ad un valore tale da poter pilotare correttamente il preamplificatore vero e proprio.
Il circuito consiste in un amplificatore di tensione a due stadi, formato da T_4 e T_5, con la rete di equalizzazione in controreazione tra il collettore di T_5 e l'emettitore di T_4; questa rete è composta da R_{18} R_{19} C_{15} C_{16}.
La reazione in continua e la polarizzazione di T_4 è data da R_{15}.
Il circuito del preamplificatore fono andrebbe montato di preferenza nel mobiletto del giradischi, poichè altrimenti la capacità del cavo di collegamento tra testina e preamplificatore potrebbe formare, insieme alla induttanza interna della testina, un circuito risonante LC; se tale risonanza giacesse all'interno dello spettro udibile causerebbe un picco nella risposta in frequenza.
Se ovviamente i costruttori della testina indicano una capacità di carico ottimale, questo dovrebbe essere il valore da usare.
Un'altra buona ragione per montare il circuito all'interno del giradischi è quella di tenerlo lontano dal campo magnetico prodotto dal trasformatore di alimentazione; infatti il flusso disperso dal motore del piatto è di norma molto minore di quello generato da un normale trasformatore.
Si può in ultimo notare come la disposizione dei componenti sia simmetrica.



Resistori:	Semiconduttori:	Condensatori:
R15 = 47 k	C13 = 1 µ/16 V	T4 = BC 109
R16 = 4 k 7	C14 = 100 µ/25 V	T5 = TUN
R17 = 100 k	C15 = 6n8	
R18 = 47 k	C16 = 2n2	
R19 = 820 k	C17 = 50 µ/6 V	
R20 = 2 k 7	C18 = 1 µ/16 V	
R21 = 10 k		
R22 = 4 k 7		
R23 = 100 k		

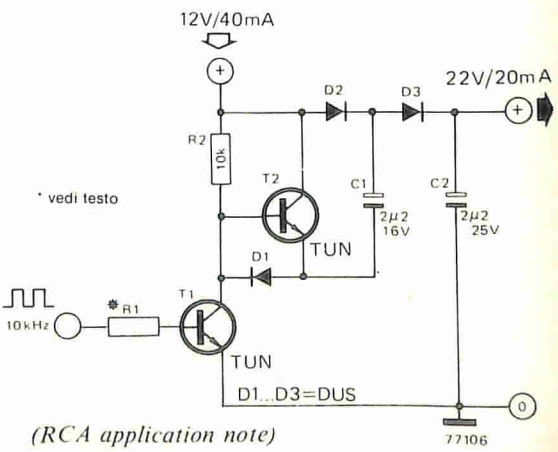




14

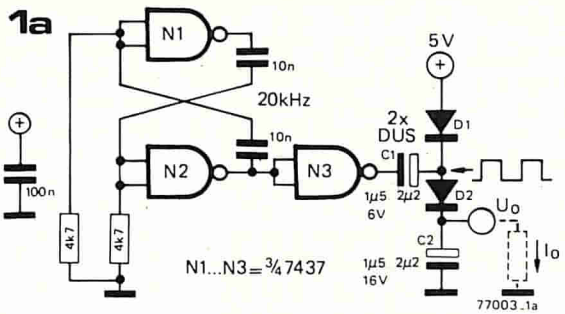
duplicatore di tensione a due TUN

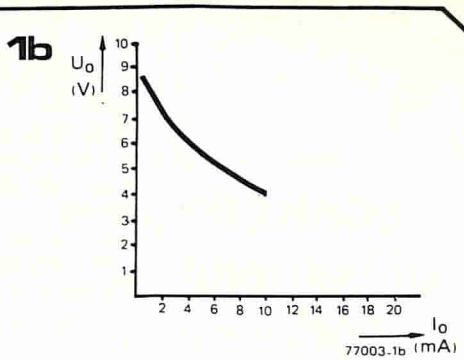
Questo piccolo circuito è in grado di fornire in uscita una tensione continua pressochè doppia di quella di alimentazione. E' necessaria, all'ingresso, un'onda quadra di sufficiente ampiezza, onde portare T1 Alternativamente in interdizione e in saturazione.
Quando T1 conduce, C2 viene caricato a livello appena inferiore alla tensione di alimentazione. Quanto T1 è interdetto, T2 inizia a condurre e fa salire la tensione al terminale negativo di C2 fino ad un valore di poco inferiore a quello della tensione positiva di alimentazione.
Ciò comporta l'innalzamento della tensione al terminale positivo di C2, fino a valori pressochè corrispondenti al doppio della tensione di alimentazione, per cui C3 risulta caricato, in definitiva, a questo livello.
Il circuito possiede un'efficienza notevole: la corrente assorbita dall'alimentazione è solo trascurabilmente maggiore del doppio di quella disponibile in uscita. Nell'esempio mostrato, l'efficienza è del 90% circa.
Il valore di R1 dipende dall'ampiezza dell'onda quadra in ingresso: T1 richiede una corrente di base compresa tra 0,5 e 1 mA.

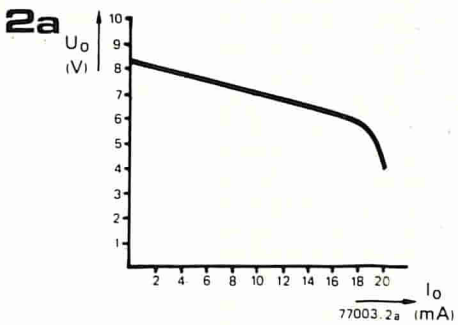


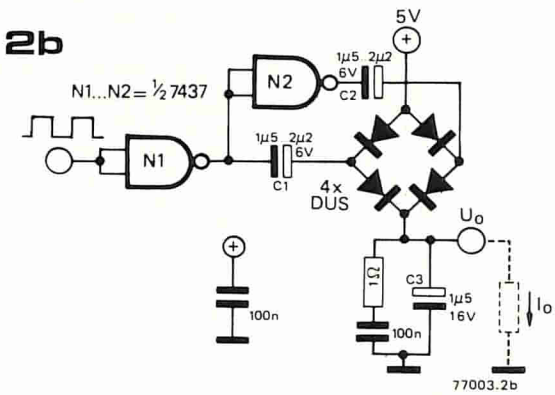
(RCA application note)

15 duplicatore di tensione TTL









Questo duplicatore di tensione può essere impiegato in circuiti che hanno alimentazione di soli 5 V quando è richiesta una tensione più elevata con corrente più modesta.

La figura 1a illustra il circuito di base, che impiega tre delle porte di un 7437, contenente 4 porte NAND "buffer" a due ingressi. N1 e N2 sono connessi a multivibratore astabile con frequenza di lavoro pari a 20 KHz; l'uscita di N2 pilota N3, che agisce da separatore tra il multivibratore astabile e il circuito duplicatore.

Quando l'uscita di N3 è bassa C1 si carica attraverso D1 e N3 a circa + 4,4 V. Quando l'uscita di N3 passa ad alto, la tensione al terminale positivo di C1 vale circa 9 V, per cui C1 si scarica attraverso D2, in C2. Se da quest'ultimo non viene prelevata alcuna corrente, esso si potrà caricare fino a + 8,5 V. Logicamente il prelievo di correnti di una certa rilevanza faranno rapidamente crollare la tensione in uscita, come è visibile in figura 1 b.

Una miglior regolazione della tensione in uscita (vedi figura 2a) può essere ottenuta usando il circuito push-pull di figura 2 b.

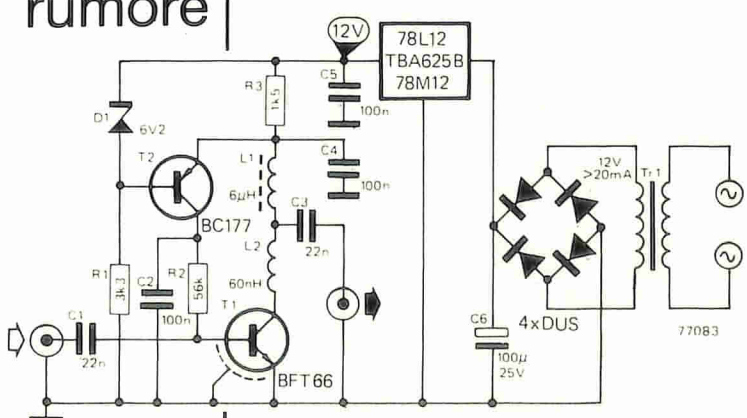
Esso viene pilotato dallo stesso astabile di figura 1b. Mentre l'uscita N1 è bassa e C1 sta caricandosi, l'uscita N2 è alta e C2 si scarica in C3, e viceversa. Poichè C3 è caricato in continuazione, la regolazione della tensione in uscita è di molto migliorata.

16 amplificatore d'antenna VHF a basso rumore

Questo semplice amplificatore d'antenna può essere impiegato per rinforzare il livello di deboli segnali FM. Fornisce un guadagno di 22 dB e una figura di rumore estremamente ridotta (1,6 dB), per cui non peggiora in modo inopportuno il rapporto segnale/rumore.

L'amplificatore è costituito dal singolo transistor T1, un BFT 66 a basso rumore, operante in configurazione a emettitore a massa.

La polarizzazione di base è fornita dalla sorgente a corrente costante T2, che stabilizza il punto di lavoro.



Il valore di L1 è nominalmente di 6 µH, comunque può essere impiegato qualsiasi valore standard di impedenza R.F. simile (5,6 o 6,8).

L2 è una bobina autocostruita, costituita da 5 o 6 spire di filo di rame smaltato da 0,25 mm (33 SWG). Si avvolgerà quest'ultimo su di un supporto di 5 mm di diametro, che verrà poi rimosso; la bobina del tipo autoparlante avvolto in aria, verrà poi stirata fino ad una lunghezza complessiva di circa 10 mm.

Costruendo il preamplificatore si dovrà avere cura di tenere tutti i terminali dei componenti i più corti possibile per evitare capacità ed induttanze vaganti. Il circuito dovrà poi essere alloggiato in una scatola metallica schermante; il tutto verrà montato il più vicino possibile all'antenna.

L'impiego di un regolatore di tensione a circuito integrato comporta il vantaggio di una maggior affidabilità e compattezza. Comunque, non riuscendo a reperire tale integrato, esso potrà essere sostituito da un semplice circuito: un resistore da 680 Ω collegato tra C5 e C6; in parallelo a C5, un diodo zener da 12V/400 mW e un condensatore elettrolitico da 10 µ/16V.

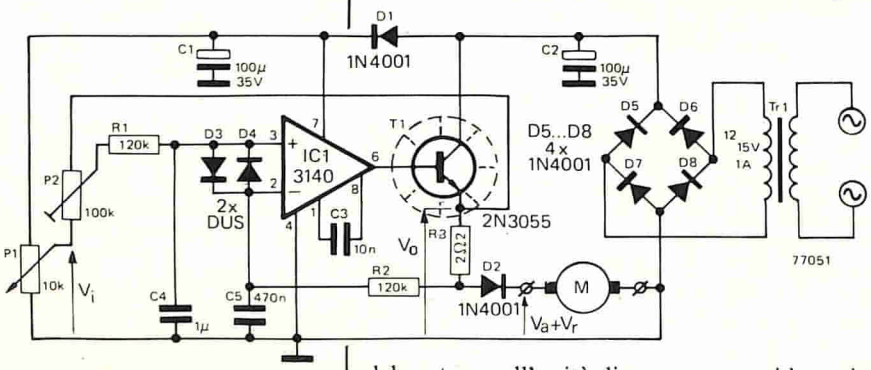
Caratteristiche

Campo di frequenza amplificabile	1 MHz ÷ 300 MHz
Guadagno	22dB
Figura di rumore	1,6 dB
Impedenza d'ingresso e d'uscita	60 Ω
Tensione d'alimentazione	+ 12 V
Corrente assorbita	4 mA

(Rif: specifiche Siemens del transistor BFT 66).

17 controllo di velocità per modellini

Il difetto della maggior parte dei più semplici regolatori di velocità per modellini di treni o di automobili, consiste nel fatto che l'alimentazione non è stabilizzata. Di conseguenza la velocità non rimane costante, così che il modello rallenta in salita ed accelera in discesa. Inoltre, nel caso di modelli di treno, per ottenere una particolare velocità desiderata, è necessario riposizionare la manopola di controllo tutte le volte che si cambia il carico trascinato dalla motrice. Il circuito qui descritto elimina questi problemi rilevando la velocità del rumore e rendendola costante e ripetibile per ogni posizionamento del comando di controllo, indipendentemente dal carico; è in grado di funzionare con la maggior parte dei modelli dotati di motorini elettrici a corrente continua equipaggiati con magnete permanente. La tensione ai terminali di un motore elettrico è la risultante di due componenti: la forza controelettromotrice generata dal motore stesso e la tensione applicata alla resistenza costituita dal rotore. La forza controelettromotrice è proporzionale al numero di giri



del motore nell'unità di tempo, per cui è possibile valutare appunto la velocità di rotazione misurando questa forza c.e.m.; il problema è riuscire a separarla dalla tensione presente ai capi del rotore. Se si connette in serie al motore un resistore esterno, poichè sia attraverso questo che nella resistenza del rotore scorrerà la stessa corrente, la caduta di tensione sulla resistenza in serie sarà proporzionale a quella sulla resistenza dell'avvolgimento del motore. In pratica, quando le due resistenze si equivalgono, anche le due tensioni risulteranno identiche, per cui si potrà sottrarre dalla tensione ai capi del motore il valore presente ai capi della resistenza aggiunta, ottenendo con ciò il valore della forza controelettromotrice. Il circuito misura continuamente quest'ultima e regola la corrente nel motore in modo che, per una data posizione del comando, la forza controelettromotrice, e quindi la velocità del motore, rimangano costanti. Per semplificare la descrizione del circuito, consideriamo P2 regolato a metà corsa e R3 uguale alla resistenza del motore. La tensione ai capi del motore è la somma della forza controelettromotrice Va e la tensione applicata alla resistenza interna Vr. Poichè una tensione Vr è applicata anche a R3, la tensione risultante Vo sarà uguale a Va + 2 Vr. La tensione presente sull'ingresso invertente di IC 1 è Va + Vr; quella applicata all'ingresso non-invertente sarà

$$Vi + \frac{Va + 2\,Vr - Vi}{2}$$

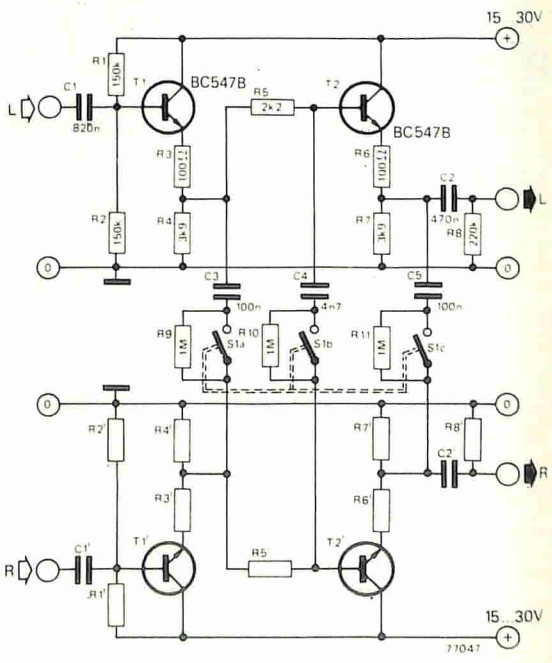
Queste due tensioni si equivalgono cioè

$$Va + Vr = Vi + \frac{(Va + 2\,Vr - Vi)}{2}$$

Semplificando, si ottiene che Va = Vi, che significa che la forza controelettromotrice sarà sempre uguale alla tensione di comando, così che il motore girerà, per una data regolazione del comando di velocità P1, a numero di giri costanti. P2 è stato inserito per compensare il fatto che R3 non può essere identica alla resistenza del rotore; esso varierà la controreazione applicata all'ingresso invertente. Per tarare il circuito si farà funzionare un modellino e si regolerà P2 finchè la velocità rimarrà perfettamente costante malgrado il variare del carico e dell'inclinazione del percorso. Se P2 verrà ruotato troppo verso il terminale opposto a P1, il modello rallenterà in salita; al contrario, se P2 sarà girato troppo nell'altro senso, esso aumenterà la velocità. Se si vorrà usare questo comando con diversi modelli differenti, questi ultimi dovranno logicamente essere equipaggiati dallo stesso tipo di motore, altrimenti, per ogni modello, occorrerà ritarare il tutto. Il transistor finale T1 dovrà essere dotato di un dissipatore termico da 4°C/Watt circa.

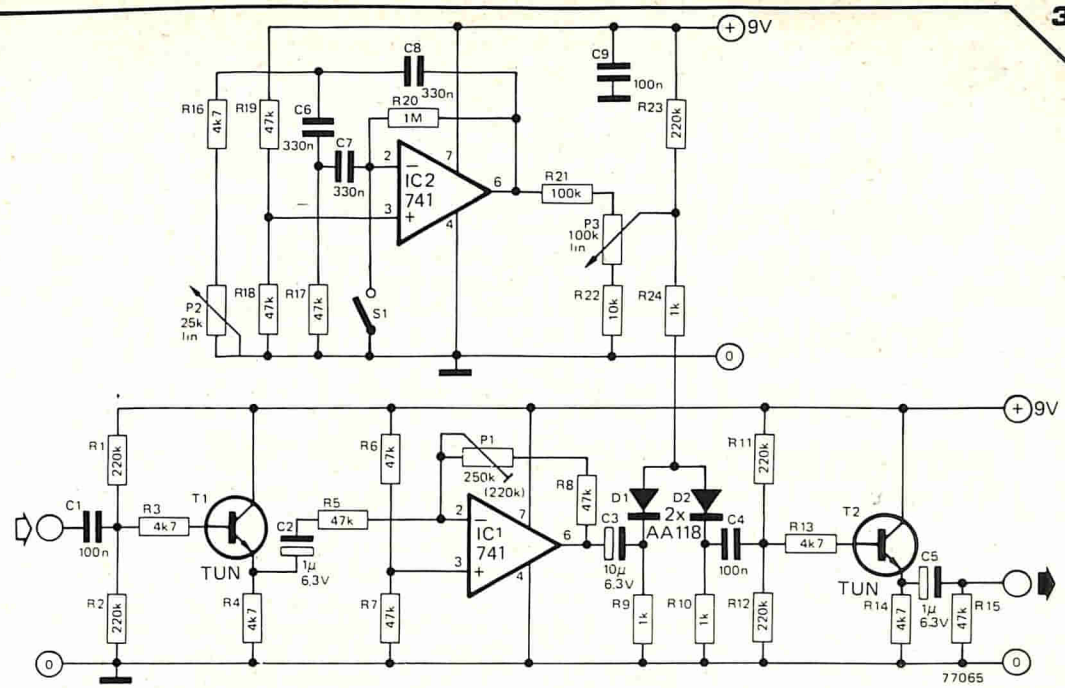
18 filtro di rumore stereo

Il rapporto segnale-disturbo nella ricezione di radiodiffusioni stereo in FM è peggiore di quanto non lo sia nelle ricezioni mono. Ciò vale soprattutto per i segnali deboli; infatti, in questo caso, commutando il ricevitore da stereo a mono si riesce a ridurre il livello del rumore. Questo accade perchè il disturbo sul canale sinistro è in controfase rispetto a quello sul canale di destra. Commutando su "mono", i segnali dei due canali si sommano, quindi i disturbi, in controfase, si annullano.
Sommando solo la componente a frequenza più alta del segnale, è possibile eliminare i noiosi disturbi a frequenza più elevata, senza per questo distruggere l'immagine stereo, poichè la separazione dei canali è conservata alle medie e basse frequenze.
Ognuno dei due canali del circuito è costituito da una coppia di emitter-follower in cascata, con un filtro passa-alto costituito dalle resistenze comprese fra R3 e R7 e dai condensatori da C3 a C5, che portano la frequenza d'incrocio dei due canali a valori di poco inferiori a 8 KHz, quando S1 è chiuso. Quando S1 è invece apeto, i due canali sono isolati, ma i resistori compresi tra R9 e R11 mantengono una tensione continua sui condensatori compresi tra C3 e C5, in modo da eliminare il "click" d'inserzione all'atto della chiusura di S1.



La frequenza d'incrocio stereo-mono può essere elevata riducendo i valori dei condensatori compresi tra C3 e C5; logicamente, aumentandoli, essa invece potrà essere abbassata.

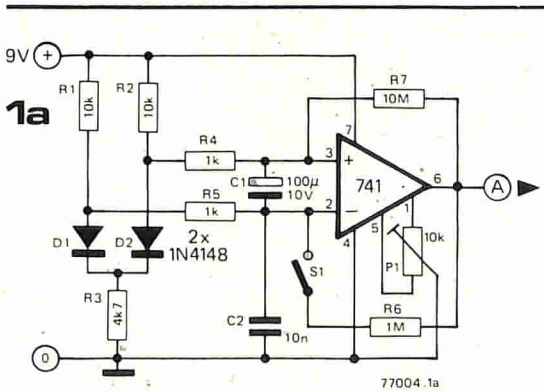
19 tremolo

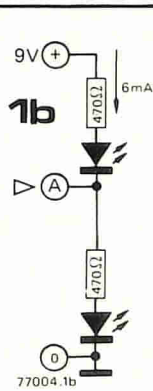


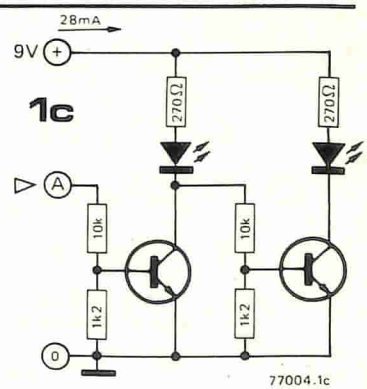
Il "tremolo" è uno dei più conosciuti effetti usati in musica elettronica. L'effetto "tremolo" è prodotto da una modulazione in ampiezza del segnale musicale ottenuta per mezzo di un altro segnale a bassa frequenza compreso tra 1 Hz e 10 Hz. L'effetto conferisce calore e ricchezza al suono, altrimenti "piatto", di strumenti come, ad esempio, l'organo elettronico. L'effetto più piacevole si ottiene impiegando, come modulante, un'onda sinusoidale. Il segnale musicale è applicato ad uno stadio separatore a emitter-follower costituito da T1 e trasferito poi sull'amplificatore operazionale IC 1, il cui guadagno può essere variato per mezzo di P1. L'uscita di IC 1 viene inviata ai diodi modulatori D1/D2, l'uscita dei quali viene connessa ad un secondo stadio separatore, anch'esso ad emitter-follower, T2. Il segnale sinusoidale generato da un oscillatore costruito attorno a IC2, la cui frequenza può essere variata da 1 a 10 Hz per mezzo di P2.

Il livello d'uscita, e quindi la profondità della modulazione, può essere regolata da P3. L'interruttore S1, una volta chiuso, spegne l'oscillatore, permettendo al segnale musicale di passare senza modulazione.

20 touch-switch termico







Questo ingegnoso interruttore a sfioramento funziona sfruttando, anzichè la resistenza elettrica dell'epidermide o i suoi effetti capacitivi, il calore. Il circuito si avvale del coefficiente negativo di temperatura dei diodi al silicio.

Il 741 funziona come un comparatore controreazionato positivamente, e per spiegare il circuito, si inizierà con il considerare come uguali le cadute di tensione introdotte dai due diodi, per cui l'uscita dell'operazionale sarà "bassa". La tensione all'ingresso non-invertente sarà mantenuta leggermente inferiore a quella dell'ingresso invertente dall'effetto potenziometrico di R4 e R5.

A questo punto, se D1 verrà toccato, e quindi riscaldato, la tensione sull'ingresso invertente diminuirà. Quando sarà scesa sotto il valore di quella applicata all'ingresso non-invertente, l'uscita dell'operazionale passerà ad alto. La controreazione positiva ottenuta attraverso R4 e R5 manterrà la tensione sull'ingresso non-invertente a livelli superiori di quella presente sull'altro ingresso, anche quando D1, in seguito, si raffredderà e riassumerà la stessa temperatura di D2; l'uscita dell'op-amp rimarrà quindi alta.

L'interruttore verrà riportato nelle condizioni iniziali toccando D2. Ciò causerà un abbassamento di tensione sull'ingresso non-invertente, che, diventando inferiore a quella presente sull'altro, provocherà il passaggio a "basso" dell'integrato. L'uscita di questo interruttore può essere usata per pilotare altri circuiti, relé, ecc. Per dare un'indicazione dello stato dell'interruttore si possono impiegare due LED, pilotati dal circuito stesso. Se si rendesse necessaria un'indicazione maggiormente visibile, pilotata direttamente dall'uscita dell'op-amp, potrà essere impiegato uno stadio separatore a due transistor, atto ad alimentare i LED con una corrente di maggior intensità. Prima dell'impiego definitivo, il circuito deve essere azzerato per compensare le differenze dei diodi e bilanciare il 741. Ciò si effettua chiudendo S1, che interrompe l'anello di controreazione, e regolando P1 fino ad ottenere, in uscita dall'amplificatore, una tensione corispondente a metà circa della tensione di alimentazione (vale a dire 4,5 V).

Il circuito può essere impiegato anche come termostato differenziale, per esempio per la regolazione di un sistema di riscaldamento a pannelli solari. In questo caso un diodo verrà montato sul pannello solare e l'altro sul serbatoio dell'acqua calda.

21 compressore della dinamica auto-alimentato

Questo compressore di dinamica introduce un fattore di compressione di circa 20 dB per segnali di ingresso di intensità compresa fra 100 mV e 10 V. Una caratteristica originale del circuito è che esso non richiede alimentazione, dato che la tensione di controllo per l'attenuatore controllato in tensione è ricavata dallo stesso segnale in ingresso.

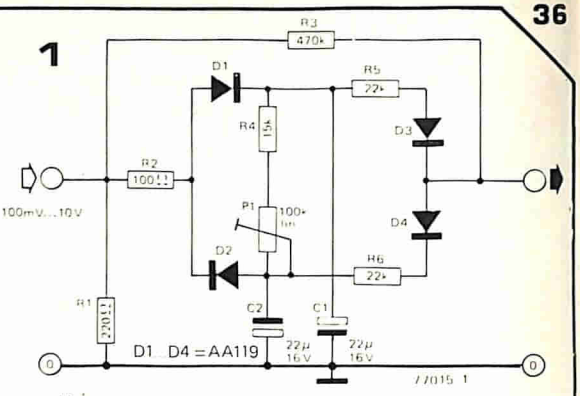
Una parte del segnale di ingresso è rettificata dai diodi D1 e D2 ed impiegata per caricare i condensatori C1 e C2. Questi forniscono la tensione di controllo al circuito attenuatore composto da R3, R5, R6, D3 e D4. I diodi lavorano nella parte non lineare della loro curva di conduzione. A bassi livelli del segnale in ingresso, questo appare all'uscita senza attenuazione apprezzabile. Man mano che l'intensità del segnale d'ingresso cresce, aumenta la tensione rettificata ai capi di C1 e C2. La corrente di controllo attraverso i diodi D3 e D4 cresce, e descresce la loro resistenza dinamica, attenuando così il segnale in uscita.

Il tempo di attacco dell'effetto di compressione è fisso e determinato dalla costante di tempo formata da C1 o C2, R2 e l'impedenza d'uscita dello stadio che alimenta il compressore, impedenza che deve essere la più bassa possibile. Il tempo di rilascio del circuito può essere modificato agendo su P1.

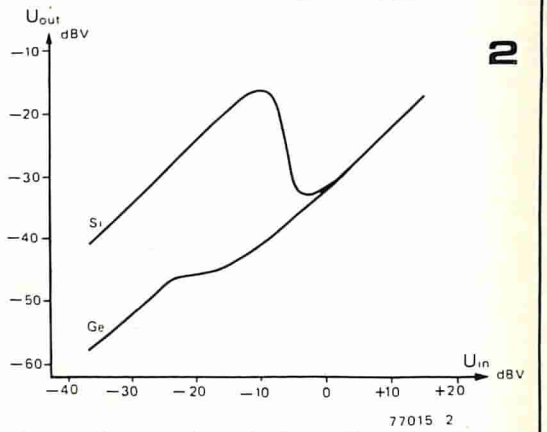
L'impedenza d'ingresso del circuito a valle del compressore deve essere la più alta possibile.

Il circuito descritto lavora meglio impiegando diodi al germanio, poichè questi, rispetto a quelli al silicio, hanno una tensione di giunzione più bassa ed un "ginocchio" meno evidenziato nella cura di conduzione. Il grafico riportato mostra le caratteristiche dinamiche del compressore usando diodi sia al silicio sia al germanio, ed è ovvio quale delle due curve sia la migliore!!!

1



2

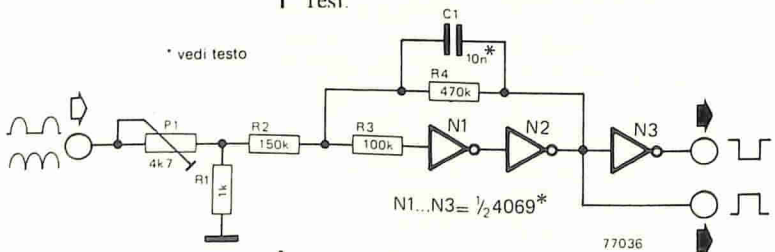


22 circuito d'ingresso per base dei tempi

A. M. Bosschaert

Spesso la frequenza di rete è impiegata come frequenza di riferimento in orologi digitali ed altre apparecchiature logiche. Sfortunatamente però, possono sorgere difficoltà quando la "rozza" forma d'onda della tensione di rete è impiegata senza processi preliminari di trasformazione, specialmente quando essa deve pilotare ingressi di clock o altri circuiti di temporizzazione, poichè i transienti spesso sovrapposti alla sinusoide di rete possono provocare conteggi indesiderati. Il circuito descritto accetta in ingresso la tensione di rete rettificata attraverso un circuito a mezz'onda o ad onda intera, e fornisce in uscita un segnale quadrato alla frequenza di 50 o 100 Hz rispettivamente, "pulito" da qualsiasi interferenza ed adatto al pilotaggio di circuiti logici TTL o CMOS.

Ci sono due metodi per produrre un segnale di forma quadrata "pulito" a partire da un segnale sinusoidale "sporco". Il primo impiega un trigger di Schmitt con un grande fattore di isteresi.



Il secondo metodo è utilizzare il segnale in ingresso per pilotare un circuito monostabile, in cui la lunghezza degli impulsi generati è di poco inferiore al periodo del segnale in ingresso. Una volta che il monostabile è stato eccitato, qualsiasi impulso spurio non modifica l'uscita se non al termine dell'impulso prodotto, quando cioè il monostabile è predisposto per essere eccitato un'altra volta.

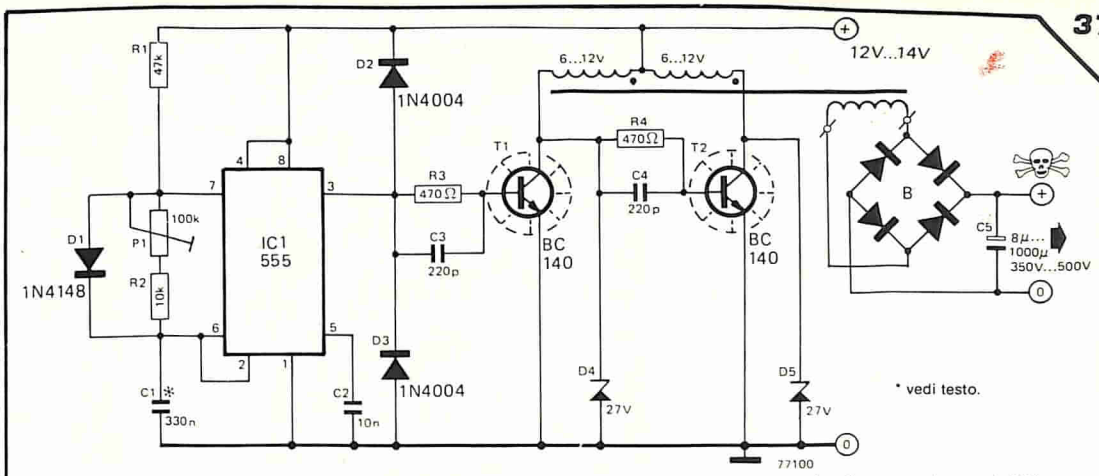
Il circuito descritto qui è una combinazione di entrambi questi metodi. Il segnale a 50 Hz, derivato dal secondario del trasformatore di alimentazione dell'apparecchiatura, è rettificato da un circuito a mezz'onda o ad onda intera a produrre un segnale in ingresso al circuito, alla frequenza di 50 o 100 Hz rispettivamente. Esso è poi ridotto ad un livello accettabile a pilotare il circuito stesso attraverso il partitore di tensione formato da P1 e R1. I due invertitori CMOS N1 e N2 sono connessi in cascata ed è applicata una reazione positiva dall'uscita all'ingresso attraverso R4 a formare un trigger di Schmitt. Il fattore di isteresi del trigger è determinato dal rapporto fra R4 ed R2. Tuttavia, per i soli segnali AC, un ulteriore fattore di reazione positiva è introdotto da C1, cosicchè, per un periodo abbastanza breve dopo il cambiamento di stato dell'uscita di N2, il condensatore si trova nella sua fase di carica o scarica, e presenta una bassa impedenza in parallelo ad R4. Ciò fa aumentare in modo considerevole il fattore di isteresi del trigger, ed in pratica fa si che il circuito memorizzi lo stato d'uscita di N2 in modo tale che esso non possa essere modificato da impulsi spurii presentati all'ingresso. Un segnale di forma qudrata è disponibile all'uscita di N2, ed il medesimo segnale, invertito, è disponibile all'uscita di N3.

Per mettere a punto il circuito è sufficiente regolare P1 finchè il trigger funziona regolarmente. Se è possibile, P1 dovrebbe essere regolato in modo tale che il segnale in uscita abbia forma quadrata con ciclo di lavoro del 50%.

Se il circuito descritto è impiegato per pilotare circuiti logici CMOS, gli invertitori N1-N3 possono essere ricavati da un unico integrato tipo 4049 o 4069, e la tensione di alimentazione può essere ricavata dalla stessa apparecchiatura asservita (da + 3 a + 15 Vcc.). Se invece il circuito è impiegato per pilotare logiche di tipo TTL, la tensione di alimentazione deve essere ovviamente la stessa delle logiche asservite (+ 5 Vcc.), ed è tassativo l'impiego di un 4049.

Per un funzionamento regolare del circuito, il valore di picco del segnale in ingresso deve essere uguale o maggiore al valore della tensione di alimentazione.

23 invertitore



Questo circuito invertitore può essere impiegato per alimentare, a partire da una batteria per automibile da 12 V, rasoi elettrici, tubi stroboscopici e flash, piccole lampade fluorescenti. Sebbene nella maggior parte degli invertitori venga impiegata la tipica configurazione autoeccitante, nell'invertitore qui descritto l'oscillatore è separato dallo stadio d'uscita, cosa che permette di regolare facilmente la frequenza di oscillazione per adattarla alle applicazioni più disparate.

Il circuito oscillatore è formato da un timer 555 connesso come multivibratore astabile. L'inserimento di D1 assicura che il ciclo di lavoro del segnale quadrato in uscita sia mantenuto prossimo al 50%. L'uscita del 555 pilota la base di T1, che controlla la corrente circolante nella prima metà del primario del trasformatore. T2 è pilotato dal collettore di T1 e così controlla la corrente circolante nella seconda parte dell'avvolgimento del trasformatore in opposizione di fase rispetto al segnale di pilotaggio. I diodi zener D4 e D5 proteggono T1 e T2 da qualsiasi "spike" di tensione generato dal trasformatore. In questo modo applichiamo al primario del trasformatore una tensione alternata, e viene così prodotta ai capi dell'avvolgimento secondario l'alta tensione richiesta. Questa poi può essere rettificata oppure no a seconda dell'applicazione scelta.

Il trasformatore è un trasformatore di alimentazione di tipo standard con due identici avvolgimenti secondari, oppure con un unico avvolgimento a presa centrale. Questo trasformatore è, ovviamente, alimentato alla rovescia, cioè il secondario diventa il primario e l'uscita è ricavata dal primario (che ora funge da secondario).

Occorre tenere presente che, poichè l'invertitore produce in uscita un segnale di forma quadrata, la tensione RMS e la tensione di picco ai capi del secondario sono identiche.

Questo influisce sulla scelta del trasformatore a seconda dell'applicazione scelta per il circuito. Il valore richiesto della tensione di secondario del trasformatore di alimentazione è dato da:

$$U_p = \frac{U_m}{Up} \times 12\ V \quad \text{dove}$$

12 V è la tensione di alimentazione dell'invertitore,

U_m è la normale tensione primaria del trasformatore,

U_p è la tensione di picco richiesta sul secondario.

Un rasoio elettrico richiede normalmente 220 V RMS = 220 V di picco, così che si impegna un trasformatore con tensione primaria di 220 V, il secondario dovrà essere costituito da due avvolgimenti da 12 V oppure un unico avvolgimento da 12-0-12 V. Per rasoi di tipo vibrante (non rotativi), la frequenza dell'oscillatore dovrebbe essere 50-60 Hz, per cui C1 dovrebbe valere 330 n e P1 deve essere regolato di conseguenza. I rasoi rotativi sono meno critici per quanto riguarda la frequenza della tensione di alimentazione.

Quando funzionano alla normale tensione di rete, le lampade fluorescenti ricevono una tensione di alimentazione di picco di circa 340 V, cosa che permette loro di accendersi regolarmente. La tensione secondaria del trasformatore deve essere calcolata avendo in mente questa cosa: ciò significa che sono adatte tensioni secondarie di 8 o 9 volt.

Le lampade fluorescenti possono funzionare con maggiore efficienza a frequenze superiori a 50 Hz, ed anche il trasformatore avrà un rendimento maggiore. Scegliendo per C1 un valore di 56 n, la frequenza dell'oscillatore può essere regolata a 250 Hz circa. A frequenze molto superiori, il trasformatore diviene meno efficiente a causa delle perdite nel ferro.

La valutazione della corrente secondaria del trasformatore dipende dal carico scelto. Per rasoi elettrici e piccoli tubi fluorescenti fino a 8 W, sono adatti avvolgimenti secondari in grado di reggere 500 mA. Maggiori potenze in uscita possono essere ottenute scegliendo il trasformatore adatto, sostituendo T1 e T2 con transistori di alta potenza e riducendo il valore dei resistori R3 e R4 (il valore minimo è 120 Ω).

Per alimentare tubi stroboscopici e tubi flash, l'uscita deve essere rettificata e usata per caricare un condensatore "serbatoio", che deve essere del tipo adatto a sopportare la tensione di picco in uscita.

24 alimentatore 0 ... 10 V

J. Borgman

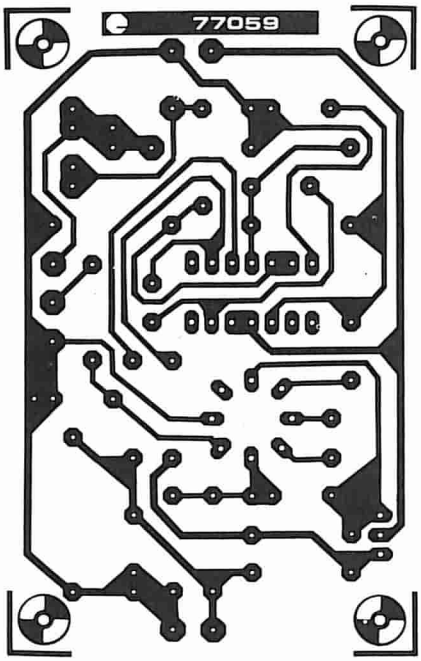
L'integrato 723 è uno stabilizzatore di tensione assai versatile. Può essere usato per un intervallo molto ampio delle tensioni di alimentazione, con un limite: la tensione in uscita non può mai essere stabilita da un valore inferiore ai 2V. Questo limite è dato dall'amplificatore differenziale contenuto nel 723.

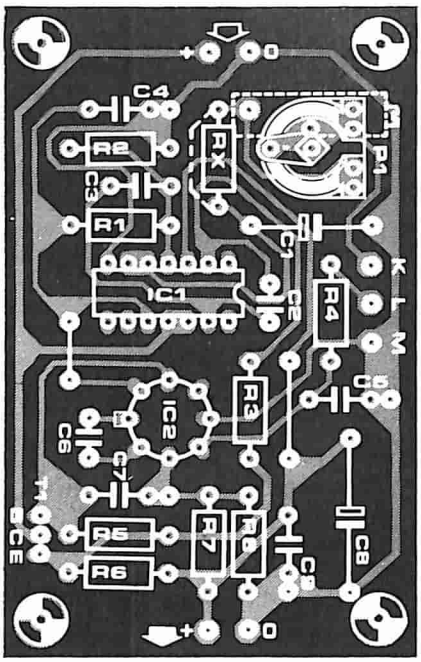
Questo problema può essere superato impiegando un amplificatore differenziale "esterno", ad esempio il 3130.

Nel circuito descritto qui, il 723 è impiegato come regolatore a tensione fissa, e fornisce i 14 V di alimentazione per il 3130. Contemporaneamente, la sorgente di riferimento interna al 723 (U_{ref}) alimenta P2 (tramite P1) in modo tale da fornire una tensione di riferimento variabile per l'ingresso non-invertente del 3130. Il guadagno di questo amplificatore operazionale è poi stabilito a 2 (grazie a R7 e R8), in modo che la tensione in uscita sia il doppio della tensione presente sul cursore di P2.

T1 funge da "buffer" d'uscita; il circuito può così fornire una corrente di 300 mA a qualsiasi tensione d'uscita compresa fra 0 e 10 V. Ovviamente, T1 deve essere montato su di un adeguato dissipatore di calore.

Il circuito di limitazione della corrente contenu-

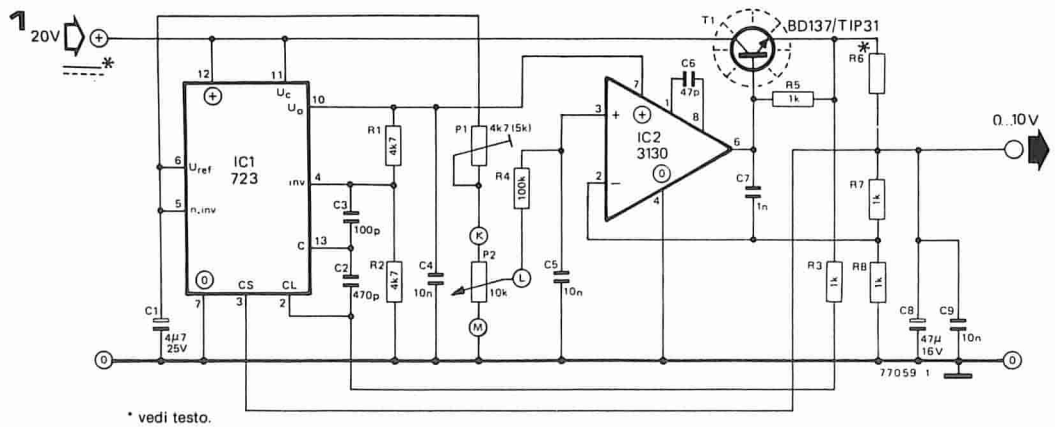




to nel 723 è anch'esso impiegato. Gli ingressi di "current-sense" sono connessi ai capi di R6; il valore di questo resistore determina la massima corrente in uscita. Un resistore da 2,2 Ω limita l'uscita a 300 mA; impiegando un resistore da 6.8 Ω la massima uscita si riduce a 100 mA.
Il circuito richiede in ingresso una tensione continua non stabilizzata di 20 V. Questa può essere ottenuta da un trasformatore con un secondario di 16 V, un rettificatore a ponte ed un condensatore elettrolitico di filtro da 1.000 µF.
La taratura del sistema è abbastanza semplice. Regolare P1 al suo valore massimo (cursore rivolto completamente verso il punto K) e regolare P2 al massimo (cursore verso K). Ora regolare P1 finché la tensione in uscita non sia esattamente 10 V.

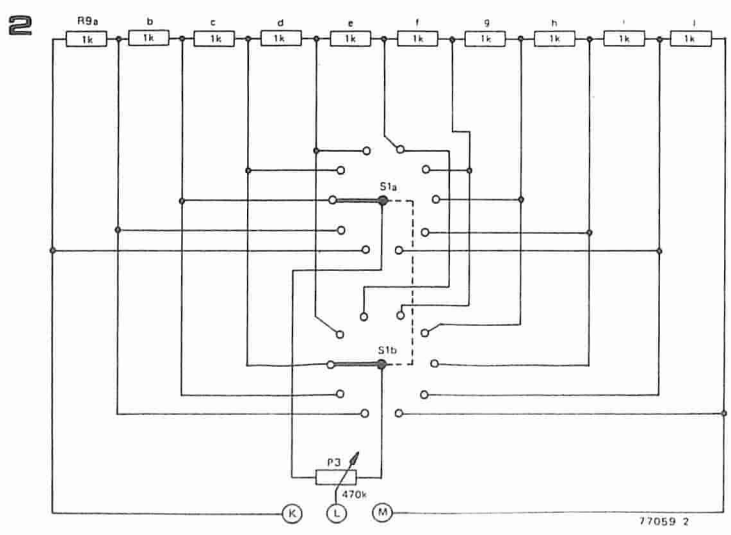
P2 può essere provvisto di una scala lineare da 0 a 10 V. É consigliabile l'impiego di un potenziometro di buona qualità; un modello multigiri può risultare molto utile se occorre una precisa e stabile regolazione della tensione in uscita.
Oppure può essere utilizzato il circuito di fig. 2. In tal caso, la tensione di uscita viene modificata a passi di 1 volt agendo sul commutatore a 10 posizioni, mentre P3 permette la regolazione "fine" del valore della tensione d'uscita entro ciascun intervallo da 1 V.
Sulla basetta stampata è presente il resistore R_x (in serie a P1). Normalmente esso è sostituito da un ponticello di cortocircuito; tuttavia, qualora lo si ritenga necessario, può essere montato un resistore fisso, con lo scopo di ridurre la massima tensione disponibile all'uscita del circuito.

1



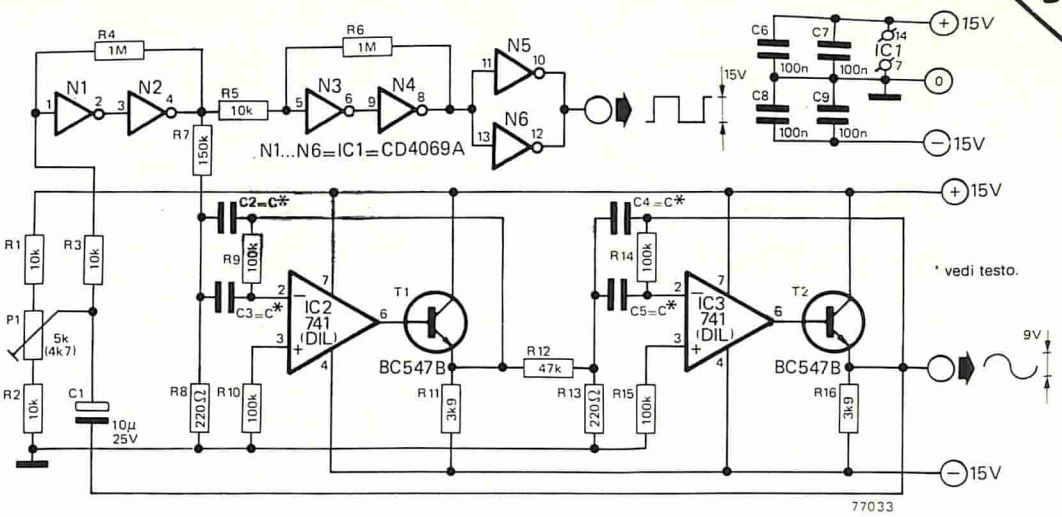
* vedi testo.

2



25

generatore sinusoidale a frequenza fissa



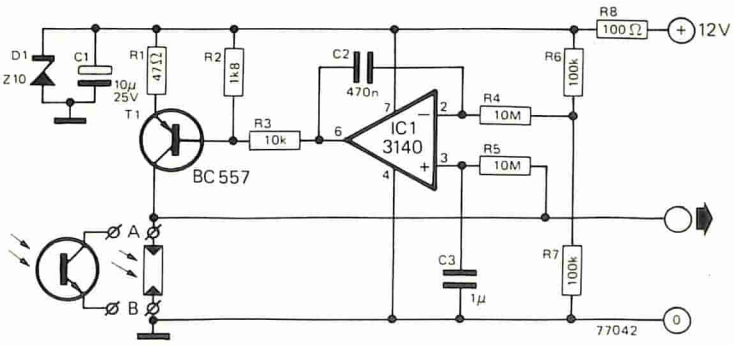
Il circuito impiega un metodo piuttosto insolito per produrre un segnale sinusoidale e, a differenza della maggior parte dei generatori sinusoidali, non impiega componenti stabilizzatori d'ampiezza come termistori o FET. N1 e N2 sono connessi come trigger di Schmitt e alla loro uscita è presente un segnale ad onda quadra (come questo succede verrà compreso più avanti). Il segnale di forma quadrata è applicato a due filtri selettivi posti in cascata, formati da IC2/T1 e IC3/T2 e componenti annessi. I filtri sopprimono il contenuto armonico dell'onda quadra lasciando soltanto la sinusoide fondamentale. Il segnale è poi riportato attraverso C1 all'ingresso del trigger di Schmitt. Ogni volta che il segnale sinusoidale passa per lo zero, il trigger cambia stato, producendo così l'onda quadra che è applicata all'ingresso di IC2. P1 determina il punto di soglia del trigger di Shmitt, e quindi modifica il ciclo di lavoro dell'onda quadra e di conseguenza la purezza della sinusoide prodotta. Con una adeguata regolazione di P1 è possibile raggiungere tassi di distorsione compresi fra lo 0,15 e lo 0,2%. Con i componenti indicati non è possibile raggiungere tassi inferiori di distorsione a causa della distorsione introdotta da IC3 e T2.

N3 ed N4 sono anch'essi connessi come trigger di Shmitt, il cui compito è migliorare la forma del segnale ad onda quadra prodotto da N2. Un segnale di forma quadra con brevi tempi di salita e caduta, sincronizzato con il segnale sinusoidale, è disponibile sull'uscita di N5 ed N6. Il valore di C per una particolare frequenza di oscillazione f_o è dato dalla formula:

$$C\ (\mu F) = \frac{0{,}34}{f_o\ (Hz)}$$

26

fotosensore compensato



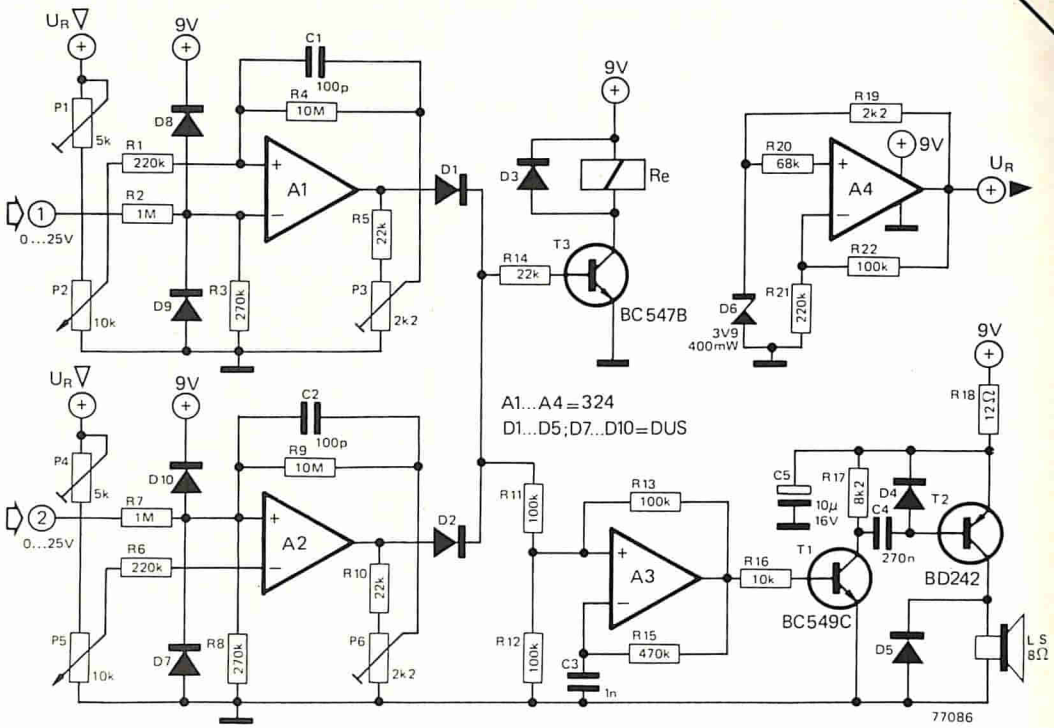
I circuiti che impiegano elementi sensibili alla luce, come LDR, fotodiodi o fototransistori, per rilevare cambiamenti rapidi nel livello di luce (ad esempio nei tachimetri ottici), possono soffrire dei cambiamenti nel livello della luce ambientale e quindi mantenere una tensione di polarizzazione costante ai capi dell'elemento sensibile. Comunque, se il tempo di risposta del generatore di corrente è abbastanza lungo, esso non reagirà alle rapide variazioni nei livelli di luce che il sistema ha il compito di rilevare, e tali rapidi cambiamenti producono variazioni nella tensione in uscita. Inoltre, sebbene il circuito sia un generatore di corrente, la sua impedenza d'ingresso è molto alta, in modo da non caricare l'emento sensibile.

Il circuito è composto da un generatore di corrente (T1), che è controllato dall'uscita dell'amplificatore operazionale (IC1). L'ingresso invertente di IC1 è polarizzato a circa 5 V tramite R6 ed R7; la reazione introdotta attraverso R5 fa si che la tensione all'uscita dell'operazionale e di conseguenza la corrente prodotta da T1 si stabilizzino su valori tali affinché la tensione ai capi dell'elemento sensibile sia pari alla tensione di polarizzazione dell'ingresso invertente dell'operazionale (circa 5 V). Ciò assicura che se il livello della luce ambientale cambia (e quindi cambia la resistenza equivalente dell'elemento sensibile), la corrente che attraversa l'elemento stesso viene modificata a mantenere una tensione media costante in uscita.

Tuttavia, grazie alle costanti di tempo R4-C2 e R5-C3, il circuito non reagisce a variazioni nei livelli di luce a frequenza superiore a circa 2 Hz. Il generatore di corrente praticamente "ignora" tali rapide variazioni e continua a fornire una corrente costante, così che le variazioni nella resistenza equivalente dell'elemento sensibile, dovute a rapidi cambiamenti nei livelli di luce, producono variazioni conseguenti nella tensione d'uscita.

Il circuito può operare con un'infinita varietà di modelli diversi di LDR, fotodiodi e fototransistori; l'unica limitazione è che la resistenza dell'elemento connesso fra i punti A e B del circuito non scenda sotto i 300 Ω. Il consumo complessivo di corrente è compreso fra 20 e 35 mA, a seconda della corrente assorbita dall'elemento sensibile.

27 scatola a soglia



Impiegando un singolo integrato tipo LM324 (quadruplo amplificatore operazionale), può essere realizzato un versatile comparatore a soglia. Il circuito può attivare un allarme sonoro e/o eccitare un relais quando la tensione applicata all'ingresso ha un valore esterno ai limiti prefissati. Il circuito può essere arrangiato per soddisfare le tre condizioni seguenti:

a) La tensione in ingresso scende sotto un livello prefissato;
b) La tensione in ingresso sale sopra un limite prefissato;
c) La tensione in ingresso rientra in un intervallo di tensione definito da una tensione limite superiore ad una tensione limite inferiore (comparatore a finestra).

Gli amplificatori operazionali A1 e A2 sono connessi come comparatori. Quando la tensione sull'ingresso invertente di A1 diviene inferiore alla tensione di riferimento applicata all'ingresso non-invertente, l'uscita diventa alta (tensione in uscita prossima a 9 V). Quando la tensione sull'ingresso non-invertente di A2 supera la tensione di riferimento applicata all'ingresso invertente, l'uscita del comparatore diventa alta. Per realizzare un comparatore a finestra occorre unire i due ingressi 1 e 2. Quando una o entrambe le uscite dei comparatori passano allo stato alto, T3 conduce eccitando il relais. Il multivibratore astabile formato attorno ad A3 inizia ad oscillare, producendo una serie di brevi impulsi alla frequenza di circa 1,5 KHz; tali impulsi sono poi amplificati dallo stadio composto da T1 e T2 ed applicati all'altoparlante.

A4 genera una tensione costante di 6 V come tensione di riferimento per i comparatori. Le tensioni di riferimento applicate agli ingressi di A1 e A2 possono essere variate agendo sui controlli P2 e P5; una successiva regolazione "fine" può essere ottenuta agendo su P1 e P4. Il fattore di isteresi di ciascun comparatore può essere modificato intervenendo sui controlli P3 e P6; ciò può essere particolarmente utile se ai segnali in ingresso è sovrapposto del rumore.

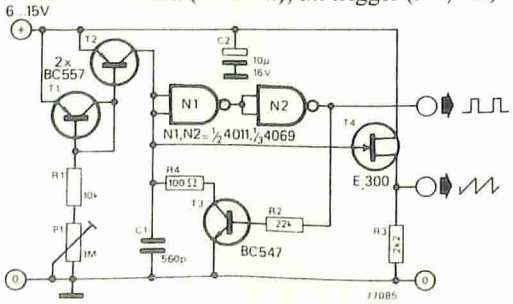
Il relais ha una tensione di funzionamento di 9V o inferiore, ma se è inferiore occorre sistemare in serie un resistore che assorba la tensione in eccesso.

La massima tensione applicabile agli ingressi 1 e 2 del circuito è 25 V e l'impedenza di ingresso 1M Ω; il valore della massima tensione in ingresso (e conseguentemente, il valore dell'impedenza di ingresso) possono essere aumentati sostituendo R2 ed R7 con resistori di valore più alto.

28 CCO a dente di sega

Questo generatore di segnale a dente di sega è realizzato a partire da un oscillatore controllato in corrente (CCO) e la sua principale caratteristica è che può operare in un intervallo molto ampio di frequenze. E' adatto quindi ad applicazioni nel campo della musica elettronica, e la presenza di un uscita che fornisce impulsi di brevissima durata fa sì che il circuito possa essere impiegato come CCO ad impulsi per circuiti di "sample/hold".

Il generatore è formato da una sorgente di corrente controllata (T1 e T2), un trigger (N1, N2) ed un interruttore elettronico (T3). Non appena è applicata la tensione di alimentazione al circuito, il condensatore C1 si carica attraverso la sorgente di corrente. Quando la tensione ai capi di C1 supera la tensione di soglia di N1, T3 viene portato in conduzione attraverso N1 ed N2, scaricando velocemente C1 e dando così inizio ad un nuovo ciclo. Il segnale a dente di sega è prelevato ai capi di C1 e, attraverso il FET T4 che funge da disaccoppiatore ed adattatore di impedenza, inviato all'uscita, dove ha una ampiezza picco-picco di circa 1,3 V.



Al posto delle porte logiche NAND è possibile l'impiego di semplici invertitori.

Con i componenti del valore indicato in figura, la frequenza di oscillazione (determinata dalla posizione di P1), può essere scelta nell'intervallo 5 - 500 KHz circa. Sebbene sia possibile far funzionare il circuito a frequenze ancora maggiori, ciò va a scapito della forma del segnale in uscita. Con C1 = 5n6 e R1 = 1k, la frequenza di funzionamento è compresa fra 0,5 e 500 KHz.

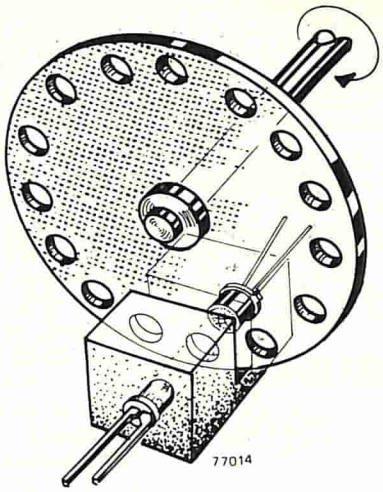
29

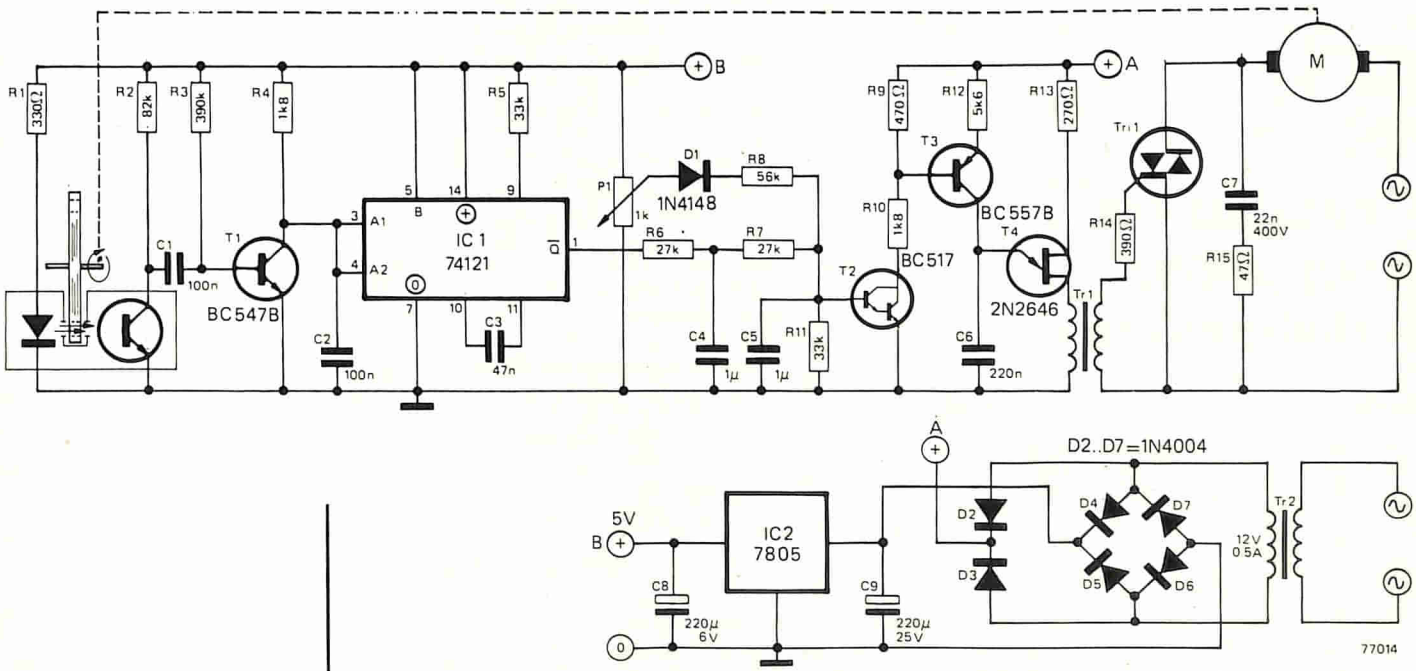
controllo di velocità per motori

M. Junghans

È possibile con poca spesa avere a disposizione motori elettrici con potenza fino a circa un quarto di cavallo (ad esempio recuperandoli da elettrodomestici non più in uso). Essi sono molto utili per realizzare seghe da banco, trapani, ecc. Un regolatore in grado di stabilire e mantenere una velocità quasi costante in diverse condizioni di carico è un accessorio molto utile in questo genere di applicazioni.

La velocità del motore è rilevata da un interruttore ottico costituito da un disco rotante con 15 fori o fessure sulla periferia. Esso interrompe un raggio luminoso che colpisce un fototransistore, causando la commutazione di stato di T1. Gli impulsi presenti sul collettore di T1 eccitano il monostabile IC1, la cui uscita negata (Q) è applicata all'integratore R6/C4 ed R7/C5, il quale genera una tensione continua il cui valore è inversamente proporzionale alla velocità del motore.





La velocità desiderata è stabilita agendo su P1 ed è confrontata con la velocità effettiva da T2. T3 e T4 formano un generatore di impulsi, il cui compito è fornire un impulso per eccitare il triac ogni semiciclo della tensione di rete. T2 controlla la corrente di collettore di T3 e quindi la corrente di carica di C6. Questo a sua volta determina la posizione nel semiciclo dell'impulso che eccita il triac.

Se la velocità del motore tende a crescere, allora la tensione ai capi di C4 diminuisce, diminuendo a sua volta la corrente di base T2. Cresce la tensione sul collettore di T2, riducendo così la corrente che scorre in T3 e ritardando quindi l'impulso rispetto all'inizio del semiciclo: ciò costringe il motore a rallentare.

L'opposto di quanto ora descritto succede se la velocità del motore tende a diminuire rispetto alla velocità desiderata. La tensione ai capi di C4 aumenta, aumentando di conseguenza la corrente di collettore di T3 ed avvicinando l'impulso all'inizio del semiciclo della tensione di rete.

La tensione sul secondario di Tr2, raddrizzata attraverso un circuito ad onda intera e non livellata, alimenta il generatore di impulsi. Quando T4 passa in conduzione, scarica rapidamente C6 e successivamente rimane nello stato di conduzione finché la tensione di alimentazione non scende fino a circa 0 V. Ciò fa sì che C6 sia sempre scarico ad ogni inizio di semiciclo, così che la posizione dell'impulso rispetto all'inizio del semiciclo stesso è determinata solamente dallo stato di T3. In altre parole, gli impulsi sono sincronizzati con la tensione di rete.

Il triac deve essere scelto ovviamente tenendo conto del motore asservito. Esso deve sopportare una tensione almeno tre volte (!) superiore alla tensione nominale di rete; la corrente dipende dalla massima corrente assorbita dal motore, ed un calcolo approssimativo e ragionevole può essere fatto dividendo la potenza del motore per la tensione di rete e moltiplicando poi il risultato per due. Ad esempio, un motore da 245 V/500 W richiede un triac capace di sopportare:

$$\frac{500}{245} \times 2 \approx 4 \text{ amp. (!)}.$$

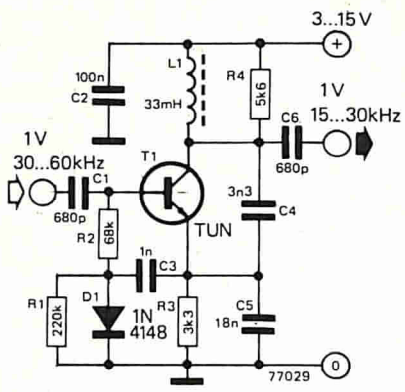
Il trasformatore d'impulsi (Tr1) può essere realizzato con un nucleo ad olla tipo AL250: vi avvolgeremo 80 spire per il primario, 40 per il secondario, entrambi con filo di rame smaltato da 0,1 mm. (42 S.W.G.).

Nota dell'editore: in alcuni casi è possibile evitare il "disco con i fori". Se il LED ed il fototransistore sono montati all'interno della carcassa del motore, alcune parti del motore stesso possono essere impiegate per interrompere (o riflettere) il raggio luminoso.

30

divisore di frequenza con un solo transistore NPN

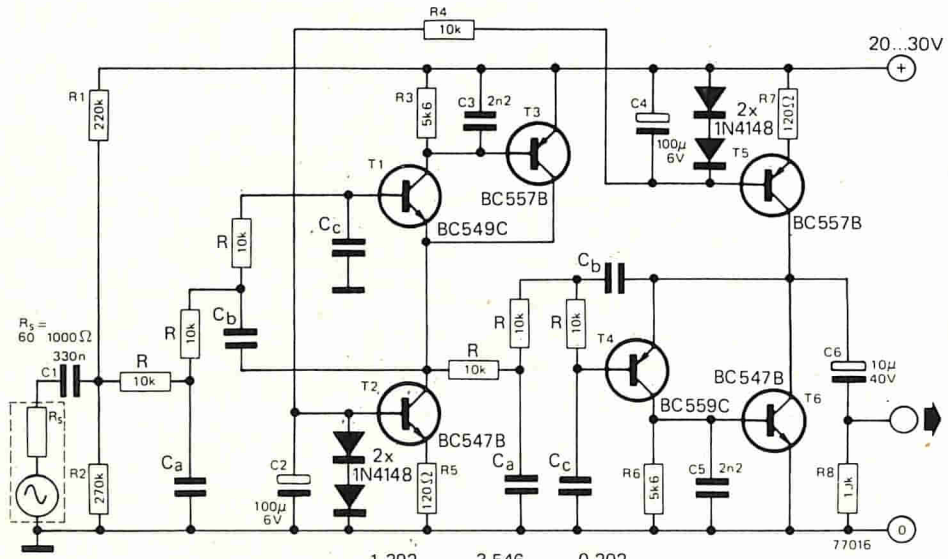
Questo circuito è progettato per avere una tensione in uscita, la cui frequenza è metà della frequenza del segnale applicato in ingresso.
Poiché non vi è polarizzazione per la base di T1, questo transistore conduce soltanto durante i cicli positivi del segnale in ingresso. Il circuito è ricavato dalla classica configurazione per un oscillatore Colpitts, ed il circuito risonante (L1, C4 e C5) è sintonizzato a 16,5 KHz. Quando all'ingresso è applicato un segnale la cui frequenza è compresa fra 30 e 60 KHz, il circuito si "aggancia" ai semiperiodi del segnale in ingresso fornendo un segnale in uscita dell'intervallo 15 ... 30 kHz.
La parte di circuito attorno a D1 e C3 serve ad impedire che il circuito oscilli spontaneamente. C3 assicura che, al cessare del segnale in ingresso, la base di T1 riceva una polarizzazione leggermente negativa rispetto all'emettitore, costringendo quindi T1 all'interdizione.



Una caratteristica notevole del circuito è che modulazioni in ampiezza fino al 70 % del segnale in ingresso vengono riprodotte in uscita.

31

circuito per sopprimere la distorsione



$$C_a = \frac{1.392}{2\pi fR};\ C_b = \frac{3.546}{2\pi fR};\ C_c = \frac{0.202}{2\pi fR}$$

Il metodo più comune per misurare la distorsione armonica di un amplificatore audio è alimentarlo con un segnale sinusoidale puro e misurare le componenti armoniche introdotte dall'amplificatore stesso. Sfortunatamente, pochi generatori di segnali disponibili sul mercato hanno una distorsione inferiore allo 0,05%, e dato che i moderni amplificatori audio hanno una figura di distorsione migliore, la maggior parte della distorsione misurata in uscita è prodotta dal generatore.

La soluzione è filtrare le componenti armoniche del generatore, producendo così una fondamentale pura. Questo può essere ottenuto impiegando un filtro "notch" molto selettivo, il quale non modifica la fondamentale ma attenua le armoniche. Per ottenere però una buona attenuazione della seconda armonica, occorre che il fattore Q del filtro sia molto alto, cioé che la sua banda passante sia molto stretta. Ogni spostamento della frequenza del segnale applicato provoca una forte attenuazione della fondamentale del segnale.

Questa complicazione può essere evitata usando un filtro passa-basso ad elevata potenza. Se la frequenza dell'oscillatore rimane prossima alla frequenza di taglio del filtro, l'intensità della fondamentale subisce solo deboli variazioni, mentre le armoniche vengono fortemente attenuate.
Il circuito consiste in due stadi di filtraggio posti in cascata; ciascuno stadio ha una pendenza di 18 dB/ott., in modo da ottenere una pendenza complessiva di 36 dB/ott. Ciascuno stadio comprende una coppia di transistori connessi a formare un "super emitter-follower" ad alta linearità. La distorsione introdotta da questi transistori è minima, e l'impiego di T2 e T5 come carico d'emettitore a corrente costante permette di ridurre ulteriormente la distorsione. I due stadi sono fondamentalmente identici, tranne che, per semplificare gli accoppiamenti DC, il primo stadio è realizzato con una coppia NPN/PNP ed il secondo con una coppia PNP/NPN.
Con i componenti indicati a schema, la frequenza di taglio (– 3 dB) di ciascuno stadio è 1 kHz, in modo che, se la frequenza del segnale in ingresso è 1 kHz, l'attenuazione complessiva della fondamentale è di 6 dB, cioé la sua intensità è dimezzata. La seconda armonica è attenuata di un fattore pari a circa 20 volte l'attenuazione della fondamentale, e la terza armonica e le armoniche superiori di fattori ancora più alti.

Il circuito è stato provato inviando un segnale alla frequenza di 1 kHz e dell'intensità di 6 Vpp all'ingresso, segnale ricavato da un generatore con un tasso di distorsione armonica dello 0,08%; all'uscita era disponibile un segnale di 3 Vpp di intensità con una distorsione armonica totale di solamente 0,002%!!
I valori di Ca, Cb e Cc per una frequenza di taglio di 1 kHz sono rispettivamente 22n, 56n e 3n9. I valori corrispondenti a diverse frequenze di taglio possono essere facilmente calcolati con le formule a margine della figura.

32

VCO con il 74123

L'integrato TTL 74123 comprende due monostabili (MF1 e MF2) che possono essere eccitati da un impulso positivo applicato al rispettivo ingresso B. In questo circuito, Q2 è collegata a B1, e Q1 a B2; in questo modo i due monostabili MF1 e MF2, collegati insieme, formano un multivibratore astabile. Il periodo del segnale in uscita è dato dalla somma dei periodi degli impulsi dei due monostabili.

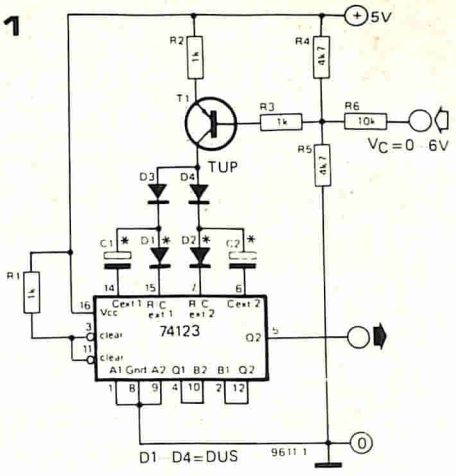
Normalmente, il periodo d'impulso del monostabile è determinato da un condensatore esterno (connesso fra i piedini 14/15 e 6/7 rispettivamente) in unione con un resistore esterno (connesso fra i piedini 15 e l'alimentazione positiva, 7 e l'alimentazione positiva).

Questa configurazione tipica è stata modificata introducendo i diodi D1 e D2; ciò è importante quando vengono impiegati per C1 e C2 dei condensatori elettrolitici. Inoltre, i resistori esterni sono stati sostituiti dalla sorgente di corrente formata dal transistore T1. I tempi di carica dei condensatori C1 e C2, quindi, sono ora determinati dalla corrente di collettore di T1, la quale a sua volta dipende dalla tensione di controllo applicata a R6 (Vc).

Osservando il grafico è possibile notare che la frequenza di oscillazione del circuito decresce linearmente con l'aumentare della tensione di controllo. Poiché i condensatori impiegati nel circuito di prova non sono elettrolitici, il grafico è tracciato per un circuito nel quale i diodi D1 e D2 sono sostituiti da ponticelli di cortocircuito.

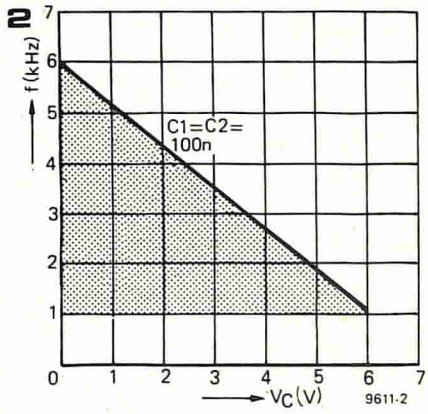
Con C1 e C2 dello stesso valore, il ciclo di lavoro del segnale rettangolare prodotto è del 50%. Per C1 e C2 possono essere impiegati condensatori di valore compreso fra 1 n e 100 µ. La tensione di controllo non deve superare i 6 V.

1



* vedi testo.

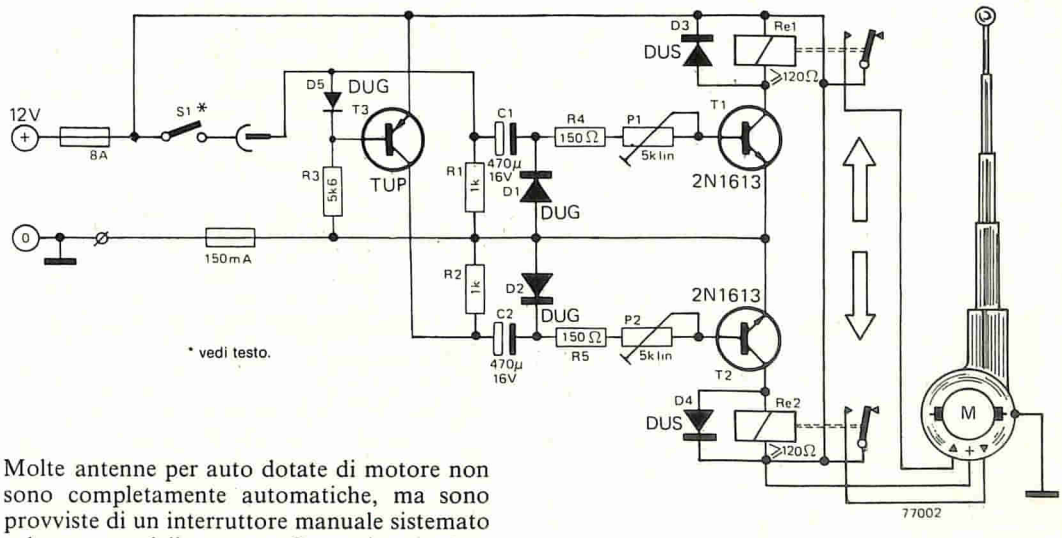
2



33

antenna automatica per auto

U. Behrendt



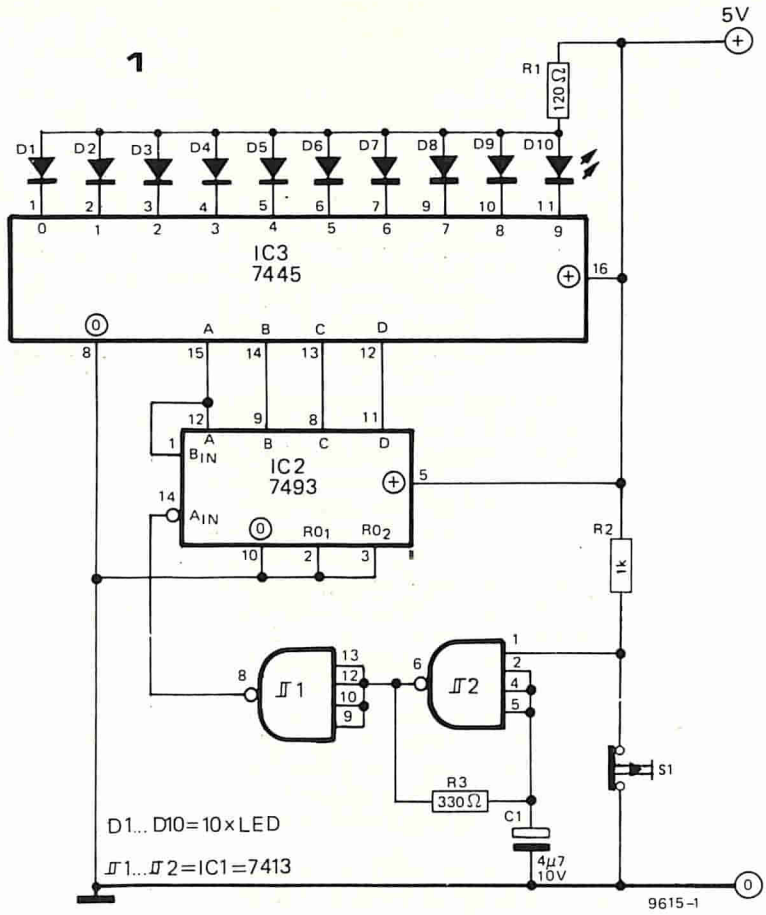
* vedi testo.

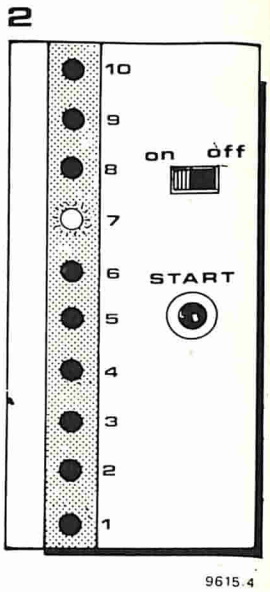
Molte antenne per auto dotate di motore non sono completamente automatiche, ma sono provviste di un interruttore manuale sistemato sul cruscotto della vettura. Questo interruttore ha una posizione centrale di riposo, e per innalzare l'antenna è necessario premerlo da una parte finché l'antenna non è estratta completamente. Per abbassare l'antenna è invece necessario premerlo dalla parte opposta, finché l'antenna stessa non è rientrata completamente. È abbastanza facile dimenticarsi di abbassare l'antenna quando si abbandona l'auto, il che significa perdere tutti i vantaggi (soprattutto rispetto ai possibili danneggiamenti) di un antenna dotata di motore.

Il circuito descritto comanda l'innalzamento automatico dell'antenna quando si accende la radio, ed il suo abbassamento quando la radio viene spenta. S1 può essere lo speciale interruttore previsto per questo scopo in alcune autoradio, oppure è possibile derivare un collegamento supplementare dal normale interruttore di accensione dell'apparecchio, dato che la corrente richiesta dal circuito attraverso tale collegamento è molto bassa.

Normalmente T3 è in stato di conduzione. Quando S1 viene chiuso T3 viene interdetto e la corrente che scorre in S1 carica C1 attraverso R4, P1 e la base di T1. T1 quindi conduce eccitando il relais Rel e provocando l'innalzamento dell'antenna. Il corretto intervallo di tempo affinché l'antenna venga estratta completamente, è impostabile agendo su P1. Quando la radio viene spenta, T3 torna in conduzione caricando C2 attraverso R5, P2 e la base di T2. T2 conduce eccitando Re2 e provocando il rientro dell'antenna. Anche in questo caso il corretto intervallo di tempo necessario per tale operazione viene impostato agendo su P2.

34 ruota della fortuna





Il circuito funge da "ruota della fortuna" o da dado a dieci facce, e si presta quindi a molti giochi.

La ruota viene fatta girare premendo il pulsante S1. Esso porta l'ingresso 1 del 7413 allo stato alto, attivando l'oscillatore realizzato attorno alla stessa porta del 7413 ed applicando impulsi di forma rettangolare, attraverso la seconda porta connessa come invertitore, all'ingresso 14 di IC2, contatore a quattro bit. L'oscillatore viene inibito rilasciando S1.

Il contatore IC2 conta il numero complessivo di impulsi prodotti dal multivibratore astabile nel periodo di tempo in cui S1 è aperto. Si è scelta per l'oscillatore una frequenza di funzionamento sufficientemente alta affinché il giocatore non possa "barare" rilasciando S1 in un determinato istante.
L'informazione su 4 bit presente sulle uscite di IC2 è poi applicata ad IC3, decodifica da BCD a decimale. Quando le uscite del contatore rappresentano un numero BCD uguale o inferiore a 1001, una delle 10 uscite di IC3 è bassa, quindi uno dei 10 LED si illumina. Se ad esempio le uscite di IC2 sono DCBA = 0110, l'uscita 6 di IC3 è allora bassa e D7 si illumina. Comunque, il 7445 decodifica solo 10 dei 16 possibili stati del contatore; nella parte della sequenza di conteggio in cui le uscite di IC2 rappresentano in codice BCD i numeri da 1010 a 1111, le 10 uscite di IC3 sono tutte alte e nessuno dei LED è acceso. Tale situazione può essere usata per indicare la fine del turno di gioco di un partecipante.
IC3 può essere sostituito con una decodifica a 16 uscite, ad esempio il tipo 74154 con contenitore a 24 piedini, a cui collegare una dozzina di LED dotati di resistore in serie. In questo modo è possibile ad esempio realizzare un dado elettronico a 12 o 16 facce.

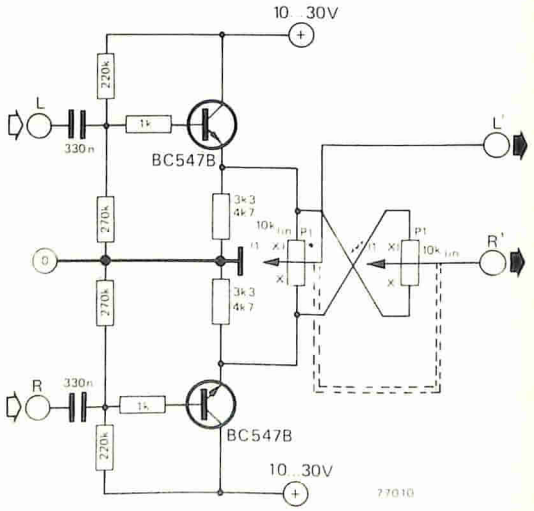
35 pan pot stereo

Questo circuito offre la possibilità di controllare l'ampiezza dell'immagine stereo, da stereo a stereo inverso, attraverso mono. Il circuito è formato da due stadi "emitter follower" e da un potenziometro lineare doppio.

Se "x" è il rapporto fra il valore della resistenza compresa fra il cursore e l'estremo inferiore del potenziometro, e il valore totale della resistenza del potenziometro, il segnale alle uscite L' ed R' è dato da:

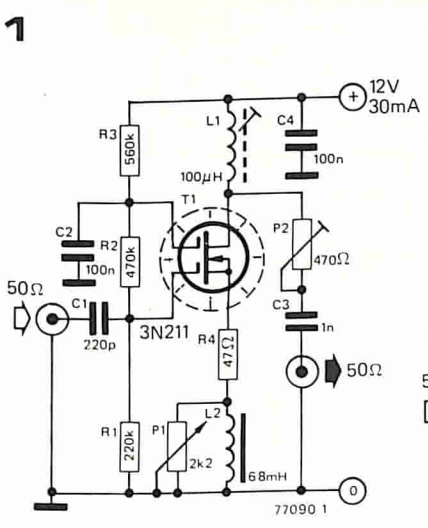
$$L' = R\,(1 - x) + Lx$$
$$R' = Rx + L\,(1 - x).$$

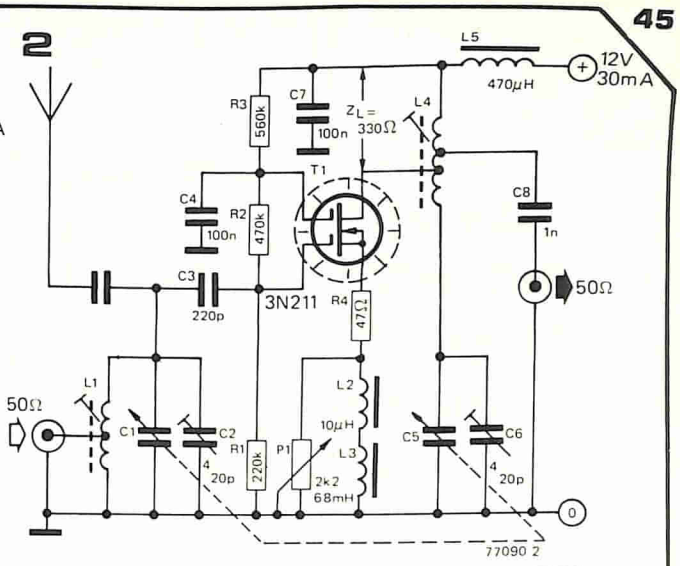
Quindi, se x = 1, L' = L e R' = R (stereo normale); quando x = $^1/_2$, L' = R' = $^1/_2$ (L + R) (mono); quando x = 0, L' = R e R' = L (stereo inverso).
La bassa impedenza d'uscita dell'emitter follower assicura che, quando il cursore del potenziometro è in una delle due posizioni estreme, la corrente di segnale che scorre attraverso il potenziometro non appare sulle uscite.
S1 ottiene così una buona separazione dei canali nelle posizioni "stereo" e "stereo inverso".



36

amplificatore RF con dinamica di 100 dB





Questo amplificatore è stato progettato per migliorare le caratteristiche di un ricevitore sostituendo lo stadio r.f. originale. Il circuito impiega un MOSFET a doppio gate, ha una dinamica di 100 dB e presenta una distorsione di intermodulazione molto bassa nell'intervallo 100 kHz - 30 MHz. L'operazione di introduzione del circuito in un ricevitore presenta ovviamente diversi problemi, a seconda del tipo di ricevitore, e non può essere discussa qui nei dettagli: è lasciata al singolo costruttore.

La Figura 1 mostra il circuito di prova impiegato per misurare le caratteristiche dell'amplificatore con un analizzatore di spettro. Due segnali della stessa intensità alla frequenza di 5,2 MHz e 5,24 MHz rispettivamente sono stati applicati all'ingresso dell'amplificatore e ne sono stati esaminati i prodotti di intermodulazione. Con un'ampiezza di ciascun segnale in ingresso di 1,25 Vpp, la foto 1 mostra chiaramente che l'intensità dei prodotti di intermodulazione è inferiore di almeno − 40 dB rispetto all'intensità di entrambi i segnali in uscita. Il guadagno in tensione dell'amplificatore, nel caso considerato, è di circa quattro volte, con P1 regolato al minimo.

Si è deciso di incorporare un controllo manuale di guadagno nel circuito dell'amplificatore, poiché tale controllo è spesso presente nel ricevitore che deve essere modificato. Il metodo comune di variare il guadagno dello stadio modificando il punto di lavoro del FET è stato subito scartato, poiché esso determina un forte aumento della distorsione di intermodulazione. Ciò è mostrato dalla figura 2, che è stata scattata togliendo R3 dal circuito.

La soluzione scelta è applicare un fattore di controreazione negativa al "source" del FET attraverso P1. Per le componenti DC, P1 è cortocircuitato dalla bassa resistenza di L2, in modo che regolando P1 non venga modificata la polarizzazione DC del FET. Per le componenti a radio frequenza, invece, L2 presenta un'impedenza molto alta, ed il guadagno può quindi essere controllato regolando P1. La foto 3 mostra il basso livello dei prodotti di intermodulazione (− 50 dB!) quando P1 è regolato per la sua massima resistenza (minimo guadagno del circuito). P1 può modificare il guadagno di un fattore di circa 30 dB, e con P1 regolato per il guadagno minimo, il circuito può accettare segnali in ingresso fino a 6 Vpp con l'identico, basso tasso di distorsione.

La Figura 2 mostra una tipica applicazione del circuito descritto in un ricevitore. L1/C1, C2 e L4/C5, C6 sono il primo ed il secondo circuito accordato r.f. del ricevitore, mentre le parti attive dell'amplificatore r.f. sono sostituite dallo stadio a MOSFET.

Vista la potenza relativamente alta dissipata dal MOSFET (mediamente 300 mW) è bene munirlo di una adeguata aletta di raffreddamento.

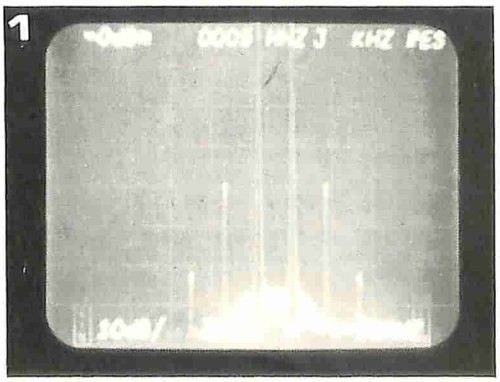


Foto 1. Lo spettro di uscita dell'amplificatore con due segnali in ingresso di 1,25 Vpp (P1 è regolato per il massimo guadagno).

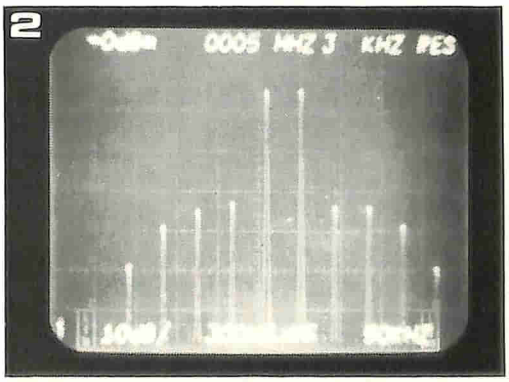


Foto 2. Lo spettro d'uscita dell'amplificatore con gli stessi segnali in ingresso relativi alla foto 1, ma con R3 tolta dal circuito. Sebbene vi sia una riduzione nel guadagno dello stadio, c'è un aumento considerevole dei prodotti di intermodulazione.

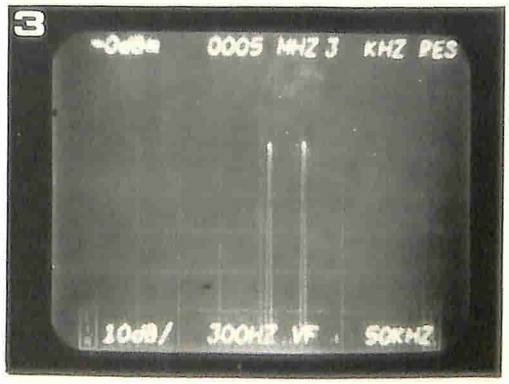
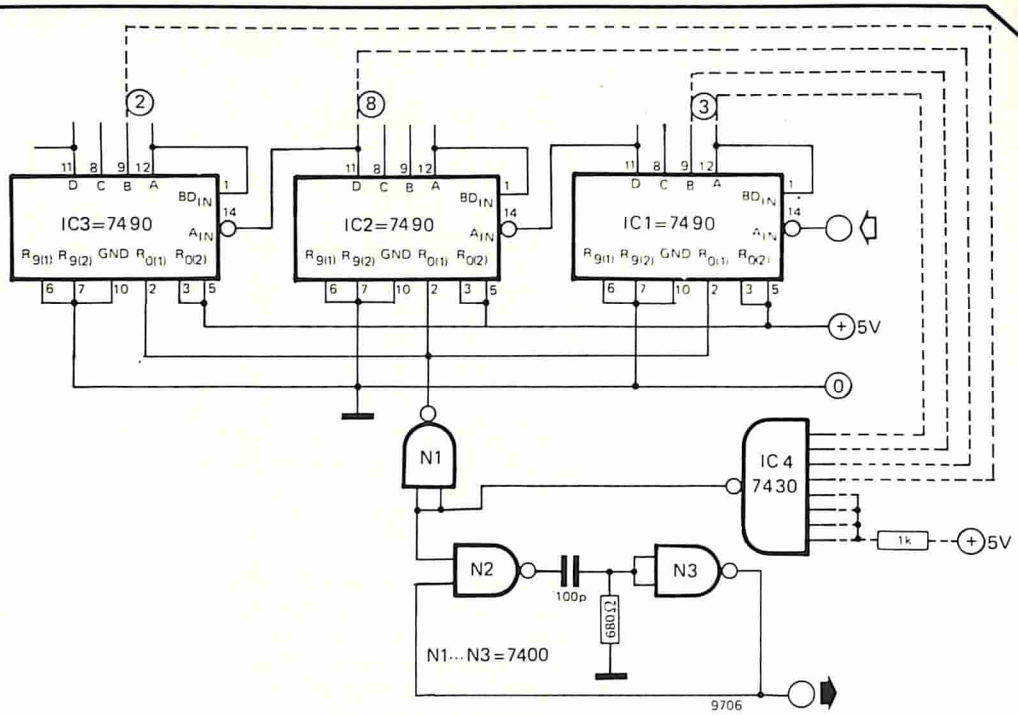


Foto 3. Segnali in ingresso identici a quelli relativi alla foto 1, ma P1 è in questo caso regolato per il guadagno minimo. La distorsione di intermodulazione è migliorata di 10 dB.

37

divisore di frequenza programmabile

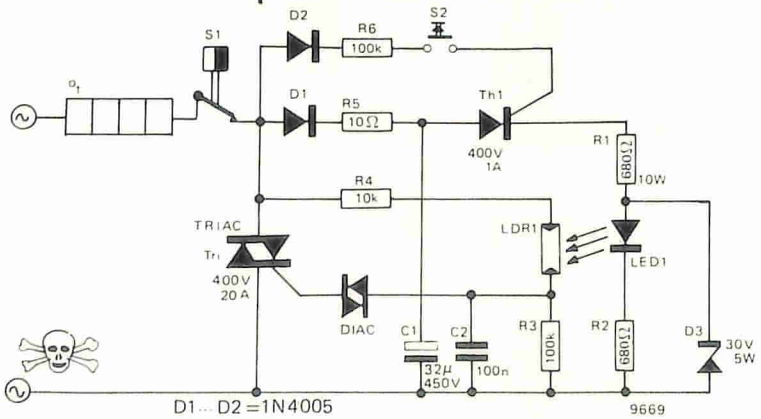
W. Schwinn



Il circuito descritto divide per un fattore compreso fra 0 e 999 la frequenza di un segnale quadrato TTL compatibile. Il circuito comprende tre contatori decimali IC1, IC2 e IC3, ed alcune porte NAND.
I tre 7490 sono connessi in cascata e contano il segnale applicato all'ingresso. Quando è raggiunto il fattore desiderato di conteggio, tutti gli ingressi di IC4 divengono alti, la sua uscita bassa. Ciò eccita il mono stabile formato da N2 e N3, che genera un breve impulso in uscita. L'uscita di N1 diventa poi alta, resettando i tre contatori e quindi dando inizio ad un nuovo ciclo di conteggio.
Per programmare il contatore è necessario innanzitutto trasformare il fattore di divisione desiderato sotto forma BCD. Ogni volta che incontriamo un "1" nel numero così ottenuto, colleghiamo l'uscita corrispondente ad un ingresso di IC4. Nell'esempio mostrato in figura, il fattore di divisione è 283, che scritto in BCD è 0010 1000 0011, così che l'uscita B di IC3, D di IC2, A e B di IC1 sono collegate ad IC4. Gli ingressi non utilizzati di IC4 devono essere collegati ai + 5V tramite un resistore da 1 K.
Notate che il circuito non può effettuare la divisione per il fattore 777, che scritto in BCD è 0111 0111 0111, poiché ciò richiederebbe l'impiego di una NAND a nove ingressi per IC4, mentre il 7430 dispone di 8 ingressi solamente.

38

one shot per riscaldatore ad immersione

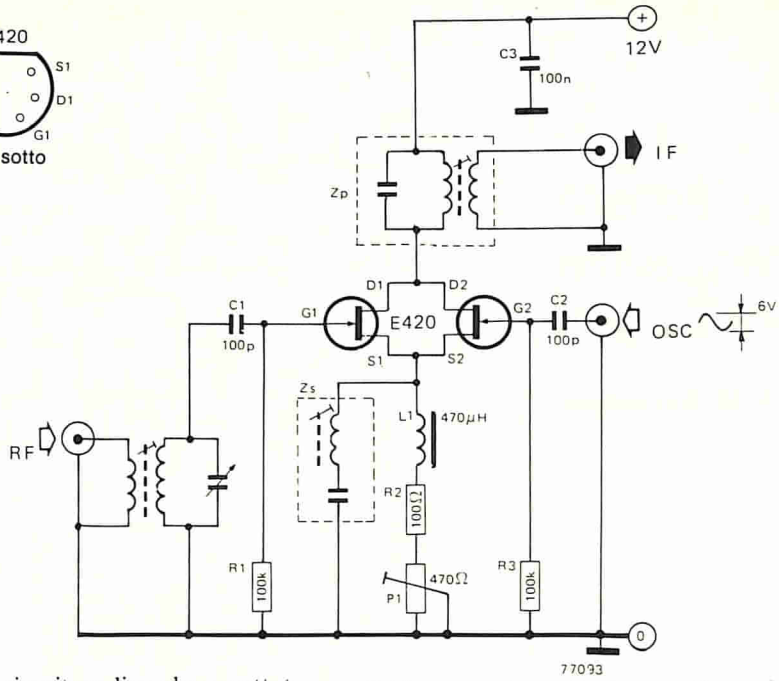


I riscaldatori ad immersione sono spesso impiegati nei mesi estivi quando l'impianto centrale di riscaldamento è inattivo.
Essi consumano una forte quantità di energia se rimangono accesi in continuazione, anche se il recipiente contiene l'acqua calda è termicamente ben isolato. E' abbastanza facile dimenticare acceso un riscaldatore ad immersione, soprattutto se l'interruttore è posto in un luogo piuttosto fuori mano (ad esempio all'aperto). Il circuito che qui viene descritto limita ad un solo ciclo ("one-shot") il funzionamento del riscaldatore, in modo che l'acqua non venga riscaldata più del necessario.
All'inizio del ciclo il riscaldatore è acceso e riscalda l'acqua fino ad arrivare alla temperatura prefissata sul termostato del recipiente, e poi si spegne. Il riscaldatore non verrà più attivato, anche se il termostato si chiude, finchè non si interviene manualmente sul pulsante del circuito di controllo.
Il funzionamento del circuito è molto semplice. Quando si alimenta il circuito, C1 si carica a circa 320 V attraverso l'elemento riscaldante, il termostato ed il diodo D1. Premendo S2 si eccita il thyristor Th1, il quale provoca l'illuminazione di LED 1. La corrente iniziale attraverso il LED è limitata da R1 e D3. Il LED è accoppiato otticamente con LDR1, in modo che la resistenza di LDR1 diminuisce bruscamente eccitando il triac Tr1 ad ogni semiciclo della tensione di rete. Poichè il triac viene eccitato in un punto della sinusoide di rete che corrisponde alla tensione di "breakdown" del diac, tale tensione è la massima tensione che appare ai capi del triac stesso mentre è eccitato: la tensione ai capi di C1 scende quindi a circa 20-30 V. Ciò determina una corrente media attraverso il LED di circa 20 mA.
Quando il termostato si apre, nessuna corrente può scorrere attraverso C1, il quale si scarica rapidamente diseccitando Th1 e spegnendo il LED. La resistenza di LDR1 diventa molto alta, in modo che il triac non possa essere eccitato nemmeno se il termostato si chiude nuovamente. Il circuito non può quindi funzionare ancora finchè Th1 non viene nuovamente eccitato premendo S2.

Nota. Componenti LDR capaci di sopportare una tensione di 240 V AC e quindi adatti al circuito proposto, sono fabbricati dalla HEIMANN e sono reperibili nel Regno Unito presso la Guest Distribution.

39 mixer ad alto livello

vista da sotto



La dinamica di un ricevitore dipende soprattutto dalla caratteristica dello stadio di missaggio. E' pertanto critico che lo stadio di missaggio possa sopportare ampi segnali in ingresso con minimi tassi di distorsione, e nello stesso tempo che la figura di rumore sia la minima possibile. Quando la figura di rumore è minore di 10 dB nell'intervallo di frequenze fra 0,1 e 10 MHz, ed il guadagno di conversione è di 6 dB, il mixer può allora essere impiegato come stadio d'ingresso del ricevitore.

Per ricevitori supereterodina con frequenza intermedia abbastanza alta (ad esempio 9 o 10,7 MHz), la faccenda è semplificata se gli ingressi per la radiofrequenza e per oscillatore del mixer presentano un'alta impedenza. Il circuito qui descritto soddisfa tutti questi requisiti: due segnali in ingresso, ciascuno di 2,5 Vpp, danno un segnale in uscita con una IMD del terzo ordine di —45 dB. Con una perfetta regolazione di P1, Z_s e Z_p, il guadagno di conversione è 6 dB circa e la figura di rumore 4 dB circa.

Sebbene il circuito sembri simmetrico, non è proprio così.

Il segnale in ingresso applicato a G1 appare attenuato su entrambi i terminali di source e ciò determina due segnali di drain in opposizione di fase. I due segnali comunque non sono uguali. Quanto appena detto vale anche per il segnale proveniente dall'oscillatore. Il leggero grado di asimmetria fra i segnali presenti sui drain dei FET fa sì che i segnali di ingresso e dell'oscillatore non vengono cancellati completamente.

Il rapporto Z_p : Z_s deve essere compreso fra 6 e 10 alla frequenza intermedia (IF). La soluzione più semplice è realizzare una Z_s più piccola del necessario e poi sistemare in serie ad essa un resistore.

Sebbene questa particolare configurazione possa essere ritrovata in molti libri che raccolgono progetti di ricevitori, ciò che spesso non viene fatto notare è che il circuito non funziona in modo soddisfacente senza Z_s. Questa impedenza è minima alla frequenza intermedia, e ciò determina una banda passante molto stretta del mixer. Questo fatto è più un vantaggio che uno svantaggio, dato che molti filtri di media frequenza presentano, per frequenze esterne alla banda passante, una impedenza più alta che per le frequenze interne, cosa che può spesso provocare saturazione sull'uscita del mixer.

La procedura per l'allineamento del circuito è la seguente:

togliere Z_s dal circuito ed applicare un segnale RF di intensità sufficiente affinchè l'intermodulazione venga resa udibile. Regolare ora P1 per il minimo valore di intermodulazione (se necessari aumentare ulteriormente l'intensità del segnale RF). Inserire ora Z_s. Se il valore dei componenti è corretto, ciò dovrebbe determinare un aumento nell'intensità del segnale a frequenza intermedia, senza però peggiorare il tasso di intermodulazione.

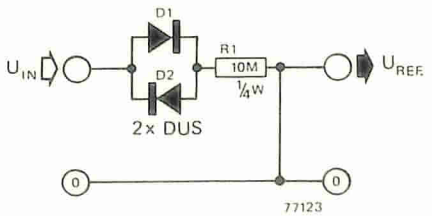
Occorre prestare attenzione per assicurarsi che non venga introdotta intermodulazione dagli stadi successivi a quello di missaggio.

Se sono disponibili strumenti per alta frequenza, la procedura per l'allineamento può essere semplificata. Un generatore di segnali ad alta frequenza, ad esempio, può essere usato per produrre qualsiasi tasso di distorsione d'intermodulazione.

Un analizzatore di spettro è poi un aiuto inestimabile per i "professionisti" che vogliono una taratura assolutamente perfetta.

40 riferimento a 0 V

Questo circuito fornisce una accurata tensione di riferimento a 0 V. La tensione in ingresso può variare nell'intervallo fra —1.000 e + 1.000 V, senza peggiorare la precisione della tensione di riferimento in uscita. Questa particolare configurazione presenta un miglioramento notevole rispetto ai circuiti convenzionali, poichè presenta un'impedenza d'uscita estremamente bassa ed allo stesso tempo è completamente protetta contro i cortocircuiti in uscita.



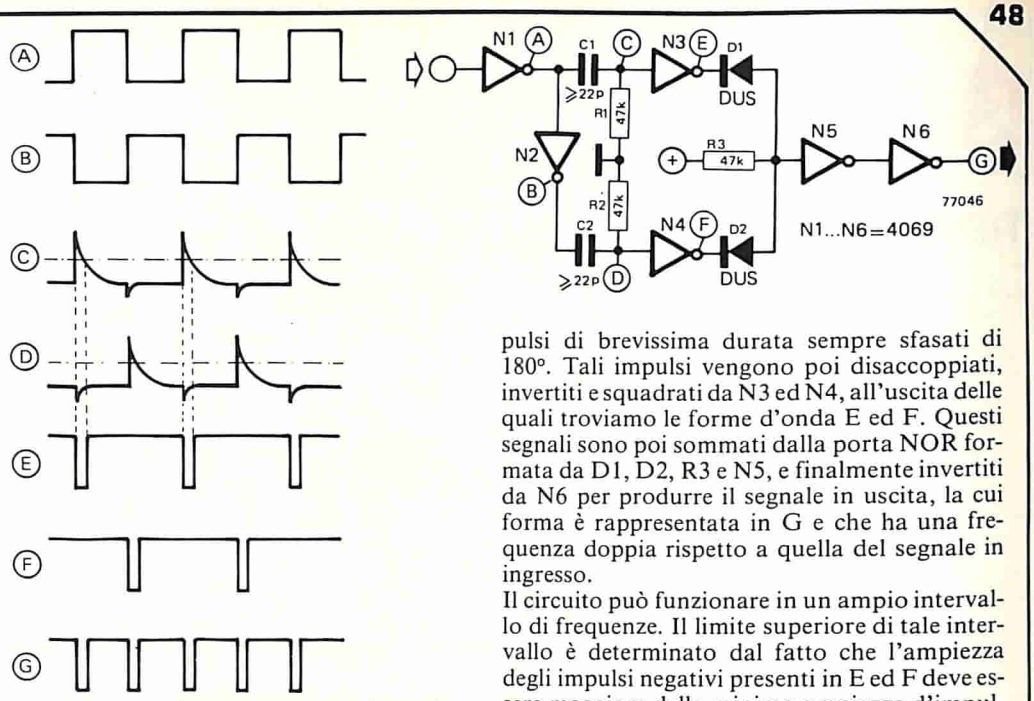
POST SCRIPTUM:

Prove di laboratorio condotte all'ultimo minuto mostrano che le prestazioni del circuito possono essere ulteriormente migliorate omettendo D1, D2 ed R1.

41

duplicatore di frequenza con il 4069

A. M. Bosschaert



Impiegando un solo tipo 4069 (che contiene sei invertitori), è possibile realizzare un duplicatore di frequenza che fornisce in uscita una serie di impulsi la cui frequenza è doppia di quella del segnale in ingresso.

Il segnale è applicato all'ingresso di N1. E' bene sia un segnale ad onda quadra con ciclo di lavoro del 50% circa e con un livello compatibile con le logiche CMOS (3-15 Vpp a seconda delle tensione di alimentazione). Il segnale è disaccoppiato ed invertito da N1, e invertito una seconda volta da N2, in modo che alle uscite (A e B) di N1 e N2 vi sono segnali di forma quadra sfasati di 180°. Tali segnali sono poi applicati alle reti C1/R1 e C2/R2, le quali producono impulsi di brevissima durata sempre sfasati di 180°. Tali impulsi vengono poi disaccoppiati, invertiti e squadrati da N3 ed N4, all'uscita delle quali troviamo le forme d'onda E ed F. Questi segnali sono poi sommati dalla porta NOR formata da D1, D2, R3 e N5, e finalmente invertiti da N6 per produrre il segnale in uscita, la cui forma è rappresentata in G e che ha una frequenza doppia rispetto a quella del segnale in ingresso.

Il circuito può funzionare in un ampio intervallo di frequenze. Il limite superiore di tale intervallo è determinato dal fatto che l'ampiezza degli impulsi negativi presenti in E ed F deve essere maggiore della minima ampiezza d'impulso che N3 e N4 possono sopportare. Stabilendo che gli impulsi E ed F hanno l'ampiezza minima possibile, man mano, che sale la frequenza del segnale in ingresso, il segnale in uscita raggiunge un ciclo di lavoro del 50% e gli impulsi in uscita sono uno vicino all'altro. Quando si raggiunge tale situazione, allora anche gli impulsi positivi in uscita hanno la minima ampiezza sopportabile dal 4069.

Con i componenti indicati in figura, l'ampiezza degli impulsi E e F è di circa 500 ns, così che l'uscita ha un ciclo di lavoro del 50% quando la frequenza è di 1 MHz, cioè la frequenza del segnale in ingresso è 500 kHz.

42

capacimetro digitale con il timer 555

J. Borgman

Chiunque possegga un frequenzimetro digitale che possa facilmente funzionare come periodimetro, può realizzare questa semplice unità supplementare per misurare direttamente il valore di capacità di un componente.

Nel circuito mostrato, il 555 è connesso come multivibratore astabile, il cui periodo è dato da

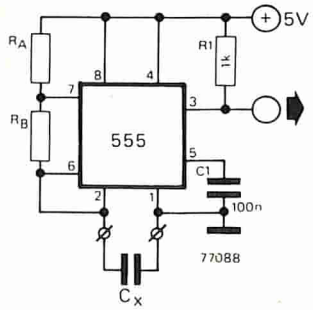
$$T = 0{,}7\ (R_A + 2R_B)\ C_X.$$

Se il condensatore di capacità sconosciuta è connesso al posto di C_x, dal momento che R_A e R_B sono fisse, il periodo è proporzionale al valore di C_x, il condensatore in misura. Il periodo del multivibratore può essere misurato da un periodimetro, e se R_A e R_B sono scelte in modo opportuno, questa lettura può essere resa uguale al valore della capacità espresso in picofarad, nanofarad o microfarad. Ad esempio, supponiamo che il periodimetro ha una lettura massima di 1 secondo e ciò corrisponda ad una scala di lettura per la capacità di 1 µF. Allora il valore complessivo di $R_A + 2\,R_B$ deve essere di 1,43 MΩ.

C'è qualche problema nel misurare condensatori elettrolitici del valore di circa 1 µF. Come mostrato sopra, per una lettura di 1 secondo, la resistenza richiesta è piuttosto alta e quindi possono essere introdotti degli errori dovuti alla resistenza dispersa del condensatore stesso. In questo caso è preferibile far sì che la lettura di 1 secondo corrisponda a 1.000 µF, in modo che il valore di resistenza sia mille volte inferiore. Se viene impiegato un contatore a sette cifre, esso da una lettura di 1.000000 per 1 secondo = 1.000 µF, quindi un condensatore da 1 µF darà una lettura di 0.001000, con una risoluzione che è molto migliore della precisione del circuito.

Alcuni valori utili per R_A e R_B sono forniti nella tabella.

Devono essere usati resistori all'ossido di metallo con una tolleranza dell'1%, per garantire una sufficiente precisione.



Altri valori possono essere calcolati a seconda dei gusti personali e del contatore impiegato.

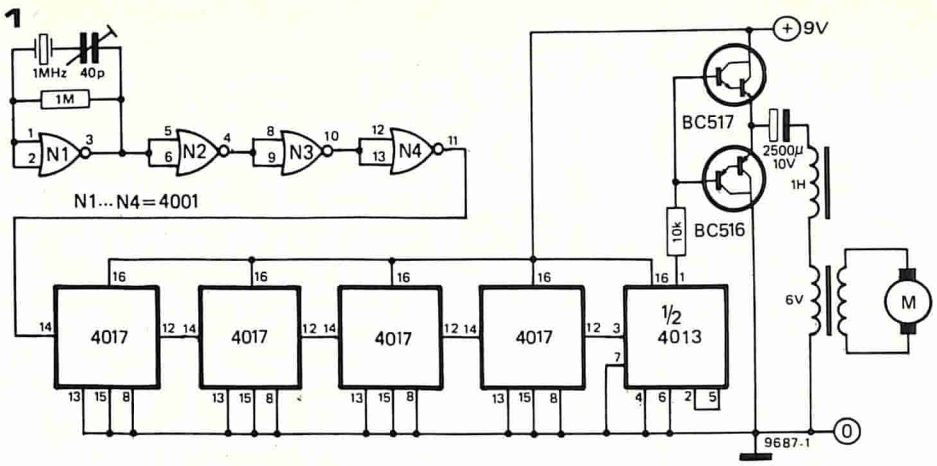
Adoperando il circuito, la capacità di qualsiasi serrafilo o boccola impiegata per sostenere il condensatore deve essere presa in considerazione e sottratta dalla misura. Per questa ragione, tali punti di collegamento devono essere realizzati in modo meccanicamente molto rigido, in modo che la capacità introdotta non cambi e possa essere sottratta. Per esempio, il prototipo dava un valore di capacità sempre di 36 pF più alto a causa delle capacità dei collegamenti. Ciò fu poi notato misurando la capacità dei collegamenti stessi, in modo da poterla sottrarre da tutte le misure. Ovviamente, misurando capacità elevate, tale errore può essere trascurato.

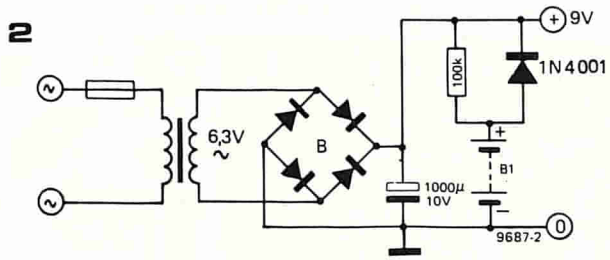
R_A	R_B	C_X	T
1 k	220 Ω	1000 µF	1 s
1 M	220 k	1 µF (non elettrolitico)	1 s

43

base dei tempi a quarzo per orologi sincroni

P.C.M. Verhoosel





Molti preferiscono gli orologi convenzionali rispetto a quelli con lettura digitale. In condizioni normali, gli orologi sincroni alimentati dalla rete forniscono una buona precisione con un basso costo.
Sfortunatamente, in luoghi dove la frequenza della tensione di rete è soggetta a frequenti fluttuazioni, o in aree di campagna dove spesso la rete viene a mancare, questi orologi non sono certo la cosa migliore. Le alternative sono i normali orologi a batteria che sono meno precisi e costano di più, o (solo per i ricchi ...) orologi a batteria controllati al quarzo.
Una terza soluzione è fornire ad un orologio sincrono una base dei tempi a cristallo, che divida una frequenza data, ad es. 1 MHz, fino ad ottenere il segnale a 50 Hz, che è usato per far funzionare l'orologio attraverso un trasformatore elevatore. La potenza consumata da un orologio sincrono è circa 1 - 2 W, così che se si usa una batteria da 9 V, il consumo totale di corrente è circa 250 mA, tenendo conto della inefficienza del trasformatore e della potenza assorbita dai divisori logici. Un accumulatore al NiCad da 2 A/h potrà così mantenere l'orologio attivo per circa 8 ore continuative in caso di mancanza della tensione di rete.
Il circuito funziona nel modo seguente. La frequenza di riferimento è generata da un oscillatore ad 1 MHz. Altre frequenze possono essere ovviamente scelte, ma è abbastanza facile reperire cristalli di quarzo alla frequenza di 1 MHz.
Il segnale in uscita dall'oscillatore a cristallo è diviso fino ad ottenere 50 Hz da una serie di contatori CMOS; uno stadio d'uscita darlington complementare pilota il trasformatore elevatore (che è un comune trasformatore di alimentazione collegato alla rovescia). Il condensatore d'uscita e l'impedenza formano un filtro, in modo che la forma del segnale che alimenta il trasformatore sia pressochè sinusoidale.

44

austereo: amplificatore hi-fi da 3 watt

I transistor T1 e T2 formano un amplificatore in tensione ad accoppiamento diretto. La resistenza T6 e i diodi D1/D2 determinano il valore della corrente a riposo degli stadi pilota e di uscita, a simmetria quasi complementare, composti da T3/T4 e da T5/T6.
I valori delle resistenze R7 ed R8 sono state scelte in modo da mantenere i transistor di uscita nel corretto stato di polarizzazione, che può variare a seconda del guadagno dei transistor utilizzati. C3, C5, C6 e R3 concorrono a mantenere la stabilità del circuito.
La sensibilità di ingresso dell'amplificatore è di circa 400 mV, con una alimentazione di 12 volt ed un carico di 4 Ω, e di 600 mV con alimentazione pari a 17 volt e carico di 8 Ω.
Il guadagno può essere aumentato riducendo R4, ma in tal modo aumentano anche l'installazione e la distorsione.
Per il corretto montaggio del circuito bisogna tenere presente quanto segue:

1) Il terminale comune degli altoparlanti va fatto scorrere lontano dallo stampato e va connesso direttamente al negativo dell'alimentatore.
2) I collegamenti dell'alimentazione vanno realizzati separatamente per i due canali.
3) Le uscite da ogni stadio vanno mantenute lontane dagli ingressi degli altri stadi (eccetto ovviamente i collegamenti tra l'uscita di uno stadio e l'ingresso allo stadio seguente).
4) Evitare accuratamente gli anelli di massa. Ogni sezione dell'amplificatore deve avere un solo filo di collegamento col negativo dell'alimentazione generale.

Resistori:

R1 = 100 k
R2 = 100 k
R3 = 4k7
R4 = 470 Ω
R5 = 4k7
R6 = 33 Ω
R7 = 56 Ω
R8 = 56 Ω
R9 = 0,2 Ω
R10 = 0,2 Ω
R11 = 1 k
R12 = 680 Ω (1 k)

Condensatori:

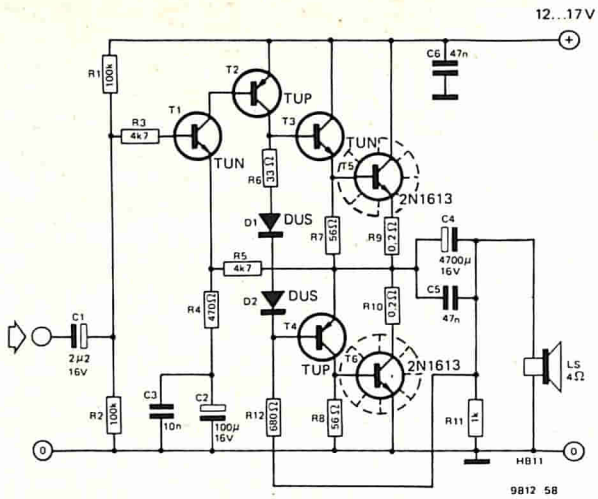
C1 = 2 µ. 16 V
C2 = 100 µ. 16 V
C3 = 10 n
C4 = 1700 µ. 16 V (2500 µ. 16 V)
C5 = 47 n
C6 = 47 n

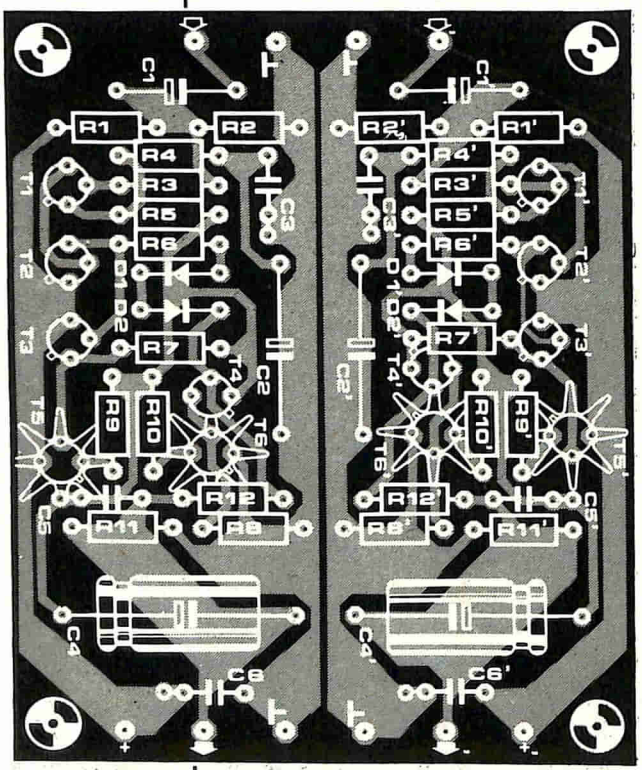
Semiconduttori:

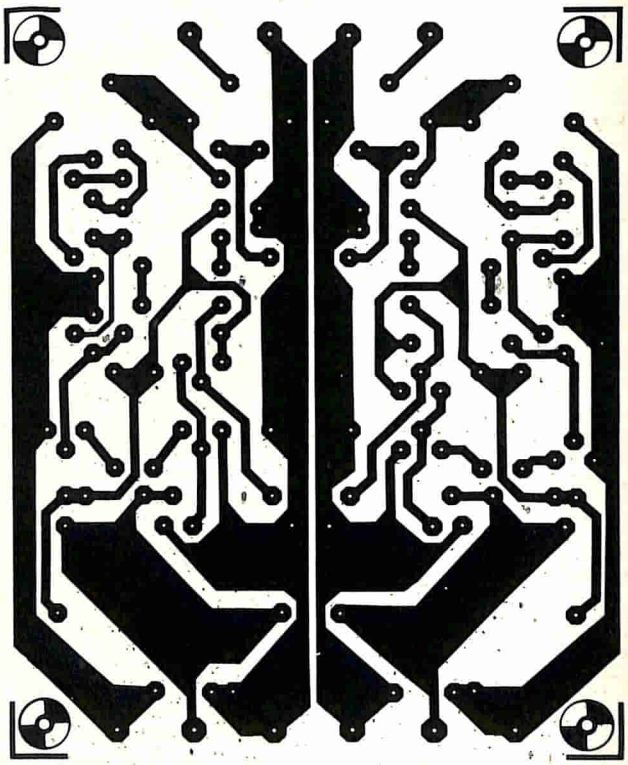
T1 = TUN
T2 = TUP
T3 = TUN
T4 = TUP
T5 = 2N1613
T6 = 2N1613
D1 = DUS
D2 = DUS

dissipatore per TO-5

	12 V	17 V
R12	680 Ω	1 k
C4	4700 µ	2200 µ
LS	4 Ω	8 Ω





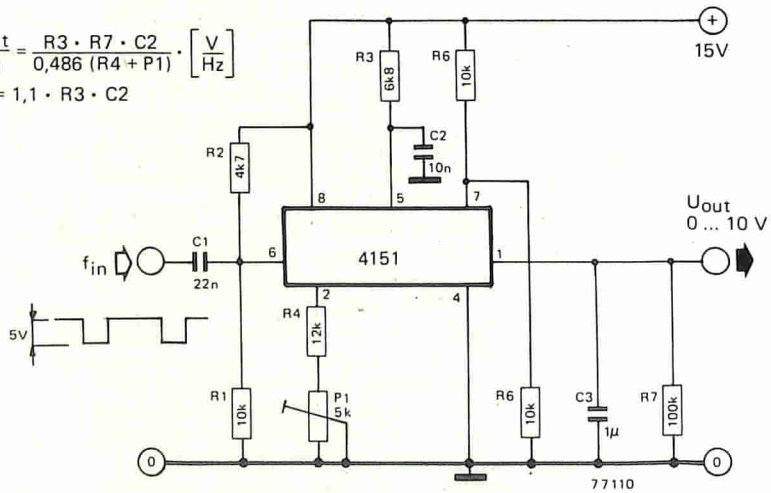


45

convertitore frequenza-tensione

$$\frac{U_{out}}{f_{in}} = \frac{R3 \cdot R7 \cdot C2}{0{,}486\,(R4 + P1)} \cdot \left[\frac{V}{Hz}\right]$$

$$T1 = 1{,}1 \cdot R3 \cdot C2$$



Questo convertitore frequenza-tensione si distingue per il suo rapporto particolarmente lineare. Con i valori dati per i componenti, il rapporto di conversione del circuito è 1V/kHz.
Se una tensione continua è applicata al suo ingresso, la tensione d'uscita è 0 V. Il ciclo di lavoro del segnale rettangolare in ingresso non ha influenza sul rapporto di conversione.
Tuttavia, se segnali di forma sinusoidale devono essere convertiti in tensioni continue, allora l'integrato convertitore deve essere preceduto da un trigger di Schmitt. Altri rapporti di conversione possono essere calcolati applicando le formule riportate a margine dello schema.
Il cicuito può anche essere collegato all'uscita di un convertitore tensione-frequenza ed impiegato come un metodo per trasmettere segnali DC lungo un cavo di notevole lunghezza, evitando che la resistenza del cavo possa attenuare i segnali stessi.

RAYTHEON products specifications

46

mixer a massa virtuale con transistore connesso a base comune

Il metodo più comune per realizzare un mixer a massa virtuale è l'impiego di un'amplificatore invertente, in cui i segnali in ingresso da miscelare (o meglio, da sommare) sono applicati attraverso dei resistori al punto di massa virtuale rappresentato dall'ingresso invertente dell'amplificatore. Tuttavia, l'insolito circuito qui descritto impiega un solo transistore connesso a base comune, e non inverte i segnali applicati all'ingresso.

T1 riceve una tensione costante per la polarizzazione di base da R1, D1 e D2, e così anche la tensione di emettitore è mantenuta costante ad un valore di circa 0,6 V. Una corrente costante il cui valore è $\frac{0,6}{R2}$ scorre quindi attraverso R2.

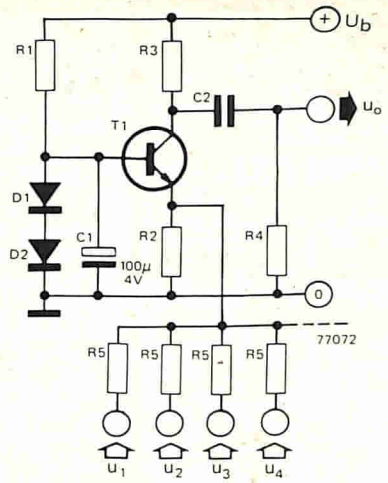
Supponendo che il mixer lavori con segnali in ingresso AC, in condizioni di riposo (nessun segnale all'ingresso) la corrente DC attraverso R2 è completamente fornita da T1 ed è quindi pressochè uguale alla sua corrente di collettore.

Se un segnale AC è applicato ad uno dei resistori di ingresso R5, allora una corrente AC del valore di $\frac{U_n}{R5}$ scorre attraverso R2.

Poichè la corrente totale attraverso R2 rimane costante, la parte di detta corrente fornita da T1 varierà in accordo con il segnale in ingresso, e quindi un segnale AC d'uscita appare sul collettore di T1. Il guadagno del mixer è in modo che, dando a tutti i resistori R5 lo stesso valore, la tensione d'uscita è: $\frac{R3}{R5}$

$$U_o = \frac{R3}{R5} (U_1+U_2+U_3+ \dots +U_n).$$

Poichè l'emettitore di T1 è costretto ad un potenziale costante, esso si comporta quasi perfettamente come un punto di somma a massa virtuale. Il fattore di distorsione introdotto dal mixer dipende quasi completamente dalla linearità del guadagno in corrente nella configurazione a base comune, che è: $\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$



Se si impiega un transistore ad alto guadagno (grande h_{fe}), allora il guadagno in corrente sarà prossimo all'unità e variazioni nel valore di h_{fe} hanno poca influenza: la distorsione sarà bassa.

L'impedenza di ingresso del circuito è pari al valore di R5, e allora R5 avrà il desiderato valore di impedenza di ingresso.

R3 sarà scelta pari a $\frac{R5}{n}$ in cui n è il numero degli ingressi.

In ultimo, per ottenere le migliori prestazioni, R2 deve essere pari a: $\frac{1,2 \times R3}{U_b}$.

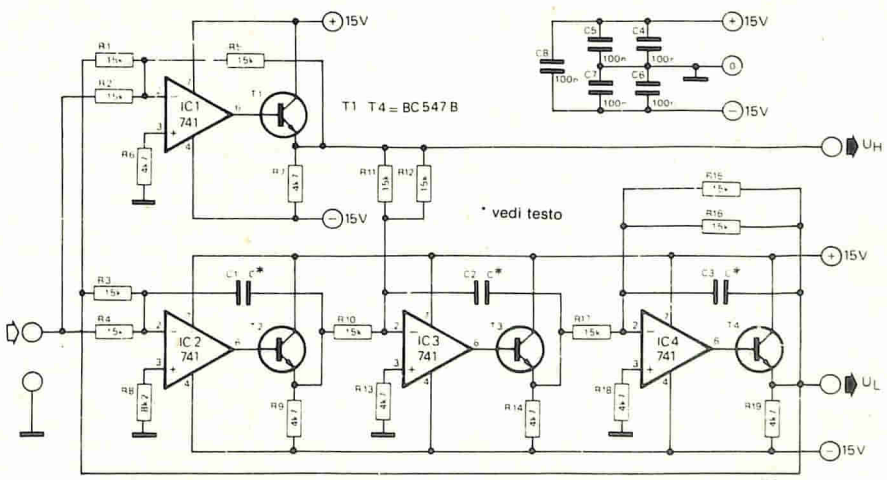
Ciò stabilisce il valore della componente DC della corrente di collettore di T1, e fa sì che, in condizioni di riposo, la tensione di collettore sia circa la metà della tensione di alimentazione.

Ad esempio, se R5 è 33k e ci sono quattro ingressi, R3 è 8k2.

Con una tensione di alimentazione di 15 V, R2 è allora 680 Ω (questi valori sono i valori disponibili più vicini a quelli ideali).

47

filtro cross-over simmetrico a tensione costante



Questo circuito è praticamente un supplemento ai precedenti articoli sul tema dei filtri a tensione costante (vedi gli articoli "filtri crossover attivi per altoparlanti" e "Ejektor" apparsi sui numeri 25/26 di Elektor versione inglese). Il progetto si basa sul circuito pubblicato nell'articolo "Filtri attivi e passivi come sistemi di crossover per altoparlanti", JAES, giugno 1971. Nello stesso articolo sono descritti un certo numero di altri circuiti relativi a filtri a tensione costante con pendenze diverse per filtri simmetrici e asimmetrici.

Il circuito è formato da tre integratori ed un amplificatore sommatore, che insieme formano un filtro a tensione costante con una pendenza complessiva di 12 dB per ottava. La somma delle tensioni U_H (tensione d'uscita per il filtro passa-alto) e U_L (tensione d'uscita per il passa-basso) ha ampiezza e fase costante, e quindi non cambia al variare della frequenza. La frequenza di taglio f_o è data da: $f_o = 1 : 2 \pi RC$, la quale sottintende che

$$C = C1 = C2 = C3 = 1 : 2 \pi f_o R,$$

dove R vale 15 k. Per una frequenza di crossover di 500 Hz, ad esempio, C vale 21,2 n. Un comune 741, provvisto di emitter-follower in uscita, si dimostra sufficiente come scelta dell'amplificatore operazionale. Sono necessarie due tensioni di alimentazione simmetriche di ± 15 V : il consumo in corrente è inferiore a 25 mA.

Le curve della risposta in ampiezza per le uscite U_L e U_H del filtro sono diverse dalla normale curva di Butterworth, dato che, per U_L, un picco di circa 4 dB compare alla frequenza di 0,8 f_o, mentre un picco identico compare alla frequenza di 1,2 f_o nella curva relativa ad U_H.

48

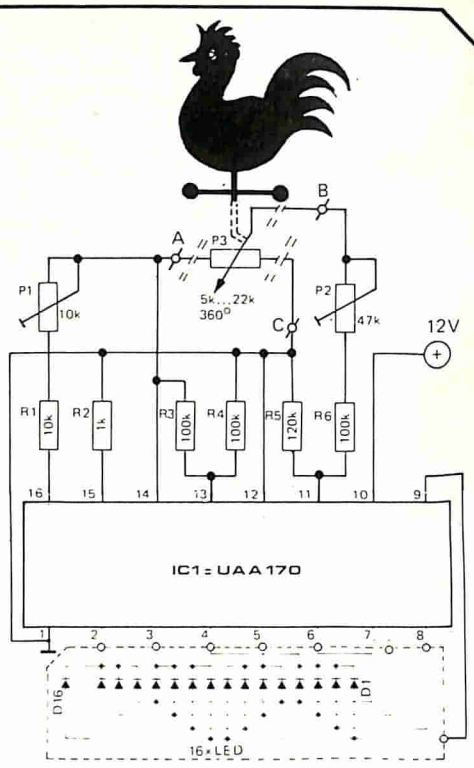
banderuola del vento elettronica

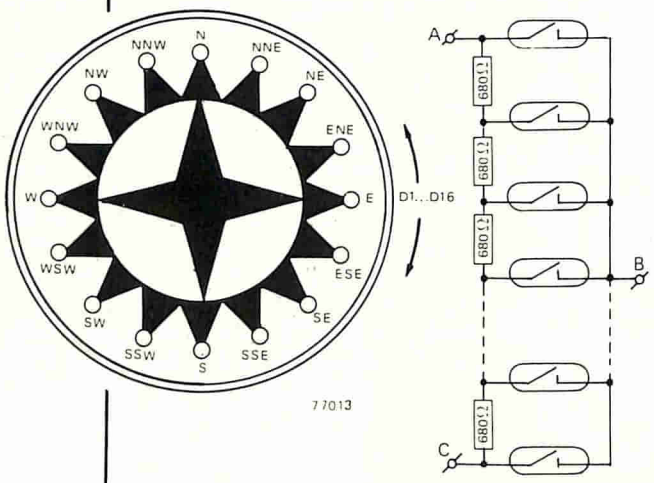
Fino a poco tempo fa, per sapere da che parte tirava il vento, era necessario mettersi le scarpe ed uscire fuori dalla porta, esponendosi ai capricci del tempo. Con un pò d'inventiva "elettronica" è oggi possibile sapere la precisa direzione del vento senza abbandonare i confort del focolare. Questo indicatore elettronico funziona collegando la banderuola ad un potenziometro, il cui cursore ruota solidale ad essa. La tensione sul cursore del potenziometro è quindi proporzionale all'angolo cui la tensione (e quindi la direzione del vento) può essere letta in modo digitale impiegando un UAA 170 e 16 LED.

Il circuito è progettato in modo che il passaggio fra un LED ed il successivo sia dolce. Il potenziometro P1 controlla l'intensità d'illuminazione dei LED, mentre il potenziometro P2 deve essere regolato in modo tale che, quando la tensione sul cursore di P3 ha il valore massimo, si illumini D16.

Maggiori dettagli riguardo al funzionamento dell'UAA 170 possono essere trovati nel numero 12 di elektor versione inglese (aprile 1976).

Il potenziometro P3 presenta qualche problema, in quanto deve essere scelto un potenziometro in cui il cursore può ruotare di 360° senza interruzioni. Se è difficile procurarsene uno, una soluzione possibile è l'impiego di 16 relay





tipo reed, ciascuno dei quali viene chiuso quando il magnete connesso sull'asse della banderuola passa accanto ad esso. In questo caso, il potenziometro è sostituito con un partitore a resistori. I lettori che sono in grado di realizzare circuiti stampati molto piccoli, possono utilizzare una carcassa di potenziometro, all'interno della quale sistemare il magnete, i relay reed ed i 16 resistori di uguale valore.

L'alimentatore non è necessario sia stabilizzato, in quanto l'integrato contiene un riferimento interno di tensione (disponibile sul pin 14) che qui viene (con riconoscenza!) utilizzato. La corrente massima attraverso ciascun LED è di circa 50 mA; un alimentatore adatto può essere realizzato con un trasformatore con secondario da 9 o 12 V - 100 mA, un rettificatore a ponte ed un elettrolitico da 470 µF 25 V.

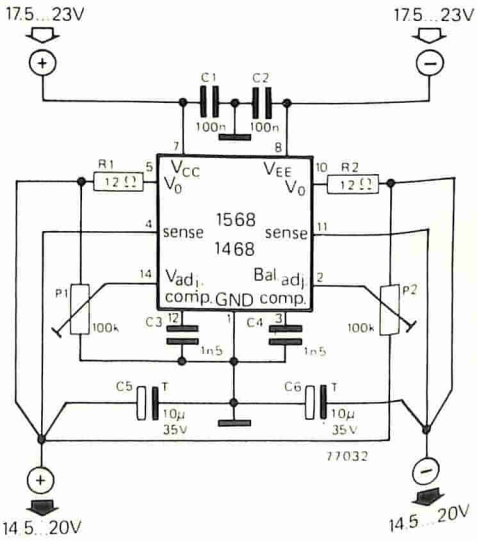
49

regolatore di tensione a ± 15 V

Impiegando un solo tipo 1468 o 1568 (prodotto, fra gli altri, dalla EXAR) ed un numero contenuto di componenti esterni, è possibile realizzare uno stabilizzatore con tensioni di uscita simmetriche di più o meno 15 volt.

Il circuito è adattato alla realizzazione di un alimentatore a scheda, e non è particolarmente indicato per il lavoro di sperimentazione, dato che la massima potenza dissipata dall'integrato non è molto alta (circa 1 W). Con la configurazione mostrata in figura, non è consigliabile, tenendo presente appunto tale valore di dissipazione, la scelta di tensioni di ingresso superiori a quelle indicate (cioè di 3 V superiori alla tensione di uscita). Va da se che l'integrato non può sopportare per lunghi periodi cortocircuiti in uscita. La corrente al carico è limitata quando la tensione ai capi di uno dei due resistori R1 e R2 supera 0,6 V. Agendo su P1 è possibile regolare la tensione in uscita fra 14,5 e 20 V (sempre supponendo che la tensione in ingresso sia abbastanza alta). La tensione positiva e quella negativa possono essere accoppiate esattamente regolando P2. I condensatori C1 ... C4 sono necessari per garantire la stabilità della sorgente, e deve essere sistemato il più vicino possibile all'integrato. Ulteriori informazioni: il 1568 si distingue dal 1468 poichè ha una tolleranza più stretta rispetto al valore (0,2 invece di 0,5 V) ed all'accoppiamento (150 invece di 300 mV) delle tensioni d'uscita.

La massima tensione in ingresso è 30 V, e la

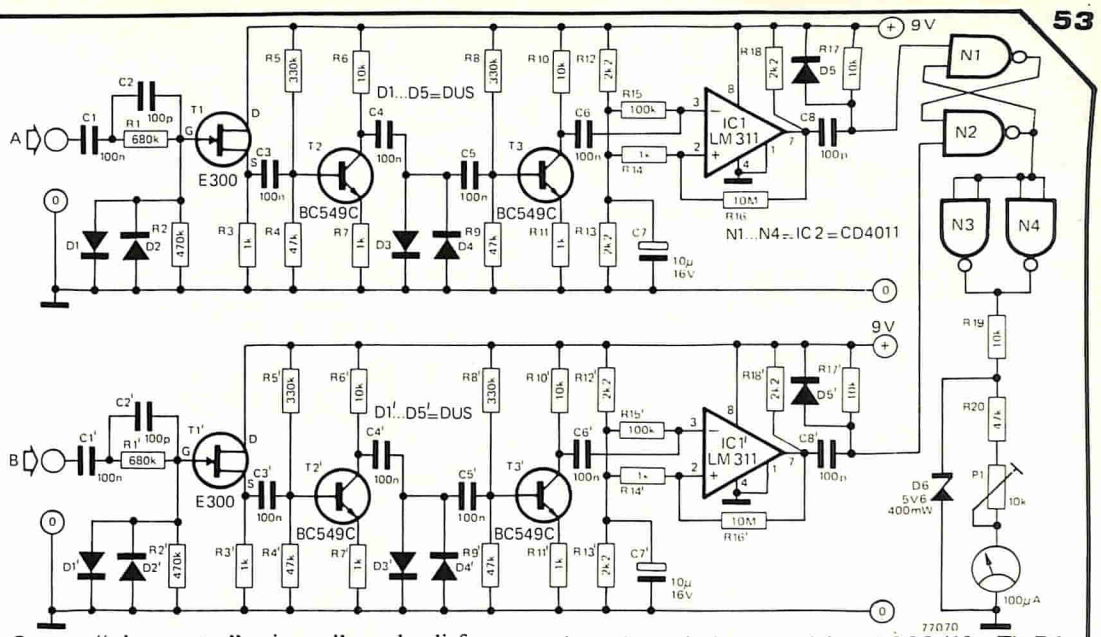


massima corrente al carico 100 mA. Un cambiamento nella corrente del carico di 50 mA produce una variazione di circa 3 mV nella tensione in uscita. Per una corrente di carico di 50 mA la minima caduta di tensione ai capi del regolatore è di 2,5 V.

La soppressione del rumore in ingresso è in tal caso di circa 75 dB, e la stabilità della tensione in uscita per una variazione della temperatura di 75°C è migliore dell'1%.

Il rumore su entrambe le uscite è minore di 0,1 mV.

50 misuratore di fase



Questo "phasemeter" misura l'angolo di fase fra due segnali nell'intervallo di frequenze 10 Hz - 100 kHz, ed è quindi estremamente utile per misurare il responso di fase di un sistema audio.

Il principio di funzionamento è il seguente: lo strumento è tarato in modo tale che quando le uscite di N3 e N4 sono alte esso dà fondo-scala. Il Flip-Flop formato da N1 e N2 è eccitato da ciscun fronte positivo della forma d'onda A e resettato da ogni fronte positivo della forma d'onda B. Quando il Flip-Flop è eccitato le uscite di N3 e N4 sono alte.

Se i due segnali sono in fase, il Flip-Flop verrà resettato non appena è eccitato e le uscite di N3 e N4 rimarranno basse: così lo strumento dà l'indicazione di 0. Quando i due segnali in ingresso sono sfasati di circa 360° il Flip-Flop rimarrà praticamente sempre eccitato e lo strumento indicherà il fondo-scala. Ad un angolo di fase di 180°, il Flip-Flop rimarrà per metà periodo eccitato e per l'altra metà resettato, così che la lancetta dello strumento indicherà la metà scala.

Per assicurarsi che il Flip-Flop sia pilotato al momento giusto indipendentemente dalla forma d'onda e dalla ampiezza dei segnali in ingresso, questi devono essere elaborati. I due circuiti di ingresso sono identici, per garantire che qualsiasi spostamento di fase introdotto dall'operazione di elaborazione dei segnali sia lo stesso per entrambi i canali e venga quindi cancellato. Ciascun canale è formato da un FET connesso come "source follower" per dare un'alta impedenza in ingresso (circa 1 MΩ/10 pF). R1 ed i diodi D1 e D2 proteggono l'ingresso da tensioni eccessive. Il FET è seguito da uno stadio amplificatore con guadagno 10 (T2), provvisto di limitatore a diodi in uscita, e successivamente un secondo stadio con guadagno 10 (T3). Il segnale amplificato e "tosato" è poi applicato ad un comparatore (IC1), collegato come trigger di Schmitt.

L'uscita del comparatore diventa bassa ad ogni fronte positivo del segnale in ingresso e alta ad ogni fronte negativo. Gli impulsi negativi in uscita da IC1 sono differenziati da C8, D5 e R17 ed impiegati per pilotare il Flip-Flop.

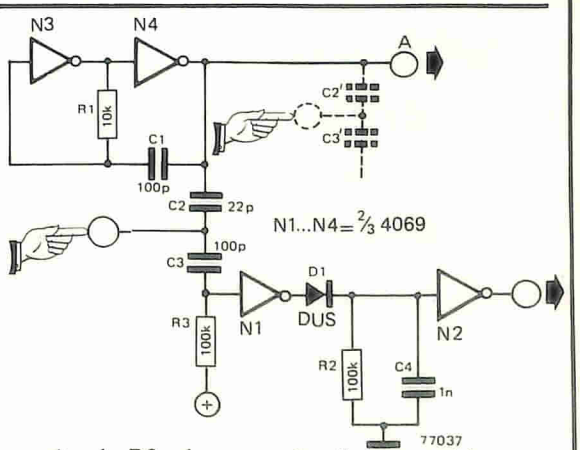
Lo strumento può essere facilmente tarato nel punto che indica 180°, dato che due segnali sfasati di 180° possono essere facilmente ottenuti dalle due metà del secondario a presa centrale di un trasformatore. I due segnali vengono applicati ai due ingressi A e B ed occore regolare P1 finchè lo strumento non indica 180° (metà-scala). Oppure lo strumento può essere tarato a 360° collegando a terra l'ingresso di N1 e regolando P1 finchè lo strumento non indica il fondo-scala. La scala dello strumento deve essere, ovviamente, suddivisa linearmente fra 0° e 360°.

Lo strumento opera con segnali in ingresso di ampiezza superiore a pochi millivolt RMS ed è protetto contro tensioni in ingresso maggiori di 250 V; possiede quindi una dinamica di funzionamento estremamente ampia senza necessità di intervento.

51 sensore AC

A.M. Bosschaert

Molti progetti di circuiti a sensore sono stati presentati su Elektor. Tuttavia, la maggior parte di essi utilizza la resistenza della pelle umana come base per il loro funzionamento, e ciò richiede un doppio contatto che può essere "chiuso" da un dito. Il funzionamento con un solo contatto è possibile sfruttando la tensione alternata indotta per capacità dalla rete, ma non può lavorare affatto con circuiti alimentati a batteria!!! Il progetto presentato qui supera queste difficoltà e permette la realizzazione di un sensore affidabile dotato di contatto singolo.



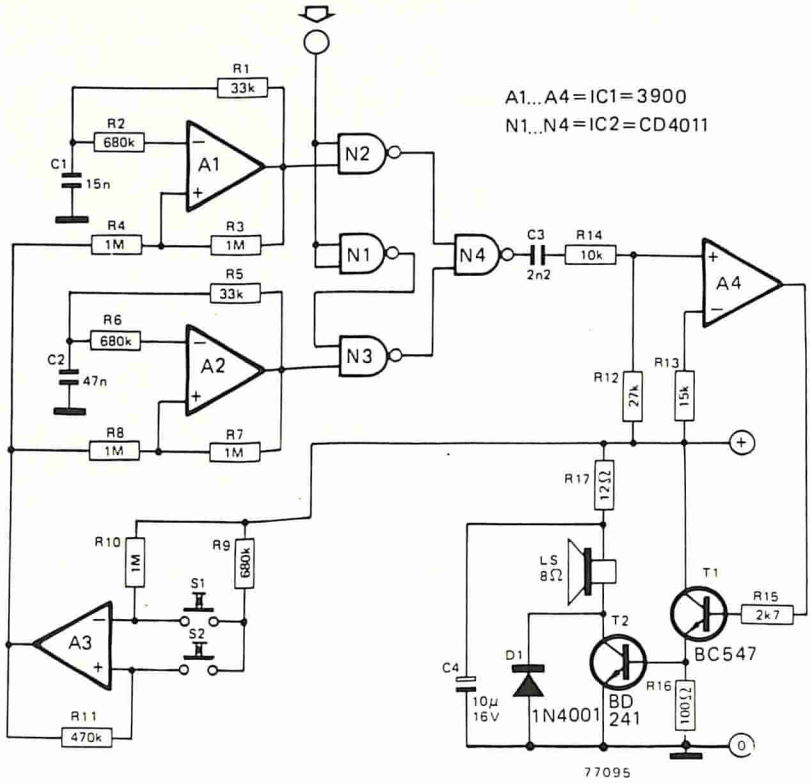
N3 ed N4 formano un oscillatore alla frequenza di circa 1 MHz. Se il contatto non viene toccato, il segnale prelevato dall'uscita di N4 è applicato all'ingresso di N1 attraverso C2 e C3, ed appare all'uscita di N1. Esso carica C4 attraverso D1, portando alto l'ingresso di N2 e quindi mantenendo bassa la sua uscita.

Quando il contatto viene toccato, la capacità del corpo umano "cortocircuita" il segnale ad 1 MHz. L'ingresso di N1 viene quindi portato alto da R3 e la sua uscita diviene così bassa. C4 si scarica attraverso R2 e l'uscita di N2 diventa alta.

Un solo oscillatore produce un segnale ad 1 MHz che può essere impiegato per diversi sensori, che devono essere connessi nel punto 1 del circuito.

52 tester logico acustico

H. Käser



Questo tester logico dà un'indicazione acustica anzichè ottica dello stato logico, producendo una tonalità audio ad alta frequenza per lo stato logico "1" e una tonalità a bassa frequenza per lo stato logico "0".
Il segnale logico d'ingresso è inviato a N1 e N2. Se l'ingresso è alto allora N2 trasferisce il segnale ad alta frequenza generato dall'oscillatore costituito da A1. Se l'ingresso è basso, N2 è in blocco, ma l'uscita di N1 è alta così N3 trasferisce il segnale a bassa frequenza generato dall'oscillatore sintetizzato con A2.
A seconda dello stato logico, uno o l'altro dei segnali inviato attraverso N4 all'ingresso di un circuito differenziatore costruito attorno ad A4. Questo produce un treno di impulsi di breve durata dall'ingresso a onda quadra, e questo pacchetto di impulsi è iniettato in un amplificatore audio costituito da T1 e T2.

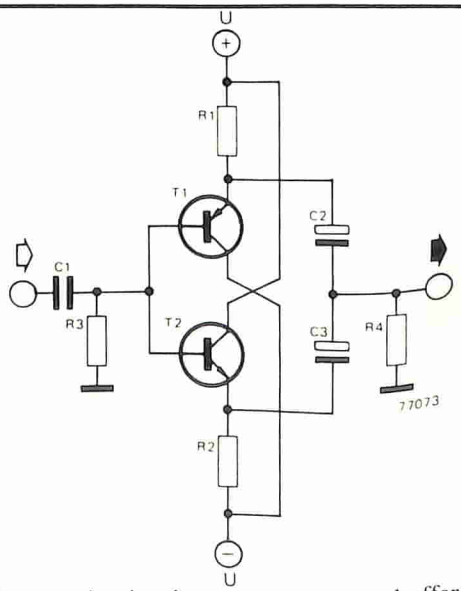
L'uso di impulsi brevi garantisce un'elevata uscita audio di picco pur mantenendo basso il consumo di corrente.

Per eliminare il fastidioso segnale prolungato quando il circuito non è in fase di misura, entrambi gli oscillatori possono esere accesi e spenti da un flip-flop comprendente A3, che è controllato da due pulsanti S1 e S2.

Se il circuito viene usato esclusivamente su circuiti TTL allora gli integrati da N1 a N4 possono essere del tipo 7400 e la tensione di alimentazione è 5V, che può essere ricavata dal circuito in misura.
Se invece il circuito viene usato su integrati CMOS allora da N1 a N4 possono essere del tipo 4011, e il circuito può lavorare con alimentazioni comprese tra + 5 e + 10 V con un consumo di corrente da 4 a 10 mA.

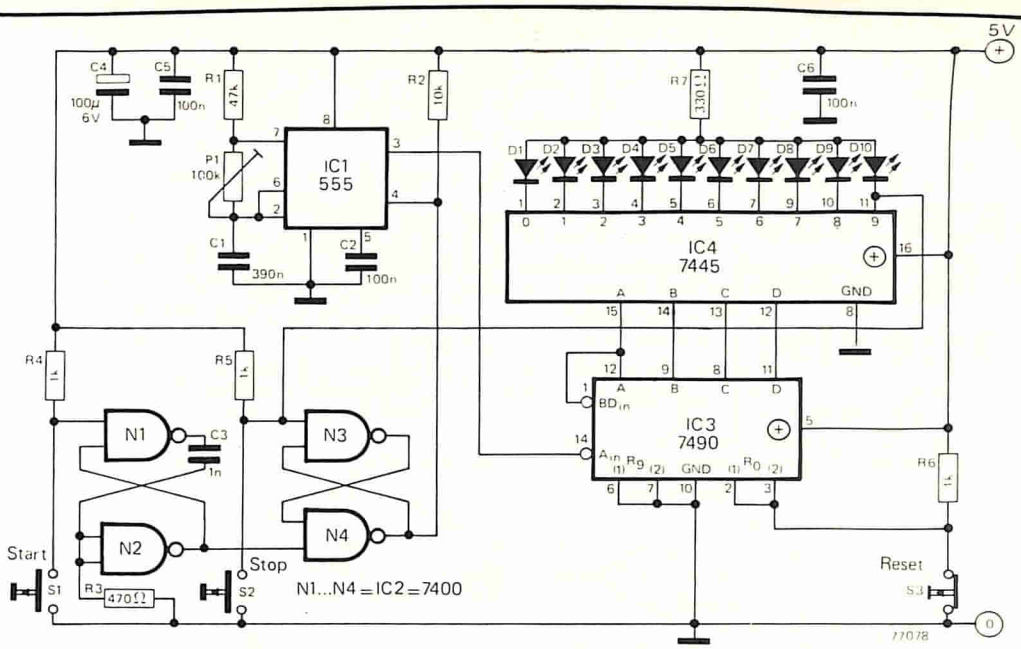
53 inseguitore di emettitore complementare

Il circuito in esame presenta un'interessante alternativa alla progettazione e costruzione di un buffer o stadio di uscita a bassa distorsione per basse potenze di uscita. La corrente di riposo che scorre in T1 e T2 è determinata unicamente dal valore di U e dalle resistenze R1 e R2. Questo a differenza dei circuiti similari convenzionali in cui le basi di T1 e T2 sono connesse mediante una rete di diodi in serie. Il fatto di polarizzare un diodo solitamente ha indesiderabili effetti sull'impedenza di ingresso (a meno di usare il principio del bootstrap) e causa variazioni della corrente di riposo.
In questo circuito la corrente di riposo di T1 è uguale a $\frac{U - 0,6}{R1}$
e la corrente di riposo di T2 è $\frac{U - 0,6}{R2}$
supponendo che il guadagno di corrente di T1 e T2 sia così alto (o così strettamente selezionato) da trascurare la caduta di tensione su R3.
Normalmente R1 ha lo stesso valore di R2.
I valori di C2, C3, R4 determinano la frequenza di taglio inferiore del circuito.
Se T1 e T2 hanno lo stesso guadagno di corrente e R1 = R2, allora non c'è caduta di tensione su R3, e C1 può essere omesso. Se il circuito è pilotato da un'operazionale allora sia C1 che R3 possono essere omessi.



Questo circuito è progettato come buffer o stadio di uscita in classe A.
La masima potenza dissipata in classe A su R4 è I^2R4, dove I vale $\frac{U - 0,6}{R}$
assumendo che R4 sia molto minore di R = R1 = R2.

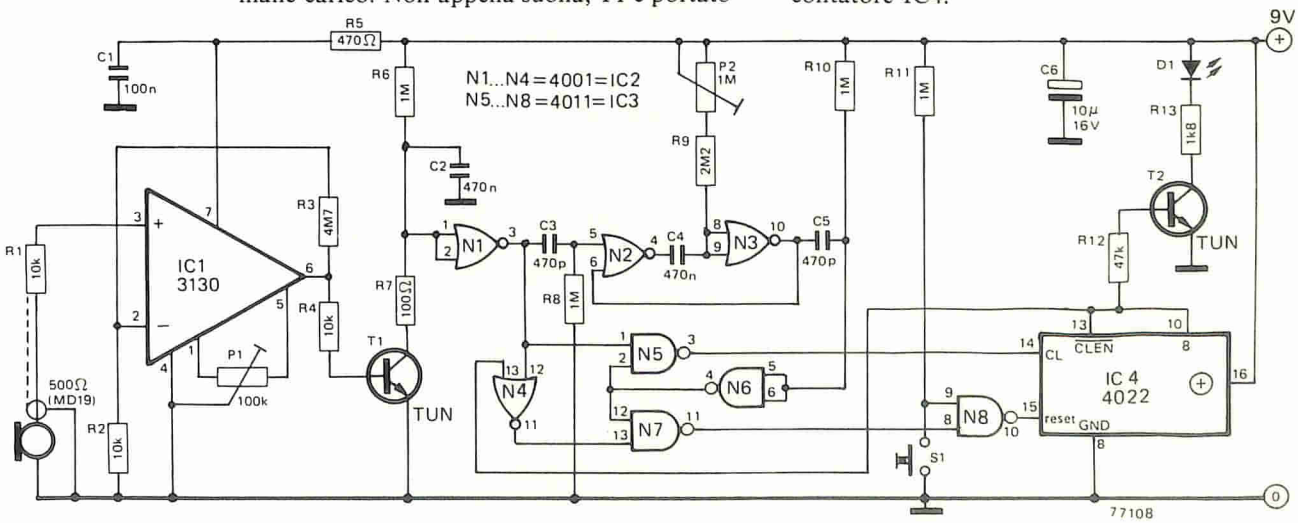
54 tester del tempo di reazione



Questo circuito è un semplice schema per uno dei più popolari giochi elettronici, esattamente un misuratore del tempo di reazione.
Non appena viene premuto il pulsante "start", IC1 invia un treno di impulsi al contatore IC3, facendo accendere uno dopo l'altro i LED da 1 a 10. Tanto più velocemente viene premuto il pulsante "stop" tanto inferiore è il numero di LED accesi; l'ultimo LED che si è illuminato resta acceso. Se l'oscillatore che genera gli impulsi di clock è regolato in modo da generare, ad esempio, un impulso ogni 20 msec, allora si può calcolare il tempo di reazione del giocatore, osservando semplicemente quale LED è rimasto acceso.
Si può fare un'altro tentativo dopo aver premuto il pulsante di reset.
Con i valori dei componenti dati nello schema, il circuito assorbe 120 mA con una tensione stabilizzata di 5 Volt. La frequenza dell'oscillatore può essere regolata mediante P1 da 10 a 80 Hz. Volendo, si può inserire un ulteriore LED con in serie una resistenza da 220 Ω tra l'uscita di N3 e l'alimentazione positiva.
Questo LED si accenderà non appena il concorrente preme il pulsante "start".

55 il telefono "parlante"

Questo circuito è progettato per indicare se qualcuno vi ha cercato al telefono durante una vostra assenza. Se il telefono suona per almeno otto volte, un LED (D1) si illumina e rimane tale fino all'intervento manuale sul pulsante di reset S1.
Il suono del campanello è rilevato da una capsula microfonica sistemata nella parte alta del telefono, ed il segnale prodotto dalla capsula è amplificato da IC1. Se il campanello tace, C2 rimane carico. Non appena suona, T1 è portato in conduzione e scarica C2. L'uscita di N1 diventa alta, eccitando il multivibratore monostabile formato attorno a N2 e N3 e questo rimane eccitato per un certo intervallo di tempo (regolabile attraverso P2). Quando il multivibratore torna nella posizione di riposo, un impulso è applicato a N5 e N7 attraverso N6. Se il segnale del campanello è ancora presente (l'uscita di N1 è ancora alta) tale impulso attraversa N5 ed è applicato all'ingresso di clock del contatore IC4.



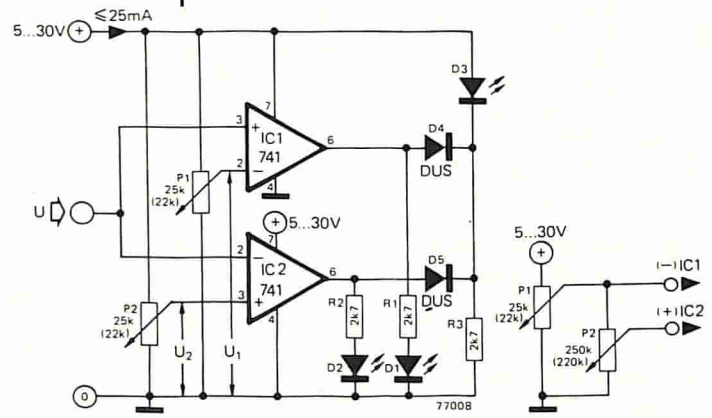
Poichè la durata di ogni squillo è di solito di almeno 1 secondo, P2 deve essere regolato in modo che il monostabile rimanga eccitato per un tempo di poco inferiore al secondo; ciò assicura che soltanto gli squilli lunghi almeno 1 secondo siano accettati dal circuito e vengano conteggiati da IC4.
Se lo squillo dura meno del tempo prefissato, allora l'impulso prodotto da N6 trova l'uscita di N1 allo stato basso, ed è applicato, attraverso N7 e N8, all'ingresso di reset del contatore.

Per diminuire ulteriormente la sensibilità del circuito rispetto a segnali spurii, è l'ultima uscita del contatore a pilotare il LED, in modo che il telefono deve squillare almeno 8 volte senza interruzione affinchè il LED si illumini. Il numero di squilli può ovviamente essere ridotto impiegando un'uscita intermedia del contatore.
Con una tensione di alimentazione di 9V il circuito consuma una corrente di 5 mA circa. Una normale batteria a 9 V può quindi essere impiegata come sorgente d'alimentazione.

56 comparatore di tensione a tre stati

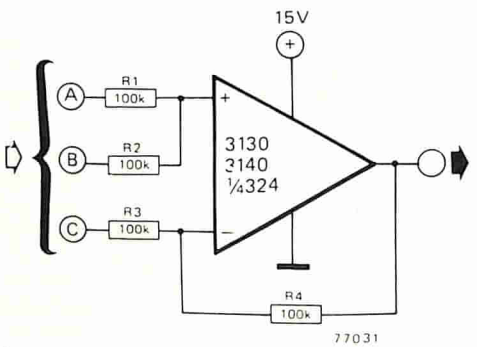
R.Sloan

Questo circuito compara una tensione d'ingresso sconosciuta con due tensioni di riferimento prescelte, e visualizza il risultato su uno dei tre LED. IC1 e IC2 funzionano come comparatori. Se U è minore di U2 allora l'uscita di IC1 sarà a livello alto e D2 sarà acceso.
Se U è maggiore di U2 ma minore di U1 allora le uscite di IC1 e IC2 saranno entrambe al livello basso e sarà acceso D3. Se U è maggiore di U1 allora l'uscita di IC1 sarà alta, quella di IC2 bassa e si accenderà D1.
Ovviamente, quanto detto presuppone che U1 sia maggiore di U2. Si può ottenere ciò regolando correttamente P1 e P2. Alternativamente per assicurarsi che U1 sia comunque maggiore di U2, P1 e P2 possono essere collegati come mostrato con P2 che deriva la sua alimentazione del cursore di P1. Si noti che ora P2 è 250k.
Con questa configurazione circuitale ci potrebbe essere qualche interazione tra i due potenziometri.
Il circuito è un ottimo indicatore dello stato di carica della batteria di una macchina. P1 e P2 possono essere regolati in modo che il LED D2 si accenda se la tensione della batteria è inferiore a 11 V, D3 se è compresa tra 11 è 13, e D1 se è superiore a 13 V.
Numerosi tipi di operazionali integrati possono essere impiegati in questo circuito, però nel caso vengano usati integrati quadrupli simili all'LM3900 allora si deve collegare in serie agli ingressi di ogni operazionale una resistenza da 100 K.



57 traslatore di livello

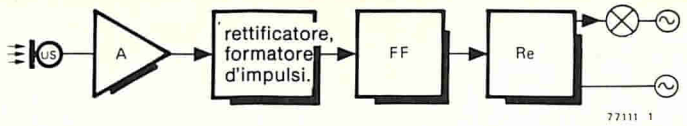
E' spesso necessario, soprattutto nella sperimentazione di circuiti, collegare l'uscita di un circuito con l'ingresso di un'altro circuito ad un diverso livello di tensione continua. Se i segnali trattati nel circuito sono di tipo alternato, non esiste alcun problema, basta usare un condensatore di accoppiamento che separi i differenti livelli di tensione continua, permettendo invece il passaggio dei segnali alternati. Tuttavia quando si devono trattare segnali in continua o in alternata a bassissima frequenza, la soluzione non è così semplice, ed è in questi casi che il presente "aggeggio" torna utile.
Il circuito consiste semplicemente in un amplificatore operazionale collegato come inseguitore di tensione, la cui tensione di uscita a riposo può essere regolata ad un qualsiasi livello compreso nella gamma delle tensioni d'uscita possibili per l'operazionale.
L'ingresso A è collegato all'uscita del circuito che va traslato di livello, mentre l'uscita è collegata all'ingresso del circuito con diverso livello. L'ingresso C è collegato a massa, mentre l'ingresso B è collegato ad una tensione pari alla differenza tra la tensione d'ingresso del secondo circuito e la tensione d'uscita del primo.
Si può facilmente dimostrare che il tutto funziona! na!
Innanzitutto le tensioni che compaiono all'ingresso non invertente dell'operazionale sono amplificate di un fattore $\frac{R3 + R4}{R3} = 2$.
Inoltre supponiamo che la tensione d'uscita del primo circuito sia V_A e che la tensione d'ingresso del secondo circuito sia V .
La tensione V_B applicata all'ingresso B è quindi $V_I - V_A$.
La tensione che compare all'ingresso non invertente è quindi: $V_A + \frac{V_B - V_A}{2}$
La tensione all'uscita dell'operazionale è il doppio di questa cioè $V_A + V_B$.
Ma poichè $V_B = V_I - V_A$, la tensione di uscita è uguale a V_I, esattamente la tensione d'ingresso del secondo circuito. Ovviamente, se V_I è minore di V_A allora V_B sarà una tensione negativa.



Nonostante la differenza di livello tra ingresso ed uscita il circuito funziona come inseguitore di tensione, poichè ogni variazione di tensione sull'ingresso A produce la stessa variazione di tensione sull'uscita. Il circuito può anche essere usato come invertitore. In questo caso il segnale è iniettato nell'ingresso C, l'ingresso B è collegato a massa e l'ingresso A è pilotato con la tensione di riferimento continua. Per capire quale tensione deve essere applicata ad A è comodo vedere il circuito come un amplificatore differenziale a guadagno unitario. La tensione di uscita V_o è uguale alla differenza tra le tensioni dell'ingresso non invertente e di quello invertente cioé: $V_O = V_A - V_C$; di conseguenza $V_A = V_O + V_C$, vale a dire che all'ingresso A deve essere applicata una tensione che è la somma della tensione d'ingresso C e della tensione richiesta all'uscita. Ogni variazione della tensione d'ingresso sul punto C produrrà all'uscita una variazione uguale in modulo, ma di polarità opposta.
Due cose da puntualizzare nell'uso di questo circuito. La prima è che bisogna avere cura di non superare la gamma di tensioni d'ingresso di modo comune dell'operazionale impiegato, specialmente se si usa un'alimentazione singola (asimmetrica). La seconda è che si dovrebbero scegliere per le resistenze da R1 a R4 dei valori almeno dieci volte più grandi della resistenza di uscita del circuito che pilota il traslatore di livello per evitare un eccessivo caricamento dell'uscita.

58 ricevitore ultrasonico

1



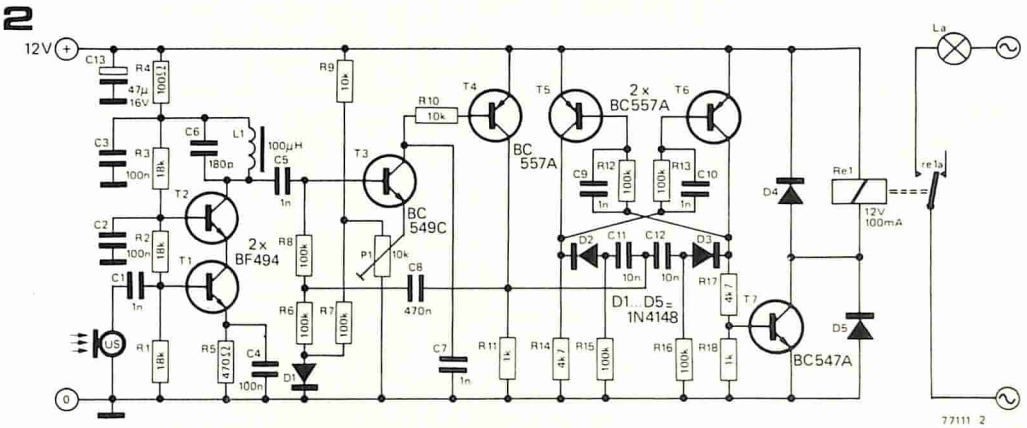
Questo ricevitore è progettato per l'uso con il trasmettitore ultrasonico descritto in questo stesso numero. Il segnale d'ingresso è applicato ad un amplificatore cascode composto da T1 e T2, che lo amplifica di circa 2000 volte. T3 funziona da rettificatore, e T4 amplifica il segnale rettificato, che viene usato per sincronizzare un flip-flop composto da T5 e T6. Questo viene attivato da un impulso del trasmettitore e resettato da quello successivo, commutando T7 e quindi il relay.

Per ridurre la sensibilità del circuito a sincronizzazioni multiple indesiderate (dovute principalmente a effetto Doppler) una reazione positiva è applicata per mezzo di C8 facendo funzionare T3 e T4 come monostabile. Questo assicura che un solo impulso d'uscita viene generato per ogni impulso ricevuto e previene eventuali agganci spurii del flip-flop.

Per mettere a punto il ricevitore bisogna seguire la seguente procedura. Ruotare il trimmer P1 verso massa. Questo dovrebbe fare in modo che il relay sia attivato e si spenga casualmente.

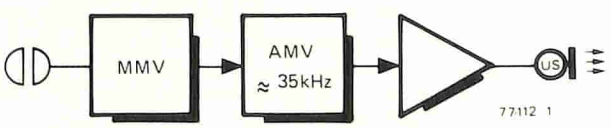
P1 va quindi regolato fino a quando questo comportamento anormale cessa, con la sensibilità del ricevitore al massimo. Mettendo in funzione il trasmettitore il relay dovrebbe essere nuovamente attivato. Questo sistema può funzionare fino a distanze di circa otto metri. Se la distanza richiesta è minore, si può ridurre la gamma di distanze con un'opportuna regolazione del trimmer P1. Il ricevitore deve essere tarato sulla minima gamma richiesta per ogni particolare applicazione, poichè una sensibilità eccessiva può causare sincronizzazioni multiple da parte di suoni aventi un contenuto spettrale ultrasonico, ad esempio battiti di mani, abrasione di carta vetrata su metallo, ecc.

2



59 trasmettitore ultrasonico per controllo a distanza

1



Questo semplice trasmettitore ultrasonico usa un solo integrato CMOS e pochi componenti discreti, e può generare un breve impulso di ultrasuoni. Può essere usato per comandare un ricevitore ultrasonico (come quello descritto in questo numero) per pilotare un relay o un altro circuito.

Quando i contatti a sfioramento collegati all'ingresso di N1 sono bypassati da un dito l'uscita di N1 si porta al livello basso è l'uscita di N2 a livello alto, mantenendo a livello alto l'ingresso di N3 mediante C2 per circa 60 ms.

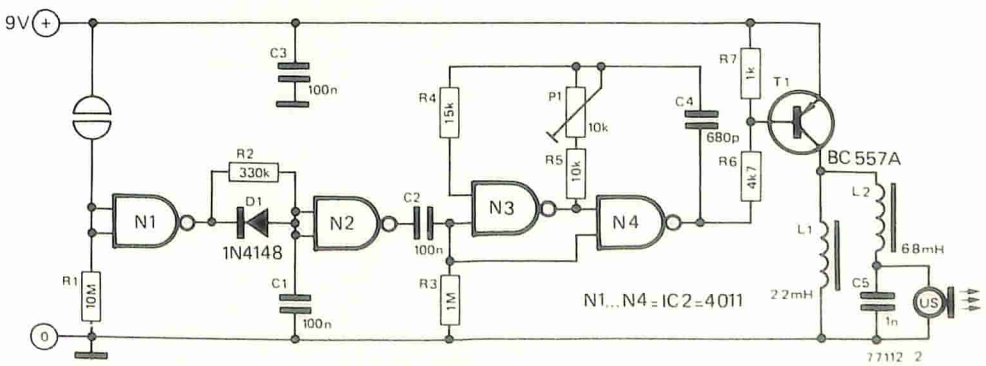
Durante questo tempo il multivibratore astabile composto da N3 e N4 oscilla ad una frequenza di circa 40 kHz (regolabile per mezzo di P1). Poichè l'uscita di N4 può fornire una corrente molto piccola, il pilotaggio del trasduttore ultrasonico è effettuato da T1, accoppiato al trasduttore mediante il circuito risonante composto da L2 e C5. Questo circuito è accordato a circa 40 kHz, che è la frequenza di risonanza della maggior parte dei trasduttori ultrasonici.

Benchè la tensione di alimentazione sia di solo 9V, il "Q" del circuito risonante garantisce un'elevata tensione di pilotaggio ai morsetti del trasduttore (fino a 100V), e una gamma di distanze fino ad otto metri può essere raggiunta in congiungimento con il ricevitore già menzionato.

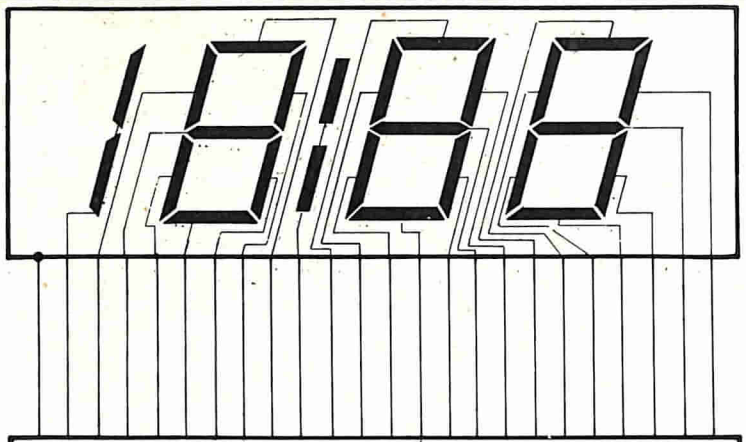
Poichè il circuito non assorbe potenza jse non quando è in trasmissione, non è indispensabile un interruttore sull'alimentazione.

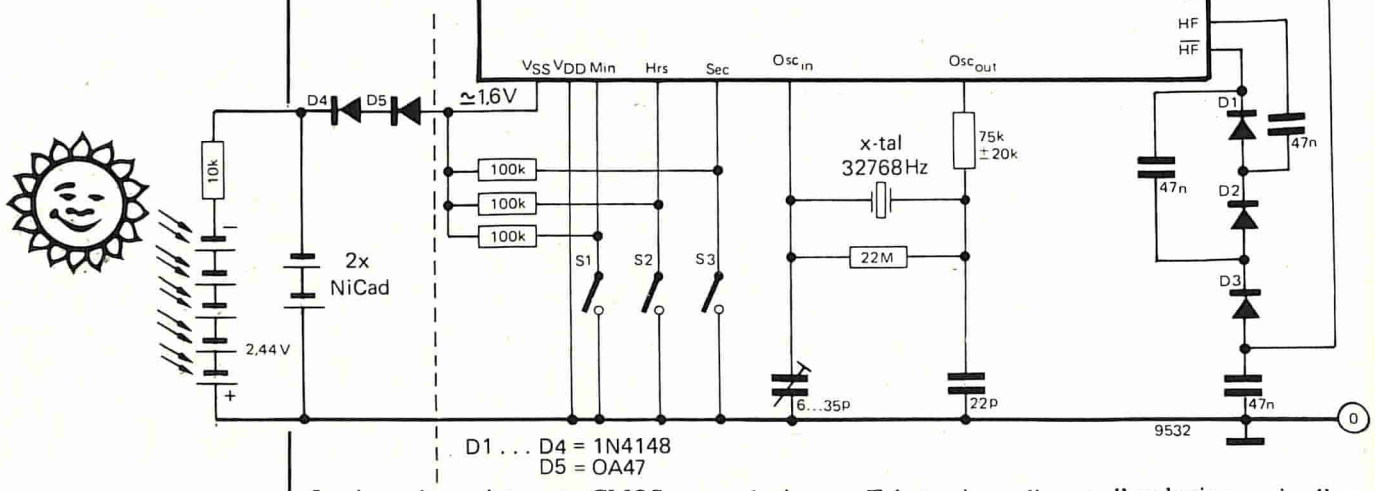
Possono inoltre essere usati pressochè tutti i tipi di trasduttori ultrasonici con frequenza di risonanza prossima a 40 kHz.

2



60 orologio solare eterno





Impiegando un integrato CMOS per orologio che pilota un display a cristalli liquidi (LC), è possibile realizzare un orologio eterno, che ricava dalla luce solare l'energia necessaria per il suo funzionamento. L'alimentatore solare è molto semplice. 5 celle solari al silicio forniscono 2,75 V alla piena luce del sole, un pò meno alla luce artificiale.

Tale tensione alimenta l'orologio e carica l'accumulatore al NiCad; la funzione dell'accumulatore è evidentemente alimentare l'orologio durante la notte.

Due diodi abbassano la tensione nominale di 2,44 V, tipica della coppia di elementi al NiCad, alla tensione di circa 1,6 V necessaria per il corretto funzionamento dell'integrato.

61 uno spaventa-cani!

Questa tromba per auto "inaudibile" serve per avvisare i pedoni a "quattro zampe" di un pericolo imminente, senza bisogno di spaventare la razza a "due piedi", che (si spera!) sia più prudente.

Sostanzialmente, questa unità è un multivibratore di potenza che oscilla ad una frequenza che è sopra l'arco di frequenze tipiche dell'orecchio umano - ma che può essere udita chiaramente dall'orecchio del cane. La frequenza corretta può essere ottenuta agendo su P1. Tenere presente che i bambini sono sensibili a frequenze più alte rispetto agli adulti !!

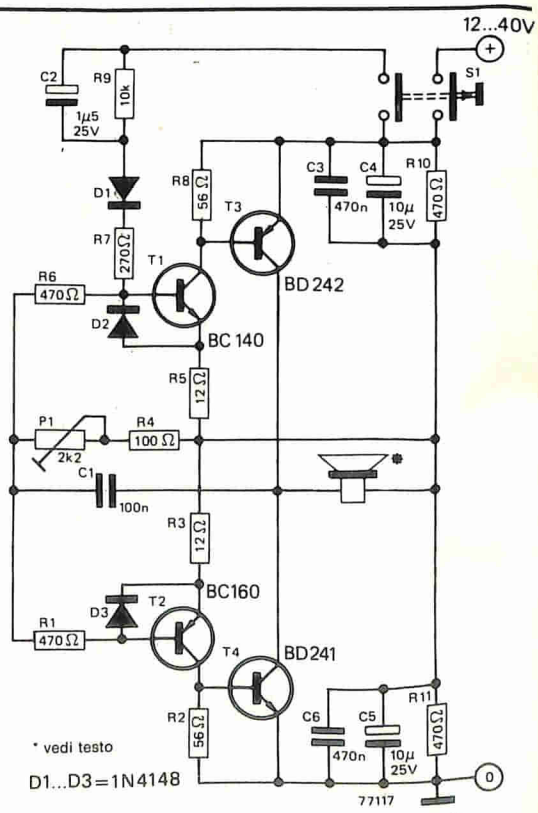
R7, R9, C2 e D1 servono per innescare l'oscillatore facendo scorrere un breve impulso di corrente nella base di T1. L'unico svantaggio di questa configurazione è che la tensione di alimentazione deve essere applicata "istantaneamente" - non funziona se l'alimenazione sale gradualmente al suo valore nominale.

Tuttavia, se il circuito è collegato alla batteria di una automobile, premendo S1 si innescherà l'oscillazione.

L'impedenza minima dell'altoparlante è 4 Ω. Una alimentazione di 12 ... 14 V provoca su questa impedenza di carico una potenza di 5 W. Con una alimentazione di 40 V, invece, il circuito fornisce 25 W su 8 Ω.

Non tutti i tweeters possono sopportare un livello di pilotaggio di questo genere; è consigliabile perciò usare la tromba per periodi continui di solo qualche secondo.

Una nota finale: l'unità può essere anche usata per tenere i cani randagi lontani dal giardino - è senz'altro un metodo più umano del lanciare i sassi ...



62

mini-alimentatore stabilizzato

Pur utilizzando solo due transistor e otto altri componenti, questo semplicissimo stabilizzatore può fornire correnti fino a 4 A ed è dotato di limitatore di corrente retroattivo

Il circuito funziona in questo modo: dimenticando per il momento R1 la corrente scorre dall'uscita non stabilizzata attraverso D1, D2, R3 e P1 verso massa. A causa della caduta di tensione su D1 e D2, l'emettitore di T2 è sempre polarizzato ad una tensione maggiore di circa 1.2 V di quella di uscita. Se per ipotesi la tensione di uscita tendesse a salire, la tensione di emettitore di T2 dovrebbe aumentare nella stessa misura, ma poichè la base è pilotata dal partitore di tensione P2/R4, la tensione di base salirà soltanto di R4/(P2 + R4) volte questo valore. Di conseguenza la differenza di tensione tra base ed emettitore di T2 scenderà e T2 assorbirà meno corrente attraverso R2. La tensione tra base ed emettitore di T1 quindi scenderà e T1 tenderà alla non conduzione, cosicchè la tensione di uscita scenderà. Se supponiamo che invece la tensione di uscita tenda a scendere, avverrà il processo inverso. La tensione tra base ed emettitore di T2 tenderà ad aumentare. T2 tenderà ad una maggior conduzione, costringendo alla maggior conduzione anche T1 e la tensione di uscita verrà riportata al valore originale.

La tensione di uscita dell'alimentatore è data da:

$$V_o = (V_z - 0{,}6)\left(\frac{R4}{P2}\right) + 1).$$

dove Vz è la caduta di tensione diretta su D1 e D2.

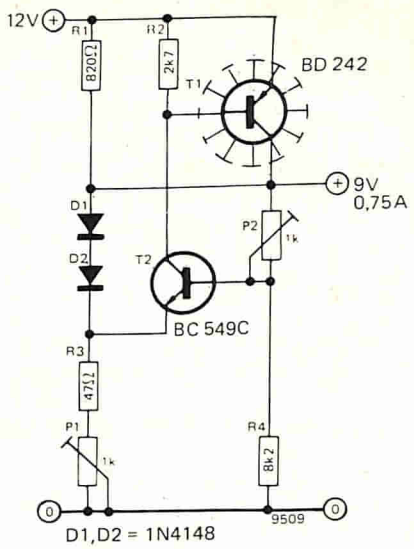
Quando la corrente di uscita dell'alimentatore aumenta anche la corrente di T2 aumenta e T2 pilota più fortemente T1. La caduta di tensione ai capi di R3 e P1 di conseguenza aumenta e la corrente attraverso D1 e D2 diminuisce. Quando la corrente è diminuita a tale punto che D1 e D2 sono nella regione non lineare della loro curva di trasferimento diretta la tensione su D1 e D2 inizia a scendere e di conseguenza la tensione di uscita diminuisce perchè il termine Vz della precedente equazione è diminuito. La corrente di uscita tende a diminuire (fold-back) come si vede dal grafico.

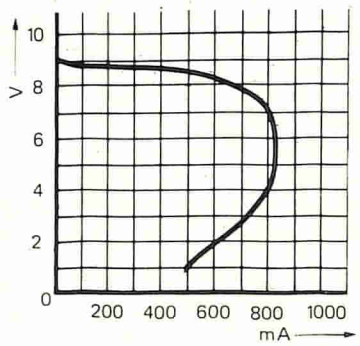
La massima corrente di uscita è data approssimativamente da

$$I_{max} = \frac{(V_o - V_z)\, h_{FET1}}{R3 + P1}$$

dove h_{FET1} è il guadagno di corrente in continua di T1.

Con un transistor BD242 tipico avente un guadagno di circa 25 la massima corrente di uscita può essere regolata da poche centinaia di milliampere fino a circa 4 Ampere con i valori dei componenti del circuito.





Tuttavia, usando le equazioni date non è difficile riprogettare il circuito per ottenere diverse tensioni e correnti d'uscita.

La resistenza R1 è necessaria per garantire che il circuito parta regolarmente e con una certa affidabilità. Se R1 viene omessa, quando si accende l'alimentatore T1 potrebbe restare interdetto e il circuito non funzionerebbe. Il valore di R1 dovrebbe essere il valore più alto per cui il circuito parte regolarmente.

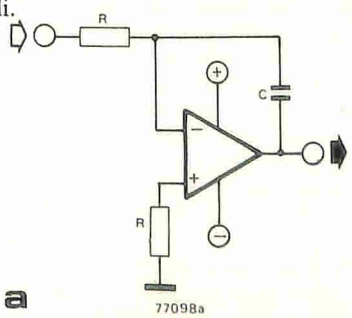
Se questo circuito deve essere usato per correnti più basse di quelle specificate allora si può usare per T1 un componente con potenza minore. Per correnti fino a circa 50 mA fino a qualche centinaio di mA si può usare un componente di media potenza come ad esempio un BC143.

63

integratore non invertente

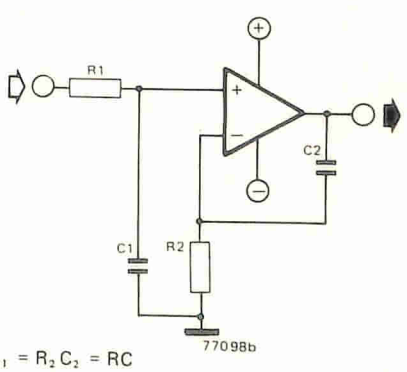
Un tipico schema di circuiti integratori convenzionali (vedi fig. a) mostra il nodo di giunzione R-C collegato a massa virtuale; questo implica che C appare come carico capacitivo sull'uscita dell'operazionale, un fatto che può influire negativamente sulla stabilità e sullo slew-rate dell'operazionale.

Se la caratteristica non invertente di un integratore è un dato di progetto di importanza secondaria, il circuito mostrato in figura b offre un'ottima alternativa alle circuitazioni tradizionali.



a

b



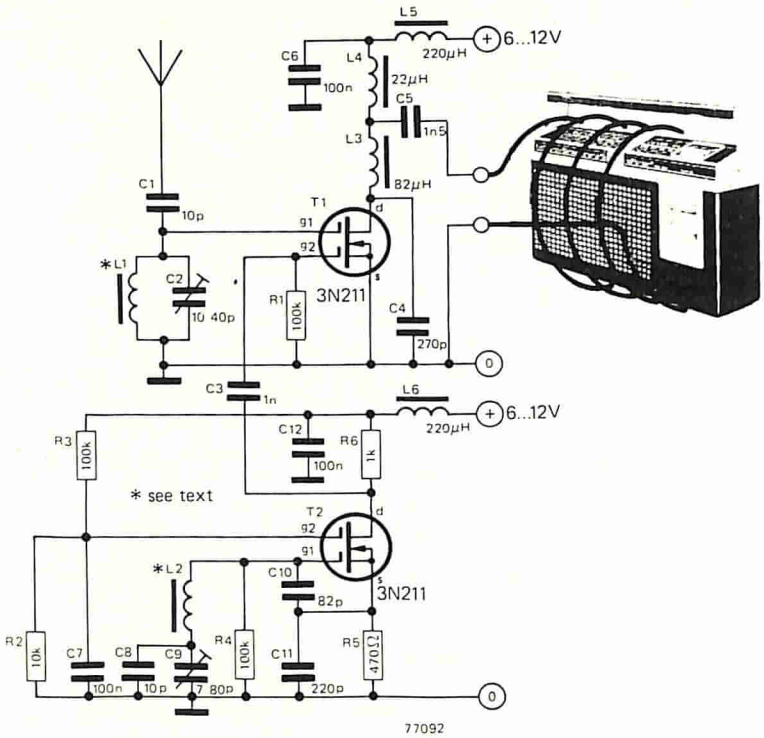
$R_1 C_1 = R_2 C_2 = RC$

Questo integratore, a differenza di quello di figura a, è non invertente. Le costanti di tempo $R_1 C_1$ e $R_2 C_2$ devono essere uguali.

Se entrambi R_1 e C_1, e R_2 e C_2 sono scambiati di posizione, il risultato è un derivatore non invertente.

Per una corretta compensazione dell'offset R_1 e R_2 devono avere lo stesso valore.

64 convertitore SW



Questo convertitore di frequenza permette ad un comune ricevitore a onde medie di ricevere le bande OC da 2 a 35 MHz. Un miscelatore e un VFO a MOSFET vengono usati per convertire la frequenza del segnale d'ingresso in una frequenza posizionata all'estremo superiore della gamma delle onde medie (da 800 a 1600 kHz) che può essere captata dall'antenna in ferrite del ricevitore.

Per il convertitore si dovrebbe usare un'antenna telescopica di circa un metro di lunghezza. Un'antenna per autoradio fuori uso con il cavo rimosso è ideale, e può essere recuperata in un cimitero di auto per poco più di niente.

Il segnale in onde corte viene trasferito dall'antenna, attraverso C1 al circuito risonante L1/C2 che sintonizza l'ingresso antenna, e quindi al gate 1 di T1, MOSFET a doppio gate, che funziona come miscelatore.

T2 è il VFO e funziona come oscillatore Clapp accordato da L2 e C8 ... C11. Il segnale VFO è inviato al secondo gate di T1.

L'uscita del miscelatore è presa su una bobina che consiste di poche spire di filo isolato avvolto attorno al contenitore del ricevitore OM per accoppiare il segnale con l'antenna in ferrite. Il ricevitore non deve essere posto troppo vicino al convertitore perchè le armoniche dell'oscillatore locale del ricevitore potrebbero essere captate dal convertitore.

Per usare il convertitore il ricevitore OM viene sintonizzato su circa 1200 kHz e C9 viene regolato finchè non vengono ricevute le stazioni in onde corte. C9 viene usato per accordare il VFO in modo che i 1200 kHz del ricevitore corrispondono alla frequenza centrale della banda OC desiderata; vale a dire che sintonizzando il ricevitore da 800 a 1600 kHz l'intera banda viene coperta.

Non appena una stazione è sintonizzata C2 può essere regolato per avere la massima ampiezza di segnale.

I valori di L1 e L2 per varie bande OC sono dati nella tabella 1.

Table 1

Banda di frequenze (MHz)	L_1 (µH)	L_2 (µH)
2 ... 2,8	120	100
2,8 ... 4,0	56	56
4,0 ... 5,8	27	33
5,8 ... 8,3	15	18
8,3 ... 11,9	6,8	8,2
11,9 ... 17,0	3,3	4,7
17,0 ... 24,4	1,5	2,2
24,4 ... 35,0	0,82	1

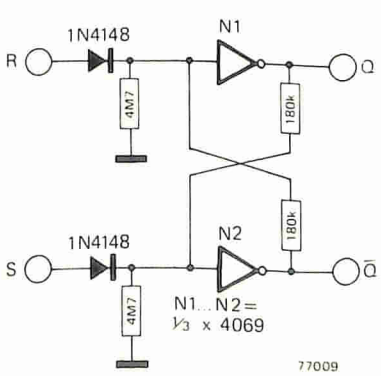
65 flip-flop a sincronizzazione positiva con invertitori

I circuiti flip-flop con set-reset convenzionali consistono di due porte NAND ad accoppiamento incrociato e vengono settati e resettati applicando un livello logico "0" all'opportuno ingresso. Il circuito mostrato in figura è sincronizzato da un livello logico "1" e usa invertitori.

Si supponga che inizialmente entrambi gli ingressi siano al livello basso e che l'uscita $\overline{Q}$ sia a livello alto. Anche l'ingresso di N1 è portato al livello alto dalla resistenza da 180 k, quindi l'uscita Q è al livello basso, che mantiene allo stesso livello anche l'ingresso di N2. Se un segnale logico "1" viene applicato all'ingresso S l'uscita Q diventa bassa, portando a basso anche l'ingresso di N1, e l'uscita Q diventa alta, mantenendo alto l'ingresso di N2 anche se in seguito l'ingresso S diventa "0". Applicando un segnale "1" all'ingresso R il processo viene invertito e il flip-flop viene resettato.

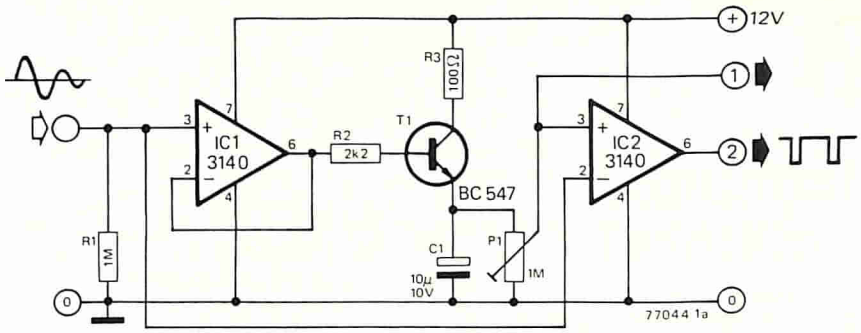
I circuiti che pilotano gli ingressi del flip-flop devono essere in grado di fornire un segnale "1" su un carico di 180 k, cosa che è normalmente possibile per tipici circuiti CMOS.

Riferimento: RCA Application Notes



66 controllo di livello per trigger automatico

1a



Gli oscilloscopi, i frequenzimetri ed altri strumenti eccitati da un segnale AC di ampiezza variabile possiedono un controllo manuale del livello di trigger, in modo da poter regolare il punto della forma d'onda del segnale in ingresso in corrispondenza del quale avviene l'aggancio. Quando si stanno facendo misure su segnali di diversa intensità, ad esempio in diversi punti di uno stesso circuito, è abbastanza noioso dover continuamente intervenire su questo controllo.

Il circuito descritto fornisce impulsi di trigger ad una data percentuale del livello di picco del segnale in ingresso, indipendentemente dal valore assoluto di tale livello, in modo da evitare la frustrazione di vedere sparire la traccia luminosa sullo schermo dell'oscilloscopio se il livello del segnale diviene inferiore al livello di trigger stabilito.

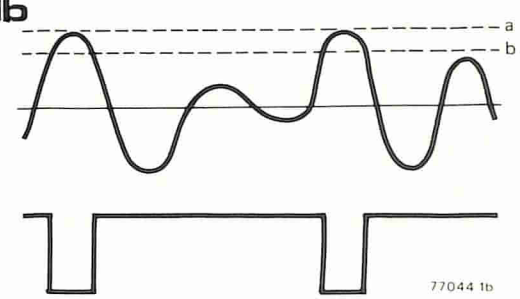
Il circuito consiste sostanzialmente in un rettificatore di picco che alimenta un ingresso del comparatore con una tensione DC pari a una data percentuale del livello di picco del segnale. All'altro ingresso del comparatore è applicato il segnale stesso. Quando il livello del segnale supera la tensione DC di riferimento, l'uscita del comparatore diventa bassa. Quando invece scende sotto il riferimento, l'uscita del comparatore torna alta.

Il rettificatore di picco è formato da IC1 e T1. Ad ogni semiciclo positivo del segnale d'uscita di IC1 diventa positiva portando T1 in conduzione: IC1/T1 agiscono quindi come inseguitore di tensione ("voltage follower") per i soli semicicli positivi del segnale, caricando C1 al suo valore di picco.

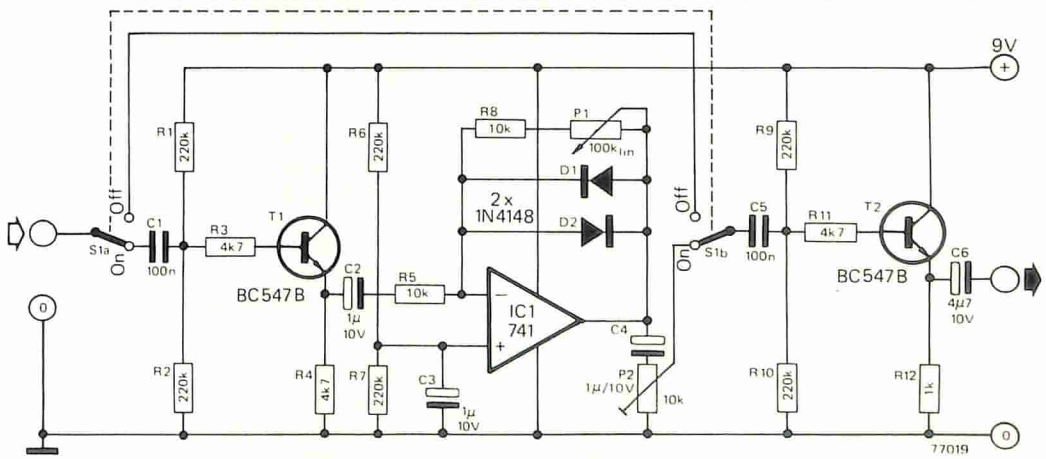
Una parte di questa tensione DC è prelevata dal cursore di P1 ed applicata all'ingresso non-invertente di IC2, che funge da comparatore. Il segnale AC è invece applicato all'ingresso invertente. Il comportamento del comparatore è già stato descritto (vedi anche la figura 1b).

P1 può essere usato per regolare il livello di trigger a qualsiasi percentuale del livello del segnale. La tensione DC sul cursore di P1 può essere applicata al comparatore di un circuito di trigger interno allo strumento. Occorre però che il circuito abbia un'alta impedenza di ingresso per evitare la scarica di C1. In caso contrario, il cursore si P1 deve essere connesso ad un buffer adattatore di impedenza, ad esempio un operazionale connesso come inseguitore di tensione.

1b

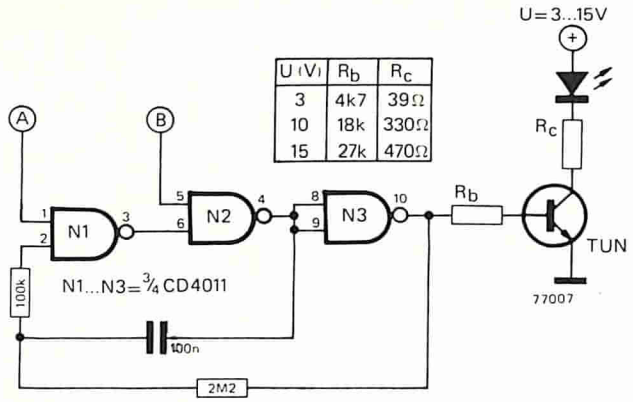


67 distorsore



Il distorsore è un componente fondamentale per chiunque suoni la chitarra elettrica. Questo dispositivo elettronico limita il segnale della chitarra e fornisce all'uscita una forma d'onda saturata che, come si sa, contiene una notevole quantità di armoniche. Di conseguenza la chitarra acquista un suono più pieno. Molti amplificatore-distorsori commerciali hanno il difetto di poter essere usati solo con chitarre dotate di pick-up con bassa impedenza d'uscita. Questo inconveniente è del tutto assente nel circuito qui descritto. All'ingresso abbiamo un inseguitore di emettitore che si comporta come stadio adattatore tra l'uscita della chitarra elettrica e l'amplificatore limitatore e assicura un'elevata impedenza d'ingresso. L'amplificatore operazionale IC1 viene usato per limitare il segnale d'ingresso. Il guadagno di questo amplificatore e quindi il fattore di limitazione del segnale possono essere regolati con il potenziometro P1. Quando i diodi D1 e D2 collegati in parallelo e con opposta polarità sono in conduzione, viene prodotto l'effetto "fuzz". All'uscita abbiamo un altro inseguitore di emettitore che trasferisce il segnale distorto (volutamente!) all'ingresso dell'amplificatore di potenza. Quindi la capacità del cavo, anche con cavi molto lunghi, non influenza la risposta in alta frequenza. Per mezzo di P2 il segnale d'uscita dell'amplificatore limitatore può essere adatto alle esigenze di ogni amplificatore per chitarra. L'interruttore S1, che serve ad accendere e spegnere il distorsore, può essere convenientemente montato in un pedale per effetti.

68 lampeggiatore logico a LED

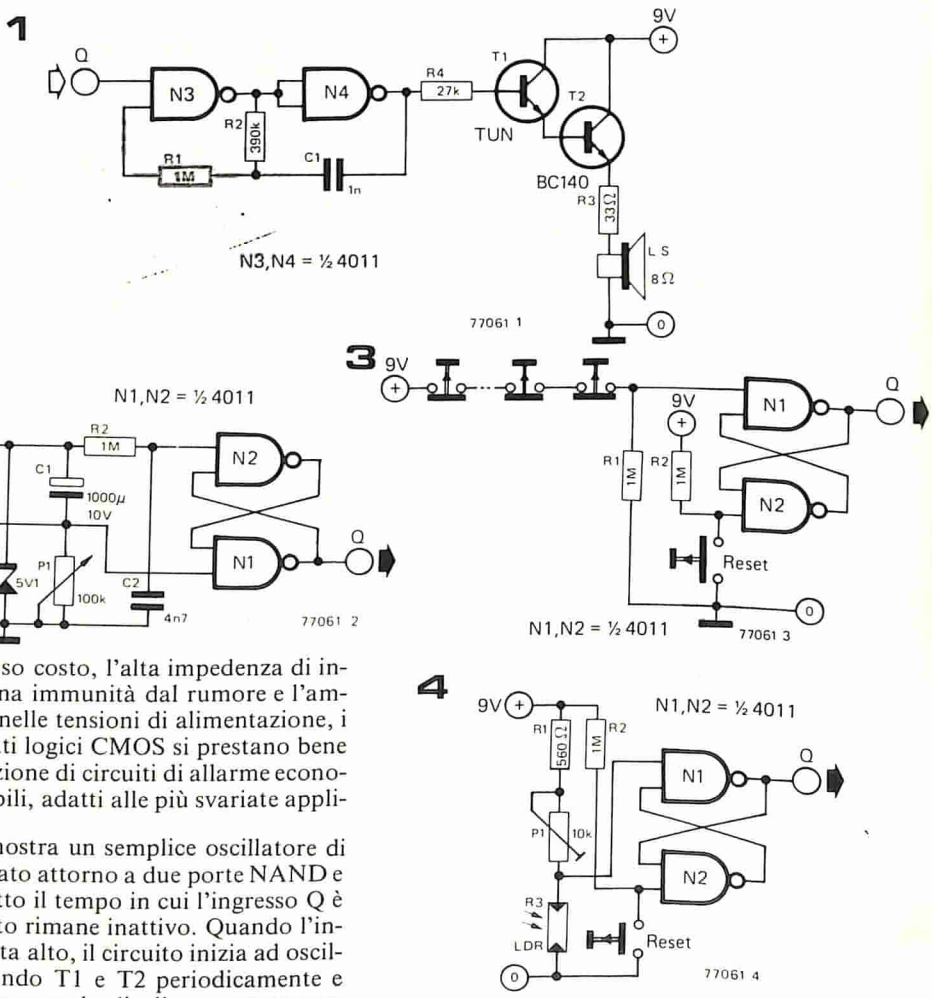


La condizione del LED dipende dallo stato logico dei due ingressi A e B. Se A è basso e B è alto, allora il LED è sempre acceso. Se B è basso, il LED è spento qualsiasi sia lo stato di A. Se A e B sono entrambi alti, allora il multivibratore astabile formato da N1, N2 e N3 oscilla ed il LED lampeggia alla frequenza di circa 3,5 Hz.

Vengono forniti i valori dei componenti per tensioni di alimentazione di 3,10 e 15 V. Alla massima tensione di alimentazione di 15 V il consumo in corrente è minore di 25 mA.

Fonte: "RCA CMOS Application and design ideas".

69 circuiti a CMOS per sistemi di allarme



Per il loro basso costo, l'alta impedenza di ingresso, la buona immunità dal rumore e l'ampio intervallo nelle tensioni di alimentazione, i circuiti integrati logici CMOS si prestano bene per la realizzazione di circuiti di allarme economici ed affidabili, adatti alle più svariate applicazioni.

La Figura 1 mostra un semplice oscillatore di allarme realizzato attorno a due porte NAND e CMOS. Per tutto il tempo in cui l'ingresso Q è basso, il circuito rimane inattivo. Quando l'ingresso Q diventa alto, il circuito inizia ad oscillare, commutando T1 e T2 periodicamente e producendo un segnale di allarme attraverso l'altoparlante.

La Figura 2 mostra un circuito utile per eccitare un sistema di allarme dopo un determinato intervallo di tempo, intervallo che può essere scelto fra un secondo ed un minuto. All'accensione, l'ingresso di N1 è mantenuto basso da C2 per un periodo di tempo molto breve, in modo che il flip-flop venga resettato: l'uscita Q è bassa. C1 ora si carica attraverso P1; la tensione sull'ingresso di N2 scende fino a quando il flip-flop viene eccitato e l'uscita Q diventa alta.

La Figura 3 riporta un'interfaccia d'allarme, che si eccita quando un circuito viene introdotto; è particolarmente utile nei sistemi di allarme tipo "burglar", dove molti contatti possono essere collegati fra loro in serie. L'ingresso di N1 è normalmente mantenuto alto attraverso i contatti, e quando un contatto viene aperto l'ingresso di N1 diventa basso per la presenza del resistore R1, eccitando il flip-flop ed attivando l'allarme. Se il resistore è collegato al positivo della sorgente di alimentazione ed i contatti connessi in parallelo fra loro, fra l'ingresso di N1 e la massa, allora l'allarme può essere attivato dalla chiusura di con contatto.

In Figura 4 abbiamo un interfaccia d'allarme sensibile alla luce. In oscurità la resistenza della LDR è alta e l'ingresso di N1 è mantenuto alto da R1 e P1. Quando la luce colpisce la LDR, la sua resistenza diminuisce e l'ingresso di N1 diventa basso, eccitando il flip-flop ed attivando l'allarme.

70

austereo: amplificatore da 15-30 watt

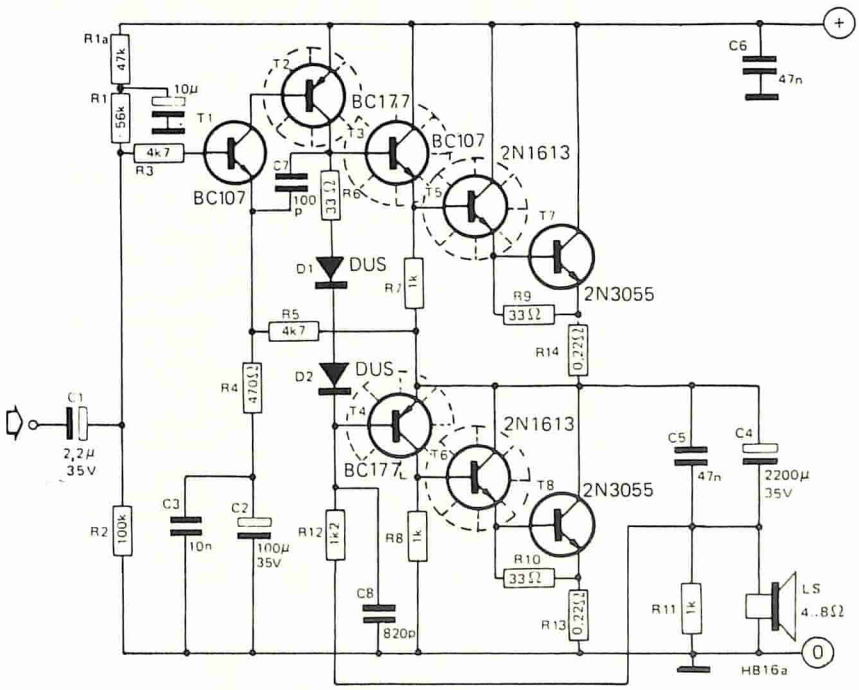
L'amplificatore "AUSTEREO" da 3 watt viene utilizzato per pilotare i transistor di uscita (2N3055), e non sono richiesti che pochi cambiamenti dei valori dei componenti.
Il condensatore C7 viene impiegato per compensare le rotazioni di fase determinate dai transistor di uscita. Il valore di R1 è ridotto a 56 kΩ, ed un ulteriore disaccoppiamento, ottenuto con una resistenza da 47 kΩ ed un condensatore da 10 μF, è inserito tra R1 e l'alimentazione. L'impedenza di uscita è molto bassa poichè T5/T7 e T6/T8 formano dei Darlington di potenza. Il preamplificatore "AUSTEREO" è in grado di fornire il segnale di ingresso di 1 volt RMS necessario.
Grazie alla bassa sensibilità di ingresso l'amplificatore ha una buona stabilità ed una bassa sensibilità ai ronzii. Parimenti una ridotta distorsione è ottenuta attraverso la reazione introdotta da R4 e R5.

La massima tensione di alimentazione è pari a 42 volt.
Il circuito relativo all'alimentatore, è uno sviluppo dell'alimentatore descritto per l'amplificatore "AUSTEREO", con le modifiche ed i cambiamenti dei valori necessari per ottenere le tensioni più alte.

Oltre ai dissipatori di calore raffigurati nei circuiti dell'amplificatore e dell'alimentatore, i tre transistor 2N3055 devono essere adeguatamente raffreddati montandoli sui mobili metallici dell'ampli o dell'alimentatore (o su appositi dissipatori) usando isolanti in mica.

La tabella relativa all'alimentatore si riferisce ad un completo amplificatore stereofonico. La tensione per il preamplificatore è ottenuta con un 2N16143 con il relativo potenziale di base mantenuto ad un valore pari a metà tensione di alimentazione.

1



Elenco componenti per amplificatore da 15-30 watt

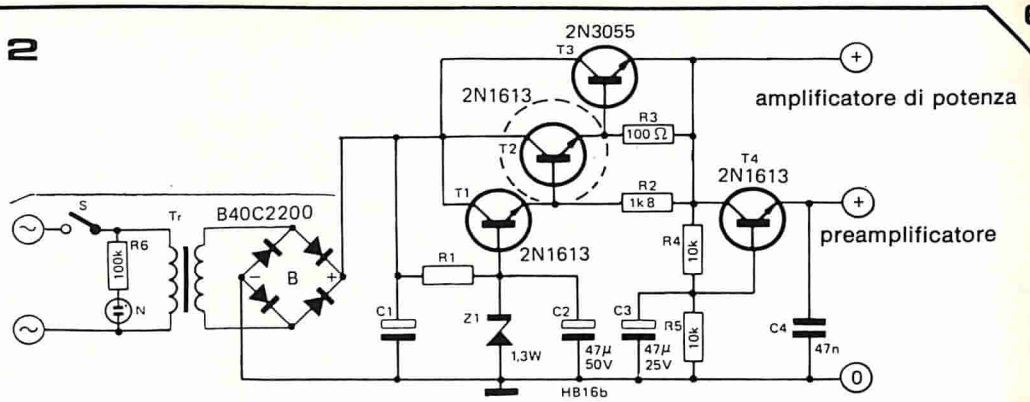
Resistenze:
R1 = 56 k
R1a = 47 k
R2 = 100 k
R3,R5 = 4k7
R6,R9,R10 = 33 Ω
R7,R8,R11 = 1 k
R12 = 1k2
R13,R14 = 0.22 Ω, 5 W

Condensatori:
C1 = 2.2 μ, 35 V
C2 = 100 μ, 35 V
C3 = 10 n
C4 = vedi tabella
C5,C6 = 47 n
C7 = 100 p
C8 = 10 μ, 35 V

Semiconduttori:
T1,T3 = BC107
T2,T4 = BC177
T5,T6 = 2N1613
T7,T8 = 2N3055
D1,D2 = DUS
dissipatore di calore per TO5

		Potenza di uscita in watt con:				
		8 Ω	4 Ω	2 Ω (R13,R14 = 0.1 Ω		
tensione di aliment(V)	30	9.5	19	35	25	tensione di lavoro di C4 (V)
	36	15	30	55	25	
	42	20	40	70	35	
		2200	4700	10,000		
		capacità di C4 (μF)				

2



potenza di uscita	Secondario del trasformatore V	A	B B40C...	C1 x 100 µF	Z	R1 Ω 1 watt
9.5 - 19 - 35	30	1 - 2 - 4	1000 - 2200 - 5000	22 - 47 - 100 50 V	ZD 33	680
15 - 30 - 55	36	1.2 - 2.4 - 4.8	2200 - 3200 - 5000	22 - 47 - 100 60 V	ZD 39	820
20 - 40 - 70	42	1.2 - 2.5 - 5	2200 - 3200 - 5000	22 - 47 - 100 70 V	ZD 43	1 k

Elenco componenti per l'alimentatore

Resistenze:
R1 = vedi tabella
R2 = 1k8
R3 = 100 Ω
R4, R5 = 10 k
R6 = 100 k

Condensatori:
C1 = vedi tabella
C2 = 47 µ, 50 V
C3 = 47 µ, 25 V
C4 = 47 n

Trasformatori:
vedi tabella

Varie:
B = ponte rettificatore; vedi tabella
Z = diodo zener; vedi tabella
N = lampadina al neon
S = interruttore di accensione
dissipatore di calore per TO5

71

carica batterie automatico

Il recente abbassamento nel prezzo delle batterie al nickel-cadmio ha prodotto una larga diffusione di queste fonti di energia. Il circuito qui presentato, che impiega un integrato tipo 555, è un caricatore automatico semplice ma efficace per queste popolari batterie.

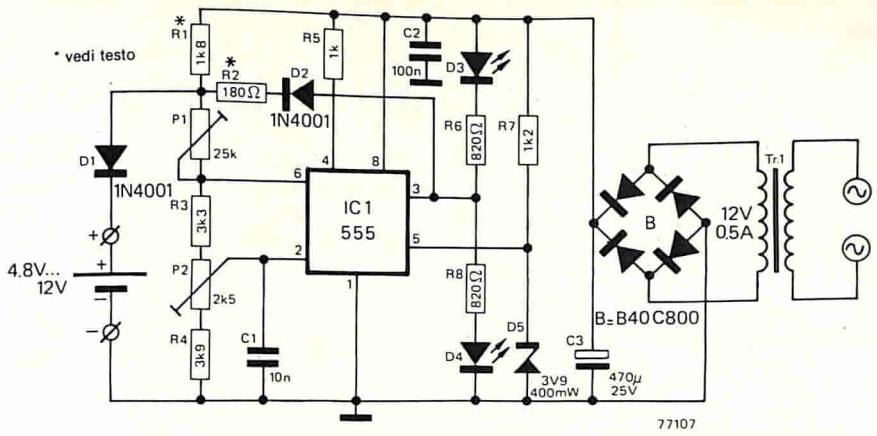
Anche se originariamente è stato progettato per le normali batterie, il circuito può essere adattato per la carica delle batterie Ni-Cad scegliendo i valori di R1 e R2 secondo le specifiche del costruttore.

Per verificare quando la batteria è completamente carica, viene misurata la tensione ai capi della batteria stessa. Questo metodo funziona in modo soddisfacente soltanto se la temperatura della batteria rimane la stessa durante la carica. Per questa ragiore D5 è posto in serie alla batteria a fornire una certa percentuale di compensazione automatica delle variazioni di temperatura. Tuttavia, se la temperatura dell'ambiente varia in un ampio intervallo, occorre di conseguenza aggiustare P1. Il 555 ha due ingressi sensibili alla tensione. L'ingresso al pin 6 commuta l'uscita a zero quando la tensione su di esso supera la tensione di zener applicata al pin 5; l'altro ingresso al pin 2 riporta l'uscita alta non appena la tensione ad esso applicata diventa inferiore alla metà della tensione di zener. Quindi i valori di tensione per i quali il caricatore si accende e si spegne possono essere regolati agendo su P1 e P2 rispettivamente. In più, nella batteria viene fatta scorrere una leggera e continua corrente di carica a compensare le correnti di scarica interne alla batterie stessa.

D3 e D4 sono diodi LED che indicano se il caricatore è attivo o inattivo. Il procedimento per adattare il circuito ai diversi tipi di batteria è il seguente: regolando P1 è possibile impostare la corretta tensione in corrispondenza della quale cessa la funzione di carica (P2 normalmente richiede solo una regolazione iniziale); la corrente di carica dipende dal valore di R2 ed il giusto valore per questo componente può essere calcolato con la formula seguente:

$$R2 = \frac{16 - V_{batt}}{I_c},$$

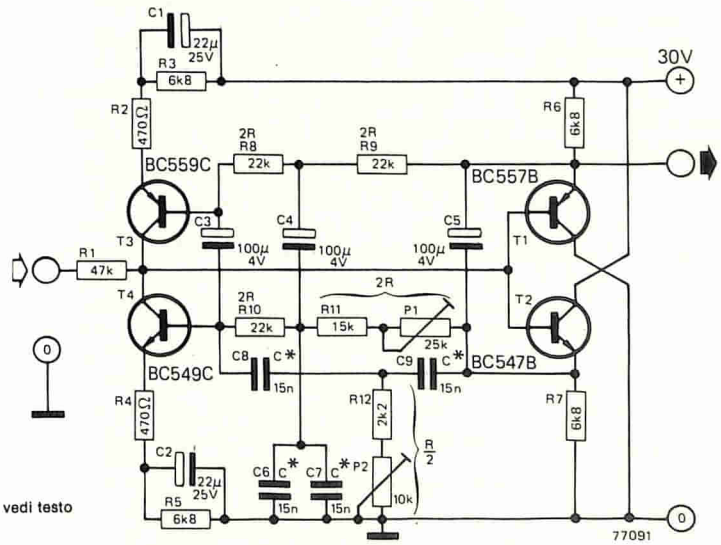
Occorre prestare attenzione affinché la corrente di carica non superi mai il valore di 200 mA, pena il danneggiamento dell'integrato.
Nella stessa maniera può essere calcolato il valore di R1 per ottenere la corrente di compensazione desiderata.



Il modo più semplice per regolare P1 e P2 è impiegare un alimentatore a tensione variabile. Tale alimentatore verrà sistemato al posto della batteria ponendo in serie ad esso un resistore di potenza. La tensione fra il catodo di D1 e la massa verrà poi misurata con l'impiego di un tester; la tensione d'uscita dell'alimentatore è portata al livello raggiunto al quale il 555 dovrebbe disattivarsi (corrispondente allo stato di "batteria completamente carica"), ed allora P1 è regolato fino ad ottenere l'illuminazione di D3. La tensione dell'alimentatore è quindi abbassata al livello in corrispondenza del quale il caricatore dovrebbe diventare attivo, e quindi si interviene su P2 finché D4 non si illumina. Se P2 è regolato male, allora è possibile che il circuito entri in oscillazione.

72

filtro selettivo complementare a doppio T



Il filtro lascia passare i segnali la cui frequenza corrisponde alla frequenza centrale del filtro stesso, ed attenua i segnali di qualsiasi altra frequenza.

Il segnale in ingresso è applicato attraverso il resistore R1 alle basi dell'emitter-follower complementare formato da T1 e T2. L'anello di reazione preleva il segnale degli emettitori di T1 e T2 e lo applica, attraverso la rete a doppio T, agli ingressi dell'amplificatore complementare T3/T4. A frequenze diverse dalla frequenza centrale della rete a doppio T, i segnali di reazione passano inalterati attraverso il doppio T. Tali segnali vengono amplificati da T3 e T4 e appaiono sui loro collettori in fase opposta rispetto al segnale in ingresso. Il segnale in ingresso, e quindi i segnali in uscita dagli emettitori di T1 e T2, sono fortemente attenuati.

Alla frequenza centrale del doppio T è invece il segnale di reazione ad essere fortemente attenuato, così che i segnali in opposizione di fase sui collettori di T3 e T4 sono di debole intensità, ed il segnale in ingresso può scorrere inalterato attraverso il filtro. L'uscita può essere prelevata indifferentemente dall'emettitore di T1 o di T2.

Il fattore di qualità del filtro è dato approssimativamente da A/4, dove A è il guadagno di T3 e T4, il quale a sua volta è pari a 2R1/R2 (con R2 uguale a R4). Il fattore Q del filtro è quindi circa 500.

L'impiego di stadi complementari assicura che la distorsione introdotta dal filtro è molto contenuta, cosa utile se il filtro è usato per "pulire" un segnale sinusoidale distorto prima di impiegarlo in misure di distorsione.

La frequenza centrale del filtro è data da:

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

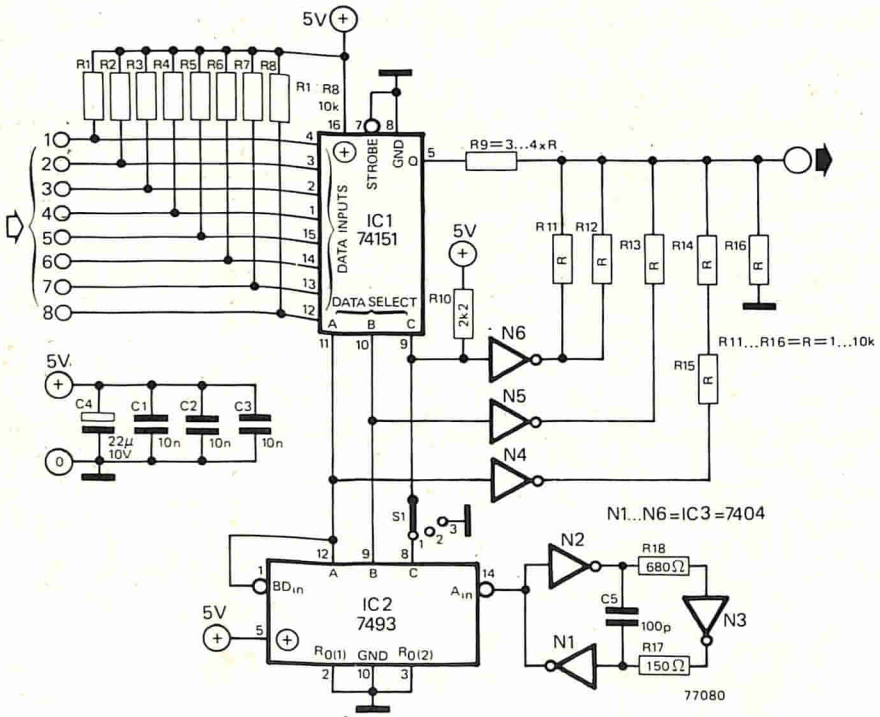
e con i componenti indicati a schema vale circa 1 kHz. P1 e P2 possono essere usati per la sintonia fine del filtro e devono essere regolati per la massima uscita alla frequenza richiesta.

73

multiplexer a otto canali

R.R. Krude, J. v. Beek

Provando dei circuiti logici, è spesso necessario esaminare diversi treni di impulsi simultaneamente per verificare se sono corretti i rapporti di tempo fra loro. Ciò è piuttosto difficile se si ha a disposizione soltanto un oscilloscopio a traccia singola, o nel migliore dei casi, a doppia traccia. Fortunatamente è possibile realizzare un semplice multiplexer a otto canali impiegando soltanto tre integrati TTL. Esso permette di visualizzare fino a otto treni di impulsi sullo schermo di un oscilloscopio a traccia singola.



Il cuore del circuito è un integrato tipo 74151, un "data selector" con otto ingressi ed una uscita. Un segnale BCD da 0 a 7 è applicato ai suoi ingressi di "data select", e permette all'informazione presente sull'ingresso corrispondente ("data input") di comparire all'uscita. Il segnale di multiplex sotto forma BCD è prodotto da un contatore tipo 7493, al cui clock è applicato un segnale a 16 MHz generato dal multivibratore N1/N2/N3.

Affinché i segnali in uscita appaiano uno sopra l'altro sullo schermo dell'oscilloscopio, è necessario sommare a ciascun segnale una diversa tensione continua di offset, altrimenti i segnali dei diversi canali appariranno tutti, sovrapponendosi, nel medesimo punto sullo schermo. Questa tensione di offset è prodotta da un semplice convertitore D/A realizzato dagli invertitori da N4 a N6 e dai resistori da R11 a R15. Esso produce una tensione DC proporzionale al conteggio binario di IC2, tensione che è sommata all'uscita nel punto di collegamento fra R9 e R16. Il valore di "R" non è critico e può essere scelto indifferentemente nell'intervallo fra 1k e 10k. Occorre però impiegare resistori a bassa tolleranza (1 o 2%), altrimenti le diverse tracce non saranno distribuite uniformemente sullo schermo dell'oscilloscopio.

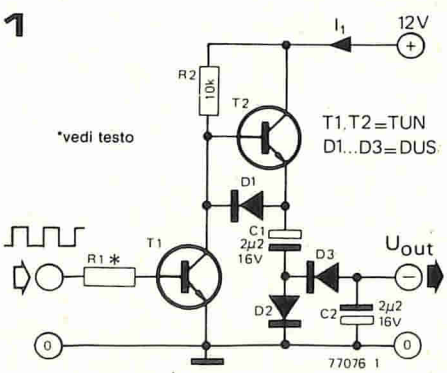
Il commutatore S1 sceglie il numero di canali mostrati sull'oscilloscopio. Nella posizione 2 l'ingresso C del multiplexer è mantenuto alto per la presenza di R10, in modo che sullo schermo compaiono solo i canali 5 - 8. Nella posizione 3 l'ingresso C è mantenuto basso e solo i canali 1 - 4 sono abilitati.

Il circuito può essere impiegato con frequenze in ingresso fino a qualche centinaio di kilohertz.

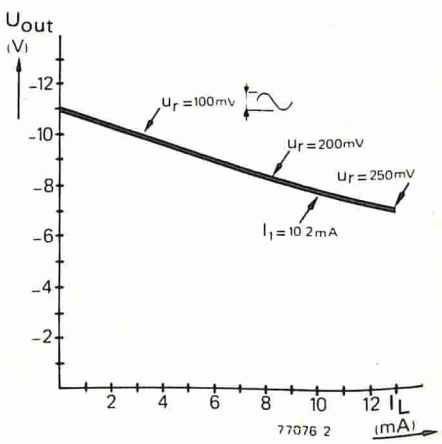
74

alimentazione negativa da una alimentazione positiva

1



2



È spesso necessario poter disporre di una tensione negativa di alimentazione in circuiti che impiegano completamente tensioni di alimentazione positive, ad esempio per fornire una alimentazione simmetrica ad un amplificatore operazionale impiegato in un circuito che altrimenti utilizza solo integrati logici. Generare tale tensione negativa è spesso un problema, soprattutto in apparecchiature alimentate a batteria.

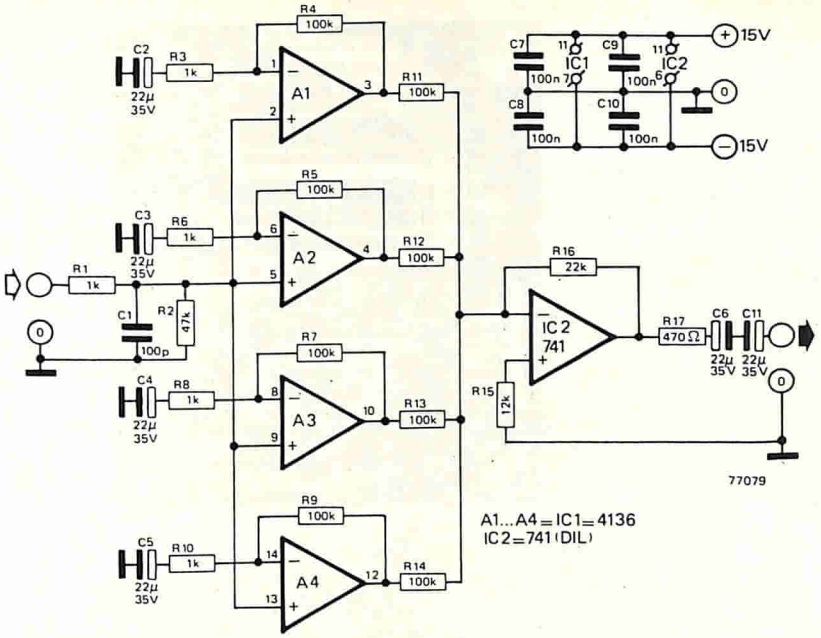
Nel circuito descritto qui T1 è commutato da un segnale di forma quadra con ciclo di lavoro del 50% alla frequenza di circa 10 kHz. È possibile che tale segnale sia già disponibile in molti circuiti logici (ad esempio, come segnale di clock). Altrimenti un paio di porte NAND vengono connesse a realizzare un oscillatore capace di fornire il segnale desiderato.

Quando T1 è in interdizione, T2 è in saturazione e C1 si carica attraverso T2 e D2 a circa 11 V. Quando T1 passa in conduzione, T2 si interdice e l'estremo positivo di C1 viene portato ad una tensione di circa + 0,8 V da D1. L'estremo negativo di C1 si trova così a circa 10,2 V negativi rispetto alla massa; C1, attraverso D3, si scarica su C2, caricandolo. Se non è richiesta corrente, la tensione ai capi di C2 sarà di circa – 10 V. Naturalmente, se una corrente di valore considerevole è richiesta dal carico, la tensione media ai capi di C2 diminuisce come mostrato nel grafico, e sovrapposta alla tensione in uscita compare una certa tensione di "ripple" a 10 kHz.

75

preamplificatore che cancella il rumore

C. Chapman



Gli amplificatori operazionali integrati sembrano offrire un metodo abbastanza semplice nella realizzazione di preamplificatori audio. Sfortunatamente però, gli integrati presentano in genere una figura di rumore peggiore dei migliori circuiti realizzati con componenti discreti. Tuttavia, dato che è possibile acquistare con poca spesa amplificatori operazionali quadrupli in unico chip, si rende possibile una nuova soluzione per questo problema.

Se un segnale è applicato ad un certo numero di amplificatori identici e le uscite di questi sono sommate fra loro, allora, dato che il segnale e gli amplificatori sono identici, vi sarà un alto grado di correlazione fra questi, ed il segnale in uscita sarà semplicemente la somma algebrica dei segnali in uscita da ciascun amplificatore.

Ora, dato che la tensione di rumore generata da ciascun amplificatore è causale, esse non sono correlate fra loro e tendono così a cancellarsi. Ciò mostra come la tensione di rumore totale in uscita sia soltanto la somma geometrica delle singole tensioni di rumore.

Il rapporto segnale/rumore può così essere migliorato di un fattore pari a $\sqrt{n}$, dove n è il numero degli amplificatori. Se il numero degli amplificatori utilizzati è 4, il rapporto S/N diventa il doppio, cioé migliorato di 6 dB. Ciò può sembrare un risultato modesto visto l'impiego di quattro amplificatori, ma dato che gli amplificatori sono contenuti in un solo integrato abbastanza economico, l'aggravio in termini di denaro, spazio e complessità di realizzazione è abbastanza piccolo.

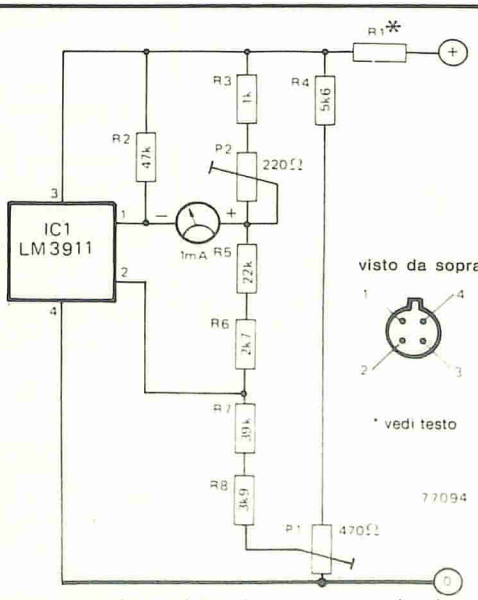
Il circuito mostra una realizzazione pratica dell'idea descritta con l'impiego di "quad op-amp" tipo 4136, con un 741 come amplificatore sommatore. Il guadagno complessivo del circuito è 100 e la tensione di rumore in uscita, misurata nell'intervallo di frequenza da 10 Hz a 15 kHz, è 60 µV, corrispondente ad una tensione di rumore in ingresso di 600 nV.

Il sistema può essere facilmente esteso per dare una maggiore soppressione del rumore; poiché però la riduzione che si ottiene è pari soltanto alla radice quadrata del numero degli amplificatori impegnati, il guadagno ottenuto compensa sempre meno l'aggravio complessivo che ciò comporta. Tuttavia, impiegando 4 integrati (un totale di dodici amplificatori), è possibile ottenere miglioramenti di 12 dB nel rapporto S/N. Questo probabilmente è il massimo permesso in termini economici, poiché un successivo miglioramento di 6 dB richiede non meno di 64 amplificatori!

76

termometro ambientale

Impiegando un integrato National tipo LM 3911, uno strumento a bobina mobile da 1 mA e pochi resistori è possibile realizzare un termometro capace di misurare temperature nell'intervallo — 20°/+50°C, adatto quindi come termometro ambientale per tutti i climi (eccetto quelli popolari!). Poiché il circuito realizza un termometro ambientale, l'intero circuito opera alla temperatura che deve essere misurata: resistori a basso coefficiente di temperatura devono essere impiegati per mantenere la precisione della misura. Per tarare il termometro, innanzitutto suddividiamo linearmente la scala dello strumento da 0 = − 20° al fondo-scala = + 50°. Con P2 nella sua posizione centrale, tutto il circuito deve essere posto all'interno del freezer di un frigorifero precedentemente regolato a − 20°C: successivamente regoliamo P1 finché lo strumento non segna − 20. Il circuito deve essere poi portato in un ambiente a + 50° e P2 regolato finché lo strumento non indica + 50. Naturalmente è possibile contrassegnare la scala dello strumento da 0° a 120° F, e tarare di conseguenza lo zero e il fondo-scala. P1 e P2 interagiscono leggermente fra loro ed è quindi necessario ripetere diverse volte le operazioni di taratura finché entrambe le letture di − 20 e + 50 sono precise. Dato che l'integrato contiene un proprio stabilizzatore, la tensione di alimentazione non è

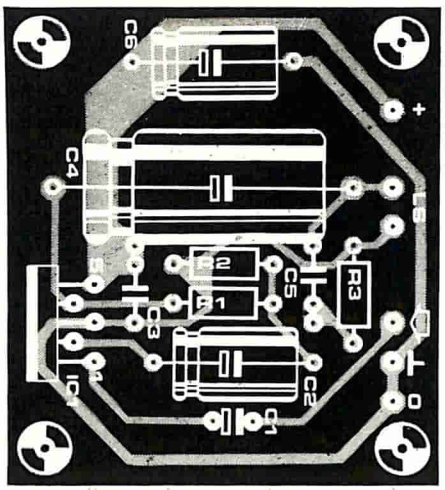


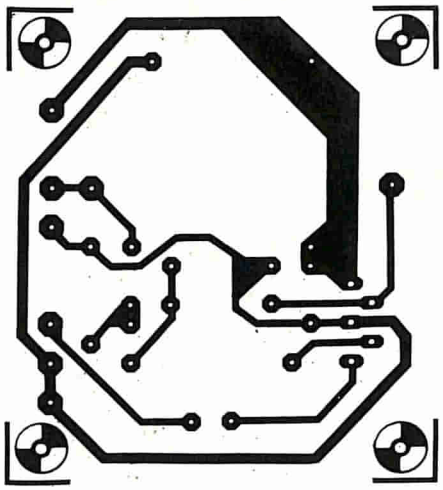
critica; il valore di R1 deve essere scelto in modo che una corrente di circa 3 mA scorra in esso. Il valore di R1 è dato da:

$$R1 = \frac{V_b - 6}{3} \ (k\Omega).$$

77

amplificatore per autoradio da 4 W





Il TDA2002 ed il TDA 2002A sono circuiti amplificatori integrati creati specificatamente per l'impiego nelle autoradio, dove l'ambiente elettronicamente sfavorevole mette in difficoltà la affidatezza di qualsiasi circuito.

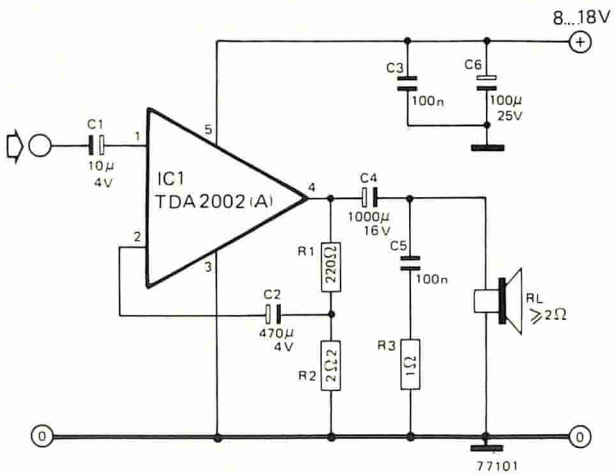
La tensione di alimentazione è compresa fra + 8 e + 18 V, e l'integrato è in grado di sopportare picchi di tensione fino a 28 V senza danno. L'integrato può fornire una corrente di cortocircuito in uscita di 3,5 A ed una potenza complessiva di 15 W con una temperatura del contenitore di 90°. Alla tensione di alimentazione di 14,4 V (batteria completamente carica) la massima potenza in uscita, su carico di 4 Ω, è almeno 4,8 W (mediamente 5,2 W).

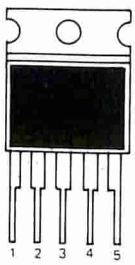
L'integrato può pilotare carichi con impedenza fino a 2 Ω; con carico di 2 Ω la massima potenza è di almeno 7 W (mediamente 8 W). Tali prestazioni in potenza sono misurate con una distorsione del 10%, ma ovviamente, a livelli d'uscita più bassi, la distorsione è più contenuta (in media 0,2%).

Il circuito qui riportato ha un guadagno in tensione di 100, determinato dal rapporto fra R1 e R2.

Il dissipatore dell'integrato deve essere realizzato con alluminio spesso 3 mm. ed avere una superficie di almeno 45 cm^2; è possibile anche impiegare un dissipatore commerciale con resistenza termica di 8°C/W o inferiore.

(SGS/*Ates*)





78

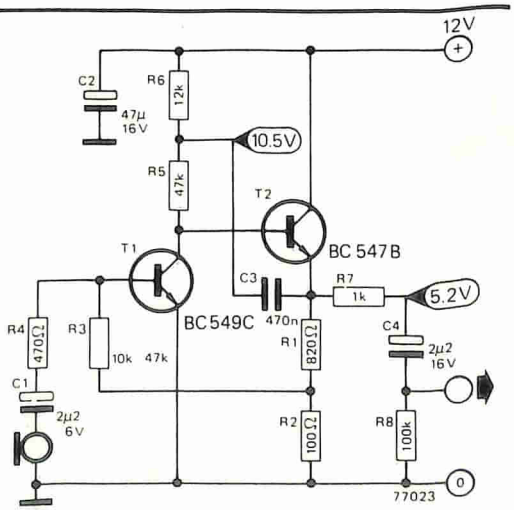
preamplificatore per microfono

Questo preamplificatore è destinato all'impiego specifico con microfoni a bassa impedenza; le sue caratteristiche sono l'alto livello del segnale d'uscita, l'ampia banda passante ed una figura di rumore estremamente bassa. Il massimo guadagno del circuito è 200 circa. A seconda della sensibilità del microfono impiegato, il guadagno può essere variato modificando il valore di R3 (valore tipico di questo resistore è 22 k).

La bassa figura di rumore (praticamente non misurabile in laboratorio) è ottenuta con un preciso adattamento d'impedenza in ingresso. I migliori risultati si ottengono con microfoni con un'impedenza compresa fra 500 e 600 Ω. Per microfoni da 200 Ω il valore di R4 deve essere diminuito a 220 Ω, ed il valore di C1 portato a 4 µ 7.

Ai 'perfezionisti' del suono consigliamo l'impiego di resistori a strato metallico per R3. . . R6 e di condensatori MKM connessi in parallelo al posto dell'elettrolito C1.

Altri particolari: con un segnale in ingresso di 3,5 mVpp al massimo guadagno, otteniamo in uscita un segnale di 800 mVpp. La massima uscita è circa 10 Vpp per un segnale di ingresso di 50 mVpp (sempre a guadagno massimo). La banda passante è piatta entro 3dB nell'intervallo 50 Hz. . . 100 kHz.



79 austereo: alimentatore

I transistor T1 e T2 formano una coppia Darlington che si comporta come un emitter follower con una tensione di riferimento data da Z1. Z1 sarà uno zener da 13 o 18 volt, rispettivamente per una tensione di alimentazione di 12 o 17 volt.
Poichè T2 dissipa poca potenza non è necessario alcun dissipatore di calore.

Trasformatore di alimentazione:
Tr = pr. 220 V; sek. 12 (18) V, 2 A

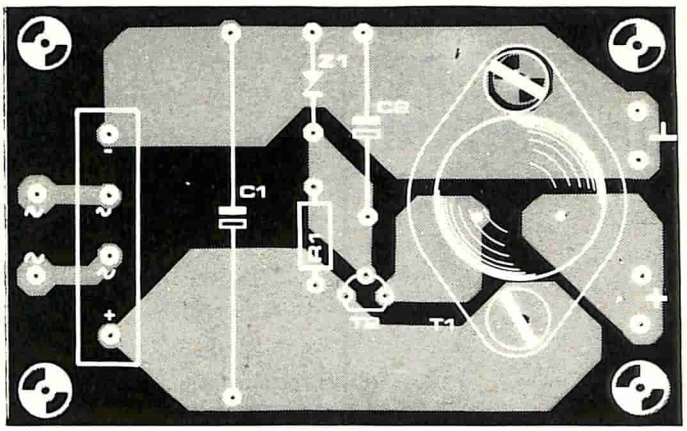
Varie:
G = B40C2200
Z1 = diodo zener 13 (18) V, 250 mW
Gl = lampadina al neon 220 V
S = interruttore di accensione 1 × Ein.

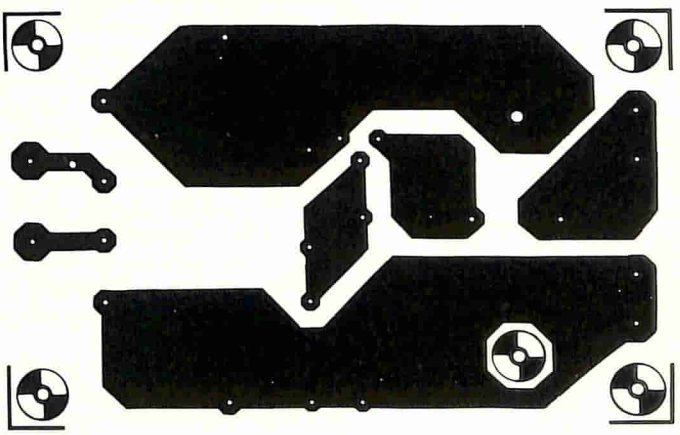
Resistenza:
R1 = 270 Ω (680 Ω)

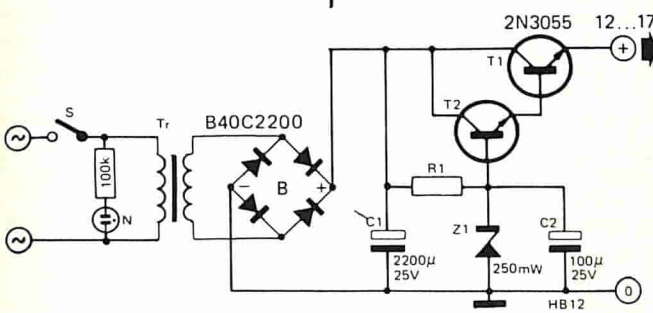
Condensatori:
C1 = 2200 µ, 25 V
C2 = 100 µ, 25 V

Semiconduttori:
T1 = 2N3055
T2 = TUN (BC 107)

	12 V	17 V
R1	270 Ω	680 Ω
Z1	13 V	18 V
T2	TUN	BC 107
Tr	12 V~	18 V~

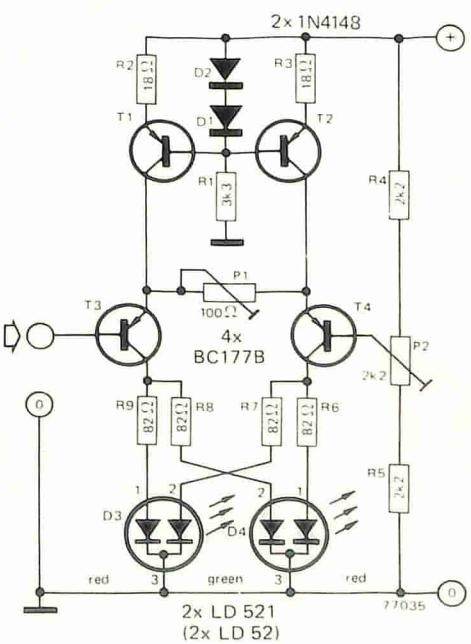






80 indicatore di sintonia

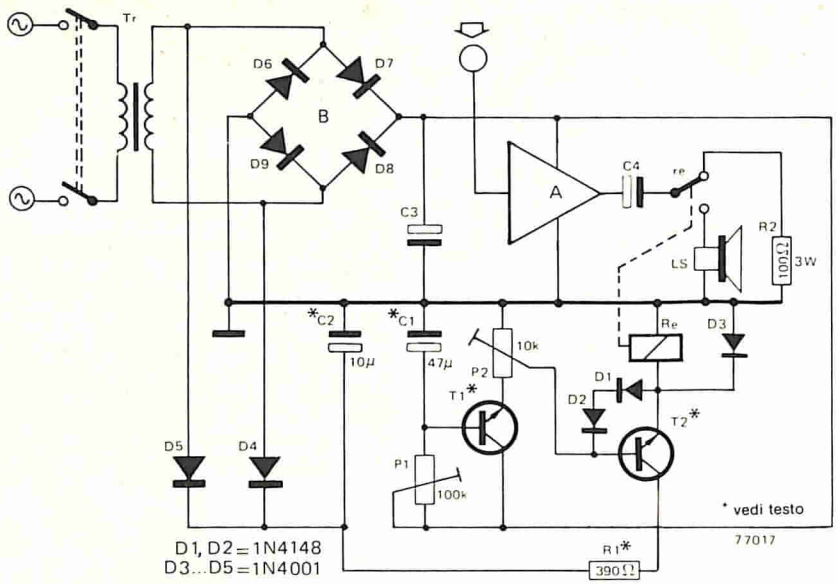
Questo circuito sostituisce l'indicatore a bobina mobile a zero centrale, usato come indicatore di sintonia in molti ricevitori. Il circuito permette di fare a meno dello strumento a bobina mobile e consente una sintonia rapida e precisa.
Il circuito impiega due LED a doppio colore (purtroppo ancora abbastanza costosi), ed il principio è che la sintonia del ricevitore deve essere ritoccata finché i due LED non hanno lo stesso colore.
Come segnale pilota del circuito è prelevata la tensione di controllo AFC del ricevitore FM. Finché il livello DC di tale segnale è maggiore della tensione di base di T4 (tensione impostata da P2), il transistore T3 è interdetto e T4 è saturato, in modo che il diodo destro (ad esempio il verde) del LED bicolore D3, ed il diodo destro (ad esempio il rosso) del LED D4 sono illuminati. Se la tensione in ingresso è inferiore alla tensione sul cursore di P2, accade l'inverso di quanto detto: T3 è saturo e T4 interdetto, cioé D3 è rosso e D4 è verde.
È ovvio che fra queste due situazioni estreme i LED produrranno un colore intermedio, fra l'arancione ed il giallo. Quando la tensione in ingresso è uguale al valore prefissato da P2 (cioé il ricevitore è in sintonia), entrambi i LED mostreranno un identico colore a metà fra il rosso ed il verde (arancione-giallo). L'intervallo di tensioni che corrisponde allo stato di sintonia può essere variato in ampiezza regolando P1.
Uno dei vantaggi del circuito è che l'intensità luminosa dei LED rimane costante, poiché le sorgenti di corrente T1 e T2 assicurano una corrente costante nei due rami del circuito. Il circuito stesso può quindi funzionare in un intervallo molto ampio di tensioni di alimentazione: il consumo complessivo in corrente è di circa 70 mA.
Notare che non si tratta dei "normali" tipi di LED a doppio colore, nei quali i due diodi luminosi sono connessi in antiparallelo. Devono essere i modelli a catodo comune, come gli LD 521 o LD 52 della Knitter.
Per altre informazioni a questo riguardo, vedi l'articolo "Sintonia a LED" pubblicato altrove in questo numero.



81

circuito di ritardo per altoparlanti

J. Rongen



Molti proprietari di sistemi ad alta fedeltà sono tormentati dai "thump" (= colpi) di accensione e spegnimento, che se raramente provocano danni nel sistema di altoparlanti, sono tuttavia molto noiosi. La soluzione più semplice è collegare gli altoparlanti all'amplificatore dopo che questo è stato acceso, e sconnetterli prima che questo venga spento. Questa operazione può essere fatta manulmente, ma c'è sempre la possibilità di dimenticarsene; un interuttore automatico quindi sembra essere la soluzione migliore. L'apparecchio proposto è sostanzialmente un circuito di ritardo, il quale, dopo alcuni secondi dall'accesione dell'amplificatore, eccita un relé che connette i diffusori all'amplificatore stesso.

La costante di tempo dell'alimentatore del circuito di ritardo è molto piccola (molto più piccola di quella dell'alimentatore dell'amplificatore), in modo che, quando l'apparecchiatura viene spenta, il relé si deseccita quasi istantaneamente, scollegando gli altoparlanti prima che venga prodotto il "thump" di spegnimento.

Il circuito funziona così: C2 è caricato dalla tensione secondaria del trasformatore di alimentazione, fornendo una tensione di collettore a T2. T2 è all'inizio interdetto ed il relé diseccitato. C1 si carica lentamente attraversdo P1 dalla tensione di alimentazione dell'amplificatore. Quando la tensione ai capi di C1 supera i 0,6 V, T1 inizia a condurre e la tensione sul suo emettitore segue la tensione ai capi di C1. Quando la tensione sul cursore di P2 raggiunge i 0,6 V, anche T2 inizia a condurre e la sua tensione di emettitore sale fino a raggiungere la tensione di eccitazione di Rel, che si eccita collegando gli altoparlanti. Quando l'amplificatore viene spento, la tensione ai capi di C2 scende rapidamente ed il relé viene diseccitato prima che abbia iniziato a diminuire la tensione di alimentazione dell'amplificatore.

Il ritardo all'accensione può essere regolato agendo su P1. P2 viene impiegato per determinare una tensione finale ai capi di Rel appena superiore alla sua tensione di eccitazione. Ciò significa che la tensione di eccitazione del relé non è critica e qualsiasi relé con tensione di eccitazione inferiore alla tensione di alimentazione dell'amplificatore può essere adattato al circuito.

Se l'uscita dell'amplificatore è accoppiata capacitivamente, allora è necessario collegare fra il contatto normalmente chiuso del relé e la massa un resistore da 100 Ω 3W, il cui compito è caricare il condensatore d'uscita prima che venga collegato agli altoparlanti. Il relé, ovviamente, ha tanti contatti di scambio quanti sono il numero dei canali dell'amplificatore.

I transistori T1 e T2 devono essere scelti in modo da poter sopportare la tensione di alimentazione dell'amplificatore. Transistori di media potenza simili al BC142 sono adatti nella maggior parte delle applicazioni.

82

cuffia a raggi infrarossi

Lo svantaggio principale delle normali cuffie è che esse sono collegate al sistema Hi-Fi attraverso un cavo. Ciò è spiacevole a vedersi, scomodo, e la gente può camminarci sopra. . .

In questi anni è stata proposta una nuova soluzione a questo vecchio problema: la linea di trasmissione a raggi infrarossi. Sebbene il prezzo, la distorsione, il rapporto s/n siano di 10 - 20 dB peggiori rispetto al semplice cavo (si anche, e sopratutto il prezzo . . .), tale sistema sembra soddisfare un forte bisogno esistente. È abbastanza diffuso infatti come accessorio nei televisori qui non si tratta più di differenze di prezzo. . .

Il trasmettitore (figura 1) è formato da uno stadio preamplificatore dotato di preemfasi. Il segnale in uscita è applicato al VCO, un XR 2207. Questo integrato è molto stabile e presenta una caratteristica di controllo molto lineare. La ragione principale per la scelta dell'integrato è stata però la sua affidabilità: tuttavia qualsiasi altro multivibratore controllato in tensione può essere impiegato senza peggioramenti eccessivi nella distorsione totale.

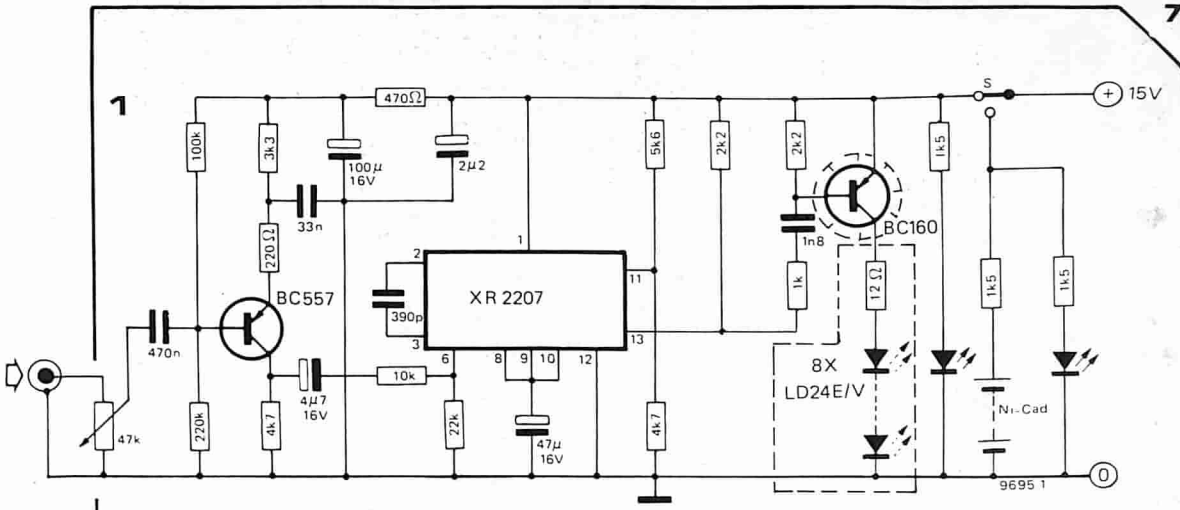
Il VCO pilota uno stadio d'uscita in classe C, il quale, a sua volta, alimenta i LED a raggi infrarossi.

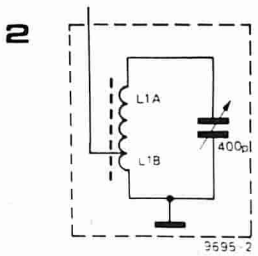
Il ricevitore (figura 4) è un semplice rivelatore a coincidenza impiegante il TBA 120 (o l'SO 41P), seguito da un solo stadio di amplificazione audio. Il circuito "source follower" sistemato all'ingresso serve come buffer con ingresso ad alta impedenza. Il fotodiodo funge anche da varicap per la sintonia del circuito LC in ingresso.

Le caratteristiche tecniche rilevate per il circuito sono le seguenti:

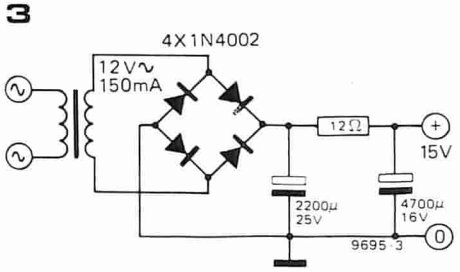
- Frequenza di funzionamento: circa 100 kHz;
- Distorsione: 3% alla massima uscita (500 mV) su 1 k. La tensione in ingresso al modulatore (pin 6 dell'XR 2207) è in tali condizioni di 40 mV;
- Risposta in frequenza: 15 Hz - 15 kHz a - 6 dB
- Rapporto segnale/rumore: dipende dall'illuminazione ambientale.

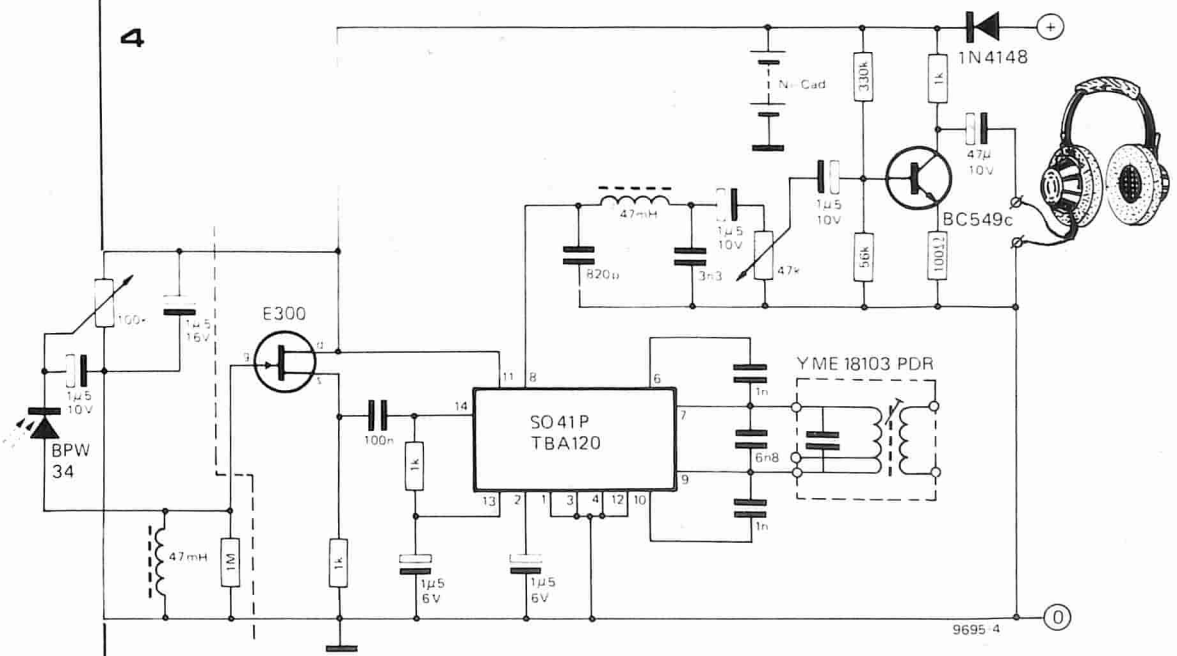
Dato che i LED per infrarosso sono molti costosi, una soluzione alternativa può essere interessante: rimpiazzare i LED con bacchette di

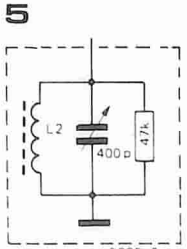




L1A = 260 spire 0.2 mm Cu (36 SWG)
L1B = 40 spire 0.2 mm Cu (36 SWG)







L2 = 400 spire 0.2 mm Cu (36 SWG)

ferrite. . . Il circuito mostrato in figura 2 può sostituire gli 8 LED di figura 1. È semplicemente collegato fra il collettore del BC 160 e la massa. La bobina è avvolta su una bacchetta di ferrite del diametro di un centimetro circa e lunga 20 centimetri.

Il diodo ricevente di figura 4 ed i componenti a lui annessi sono sostituiti dal circuito LRC di figura 5. L'avvolgimento è su un nucleo simile a quello del trasmettitore. I condensatori di sintonia devono essere regolati finché non si raggiunge la massima portata (circa 3 m.). Fare attenzione a non sintonizzare il ricevitore su una armonica del trasmettitore ciò riduce drasticamente la portata del dispositivo.
Un alimentatore adatto al trasmettitore è mostrato in figura 3.

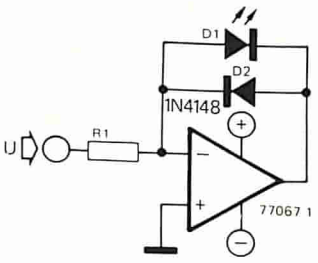
83

luminosità di un LED controllata in tensione

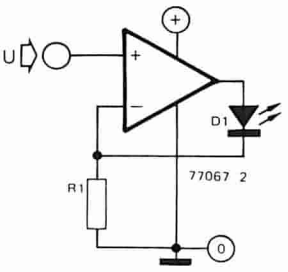
C. Chapman

A volte è necessario che la luminosità di un LED vari in modo proporzionale al valore di una tensione DC di controllo, tensione che può essere inferiore alla tensione minima ai capi del LED stesso.
La luminosità di un LED è proporzionale alla corrente che lo attraversa; la funzione quindi richiede un convertitore/tensione/corrente che possa far scorrere nel LED una corrente determinata indipendentemente dalla caduta di tensione ai suoi capi. La configurazione scelta è quella conosciuta per la realizzazione di rettificatori attivi con l'impiego di amplificatori operazionali.

a



b

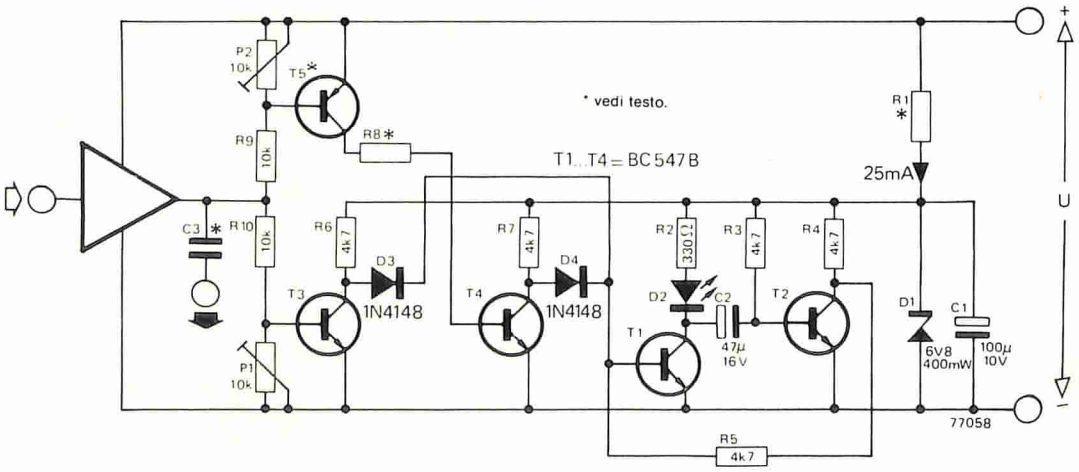


Se una tensione positiva è applicata all'ingresso del circuito di figura (a), allora la tensione in uscita diventerà negativa portando il LED in conduzione. Dato che l'ingresso invertente di un amplificatore operazionale è un punto a massa virtuale, la corrente attraverso R1 e quindi la corrente attraverso il LED è $\frac{U}{R1}$

In assenza di tensione all'ingresso, l'offset dell'operazionale può portare l'uscita positiva ad un valore che supera il massimo valore di tensione inversa sopportabile dal LED. Per questo motivo D2 è presente a limitare la massima tensione positiva in uscita a + 0,6 V. In presenza di tensioni di pilotaggio negative occorre invertire D1 e D2.
In figura (a) la sorgente che fornisce la tensione di controllo deve essere in grado di fornire tutta la corrente che attraversa il LED. In figura (b) è invece mostrato un circuito che presenta un'alta impedenza in ingresso e che praticamente non assorbe corrente in ingresso.
La tensione positiva di controllo è applicata all'ingresso non-invertente dell'operazionale, e la sua uscita diverrà positiva finché la tensione sull'ingresso invertente non è pari alla tensione di controllo. Una corrente pari a $\frac{U}{R1}$ attraversa R1 e poiché essa è fornita dall'uscita dell'operazionale, essa scorre anche attraverso D1.
Il valore di R1 è semplicemente pari a $\frac{U_{max}}{I_{max}}$ dove i due simboli rappresentano rispettivamente la massima tensione di controllo e la massima corrente desiderata attraverso il LED.
È possibile impiegare qualsiasi operazionale capace di fornire la corrente richiesta.

84

indicatore di saturazione



Applicato ad un amplificatore, il circuito qui descritto visualizza l'inizio dello stato di saturazione dovuto a picchi sia positivi che negativi. Abbiamo saturazione quando la tensione d'uscita dell'amplificatore supera il suo limite positivo o negativo, limite che è di solito di poco inferiore alla tensione di alimentazione; il circuito è progettato per rivelare questa condizione.
Quando l'uscita dell'amplificatore raggiunge il limite superiore, T5 si interdice, provocando l'interdizione di T4 ed eccitando il monostabile T1/T2: D2 si illumina per circa 200 ms. Se l'uscita dell'amplificatore raggiunge il limite inferiore, allora è T3 ad interdirsi, anch'esso eccitando il monostabile. Se l'amplificatore satura per un tempo molto breve, allora potrà essere notato solo un rapido lampo del LED D2, ma se lo stato di saturazione perdura, allora il monostabile verrà continuamente eccitato ed il LED apparirà sempre acceso. I potenziometri P1 e P2 determinano i livelli esatti a cui l'indicatore entra in funzione.

Se i limiti della tensione d'uscita dell'amplificatore sono di 0,6 V inferiori alla tensione di alimentazione, allora P1 e P2 possono essere tolti dal circuito.

85

allarme "burglar" per auto

R.T.G. Steenis

Il furto di auto e di oggetti delle auto rappresenta oggi un giro d'affari abbastanza fiorente. Fortunatamente, il ladro medio ama il furto facile, e quindi scarta le automobili che sono chiuse in modo sicuro e che non hanno oggetti preziosi in vista. Per scoraggiare il professionista però occorre qualcosa di più, e questo semplice circuito d'allarme permette in molti casi di raggiungere lo scopo. Può essere installato con pochissime modifiche all'impianto elettrico dell'auto, e produce un allarme sonoro non appena un ladro cerca di entrare nell'auto.

Il circuito funziona rilevando la leggera caduta di tensione che si produce lungo i cavi che portano corrente dalla batteria, quando viene aperta una portiera e si accendono le luci all'interno dell'abitacolo. Il circuito offre perciò una protezione completa per le auto a due porte. Per quelle a quattro porte in cui le luci dell'abitacolo sono comandate dalle porte anteriori, è consiglibile applicare un interuttore apposito anche alle portiere posteriori. Se il portabagagli dell'auto è provvisto di luce interna, verrà anch'esso protetto dall'allarme.

Il circuito completo dell'allarme è in figura 1. È attivato chiudendo l'interruttore nascosto S1. Quando questo succede, l'ingresso invertente di IC1 viene portato a circa 10 V da R2. C1 si carica attraverso R1 e D1 fino a quando l'ingresso non - invertente di IC1 raggiunge una tensione di poco inferiore a quella dell'ingresso invertente dovuta alla caduta di tensione ai capi di D1. L'uscita di IC1 è a 0 V. Se successivamente la tensione della batteria diminuisce a causa dell'apertura di una portiera, la tensione sull'ingresso invertente diventerà inferiore a quella applicata all'ingresso non-invertente, dato che C1 mantiene costante la tensione sull'ingresso non-invertente. L'uscita di IC1 diventa allora +12 V e T1 entra in conduzione, mantenendo l'ingresso invertente ad una tensione prossima a 0 V, in modo che IC1 conservi tale stato anche se la portiera viene rinchiusa. R3 e C2 formano un filtro passa-basso per impedire che interferenze indesiderate possano modificare lo stato di T1.

Dopo un certo ritardo che dipende dalla costante di tempo R5-C3, T2 entra in conduzione, interdicendo T3, il quale a sua volta porta T4 in conduzione eccitando il relais: la tromba d'allarme suona. Il ritardo permette al proprietario di entrare nell'auto e disattivare il circuito aprendo l'interuttore nascosto S1. C3 deve esser un condensatore a bassa perdita (ad esempio al tantalio).

Applicando l'indicatore ad un amplificatore con singola alimentazione (positiva!) e con carico collegato capacitivamente, l'ingresso del circuito deve essere connesso al capo "caldo" del condensatore d'uscita (vedi lo schema elettrico, in cui C3 rappresenta il condensatore d'uscita dell'amplificatore). L'alimentazione del circuito verrà prelevata fra la massa ed il positivo d'alimentazione.
Se l'amplificatore ha alimentazione simmetrica ed è accoppiato direttamente al carico, allora l'ingresso del circuito (punto di unione fra R9 e R10) sarà collegato direttamente all'uscita dell'amplificatore e l'alimentazione dell'indicatore verrà prelevata fra il positivo ed il negativo d'alimentazione.

R1, D1 e C1 forniscono una tensione interna stabilizzata per l'alimentazione di parte del circuito. Il valore di R1 è calcolato con la seguente equazione:

$$R1 = \frac{V_s - 6{,}8}{25} \quad (k\Omega)$$

R8 è scelta in modo tale che una corrente di circa 1 mA scorra in essa ed il suo valore è quindi dato da:

$$R8 = \frac{V_s}{I} \quad (k\Omega)$$

V_s è la tensione complessiva di alimentazione, misurata fra la massa ed il positivo o fra positivo e negativo a seconda dei casi.
Per valori di V_s fino a 45 V, T5 può essere un BC157B o un BC557B; per valori fino a 65 V un BC556N.

1

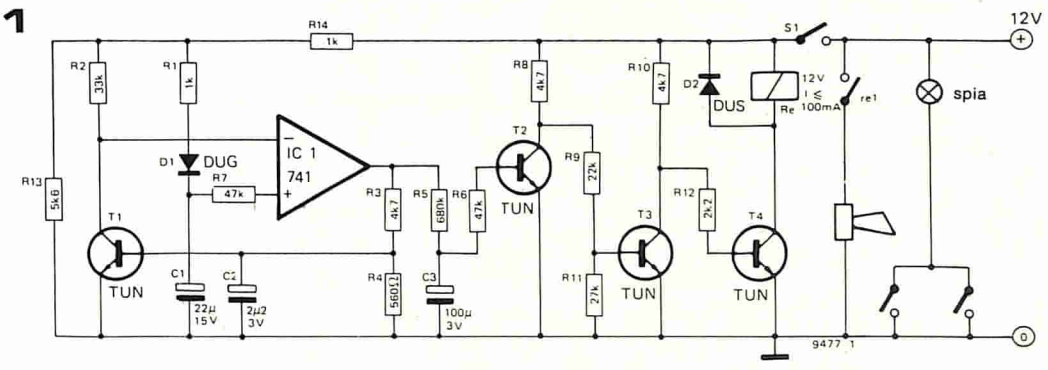
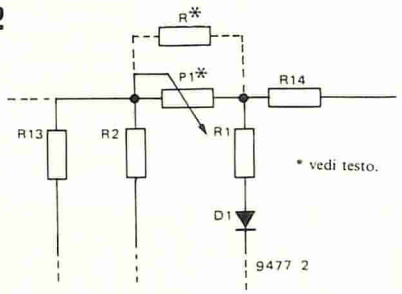


Figura 1 - Circuito elettrico completo dell'allarme per auto.

Figura 2 - La tensione di soglia dell'allarme può essere diminuita se la caduta di tensione non è sufficiente ad eccitarlo.

2



Per assicurare una caduta di tensione sufficiente per un funzionamento affidabile, il circuito deve essere collegato ad una linea a +12 V il più vicino possibile alla lampada dell'abitacolo. È ovvio che il tutto non funziona se il circuito è collegato direttamente ai capi della batteria! Se il circuito non si eccita è necessario abbassare la tensione di soglia d'aggancio inserendo un potenziometro da 470 come mostrato in figura 2 e regolandolo finché il circuito non funziona correttamente. La resistenza del potenziometro può poi essere misurata con un tester ed il potenziometro sostituito con un resistore di pari valore.

Le norme di impiego sono le seguenti:

Lasciando l'auto, aprire la porta è poi chiudere l'interuttore nascosto S1. Finché la porta non sarà riaperta, l'allarme non verrà eccitato e la porta dell'auto può così essere chiusa normalmente.

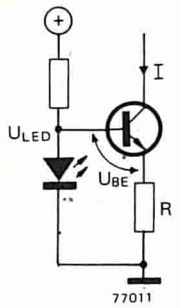
86

impiegando i LED come diodi di riferimento

A seconda del tipo di diodo LED e della corrente che lo attraversa, la caduta di tensione del LED è compresa fra 1,4 e 2 volt. Il coefficiente di temperatura di questa tensione è circa - 1,5 mV/°C.
Questo coefficiente è praticamente identico al coefficiente di temperatura della tensione base-emettitore di un transistore al silicio: è quindi molto facile realizzare una sorgente di corrente costante con un coefficiente di temperatura prossimo a zero, come mostrato nel circuito in figura. La corrente è approssimativamente:

$$\frac{U_{LED} - U_{BE}}{R}$$

Dato che i coefficienti di temperatura del LED e del transistore sono identici, si annullano e la corrente fornita è pressoché indipendente dalla temperatura.



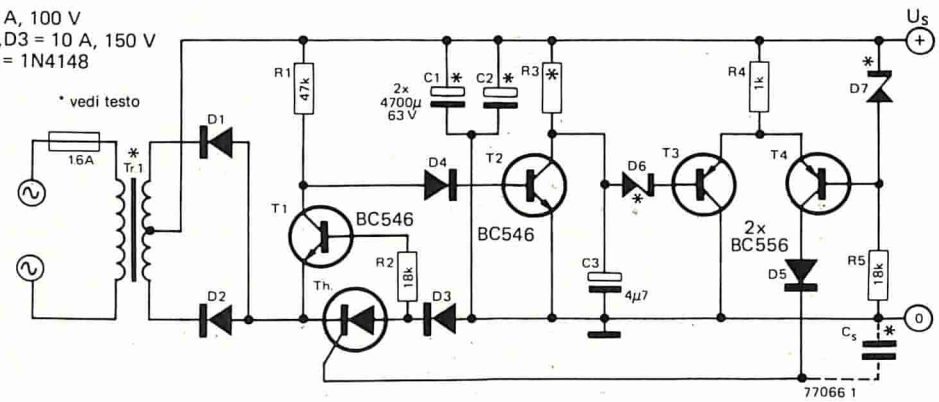
87

alimentatore stabilizzato a thyristore

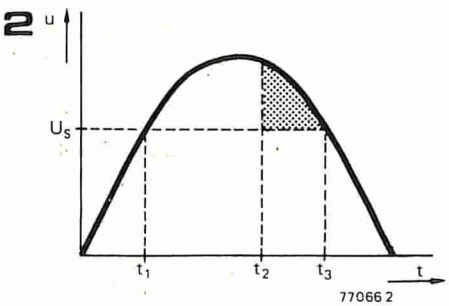
T. Hagman

Th = 6 A, 100 V
D1,D2,D3 = 10 A, 150 V
D4,D5 = 1N4148

1



2



Gli alimentatori stabilizzati convenzionali impiegano come elemento regolatore un transistore posto in serie al carico: lo svantaggio di una simile configurazione è che la potenza dissipata dal transistore-serie è molto alta, se grande è la corrente assorbita dal carico e se la differenza fra le tensioni in ingresso e uscita è alta. Una soluzione a questo problema è l'impiego di un thyristore come elemento regolante. Poiché i thrystori o sono aperti (non passa corrente) o sono chiusi (passa corrente con una piccola caduta di tensione) la potenza da essi dissipata è molto contenuta.
Il circuito funziona in questo modo: la tensione AC sul secondario del traformatore è rettificata dal circuito a onda intera formato da D1 e D2. Supponiamo che i condensatori di filtro C1 e C2 siano caricati ad una certa tensione; allora ad ogni inizio di semiciclo della sinusoide di rete. T1 è interdetto poichè il suo potenziale di emettitore è superiore al potenziale di base. T2 è quindi saturo, cortocircuitando C3, così che T3 è saturo e T4 interdetto.
Quando la tensione rettificata supera di circa 1,5 V la tensione ai capi di C1 e C2, T1 passa in conduzione, interdicendo T2 e lasciando che C3 si carichi attraverso R3 finché T3 non si interdice, facendo condurre T4 ed eccitando il thrystore. C1 e C2 ora si caricano finché la tensione rettificata non diventa inferiore alla tensione ai loro capi, poi il thyristore si apre ed il ciclo si ripete.

Se la tensione ai capi di C1 e C2 (cioè la tensione in uscita) tende a salire, allora aumenta allo stesso modo la tensione di base di T4 per la presenza di D7. C3 quindi impiegherà più tempo per arrivare al punto in cui il thyristore è eccitato, quindi il thyristore verrà eccitato più tardi nel semiciclo e C1 e C2 ricevono una minore quantità di energia.
Se la tensione in uscita tende a diminuire, allora diminuisce anche la tensione sulla base di T4 e C3 impiega meno tempo ad eccitare il thyristore. Il thyristore viene eccitato prima nel semiciclo e quindi C1 e C2 ricevono una carica maggiore.
Il circuito descritto è particolarmente utile come alimentatore di potenza per amplificatori audio, dove la richiesta di energia è considerevole e dove i regolatori di tensione convenzionali occuperebbero troppo spazio a causa dei dissipatori di calore di elevate dimensioni di cui necessitano. Vengono dati i valori dei componenti per tensioni di alimentazione tipiche di tale apparecchiature.
Altre dimensioni in uscita possono essere ottenute cambiando il valore di R3, D6 e D7 e della tensione secondaria del trasformatore. La capacità complessiva di C1 e C2 deve essere almeno 10.000 µF.

U_S	45 V	60 V	altro
R3	22 k	33 k	circa $\frac{1}{2}U_S$ k
D6	18 V	27 V	circa $\frac{1}{2}U_S$ V
D7	27 V	33 V	$U_S - U_{D6}$ V

88

riferimento di frequenza universale

Il circuito non ha pretese di originalità, ma è una semplice unità multi-uso che può essere utilizzata in molte applicazioni riguardanti le misure di frequenze e di tempo. È inoltre particolarmente adatto come generatore degli impulsi di "gate" (base tempi) in frequenziometri digitali.

Il cuore del sistema è un oscillatore al quarzo ad 1 MHz, formato da due porte NAND. L'uscita dell'oscillatore è inviata ad una terza NAND, con funzione di buffer; la frequenza generata è poi divisa da un serie di decadi 7490.

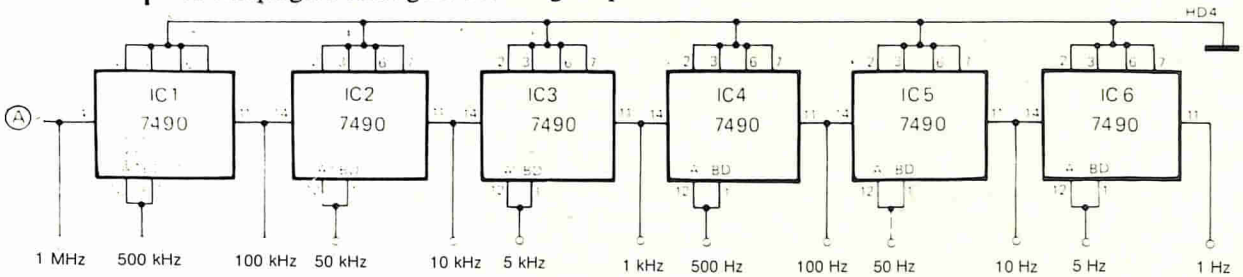
I contatori 7490 consistono in un divisore per due, seguito da un divisore per cinque; ciò significa che, oltre a dividere la frequenza di riferimento fino ad 1 Hz, è possibile disporre anche delle frequenze da 500 kHz a 5 Hz. Quest'ultime frequenze sono particolarmente utili se il circuito è impiegato come generatore degli impulsi di controllo della porta di ingresso di un frequenzimetro. Ad esempio, l'uscita a 5 Hz fornisce un impulso positivo della durata di 100 ms., così che, se una frequenza di 10 MHz è applicata all'ingresso del frequnzimetro, la porta lascerà passare 1.000.000 di cicli di tale segnale, ed il display sarà una lettura di 1.000.000.

Invece, per misure di periodo, sono più utili le uscite da 1 Hz ad 1 MHz. Ad esempio, misurando un intervallo di tempo di circa un secondo, possono essere contati 1.000.000 di cicli del segnale di riferimento ad 1 MHz, dando così una lettura di 1000000 sul display numerico.

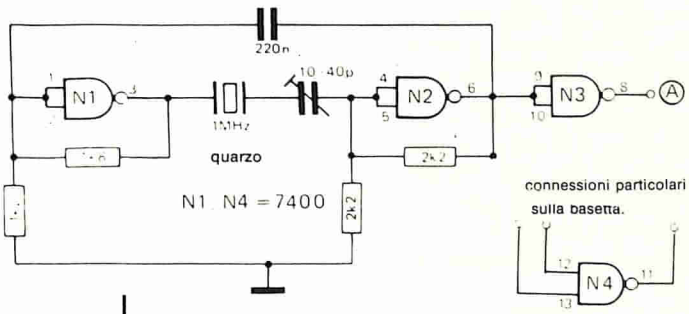
La basetta stampata è abbastanza compatta e i componenti sono ben disposti su di essa. Le uscite sono tutte disponibili lungo il lato inferiore dalla basetta. Una delle quattro porte NAND contenute in un IC 7400 non è utilizzata, e può essere impiegata in circuiti esterni a quello descritto, ad esempio come ulteriore buffer nel pilotaggio di contatori, o come porta d'ingresso di un frequenzimetro. Le connessioni della porta libera sono disponibili lungo il lato destro della basetta.

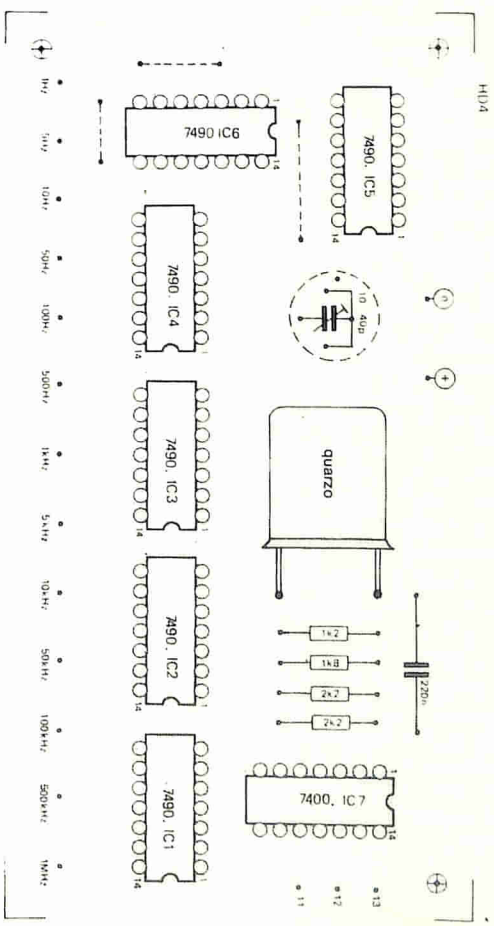
La frequenza dell'oscillatore può essere regolata ad esattamente 1 MHz agendo sul trimmer capacitivo. Il miglior metodo è comparare sullo schermo di un oscilloscopio l'uscita a 100 kHz con il segnale di trasmissione Droitwitch a 200 kHz, usando le figure di Lissajous. Il trimmer deve essere regolato finché le figure di Lissajous cessano in apparenza di ruotare.

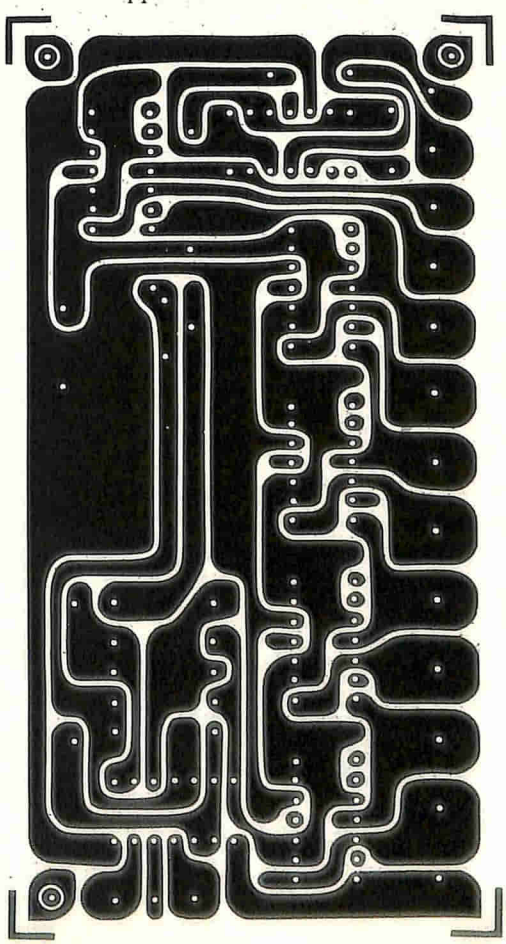
1



2

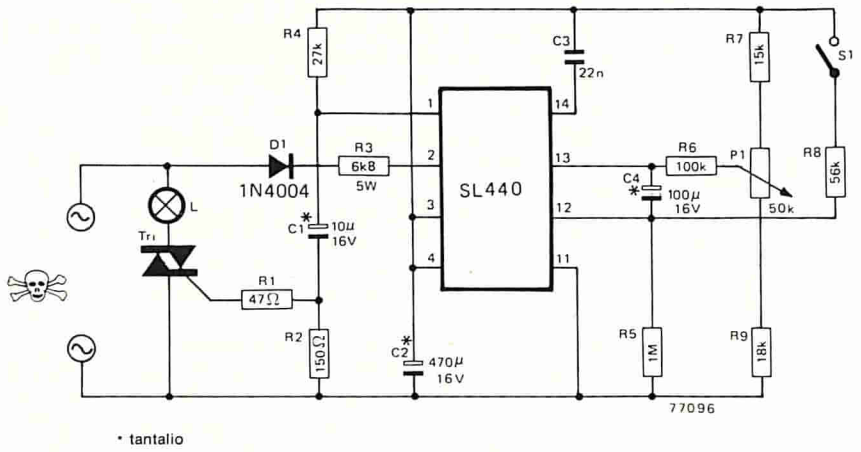






89

lentamente addormentato...



• tantalio

Molti bambini hanno non poche difficoltà ad addormentarsi se sono spente le luci della camera da letto. Tuttavia ciò significa che uno dei genitori deve alzarsi dopo mezz'ora o un'ora a spegnere le luci - sperando di non svegliare il bambino di nuovo... Il circuito qui descritto diminuisce gradatamente l'intensità delle luci, sino al buio completo oppure fino ad un livello minimo prefissato (luce per la notte).
Finchè S1 è chiuso la luce (o le luci) sono accese alla loro massima intensità. Non appena S1 è aperto, l'intensità della luce inizia a diminuire gradualmente fino a raggiungere un certo livello (prefissato agendo su P1). Il tempo di dissolvenza dipende dal valore di C4 e dalla posizione di P1. Ad esempio, con C4 = 100 µ e P1 al minimo, la lampada impiega circa mezz'ora per spegnersi completamente. C4 può essere aumentato e piacere; comunque è meglio non superare il valore di 470 µ.
Il circuito deve essere allestito all'interno di un contenitore ben isolato, e P1 deve essere un potenziometro con perno in plastica.
Il triac verrà naturalmente scelto a seconda dal carico controllato. È consigliabile la scelta di modelli capaci di sopportare una corrente pari a:

$$I_L = 5 \frac{P_L}{U_M}$$

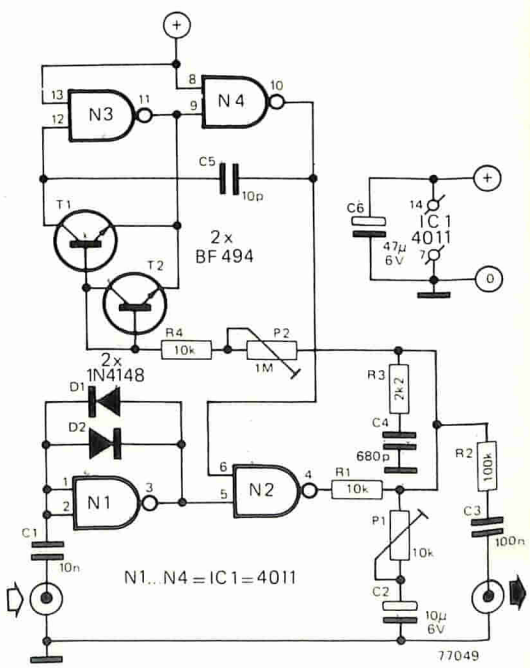
dove P_L è la potenza della lampada (o delle lampade) e U_M la tensione nominale di rete. Un filamento "freddo" consuma una corrente piuttosto alta!

(Plessey application)

90

PLL a CMOS

Dato che gli integrati PLL (phase-locked loop) sono ancora abbastanza costosi, è cosa ragionevole cercare una soluzione alternativa, soprattutto per applicazioni non critiche che non richiedono prestazioni particolari.
Con due porte NAND CMOS è possibile realizzare un CCO (oscillatore controllato in corrente) come descritto altrove in questo numero. Se si impiega un integrato 4011, contenente quattro porte NAND a due ingressi, rimangono ancora due porte disponibili, una per il comparatore di fase e l'altra per l'amplificatore d'ingresso.
La Figura mostra un circuito PLL completo che impiega un solo 4011 e pochi componenti discreti. Considerando la semplicità ed il basso costo del circuito, i risultati ottenuti sono sorprendentemente buoni; con un normale 4011 sono state misurate le seguenti caratteristiche: intervallo di frequenze di funzionamento del CCO (scelto da P2): 25 kHz; intervallo d'aggancio: 20% della frequenza di libera oscillazione del CCO; segnale in uscita: 45 mV misurati con f_{in} = 500 kHz, deviazione = ± 30 kHz, modulazione in frequenza = 1 kHz; soppressione della modulazione di ampiezza con una AM del 30%: migliore di 40 dB; minimo livello dei segnali in ingresso: meno di 2 mV da una sorgente a 50 Ω

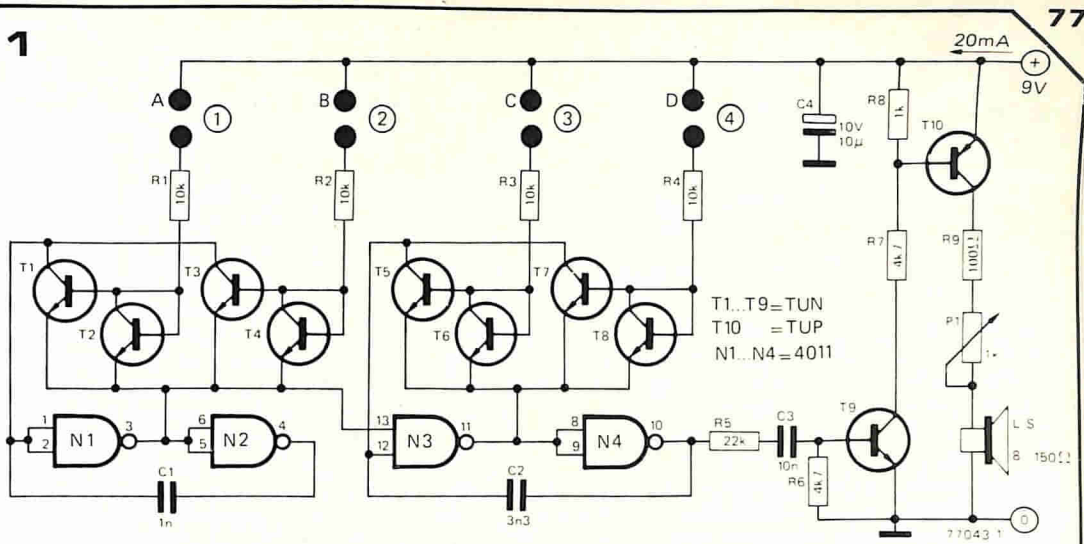


Queste caratteristiche sono state rilevate con una tensione di alimentazione di 6 V, cui corrisponde un consumo in corrente di soli 600 µA.
Dato che i diversi costruttori di circuiti integrati impiegano differenti processi e differenti geometrie del chip, è plausibile aspettarsi che le prestazioni del circuito cambino con l'impiego di diversi tipi di integrati. I risultati migliori si ottengono impiegando integrati che hanno una caratteristica di trasferimento ripida (e che quindi sono più vicini all'interruttore ideale) e che presentano una bassa interferenza fra le diverse porte.
Nel nostro lavoro di sperimentazione, abbiamo trovato che l'SCL 4011 della Solid State Scientific è un buon esempio di questo genere di integrati.
Il PLL con il 4011 è particolarmente adatto a sistemi di demodulazione FM a banda stretta, e, in quanto a rapporto s/n e reiezione del rumore d'impulso, si comporta meglio di alcuni PLL monolitici.

91

misuratore di "passione"

1



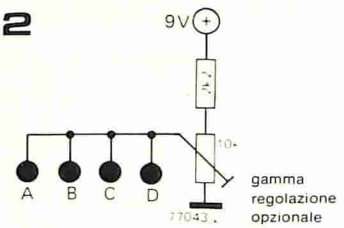
Le "macchine della verità", che misurano la resistenza della pelle, possono essere fonte di divertimento durante le feste, specialmente se due partecipanti tengono un elettrodo ciascuno e si lasciano andare a qualche forma di contatto fisico (ad esempio i baci). Lo strumento allora può essere tarato in "gradi di passione".

Una variante della stessa funzione è un circuito che produce un suono piuttosto che un'indicazione visiva, la qual cosa è ancora più divertente. Il circuito è formato da due oscillatori controllati in corrente (altrove in questo numero ne è descritto il principio di funzionamento). L'uscita dell'oscillatore N1/N2 controlla l'oscillatore N3/N4, producendo effetti interessanti. L'uscita di N4 pilota un amplificatore audio composto da T9 e T10.

Il circuito prevede il collegamento fino ad 8 elettrodi, per quattro coppie di partecipanti. Man mano che la resistenza fra una coppia di elettrodi diminuisce, aumenta la frequenza dell'oscillatore corrispondente, così che quanto più "ardente" è un abbraccio, tanto più alta è la frequenza dell'oscilltatore. L'effetto di "gate", prodotto dal fatto che è il primo oscillatore ad abilitare il secondo, genera effetti piuttosto insoliti.

Per ragioni di sicurezza il circuito deve essere alimentato da una batteria; una normale batteria a 9 V per apparecchi a transistori va più che bene allo scopo.

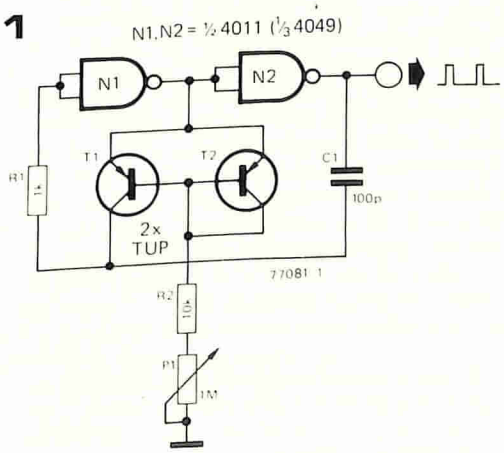
2



92

CCO CMOS

1



Impiegando due porte NAND CMOS (o due invertitori) ed un paio di transistori è possibile realizzare un semplice oscillatore controllato in corrente (CCO). Il circuito di fig. 1 prende spunto da un normale multivibratore astabile composto da due invertitori. Quando l'uscita di N1 è alta, l'uscita di N2 è bassa e C1 si carica attraverso T1 finché la tensione ai suoi campi non supera la tensione di soglia di N1, e allora l'uscita di N1 diventa bassa e quella di N2 alta. T1 ora è polarizzato inversamente, cioé il collettore funziona da emettitore e viceversa, e C1 si carica nella polarità opposta.

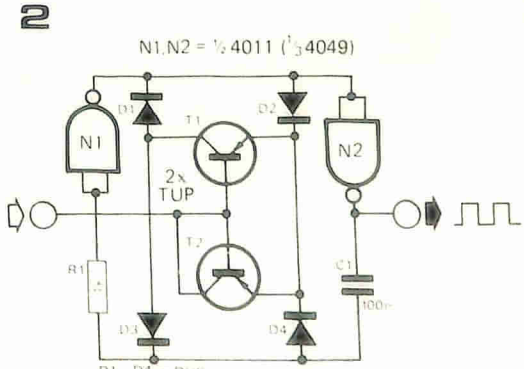
Quando la tensione sul collettore di T1 scende sotto il valore della soglia inferiore di N1, l'uscita di N1 torna alta ed il ciclo si ripete.

T1 e T2 formano il cosiddetto "current mirror" o "specchio di corrente": la corrente di collettore di T1 (che è la corrente di carica di C1) segue o "specchia" la corrente di collettore di T2, il cui è stato è, ovviamente, controllato dalla corrente di base. Se i due transistori sono identici, le rispettive correnti di collettore saranno identiche. Con i valori dei componenti indicati in figura, il circuito può operare in un ampio intervallo di frequenze, compreso fra i 4 kHz ed i 100 kHz circa.

Quando T1 conduce nella direzione inversa, T2 è interdetto e la sua giunzione base-emettitore è polarizzata inversamente. Se la tensione di alimentazione del circuito è superiore a + 5V, allora questa giunzione può rompersi, però, poiché tensioni e correnti in gioco sono piccole, non c'è nessun pericolo.

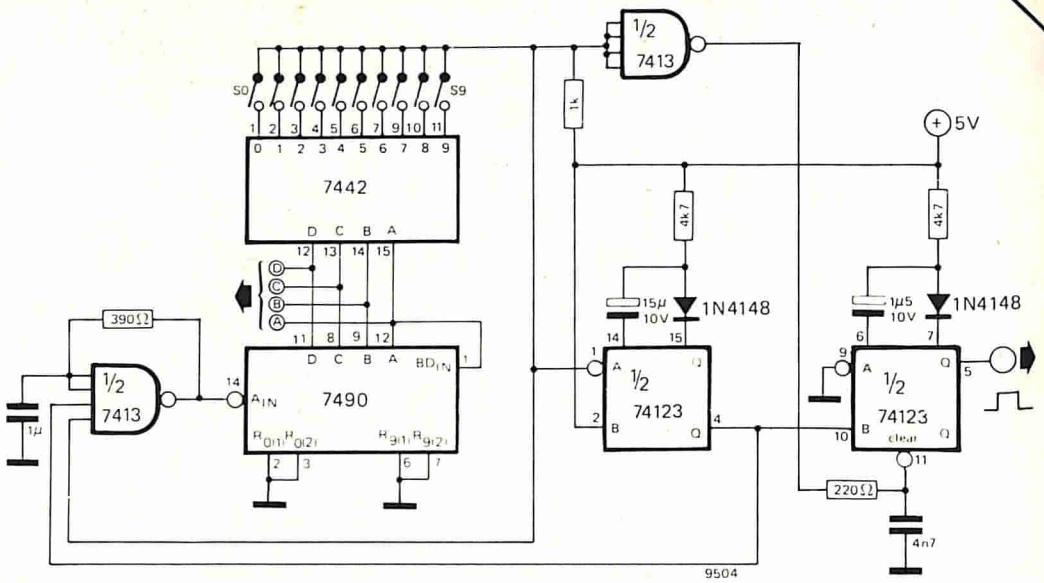
Un circuito che evita l'insolito funzionamento di T1 e il pericolo di rottura di T2, è illustrato in fig. 2. In questo caso un ponte di diodi (da D1 a D4) assicura che la corrente attraverso T1 e T2 scorra sempre nella direzione giusta. Il vantaggio di questo circuito è che il multivibratore astabile può essere controllato da altri elementi asimmetrici, come fotodiodi e fototransistori.

2



93

decodificatore per tastiera



Quando uno dei tasti S0. . . S9 è premuto, il decodificatore produce il codice BCD corrispondente al tasto premuto. Ad assicurare che soltanto la desiderata informazione sia letta, il circuito produce un impulso di "strobe" che indica che l'informazione in uscita è accessibile. Il circuito mostra come degli impulsi di clock, prodotti da un oscillatore libero ad onda quadra (1/2 7413), siano applicati ad un contatore decimale (7490). Le uscite del contatore sono decodificare (7442) ed applicate ai pulsanti S0 . . S9.

Le uscite della decodifica diventano basse secondo la sequenza di conteggio. Quando un tasto è premuto, la corrispondente uscita della decodifica diventa, dopo un certo tempo, bassa. Questo "0" blocca l'oscillatore ed il contatore, le cui uscite rimangono quindi nello stato che corrisponde al tasto premuto. Per evitare possibili errori dovuti al rimbalzo dei contatti, il circuito comprende un multivibratore monostabile, che dopo circa 0,3 ms eccita un secondo monostabile. Questo produce l'impulso che abilita il lettore delle informazioni BCD dalle uscite del 7490.

94

allarme per le luci di posizione dell'auto

R. Trost

Il circuito fornisce un'allarme visivo e sonoro per gli smemorati che dimenticano accese le luci di posizione quando abbandonano la propria macchina.

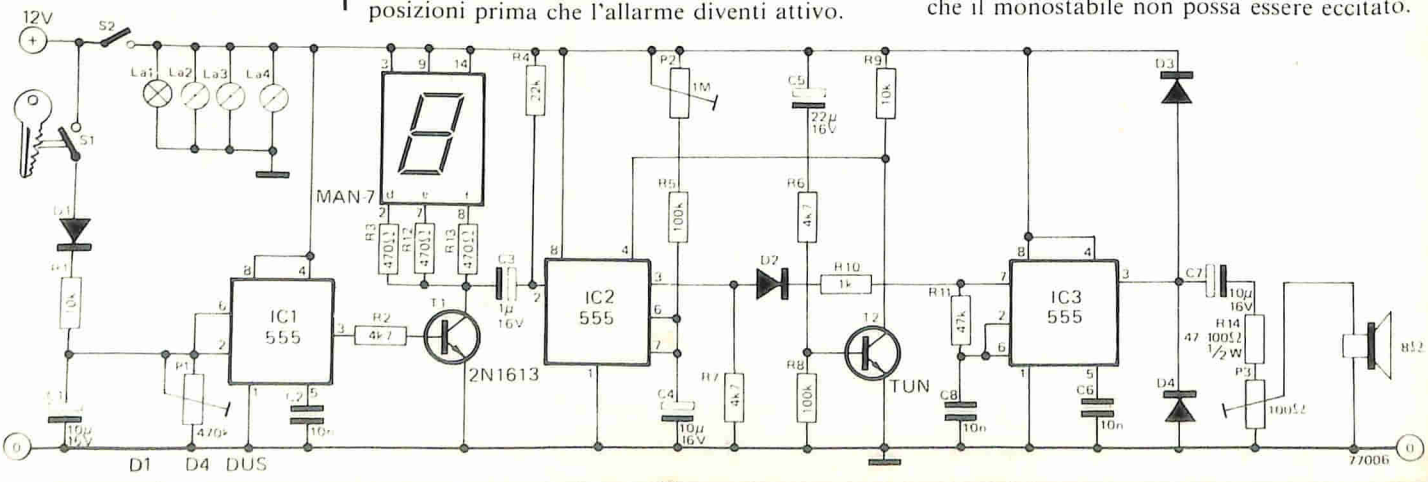
La tensione di alimentazione per il circuito è prelevata a valle dell'interruttore delle luci di posizione, raffigurato con S2 sullo schema elettrico. Se le luci sono spente, l'allarme ovviamente non riceve l'alimentazione e quindi non funziona. L'interruttore delle luci può essere più complesso di S2 su alcune auto, se esso controlla anche le luci laterali. Tuttavia, esaminando il circuito elettrico della vettura (raffigurato nel libretto di istruzioni e manutenzione) e con qualche prova con il tester è facile trovare il terminale dell'interruttore sul quale compare la tensione positiva quando le luci di posizione sono accese.

S1 raffigura l'interuttore a chiavetta per l'accensione. Se è chiuso i piedini 2 e 6 di IC1 vengono mantenuti alti da D1 e R1. Se S1 viene aperto, la tensione sui piedini 2 e 6 scende man mano che C1 si scarica su P1. P1 regola il tempo lasciato a disposizione per spegnere le luci di posizioni prima che l'allarme diventi attivo.

Quando la tensione ai capi di C1 scende sotto la soglia di IC1, supponendo che le luci di posizione siano ancora accese, allora l'uscita di IC1 diventa alta, saturando T1. T1 provoca l'illuminazione di tre segmenti del display, il quale rappresenta la lettera "L". Se il costo del display sembra eccessivo, al suo posto è possibile l'impiego di un LED o di una semplice lampadina spia. T1 inoltre eccita IC2, connesso a multivibratore monostabile. L'uscita di IC2 diventa alta, attivando il multivibratore astabile IC3, che oscilla producendo un segnale sonoro attraverso l'altoparlante.

L'intervallo di tempo nel quale l'allarme suona dipende dal periodo dell'impulso prodotto dal monostabile IC2 e può essere regolato agendo su P2. P3 determina il volume del segnale sonoro di allarme.

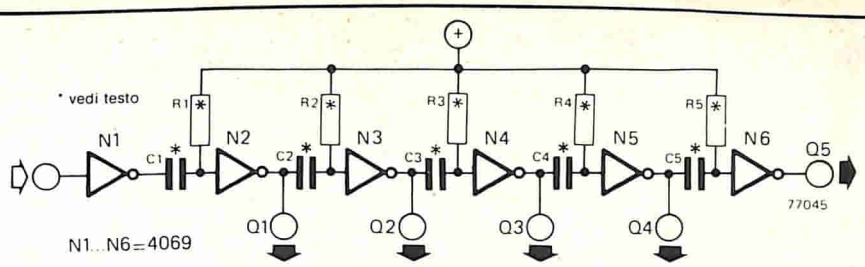
Per evitare che IC2 venga eccitato erroneamente dalla chiusura di S2, è stato aggiunto il circuito attorno a T2. Quando S2 viene chiuso, C5 inizia la carica attraverso R6 e R8, mantenendo T2 in conduzione per un certo tempo. T2 mantiene basso l'ingresso di reset di IC2 in modo che il monostabile non possa essere eccitato.



95

autoshift - register

A. M. Bosschaert



L'insolita caratteristica di questo shift-register è che esso trasferisce gli impulsi dal suo ingresso, attraverso i diversi stadi, sino all'uscita, senza bisogno di un generatore esterno di clock. La velocità di scorrimento è fissa, ed è determinata dal valore dei componenti nel circuito.

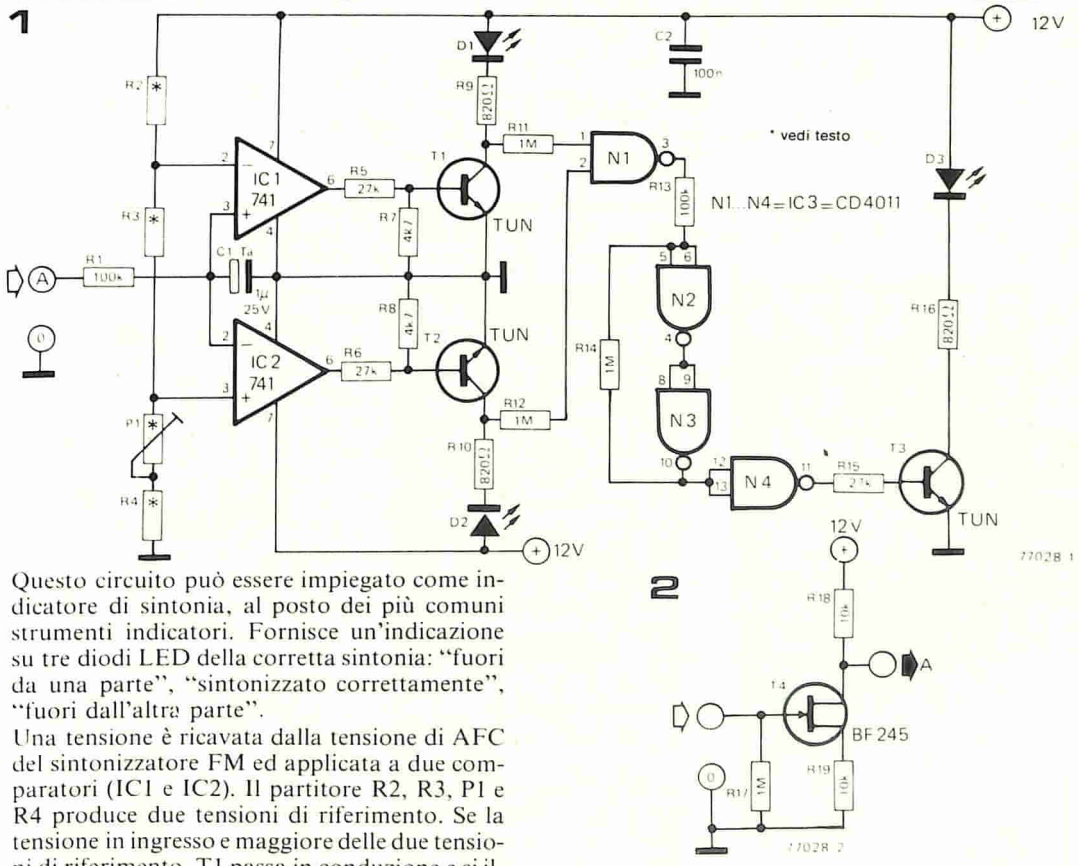
Quando l'ingresso diventa alto, l'uscita di N1 diventa bassa e mantiene basso l'ingresso di N2 per un periodo di tempo determinato dalla costante di tempo R1-C1. Quando l'ingresso di N2 torna alto, l'uscita di N2 mantiene basso l'ingresso di N3 per un priodo determinato da R2-C2. In questo modo l'impulso scorre lungo il registro. Quando l'ingresso diventa basso, C1 si scarica semplicemente attraverso R1 e l'uscita di N1; N1 è così pronta a ricevere un impulso successivo.

È ovvio che, fornito in ingresso un impulso di lunghezza maggiore della costante di tempo R1-C1, la lunghezza dell'impulso in uscita è determinata solamente dalle costanti di tempo del circuito. Normalmente le costanti di tempo R1-C1, R2-C2, ecc. sono tutte uguali, ed in questo caso la massima velocità degli impulsi in ingresso è limitata dal fatto che l'intervallo fra due impulsi non deve essere inferiore alla costante di tempo R1-C1, altrimenti gli impulsi possono sovrapporsi.

96

sintonia a LED

W. Aufferman



Questo circuito può essere impiegato come indicatore di sintonia, al posto dei più comuni strumenti indicatori. Fornisce un'indicazione su tre diodi LED della corretta sintonia: "fuori da una parte", "sintonizzato correttamente", "fuori dall'altra parte".

Una tensione è ricavata dalla tensione di AFC del sintonizzatore FM ed applicata a due comparatori (IC1 e IC2). Il partitore R2, R3, P1 e R4 produce due tensioni di riferimento. Se la tensione in ingresso e maggiore delle due tensioni di riferimento, T1 passa in conduzione e si illumina il LED D1. Nell'altro caso estremo. quando cioé la tensione in ingresso è inferiore alla tensione di riferimento più bassa, T2 passa in conduzione illuminando il LED D2. Nell'intervallo intermedio, quando il ricevitore è sintonizzato correttamente e la tensione in ingresso è compresa fra le due tensioni di riferimento, sia T1 sia T2 sono in interdizione. In questo caso l'uscita di N1 diviene bassa, commutando il circuito di trigger N2/N3, l'uscita di N4 diviene alta e T3, conducendo, illumina il LED D3.

Poiché la tensione di AFC corrispondente alla condizione di "sintonia corretta" varia in modo considerevole fra i diversi ricevitori, i valori di R2, R3, P1 ed R4 non sono forniti sul circuito. È una cosa abbastanza semplice calcolare questi valori a seconda di ogni particolare applicazione. Stabilendo per il partitore una resistenza complessiva di 20. . . 30 k (valore ragionevole), la tensione media su R3 deve corrispondere alla tensione di AFC relativa alla condizione di "corretta sintonia" Facciamo due esempi:

- stabiliamo ad esempio che la "corretta" tensione di AFC sia 9.5 V. In questo caso la tensione ai capi di R2 + 1/2R3 deve essere pari a 2,5 V e la tensione ai capi della parte rimanente del partitore a 9,5 V. Se scegliamo per R2 e R3 rispettivamente i valori di 4k7 ed 1k, la somma di P1 ed R4 deve dare circa 20 k con P1 in posizione centrale. Una buona scelta in questo caso sarebbe R4 = 18k ed P1 = 4k7.

- fissiamo che la "corretta" tensione di AFC sia 5,6 V (come è, ad esempio, per l'integrato CA 3089). In questo caso la tensione ai capi della parte superiore del partitore deve essere circa 6,5 V; valori ragionevoli sono: R2 = 12 k e R3 = 2k2. R4 + 1/2P1 dovrebbe essere approssimativamente 10 k, così R4 può essere 8,2 k e P1 4k7. Occorre notare che R3 stabilisce la sensibilità dell'indicatore, mentre P1 serve per la corretta taratura dell'insieme.

Alcuni rivelatori FM, soprattutto i discriminatori a rapporto, forniscono un'uscita di 0 V quando sono correttamente sintonizzati. In tal caso occorre interporre, fra l'uscita AFC ed il circuito di fig. 1, il circuito riportato in fig. 2.

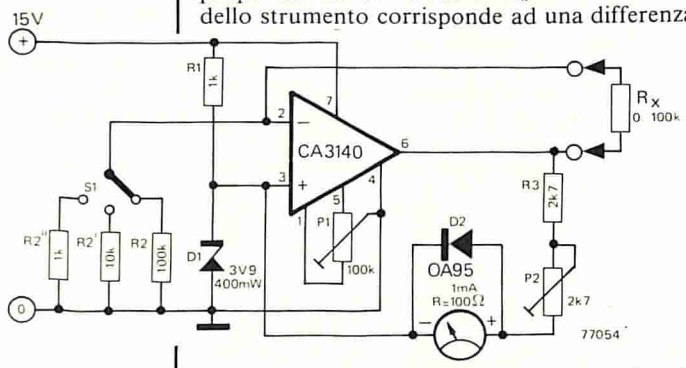
97 ohmmetro

Impiegando un amplificatore operazionale a ingresso FET, ad esempio il CA 3140, è facile realizzare un semplice ohmmetro a scala lineare.
L'amplificatore operazionale è connesso nella configurazione non-invertente, con l'ingresso non-invertente alimentato da uno zener da 3,9 V. La tensione d'uscita dell'amplificatore è allora data da: $\frac{(R_x + R_2)}{R2} \times 3{,}9\ V$

Poiché un terminale dello strumento ritorna allo zener, la tensione ai capi di esso è:

$\frac{R_x}{R2} \times 3{,}9 + \frac{R_2}{R2} \times 3{,}9 - 3{,}9$, cioé $\frac{R_x}{R_2} \times 3{,}9$

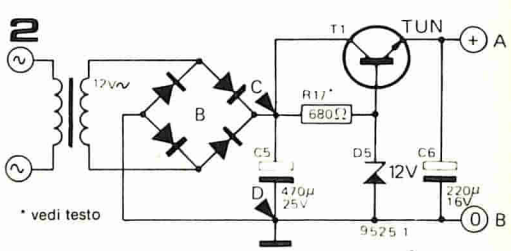
Poichè la tensione di zener ed il valore di R2 sono fissi, la tensione misurata dallo strumento è proporzionale al valore di R_x. Il fondo-scala dello strumento corrisponde ad una differenza



di tensione fra l'ingresso non-invertente e l'uscita dell'operazionale di circa 3,9 V, ma il valore esatto dipende dalla tolleranza di fabbricazione dello zener.
Sono previste tre portate commutando valori diversi per R2. Con R2 = 1k, la tensione di fondo-scala di 3,9 V si ottiene ovviamente quando R_x = 1k. Con R2 pari a 10 k a 100 k si ottengono letture di fondo-scala rispettivamente di 10 e 100 k.
Il voltmetro è formato semplicemente da uno strumento da 1 mA con una resistenza in serie del valore nominale di 3k9, in modo tale che la scala 0-1 mA possa essere facilmente trasformata per leggere 0-1 k, 0-10 k, 0-100 k. Il diodo al germanio in parallelo allo strumento lo protegge da eventuali extracorrenti.
Per tarare lo struento è necessario innanzitutto azzerarlo, sopprimendo l'offset dell'operazionale. Per fare ciò,occorre portare P2 nella sua posizione di minima resistenza per rendere lo strumento il più sensibile possibile, e sistemare un ponte di cortocircuito fra i terminali di R_x. Quindi regolare P1 fino ad ottenere l'indicazione di zero sullo strumento.
Lo strumento può essere poi tarato collegando un resistore a bassa tolleranza di valore noto (ad esempio, 100 k 1%) ai terminali di R_x, e quindi agendo su P2 fino ad ottenere la corretta indicazione. Per assicurare una buona precisione su tutte le portate, occorre usare per R2, R2' e R2'' dei componenti a bassa tolleranza, 2% o più.
Il massimo valore di R2 e quindi il massimo valore di R_x che può essere misurato dipende dalla resistenza di ingresso dell'amplificatore operazionale, poiché la corrente che scorre negli ingressi dell'operazionale introduce errori nella lettura. Tuttavia, poiché il 3140 presenta una resistenza d'ingresso di 1,5 T Ω, dovrebbe essere possibile impiegare resistori di valore fino a 10 M, sempreché sia possibile procurarsi resistori da 10 M a bassa tolleranza.

98 indicatore di picco a LED

Uno svantaggio dei VU-meter frequentemente impiegati nelle apparecchiature hi-fi è la loro incapacità a rispondere a transienti veloci, che possono provocare saturazione in registratori a nastro o in amplificatori di potenza. Anche molti indicatori che "dovrebbero essere" indicatori di picco non sono in grado di indicare la presenza di transienti veloci.
Poiché non esistono indicatori meccanici privi di inerzia, la soluzione più ovvia sembre essere quella di realizzare un indicatore completamente elettronico per rilevare lo stato di sovraccarico, e molti registratori a cassette oggi sono provvisti di lampade che indicano il valore di picco del segnale.
Il circuito descritto realizza un indicatore di picco stereo impiegando un solo integrato e pochi componenti discreti.
L'integrato è un 3900 che contiene quattro amplificatori del tipo NORTON. Due di questi amplificatori sono connessi come comparatori. Dato che gli ingressi del NORTON si comportano come ingressi differenziali in corrente, occorre inserire un resistore in serie ad ogni ingresso per poterlo pilotare in tensione. Quando la tensione applicata all'ingresso sinistro supera la tensione sul cursore di P1, l'uscita di A1 diventa negativa. Essa eccita così il multivibratore monostabile realizzato attorno ad A2, il quale provoca l'illuminazione del LED D2 per qualche centinaio di millisecondi, indipendentemente dalla durata del transiente in ingresso. Se lo stato di sovraccarico è continuo, allora il monostabile viene continuamente eccitato ed il LED apparirà sempre acceso. Il circuito relativo al canale destro, formato da A3 e A4, funziona nello stesso modo. Una adatta sorgente di alimentazione per il circuito descritto è in figura 2.
La figura 3 mostra il circuito stampato e la disposizione dei componenti per l'indicatore. Il rettificatore a ponte dell'alimentatore non è si-

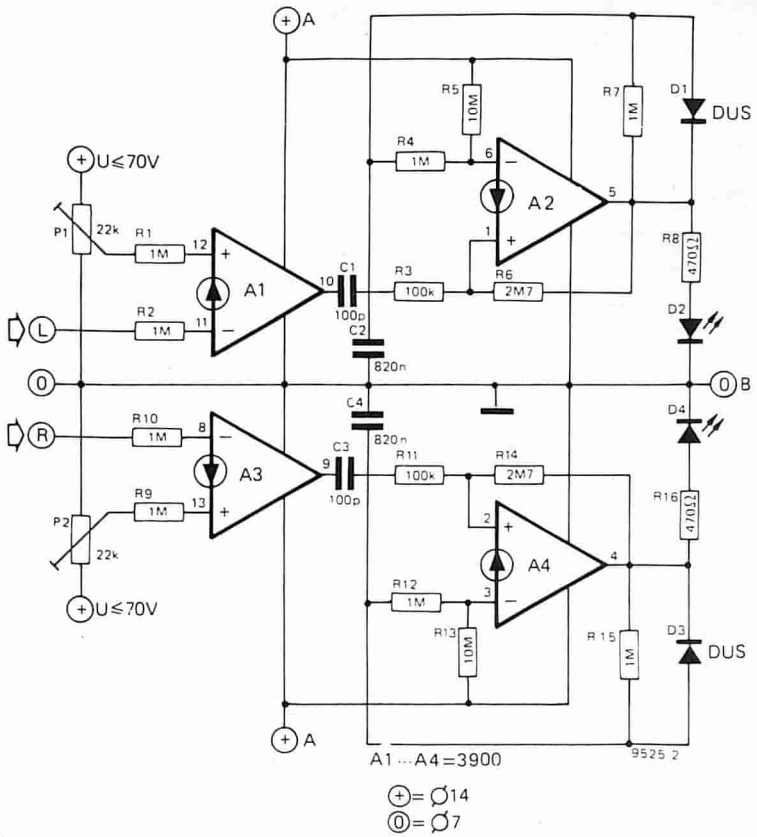


stemato sullo stampato, dato che, se l'indicatore è montato all'interno di una apparecchiatura, è certamente disponibile una tensione continua positiva da cui derivare l'alimentazione. P1 e P2 devono essere semplicemente collegati alla linea di alimentazione positiva dell'apparecchiatura.
Se l'indicatore è impiegato insieme ad un registratore a nastro, l'operazione di taratura è abbastanza semplice. Con il registratore predisposto per "registrazione", applichiamo un segnale ad 1 kHz al suo ingresso e posizioniamo i controlli di livello in modo che gli indicatori di livello siano in prossimità della zona rossa. Regoliamo ora P1 e P2 fino alla illuminazione dei LED D2 e D4.
Se invece l'indicatore è impiegato insieme ad un amplificatore di potenza, allora ci sono diversi modi per tararlo. Disponendo di un oscillatore e di un oscilloscopio, applichiamo un segnale all'ingresso dell'amplificatore, di livello tale da portare l'amplificatore prossimo allo stato di saturazione ("clipping") e regoliamo P1 e P2 fino alla illuminazione di D2 e D4.
Se non è disponibile l'attrezzatura di misura, allora la tensione d'uscita di picco di un amplificatore può essere calcolata attraverso la seguente formula:

$$V_{picco} = \sqrt{2WR},$$

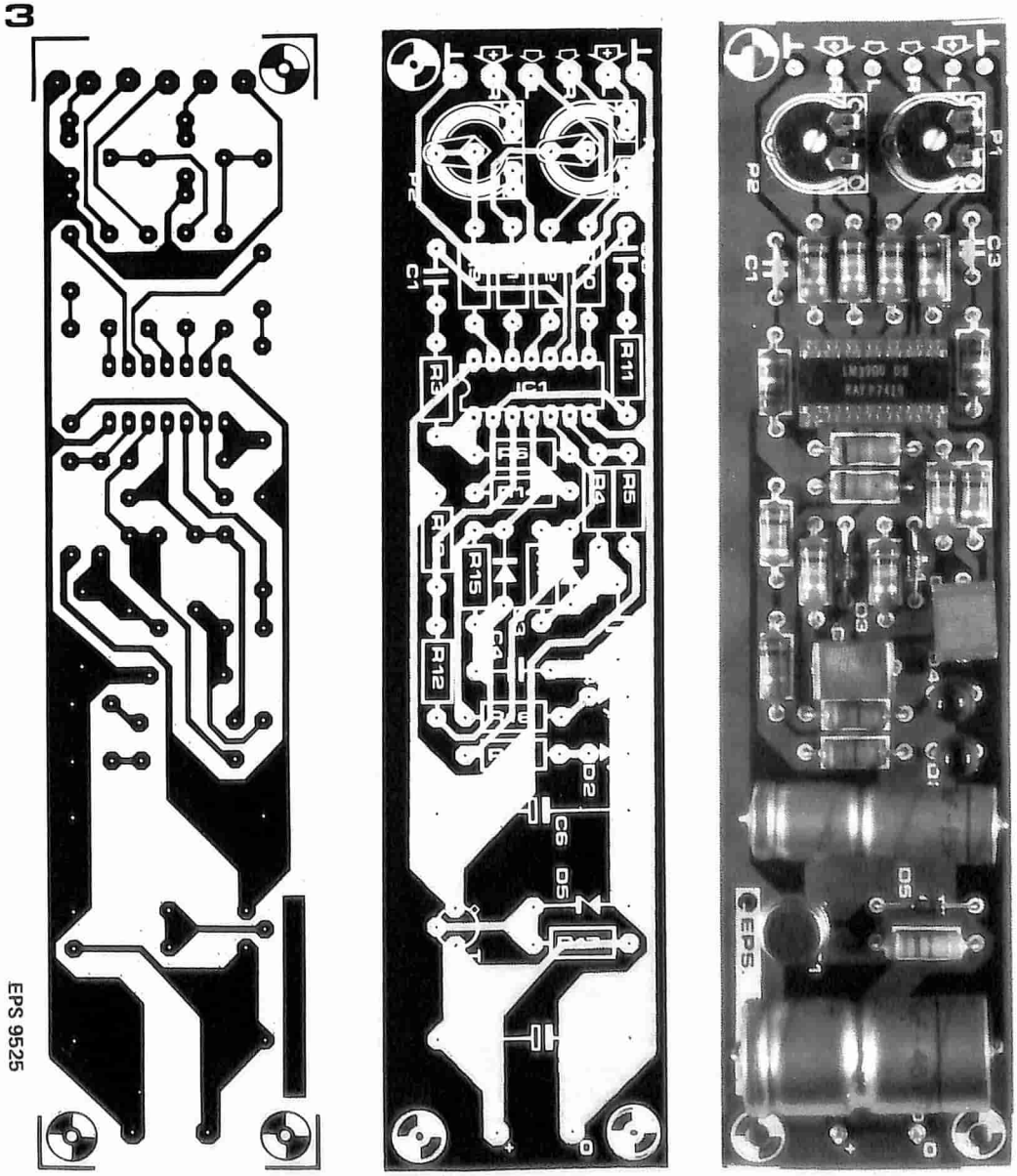
dove W è la potenza d'uscita dell'amplificatore ed R il carico specifico su cui esso lavora. Ag-

1

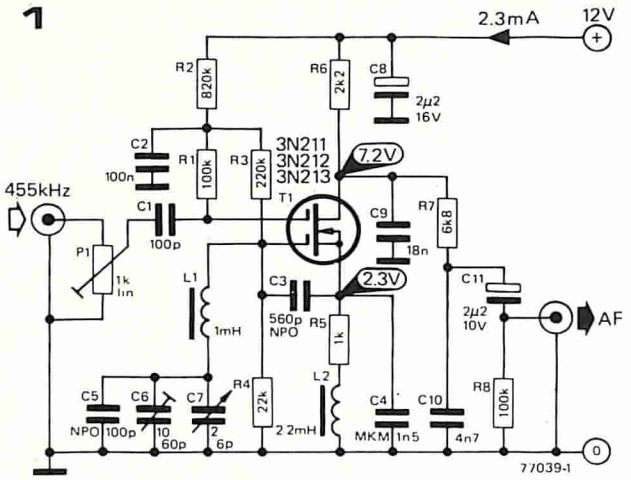


giustiamo ora P1 e P2 finché la tensione sui loro cursori non è di poco inferiore al valore calcolato con la formula, impiegando un tester con impedenza di ingresso non minore di 20.000 Ω/V.

3



99 adattatore a MOSFET per la SSB



Per ricevere un segnale SSB , è innanzitutto necessario ricomporre il segnale stesso con l'onda portante (che è stata soppressa nel trasmettitore). Il modo più semplice per fare ciò è applicare il segnale di un oscillatore al diodo rivelatore del ricevitore.

Tuttavia una soluzione migliore è l'impiego di un demodulatore separato per i segnali SSB. Lo schema mostra il progetto di un circuito demodulatore che può trasformare qualsiasi ricevitore per onde corte con media frequenza di 455 kHz in un ricevitore per la ricezione di segnali SSB.

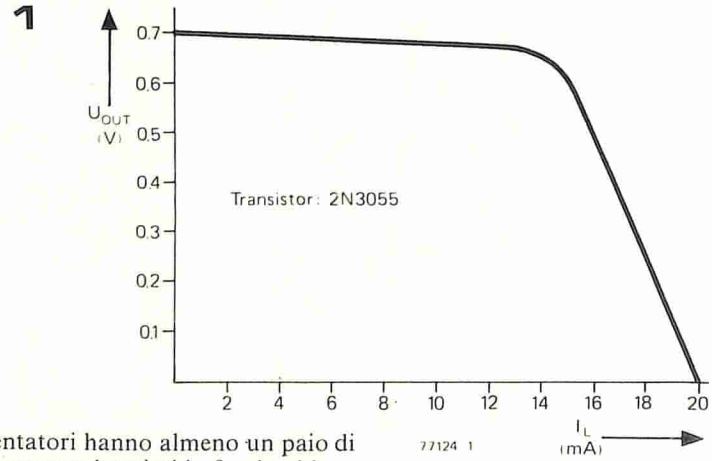
Il vantaggio di un MOSFET a due porte è che esso può funzionare contemporaneamente da demodulatore e da oscillatore. Un circuito come quello mostrato è in effetti uno stadio di missaggio autoscillante, con la differenza che il segnale a media frequenza ha la stessa frequenza dell'oscillatore. Come succede nei sistemi a "conversione diretta" (cioé quando il segnale ingresso ed il segnale dell'oscillatore hanno la stessa frequenza), c'è il pericolo che l'oscillatore venga spostato in frequenza dal segnale in ingresso (risonanza forzata). Con la maggior parte dei MOSFET a doppia porta, però, questo effetto di accoppiamento è ridotto a proporzioni trascurabili. D'altra parte è possibile trasformare questo fatto in una cosa vantaggiosa e (come nel nostro caso) realizzare un demodulatore per la SSB che può anche essere usato come rivelatore sincrono per la AM.

Come appare dallo schema, le parti basse del MOSFET (gate 1 e source) sono connesse come oscillatore di Clapp alla frequenza di 445 kHz; la sezione superiore funziona invece come stadio miscelatore dei segnali in ingresso e dell'oscillatore. Il livello di segnali in ingresso ottimo per la SSB è 15 mVpp circa, al quale corrisponde un'uscita di 10 mV pp circa. Per la rivelazione sincrona dell'AM è necessario che questo livello salga a circa 300 mVpp, al quale corrisponde, con una modulazione del 30%, un segnale in uscita di 60 mVpp. Lo schema a blocchi mostra come è possibile commutare il circuito dalla AM alla SBB.

L'adattatore consuma circa 2,3 mA a 12 V. L'influenza della tensione di alimentazione sulla frequenza dell'oscillatore è di circa 35Hz/V. L'intervallo di sincronizzazione per la AM è di circa 1 kHz. Le tensioni indicate a schema facilitano le operazioni di allineamento.

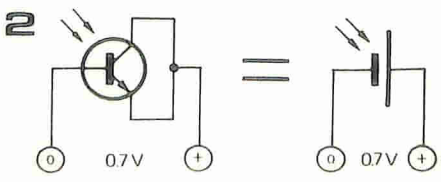
100 cellula solare a transistore

H. Januschkowetz



Molti sperimentatori hanno almeno un paio di transistori di potenza bruciati in fondo al loro cassetto dei rifiuti. Se almeno una delle giunzioni è ancora buona, il transistore può essere trasformato in cellula solare semplicemente segando o limando via la parte alta del contenitore, per poter esporre il chip alla luce.

Esposto alla piena luce del sole, un 2N 3055, ad esempio, produce circa 0,7 V con una corrente fino a 20 mA. Il grafico mostra il rapporto fra



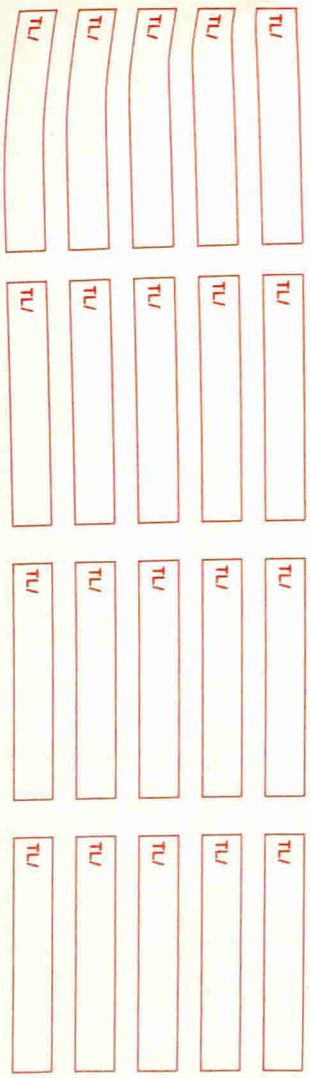
DATA BOOK, MANUALI E LIBRI DI ELETTRONICA

Codice GBC	Titolo	Prezzo
MANUALI DI AUTODIDATTICA E SPERIMENTAZIONE		
TL/0010-01	IL BUGBOOK I - esperimenti su circuiti logici e di memoria utilizzanti circuiti integrati TTL	L. 18.000
TL/0020-01	IL BUGBOOK II - esperimenti su circuiti logici e di memoria utilizzanti circuiti integrati TTL	L. 18.000
TL/0021-01	IL BUGBOOK IIa - esperimenti di interfacciamento e trasmissione dati utilizzando il ricevitore/trasmettitore universale asincrono (UART) ed il loop di corrente a 20 mA	L. 4.500
TL/0030-01	IL BUGBOOK III - interfacciamento e programmazione del microcomputer 8080	L. 19.000
TL/0050-01	IL BUGBOOK V - esperimenti introduttivi all'elettronica digitale, alla programmazione e all'interfacciamento del microcomputer 8080A	L. 19.000
TL/0060-01	IL BUGBOOK VI - esperimenti introduttivi all'elettronica digitale, alla programmazione e all'interfacciamento del microcomputer 8080A	L. 19.000
TL/1230-01	SC/MP: I microprocessori e le loro applicazioni	L. 9.500
TL/2020-01	La progettazione dei filtri attivi con esp.	L. 15.000
TL/2480-01	Manuale pratico del riparatore radio TV	L. 18.500
TL/2910-01	Audio Handbook	L. 9.500
TL/0840-01	IL TIMER 555: funzionamento, applicazioni, esperimenti	L. 8.600
TL/0870-01	La progettazione degli amplificatori operazionali con esperimenti	L. 15.000
TL/2030-11	Nuova guida del riparatore TV	L. 8.000
TL/0100-01	Nanobook I - programmazione	L. 15.000
TL/0370-03	Segnali	L. 3.800
TL/0375-03	Reti	L. 3.800
COMPONENTI ATTIVI		
TL/0410-03	BTE 2 Come si lavora con i trans. v. 1°	L. 2.400
TL/0420-03	BTE 6 Come si lavora con i trans. v. 2°	L. 2.400
TL/0430-03	BTE 13 Come si lavora con i tiristori	L. 2.400
TL/0440-03	MEA 4 Dizionario dei semiconduttori	L. 4.400
TL/0450-03	MEA 18 Manuale di optoelettronica	L. 4.800
CIRCUITI ELETTRONICI		
TL0810-03	BTE 3 Come si costruisce un circuito elettronico	L. 2.400
TL/0820-03	BTE 16 Circuiti dell'elettronica digitale	L. 2.400
TL/0830-03	BTE 19 Come si lavora con i circuiti int.	L. 2.400
TL/0850-03	BTE 24 Come si lavora con gli amplif. operazionali	L. 2.400
TL/0860-03	MEA 17 Esperimenti di algebra dei circ.	L. 4.800
TL/0880-03	MEA 19 Manuale dei circuiti a semiconduttori	L. 4.800
MICROPROCESSORI E CALCOLATORI		
TL/1220-03	BTE 15 Come si usa il calcolatore tasc.	L. 2.400
TL/1210-03	MEA 3 Cos'è un microprocessore	L. 4.000
TL/1240-03	MEA 16 Progetti ed analisi di sistemi	L. 3.600
STRUMENTAZIONE E MISURE		
TL/1610-03	BTE 8 Strumenti di misura e verifica	L. 3.200
TL/1620-03	BTE 10 Verifiche e misure elettroniche	L. 3.200
TL/1630-03	BTE 12 Come si costruisce un tester	L. 2.400
TL/1650-03	MEA 12 Il libro degli oscilloscopi	L. 4.400
TL/1640-03	MEA 14 Metodi di misura per radioamatori	L. 4.000
TL/1660-02	Esercitazioni digitali	L. 4.000
TL/1670-03	MEA 20 Il libro del volmetro elettronico	L. 4.800
TL/1680-03	MEA 22 Il libro degli strum. ad indicatore	L. 4.000
COMPONENTI PASSIVI		
TL/2010-03	MEA 8 Il circuito RC	L. 3.600
TL/2040-03	BTE 27 Come si lavora con il relè	L. 3.200
RADIO TV E ANTENNE		
TL/2410-03	BTE 5 Come si costruisce un ricevitore radio	L. 2.400
TL/2420-03	BTE 14 Come si costruisce un telecom.	L. 2.400
TL/2430-03	BTE 22 Come si costruisce un ricev. FM	L. 2.400
TL/2460-03	MEA 2 Ricerca dei guasti nei radioricev.	L. 4.000
TL/2470-03	MEA 7 Guida alla riparazione della TV a colori	L. 4.400
TL/2450-03	MEA 10 Il libro delle antenne: la teoria	L. 3.600
TL/2440-03	MEA 15 Il libro delle antenne: la pratica	L. 3.600
TL/2490-07	Il manuale delle antenne	L. 3.500
TL/2500-09	Tutte le radio del mondo minuto per minuto	L. 2.400
AUDIO-VIDEO E HI-FI		
TL/2810-03	BTE 7 Strumenti musicali ed elettronici	L. 2.400
TL/2820-03	BTE 11 Come si costruisce un amplificatore audio	L. 2.400
TL/2830-03	BTE 17 Come si costruisce un diffusore acustico	L. 2.400
TL/2840-03	BTE 18 Come si costruisce un alimen.	L. 3.200
TL/2850-03	BTE 21 Come si costruisce un mixer	L. 2.400
TL/2900-03	BTE 23 Effetti sonori per il ferromodel.	L. 2.400
TL/2920-03	BTE 26 Strumenti elettronici per l'audiovisione	L. 2.400
TL/2860-03	MEA 5 L'organo elettronico	L. 4.400
TL/2870-03	MEA 6 Il libro dei circuiti hi-fi	L. 4.400
TL/2880-03	MEA 9 Alimentatori con circuiti integrati	L. 3.600
TL/2890-03	MEA 13 Il libro dei miscelatori	L. 4.800
TL/2960-03	MEA 21 Il libro dei microfoni	L. 3.600
TL/2920-07	Trasmettitori e ricetrasmettitori	L. 4.500
TL/2930-08	Il libro dei CB	L. 4.500
TL/2940-07	Alimentatori e strumentazione	L. 4.500
TL/2950-10	Schedario apparecchi - radio ricetrasmittenti	L. 19.900
ELETTRONICA & HOBBY		
TL/3210-03	BTE 1 L'elettronica e la fotografia	L. 2.400
TL/3220-03	BTE 4 La luce in elettronica	L. 2.400
TL/3230-03	BTE 9 Sistemi d'allarme	L. 2.400
TL/3240-03	BTE 20 Come si costr. un termometro elettronico	L. 2.400
TL/3270-03	BTE 25 Telecomandi per ferromedelissimo	L. 2.400
TL/3250-03	MEA 1 Il libro degli orologi elettronici	L. 4.400
TL/3260-03	MEA 11 Elettronica per film e foto	L. 4.400
EQUIVALENZE		
TL/4005-02	Equivalenze e caratteristiche dei transistor	L. 6.000
TL/4010-02	Equivalenze dei transistor giapponesi	L. 5.000
TL/4015-02	Equivalenze dei transistor e tubi profess. Siemens	L. 5.000

Non occorre francobollo. Affrancatura a carico del destinatario, da addebitarsi sul conto di credito n. 4632 presso la Direzione Prov. PP. TT. di Milano.

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

GBC Italiana s.p.a.
Divisione Libri
Casella Postale 3988
20100 Milano



TL/4020-02	Equivalenze dei circuiti integrati lineari	L. 8.500
TL/4030-05	Transistor equivalents SGS	L. 1.400
TL/4040-02	Guida alla sostituzione dei semiconduttori nelle TVC	L. 2.000

DATA BOOKS, CATALOGHI E MANUALI

TL/4305-00	Macrologic	L. 2.400
TL/4310-00	Optpelettronica	L. 3.300
TL/4315-00	Voltage regulator	L. 4.000
TL/4390-00	TTL Application Handbook	L. 6.050
TL/4320-00	Diode Data Book	L. 2.400
TL/4325-00	TTL Data Book	L. 6.600
TL/4330-00	Hybriol Data Book	L. 1.950
TL/4335-00	Bipolar Memory Data Book	L. 2.850
TL/4340-00	Full Condensed Line LSI	L. 700
TL/4345-00	Interface Data Book	L. 5.350
TL/4350-00	Full Line	L. 5.500
TL/4355-00	Linear Consumer Data Book	L. 3.650
TL/4360-00	E.C.L. Data Book	L. 7.000
TL/4365-00	C/MOS Data Book	L. 5.500
TL/4370-00	Power data Book	L. 4.550
TL/4375-00	Collection of Applications	L. 7.300
TL/4380-00	Guide to Programming	L. 2.050
TL/4385-00	F8 User's Guide	L. 6.400

FAIRCHILD

TL/4605-00	Consumer Data Book	L. 10.000
TL/4615-01	Low Power Schottky Data Book	L. 8.000
TL/4620-00	Exorciser II/III User's Guide	L. 9.800
TL/4625-00	From Computer TO MPU	L. 4.000
TL/4626-00	De L'ordinateur Au MP	L. 4.000
TL/4630-00	MP Application Manual M 6800	L. 18.500
TL/4635-00	MP Course	L. 8.000
TL/4640-00	Programming Reference Manual M 6800	L. 8.000
TL/4645-00	Understanding	L. 6.000
TL/4646-00	Comprendre les microprocesseurs - edizione francese	L. 6.000
TL/4650-00	Mecl. High Speed I.C.	L. 8.000
TL/4655-00	RF Data Book	L. 8.000
TL/4660-00	Switchmode Series	L. 6.000
TL/4665-00	Mc Data Library - tre libri	L. 18.500
TL/4670-00	Power Circuits Handbook	L. 6.000
TL/4675-00	Voltage Regulator Handbook	L. 6.000
TL/4680-00	MC 14500 Handbook	L. 4.000

MOTOROLA

TL/4685-00	Digital/Analog Analog/Digital Conv. Handbook	L. 6.000
TL/5265-00	Corso introduttivo all'impiego dei microprocessori	L. 5.300

signetics

TL/5505-00	Set di 9 volumi: TTL TLL Supplementare Interface Circuits Linear Controls Optoelectronics Memories Bipolar Microcomputer Transistor and Diodes 1 Transistor and Diodes 2 Power	L. 40.850

TEXAS INSTRUMENTS

TL/5820-00	Low Power Schottky	L. 3.300
TL/5825-00	Discrete Power Device	L. 4.400
TL/5830-00	Linear Integral Circuit	L. 7.800
TL/5835-00	COS/MOS Series B	L. 5.600
TL/5845-00	F8 User's Guide	L. 7.800
TL/5850-00	F8 Guide to Programming	L. 2.500
TL/5855-00	Z80 Microcomputer System	L. 3.300
TL/5860-00	Z80 CPU Instruction Set	L. 7.800
TL/5865-00	Microcomputer CL Z80	L. 7.350
TL/5870-00	Small Signal Transistor	L. 4.400
TL/5880-00	Short Form	L. 550

SGS ATES

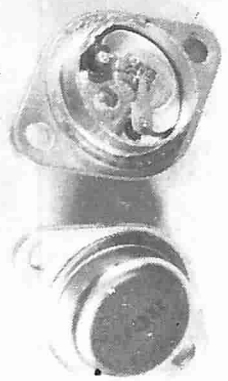
TL/6105-00	Semiconductor Discrete Industrial	L. 10.000
TL/6110-00	Semiconductor Discrete Types	L. 10.000
TL/6115-00	Galvanomagnetic Devices	L. 6.000
TL/6120-00	Selenium Power Rectifiers	L. 6.000
TL/6125-00	Small Selenium Rectifier	L. 5.000
TL/6130-00	Analog Integrated Circuits	L. 5.000
TL/6135-00	LSI-LOW Speed Logic	L. 3.500
TL/6140-00	MOS Circuits	L. 6.000
TL/6145-00	ICS for Entertainment Elect.	L. 6.000
TL/6150-00	Aluminium Capacitors	L. 6.000
TL/6155-00	Tantalium Capacitors	L. 5.000
TL/6160-00	Capacitors for Power Electronics	L. 9.000
TL/6165-00	DC Capacitors	L. 5.000
TL/6170-00	AC Capacitors	L. 4.000
TL/6175-00	LOW-LOSS capacitors	L. 5.000
TL/6180-00	Mettalized Plastic Capacitors	L. 5.000
TL/6185-00	Ferrites	L. 10.000
TL/6190-00	Components for Inductive Proximity	L. 2.000
TL/6195-00	RFI Suppression Components	L. 9.000
TL/6200-00	Screened Cubicles-Room Screening	L. 6.000
TL/6205-00	RFI Suppression Filters	L. 5.000
TL/6210-00	Trasmitting Tubes	L. 18.000
TL/6215-00	Accessories for Trasm. Tubes	L. 16.000
TL/6220-00	Generator Tubes with Accessories	L. 16.000
TL/6225-00	Coaxial Tubes and Caviteies	L. 8.000
TL/6230-00	Traveling Wave Tubes	L. 12.000
TL/6235-00	Siov-Metal Oxide Varistors	L. 4.000
TL/6240-00	Optoelectronics Semiconductors	L. 8.000
TL/6245-00	Optoelectronics Semiconductors	L. 6.000
TL/6250-00	Optoelectronics Liquid Cristal Display	L. 4.000
TL/6255-00	8080 - Guida alla Programmazione	L. 7.000
TL/6260-00	Sikit 8080 - Manuale di Montaggio e Impiego	L. 3.000
TL/6265-00	Microset 8080 - Istruzioni d'uso	L. 5.000
TL/6270-00	Linguaggio Assembler	L. 10.000
TL/6275-00	µP Modulare SMP 80	L. 10.000
TL/6280-00	Programma Monitor	L. 4.000
TL/6285-00	Biblioteca Programmi vol. 1	L. 5.000
TL/6290-00	Biblioteca Programmi vol. 2	L. 5.000
TL/6300-00	SAB 8080 - µC User's Manual	L. 12.000
TL/6305-00	SAB 8085 - µC User's Manual	L. 12.000
TL/6310-00	SAB 8048 - µC User's Manual	L. 12.000
TL/6315-00	SAB 8041 - User's Manual	L. 12.000
TL/6320-00	SAB 8048/8041 Assembly Language	L. 12.000
TL/6325-00	SAB 8080/8085 Assembly Language Programming	L. 12.000
TL/6330-00	SAB 8080/8085 Floating Point	L. 12.000
TL/6335-00	Isis II PL/M 80 Compiler	L. 12.000
TL/6340-00	Design Examples of Semiconductors 74/75	L. 4.000
TL/6345-00	Design Examples of Semiconductors 75-76	L. 4.000
TL/6350-00	Design Examples of Semiconductors 76/77	L. 4.000
TL/6455-00	Design Examples of Semiconductors 77/78	L. 5.000
TL/6360-00	Componenti Elettronici ed Elettromec. Catal. Gen.	L. 20.000

SIEMENS

TL/4035-06	Catalogo ECG Sylvania	L. 3.900
TL/4036-06	Manuale Tecnico ECG Sylvania	L. 6.400

IN VENDITA ANCHE PRESSO LE SEDI GBC
TUTTI I PREZZI SONO COMPRENSIVI DI IVA

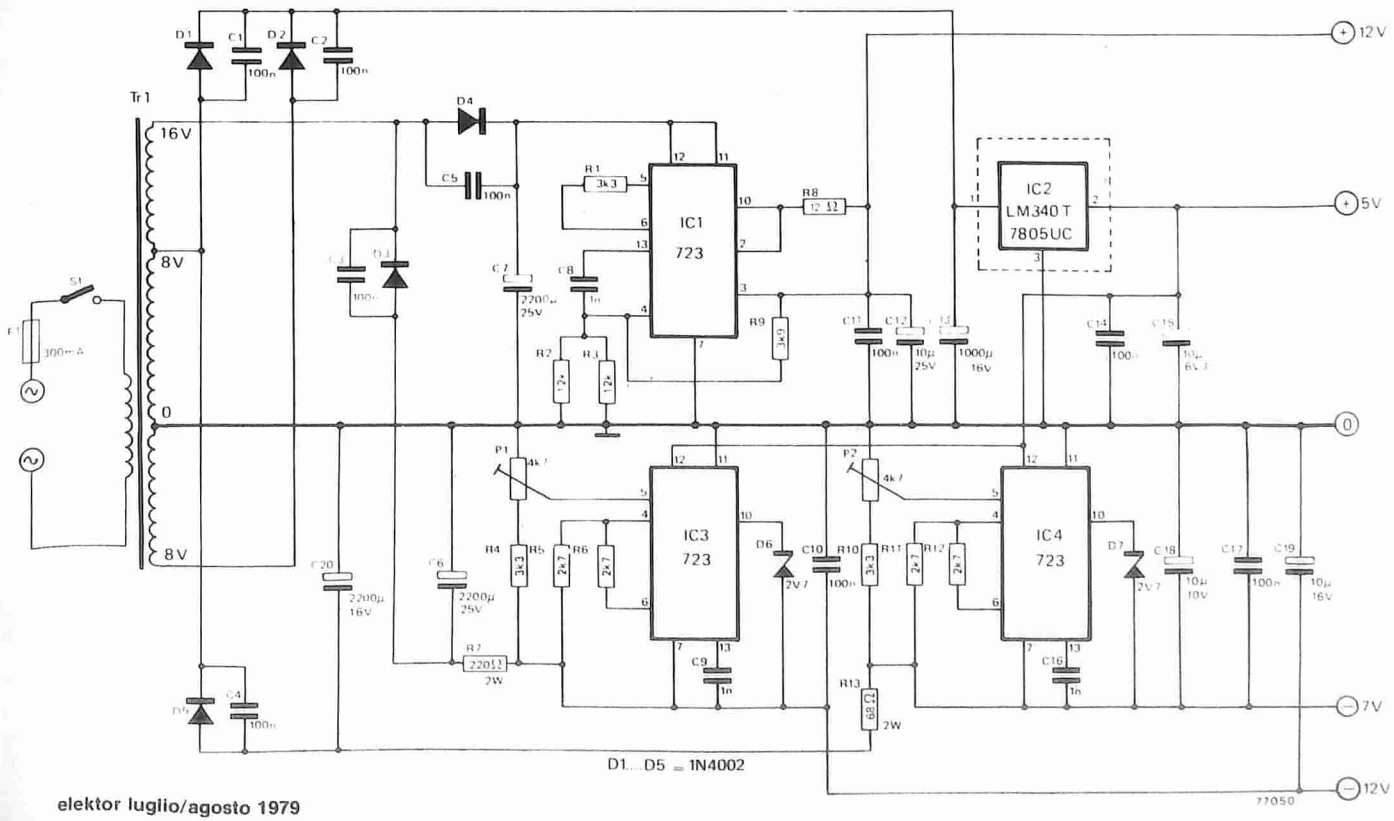
tensione d'uscita e corrente nel carico. Poiché la superficie del chip al silicio è piccola rispetto a quella di una normale cellula al silicio, è possibile impiegare una lente per focalizzare la luce sulla giunzione e quindi aumentare la corrente disponibile in uscita. Questa cosa, comunque, non è molto raccomandabile se il transistore è esposto alla piena luce del sole, altrimenti c'è il pericolo di distruggere la giunzione!!
Impiegando transistori in buono stato, la corrente di uscita può essere raddoppiata collegando in parallelo le due giunzioni collettore-base ed emettitore-base, come mostrato nello schema. Questo collegamento tuttavia non deve essere fatto nell'impiego di transistori bruciati, perché se una delle due giunzioni è in corto circuito, essa cortocircuita l'uscita della cellula solare. *Attenzione:* Non è consigliabile l'uso di vecchi transistori di potenza al Germanio, poiché essi contengono sostanze altamente velenose. Una grande casa costruttrice di semiconduttori ci ha assicurato invece che la maggior parte dei moderni componenti al silicio (ad esempio il ZN 3055) sono completamente innocui.



101

alimentatore multi-tensione

Molti circuiti che impiegano, ad esempio, sia amplificatori operazionali sia circuiti logici, richiedono più di una tensione di alimentazione. Il circuito descritto fornisce quattro tensioni, +12, +5, −7 e −12 V, con correnti massime di 50, 300, 50 e 50 mA rispettivamente.
Le tensioni positive sono prodotte nel modo consueto, impiegando regolatori positivi integrati; per le tensioni negative è possibile l'impiego di speciali integrati adatti a questo scopo, essi sono piuttosto difficili da reperire ed hanno un costo non irrilevante. Per questo motivo si è cercata una soluzione alternativa. Sebbene il 723 sia stato progettato per fornire tensioni positive, può essere adattato per fornire tensioni d'uscita negative se, invece che impiegarlo come regolatore-serie, è connesso come stabilizzatore "shunt" (cioé collegato in parallelo al carico - IC3 IC4 in figura).
Gli stabilizzatori "shunt" soffrono dello svantaggio di assorbire una potenza costante dal trasformatore di alimentazione, indipendentemente dal carico applicato. Ciò significa che questo tipo di circuito non è molto efficiente; tuttavia in questo caso, dato che la corrente massima prevista è di soli 50 mA, la perdita in potenza può essere trascurata.
Le tensioni d'uscita negative possono essere variate agendo su P1 e P2. Dopo le operazioni di taratura, i potenziometri possono essere sostituiti da una coppia di resistori di valore opportuno collegati in serie. Tutte le uscite del circuito sono protette contro i cortocircuiti: ciò significa che cortocircuitando le uscita l'alimentatore non viene danneggiato. Le uscite positive sono provviste dei normali sistemi di limitazione della corrente massima. Per i regolatori di tensione negativa, invece, la massima corrente in uscita è limitata dai resistori di caduta R7 e R13. Questi resistori devono essere da 2 W o più per sopportare senza surriscaldarsi la piena potenza in caso di cortocircuito in uscita.
Non è sempre necessario usare un trasformatore complicato come quello in figura (8-0-8-16 V). Se l'uscita a 5 V non deve fornire troppa corrente, è possibile impiegare un semplice trasformatore con secondario da 0-8-16 V (o 8-0-è lo stesso!). In tal caso D2 e C2 vengono eliminati.



102

distorsiometro

Il metodo più comune per la misura della distorsione armonica di un amplificatore è applicare al suo ingresso un segnale di forma sinusoidale pura ed inviare il segnale in uscita ad un filtro di "notch", il quale elimina il segnale fondamentale lasciando inalterate le componenti armoniche prodotte dall'amplificatore, che possono essere misurate o esaminate sullo schermo di un oscilloscopio.

Una reta a doppio T sintonizzata sulla frequenza fondamentale del segnale fornisce un grande fattore di attenuazione della fondamentale.

Tuttavia, poiché il fattore di merito della rete a doppio T è piuttosto basso, le componenti armoniche di ordine inferiore, soprattutto la seconda armonica, sono anch'esse attenuate, falsando così la misura (e dando un'idea un pò troppo ottimistica della percentuale di distorsione!).

Una soluzione al problema è incorporare la rete a doppio T in una configurazione a filtro attivo, come mostrato in fig. 1. Invece di collegare alla massa il punto comune dei componenti 2C e R/2 della rete, come avviene normalmente, ad esso viene applicato un certo fattore di "bootstrap" attraverso l'emitter-follower T3. Ciò migliora il Q del filtro di un fattore pari a

$$\frac{R10}{R9}$$

eliminando praticamente l'attenuazione della seconda armonica e delle armoniche successive.

Il circuito elettrico completo del filtro è in figura 2. La rete a doppio T è composta dai resistori da R3 e R7, dai condensatori da C2a a C5b e dai potenziometri semifissi da P1 e P6, che permettono la sintonia fine del filtro. Il filtro non è progettato per operare sull'intero spettro audio, ma per misurare la distorsione di un circuito a frequenze fisse di 100 Hz, 1 kHz e 10 kHz. A questo scopo i condensatori da C2a a C5b sono montati su un modulo plug-in che può essere facilmente cambiato. I valori dei condensatori per le frequenze citate sono dati a margine della figura, mentre i valori corrispondenti ad alte frequenze di sintonia possono essere calcolati con l'equazione:

$$\text{cioé } C = \frac{1}{2\,\pi\,f_o R}$$

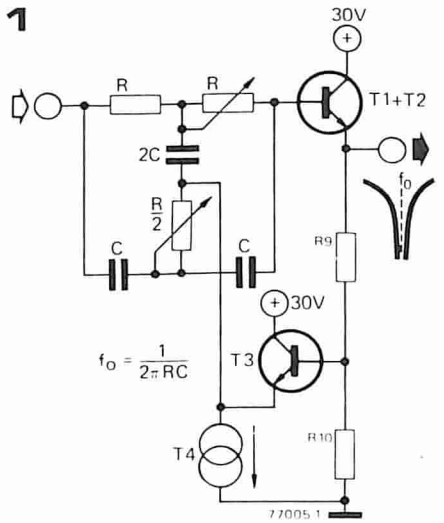
$$f_o = \frac{1}{2\,\pi\,RC}$$

Il valore nominale di R è 10 k, e l'equazione dà il valore combinato di C4a/C4b che eguaglia il valore di C5a/C5b. Il valore complessivo dei condensatori da C2a a C3b è il doppio di questo.

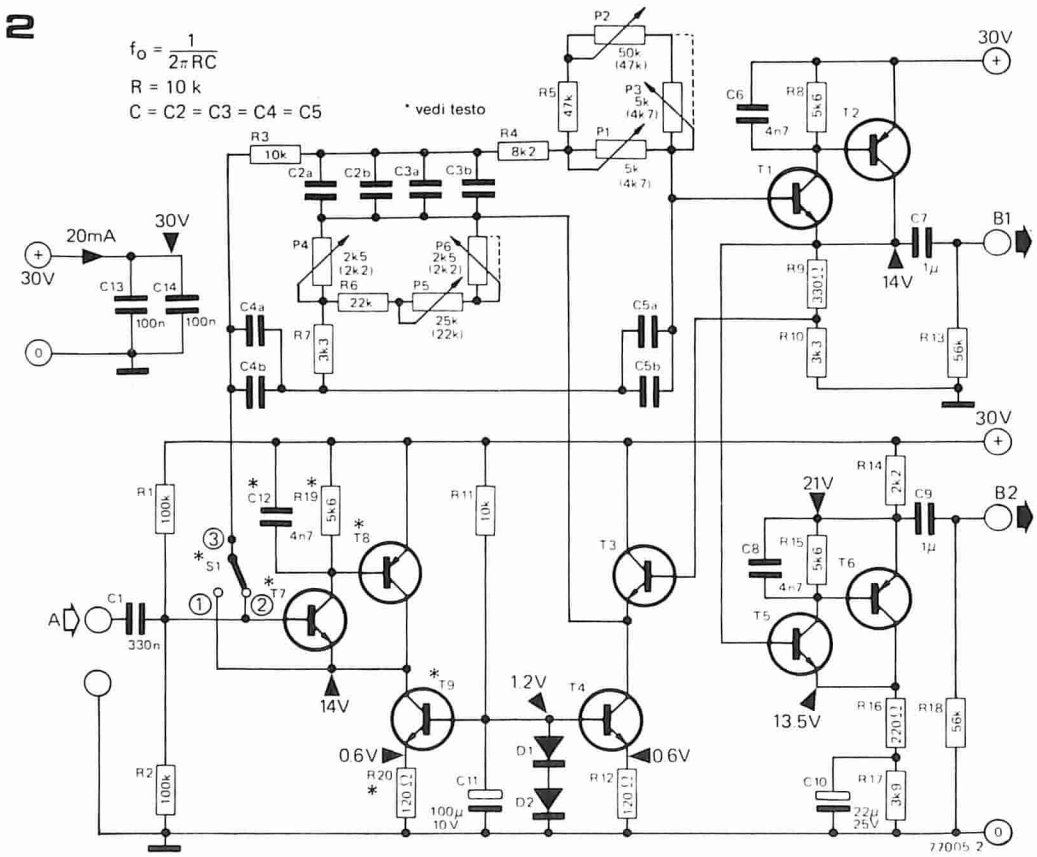
I potenziometri vengono usati per la sintonia fine del filtro e permettono una regolazione della frequenza di sintonia del ± 10%.

Per misura di distorsione su sorgenti a bassa impedenza (come amplificatori di potenza), il segnale può essere applicato direttamente alla reta a doppio T, sistemando S1 nella posizione 2. L'impedenza d'ingresso della rete a doppio T è di circa 7 k. Per misure su circuiti ad alta impedenza d'uscita è previsto il buffer formato da T7/T8, un "super emitter follower". T9, funge da carico a corrente costante per questo stadio.

1



2



T1,T3,T4,T5,T7 = BC547B
T2,T6,T8 = BC557B
D1,D2 = 1N4148

C2a,C3a,C4a,C5a = 15 n [1 kHz], 150 n [100 Hz], 1n5 [10 kHz]
C2b,C3b,C4b,C5b = 1 n [1 kHz], 10 n [100 Hz], 100 p [10 kHz]

Se questo stadio non è richiesto, i componenti T7, T8, T9, R19, R20 e C12 possono essere eliminati.

L'uscita della rete a doppio T è applicata ad un secondo stadio "super emitter follower" (T1/T2). Il segnale di "bootstrap" prelevato dal punto di unione di R9 e R10 è applicato alla rete a doppio T attraverso T3.

Il segnale di distorsione è disponibile all'uscita B1 oppure, amplificato di dieci volte, all'uscita B2.

Per usare il distorsiometro, applichiamo all'ingresso dell'amplificatore un segnale sinosuidale puro alla frequenza richiesta. Con il filtro escluso, regoliamone l'intensità in modo da ottenere sull'uscita dell'amplificatore un segnale di ampiezza adatta alla misura.

Colleghiamo ora l'uscita dell'amplificatore al filtro e l'uscita del filtro ad un oscilloscopio. Con i trimmer P1 -P6 in posizione centrale, aggiustiamo la frequenza del segnale in ingresso fino ad ottenere il minimo segnale sull'uscita B1. Regoliamo ora i sei trimmer per annullare la fondamentale, fino a quando non è possibile una ulteriore riduzione della sua intensità.

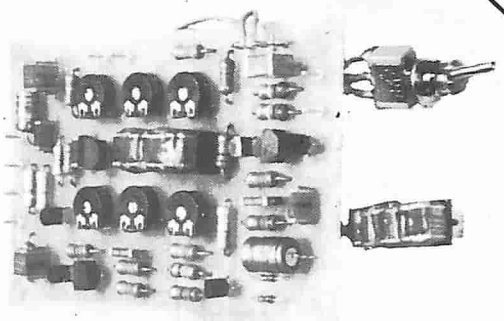
Il valore di picco della distorsione è allora dato da:

$$\frac{V_{\text{out p-p}}}{V_{\text{in p-p}}} \times 100\%$$

Se, collegato all'uscita B1, l'oscilloscopio non è abbastanza sensibile per misurare la distorsione, allora possiamo usare l'uscita B2. In questo caso il valore della distorsione è dato da:

$$\frac{V_{\text{out p-p}}}{V_{\text{in p-p}}} \times 10\%$$

Tuttavia, durante le fasi di sintonia del filtro,



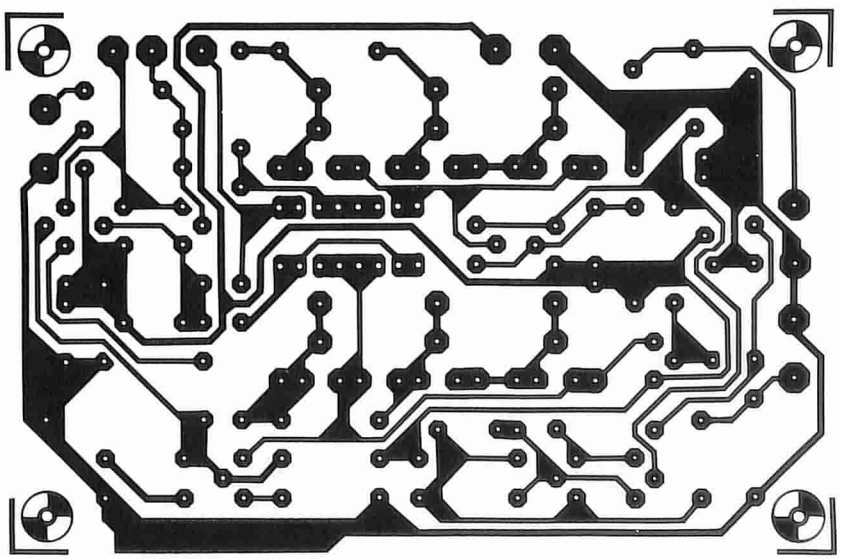
quando una gran parte della fondamentale è presente in uscita, è meglio l'impiego dell'uscita B1, poiché l'uscita B2 è spesso satura.

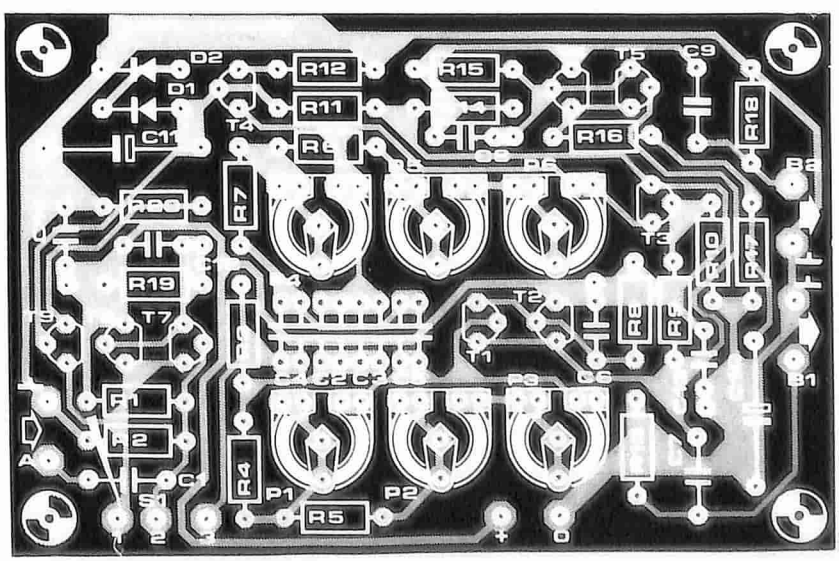
Se due filtri identici a quello descritto sono collegati in cascata, è possibile la misura di figure di distorsione fino allo 0,005%. Spostando leggermente l'una dall'altra le frequenze di sintonia dei due filtri, è possibile ottenere un notch a banda larga in modo che gli spostamenti in frequenza dell'oscillatore di misura non creino troppi problemi. In questo caso, prelevando il segnale dall'uscita B2 del secondo filtro, la percentuale di distorsione è data da:

$$\frac{V_{\text{out p-p}}}{V_{\text{in p-p}}} \times 1\%$$

In figura 3 sono riportati il disegno della basetta stampata (EPS 77005) e la disposizione dei componenti relativa al filtro descritto. I condensatori da C2a a C5b sono montati in un modulo dual-in-line che viene inserito in uno zoccolo DIL sulla basetta.

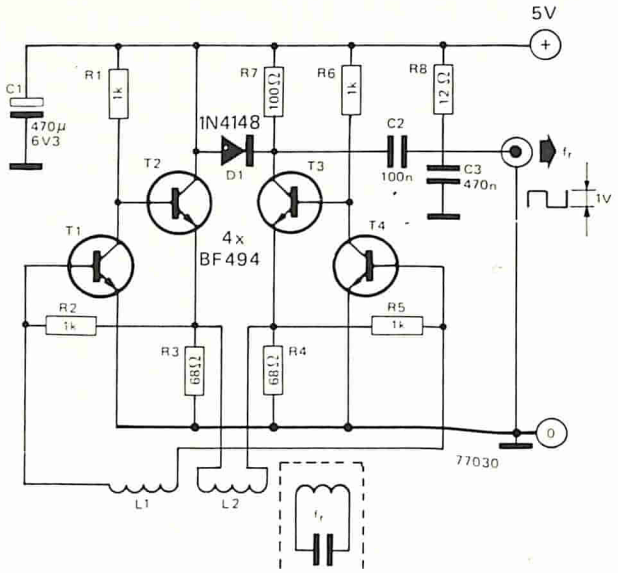
3





103

misuratore della risonanza di un circuito LC



Questo circuito svolge la stessa funzione di un normale grid-dip meter, cioé misura la frequenza di risonanza di un circuito LC. A differenza del grid-dip, però, non è uno strumento completo, poiché deve essere usato insieme ad un frequenzimetro digitale per dare una lettura diretta dalla frequenza di risonanza.

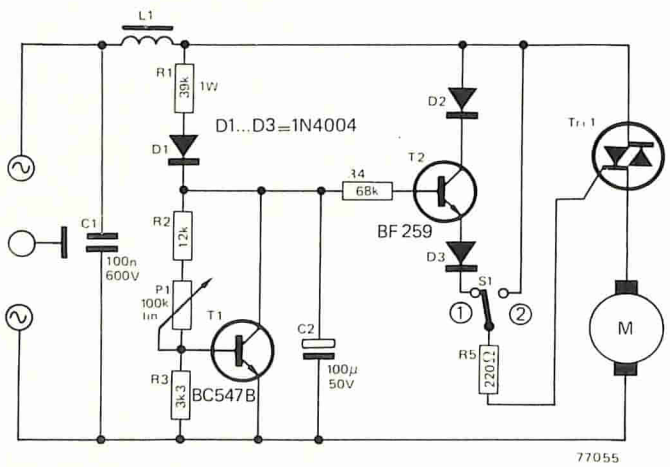
Il circuito è formato dall'amplificatore differenziale T1 - T4 e da una coppia di bobine, L1 e L2. Queste bobine sono avvolte sullo stesso supporto, ma sono sistemate lontano l'una dall'altra in modo che, quando non è accoppiato con nessun circuito accordato, il circuito non oscilli spontaneamente. Quando le bobine sono avvicinate ad un circuito LC, allora si innesca l'oscillazione alla frequenza di risonanza del circuito LC, e questa frequenza può essere misurata portando il segnale presente sul collettore di T3 all'ingresso del frequenzimetro. Non è necessario nessun collegamento diretto con il circuito LC in misura.

Occorre sottolineare che questa è soltanto un'idea di progetto ancora non completamente sviluppata presentata a beneficio degli sperimentatori. In conseguenza di ciò non sono dati i dettagli costruttivi di L1 e L2.

104

controllo di velocità per trapani

J. Becela



Molti regolatori di velocità soffrono di alcuni svantaggi: scarsa stabilità nella velocità, cattiva regolazione alle velocità basse, alta potenza dissipata nel resistore posto in serie al motore per poterne rilevare la corrente assorbita. Il circuito descritto non presenta questi inconvenienti ed in più è molto semplice.

La tensione di rete è rettificare da D1; la corrente che scorre in T1 dipende dal valore di P1; quindi, per la presenza del resistore di caduta R1, P1 regola il valore della tensione continua presente ai capi di C2 ed applicata alla base di T2. T2 funge da emitter-follower e la tensione sul catodo di D3 è circa 1,5 V inferiore alla tensione sulla base di T2. Supponendo che il motore stia girando, ma che il triac sia interdetto, la forza controelettromotrice generata dal motore appare ai capi del motore stesso.

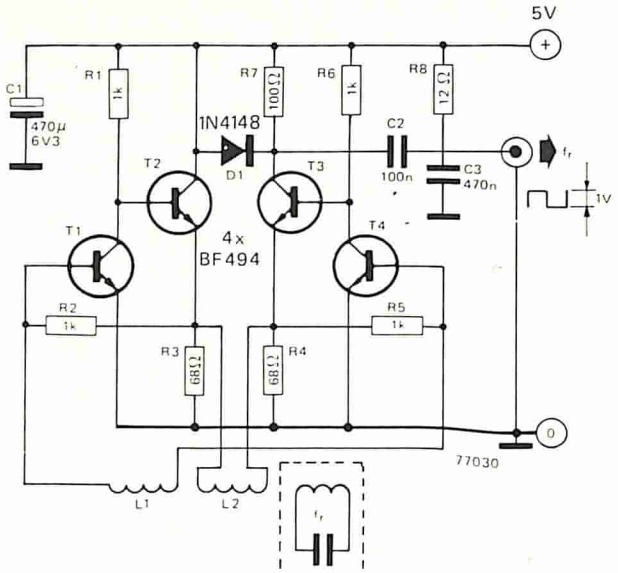
Finché questa tensione supera la tensione sul catodo di D3, il triac rimane diseccitato, ma non appena il motore diminuisce la sua velocità, la tensione ai suoi capi decresce ed il triac viene eccitato. Se cresce il carico applicato al motore, questo tende a rallentare, la sua forza controelettromotrice diminuirà più velocemente eccitando prima il trigger, il quale, fornendo energia al motore, fa recuperare la velocità voluta.

Poiché il triac può essere eccitato solo nei semicicli positivi della forma d'onda, il campo di azione del regolatore non si estende da zero alla velocità massima, e affinché il motore possa funzionare a regime normale è previsto il deviatore S1, il quale, se posizionato su 2, porta il triac in stato di conduzione permanente. Il circuito proposto offre comunque una buona stabilizzazione nell'intervallo delle basse velocità (il più importante!).

L1 e C1 sopprimono i prodotti r.f. generati dal triac. L1 può essere una normale impedenza di blocco per la radiofrequenza del valore di qualche microhenry. È importante però che essa sia in grado di sopportare la massima corrente assorbita dal motore (2 o 4 A nella maggioranza dei casi). Qualsiasi triac da 600 V 6 A può essere impiegato nel circuito.

103

misuratore della risonanza di un circuito LC



Questo circuito svolge la stessa funzione di un normale grid-dip meter, cioé misura la frequenza di risonanza di un circuito LC. A differenza del grid-dip, però, non è uno strumento completo, poiché deve essere usato insieme ad un frequenzimetro digitale per dare una lettura diretta dalla frequenza di risonanza.

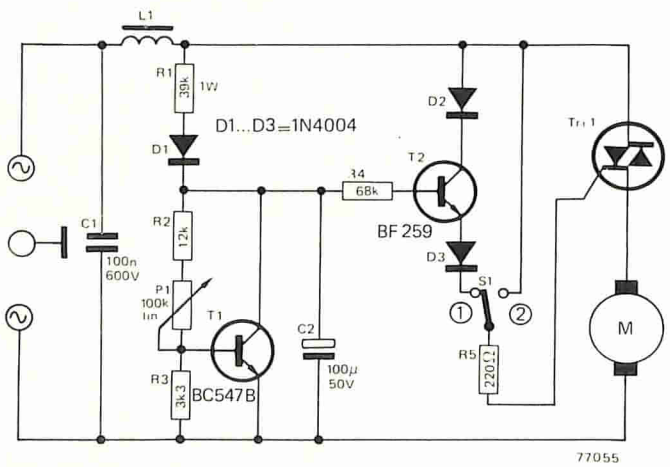
Il circuito è formato dall'amplificatore differenziale T1 - T4 e da una coppia di bobine, L1 e L2. Queste bobine sono avvolte sullo stesso supporto, ma sono sistemate lontano l'una dall'altra in modo che, quando non è accoppiato con nessun circuito accordato, il circuito non oscilli spontaneamente. Quando le bobine sono avvicinate ad un circuito LC, allora si innesca l'oscillazione alla frequenza di risonanza del circuito LC, e questa frequenza può essere misurata portando il segnale presente sul collettore di T3 all'ingresso del frequenzimetro. Non è necessario nessun collegamento diretto con il circuito LC in misura.

Occorre sottolineare che questa è soltanto un'idea di progetto ancora non completamente sviluppata presentata a beneficio degli sperimentatori. In conseguenza di ciò non sono dati i dettagli costruttivi di L1 e L2.

104

controllo di velocità per trapani

J. Becela



Molti regolatori di velocità soffrono di alcuni svantaggi: scarsa stabilità nella velocità, cattiva regolazione alle velocità basse, alta potenza dissipata nel resistore posto in serie al motore per poterne rilevare la corrente assorbita. Il circuito descritto non presenta questi inconvenienti ed in più è molto semplice.

La tensione di rete è rettificare da D1; la corrente che scorre in T1 dipende dal valore di P1; quindi, per la presenza del resistore di caduta R1, P1 regola il valore della tensione continua presente ai capi di C2 ed applicata alla base di T2. T2 funge da emitter-follower e la tensione sul catodo di D3 è circa 1,5 V inferiore alla tensione sulla base di T2. Supponendo che il motore stia girando, ma che il triac sia interdetto, la forza controelettromotrice generata dal motore appare ai capi del motore stesso.

Finché questa tensione supera la tensione sul catodo di D3, il triac rimane diseccitato, ma non appena il motore diminuisce la sua velocità, la tensione ai suoi capi decresce ed il triac viene eccitato. Se cresce il carico applicato al motore, questo tende a rallentare, la sua forza controelettromotrice diminuirà più velocemente eccitando prima il trigger, il quale, fornendo energia al motore, fa recuperare la velocità voluta.

Poiché il triac può essere eccitato solo nei semicicli positivi della forma d'onda, il campo di azione del regolatore non si estende da zero alla velocità massima, e affinché il motore possa funzionare a regime normale è previsto il deviatore S1, il quale, se posizionato su 2, porta il triac in stato di conduzione permanente. Il circuito proposto offre comunque una buona stabilizzazione nell'intervallo delle basse velocità (il più importante!).

L1 e C1 sopprimono i prodotti r.f. generati dal triac. L1 può essere una normale impedenza di blocco per la radiofrequenza del valore di qualche microhenry. È importante però che essa sia in grado di sopportare la massima corrente assorbita dal motore (2 o 4 A nella maggioranza dei casi). Qualsiasi triac da 600 V 6 A può essere impiegato nel circuito.

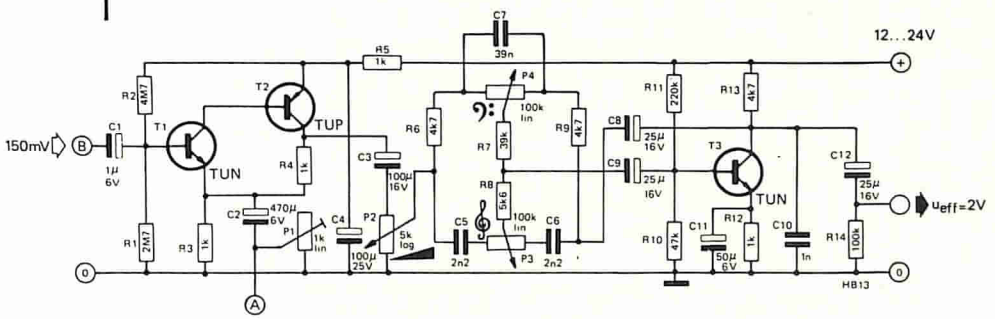
105 austereo: preamplificatore

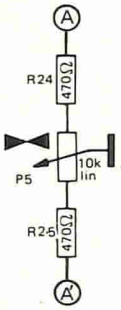
I transistor T_1 e T_2 formano un amplificatore in tensione ad alta impedenza di ingresso ed a bassa impedenza di uscita. Quando il cursore del trimmer P_1 è posizionato in modo da ottenere la massima resistenza, la sensibilità di ingresso, usando questo circuito in combinazione con il finale da 3 watt, è circa 150 mV per la versione a 12 volt accoppiata ad un carico di 4 Ω, e di circa 200 mV per versione a 17 volt con carico pari a 8 Ω.

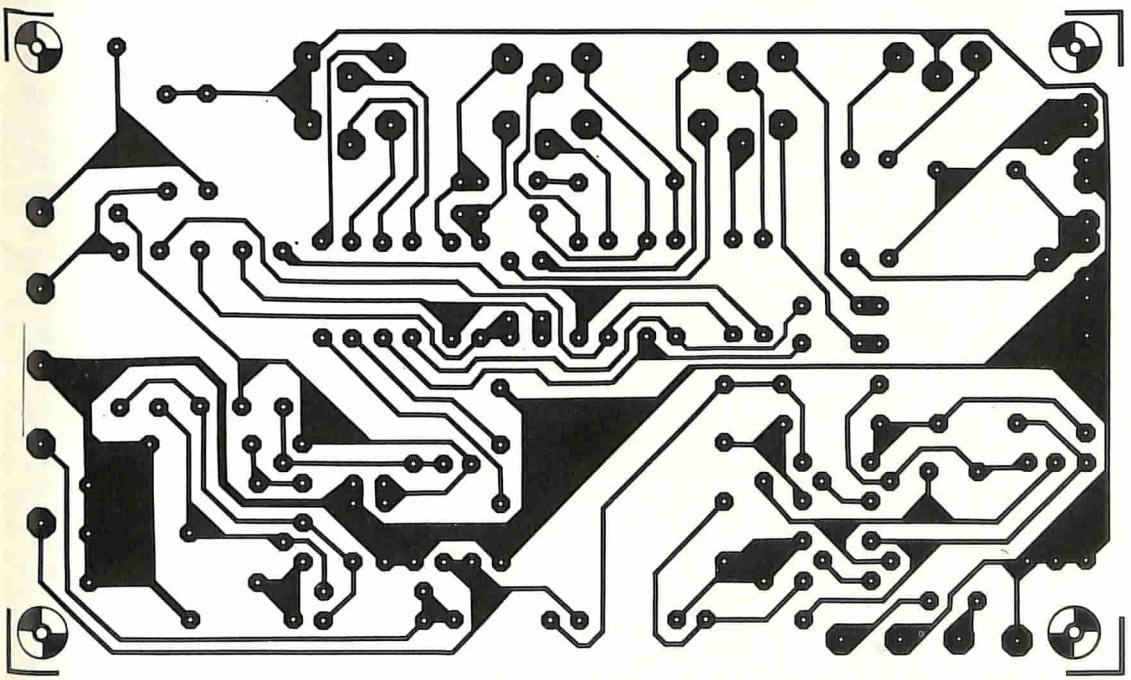
Se è richiesta una sensibilità maggiore, si agisce su P_1; se si preferisce ottenere diverse sensibilità di ingresso, con possibilità di preselezione, si possono utilizzare in luogo di P_1 delle normali resistenze, i cui valori sono ricavabili dalla formula:

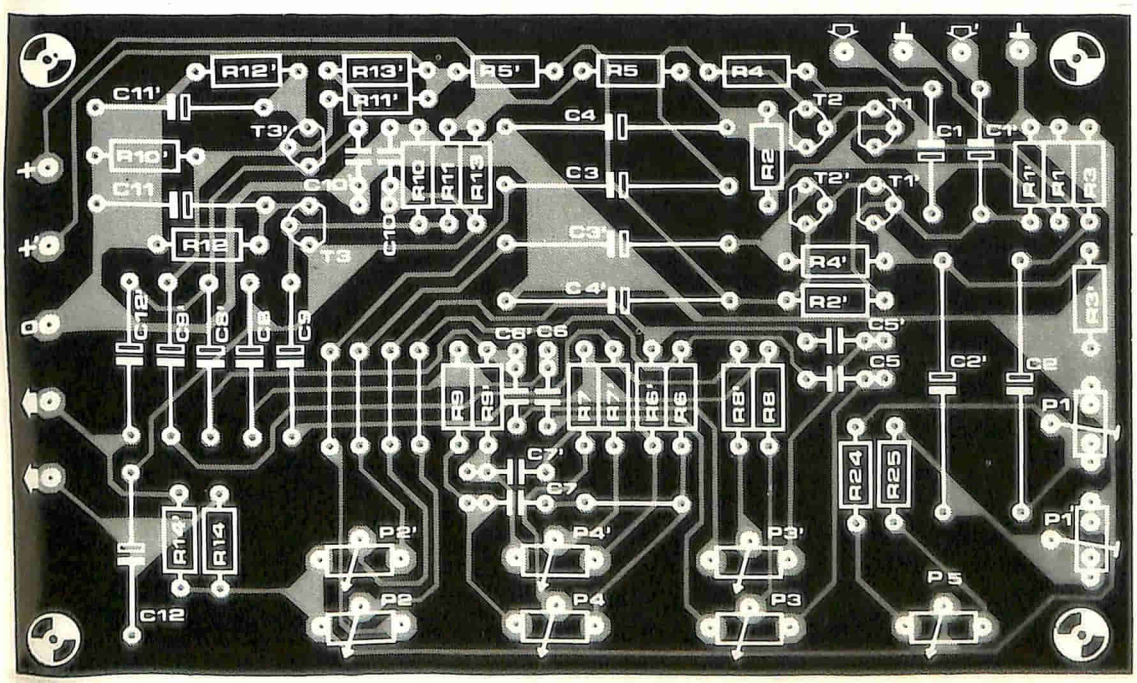
$$R_x = \frac{500 \times V\,in}{300 - V\,in} \text{ (espresso in } \Omega)$$

dove V_{in} è il valore RMS del segnale in ingresso espresso in mV. La formula è valida per segnali in ingresso da 5 a 250 mV. T_3 è utilizzato in una normale configurazione Baxandall per il controllo dei toni. Il condensatore da 1 nF tra collettore e massa serve a prevenire eventuali oscillazioni.









Resistori:

R1 = 2M7
R2 = 4M7
R3 = 1 k
R4 = 1 k
R5 = 1 k
R6 = 4k7
R7 = 39 k
R8 = 5k6
R9 = 4k7
R10 = 47 k
R11 = 220 k
R12 = 1 k
R13 = 4k7
R14 = 100 k
R24 = 470 Ω
R25 = 470 Ω

Varie:

P1 = Trimmer 1 k lin.
P2 = Pot. 5 k log. Stereo
P3, P4 = Pot. 100 k lin. Stereo
P5 = Pot. 10 k lin.

Condensatori:

C1 = 1 μ/6 V tantalio
C2 = 470 μ/6 V
C3 = 100 μ/16 V
C4 = 100 μ/25 V
C5 = 2n2
C6 = 2N2
C7 = 39 n
C8 = 25 μ/16 V
C9 = 25 μ/16 V
C10 = 1 n
C11 = 50 μ/6 V
C12 = 25 μ/16 V

Semiconduttori:

T1 = TUN
T2 = TUP
T3 = TUN

In questo numero abbiamo cercato di impiegare componenti "standard" dovunque possibile. Questa scelta può non essere subito chiara a tutti (soprattutto nelle sue conseguenze pratiche) così qui di seguito diamo qualche ulteriore spiegazione.

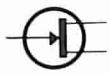
Diodi

Gli 1N4001, 1N4004 e 1N4005 sono diodi rettificatori con tensione massima di 100 V, 600 V e 800 V rispettivamente. L'1N4148 è un diodo al silicio per impieghi generali. Gli OA95, AA118 e AA119 sono diodi al germanio per piccoli segnali.
Per tutti questi tipi sono disponibili un grande numero di equivalenti. Ciò è reso più esplicito quando l'indicazione è semplicemente "DUS" o "DUG"; le caratteristiche minime di questi ultimi componenti sono date nella pagina seguente.

Transistori

Le indicazioni "TUP" e "TUN" rimandano ad un grande numero di transistori PNP e NPN per impieghi generali. Le caratteristiche sono date nella pagina seguente, insieme ad un mucchio di esempi. Altri modelli adatti a questo scopo sono gli HEP S0011 (NPN) e S0013 (PNP) o gli RS 2010 e RS 2016 (NPN) e gli RS 2022 e RS 2034 (PNP). Notare la connessione dei terminali leggermente diversa nei tipi RS!
Un ulteriore gruppo di componenti molto simili sono i BC177 (B), BC557 (A,B), BC559 (C) (tutti PNP) e i BC237 (B), BC547 (A, B), BC549 (B, C) (tutti NPN). Le caratteristiche di questi transistori ad una lunga lista di equivalenti sono forniti nella pagina seguente. Generalmente parlando, se l'ultimo numero della sigla è un "7", esso indica un elemento ad alta tensione, se è un "9" un componente a basso rumore. I suffissi A, B, e C indicano il guadagno in corrente.
Altri equivalenti sono gli HEP S0015 (per il BC237 ed il BC 547) e S0019 (per il BC177 e il BC557). Tuttavia, questi HEP hanno una diversa connessione dei terminali: l'emettitore ed il collettore sono scambiati fra loro (come gli RS indicati più sopra), e devono essere montati "alla rovescia" sulle basette stampate EPS. Dove è richiesto un elevato guadagno in corrente (i tipi B o C), possono essere usati gli S0024 (NPN) e S0031 - anche in questo caso, il collettore e l'emettitore sono scambiati fra loro - facendo attenzione a che non venga superata la massima corrente di collettore (50 mA) di questi ultimi componenti.
Gli equivalenti HEP per altri tipi di transistori citati in questo numero sono i seguenti: AF 239: G0003; BC140; BC142: S3011; BC160: S3012; BC517: S9100 (emettitore/collettore scambiati!); BC546: nessun stretto equivalente, anche se in molti casi può essere usato un S0024; BC556: S0026 (emettitore/collettore scambiati!); BD137: S3011 (diversa connessione); BD241: S5000 (o TIP 29!); BD 242: S5006 (o TIP 30!); BF259, BF494; BFT66: nessun equivalente diretto - fondamentalmente, questi sono transistori per alta frequenza a bassa tensione, bassa corrente e basso guadagno.
L'elenco di transistori pubblicato nelle pagine seguenti può essere usato come guida per la ricerca di altri equivalenti.

FETs

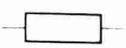


Il BF 245 è un componente a bassa tolleranza. In molti circuiti è possibile sostituirlo con un E300 attentamente selezionato. Il BC252C può di solito essere sostituito da un E310. L'E300, l'E310 e l'E420 sono tutti fabbricati dalla Siliconix; gli 3N211, 3N212 e 3N213 sono invece realizzati dalla RCA e dalla TEXAS Instruments.

Integrati

In genere, gli integrati lineari, TTL o CMOS sono per la maggior parte dei modelli standard. La piedinatura di molti di questi componenti è data nelle pagine seguenti di questa rivista.
Va notato che le lettere precedenti al numero che indica il tipo dell'integrato sono spesso tralasciate (esse infatti indicano spesso la casa costruttrice). Ad esempio, il "3911" può essere fornito da un costruttore come "LM3911". Un 741, per la stessa ragione, può essere indicato con µA741, LM741, MC741, MIC741, RM741, SN72741, etc.
Naturalmente, quando sono impiegati componenti speciali per l'unica regione che sono "speciali", la reperibilità può diventare un problema. Esempi di questo genere di componenti sono l'AY-3-8500 (General Instruments), l'SL440 (Plessey), il TDA 2002 (SGS/ATES), l'UAA170 (Siemens) e il 4151 (Raytheon).

Resistori



Salvo altra indicazione, i resistori sono al carbone da 1/4 di Watt con tolleranza del 5%. Una tolleranza del 10% è spesso ammissibile, con solo un piccolo scadimento nelle prestazioni del circuito.
Il valore è indicato impiegando una "k" al posto di 1.000 Ω ed una "M" al posto di 1.000.000 Ω; il punto decimale è sostituito con una delle tre lettere "Ω" o "k" o "M". Così, 4Ω7 significa 4,7 Ω; 4k7 significa 4.700 Ω e 4M7 significa 4.700.000 Ω.

Condensatori

La tensione continua di lavoro dei condensatori (eccetto quelli elettrolitici) è di almeno 100 V, salvo altra indicazione.
I valori sono indicati usando la lettera "p" per 10^{-12}, "n" per 10^{-9} e "µ" per 10^{-6}. Come per i resistori, il punto decimale è sostituito da una di queste lettere. Ciò significa, ad esempio, che 4.700 pF è indicato con "4n7" e non con 0,0047 µF!

U, non V

Il simbolo internazionale "U" è spesso usato per "tensione"; la lettera "V" è impiegata soltanto ad indicare "volts". Per esempio: la scrittura corretta è $U_b = 10$ V, non $V_b = 10$ V.

Ultima nota

Un breve riassunto di queste annotazioni è riportato ogni mese nella rubrica "Decodifica" accanto al sommario.

TUP = Transistor Universale PNP
TUN = Transistor Universale NPN
DUG = Diodo Universale al Germanio
DUS = Diodo Universale al Silicio

TUPTUNDUGDUN

	type	U_R max	I_F max	I_R max	P_{tot} max	C_D max
DUS	Si	25 V	100 mA	1 μA	250 mW	5 pF
DUG	Ge	20 V	35 mA	100 μA	250 mW	10 pF

Tabella 1a. Caratteristiche minime dei transitori qualificabili come TUP e TUN.

Tabella 1b. Caratteristiche minime dei diodi qualificabili come DUG e DUS.

	type	U_{ceo} max	I_c max	h_{fe} min.	P_{tot} max	f_T min.
TUN	NPN	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz
TUP	PNP	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz

Tabella 2. Vari tipi di transistori che soddisfano le specifiche TUN.

TUN		
BC 107	BC 208	BC 384
BC 108	BC 209	BC 407
BC 109	BC 237	BC 408
BC 147	BC 238	BC 409
BC 148	BC 239	BC 413
BC 149	BC 317	BC 414
BC 171	BC 318	BC 547
BC 172	BC 319	BC 548
BC 173	BC 347	BC 549
BC 182	BC 348	BC 582
BC 183	BC 349	BC 583
BC 184	BC 382	BC 584
BC 207	BC 383	

Tabella 3. Vari tipi di transistori che soddisfano le specifiche TUP.

TUP		
BC 157	BC 253	BC 352
BC 158	BC 261	BC 415
BC 177	BC 262	BC 416
BC 178	BC 263	BC 417
BC 204	BC 307	BC 418
BC 205	BC 308	BC 419
BC 206	BC 309	BC 512
BC 212	BC 320	BC 513
BC 213	BC 321	BC 514
BC 214	BC 322	BC 557
BC 251	BC 350	BC 558
BC 252	BC 351	BC 559

Le lettere riportate dopo la sigla numerica indicano il guadagno in corrente:

A: α' (B, hfe) 125-260.
B: α' 240-500.
C: α' 450-900.

Tabella 4. Vari tipi di diodi che soddisfano le specifiche DUS e DUG.

DUS		DUG
BA 127	BA 318	OA 85
BA 217	BAX13	OA 91
BA 218	BAY61	OA 95
BA 221	1N914	AA 116
BA 222	1N4148	
BA 317		

Tabella 5. Caratteristiche minime delle famiglie di transistori BC107, BC108, BC109 e BC177, BC178, BC179 (dalle norme Pro-Electron). Si noterà che il BC179 non si adegua perfettamen-te alle specifiche TUP, avendo una Ic max di soli 50 mA.

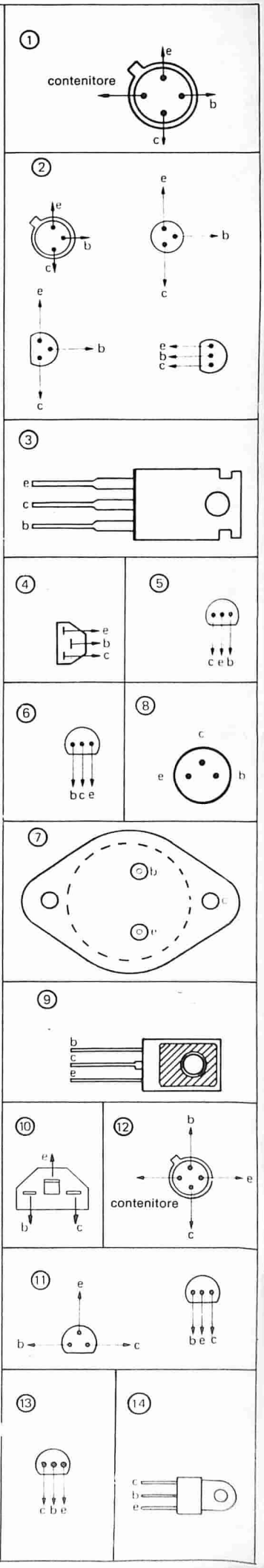
	NPN	PNP
	BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179
V_{ce_0} max	45 V 20 V 20 V	45 V 25 V 20 V
V_{eb_0} max	6 V 5 V 5 V	5 V 5 V 5 V
I_c max	100 mA 100 mA 100 mA	100 mA 100 mA 50 mA
$P_{tot.}$ max	300 mW 300 mW 300 mW	300 mW 300 mW 300 mW
f_T min.	150 MHz 150 MHz 150 MHz	130 MHz 130 MHz 130 MHz
F max	10 dB 10 dB 4 dB	10 dB 10 dB 4 dB

Ogni volta che è possibile, i diodi ed i transistori che equipaggiano i circuiti di Elektor sono indicati come TUP (Transistor Unviersale PNP), TUN (Transistor Universale NPN), DUG (Diodo Universale al Germanio) o DUS (Diodo Univer-sale al Silicio).
Tali sigle indicano che più modelli similari pos-sono essere utilizzati pur senza compromettere le prestazioni del circuito. Le caratteristiche minime che devono avere questi gruppi di com-ponenti sono indicate nelle tabelle 1a e 1b.

Tabella 6. Alcuni transistori d'impiego corren-te, derivati dai classici BC107, BC108 ecc. Le caratteristiche trascritte sono quelle che risul-tano dalle norme Pro-Electron; i prodotti di taluni costruttori sono superiori ai minimi stan-dard riportati.

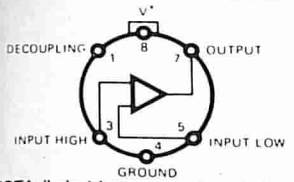
NPN	PNP	Contenitore	Note
BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179		
BC 147 BC 148 BC 149	BC 157 BC 158 BC 159		P_{max} = 250 mW
BC 207 BC 208 BC 209	BC 204 BC 205 BC 206		
BC 237 BC 238 BC 239	BC 307 BC 308 BC 309		
BC 317 BC 318 BC 319	BC 320 BC 321 BC 322		I_{cmax} = 150 mA
BC 347 BC 348 BC 349	BC 350 BC 351 BC 352		
BC 407 BC 408 BC 409	BC 417 BC 418 BC 419		P_{max} = 250 mW
BC 547 BC 548 BC 549	BC 557 BC 558 BC 559		P_{max} = 500 mW
BC 167 BC 168 BC 169	BC 257 BC 258 BC 259		169/259 I_{cmax} = 50 mA
BC 171 BC 172 BC 173	BC 251 BC 252 BC 253		251 . . . 253 basso rumore
BC 182 BC 183 BC 184	BC 212 BC 213 BC 214		I_{cmax} = 200 mA
BC 582 BC 583 BC 584	BC 512 BC 513 BC 514		I_{cmax} = 200 mA
BC 414 BC 414 BC 414	BC 416 BC 416 BC 416		basso rumore
BC 413 BC 413	BC 415 BC 415		basso rumore
BC 382 BC 383 BC 384			
BC 437 BC 438 BC 439			P_{max} = 220 mW
BC 467 BC 468 BC 469			P_{max} = 220 mW
	BC 261 BC 262 BC 263		basso rumore

Tipo	PNP = P NPN = N	V_{CEO} (Volt) 0 = ⩽ 20 00 = 25-40 000 = 45-60 0000 = 65-80 00000 = ⩾ 85	$I_{c(max)}$ (mA) 0 = ⩽ 50 00 = 55-100 000 = 105-400 0000 = 405-2 A 00000 = ⩾ 2 A	P_{max} (mW) senza dissipatore 0 = ⩽ 300 00 = 305-1000 dissipatore 00☼ = 1-10 W 00☼☼ = 10-35 W 00☼☼☼ = ⩾ 40 W	$h_{FE(min)}$ 0 = ⩽ 20 00 = 25-50 000 = 55-120 0000 = ⩾ 125	contenitore n°	osservazioni	
TUN	N	0	00	0	000			
TUP	P	0	00	0	000			
AC126	P	0	00	00	0000	2		
AF239	P	0	0	0	0	1	base comune; f	f_T = 700 MHz
BC107	N	000	00	0	000	2		
BC108	N	0	00	0	000	2		
BC109	N	0	00	0	0000	2	basso rumore	
BC140	N	00	0000	00☼	00	2		
BC141	N	000	0000	00☼	00	2		
BC160	P	00	0000	00☼	00	2		
BC161	P	000	0000	00☼	00	2		
BC182	N	000	000	0	0000	2		
BC212	P	000	000	0	000	2		
BC546	N	0000	00	00	0000	2		
BC556	P	0000	00	00	000	2		
BD106	N	00	00000	00☼☼	00	7		
BD130	N	000	00000	00☼☼	0	7		
BD132	P	000	00000	00☼☼	00	9		
BD137	N	000	0000	00☼	00	9		
BD138	P	000	0000	00☼	00	9		
BD139	N	0000	0000	00☼	00	9		
BD140	P	0000	0000	00☼	00	9		
BDY20	N	000	00000	00☼☼☼	0	7		
BF180	N	0	0	0	0	1	base comune	f_T = 675 MHz
BF185	N	0	0	0	00	12	base comune	f_T = 220 MHz
BF194	N	0	0	0	000	10	emettitore comune	f_T = 260 MHz
BF195	N	0	0	0	000	10	emettitore comune	f_T = 200 MHz
BF199	N	00	0	00	000	11	emettitore comune	f_T = 550 MHz
BF200	N	0	0	0	00	1	base comune	f_T = 240 MHz
BF254	N	00	0	0	000	11	emettitore comune	f_T = 260 MHz
BF257	P	00000	00	00	00	2	emettitore comune	f_T = 90 MHz
BF494	N	0	0	0	000	11	emettitore comune	f_T = 260 MHz
BFX34	N	000	00000	00	00	2		f_T = 70 MHz
BFX89	N	0	0	0	00	1	emettitore comune	f_T = 1000 MHz
BFY90	N	0	0	0	00	1	emettitore comune	f_T = 1000 MHz
BSX19	N	0	0000	0	000	2		
BSX20	N	0	0000	0	000	2		
BSX61	N	000	0000	00	000	2		
HEP51	P	00	0000	00	000	1		f_T = 150 MHz
HEP53	N	00	0000	00	000	1		f_T = 200 MHz
HEP56	N	0	00	00	000	5		f_T = 750 MHz
MJE171	P	000	00000	00☼☼	00	9		
MJE180	N	00	00000	00☼☼	00	9		
MJE181	N	000	00000	00☼☼	00	9		
MJE340	N	00000	0000	00☼☼	00	9		
MPS A05	N	000	0000	00	00	13		
MPS A06	N	0000	0000	00	00	13		
MPS A09	N	0000	0	00	000	13		
MPS A10	N	00	00	00	00	13		
MPS A13	N	00	000	00	0000	13		
MPS A16	N	00	00	00	0000	13		
MPS A17	N	00	00	00	0000	13		
MPS A18	N	000	000	00	0000	13		
MPS A55	P	000	0000	0	00	13		
MPS A56	P	0000	0000	0	00	13		
MPS U01	N	00	00000	00☼	00	14		
MPS U05	N	000	00000	00☼	00	14		
MPS U56	P	0000	00000	00	00	14		
MPS2926	N	0	00	00	00	13		f_T = 300 MHz
MPS3394	N	00	00	00	000	13		
MPS3702	P	00	000	00	000	13		f_T = 100 MHz
MPS3706	N	0	0000	00	00	13		
MPS6514	N	00	00	0	0000	13		f_T = 480 MHz
TIP29	N	00	0000	00☼	0	3		
TIP30	P	00	0000	00	0	3		
TIP31	N	00	00000	00☼	0	3		
TIP32	P	00	00000	00☼	0	3		
TIP140	N	000	00000	00☼☼	0000	7	Darlington	
TIP142	N	00000	00000	00☼☼	0000	7	Darlington	
TIP2955	P	000	00000	00☼	0	3		
TIP3055	N	000	00000	00☼	0	3		
TIP5530	P	000	00000	00☼☼	0	3		
2N696	N	000	0000	00	0	2		
2N706	N	0	0	0	0	2		
2N914	N	0	0000	00	00	2		
2N1613	N	000	0000	00	00	2		
2N1711	N	000	0000	00	000	2		
2N1983	N	00	0000	00	000	2		
2N1984	N	00	0000	00		2		
2N2219	N	00	0000	00	00	2		
2N2222	N	00	0000	00	00	2		
2N2925	N	00	00	0	0000	13		
2N2955	P	00	00	0	0	2	≠ MJE2955, TIP2955!	
2N3054	N	000	00000	00☼☼	00	7		
2N3055	N	000	00000	00☼☼	0	7		
2N3553	N	00	0000	00☼	0	2		f_T = 500 MHz
2N3568	N	000	0000	0	000	13		
2N3638	P	00	0000	0	000	13		
2N3702	P	00	000	00	000	13		
2N3866	N	00	000	00☼	0	2		f_T = 700 MHz
2N3904	N	00	000	0	00	13		
2N3905	P	00	000	00	000	13		
2N3906	P	00	000	00	000	13		
2N3907	N	000	0	0	000	13		
2N4123	N	00	000	0	00	13		
2N4124	N	00	000	0	000	13		
2N4126	P	00	000	0	000	13		
2N4401	N	00	0000	00	0	13		
2N4410	N	0000	000	00	000	13		
2N4427	N	0	000	00☼	0	2		f_T = 700 MHz
2N5183	N	0	0000	00	000	2		

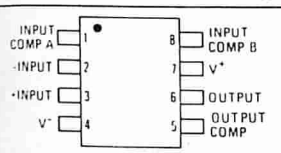


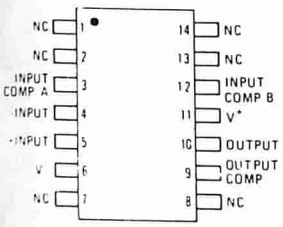
COMPARATORI E OP-AMP

703

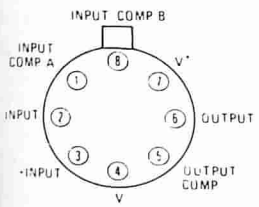


NOTA: il pin 4 è connesso al contenitore



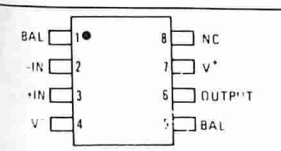


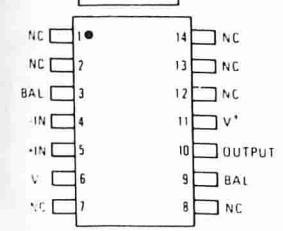
Nota: il pin 7 è connesso alla base dell'integrato

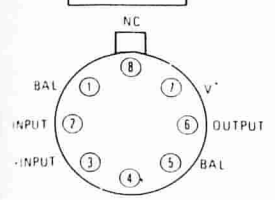


NOTA: il pin 4 è connesso al contenitore

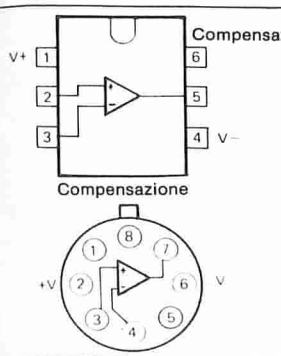
741 (835, 844)



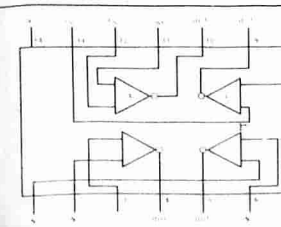




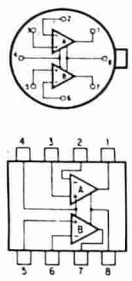
TAA 861 (A)



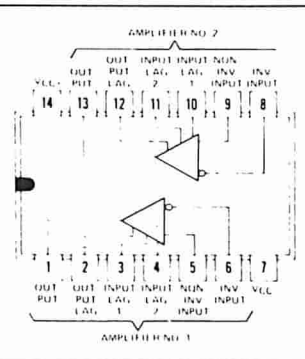
LM3900



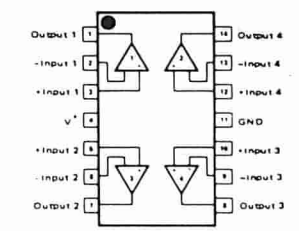
1458 (5558)



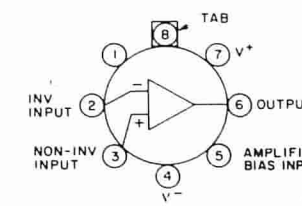
SN 76131 = TBA 231 = µA 739



324

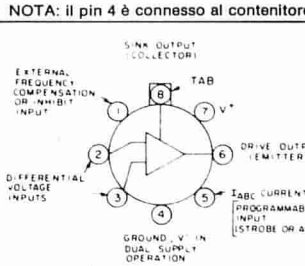


CA 3080



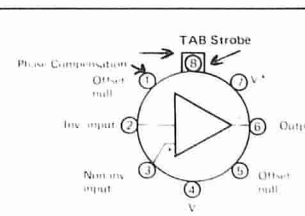
NOTA: il pin 4 è connesso al contenitore

CA 3094



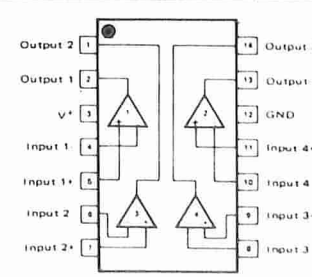
NOTA: il pin 4 è connesso al contenitore

CA 3130



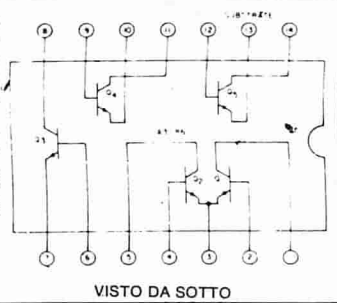
NOTA: il pin 4 è connesso al contenitore

339 (3302)



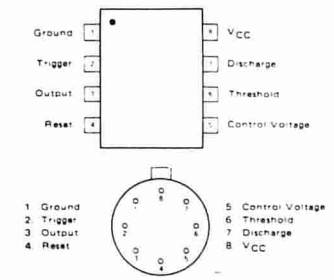
COMPONENTI SPECIALI

CA 3086 = CA 3046

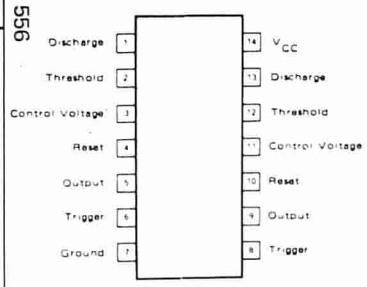


VISTO DA SOTTO

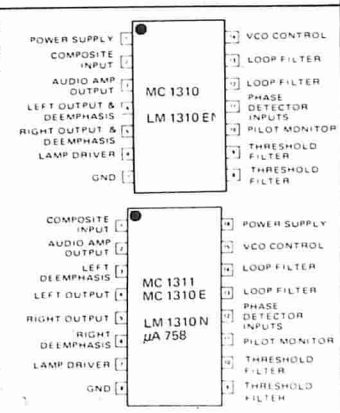
555



556

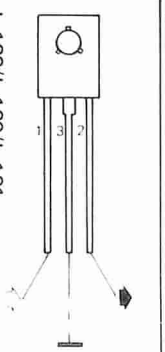


1310

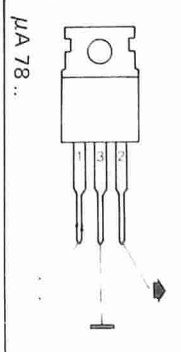


REGOLATORI DI TENSIONE

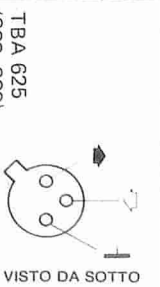
L 129/L 130/L 131



µA 78 ..

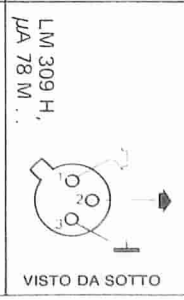


TBA 625 (829, 830)



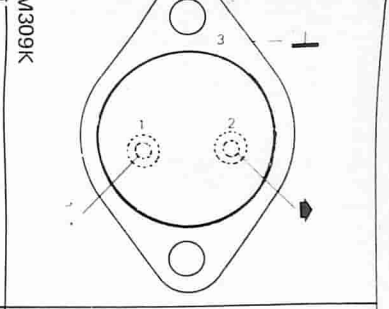
VISTO DA SOTTO

LM 309 H, µA 78 M ..

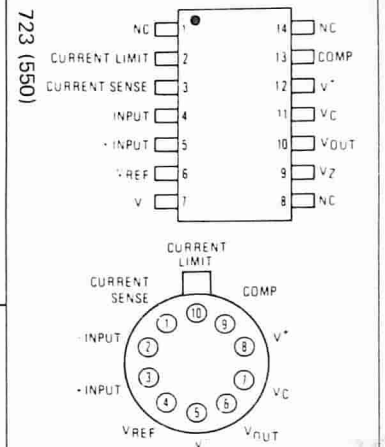


VISTO DA SOTTO

LM309K

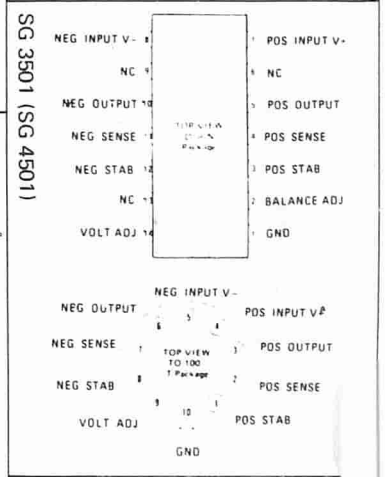


723 (550)

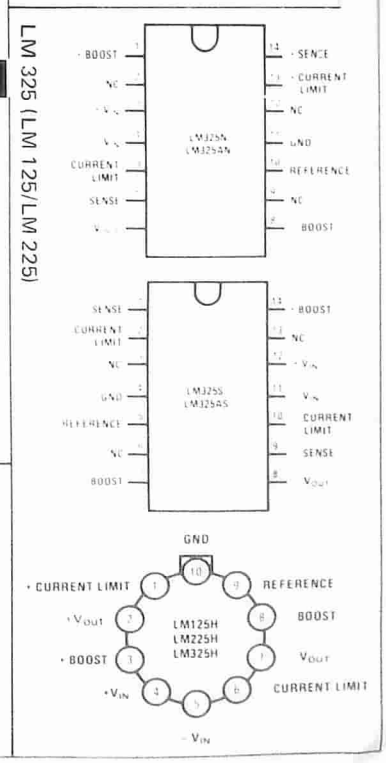


NOTA: in contenitore metallico, il pin 5 è connesso al contenitore.

SG 3501 (SG 4501)

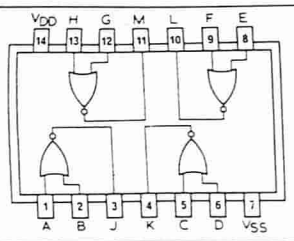


LM 325 (LM 125/LM 225)

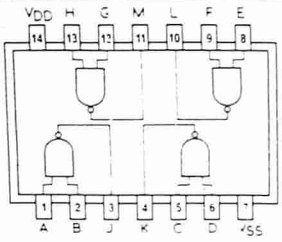


NOTA: tutti gli integrati si intendono visti da sopra, salvo altra indicazione.

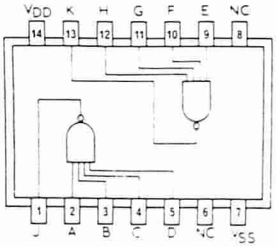
4001



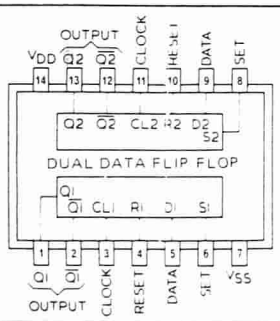
4011



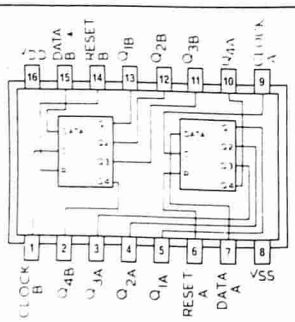
4012



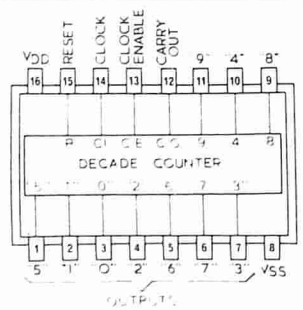
4013



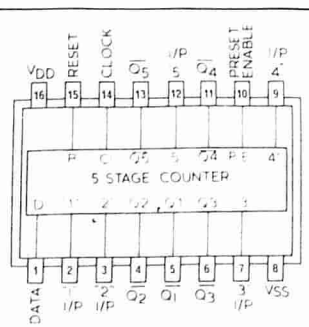
4015



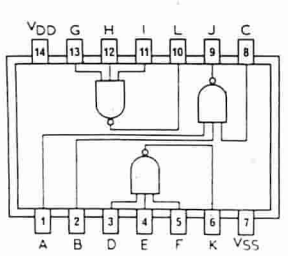
4017



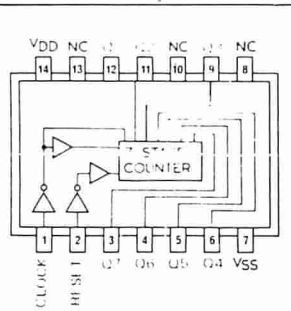
4018



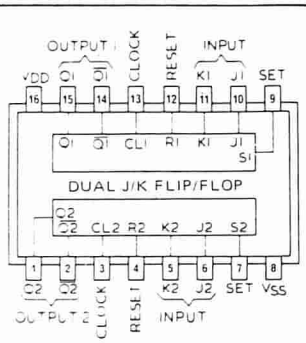
4023



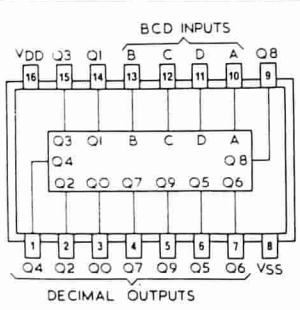
4024



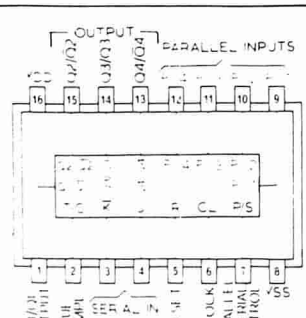
4027



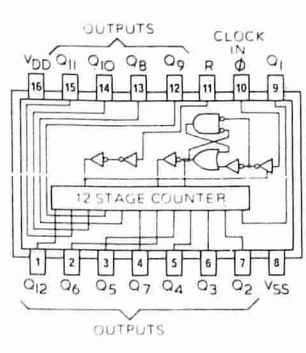
4028



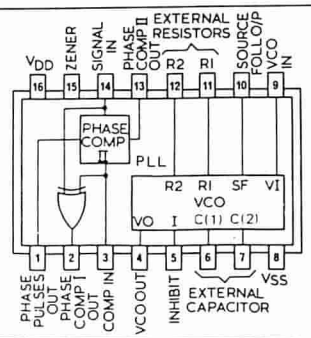
4035



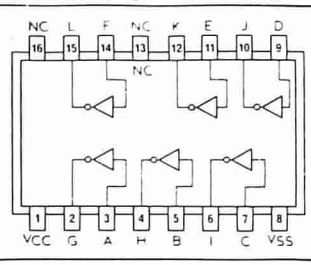
4040



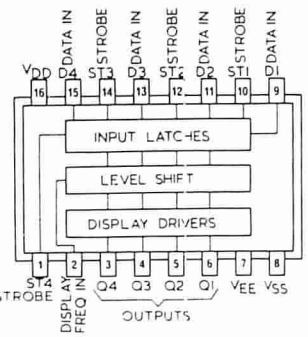
4046



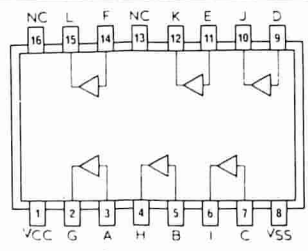
4049



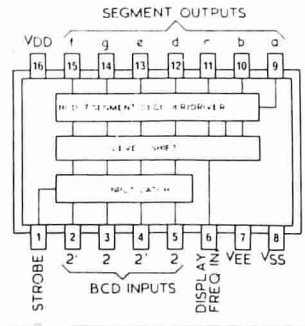
4054



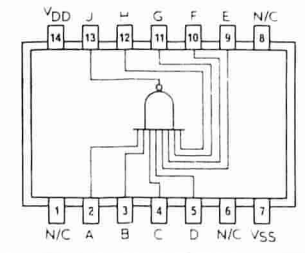
4050



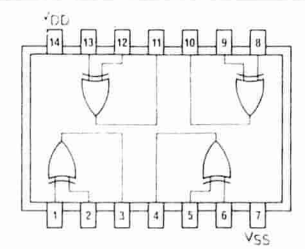
4056



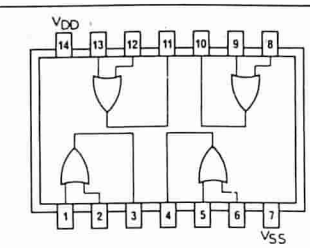
4068



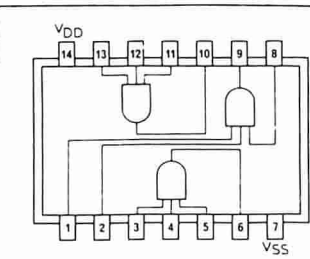
4070



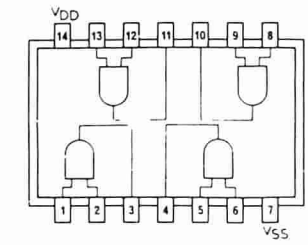
4071



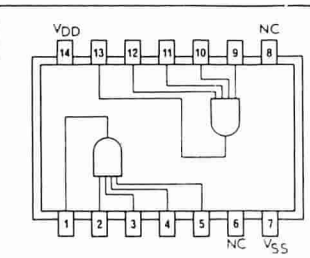
4073



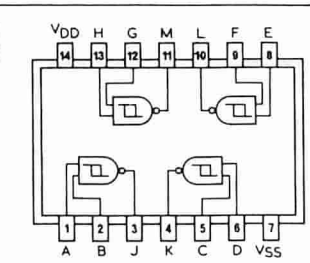
4081



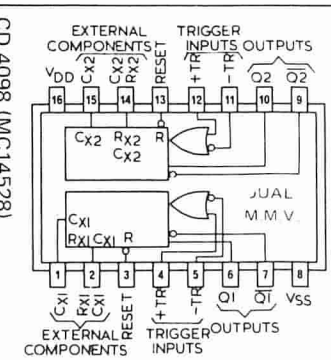
4082



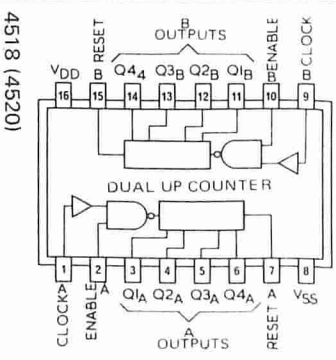
4093



CD 4098 (MC14528)

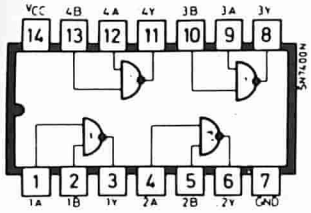


4518 (4520)

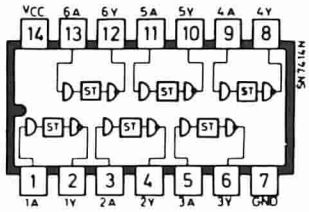


NOTA: Le lettere precedenti il numero indicano la casa costruttrice.
Ad esempio: **CD** 4001 (RCA), **MC** 14001 (Motorola),**SCL** 4001 (Solid State Scientific), **SIL** 4001 (Siltek).

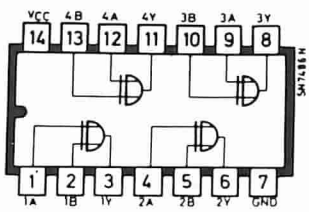
7400+ (7403*)



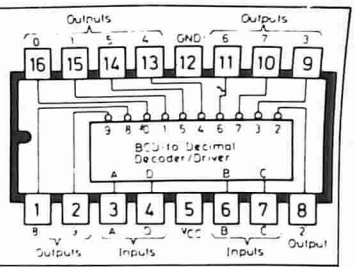
7414+



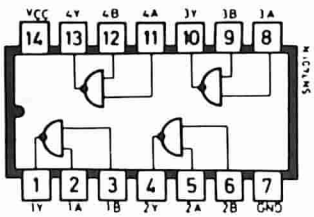
7486



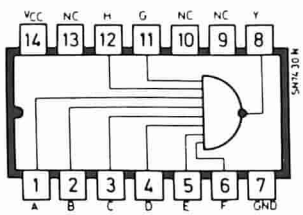
74141



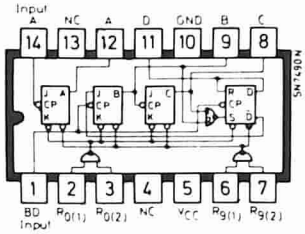
7401*



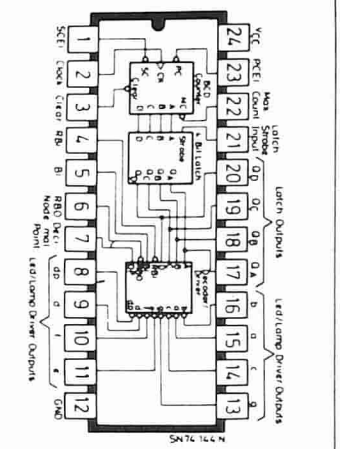
7430



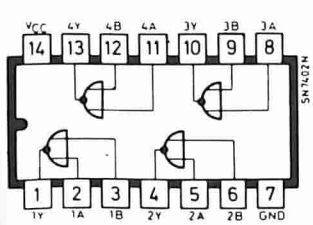
7490



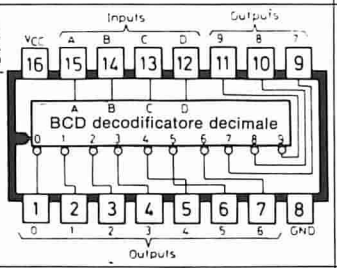
74143 (74144)



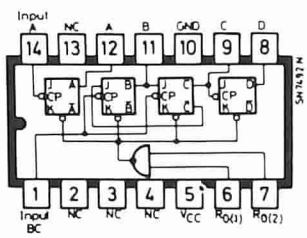
7402+ (7428)



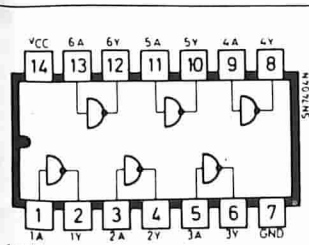
7442+



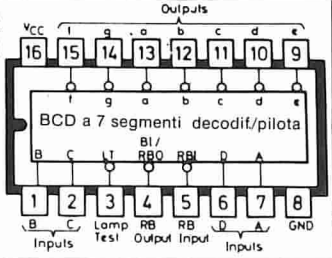
7492



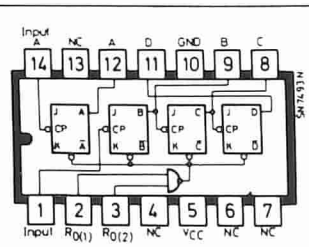
7404+ (7405*, 7406*, 7416*)



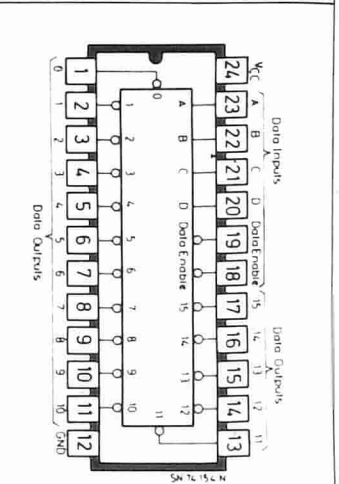
7447



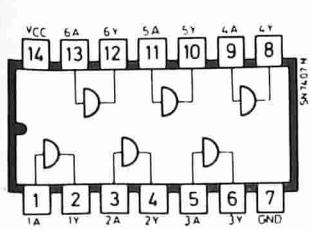
7493



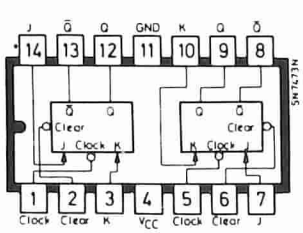
74154+



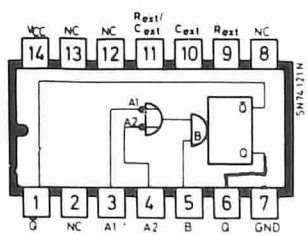
7407



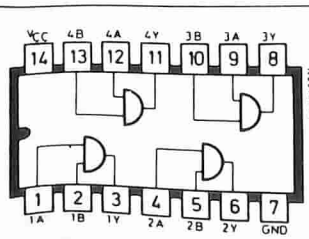
7473+



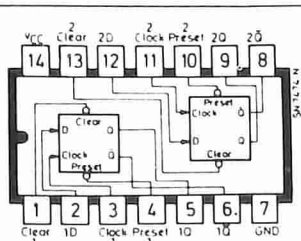
74121



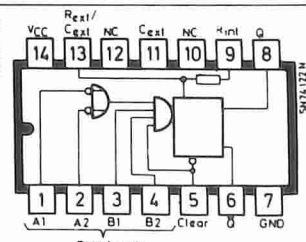
7408



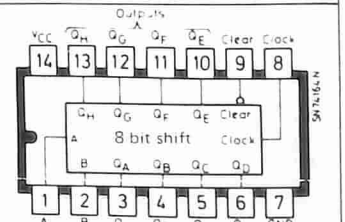
7474+



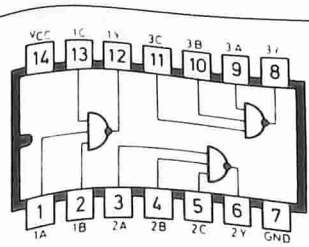
74122



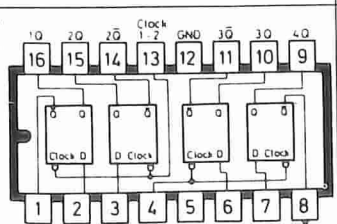
74164



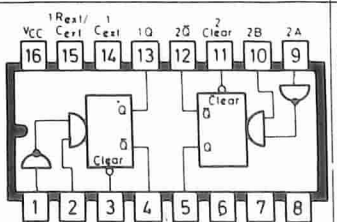
7410+ (7412*)



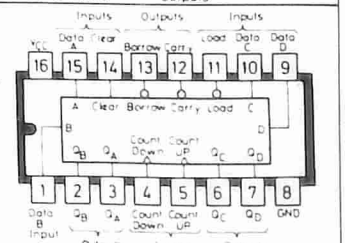
7475



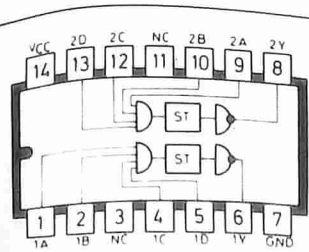
74123



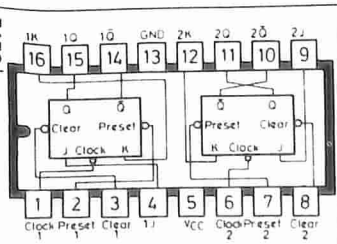
74193+



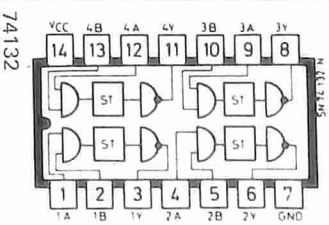
7413 (7420+, 7440)



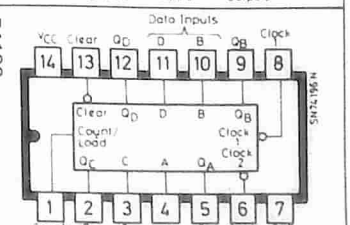
7476+



74132



74196

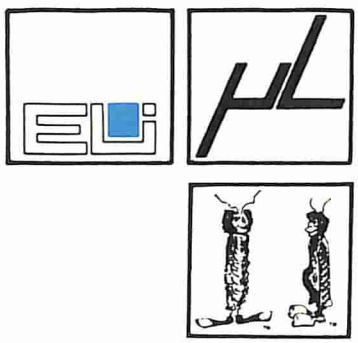


Equivalenti CMOS con zoccolatura identica sono costruiti dalla Teledyne Semiconductor e dalla National Semiconductor.

Si dice che l'hobby del computer sia alla portata di poche tasche.

NON E' VERO!!

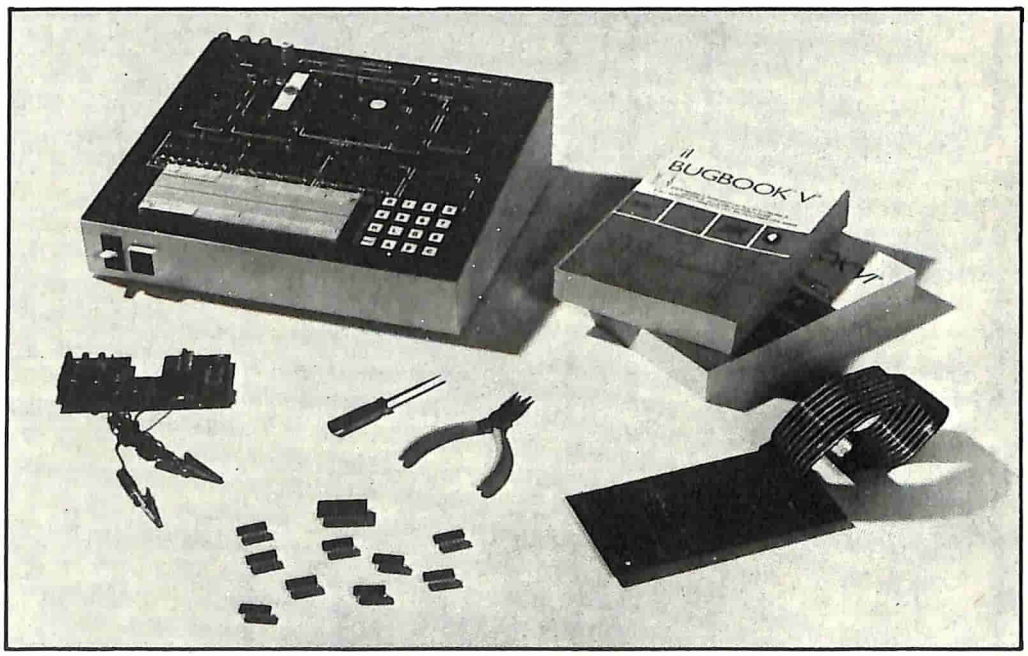
Guardate che cosa vi offre la:



divisione didattica

MICROLEM

Speciale!



CPM Studio

Un corso completo sui microcomputer in italiano

I BUGBOOK V & VI, *edizione italiana* di Larsen, Rony e Titus

Questi libri, concepiti e realizzati da docenti del Virginia Polytechnic Institute e tecnici della Tychon, Inc. sono rivolti a chi intende aggiornarsi velocemente e con poca spesa sulla rapida evoluzione dei Microcomputer. Partendo dai concetti elementari di « codice digitale », « linguaggio », « bit », rivedendo gli elementi basilari dell'elettronica digitale ed i circuiti fondamentali, i BUGBOOKS affrontano poi il problema dei microcomputer seguendo una nuovissima metodologia di insegnamento programmato, evitando così il noto « shock » di passaggio dall'elettronica cablata all'elettronica programmata. 986 pagine con oltre 100 esperimenti da realizzare con il microcomputer MMD1, nell'edizione della Jackson Italiana a L. 19.000 cad.

Microcomputer MMD1

Concepito e progettato dagli stessi autori dei BUGBOOKS, questo Microcomputer, prodotto dalla E & L Instruments Inc., è la migliore apparecchiatura didattica per imparare praticamente che cosa è, come si interfaccia e come si programma un microprocessore.
L'MMD1, basato sull'8080A, è un microcomputer corredato di utili accessori a richiesta quali una tastiera in codice esadecimale, una scheda di espansione di memoria e di interfacciamento con TTY, terminale video e registratore, un circuito di adattamento per il microprocessore Z 80, una piastra universale SK 10 e molte schede premontate (OUTBOARDS®) per lo studio di circuiti di interfaccia.

MMD1: L. 315.000 + IVA
IN SCATOLA DI MONTAGGIO

con istruzioni in ITALIANO

(MMD1 assemblato: L. 445.000 + IVA)

MICROLEM

20131 **MILANO**, Via Monteverdi 5
(02) 209531 - 220317 - 220326
36010 **ZANÈ** (VI), Via G. Carducci
(0445) 34961

WESTON

multimetri digitali
strumenti digitali da pannello

NUOVO PREZZO L. 180.000

CARATTERISTICHE GENERALI
MOD. 6000

- **Polarità:** Automatica bipolare
- **Display:** 1999 con indicazione della polarità (12,7 mm LCD)
- **Memorizzazione della lettura:** La chiusura interruttore sull'apposita sonda inserita agli ingressi "HOLD" e "COM" fissa a tempo indefinito la lettura (sonda in opzione)
- **Sonda** per misure di temperatura
- **Alimentazione:** 2 pile da 9 V
- **Avvertimento bassa carica pile:** Lampeggiamento della lettura durante le ultime 10 ore di funzionamento
- **Indicazione di fuori portata:** Visualizzazione "1888" con "1" e "888" alternati
- **Peso:** 625 grammi pile comprese
- **Dimensioni:** 178 × 146 × 58 mm.

Caratteristiche	Tensioni continue	Tensioni alternate	Corrente continua	Corrente alternata	Resistenze
Risoluzione	100 microvolt	100 microvolt	100 microAmpere	1 microAmpere	0,1 ohm
Portata massima	1000 Volt	1000 Volt	10 Ampere	10 Ampere	20 Megaohm

RAPPRESENTANZA ESCLUSIVA PER L'ITALIA:

metroelettronica

Viale Cirene, 18 - 20135 Milano - tel. 54.62.641 - tlx 312168 METRON I
Via C. Lorenzini, 12 - 00137 Roma - tel. 82.72.841
Via Beaumont, 15 - 10138 Torino - tel. 54.30.12 - 54.64.36

ORDINE D'ACQUISTO

VI PREGO DI INVIARMI CONTRASSEGNO N.....
MULTIMETRI DIGITALI WESTON AL PREZZO DI L. 180.000

SIGNOR .....

INDIRIZZO .....

.....

FIRMA ..... DATA .....

EK 7179

servizi elektor per i lettori

elektor printservice (servizio elektor circuiti stampati)

Numerose realizzazioni di Elektor sono accompagnate dal disegno del circuito stampato. La maggior parte di questi circuiti possono essere forniti serigrafati e forati, pronti ad essere montati e possono essere ordinati direttamente a Elektor oppure richiesti presso tutti i punti di vendita GBC in Italia e i rivenditori di materiale elettronico più qualificati.
Il termine di consegna per l'invio per corrispondenza può, in certi casi, essere di circa un mese.
Richiamiamo l'attenzione dei lettori sul fatto che i circuiti stampati commercializzati sono chiaramente indicati su ogni numero della rivista e che non possono essere richiesti circuiti diversi da quelli che appaiono in questo elenco.

domande tecniche

Questo servizio è a completa disposizione dei lettori; al riguardo Elektor precisa che:

1. Tutte le richieste indirizzate alla redazione, tecniche ed altre, devono essere accompagnate da una busta affrancata per la risposta con l'indirizzo del richiedente.
2. Non viene data evasione a richieste non concernenti articoli pubblicati da Elektor.
3. Non è normalmente possibile fornire informazioni circa il collegamento di una realizzazione di Elektor con una apparecchiatura esistente; per fare ciò infatti l'apparecchiatura dovrebbe essere conosciuta dai tecnici di Elektor. Una eventuale risposta non potrà che essere basata sulla comparazione delle specifiche tecniche fra la realizzazione di Elektor e l'apparecchiatura in questione.
4. Domande relative a disponibilità di componenti troveranno quasi sempre risposta negli annunci pubblicitari delle varie ditte.
   Consigliamo i lettori di guardare attentamente la pubblicità.

Elektor si augura che i suoi lettori prenderanno nella dovuta considerazione le note sopra esposte che hanno lo scopo di prevenire un inutile sovraccarico di lavoro per la redazione, che nuocerebbe alla qualità dei successivi articoli.

NOVE BUONE RAGIONI per essere o diventare abbonati a ELEKTOR

1. Elektor vi informa sulle più recenti tecnologie;
2. Elektor ve le presenta in una forma facile da utilizzare;
3. Elektor interessa tanto gli hobbisti quanto i tecnici;
4. Elektor utilizza sia i buoni vecchi transistori che i microprocessori;
5. Elektor vi dà nel numero speciale "Selezione di circuiti + di 100", oltre cento progetti, tutti provati e gli uni più interessanti degli altri;
6. Elektor è la rivista apprezzata nel mondo intero;
7. Elektor vi darà nel 1979 il TV-scope, il pianoforte elettronico e il corso sul Basic;
8. Elektor presenterà apparecchi di misura semplici, una tecnica audio rivoluzionaria, interessanti montaggi AF, la pratica dei microprocessori e tantissimi altri progetti;
9. Elektor pubblica ogni anno circa 250 progetti.

Inoltre — a tutti gli abbonati sconto del 10% sui libri editi o distribuiti dalla JCE

ATTENZIONE

Per i versamenti a mezzo c.c. postale utilizzate il modulo riprodotto in questa pagina. Per altri tipi di pagamento servitevi dell'apposita cartolina inserita nella rivista.

CONTI CORRENTI POSTALI
RICEVUTA di un versamento di L. _____

Lire .....

.....

sul C/C N. 315275

intestato a Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.

..... Via V. Monti, 15 - 20123 Milano .....

eseguito da .....

residente in .....

addì .....

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

L'UFFICIALE POSTALE

Cartellino del bollettario

Bollo a data .....

tassa | data | progress.

CONTI CORRENTI POSTALI
Bollettino di L. _____

Lire .....

.....

sul C/C N. 315275

intestato a Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.

..... Via V. Monti, 15 - 20123 Milano .....

eseguito da .....

residente in .....

addì .....

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

L'UFF. POSTALE

numerato d'accettazione

Bollo a data .....

CONTI CORRENTI POSTALI
Certificato di accreditam. di L. _____

Lire .....

.....

sul C/C N. 315275

intestato a Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.

..... Via V. Monti, 15 - 20123 Milano .....

eseguito da .....

residente in .....via.....

addì .....

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

L'UFFICIALE POSTALE

Bollo a data .....

N. ..... del bollettario **ch 9**

Importante: non scrivere nella zona sottostante !

data | progress. | numero conto | importo

Mod. **ch-8-bis** AUT. cod. 127902

IMPORTANTE: non scrivere nella zona soprastante !

AVVERTENZE

Per eseguire il versamento, il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purché con inchiostro nero o nero-bluastro il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non siano impressi a stampa).

NON SONO AMMESSI BOLLETTINI RECANTI CANCELLATURE, ABRASIONI O CORREZIONI.

A tergo del certificato di accreditamento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari.

La ricevuta non è valida se non porta i bolli e gli estremi di accettazione impressi dall'Ufficio postale accettante.

La ricevuta del versamento in Conto Corrente Postale, in tutti i casi in cui tale sistema di pagamento è ammesso, ha valore liberatorio per la somma pagata con effetto dalla data in cui il versamento è stato eseguito.

Autorizzazione ufficio conti correnti di Milano n° 2365 del 22-12-1977.

☐ Per abbonamento a ELEKTOR settembre/dicembre 1979 £ 9.000 anziché 10.000

SUPEROFFERTA!!

☐ Per abbonamento a ELEKTOR settembre 1979/dicembre 1980 £ 23.000 anziché 32.000

cognome

nome

via

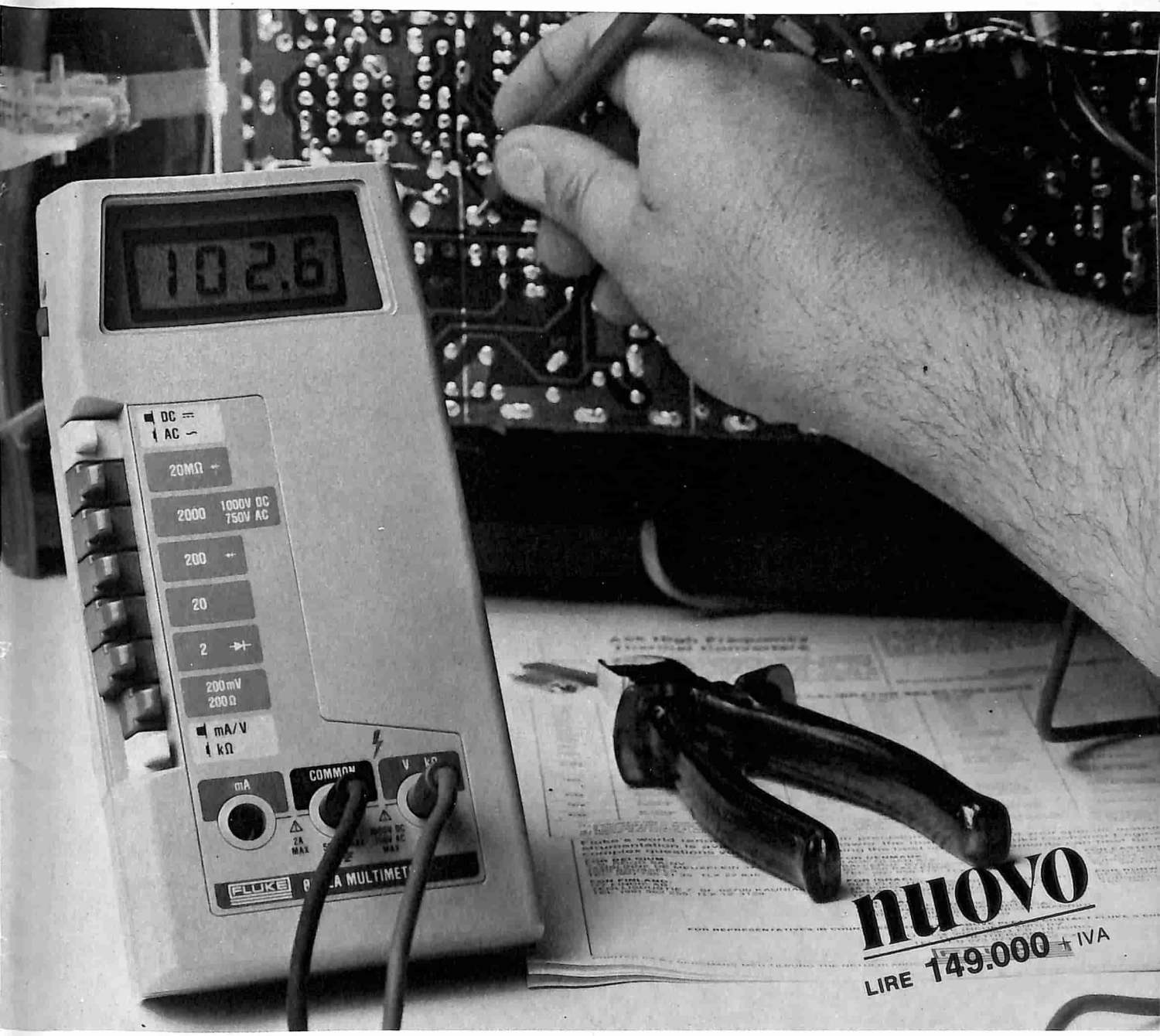
città cap.

Parte riservata all'Ufficio dei Conti Correnti

Nel prossimo numero di elektor

- **Timer logaritmico per camera oscura**
- **PPM: Volmetro di picco AC a scala logaritmica**
- **Volmetro LED con UAA 180**
- **Generatore di funzioni CMOS**
- **Zener tester**
- **Divertitevi con una RAM**
- **723 come sorgente di corrente costante**
- **Stampaggio e saldatura di circuiti**
- **Prova-logiche universali**
- **Oscillographics**
- **Saldatore a temperatura controllata**
- **Campi magnetici in medicina**
- **I simulatori d'induttanza: come e perché**
- **Mini-frequenzimetro**
- **Mercato**
- **Selektor**

un numero da non perdere!



DIMENTICA L'ANALOGICO

Il nuovo multimetro digitale FLUKE 8022A ha il prezzo di un buon tester analogico.
Acquistando un Fluke avrai però uno strumento indistruttibile con 6 funzioni, 24 scale, precisione controllata da un cristallo di quarzo e protezione totale anche nella scala degli ohms.
Compatto, leggero, robusto il Fluke 8022A è completo di cavetti speciali di sicurezza per misure in alta tensione.

Misura resistenze, tensioni e correnti continue ed alternate e prova i diodi.
Dimentica il tester analogico, non aspettare ulteriormente, regalati un Fluke digitale.

Passa al Digitale con FLUKE !

FLUKE

Via Timavo 66, 20099 SESTO S. GIOVANNI (Milano)
Tel. (02) 2485233 - Telex 320346
Via Giuseppe Armellini 39, 00143 ROMA. Tel. (06) 5915553 - Telex 680356
Via Cintia Parco S. Paolo 35, 80126 NAPOLI - Tel. (081) 7679700

SISTREL

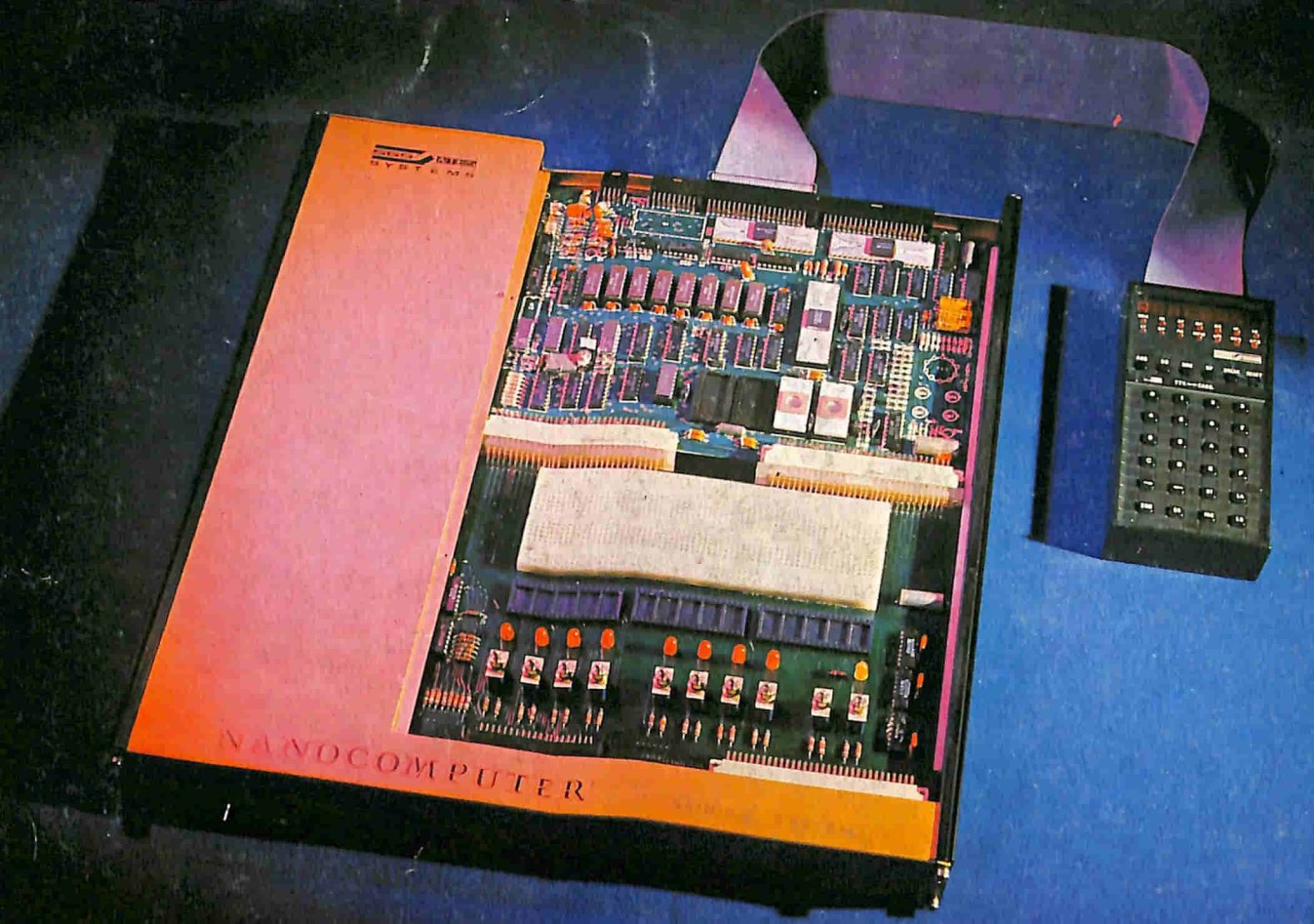
☐ Inviatemi un'offerta
☐ Speditemi contrassegno N° ..... Multimetri FLUKE 8022A a lire 149.000 + I.V.A. e spese di spedizione

NOME ..... COGNOME ..... TEL. .....
VIA ..... CITTA .....
CAP ..... DITTA .....
REPARTO .....

mod. 8022 A

SGS ATES

NANOCOMPUTER® Z80



Sistema basato sulla CPU Z80 studiato dalla SGS-ATES espressamente per impieghi didattici.

- **IL PIU' POTENTE SISTEMA DIDATTICO SUL MERCATO**
  4K di RAM, 2K di ROM, interfaccia per terminale seriale e cassette magnetiche, 4 porte di I/O, tastiera a 26 tasti, display a 8 digit, accessibilità al bus completa.
- **UTILIZZABILE ANCHE PER SVILUPPO HARDWARE**
  Una scheda addizionale contenente un breadboard senza saldature e dotata di interruttori ed indicatori luminosi, permette di sviluppare circuiti di interfaccia di crescente complessità.
- **MASSIMA FLESSIBILITA' ED ESPANDIBILITA'**
  Espansione sulla scheda fino a 16K di RAM, 8K di ROM, USART, stampante parallela, espansione attraverso schede addizionali fino a 64K di RAM/ROM, interfaccia video e floppy disk.
- **NON SOLO UN MANUALE DI ISTRUZIONE**
  Tre libri in italiano, pensati come parte integrante del sistema.
- **COMPLETO SUPPORTO SOFTWARE E HARDWARE**
  Un monitor da 2K, assembler/editor/debugger, BASIC, tutto su una sola scheda. Kit di espansione, alimentatori, schede per esperimenti, schede a wire wrap, connettori, cavi...