N.º 50/51
Julio/
Agosto
1984

elektor

500 Ptas.

ocio electrónica: técnica y ocio
nica: técnica y ocio electrónica:



circuitos del verano 84

número doble...
¡con más de 100
circuitos prácticos!

OosciloscopiOS

KIKUSUI



SERIE COS 5000

COS-5060	60 MHz, 3 canales, barrido retardado, línea de retardo
COS-5041	40 MHz, 2 canales, barrido retardado, línea de retardo
COS 5040	40 MHz, 2 canales línea de retardo
COS-5021	20 MHz, 2 canales barrido retardado
COS-5020	20 MHz, 2 canales

OTROS MODELOS

COS-6100	100 MHz, 5 canales, barrido retardado, línea de retardo
COS-3010-TW	15 MHz, 2 canales portátil-baterías
COS-5030-PG	35 MHz, 2 canales programable GP-IB
DSS-6521	20 MHz, 2 canales memoria digital GP-IB
5516-ST	memoria de persistencia

CARACTERISTICAS MAS IMPORTANTES

- T. R. C. plano, rectangular con gratícula interna.
- Alto brillo, aceleración de 12-20 kv.
- Circuito de foco automático.
- Función HOLD-OFF variable.
- Nuevos circuitos con poca deriva y menos consumo,

tempel sa

Viladomat, 140, bis
Tel. 254 4401 / 02
Telex 50.056 **TMPL**
Barcelona-15

Rda. Segovia, 35
Tel. 265 7414
Madrid-5

sumario

circuitos del verano 84

7-03 Sumario.
7-08 Servicio EPS.
7-15 Editorial.
7-17 Teletipo Elektor.

1 Comparador de resistencias.
2 Fuente de luz constante.
3 Termómetro.
4 «Estetoscopio» para microprocesador.
5 Oscilador armónico simétrico.
6 Generador de tensión escalonada.
7 Alimentación de seguridad para CMOS.
8 Memoria para timbre.
9 Capacímetro.
10 Diapasón de 440 Hz.
11 Detector de ruidos y vibraciones.
12 Amplificador PDM para automóviles.
13 Amplificador logarítmico.
14 Retardo reproducible.
15 Zener estabilizado.
16 Tensiones simétricas mediante transformador para timbre.
17 Generador de corriente para LED.
18 Sistema de seguimiento solar.
19 Protector para fuentes de alimentación.
20 Generador de frecuencias de transmisión.
21 Señalizaciones intermitentes en carretera.
22 Ejecución «paso a paso» para el 2650.
23 Base de tiempos de 1 MHz sin cristal.
24 Simulador de ametralladora.
25 Interface Centronics.
26 Interface para joystick.
27 Disparador automático.
28 Super LED.
29 LED económico.
30 Alimentación regulada de 0 a 18 V.
31 Téster soft-RAM.
32 Medidor de hfe.
33 Personalización del timbre telefónico.
34 Economizadores de batería.
35 Amplificador fitotrónico.
36 Doblador de tensión continua.
37 Regulador de tensión «reforzado».
38 Despertador «comprensivo».
39 Simulador de presencia anticacos.
40 Comprobador del cableado de la red.
41 Filtro super-estrecho a cristal.
42 Purificador de señales telegráficas.
43 Simulador de trote de caballo.
44 Generador de miras B/N con un integrado.
45 Para automovilistas olvidadizos.
46 Llave electrónica.
47 Convertidor CC/CC.
48 Luz para el cuarto oscuro.
49 Reloj electrónico para cocinar.
50 Comparador de frecuencias.
51 Cigarra electrónica.
52 Generador de pulsos/trenes de pulsos.
53 Rectificador sin offset.
54 Generador de ondas sinusoidales.
55 Climatización automática para automóviles.
56 VFO con inductancia variable.
57 Cebador de triacs amplificado.
58 Flash instantáneo.
59 Indicador de fiebre... circuital.
60 Detector de mentiras.
61 Billar electrónico.
62 Dientes de sierra «archisimples».
63 Indicador óptico de tensión.
64 Termómetro para disipadores de calor.
65 Conexión/desconexión con un simple pulsador.
66 Filtro a cristal de 45 MHz.
67 Cerradura CMOS de bajo coste.
68 Supresor de ruidos lógicos.
69 Comparador de ventana.
70 Simulador del murmullo del mar.
71 Indicador de «busy» para el J.C.
72 Sencillo regulador de tensión.
73 Conmutador electrónico para señales de audio.
74 Control de los vectores del J.C.
75 Multiplicador de cuatro cuadrantes.
76 Micromatón.
77 Juego de destreza.
78 Amplificador de 40 W.
79 Detector de paso por cero.
80 Alimentación negativa para cabezales de impresora.
81 Tormentrón.
82 Mezclador simple.
83 Control de velocidad para taladradora.
84 Dos niveles lógicos con un simple pulsador.
85 Conversor D/A sin pretensiones.
86 Dientes de sierra sincronizados y de amplitud constante.
87 Programación para sintetizadores.
88 Zéner variable.
89 Monitor de tensión.
90 Minicomprensor.
91 Controlador de RAM dinámica para el 6809.
92 Indicador acústico para RS/232.
93 Amplificador de potencia: 10 W/2.
94 Indicador de niveles lógicos e «ilógicos».
95 Amplificador microfónico con ajuste de tonalidad.
96 Fuente de corriente para fotodiodos.
97 Controlador de bus de teclado.
98 Señal de muestreo para microprocesador.
99 Indicador térmico para radiadores.
100 Sonda de niveles lógicos.
101 Conmutador capacitivo.
102 Regulador para fuentes de alimentación.
103 CAF universal.
104 Tecla «sonora».
105 Convertidor continua/alterna de 180 W.
106 Montajes Darlington con el 2N3055.

7-105 Disco Light.
7-114 Quién y dónde.
7-115 Indice temático.
7-116 Reproducción de circuitos impresos.
7-123 Mercado.
7-126 Anuncios breves.
7-128 Indice de anunciantes.

elektor

año 5, núm. 50/51 julio/agosto

Redacción, Administración y Suscripciones:	Avda. Alfonso XIII, 141, bajo dcha. 28016-Madrid Teléf. 2505820. Télex: 49371 ELOC E
Edita:	Ingelek, S. A.
Presidente:	Ernesto Medina Muñoz
Director:	Antonio M. Ferrer Abelló
Redactor jefe edición internacional:	Paul Holmes
Editor adjunto:	E. Krempelsauer
Cuerpo de redacción:	J. Barendrecht, G. H. K. Dam P. Theunissen, K. Diedrich A. Nachtmann, G. Nachbar, K. S. M. Walraven
Ingeniero corrector	Enrique Monsalve
Colaboradores:	Javier San Juan, Angel Segado
Producción:	Vicente Robles
Publicidad:	Lola González Avda. Alfonso XIII, 141. Teléf. 4576923 28016-Madrid
Maquetación:	Carlos González-Amezúa
Contabilidad	María Antonia Buitrago
Distribución:	Santiago Ferrer
Suscripciones:	María González-Amezúa
Impresión:	Gráficas Valencia (Madrid)
Distribución España:	COEDIS, Valencia, 245. Barcelona
Distribución Uruguay:	ENEKA, S. A. Avda. Gral. Rondeau, 1534. Montevideo. Teléf. 907944
Distribución Argentina:	Cía. Americana de Ediciones SRL. Sud América, 1532, 1290. Buenos Aires. Teléf. 212464
Depósito legal: GU. 3-1980	ISSN 0211-397X Impreso en España - *Printed in Spain*

DERECHOS DE REPRODUCCION

Elektuur B. V. 6190 AB Beek (L). Holanda.
Elektor Verlag GmbH, 5.133. Gangelt. R.F. de Alemania.
Elektor Publishers Ltd. Canterbury CT1 1PE, Kent, Inglaterra.
Elektor Sarl BP 53; 59270 Bailleul, Francia.
Elektor, Vía Rosellini, 12. Milano-Italia.
Elektor E.P.E. Xanthoulis, Karaiskaki 14, Voula. Atenas-Grecia.
Elektor Yayincilik ve Ticaret A.S., Sishane, Estambul. Turquía.
Elektor Electronics PVT Ltd., 3 Chunam Lane, Bombay 400007. India.
Elektor Australia Pty Ltd., 11-174 Military Road, Neutral Bay, Sydney. Australia.

DERECHOS DE AUTOR

La protección de los derechos de autor se extiende no sólo al contenido redaccional de Elektor, sino también a las ilustraciones y circuitos impresos, incluido su diseño, que en ella se reproducen.
Los circuitos y esquemas publicados en Elektor, sólo pueden ser utilizados para fines privados o científicos, pero no comerciales. Su utilización no supone ninguna responsabilidad por parte de la sociedad editora.
La sociedad editora no devolverá los artículos que no haya solicitado o aceptado para su publicación. Si acepta la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificarlo, traducirlo y utilizarlo para sus otras ediciones y actividades, pagando por ello según la tarifa que tenga en uso.
Algunos artículos, dispositivos, componentes, etcétera, descritos en esta revista pueden estar patentados. La sociedad no acepta ninguna responsabilidad por no mencionar esta protección o cualquier otra.

CORRESPONDENCIA

Para facilitar la labor de administración deberá mencionarse en la esquina superior izquierda del sobre la sigla que corresponda:

CT	Consulta técnica	**S**	Suscripciones
DR	Director	**SLE**	Libros y revistas atrasadas
CD	Cambio de dirección	**ESS**	Servicio de Software
EPS	Circuitos impresos	**P**	Publicidad
SC	Servicio comercial	**AB**	Anuncios breves

Copyright © 1984. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
© 1984. Ediciones INGELEK, S.A. (Madrid, E)
Prohibida la reproducción total o parcial, aún citando su procedencia, de los dibujos, fotografías, proyectos y los circuitos impresos, publicados en Elektor.

CONTROL DIFUSION

VERDAD DIFUSION · PUBLICIDAD

asociación española de prensa técnica

Federación Internacional de la Prensa Periódica

claves

¿Qué es un TUN?
¿Qué es un 10 n?
¿Qué es el EPS?
¿Qué es el servicio CT?
¿Qué es el duende de Elektor?

Tipos de semiconductores

A menudo, existen un gran número de transistores y diodos con denominaciones diferentes, pero con características similares. Debido a ello, Elektor utiliza, para designarlos, una denominación abreviada.

• Cuando se indica 741 se entiende que se hace referencia a: μA 741, LM 741, MC 641, MIC 741, PM 741, SN 7241, etcétera.

• TUP o TUN (Transistor universal de tipo PNP o NPN, respectivamente) representa a todo transistor de silicio, de baja frecuencia, con las siguientes características:

U_{CEO} máx.	20 V
I_C máx.	100 mA
h_{FE} min.	100
P_{tot} máx.	100 mW
f_T min.	100 mHz

Algunos de los tipos TUN son: las familias BC107, BC108 y BC109; 2N3856A; 2N3859; 2N3860; 2N3904; 2N3947; 2N4124.
Algunos de los tipos TUP son: las familias BC177 y BC178 y el BC179; 2N2412; 2N3251; 2N3906; 2N4126; 2N4291.

• DUS y DUG (Diodo Universal de Silicio o de Germanio, respectivamente), representa a todo diodo de las siguientes características.

	DUS	DUG
U_R máx.	25 V	20 V
I_F máx.	100 mA	35 mA
I_R máx.	1 A	100 A
P_{tot} máx.	250 mW	250 mW
C_D máx.	5 pF	10 pF

Pertenecen al tipo DUS los siguientes: BA127, BA217, BA128, BA221, BA222, BA317, BA318, BAX13, BAY61, IN914, IN4148.
Y pertenecen al tipo DUG: OA85, OA91, OA 95, AA116.

• Los tipos BC107B, BC237B, BC547B corresponde a versiones de mayor calidad dentro de una misma «familia». En general, pueden ser sustituidos por cualquier otro miembro de la misma familia.

Familias BC107 (—8, —9)

BC107 (—8, —9), BC147 (—8, —9), BC207 (—8, —9), BC237 (—8, —9), BC317 (—8, —9), BC347 (—8, —9), BC547 (—8, —9), BC171 (—2, —3), BC182 (—3, —4), BC282 (—3, —4), BC437 (—8, —9), BC414

Familias BC177 (—8, —9)

BC177 (—8, —9), BC157 (—8, —9), BC204 (—5, —6), BC307 (—8, —9), BC320 (—1, —2), BC350 (—1, —2), BC557 (—8, —9), BC251 (—2, —3), BC212 (—3, —4), BC512 (—3, —4), BC261 (—2, —3), BC416

Valores de resistencias y condensadores

En los valores de las resistencias y de los condensadores se omiten los ceros, siempre que ello es posible. La coma se sustituye por una de las siguientes abreviaturas:

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

Ejemplos:
— Valores de resistencia:
2k7 = 2700
470 = 470

Salvo indicación en contra, las resistencias empleadas en los esquemas son de carbón 1/4 W y 5% de tolerancia máxima.
— Valores de capacidades:
4p7 = 4,7 pF = 0,0000000000047 F
10 = 0,01 μF = 10^{-8}F

El valor de la tensión de los condensadores no electrolíticos se supone, por lo menos, de 60 V; como norma de seguridad conviene que ese valor sea siempre igual o superior al doble de la tensión de alimentación.

Puntos de medida

Salvo indicación en contra, las tensiones indicadas deben medirse con un voltímetro de, al menos, 20 k Ω/V de resistencia interna.

Tensiones de corriente alterna

Siempre se considera para los diseños, tensión senoidal de 220 V/50 Hz.

«U» en vez de «V»

Se emplea el símbolo internacional «U» para indicar tensión, en lugar del símbolo ambiguo «V», que se reserva para indicar voltios.
Ejemplo: se emplea U_b = 10 V en vez de V_b = 10 V.

Servicios ELEKTOR para los lectores

La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso. Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.
Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS (Elektor Print Service).

Consultas técnicas:
Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas CT e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.
IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación importante o un nuevo diseño.

El duende de Elektor:
Toda modificación importante, corrección, mejora, etc., de las realizaciones de Elektor se incluirá en este apartado.

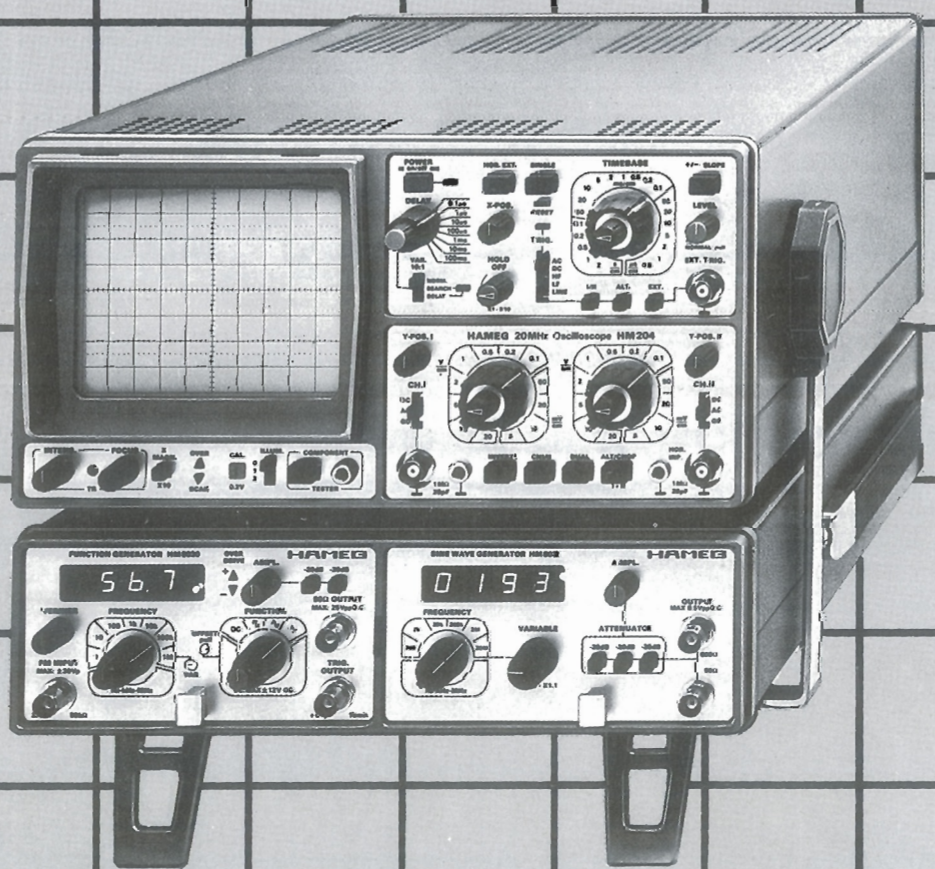
Cambio de dirección:
Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

Tarifa publicitaria (nacional o internacional)
Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.

LISTA DE PRECIOS

Número sencillo: 275 ptas. Número doble: 500 ptas.
Suscripción por un año; España: 2.750 ptas. Europa (correo por superficie): 3.500 ptas. Europa (correo aéreo): 3.700 ptas. América (correo superficie): 4.200 ptas. o 28 $. América (correo aéreo): 6.300 ptas. o 42 $.
Derechos envío certificado: España: 300 ptas.
Extranjero: 800 ptas.

QUIEN COMPARA ESCOGE HAMEG



HAMEG IBERICA S.A.

VILLARROEL, 172-174, Ent.° 4 y 5, BARCELONA-36, Tel. 230 15 97

electrónica LUGO S.A.

1ER AUTOSERVICIO DE COMPONENTES ELECTRONICOS
MAS DE 2.000 «PINCHOS» A SU SERVICIO

★ **SECCION** DE ENVIOS A PROVINCIAS. SALIDAS DIARIAS

★ **MAS** DE 3.000 «COMPONENTES ACTIVOS»

DIODOS, TRANSISTORES, CIRCUITOS INTEGRADOS, TRIACS, ETC...

★ **LA GAMA** MAS AMPLIA EN COMPONENTES JAPONESES

★ **BRICOLAGE** ELECTRONICO, CAJAS, KITS, HERRAMIENTAS

★ **Y ADEMAS** LIBROS. REVISTAS. EMISION ORDENADORES

Barquillo, 40 y 40 bis
Teléfonos 410 33 45 - 419 87 42 - 419 87 51
MADRID-4

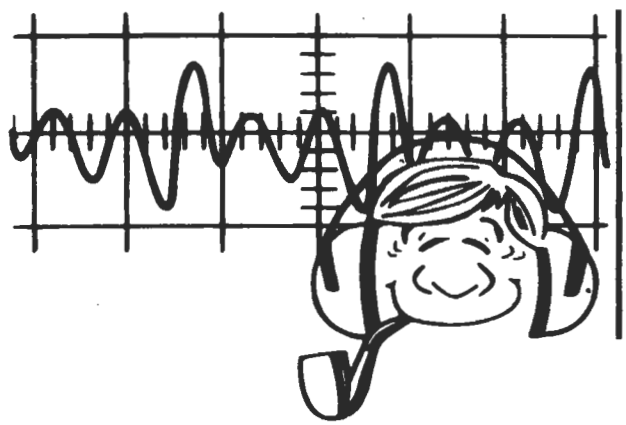
★ **LA UNICA TIENDA DEDICADA A ALTAVOCES**

★ **CAJAS** ACUSTICAS EN KITS, FILTROS, REJILLAS, etc...

★ **SONORIZACIONES** PROFESIONALES

Gravina, 21 - Teléfono 221 31 75 - MADRID-4

Les ofrece su autoservicio para una mayor rapidez en sus compras.

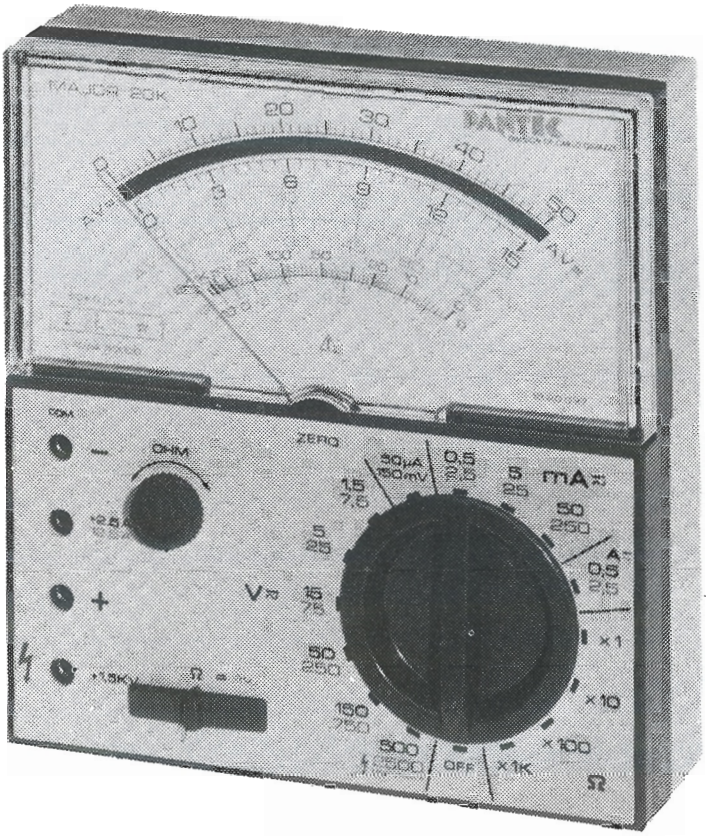


Clave 61

PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI

ANALIZADOR UNIVERSAL PARA USOS GENERALES
45 ALCANCES, 20 kΩ/VCC - 4 kΩ/VCA

MAJOR 20 K



ALTA CALIDAD A BAJO PRECIO

VOLTIOS		AMPERIOS =		AMPERIOS ~		Ω	Salida dB	Salida Vbf	Capacidad balística
=	~	A	Caída de tensión	A	Caída de tensión	=			
0,15 V		50 μA	150 mV			2 kΩ	— 10 ÷ + 19	7,5 V	100 μF
1,5 V	7,5 V	0,5 mA	552 mV	2,5 mA	2,76 V	20 kΩ	0 ÷ + 29	25 V	1 mF
5 V	25 V	5 mA	595 mV	25 mA	2,97 V	200 kΩ	+ 10 ÷ + 39	75 V	10 mF
15 V	75 V	50 mA	599 mV	250 mA	2,99 V	2 MΩ	+ 20 ÷ + 49	250 V	100 mF
50 V	250 V	0,5 A	600 mV	2,5 A	3 V		+ 30 ÷ + 59	750 V	
150 V	750 V	2,5 A	600 mV	12,5 A	3 V		+ 40 ÷ + 69	* 2.500 V	
500 V	* 2.500 V								
1,5 kV									

* MAX. 1.500 V

LÓPEZ DE HOYOS, 141, 1.° - MADRID-2 - Teléfs. 413 00 11 - Telex 23684
ALEMANIA - AUSTRIA - BELGICA - U.S.A. - FRANCIA - HOLANDA - ITALIA - SUIZA

PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI

Clave 20

servicio-eps

circuitos impresos

Nombre	Ref.	Precio
elektor, núm. 1, enero/febrero 1980		
Generador de funciones		
placa principal	9453	950
panel frontal	9453-F	815
Generador de sonidos	79077	440
elektor, núm. 2, marzo/abril 1980		
Magnetizador	9827	335
elektor, núm. 6, septiembre/octubre 1980		
Junior Computer		
Circuito principal	80089-1	3.845
Visualizador	80089-2	380
Fuente de alimentación	80089-3	920
elektor, núm. 7, noviembre/diciembre 1980		
Ordenador para juegos de TV:		
Circuito principal	79073	4.575
Fuente de alimentación	79073-1	690
Circuito del teclado	79073-2	1.025
Grillo electrónico	80016	325
Golf de bolsillo	9988	410
elektor, núm. 8, enero 1981		
Modulador VHF/UHF	9967	490
elektor, núm. 9, febrero 1981		
Tarjeta de memoria RAM y EPROM:	80120	4.450
Economizador de gasolina	81013	650
elektor, núm. 10, marzo 1981		
Ecualizador paramétrico		
Filtro	9897-1	525
Control de tono	9897-2	535
Top amp	80023	470
Top preamp	80031	1.185
elektor, núm. 12, mayo 1981		
Anti robo	80097	435
elektor, núm. 13, junio 1981		
Teclado ASCII	9965	2.260
Elekterminal	9966	2.200
Comprobador de transistores	80077	1.060
elektor, núm. 16, septiembre 1981		
Caja de música	80502	1.035
Digi-farad		
Visualizador	79088-1	
Circuito principal	79088-2	1.305
Alimentación	79088-3	
Detector de movimiento	81110	715
elektor, núm. 17, octubre 1981		
Interface para el Junior Computer	81033-1	5.795
Fuente de alimentación de 12 V	81033-2	440
Tarjeta de adaptación	81033-3	395
Imitador electrónico	81112	625
Tarjeta de bus para microprocesadores	80024	1.960
elektor, núm. 18, noviembre 1981		
Analizador lógico		
Circuito principal	81094-1	2.540
Circuito de entrada	81094-2	685
Tarjeta de memoria	81094-3	650
Cursor	81094-4	985
Visualizador	81094-5	445
Fuente de alimentación	80089-3	920
Voltímetro de 2½ dígitos		
Visualizador	81105-1	735
Circuito principal	81105-2	720
Corosint	80060	5.120
elektor núm. 20, enero 1982		
Extensión de memoria para el analizador lógico	81141	1.150
Estación meteorológica digital	81173	1.065
elektor núm. 21, febrero 1982		
Ampliación ordenador Juegos TV	81143	4.950
FMD + VMD	81156	1.300
Contador de rotaciones	81171	1.490
Mini amp. telefónico	82009	510
Programador de EPROM	82010	1.420
elektor, núm. 22, marzo 1982		
Matriz luminosa programable	81012	2.965
Modulador luminoso, 3 canales	81155	980
elektor, núm. 23, abril 1982		
Ampliación páginas Elekterminal	79038	1.720
Ionizador	9823	1.275
Mini-órgano		
Circuito principal	82020	1.065
Fuente de alimentación	9968-5a	420
elektor, núm. 25, junio 1982		
Tarjeta de RAM dinámica	82017	1.650
Cargador universal de NiCad	82070	660
Medidor del intervalo de exposición	82005	1.140
Detector de humedad	81567	540
IPROM	82019	550
elektor, núm. 26/27, julio/agosto 1982		
Preamplificador Hi-Fi	81570	1.455
Indicador de pico para altavoces	81515	505
Generador de números aleatorios	81523	810
Buffers de entrada para el analizador lógico	81577	670
Voltímetro digital universal	81575	1.030
Sirena holofónica	81525	645
Control de velocidad y dirección para modelismo	81506	590
Diapasón electrónico	81541	570
elektor, núm. 28, septiembre 1982		
Adaptador sonoro para TV	82094	630
Generador de prueba RF	81150	470
Cronoprocesador universal		
Circuito principal	81170-1	1.475
Circuito display/teclado	81170-2	925
Construya su propio DNR	82080	870
Minitarjeta de EPROM	82093	545
elektor, núm. 29, octubre 1982		
Amplificador de 100 W		
Circuito amplificador	82089-1	830
Fuente de alimentación	82089-2	810
Comprobador de RAMs 2114	82090	650
Anti-robo activo	82091	630
Mini-téster	82092	545
elektor, núm. 30, noviembre 1982		
Tacómetro aeromodelismo	82116	640
Eolicón	82066	495
Módulo capacímetro	82040	615
Squelch automático	82077	575
Artist		
placa principal	82014	3.215
adhesivo frontal	82014-F	620
elektor, núm. 31, diciembre 1982		
Receptor BLU de onda corta	82122	1.660
Cebador electrónico para fluorescentes	82138	465
Regulador universal	82128	555
Intermitente electrónico	82038	550
Sistema de teletonía interior		
Circuito telefónico	82147-1	1.025
Placa alimentación	82147-2	510
Detector de gas	82146	685
elektor, núm. 32, enero 1983		
Antenas activas		
Placa R.F.	82144-1	565
Fuente de alimentación	82144-2	560
Foto Computer		
Procesador	81170-1	1.475
Teclado	82141-1	1.350
Interface teclado	82141-2	720
Display	82141-3	805
Silbato ultrasónico	82133	540
Téster trifásico	82577	970
elektor, núm. 33, febrero 1983		
Foto Computer (2.ª Parte)		
Fotómetro	82142-1	555
Termómetro	82142-2	515
Temporizador programable	82142-3	635
Conversores para BLU		
Conversor BF	82161-1	650
Conversor AF	82161-2	730
Autocargador	82081	625
Crescendo	82180	1.470
elektor, núm. 34, marzo 1983		
Termómetro a LCD	82156	695
Accesorios para el crescendo	83008	965
Alimentación de 3 A para OP	83002	590
Cancerbero	82172	745
El nuevo sintetizador de Elektor	82027	1.475
elektor, núm. 35, abril 1983		
Ionizador para automóvil		
alimentación	82162	505
ionizador	9823	1.275
Alimentación para laboratorio	82178	1.350
Mili-óhmetro	83006	635
Módulo combinado VCF/VCA	82031	1.410
Alimentación para laboratorio/ adhesivo frontal	82178-F	635
elektor, núm. 36, mayo 1983		
Módulos LFO/NOISE y doble ADSR		
Doble ADSR	82032	1.405
LFO/NOISE	82033	1.300
Super-eco	82175	790
Preludio		
Alimentación	83022-8	1.240
Placa de conexión	83022-9	1.985
Lucipeto	82179	975
Amplificador para cascos	83022-7	1.355
elektor, núm. 37, junio 1983		
Preludio		
Tarjeta bus	83022-1	3.850
Amplificador lineal	83022-6	1.675
Carátula adhesiva	83022-F	1.175
El nuevo sintetizador de Elektor		
Módulo COM	9729-1	1.180
Alimentación	82078	1.225
Protector de fusibles	83010	520
Regulador para faros	83028	495
elektor, núm. 38/39, julio/agosto 1983		
Generador de efectos sonoros	82543	715
Super-fuente de 5V	82570	660
Previo para lectores de cassettes	82539	535
Flash-esclavo	82549	445
Interruptor fotosensible	82528	495
Juegos TV en EPROM:		
Bus	82558 – 1	1.035
Tarjeta EPROM	82558 – 2	495
elektor, núm. 40, septiembre 1983		
VAM	82190	1.135
Semáforo de audio	83022-10	730
Preludio		
Corrector de tonos	83022-5	1.335
Luxómetro a LCD	83037	700
Diapasón para guitarra	82167	775
elektor, núm. 41, octubre 1983		
Modem acústico	83011	1.855
Reloj programable		
Circuito impreso	83041	1.390
Carátula	83041-F	3.620
Pramplificador MC/MM		
Placa MC	83022-2	1.245
Placa MM	83022-3	1.535
Semáforo		
Emisor	83069-1	815
Receptor	83069-2	795
elektor, núm. 42, noviembre 1983		
Teclado ASCII	83058	5.970
Interludio	83022-4	1.355
Vatímetro	83052	1.030
Teclado digital polifónico		
Supresor de rebotes	82016	890
Tarjeta de entrada	82106	1.705
Desplazador de sintonía	82108	1.000
elektor núm. 43, diciembre 1983		
Personal FM	83087	670
Tarjeta CPU con Z80-A	82105	2.270
Iluminación para tren eléctrico	82157	1.320
Maestro		
Transmisor	83051-1	675
Carátula adhesiva	83051-F	1.210
Auto-test	83083	1.540
elektor núm. 44, enero 1984		
Buffer Preludio	83562	615
Maestro	83051-2	4.150
Receptor		
Anemómetro		
Tarjeta de memoria	83103-1	1.310
Circuito de medida	83103-2	540
Adaptador para red	83098	535
Convertidor morse	83054	935
elektor núm. 45, febrero 1984		
Tarjeta VDU	83082	2.445
Poli-bus	82110	1.060
Elektrómetro	83067	825
Decodificador RTTY	83044	905
Detector de heladas	83123	610

circuitos impresos

servicio-eps

elektor núm. 46, marzo 1984

Tarjeta CPU universal		
Tarjeta principal	83108-1	2.510
Tarjeta de comunicaciones	83108-2	1.560
Pseudo-estéreo	83114	610
Regulador para tren	83110	1.185
Fonóforo a flash	83104	765

elektor, núm. 47, abril 1984

Sintetizador polifónico		
unidad de salida	82111	1.690
Convertidor D/A	82112	705
Omnibus	83102	2.805
Video-amplificador	83113	660
Fuente de alimentación simétrica	83121	1.315

elektor, núm. 48, mayo 1984

Crono-Master		
Circuito de medida	84005-1	1.120
Visualización	84005-2	1.090
Audioscopio espectral		
Filtros	83071-1	1.030
Control	83071-2	985
Visualización	83071-3	965
Receptor para banda marítima	83024	1.375
Lector de casetes digital	83134	1.460

elektor, núm. 49, junio 1984

Desfasador de audio		
Módulo de retardo	83120-1	1.405
Oscilador y control	83120-2	865
Veleta electrónica	84001	1.690
Capacímetro		
Tarjeta de medida	84012-1	1.290
Visualización	84012-2	760
Tarjeta de memoria universal	83014	2.360

software

Ordenador de juegos TV

Cassette con 15 programas de juegos	ESS007	1.320
Disco con programas: mira TV, batalla espacial, PVI...	ESS006	600
Cassette con 15 programas de juegos: Invaders, Seawar, Awari, Fishing...	ESS009	1.615
Cassette con 15 programas de juegos: Aliens, Flipper, Helicopter, Teaser...	ESS010	1.615

formant

FORMANT sintetizador musical

Circuitos impresos		
Interface	9721-1	920
Receptor de interface	9721-2	430
Fuente de alimentación	9721-3	1.385
Teclado (una octava)	9721-4	350
VCO	9723-1	2.780
VCF 12 dB	9724-1	1.220
VCF 24 dB	9953-1	1.205
RMF	9951-1	1.310
ADSR	9725-1	1.225
DUAL/VCA	9726-1	1.270
LFO	9727-1	1.335
NOISE	9728-1	1.170
COM	9729-1	1.180
Carátulas:		
Interface	9721-F	
VCO	9723-F	
VCF 12 dB	9724-F	
VCF 24 dB	9953-F	
RFM	9951-F	
ADSR	9725-F	
DUAL VCA	9726-F	
LFO	9727-F	
NOSE	9728-F	
COM	9729-F	

Todas las carátulas a 510 ptas./unidad.

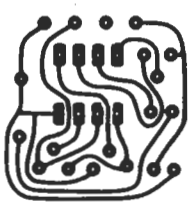
ESTE MES...

Señalizaciones intermitentes en carretera	83503	615
Micromatón	83515	740
Amplificador PDM para automóvil	83584	880
Termómetro para disipadores de calor	83410	915
Indicador térmico para radiadores	83563	530
Fuente de luz constante	83553	725
Generador de ondas sinusoidales	83561	615
Amplificador microfónico con ajuste de tonalidad	83552	670
Generador de miras B/N con un integrado	83551	625
Convertidor D/A sin pretensiones	83558	630

Disco light

Tarjeta principal	84007-1	2805
Tarjeta de programa	84007-2	1040

CIRCUITOS IMPRESOS T.G.



DISEÑO Y FABRICACION.

SERVICIO URGENTE.

Prototipos.

C/MESANA, LOCAL 2
Telfs. - 344310 - 349409
MALAGA - 6

Clave 60

ELECTRONICA LUVI

ORDENADORES PERSONALES
KIT ELECTRONICOS
ALARMAS CONTRA ROBO

Clave 62

Teléfono 230 44 84
Vizcaya, 6 MADRID-7

Mailing electrónica

PEDIDOS A:
MAILING ELECTRON...
Carretera Granada ...
ALCAUDETE (Jaen)
Teléfono (953) 56 60 ...

NOVEDADES

VIC-20 Sintetizador de voz (KIT)
VIC 20 RS232 Interface (KIT)
VIC-20 Multiconector 8K RAM (KIT)
VIC-20 Conector 2 + 22 contactos
ZX Spectrum teclado profesional con adaptador ... puerta libre incluido mueble (KIT)
ZX Spectrum RS232 ... face (KIT)
ZX Spectrum Conector 2 + 25 ... vidrios
ZX81 Sintetizador de habla (KIT)
ZX81 Teclado profesional ... (KIT)
ZX81 Puertas entrada ...
ZX81 Multi...
ZX81 ...
ZX81 ...
ZX81 ...

SELECCION DE COMPONENTES

TDA 7000 ...
MO 83 ...
M 106 ...
M ...

Y MUCHOS ... EN NUESTRO CATALOGO DE 136 PAGINAS (430 gr.)

Clave 55

— MONTATELO BIEN CON MAILING —

LG LUGO

COMPONENTES
AUTOSERVICIO
BARQUILLO, 40
4198742-4198751

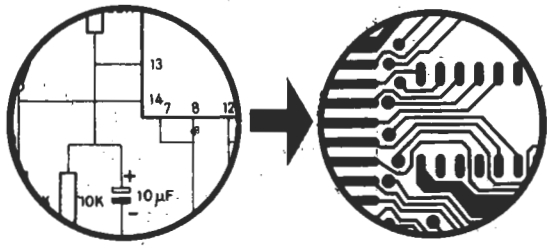
Clave 61



Actividades y Componentes Electrónicos S. A.

Tienda: c/ Maudes, 15
Telfs.: 254 68 04-03, 254 91 00-09
Madrid-3

Clave 29



— PROYECTOS
— DISEÑOS COMPLETOS DESDE CUALQUIER DOCUMENTO
— FABRICACION CIRCUITOS IMPRESOS: PROTOTIPOS Y SERIES.

roan

DESARROLLOS Y PROYECTOS:
COMANDANTE ZORITA, 13
TELF.: (91) 254 51 72 MADRID-20

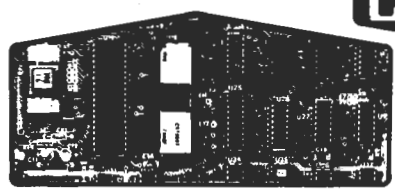
ELECTRONICA INDUSTRIAL OFICINAS Y TALLERES:
MOLINA, 39. TELF. (91) 215 18 54 - MADRID-29

Clave 66

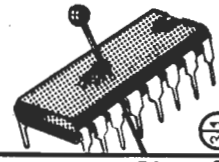
Piérdale el miedo al "hardware".

Entender este lenguaje, interpretar sus símbolos y conocer sus elementos tecnológicos, es... ¡¡¡ IMPRESCINDIBLE !!!

Nand Bus RAM Nor CPU



¡Dominelo!!
NO ESPERE MAS.



-Electrónica Digital.
-Microcomputadores.

ELIJA: Clave 69
1 —MATERIAL DE PRACTICAS SUELTO (Entrenadores lógicos, "micros", interfaces, grabadores EPROM.)
2 —TEXTOS SUELTOS PARA AUTODIDACTAS.
3 —CURSOS MODULARES A DISTANCIA.

• Autorización Ministerio Educación y Ciencia n.º 260.
• Miembro Asoc. Nal. Centros Ens. a Distancia.

(Use mayúsculas)
PIDA INFORMACION

Rector, 96
BADALONA (Barcelona)
Tel. (93) 384 10 58

nombre
calle
n.º — esc. — piso — pta. — D.P.
ciudad (prov.)
profesión

MICRONAND ®

CONSULTAS TECNICAS

elektor CT consultas técnicas

Cualquier lector puede consultar a la redacción de ELEKTOR cuestiones relacionadas con los circuitos publicados en la revista.

Para realizar sus consultas técnicas puede utilizar dos procedimientos;

Por carta dirigida a la redacción de la revista figurando en la misma las siglas CT.
Las cartas deben incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

Mediante llamada telefónica que puede realizar todos los lunes laborables de las 12 a las 15 horas.

IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación sustancial en los circuitos publicados o un nuevo diseño.

CONSULTAS TECNICAS

elektor

La revista de electrónica que más técnicos leen en España... ... y en el mundo.



S.I.M.

COMPONENTES ELECTRONICOS

S.I.M. Pone a su disposición una amplia gama de componentes y materiales electrónicos suministrables por correo.

Clave 50

733 98 65 - 230 86 29
MADRID

ELECTRONICA SANDOVAL SA

EL MAS EXTENSO SURTIDO EN:
— COMPONENTES ELECTRONICOS.
— KITS DE MONTAJE ELECTRONICOS.
— MICROPROCESADORES.
— VIDEOS.
— ALTA FIDELIDAD.
— TV. COLOR.

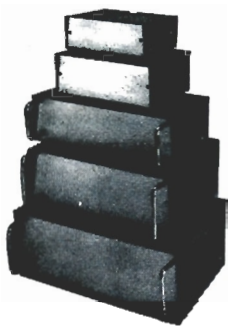
Clave 35

C/ SANDOVAL, 3, 4, 6
Teléfonos: 447 42 01-445 18 70
Telex: 47784 - SAVL-E
MADRID-10

RETEX

CAJAS DE TODAS CLASES PARA AFICIONADOS Y PROFESIONALES

R.S. SOLBOX
(color azul)

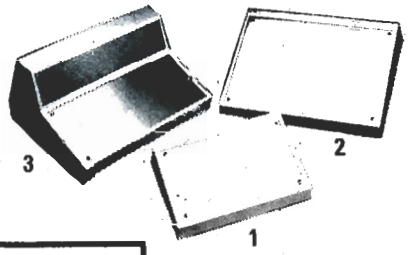


RS. 1	150 x 53 x 105	RS. 2	120 x 68 x 130
RS. 3	200 x 68 x 130	RS. 4	150 x 68 x 180
RSP. 6	260 x 78 x 130	RSP 5	180 x 78 x 250
RSP. 7	280 x 98 x 180		
RSP. 8	350 x 118 x 220		

RS. sin asas
RSP con asas

Accesorios incluidos:
Chasis vertical interior
Viguetas de perfil para sujetar C.I. y componentes.

RA. ABOX
PUPITRE
DE PLASTICO
PANEL DE ALUMINIO



Para tarjetas de
100 x 160 y 160 x 233

RA.1	190 x 105 x 33 x 61
RA.2	265 x 170 x 33 x 77
RA.3	265 x 170 x 33 - 63 x 125

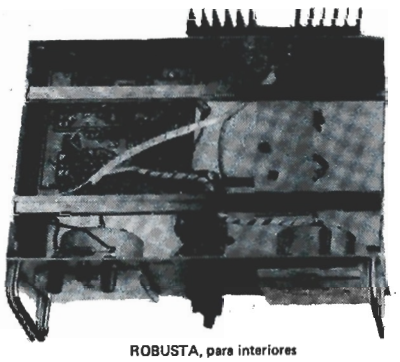
EJEMPLOS DE UTILIZACION DE LAS CAJAS

• **MURBOX**
Para tarjetas de circuito impreso

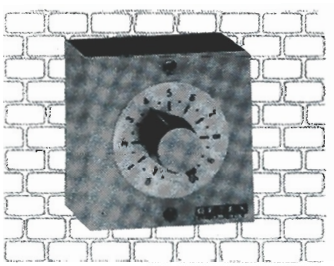


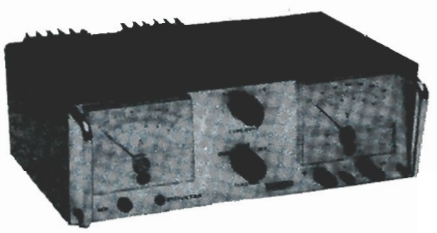
Electrónica de acceso fácil
cuando la caja está
adosada ya a la pared

• **SOLBOX**



ROBUSTA, para interiores
de peso





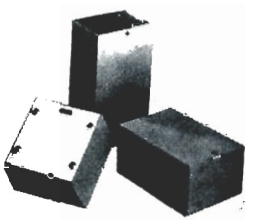
RV. VISEBOX
(con tornillo)

RV.04 80 x 40 x 125
RV.08 105 x 55 x 125
RV.10 150 x 55 x 125
RV.16 200 x 70 x 125
RV.20 200 x 90 x 125



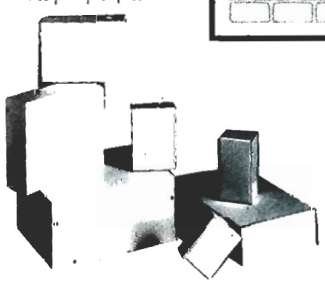
RU. MURBOX
Fijación mural

RU.1 70 x 70 x 50
RU.2 100 x 70 x 50
RU.3 130 x 70 x 50



R. M.
MINIBOX alu

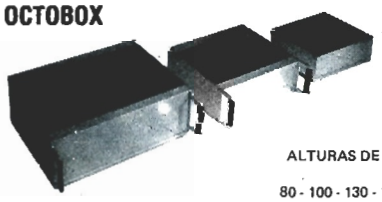
RM.121	40	25	55
RM.222	55	25	75
RM.231	40	35	75
RM.234	105	35	75
RM.331	55	35	105
RM.334	125	35	105
RM.441	55	45	125
RM.482	85	80	125
RM.643	105	45	155
RM.663	105	60	155
RM.674	125	75	155
RM.643	125	45	175
RM.674	155	75	175
RM.782	125	60	205
RM.785	205	105	205



R.P.
POLIBOX plástico

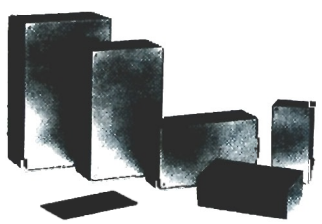
	Dim. ext.
RP 00	90 x 45 x 30
RP 01	110 x 55 x 35
RP 02	125 x 70 x 40
RP 03	155 x 90 x 50
RP 04	190 x 110 x 60
RP 05	220 x 135 x 75

OCTOBOX



ALTURAS DE PANEL

80 - 100 - 130 - 180 mm.



RETEX S.A.

Solicite catálogo a:
Calle Jerusalem, 10. L'HOSPITALET Barcelona

Tel. 335 55 58 - 335 55 62
Tx. 57620 - RETX E

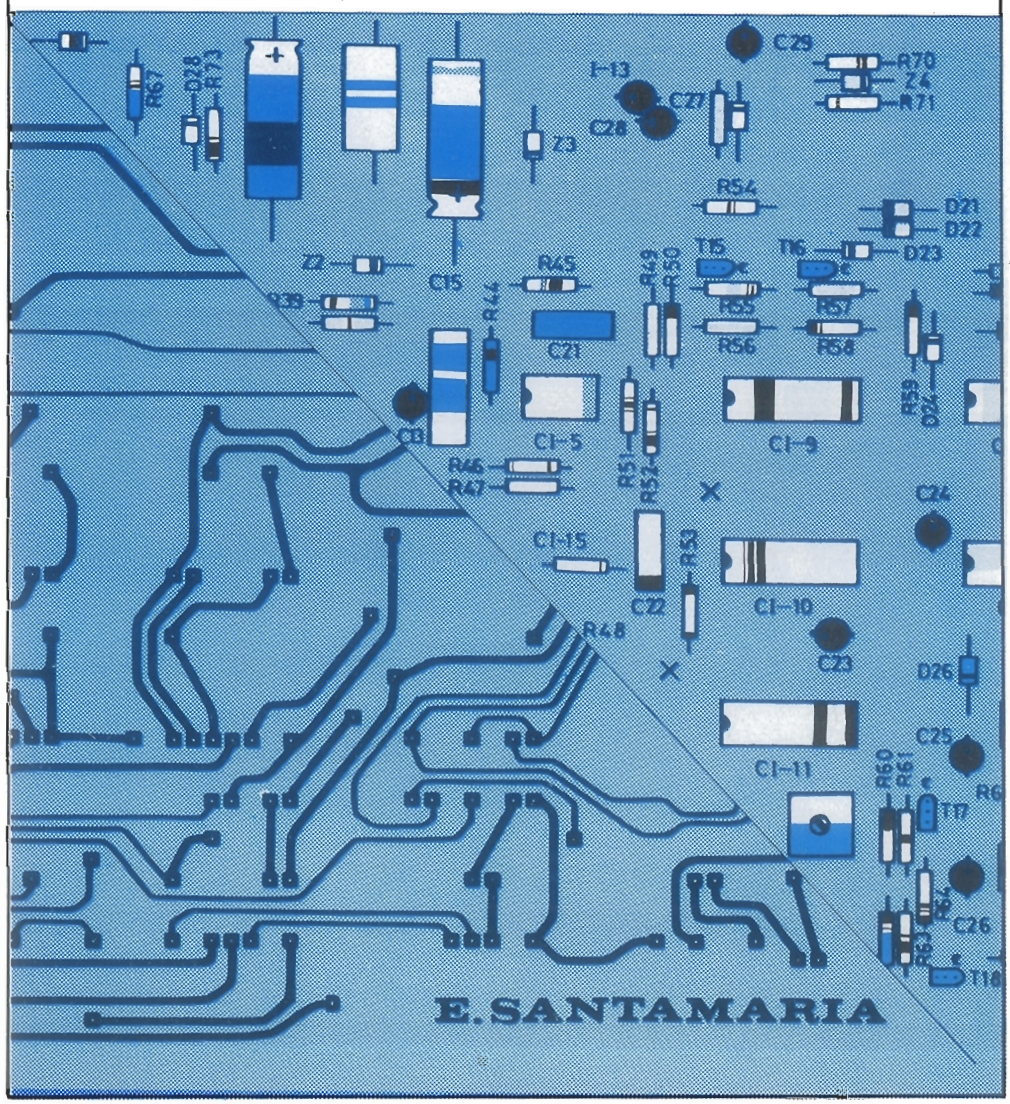
¡A LA VENTA!

Manuales Técnicos Universitarios

Toda la electrónica digital:
desde el transistor hasta los
circuitos de muy alta escala de integración.

ELECTRONICA LOGICA Y MICROPROCESADORES

P.V.P.: 2.300 ptas.
Suscriptores: 2.000 ptas.



1.ª Parte
ELECTRONICA DIGITAL
Algebra de Boole
Puertas-Flip/flops
Contadores-Registros de desplazamiento-Memorias-Conversión AD/ y D/A
2.ª Parte
MICROPROCESADORES
Teoría de los microprocesadores y estudio de los más importantes elementos de entrada/salida.

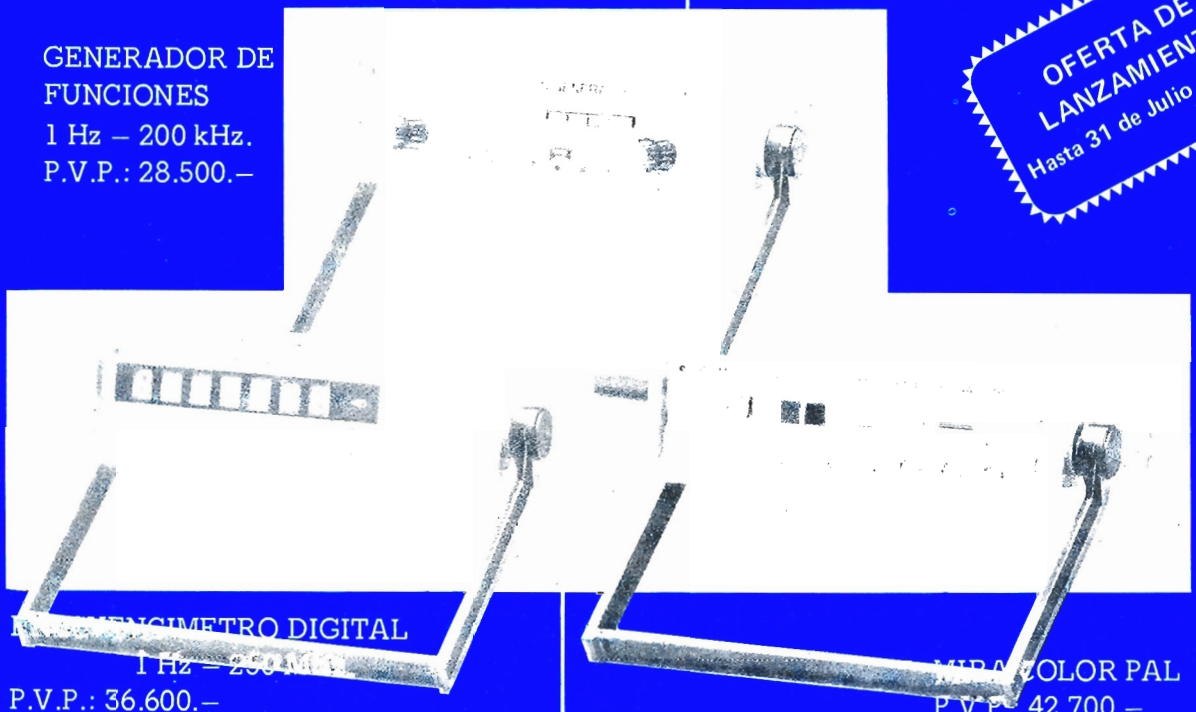
272 páginas

BREMI®

INSTRUMENTACION DE CALIDAD

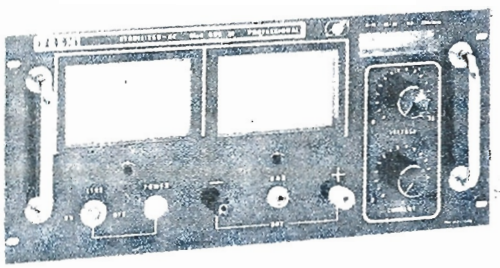
OFERTA DE LANZAMIENTO
Hasta 31 de Julio de 1984

GENERADOR DE FUNCIONES
1 Hz – 200 kHz.
P.V.P.: 28.500.–



...ENCIMETRO DIGITAL
1 Hz – 250 M...
P.V.P.: 36.600.–

...MIRA COLOR PAL
P.V.P.: 42.700.–



GAMA DE FUENTES DE ALIMENTACION ESTABILIZADAS
22 modelos 3÷30 A.

Modelo	Características	P.V.P.
BRS 34	5÷15 V/ 5 A, 1 medidor	15.900.–
BRS 33	0÷30 V/ 5 A, 2 medidores	32.600.–
BRS 38	0÷30 V/ 10 A, 2 medidores	40.600.–

GAMA DE INSTRUMENTOS

Modelo	Características	P.V.P.
BRI 8600	Frecuencímetro 8 dígitos. 1 Hz a 600 MHz	56.900.–
BRI 8800	Frecuencímetro 9 dígitos. 1 Hz a 1 GHz	77.200.–
BRI 8510	Generador de funciones. Display digital. 0,1 Hz a 2 MHz	67.100.–
BRI 8520	Generador de funciones. 0,1 Hz a 2 MHz	46.800.–
BRI 8530	Generador de impulsos. 5 Hz a 5 MHz	28.500.–
BRI 8004	Capacímetro digital. 1 pF a 9.999 μF	28.500.–
BRI 9030	Multímetro digital. 3 1/2 dígitos. 10 A	32.100.–
BRI 8007	Medidor digital de inductancias. 1 μH a 2H	50.800.–

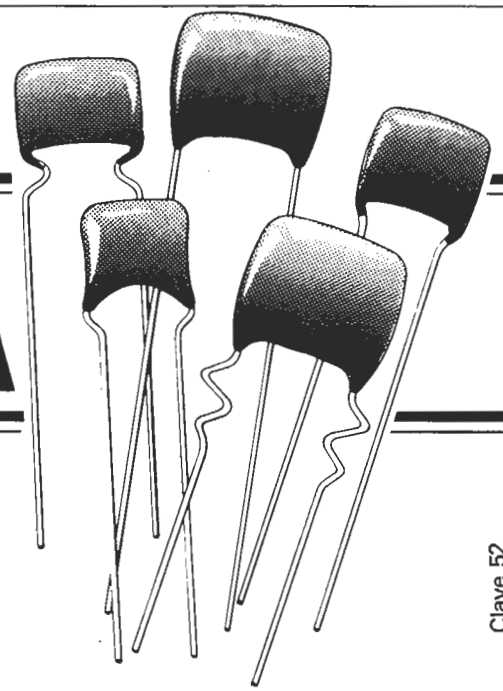
PACISA

Clave 46

MADRID-5: Ronda de Atocha, 17 – Telef.: 228 52 00* – Telex: 23014
DELEGACIONES EN: Alicante – Barcelona – Bilbao – Coruña – Granada – Oviedo – Las Palmas – Sevilla – Valencia – Zaragoza

AVX

CONDENSADORES CERAMICOS MULTICAPA



Clave 52

LA MINIMA EXPRESION QUE ENCIERRA LA MAXIMA CALIDAD

TRES DIELECTRICOS: NPO/X7R/Z5U
CAPACIDADES DESDE 0,0001 μF a 4 μF

• ENVIOS URGENTES POR CORREO • AMPLIO STOCK
• PEDIDOS TELEFONICOS • ENTREGA INMEDIATA
• TELEFONOS PERMANENTES (91) 419 00 75/16
CONTESTADOR AUTOMATICO

ITT DISTRIBUCION
UNA DIVISION DE STANDARD ELECTRICA,
MIGUEL ANGEL, 21-3º MADRID-10 · TELEX 27.461
NUESTRO SERVICIO DE ASISTENCIA TECNICA
LE ATENDERA GUSTOSAMENTE

(91) 419 09 57

distribuidor oficial:
ITT distribución
Gama completa de componentes para la industria



digi-libro 1

por H. Ritz

Este libro es una introducción, paso a paso, a los principios teóricos y aplicaciones de la electrónica digital.

Escrito en el estilo característico de Elektor, no requiere la memorización de fórmulas secas y abstractas, sino que por medio de explicaciones, el lector se va adentrando, sin esfuerzo, en los fundamentos de los sistemas digitales.
Para la realización de los ejercicios prácticos el libro va acompañado de un **circuito impreso,** serigrafiado y de gran calidad.
Si quiere iniciarse en las técnicas digitales, éste es sin duda un buen primer paso.

PVP: 1.150 ptas.
Suscriptores: 1.000 ptas.

circuitos del verano 84

Más de 100 circuitos —106 para ser más exactos— ocupan las páginas de este número especial de ELEKTOR... ¡Y a pesar de ello, alguien ha tenido la feliz idea de bautizarlo como ¡«el número de vacaciones»! Desde luego que se trata de un «número» y no precisamente en el sentido literal del vocablo...

Como ya es tradicional, dentro del lote de circuitos hay uno de «dudosa» utilidad práctica: nuestro regalo estival. Por supuesto que no vamos a desvelar cuál es... le destrozaríamos un buen rato de afanosa, aunque placentera, búsqueda.

Persiste un viejo mito acerca de este ejemplar doble de julio/agosto; muchos son los lectores que están persuadidos que su finalidad no es otra que permitirnos cerrar la botica durante un mes, e irnos de vacaciones... ¡Muy equivocados! nada de mitos ni suposiciones... es una simple y contundente realidad.

En cualquier caso, cuando este número esté en sus manos, el equipo de redacción estará ultimando el ejemplar correspondiente al número de septiembre y preparando el de octubre... ¡luego vendrá el chapuzón!

Otra suposición errónea es que el contenido de este ejemplar doble no son circuitos inéditos, sino que se trata de un puñado de aplicaciones extraídas de las hojas de características y notas de aplicación de los fabricantes. Ciertamente, el diseño de alguno de estos mini-circuitos parte de una idea aportada por el fabricante —¡éste es precisamente el objeto de sus notas de aplicación!—, sin embargo, nuestro ritmo de publicación de montajes es vertiginosamente más rápido que el de aparición de los esquemas de aplicación. Y no cabe la menor duda que con un puñadito de notas de aplicación no hay quien llene un ejemplar con más de cien circuitos.

Por otra parte, somos muy exigentes con los esquemas y montajes procedentes de autores externos a la redacción de Elektor. Desgraciadamente, la mayor parte de los proyectos que recibimos no superan el examen preliminar; los restantes son sometidos a una rigurosa verificación y, muy a menudo, las modificaciones van tan lejos que sólo permanece la idea primigenia. Desde luego, las ideas suelen ser mucho mejores que los esquemas en los que se traducen, de ahí que sigamos espectantes por recibirlas.

Y vamos a terminar ya esta prolongada editorial —una tradición más del número doble de verano— para dejar paso libre a los más de 100 circuitos que aguardan en las páginas interiores... Las cuentas son muy simples: a razón de un par de circuitos diarios, le dejamos material suficiente del que ocuparse hasta la aparición del próximo número de septiembre.

¡De nuevo, felices vacaciones!

P. D. Al hojear este ejemplar, habrá observado la presencia de 12 páginas centrales separables: cuatro corresponden a la nueva edición de nuestra habitual encuesta (¡una encuesta al año...!) y las 8 restantes al tradicional cuadernillo de características de componentes.

INSTITUTO DE TECNOLOGIA ELECTRONICA **Ratelson** C/ Irati, 7. Tel. 250 19 78. Madrid-2

CURSOS DE ELECTRONICA
DIGITAL Y ANALOGICA

CURSOS INTENSIVOS "FIN DE VERANO" a celebrar desde el 4 al 28 de SEPTIEMBRE

● TAMBIEN CURSOS ORDINARIOS E INTENSIVOS DESDE SEPTIEMBRE-OCTUBRE

→» ATENCION: CERRAMOS DURANTE AGOSTO

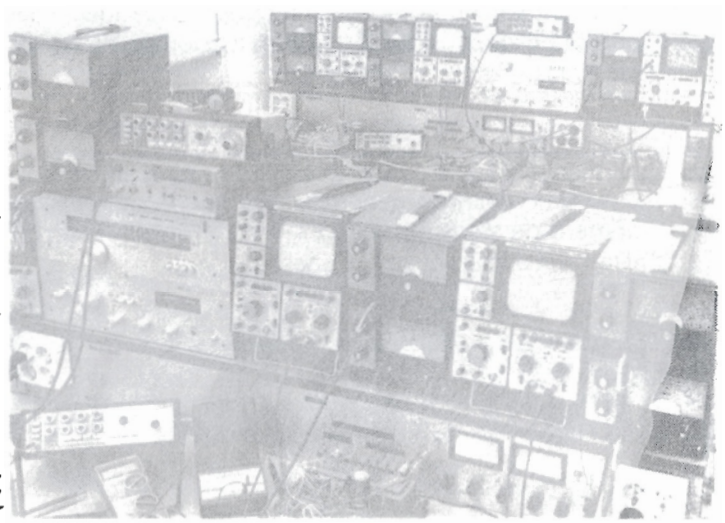
CONSULTENOS AHORA,SIN COMPROMISO,Y RESERVE CON TIEMPO SU PLAZA.
INFORMACION telefónica o personal:de 10.30 a 13 y de 17.30 a 20 horas.Lunes a jueves.

✱ INSCRIPCIONES:C/Irati.7(a la altura de Serrano.188.Entrada por C/Tajo)Madrid-2

NUESTROS CURSOS DESARROLLAN MATERIAS SOBRE:
***Electrónica digital,industrial,instrumentación y medida,transistores,
circuitos integrados,microprocesadores,ordenadores y diseño de circuitos.
*Telecomunicaciones profesionales,emisión,radio,TV color,video y sonido.
*Técnicas y diseño de vanguardia y cursos bajo pedido de los interesados.**

APORTAMOS:
*La más actualizada tecnología y los laboratorios más avanzados,modernos y equipados.
*Sólida formación de base,"Desde Cero",en grupos reducidos y prácticas individualizadas.
*Calidad de formación teórica y práctica,profesionalidad,eficacia y ambiente agradable.

Los cursos pueden seguirlos estudiantes, aficionados, profesionales y empleados, constituyendo un gran apoyo para las empresas con necesidad de reconversión de los conocimientos de su personal, titulado o no, en orden a su mayor especialización y también un extraordinario complemento técnico para estudiantes de Formación Profesional, Ingenierías y Facultades.
Con nuestros cursos obtendrá: prestigio profesional y mejores oportunidades laborales con la tecnología del futuro y, además, el correspondiente DIPLOMA acreditativo de los CURSOS DE RATELSON.



¡¡¡ NADIE CREE QUE TENEMOS ESTOS MAGNIFICOS LABORATORIOS HASTA QUE NOS VISITAN !!! Además,estos aparatos de la fotografía ya son utilizados MASIVAMENTE y sin LIMITE en el primer curso básico y los mostramos a todas las personas antes de realizar su inscripción.

Si desea información por correo,sin compromiso,envie este cupón a RATELSON,C/Irati,7,Madrid-2

Nombre_____ Apellidos_____

Domicilio_____

Ciudad y provincia_____ D.P._____

Teléfono_____ Interesado por cursos de_____

_____

Mis estudios o conocimientos son_____

Clave 40

E.K. 50-jl. 84

Ratelson. Departamento de Publicidad.

teletipo elektor teletipo elektor teletipo

INTEL producirá también el ADMA

El controlador SAB 82258 para ADMA (Advanced Direct Memory Access) puede suministrarse ya directamente desde almacén. Mediante un acuerdo entre Siemens e Intel se definió el ADMA conjuntamente. Ahora Intel producirá el ADMA, comenzando a suministrarlo a principios de 1985. En esas mismas fechas producirá Siemens el microprocesador Intel de 16 bits 80286 que, con su gestión de memoria integrada, tiene un rendimiento seis veces mayor que el 8086 (5 MHz).
El controlador ADMA ofrece unas propiedades que hasta ahora sólo tenían las computadoras de capacidad media o superior: canal múltiplex para 32 unidades periféricas, volumen de direccionamiento de 16 Mbytes y una velocidad de 8 Mbytes/s. Con sus 52.000 funciones de transistor en 48 mm permite duplicar sobradamente el rendimiento de un sistema 80286.
Como procesador de entrada/salida se presta para numerosas aplicaciones con distintos microprocesadores e incluso se puede emplear de forma autónoma sin estar acoplado a ningún microprocesador.

Nueva máquina para montaje de componentes

La fabricación de tarjetas de circuito impreso en series cortas o medianas precisa, para la colocación de los microcomponentes, el empleo de un proceso que asegure la deseada flexibilidad de producción.
La nueva máquina Fuji FCP ha sido concebida para las necesidades específicas de este tipo de fabricación, trabajando con el proceso «pick and place». Aporta una disminución importante de los tiempos de preparación y ejecución del trabajo, permitiendo así realizar series pequeñas en muy buenas condiciones de competitividad.
La cadencia real de colocación de componentes es de 14.000 chips/hora y, si se tienen cuenta los retrasos por suministros y reciclado, de 12.000, a pesar que la máquina tiene mecánicamente posibilidad de colocar 18.000.
Si por una razón cualquiera un componente no ha sido colocado la tarjeta es reciclada automáticamente con el fin de que sea completada. La anomalía detectada pone en marcha un subprograma para la colocación del componente que falta en el lugar adecuado. Esta función asegura un índice de fiabilidad del 99,99 %.
Se han lanzado al mercado dos modelos FCP-60 y FCP-90, que se distinguen sólo en el número de componentes distintos que pueden colocar, 60 ó 90 respectivamente.

Convención de Aiphone

Optimus S. A. ha incorporado recientemente a su catálogo la prestigiosa línea de productos Aiphone, empresa mundialmente conocida en el campo de la intercomunicación. Con esto Optimus pretende ampliar su presencia en el sector de la comunicación, complementando su actividad en el mercado de sonorización y megafonía.
Ante el interés que despertó esta incorporación entre profesionales e instaladores, Optimus realizó una convención en el transcurso de la cual, durante tres días, dio a conocer en profundidad la gama Aiphone a todos los especialistas que allí se dieron cita.

Relojes que comprenden la voz humana

Un fabricante de relojes suizo, por supuesto, ha creado un sistema de mando para sus relojes que hace desaparecer por completo todo rastro de botón; para que indique la hora, la fecha, haga de cronómetro o cualquier actividad para la que esté preparado cada reloj basta con pronunciar la palabra adecuada (casi se nos escapa lo de «mágica»). Un micrófono capta las vibraciones del sonido y translada la información al microprocesador; éste «comprende» más o menos una veintena de palabras (dependiendo del idioma), ejecutando entonces las acciones adecuadas para cumplir esta orden verbal.
La operación inversa, es decir, un reloj que habla, es el empeño de un empresario japonés. Hasta ahora ha experimentado con relativo éxito un modelo que carece de agujas o pantalla, y que para modular la voz posee una minipila eléctrica y un pequeño altavoz. Es indudable la aplicación de este dispositivo para los ciegos.

Venta de Digital al Servicio Forestal de Nueva Zelanda

Digital ha anunciado la venta de una red de equipos por valor de varios millones de dólares al Servicio Forestal de Nueva Zelanda; constituirán un sistema de proceso integrado para todas las oficinas de aquél.
La configuración del sistema consta de seis ordenadores VAX. En la Fase Uno se conectarán unas 250 terminales desde las 50 oficinas mayores. Posteriormente, en la Fase Dos, se ampliará la red para cubrir también las oficinas más pequeñas.
El sistema funcionará con el programa de Automatización de Oficinas ALL-IN-1 de Digital, su software de comunicaciones DECnet, el sistema de Gestión de Bases del VAX y el software DATATRIEVE. Cuando el Servicio de Correos de Nueva Zelanda introduzca la X.25 hará uso también de esta opción.
El Servicio Forestal de Nueva Zelanda tiene 8.000 empleados, dos grandes institutos de investigación y dos importantes aserraderos. Es responsable de más de medio millón de hectáreas. La red informática se usará para perfeccionar y desarrollar la investigación, planificación y explotación de todos estos recursos.

elektor teletipo elektor teletipo elektor

Nuevo procesador gráfico para los usuarios de redes IBM SNA

VERSATEC ha anunciado el lanzamiento al mercado del nuevo Procesador para Redes Gráficas modelo 451, que proporciona a los usuarios de redes IBM tipo SNA el soporte necesario para el control remoto de plotters electrostáticos, tanto si operan en modo impresora como en modo plotter.
Este procesador permite al usuario una gran flexibilidad en la configuración del sistema local y en la definición de canales de comunicación a los sistemas lógicos IBM. Emite y recibe en código EBCDIC o en código binario de redes SNA utilizando el protocolo SDLC (Synchronons Data Link Control); el empleo de este último permite la transmisión optimizada de grandes bloques de datos a impresoras electrostáticas mediante líneas terrestres o vía satélite.
El procesador ofrece soporte para compresión de caracteres duplicados así como la posibilidad de comunicaciones entrelazadas (tipo SNA standar) para la operación simultanea de varios sistemas lógicos. Admite algoritmos VERSATEC que permiten reducir al máximo la cantidad de datos a transmitir.
Esto puede suponer, en los dibujos complejos, reducir el tiempo de transmisión a la cuarta parte del exigido si se enviasen vectores ordenados.
Las comunicaciones con los dispositivos de VERSATEC se efectúan a velocidades de hasta 350 Koctetos/s.
Equipos y Sistemas S. A. es el distribuidor exclusivo de los plotters electrostáticos VERSATEC para España.

Programa de introducción de la Microinformática en la enseñanza

La Dirección General de Electrónica e Informática ha iniciado acciones para la puesta en marcha en Salamanca de un programa para la introducción de la microinformática en la enseñanza por parte del Instituto Municipal de Educación de dicha localidad. Este Instituto es un centro de servicios creado por el Ayuntamiento, que busca ayudar al profesorado en su formación permanente.
La Dirección General ha aportado, para el adecuado desarrollo del programa, una serie de equipos fabricados en España.
Los objetivos que se persiguen con este programa son la preparación y adaptación de los profesores a unos medios tecnológicos que tendrán amplia repercusión en la enseñanza en un futuro muy próximo.
Las actividades que en un principio se realizarán son cursos de programación en lenguaje BASIC y, posteriormente, en LOGO y la comprobación práctica de las aplicaciones que los ordenadores tienen en la enseñanza.
Una vez adquirida suficiente experiencia en el manejo de los equipos se iniciará un período de investigación de software, con el fin de generar programas para la enseñanza asistida por ordenador a diferentes niveles.

Las FAS harán pedidos a la industria electrónica por valor de 700.000 millones de pesetas hasta 1990

Según han manifestado fuentes empresariales la industria electrónica recibirá pedidos por valor de 700.000 millones de pesetas hasta 1990. Actualmente las Fuerzas Armadas españolas absorben un 1,7% de la producción electrónica nacional, cantidad que aumentará hasta un 50% en el período comprendido entre 1984 y 1990.
Entre el material electrónico que adquirirán las Fuerzas Armadas figuran una unidad táctica de guerra electrónica para el Ejército de Tierra, el sistema GEL de aviación para el Ejército del Aire y los sistemas de detección y escucha antisubmarina de la Armada.
El Plan de Electrónica para Defensa y la Ley de Dotaciones para las Fuerzas Armadas son los instrumentos que facilitarán, según estiman medios económicos, el despegue industrial del sector.
Los dos organismos con mayor competencia en el programa serán la Dirección General de Armamento y Material del Ministerio de Defensa (DGAM) y la Comisión Asesora sobre Armamento y Material (CADAM).
Fuentes del sector han manifestado asimismo su deseo de una mejor coordinación Ministerio-Ejércitos-Industria y de una mayor antelación en la comunicación de los programas de equipamiento de las Fuerzas Armadas.

NCR anuncia un nuevo sistema COM in-line

NCR, único fabricante de ordenadores que también fabrica Sistemas COM para salida de los datos del ordenador en microficha, acaba de presentar un nueva serie de equipos: los NCR-5300.
Los nuevos sistemas incorporan una unidad de producción y otra de duplicación de microfichas, totalmente integradas.
Ambas unidades reciben los datos generados en un ordenador on-line (u offline) a través de cintas magnéticas y los pasan a microfichas, duplicando y distribuyendo automáticamente, sin intervención del operador, el número de copias deseado.
Los sistemas 5335 y 5345 llevan incorporado un distribuidor de 72 casilleros para separar las fichas duplicadas, y pueden producir originales positivos o negativos.
El sistema COM in-line está especialmente indicado en instalaciones que manejan gran cantidad de información.
El duplicador se comunica con la impresora de fichas a través de un enlace de doble vía, eliminando el código de barras en las microfichas, que antes era una necesidad si se quería duplicarlas automáticamente.

1 comparador de resistencias

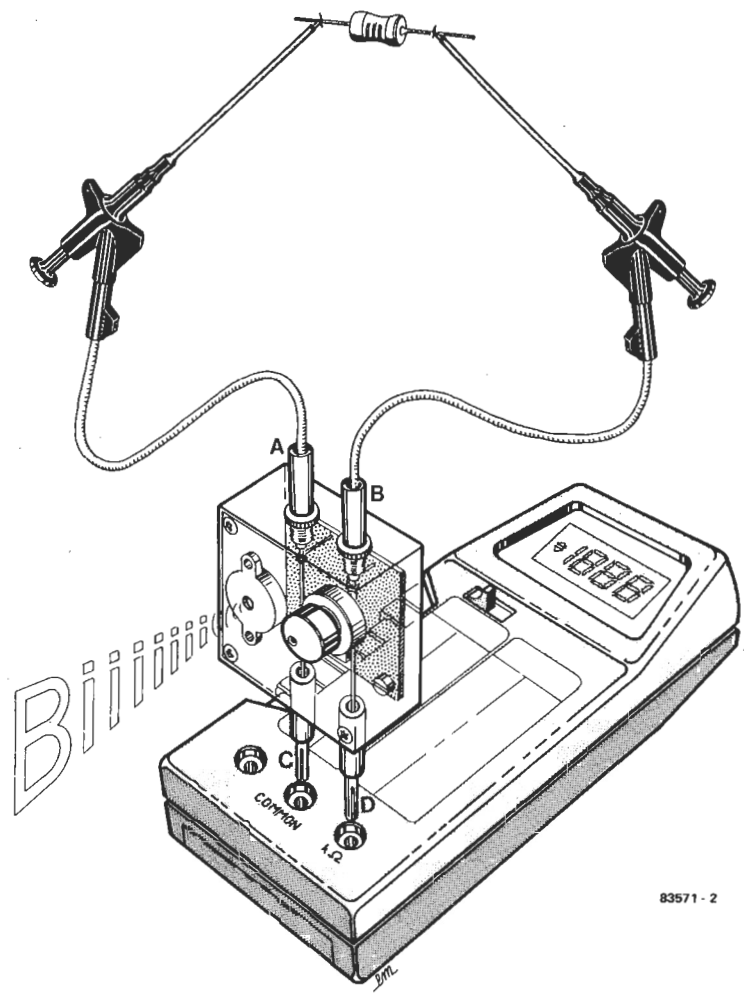
Este accesorio para multímetros es un comprobador de continuidad sofisticado: no sólo indica si dos puntos de un circuito están o no unidos, sino que además nos informa cuando el valor de la resistencia es mayor (o menor, según prefiera) que uno de referencia preestablecido.

El circuito compara la caída de tensión en bornas de la resistencia que queremos comprobar con una tensión determinada mediante un potenciómetro. Los componentes necesarios son pocos y sencillos: un cuádruple amplificador operacional, un diodo, un zumbador de cristal, dos condensadores electrolíticos, uno no electrolítico, dos potenciómetros y cuatro resistencias. Para la alimentación basta una pila de 9 V.

En el esquema de la figura 1 puede ver cómo la caída de tensión en Rx (en paralelo con el multímetro) se presenta entre las clavijas A/B y B/D. La gran resistencia interna del multímetro apenas se ve influida por la conexión del comparador pues A1 funciona como convertidor de impedancia.

A2 compara la salida de A1 con una tensión determinada mediante el potenciómetro P1. Si la tensión en la entrada no inversora de A2 es mayor que esta, la salida de A2 será aproximadamente igual que la tensión de alimentación positiva. Entonces el diodo D1 está polarizado en sentido directo y C1 no se puede descargar. El amplificador operacional A3, junto con C1, R1 y el potenciómetro P2 constituyen un oscilador de onda cuadrada cuyo nivel de disparo se ajusta con P2. Esta tensión cuadrada se aplica al zumbador a través de R2.

2



El potencial de masa del circuito quedá fijado a la salida de A4. El divisor de tensión R3/R4 es simétrico y por tanto transforma los 9 V de la pila en 2×4,5 V.

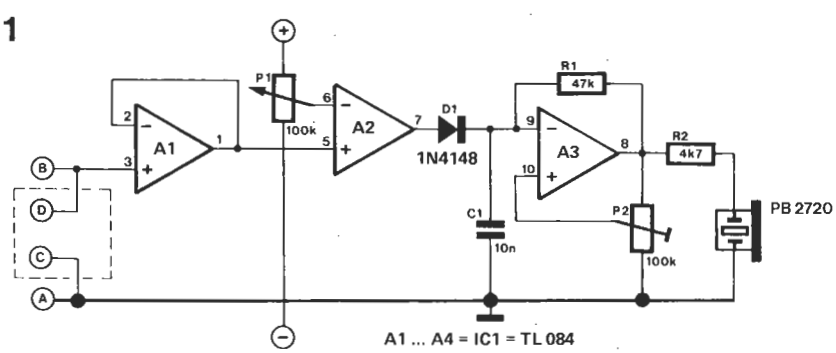
La forma más sencilla de calibrar el montaje consiste en conectar una resistencia, de 1 K por ejemplo, en la entrada y ajustar P1 justamente al valor para el cual el zumbador deje de sonar. Si ahora conectamos una resistencia menor entre las ondas escucharemos de nuevo el zumbido. Tenga presente de todas formas que tanto la resistencia de calibrado, la incógnita y el propio comparador tienen sus propias tolerancias.

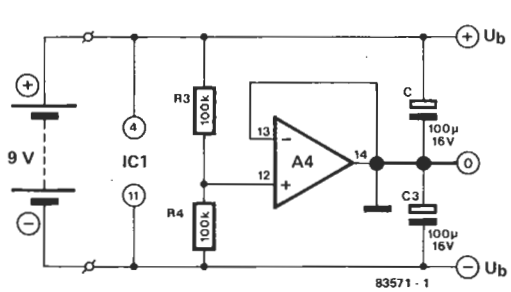
Si lo que desea es recibir la señal sonora cuando el valor de la resistencia desconocida sea superior al de referencia, basta con intercambiar las entradas de A2.

La frecuencia y volumen de la señal sonora pueden ser ajustados (dentro de un margen, por supuesto) mediante P2, pues al ser el zumbador piezoeléctrico un circuito resonante la frecuencia influye en el volumen.

En la figura 2 les mostramos un posible montaje de este circuito por si se deciden a realizarlo: el comparador (dentro de una pequeña caja) se une directamente a los jacks del multímetro, mientras las sondas quedan conectadas en la parte superior de la caja.

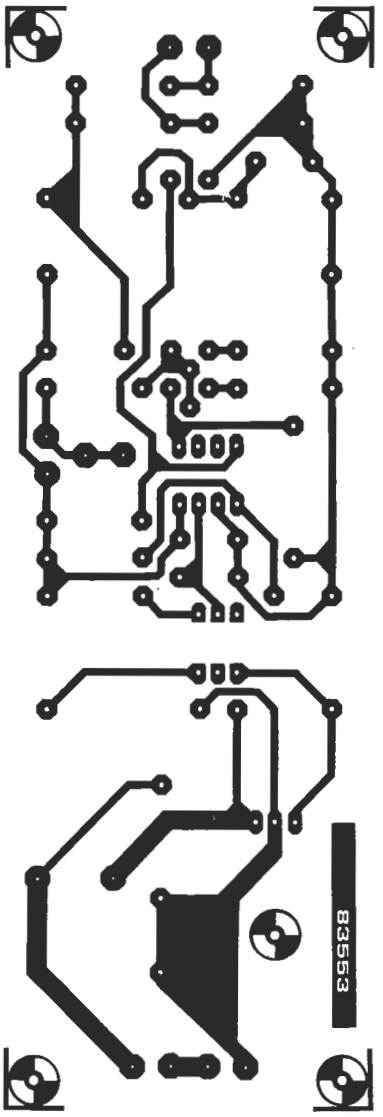
1

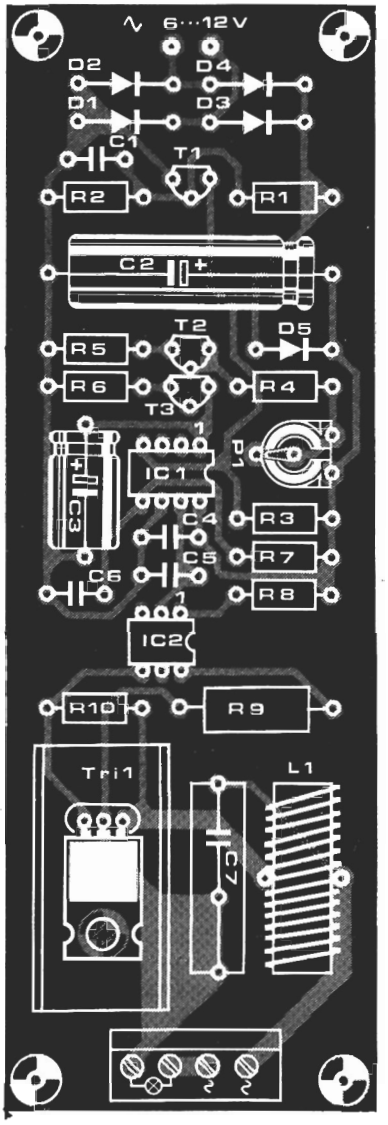




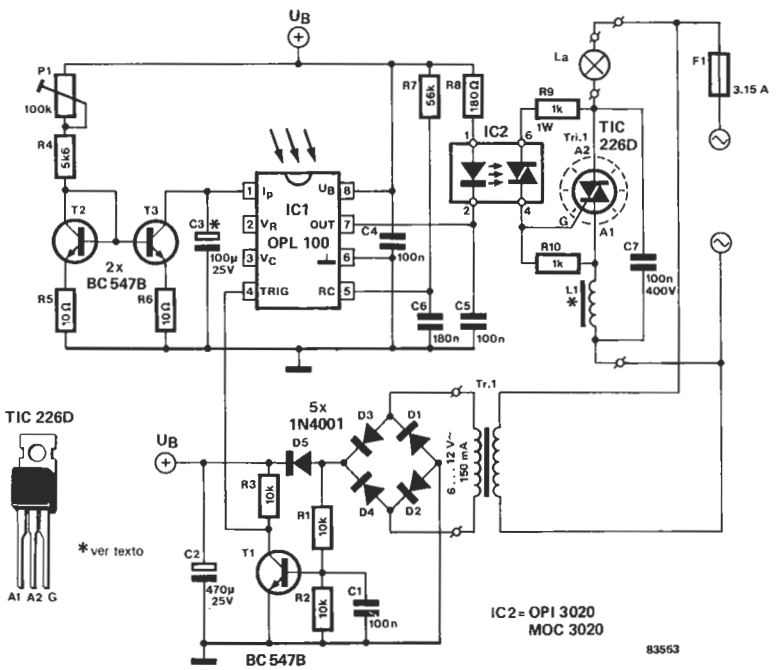
2 fuente de luz constante

En muchas ocupaciones resulta necesario que la luz permanezca lo más constante posible. Muchos fenómenos hacen difícil lograr este objetivo; así, por ejemplo, cuando el sol se abre paso entre las nubes (aunque ahora no lo crea, a veces hay nubes) produce un aumento de luz y, si se oculta, una disminución. Estas variaciones resultan molestas cuando se está pintando, leyendo, etc. Si los cambios no son muy bruscos la fuente de luz que les proponemos puede ser una buena solución; nuestro circuito controla una bombilla de modo que su intensidad es corregida para compensar las variaciones de la luz ambiente. Evidentemente, este control puede extenderse a la iluminación de una habitación o estudio: si el día está nublando las lámparas de la habitación aumentarán su luminosidad lo suficiente como para compensar la falta de luz solar, y a la inversa si el sol domina el cielo. Vamos, que si usted no quiere trabajar o estar en semioscuridad, o simplemente no quiere gastar más energía que la imprescindible, este circuito será su solución ideal.





El principio de funcionamiento es muy sencillo: un sensor mide tanto la luz ambiente como la de la bombilla conectada al circuito. Tan pronto co-



Lista de componentes

Resistencias:

R1, R2, R3 = 10 k
R4 = 5k6
R5, R6 = 10 Ω
R7 = 56 k
R8 = 180 Ω
R9 = 1 k (1 W)
R10 = 1 k
P1 = 100 k potenciómetro

Condensadores:

C1, C4, C5 = 100 n
C2 = 470 µF/25 V
C3 = 100 µF/25 V
C6 = 180 n
C7 = 100 nF/400 V

Semiconductores:

D1 . . . D5 = 1N4001
T1 . . . T3 = BC 547B
Tri1 = TIC 226D
IC1 = OPL 100
IC2 = OPI 3020 (MOC 3020)

Varios:

F1 = 3.15 A
L1 = de choque 50 . . . 100 µH

Disipador de calor para IC2 (35 × 20 × 15 mm)
Tr 1 = transformador de red 6 . . . 12 V/150 mA

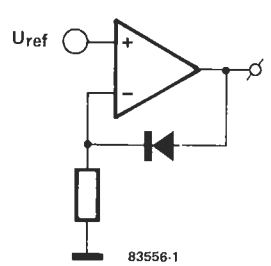
mo la luz ambiente cambia el circuito modifica la intensidad de la bombilla de forma que el nivel total de luz permanezca invariable.
El corazón del circuito es un integrado poco utilizado normalmente: el OPL 100. Su encapsulado es del tipo DIL de 8 patas con cara superior transparente e incluye un control electrónico junto con el diodo fotosensible. La referencia para IC1 es una corriente constante producida por T2 y T3 y ajustable con P1. El circuito integrado controla la anchura del impulso de su salida (y por tanto la intensidad de la lámpara-La-) de modo que la corriente que salga por la patilla 1 (directamente proporcional a la cantidad de luz recibida por el sensor) sea igual que la corriente que circula por T3, ajustada mediante P1. Si la luz ambiente disminuye la corriente proporciona por la patilla 1 disminuirá también; como la corriente que hemos ajustado a través de T3 es entonces mayor que la que da la patilla 1, la tensión de ésta baja, variando entonces la anchura del impulso de salida. El triac Tri 1 conducirá más tiempo en cada ciclo de la frecuencia de red de modo que la lámpara vaya aumentando su intensidad hasta que se alcance el nivel original de luminosidad. El condensador C3 asegura que el control del circuito sea suave: su valor determina la velocidad a la que reacciona el circuito frente a variaciones de la luz ambiente. Si disminuimos el valor del condensador aumentamos la velocidad de reacción del circuito; nunca debe usar uno de menos de 1 µF.
El transistor T1 permite obtener impulsos cuando la tensión de red pasa por cero. Estos se encargan de mantener la sincronización con la red de las órdenes de disparo del triac (generadas por IC1). El optoacoplador IC2 asegura el aislamiento galvánico del circuito respecto a la red.
La elección del transformador es muy importante. Durante los ensayos a que sometimos nuestro prototipo comprobamos que los pequeños transformadores para circuitos impresos (los más baratos) producen un desfase importante. En estas condiciones, incluso cuando la luz que incide sobre el sensor es muy intensa, la lámpara sigue brillando (aunque muy débilmente). Con un transformador de buena calidad no se produce más que un pequeño desfase, controlándose entonces la lámpara prácticamente en los 180° de cada semiperíodo. La máxima potencia que puede dar el circuito es de 500 W (con carga resistiva), potencia suficiente para la mayoría de las aplicaciones.

3 termómetro

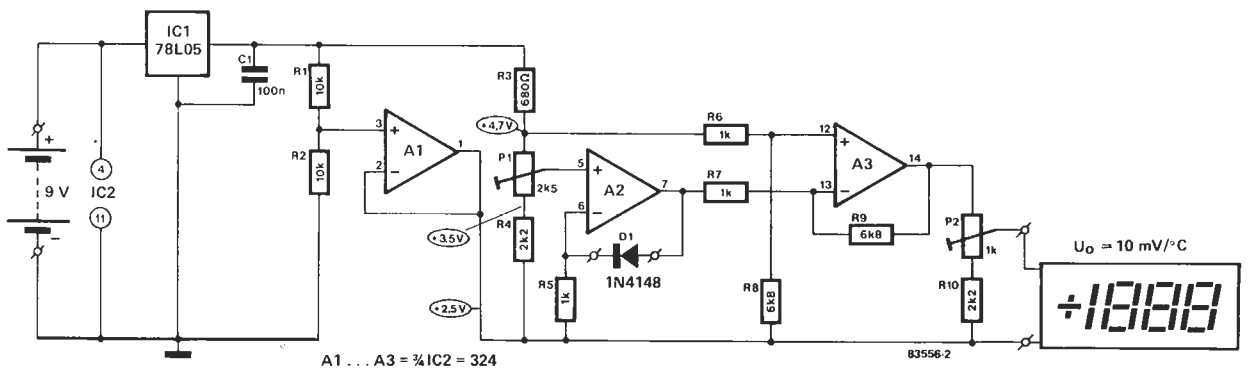
A. van Olderen

Aunque le parezca mentira un diodo tan corriente como el 1N4148 es, en principio, un excelente sensor de temperatura para un termómetro electrónico «razonablemente» preciso, puesto que su caída de tensión disminuye 2 mV por cada grado centígrado que aumenta la temperatura.
Como puede verse en el esquema de la figura 1 en la entrada no inversora del amplificador operacional aplicamos una tensión de referencia constante. La corriente que circula por la resistencia (y por tanto por el diodo) es también constante. La tensión de salida del amplificador operacional sólo puede cambiar si varía la caída de tensión en el diodo, y esto sólo puede ocurrir ante un cambio de la temperatura. Por consiguiente la tensión de salida es proporcional a la temperatura que «siente» el diodo.
En el circuito completo de la figura 2 el amplificador operacional es A2 y el diodo es D1. La tensión de referencia se toma del circuito integrado IC1 a través del divisor de tensión formado por R3, P1 y R4. La tensión de salida de A2 la amplificamos mediante el operacional A3. En la entrada no inversora de A3 también tenemos una tensión constante (tomada del divisor mencionado antes) y su valor es tal que 0 V corresponden a 0° C de temperatura ambiente (para que sea así hemos elegido convenientemente los valores de R6 y R8).
Para poder medir tanto temperaturas positivas como negativas sin tener que utilizar una alimentación simétrica tuvimos que recurrir a la «materia gris»; surgió así una alimentación que seguramente le resultará, al menos, curiosa. El circuito integrado IC1 se encarga de proporcionar tensiones de referencia suficientemente estables a A2 y A3. Un amplificador operacional adicional, A1, que emplea las resistencias R1 y R2, consigue en su salida una tensión de +2,5 V respecto a masa, haciendo las veces del «cero» de alimentación para el resto del circuito. Por esta razón la patilla 11 de IC2 se encuentra a −2,5 V y la 4 a +6,5 V respecto a ese «cero» de alimentación. De esta forma hemos conseguido una alimentación «simétrica».
El consumo de este circuito es de unos 5 mA, por lo que si sólo va a realizar medidas de forma ocasional puede emplear perfectamente una pila de 9 V. Si la utilización va a ser continua basta con una sencilla fuente de alimentación sin estabilizar de unos 12 V: transformador, puente de diodos, condensador y ya está.
Prácticamente cualquier voltímetro puede servir para visualizar el valor de la temperatura. Si se usa el voltímetro digital universal (Elektor n.º 26/27, Julio/Agosto 1982, circuito n.º 44) no es necesaria la pila, ya que la alimentación del termómetro puede tomarse de los puntos U_D y 0.
La gama de temperaturas que puede medir va desde −9,99° C hasta +99,9° C. El calibrado del circuito se efectúa en dos fases: fijando P1 de modo que tengamos 0 V a 0° C y, depués, ajustando P2 para obtener 0,999 V a 99,9° C.

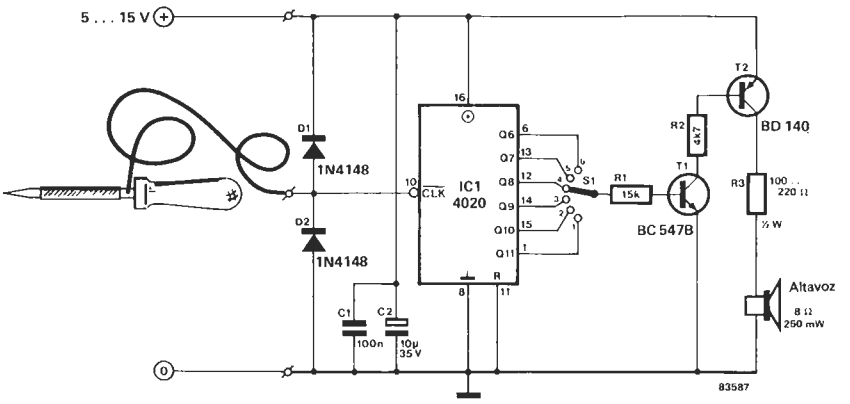
1



2



4 «estetoscopio» para microprocesador



A menudo es necesario conocer con exactitud la actividad lógica que se está desarrollando en los buses de datos, direcciones o control de un microprocesador. Esto puede realizarse fácilmente si se dispone de un osciloscopio, pero no todo el mundo tiene uno a mano. El «estetoscopio» que le proponemos permite comprobar el estado de un sistema microprocesador. Por supuesto que no se trata de un aparato de «último grito» pero ... incluso el estetoscopio de nuestro médico tiene sus limitaciones.

El circuito es muy sencillo. La sonda de nuestro estetoscopio está conectada a la entrada de reloj de un divisor de frecuencia. La frecuencia de la señal de entrada es dividida por un cierto factor, que depende de cuál sea la salida de IC1 seleccionada con S1, y que puede valer desde 488,3 Hz/MHz (S1 en la posición 1) hasta 15625 Hz/MHz (S1 en la posición 6). Este conmutador asegura que tengamos una frecuencia audible en el altavoz a partir de la de entrada dividida.

Por ejemplo: supongamos que queremos seguir la pista a una señal de reloj de 1 MHz para saber si está o no presente en varios puntos de un circuito. Si el conmutador S1 está en posición 1 escucharemos un sonido de unos 488 Hz. La tabla adjunta indica el factor de división de cada posición y la frecuencia resultante por cada MHz de entrada.

La señal de reloj es un ejemplo típico de una señal periódica que siempre está presente. Si encontramos señales periódicas en los tres buses significa que el microprocesador está realizando bucle. Un caso típico es la parte del programa monitor destinada a chequear el teclado, permitiendo detectar la pulsación de teclas e identificarlas.

Hay mil y una formas de hacer un programa de chequeo dependiendo de qué es lo que queramos comprobar. Así, para el 6502 las instrucciones:

CLC
LOOP BCC LOOP
(18 9Ø FE)

1	$\div 2^{11}$	(2048) →	488,3	Hz/MHz
2	$\div 2^{10}$	(1024) →	976,6	Hz/MHz
3	$\div 2^{9}$	(512) →	1953,1	Hz/MHz
4	$\div 2^{8}$	(256) →	3906,25	Hz/MHz
5	$\div 2^{7}$	(128) →	7812,5	Hz/MHz
6	$\div 2^{6}$	(64) →	15625	Hz/MHz

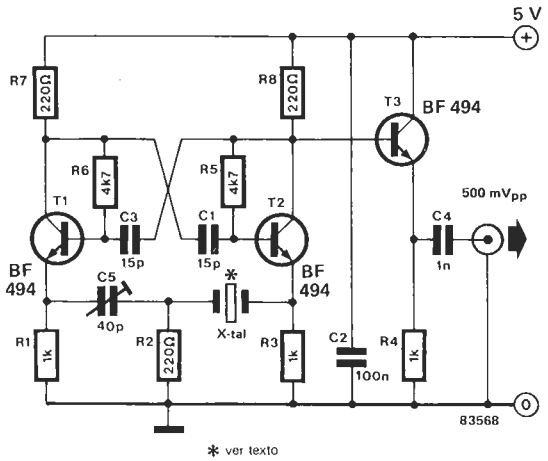
o bien: LOOP CLC
BCC LOOP
(18 9Ø FD)

se pueden emplear para chequear el bus de datos y el de direcciones. Estos bucles pueden situarse en cualquier lugar de la memoria (sin modificar nada más). Dado que el microprocesador lee alternativamente códigos de operación y operandos la señal R/W también debe ser periódica. Nuestro circuito incorpora salidas con un factor de división menor.

Este estetoscopio se alimenta desde el mismo circuito que vamos a comprobar. La sonda no tiene porqué resultarnos cara ya que un pequeño destornillador con punta afilada es suficiente. Es conveniente aislar la mayor parte de la zona metálica para evitar indeseables cortocircuitos.

5 oscilador armónico simétrico



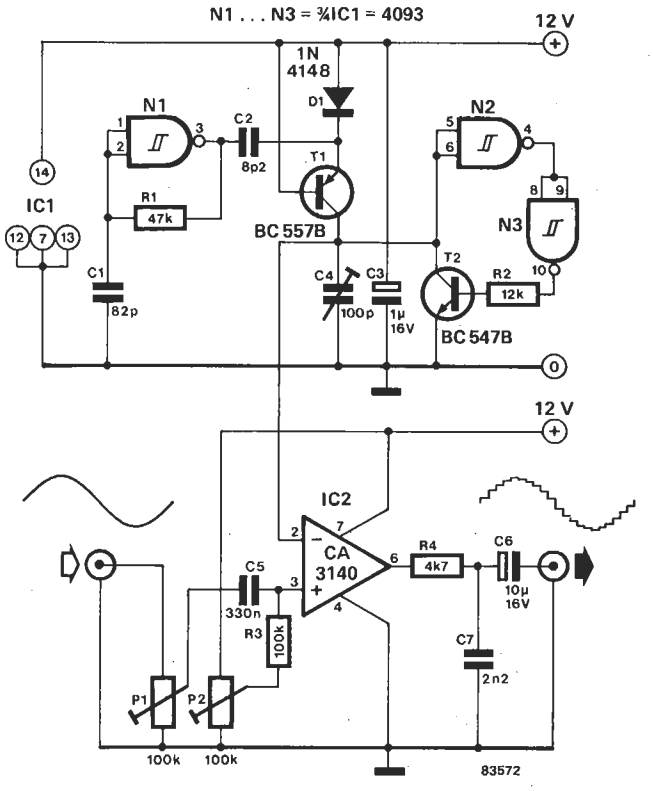


La singularidad de este oscilador no es ni ser simétrico, ni oscilar en el tercer armónico de un cristal de cuarzo. La característica que lo hace particularmente interesante es que no necesita un circuito sintonizado. Normalmente un oscilador de cristal de cuarzo sin bobina funciona en la frecuencia fundamental del cristal empleado. Cuando se necesita que trabaje en uno de sus armónicos es necesario, casi siempre, añadir una red LC para que oscile a esa frecuencia.

En el circuito que nos ocupa no ocurre eso. Nuestro oscilador simétrico no tiene nada de revolucionario, excepto la situación del cristal de cuarzo que, en serie con un pequeño condensador variable de 40pF (C5), se encuentra entre los emisores de dos transistores. Precisamente es el condensador el que nos permite elegir la frecuencia de oscilación entre la fundamental del cuarzo y su tercer armónico.

Este circuito puede funcionar con cualquier cristal de cuarzo entre 6 y 20 MHz. La frecuencia de oscilación que podremos así obtener será el triple, es decir, entre 18 y 60 MHz. Otra característica interesante es que el transistor utilizado no tiene mucha importancia, es decir, en lugar del BF494 empleado aquí podemos utilizar cualquier transistor para alta frecuencia. La tensión de salida, de unos 500 mV de pico a pico, es suficiente para la mayoría de las aplicaciones.

6 generador de tensión escalonada

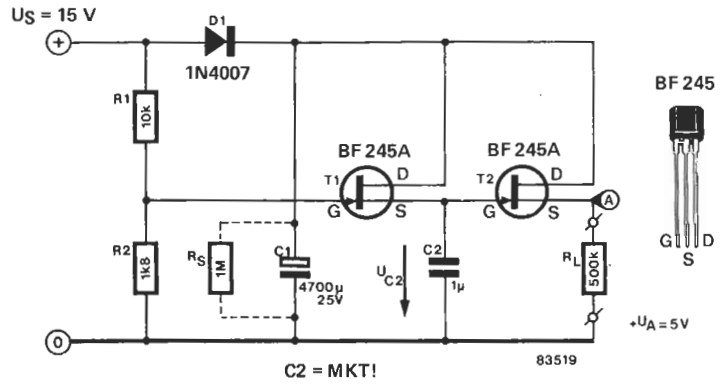


Este circuito convierte una señal de entrada en otra igual en forma pero compuesta a base de pequeños escalones. Dado que todos los escalones son de igual amplitud el contenido en armónicos de la señal de salida es proporcional a la amplitud de la entrada. Esta característica es ampliamente utilizada en música electrónica.
El funcionamiento del circuito se basa en el empleo de una modulación de anchura de impulsos cuantificados para sumar a la señal de entrada otra en forma de peldaños de escalera. La modulación se obtiene comparando mediante IC2 una tensión triangular con la entrada analógica, mientras que la cuantificación consiste en sustituir la tensión triangular por una en forma de peldaños de escalera.
El generador de tensión escalonada consiste en tres puertas (N1...N3) y un transistor (T1). N1 funciona como un multivibrador astable oscilando a una frecuencia determinada por los valores de C1 y R1. El transistor T1 se emplea como recargador: cada vez que a la salida de N1 hay un 1 lógico el transistor transfiere la carga de C2 al condensador C4; durante el siguiente medio ciclo C2 se vuelve a cargar a través de D1. De este modo la tensión en C4 crece en escalones discretos cuya altura viene determinada por el cociente C2/C4.
Cuando la tensión en C4 alcanza un cierto valor, N2 hace conducir al transistor T2 a través de la puerta N3 y obliga al condensador C4 a descargarse. Cuando está completamente descargado N2 corta T2 y C4 comienza a cargarse de nuevo.
Generamos así una tensión escalonada que se introduce en la entrada inversora de IC2, que actúa como comparador. El filtro de paso bajo formado por R4 y C7 convierte la señal de anchura de impulso modulada en una señal analógica. La tensión continua en la entrada no inversora de IC2 se ajusta mediante P2 a la mitad de la tensión de escalón. El ajuste de P1 depende de la amplitud de la señal de entrada; en todo caso tenemos que atenuarla de modo que su valor pico a pico (en el cursor de P1) no supere nunca el valor máximo de la tensión escalonada.
El valor de C4 determina el número de escalones contenidos en la señal de salida pudiéndose modificar a voluntad. También puede sustituirlo por un diodo varicap controlado mediante la tensión de entrada (la señal musical, por ejemplo). De este modo pueden conseguir efectos muy interesantes.

7 alimentación de seguridad para CMOS

Las interrupciones de la alimentación, por breves que sean, originan siempre grandes problemas en los circuitos electrónicos: los datos almacenados se pierden y los estados de operación no coinciden con los existentes antes del fallo de alimentación. Si bien estas odiosas interrupciones no pueden preverse, si podemos emplear métodos que nos permitan disponer de una tensión de emergencia durante el tiempo que dure la interrupción. Por esta razón los circuitos de cierta potencia llevan a menudo baterías tampón (de níquel-cadmio o litio) para mantener el funcionamiento durante cualquier interrupción de la alimentación. Puesto que las modernas RAMs necesitan poca corriente (microamperios) para conservar los datos podemos ofrecerles un método alternativo de alimentación de seguridad que emplea un condensador electrolítico como almacén de energía.
En el circuito de la figura el condensador C1, de 4700 µF, nos permite disponer de 5 V durante unos 53 minutos siempre que la corriente no supere los 10 µA. La alimentación de este circuito es de 15 V, 10 V superior a la tensión de salida. Mientras estén presentes los 15 V el condensador C1 se cargará a través de D1, mientras que la puerta del transistor de efecto de campo T1 permanecerá polarizada a 2,3 V con el divisor de tensión R1/R2. Esto asegura que T1 conduce y mantiene la carga de C2. La tensión en la fuente del transistor T2 es de 5 V. Puede decirse que los

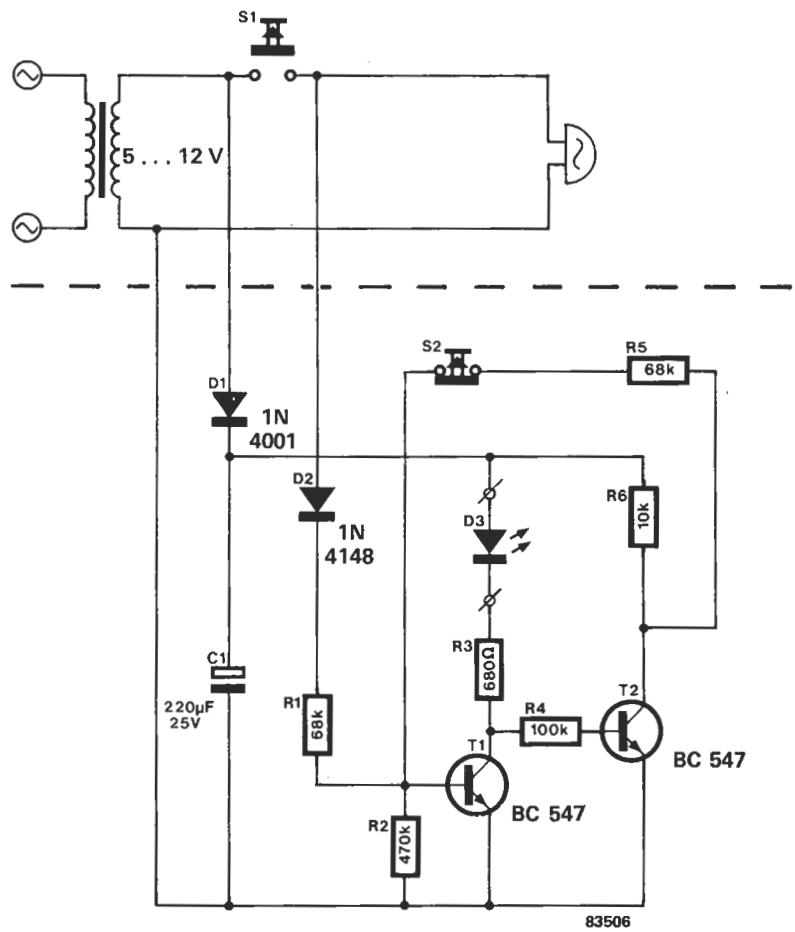
dos transistores de efecto de campo funcionan como divisores de tensión. Supongamos ahora que falla la alimentación: entonces el condensador C1 va a funcionar temporalmente como generador. Al desaparecer la tensión de 15 V el transistor T1 se corta y el condensador C2 deja de cargarse. Debido a la alta resistencia de entrada de T2 la descarga de C2 es muy lenta, tanto que podemos considerar que su tensión permanece constante. El condensador C1 proporciona a T2 la tensión necesaria para que conduzca y mantenga la tensión de salida en 5 V. El condensador C1 se descarga también muy lentamente debido a su resistencia interna (del orden de 1 MΩ) y a la pequeña corriente de carga. La tensión de salida se mantiene así en 5 V mientras la de C1 supere este valor;



si llega a valer menos el transistor T2 sigue conduciendo pero la tensión de salida disminuye proporcionalmente a la tensión de C1.
Para el correcto funcionamiento del circuito es muy importante que el condensador C2 sea de tipo MKT (M=metálico, KT=poliéster).

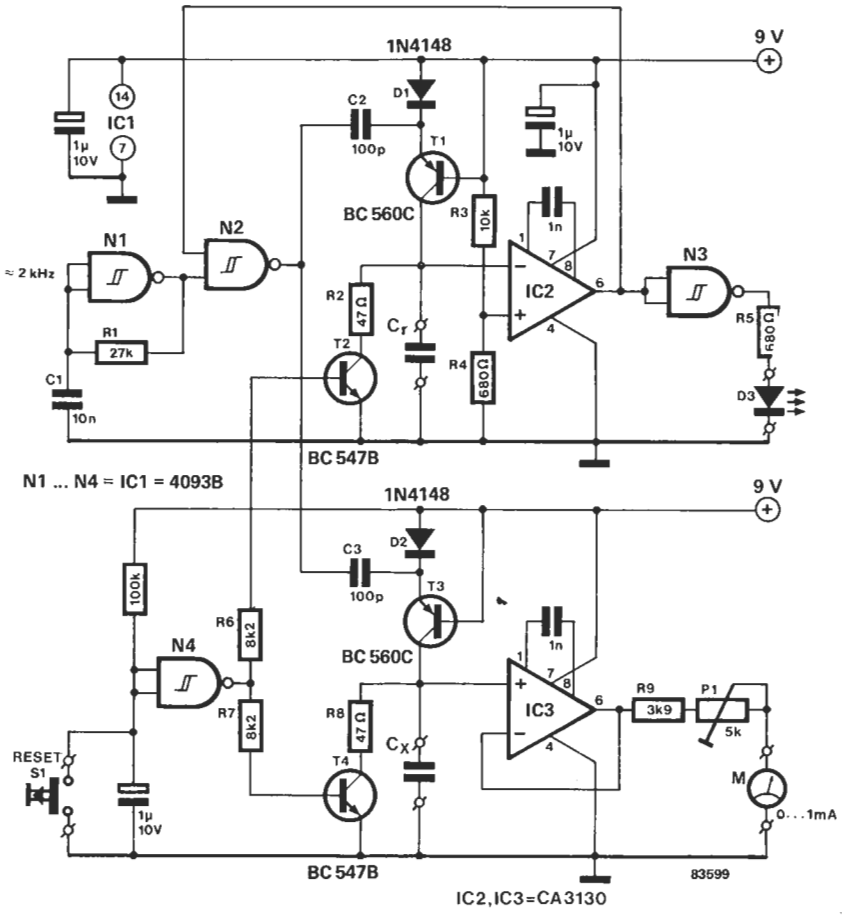
(Es una aplicación de Siemens.)

8 memoria para timbre



Seguro que al llegar a su casa se ha hecho usted más de una vez esta pregunta: ¿habrá venido alguien? (o ponga en lugar de «alguien» un nombre propio si lo prefiere). Esto es especialmente cierto cuando esperábamos una visita y no hemos podido estar en casa. Este circuito resolverá sus dudas, diciéndole si alguien llamó al timbre o no durante su ausencia. Cuando vuelva a casa un LED le indicará la respuesta.
El circuito se alimenta del transformador del timbre a través del diodo D1 y el condensador C1. Así obtenemos un nivel de corriente continua suficiente para nuestra memoria. En condiciones normales (cuando nadie llama al timbre —aunque conocemos casas donde esto sería lo «anormal»—) el transistor T1 está cortado y T2 conduce. Evidentemente el LED D3 no está encendido en estas condiciones.
Ahora, ¡llega nuestro visitante!, toca el timbre y, al cabo de un rato, se va al comprobar que no abren. Veamos qué sucedió en nuestro circuito cuando fue accionado el pulsador S1: a través de D2 y R1 alimentamos la base de T1, que pasa a conducir, mientras que T2 se corta y el LED D3 se enciende. Al soltar el pulsador S1, T1 sigue conduciendo con la base alimentada a través de S2 (normalmente cerrado), R5 y R6. Nuestro infortunado visitante se va cabizbajo pero el LED nos indicará que vino a nuestra casa. Pulsando S2 llevamos el circuito a sus condiciones iniciales.
Podemos sofisticar el circuito instalando en serie con S2 un contacto accionado mecánicamente por la puerta, de modo que la reposición del circuito tenga lugar al abrir la misma. Evidentemente, tendremos que entrar por la puerta trasera cuando queramos saber si vino o no una visita durante nuestra ausencia, o bien colocar el LED en el exterior de la casa.

9 capacímetro



En este circuito el valor de un condensador se determina mediante comparación de la tensión en bornas de dos condensadores con igual carga: uno es Cr, el condensador de referencia, y el otro Cx, cuya capacidad queremos medir. Es una sencilla aplicación de la fórmula C=Q/V donde C es la capacidad en Faradios, Q la carga en Culombios y V la tensión en Voltios. Si la carga Q de los dos condensadores es igual sus capacidades podrán calcularse una vez conocidas sus tensiones.

Dos circuitos se encargan de que la carga del condensador de referencia Cr y la de la incógnita Cx sea la misma. El circuito para Cr consiste en C2, D1 y T1 y el de Cx en C3, D2 y T3. Cada vez que la tensión de salida de la puerta N2 para a nivel alto la carga de los condensadores C2 y C3 se transfieren a Cr y Cx a través de los transistores T1 y T3 respectivamente. Cuando la salida de N2 recobra el nivel bajo C2 y C3 vuelven a cargarse por medio de D1 y D2. La puerta N2 está controlada por el multivibrador astable N1, que funciona a una frecuencia del orden de 2KHz; Cr y Cx se cargan por tanto a esta frecuencia. La tensión en bornas de Cr es comparada mediante IC2 con una tensión de referencia tomada de la alimentación a través de R3/R4. Cuando la tensión en Cr comienza a superar a la de referencia la salida del comparador IC2 cambia de estado, inhibiendo a N2 y haciendo que a través de N3 se encienda el LED D3. En este momento, la carga de Cr y Cx es prácticamente la misma y en el galvanómetro podemos leer la diferencia de tensiones entre Cx y Cr. El «buffer» IC3 presenta una gran impedancia de entrada para evitar que Cx se descargue. Pulsando S1 obligamos a que Cr y Cx se descarguen a través de T2 y T4 respectivamente, después de lo cual el circuito está listo para la siguiente medida.

Para calibrar el capacímetro necesitamos dos condensadores idénticos de 10 nF puestos como Cr y Cx. Pulse S1 y, cuando el LED se encienda, ajuste P1 para que la lectura del galvanómetro corresponda exactamente a una décima parte del fin de escala. La lectura corresponde a 1×Cr (es decir, a Cx=Cr). Si ahora pusiera Cr=100 nF y Cx=470 nF la lectura sería 0,47 del fin de escala (Cx=4,7 Cr).

Para asegurar un número suficiente de ciclos de carga durante la medida Cr y Cx no deben valer menores de 4,7 nF. Para medir capacidades menores deben emplearse condensadores C2 y C3 más pequeños (pero iguales entre sí). Por ejemplo, para medir un condensador de 470 pF, C2 y C3 deben valer unos 10...30 pF.

Nuestro circuito es razonablemente preciso para valores de Cx de hasta 100 µF; por encima de este valor las corrientes de fuga afectarán a la medida. Para evitarlo y poder realzar estas medidas C2 y C3 deben aumentarse a 1 µF.

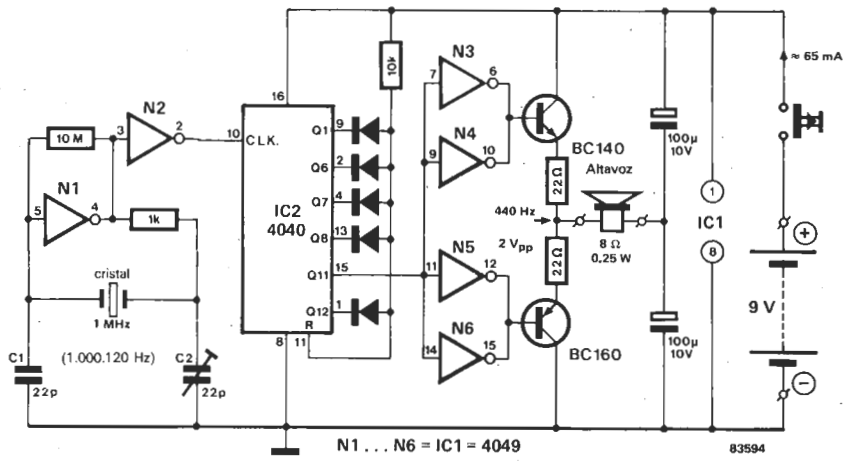
El consumo de corriente del circuito es mínimo, bastando una pila de 9 V como alimentación.

10 diapasón de 440 Hz

El diapasón, además de un pequeño objeto metálico en forma de horquilla que da el «la» cuando lo hacemos vibrar, o del diminuto instrumento de viento en forma de silbato que sirve para lo mismo, puede ser un instrumento electrónico muy fácil de realizar y de una envidiable precisión. Todo lo que necesitamos es: un oscilador, un divisor de frecuencia, un altavoz y una pila. Para resultar práctico, el diapasón electrónico debe ser sin duda compacto.

Queríamos evitar el uso de cristales de cuarzo demasiado caros, por lo cual hemos debido conjugar una frecuencia de oscilación y un factor de división tales que con componentes ordinarios el diapasón resultará sencillo, preciso y barato. Dividiendo por 2273 una frecuencia de 1.000.120 Hz, obtenemos efectivamente los 440 Hz del «la». Los 1.000.120 Hz son fáciles de obtener forzando un poco a un cristal de cuarzo ordinario de 1 MHz.

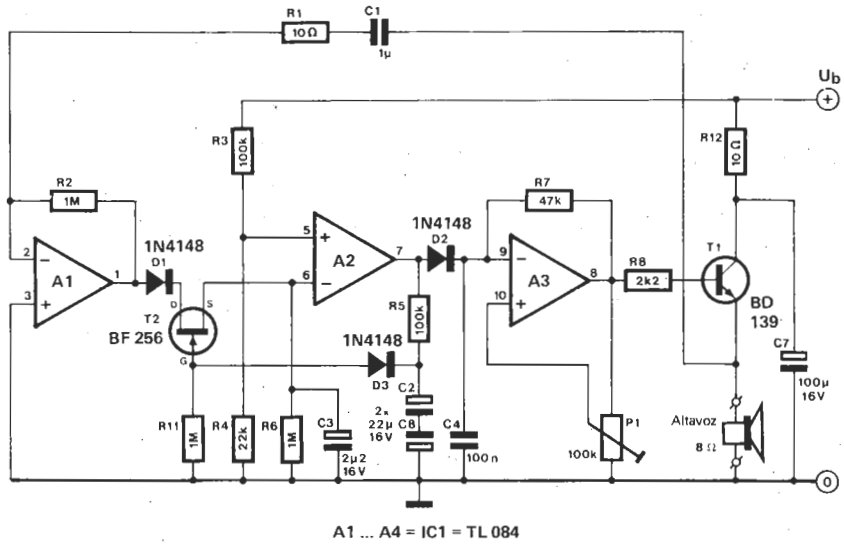
El oscilador está formado básicamente por las puertas N1 y N2; dispone de un condensador variable C2, con el que efectuaremos el ajuste final. La salida del oscilador la introducimos en el divisor IC2, el cual la divide por $2273=2^0+2^5+2^6+2^7+2^{11}$. En la salida de IC2 (patilla 11) tenemos entonces una señal prácticamente simétrica

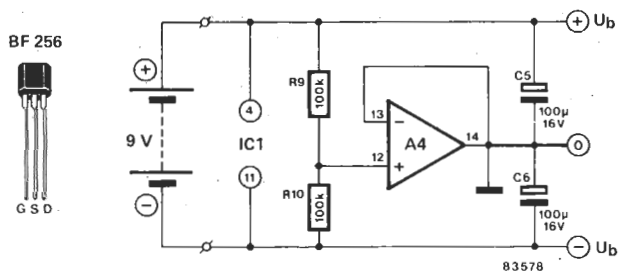


de 440 Hz que deberemos comprobar y corregir si hace falta, ayudados por un frecuencímetro o por otro diapasón que sepamos preciso.
Esta señal la amplificamos mediante los «buffers» N3...N6, conectados por parejas, y dos transistores complementarios, de forma que sea capaz de excitar al altavoz.
En principio podemos alimentar el circuito con una pila de 9 V, suficiente para un uso normal del diapasón pues el consumo es de sólo 65 mA. Si vamos a usarlo en largos períodos de tiempo será mejor dotar al circuito de una batería recargable.

11

detector de ruidos y vibraciones







Si el gato ronronea, llaman a la puerta, o el vecino conecta su tocadiscos, nuestro detector lo descubrirá de inmediato. Cuando detecta un ruido o una vibración emite un sonido perfectamente audible.
El circuito emplea un altavoz de 8 Ω como micrófono y altavoz (solución económica y útil a la vez). Cuando la señal que da (como micrófono) es muy pequeña, la amplificamos en A1 primero y la rectificamos después. La señal de continua resultante la comparamos con una tensión de referencia en A2. Cuando el micrófono detecta un ruido o una vibración la tensión en la entrada inversora de A2 (patilla 6) sube instantáneamente a 4 V y luego baja lentamente hasta 0 V. El tiempo de bajada depende de la constante de tiempo R6/C3.
La tensión en la entrada no inversora de A2 (patilla 5) es de 0,7 V mantenida mediante R3/R4. Cuando la entrada en la patilla 6 alcanza los 0,7 V la salida de A2 (patilla 7) pasa instantáneamente a valer −4 V, poniendo en marcha el oscilador de onda cuadrada A3. La frecuencia (tono) de la oscilación puede modificarse ajustando P1. La salida del oscilador (patilla 8) entra en el amplificador T1 al que está conectado el altavoz. El oscilador continuará funcionando mientras C3 mantenga negativa la salida de A2. El FET T2 funciona como interruptor, de modo que cuando la salida de A2 pasa a ser negativa D3 conduce, T2 se corta y la señal de salida de A1 queda interrumpida, con lo cual C3 deja de cargarse y comienza su descarga. Cuando la tensión de C3 baja hasta 0,7 V el oscilador se detiene porque la salida de A2 es de nuevo positiva, D3 se corta y T2 vuelve a establecer la unión entre la etapa de entrada y C3, que puede comenzar a cargarse en cuanto el micrófono detecte una nueva vibración.
Para evitar falsas alarmas el bloqueo de D3 lo retardamos mediante la pareja de condensadores C2/C8, que introducen un retraso de un segundo entre el instante en que el altavoz deja de sonar y el momento en que el circuito se encuentra en condiciones de realizar una nueva indicación.
Para obtener la tensión de masa a partir de una pila de 9 V empleamos el divisor R9/10 y el operacional A4, con lo que conseguimos ±4,5 V. Una única pila puede resultar insuficiente para este circuito: cuando T1 conduce la tensión de alimentación baja notablemente. Si tiene problemas puede aumentar el valor de R5 y/o el de C2/C8, incluso el de C5 y C6. Si esto no basta tendrá que conectar... dos pilas en paralelo.

12

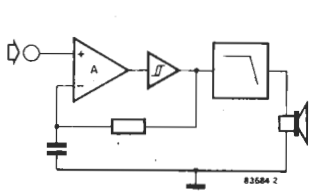
amplificador PDM para automóviles

Este amplificador de potencia, diseñado para su instalación en automóviles, es capaz de dar 10 W sobre una carga de 4 Ω. Al aprovechar los principios del PDM (Pulse Duration Modulation=modulación por duración de pulsos, o PWM=Pulse Width Modulation) su rendimiento es prácticamente del 100 %. Básicamente es una versión ampliada de «El amplificador PDM más sencillo del mundo» (ver Elektor 38/39, Julio/Agosto 1983, y también Elektor 14/15, Julio/Agosto 1981, montaje n.º 89).

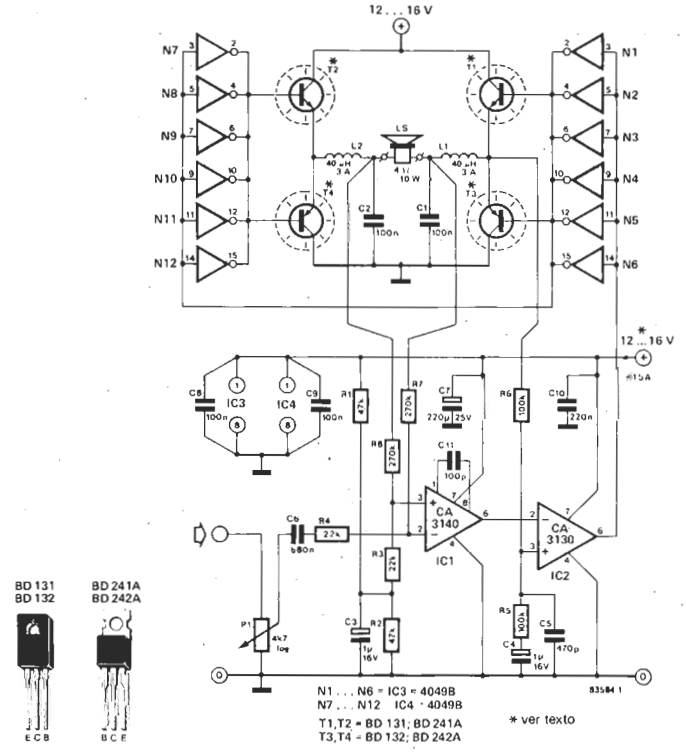
El diagrama de bloques se encuentra en la figura 1. Un amplificador operacional ataca a un disparador Schmitt, cuya salida es integrada y realimenta la entrada negativa del amplificador operacional. El sistema se autorregula de forma que la tensión en ambas entradas del amplificador operacional sea la misma. Esto puede ocurrir solamente si la anchura del pulso (la duración del pulso) es variable, en otro caso el circuito tratará de cambiar la frecuencia de oscilación como método de regulación.

El corazón del sistema PDM está formado por IC2, N1...N6, T1 y T3 (ver figura 2). Para que llegue a constituir un amplificador de potencia se construye una señal de control en oposición de fase mediante N7...N12. Esta no es la situación ideal pues estos

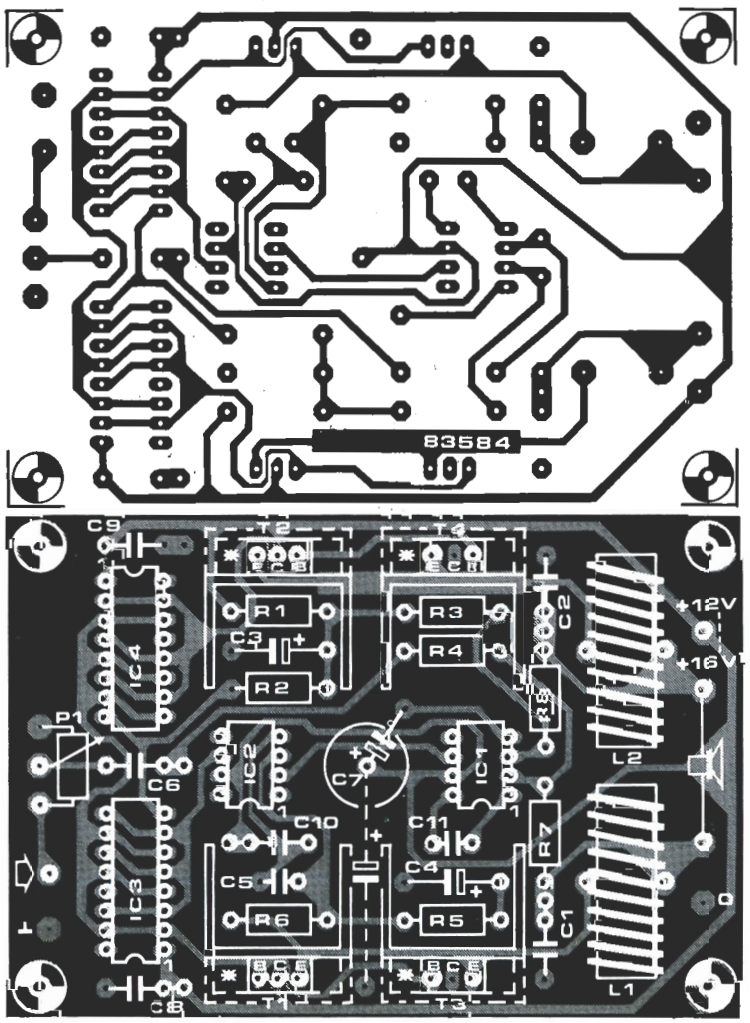
1



2



3



Lista de componentes

Resistencias:

R1,R2 = 47 k
R3,R4 = 22 k
R5,R6 = 100 k
R7,R8 = 270 k
P1 = 5 k potenciómetro logarítmico

Condensadores:

C1,C2,C8,C9 = 100 n
C3,C4 = 1 µ/16 V
C5 = 470 p
C6 = 680 n
C7 = 220 µ/25 V
C10 = 220 n
C11 = 100 p

Semiconductores:

T1,T2 = BD 131,BD 241A
T3,T4 = BD 132,BD 242A
IC1 = CA 3140
IC2 = CA 3130
IC3,IC4 = 4049B

Varios:

L1,L2 = bobinas de choque 40 µH, 3A
4 disipadores de calor para los transistores de potencia

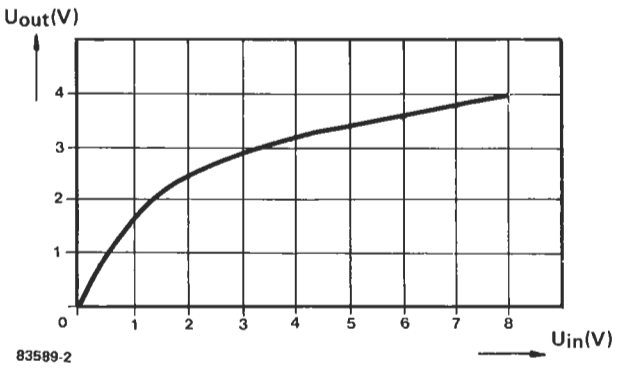
elementos no forman parte del lazo de realimentación y además existe alguna distorsión de cruce debido a que la conmutación no es instantánea sino que lleva un tiempo. Sin embargo la calidad aumenta, de alguna forma, al emplear un lazo de realimentación simétrico constituido por los componentes relacionados con IC1. Este amplificador digital funciona de igual forma que su equivalente analógico, aunque puede ser mucho más pequeño. Los transistores BD 131/132 dan una salida de 100 W con una distorsión armónica total del 0,3 %. La máxima potencia sin recorte (10 % distorsión) es de unos 12 W. Si se utilizan transistores BD 241/242 empeoran las características porque su frecuencia de corte (aquella para la cual la ganancia es 3 dB menor que la máxima) es mucho menor. Con una distorsión total del 0,3 % la salida es solamente de 8 W y la máxima potencia disponible sin recorte es de 10 W. La señal mínima de entrada al circuito es de 800 mV y el consumo de corriente es del orden de 1,5 A.
La alimentación al circuito debe ser filtrada para eliminar todos los parásitos existentes en las «ruidosas» líneas de tensión del automóvil. Normalmente basta un simple filtro LC con un condensador de 2200 µF/25 V y una bobina de 1 mH con baja resistencia interna. En principio, pueden utilizarse varios amplificadores y alimentarlos todos desde este mismo filtro de paso bajo. Puesto que va a ser montado en un automóvil el amplificador debería alojarse en una caja resistente. Hay una diferencia de tamaño entre los transistores BD 131/132 y BD 241/242 que debe tomarse en cuenta a la hora del montaje. La fotografía muestra un método para montar los disipadores que ayuda a que el amplificador resulte muy compacto. ⏮

13

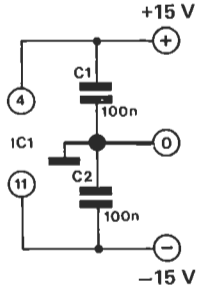
amplificador logarítmico

La función que realizan estos amplificadores operacionales (ver circuito en la figura 1) se comprende mejor observando la característica de entrada/-salida de la figura 2. Para pequeñas señales la amplificación es grande, mientras que al aumentar de valor la señal de entrada la ganancia decrece, permaneciendo prácticamente estática para las mayores tensiones. Algunas aplicaciones de los amplificadores logarítmicos son el control de registradores gráficos en estaciones meteorológicas y en sistemas de control remoto (por ejemplo, prevenir un repentino y excesivamente brusco movimiento en un brazo automático). Cuando se usa en conjunción con otro equipo el amplificador logarítmico es muy flexible. En su salida pueden conectarse instrumentos analógicos como series de LEDs.

2

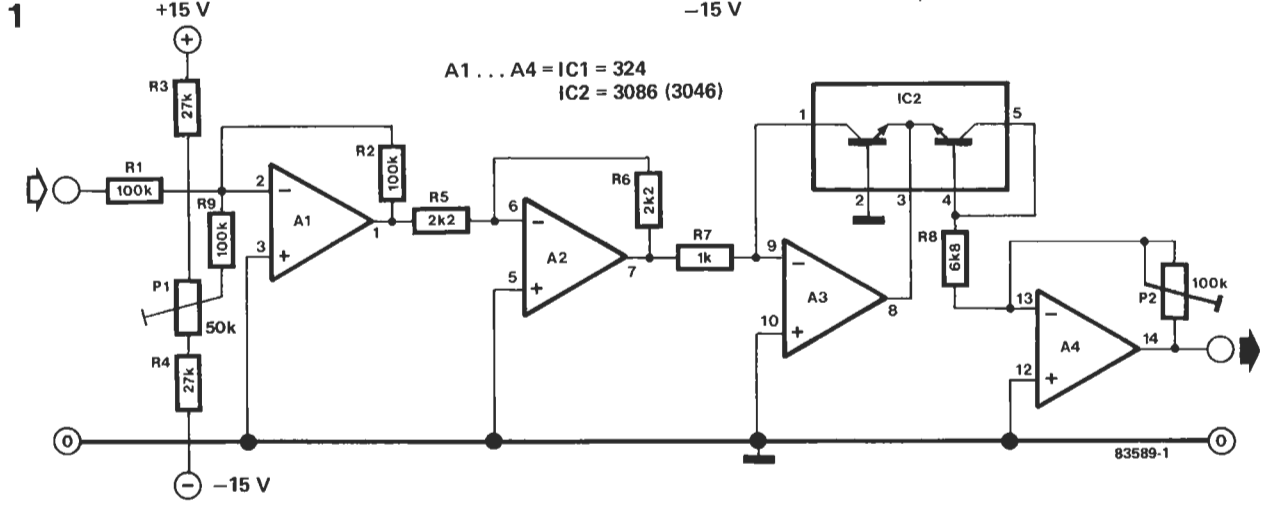


Los amplificadores operacionales A1 y A2 forman un preamplificador no inversor. Como la señal de entrada de A3 no debe ser en ningún momento negativa, el nivel de entrada del circuito puede ser desplazado con el potenciómetro P1 a conveniencia. Al mismo tiempo esta etapa trabaja como un amplificador de alta impedancia de entrada para A3.



Según se muestra en la figura 1 el amplificador acepta entradas de hasta 8 voltios. Si necesita valores mayores, los factores de amplificación de A1 y A2 pueden ser modificados.
La parte «logarítmica» del circuito está compuesta por A3 y el conjunto de transistores de IC2. Las tensiones de las patillas 4 y 5 están relacionadas logarítmicamente con la señal de salida de A2.
La etapa de salida del circuito consiste en el amplificador A4 que amplifica la señal invertida por A3. Como el factor de amplificación de esta etapa puede ser modificado variando el potenciómetro P2, la salida del circuito puede adaptarse a la carga. Para ajustar P2 conectar un multímetro a la salida del circuito y la máxima señal posible de trabajo en la entrada. después variar P2 hasta obtener la salida requerida. ⏮

1



14 retardo reproducible

En muchas ocasiones habrá necesitado provocar el retardo de alguna señal. Para conseguirlo, habrá utilizado probablemente un circuito RC y un inversor (ver figura 1). Este es sin duda un método práctico y sencillo, especialmente si tenemos en cuenta que casi siempre nos encontramos puertas sobrantes en los circuitos. Por desgracia cada componente electrónico tiene una tolerancia propia, por lo cual es virtualmente imposible determinar previamente el retardo que tendrá el circuito RC+inversor. Para mejorar sensiblemente esta penosa situación basta contectar en serie 2 circuitos RC+inversor como se indica en la figura 3.

La tensión nominal de conmutación del inversor de la figura 1 es la mitad de la tensión de alimentación y tiene una tolerancia de ±30%. En la figura 2 se muestra la señal que llega a la puerta. Si está comprendida entre $U=0{,}35 \cdot U_b$ y $U_c=0{,}65 \cdot U_b$ el inversor puede considerarla indistintamente como «0» ó «1» lógicos. Los tiempos correspondientes para ello en una red RC como la considerada están entre $0{,}43 \cdot \tau$ y $1{,}05 \cdot \tau$ respectivamente (siendo τ la constante de tiempo del circuito: $\tau = R \times C$. La tensión nominal de conmutación $U_c=0{,}5 \cdot U_b$ se alcanza después de un tiempo $t=0{,}69 \cdot \tau$.

Si empleamos dos redes RC cada una debe producir el mismo retardo, igual a la mitad del provocado en el circuito de la figura 1. El retardo total será entonces,

$(1/2 \times 0{,}43 \cdot \tau)+(1/2=1{,}05 \cdot \tau)=0{,}74 \cdot \tau$

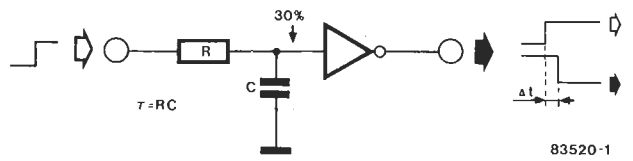
en el peor de los casos. Esto se acerca mucho más al valor nominal de $0{,}69 \cdot \tau$.

Lo dicho anteriormente debe aclarar por qué el circuito de la figura 4 se considera fácilmente reproducible.

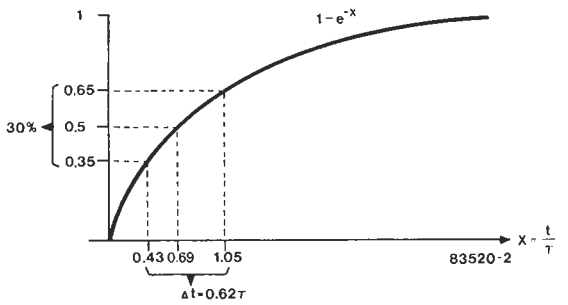
Sin embargo, para que el funcionamiento sea realmente satisfactorio, se deben emplear inversores CMOS. La razón es que estas puertas tienen una tensión de conmutación muy próxima a la mitad de la de alimentación. Es más, su salida será siempre 0 ó bien la tensión de alimentación. Lo que nunca deberá emplear son los disparadores Schmitt.

Si resulta que el tiempo de retardo es demasiado elevado para los CMOS serie 4000, se puede utilizar la serie 74HCXX, compatible en patillaje y funciones con la serie 74LSXX e igual de rápida.

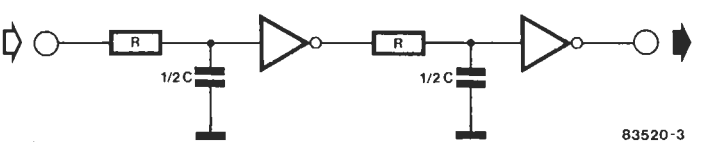
1



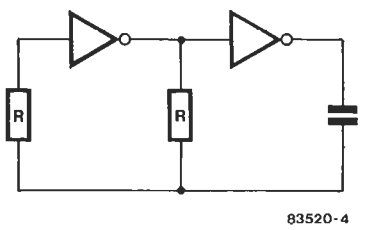
2



3



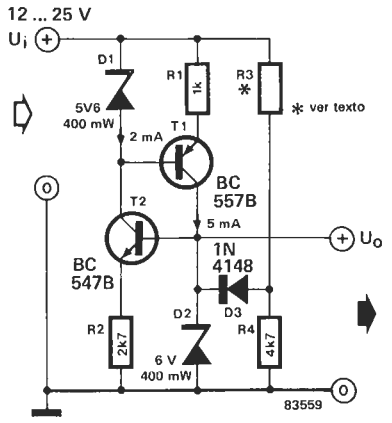
4



15 zéner estabilizado

Como todos ustedes sabrán, la tensión en bornas de un diodo zener depende de la corriente que lo atraviesa. Asímismo, según el tipo y la potencia del diodo, se pueden encontrar importantes desviaciones respecto de la tensión nominal del zener. Esto puede representar un problema, especialmente en circuitos donde es necesaria una tensión de continua muy estable.

La forma más lógica de resolver la situación es mantener una intensidad constante por el zener de forma que su tensión no varíe. Si suponemos que la carga consume una corriente constante, podemos alimentar el diodo zener con un generador de corriente de forma que el valor que genere dependa de la tensión del zener. En nuestro circuito usamos un diodo zener (D2) con una tensión nominal de 6 V. Podríamos emplear otras tensiones nominales cambiando de forma adecuada los valores de R1...R4. La máxima entrada de tensión está limitada principalmente por la potencia que pueden disipar los transistores T1 y T2. La tensión de entrada continua debe ser como mínimo igual a la suma de las tensiones de los zeners D1 y D2. El generador de corriente formado por T1, R1 y D1 asegura que la corriente a través de D2 permanece constante. El transistor T2, la resistencia R2 y el diodo zener D2 forman a su vez otro generador para que la corriente a través del zener D1 también sea constante. El diodo D3 y el divisor de tensión R3/R4 aseguran que el circuito pueda «arrancar» tras la conexión.



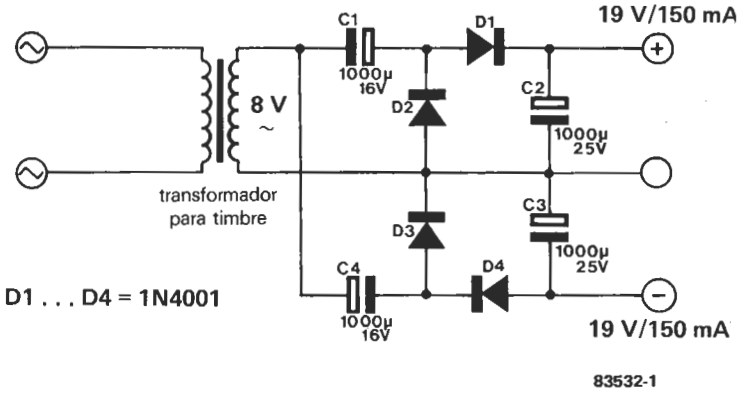
xión (como un tiristor formado con transistores).
Tan pronto como se conecta la alimentación pasa por D3 una corriente haciendo que T2 (y por tanto T1) conduzca. El valor de R3 debe elegirse para que el diodo D3 se bloquee tan pronto como la tensión en bornas del diodo zener se haya estabilizado. Es decir, la tensión en el ánodo del diodo D3 debe ser menor que la tensión del zener D2 más la caída propia del diodo (unos 0,6 V). Esto se resume en la fórmula:

$$\frac{R4}{R3+R4} \times U_i < U_{D2} + 0.6\ V.$$

La tensión del divisor R3/R4 debe ser por lo menos de 1,2 V pues en otro caso T2 no llegará jamás a conducir.

16 tensiones simétricas mediante transformador para timbre

R. Storn

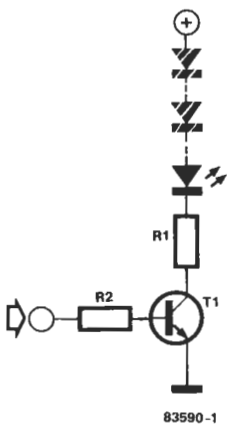


83532-1

Este pequeño circuito es interesante no sólo porque consigue tensiones simétricas (para aplicaciones en que se necesite poca corriente) a partir de un transformador para timbre, sino porque además las tensiones que se consiguen son mayores que las normales en estos transformadores (220 V/8 V); en efecto, pueden llegar a valer hasta el doble de la tensión alterna de salida del transformador. Para lograr esta multiplicación de los voltios usamos dos doblabores de tensión, formado cada uno por dos diodos y dos condensadores. Cada pareja diodo/-condensador trabaja durante un semiperíodo de la tensión del transformador, de modo que en cada borna de salida de continua tenemos —al menos teóricamente— $2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{ef}$ (siendo U_{ef} la tensión eficaz que proporciona el transformador).
Con los condensadores que indicamos puede conseguir una corriente de salida de 150 a 200 mA con un rizado de 1 V. Si quiere elevar la corriente de salida sin que aumente también el rizado puede emplear condensadores mayores, aunque manteniendo siempre C1 ≈ C2 y C3 ≈ C4.
Mediante los reguladores integrados 7815 y 7915 podríamos conseguir una tensión simétrica estabilizada de ±15 V.
En resumen, si busca una alimentación simétrica de unos 14 ó 15 V con corrientes entre 0,1 y 0,2 A (por ejemplo para un circuito con amplificadores operacionales), los «viejos» transformadores para timbre pueden resultarle de gran utilidad.

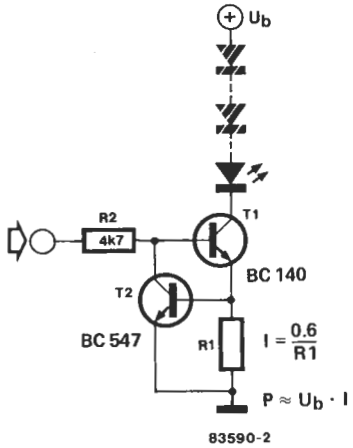
17 generador de corriente para LED

1



83590-1

2



83590-2

Normalmente cuando usamos LEDs en algún circuito, la corriente queda limitada mediante resistencias. Cada LED se enciende o apaga por medio de un transistor. Sin embargo, este método (mostrado en la figura 1) no tiene en cuenta posibles variaciones en la tensión de alimentación. Una pequeña variación de la corriente que atraviesa el LED puede provocar grandes variaciones de la luminosidad, especialmente cuando se usan LEDs de alta frecuencia.
Simplemente añadiendo un transistor puede transformar al circuito de la figura 1 en un generador de corriente que puede encender y apagar el LED, por ejemplo, a niveles TTL. En el circuito de la figura 2 puede observar que la resistencia R1 se ha transladado al emisor de T1. Cuando aplicamos tensión a la entrada de T1 este transistor conduce y origina una corriente a través de R1. El transistor T2 controla la corriente de base de T1 de forma que la caída de tensión en R1 sea de 0,6 V. La corriente (I) a través del LED y de R1 se calcula por la siguiente fórmula:

$$I = 0{,}6/R1$$

Si, por ejemplo, R1 fuese de 12 Ω, la corriente a través del LED sería de 50 mA. Es cierto que la disipación de T1 es algo mayor que el circuito de la figura 1 pero se compensa con la disminución de la de R1.

18

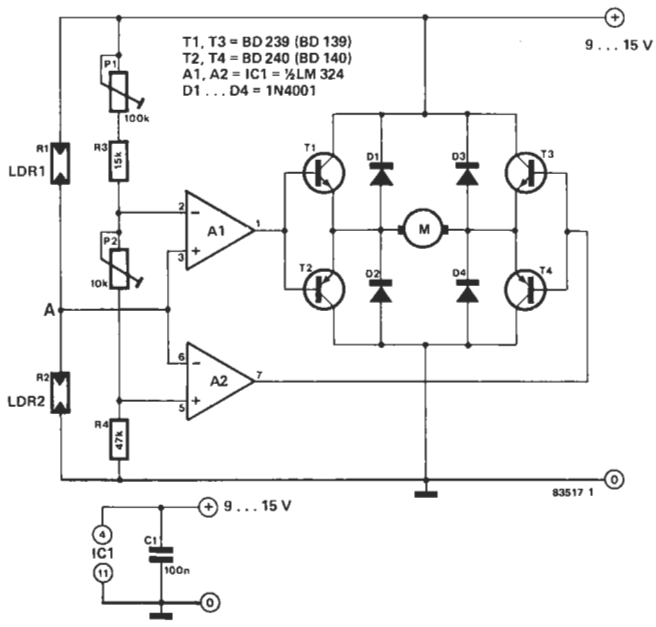
sistema de seguimiento solar

Estamos saturados de «slogans» que nos reiteran la apremiante necesidad de no desperdiciar energía. Nosotros nos permitimos añadir algo más y proponemos este otro «slogan»: *No desperdicie la energía solar*. Sin embargo nuestros paneles solares están desesperadamente inmóviles mientras la tierra gira y el Sol se traslada por el horizonte y, como hasta los principiantes en energía solar saben, el ángulo de incidencia de los rayos sobre las células tiene una gran importancia. Con el montaje que presentamos, el rendimiento de su instalación solar podrá mejorar considerablemente. Si bien el circuito propiamente dicho es muy sencillo, no ocurre lo mismo con el dispositivo mecánico (electromagnético más bien) cuya instalación requiere cierta competencia. El receptáculo que soporta los paneles debe poder moverse al menos un plano (horizontal o vertical) y, de ser posible, en los dos. El esquema propuesto sólo asegura el control de un motor, pero para el correspondiente al segundo plano bastaría duplicarlo. Con el seguimiento del Sol que nos brinda el montaje se puede mejorar considerablemente el rendimiento de los paneles solares, al mantener durante el mayor tiempo posible el ángulo de incidencia más favorable.

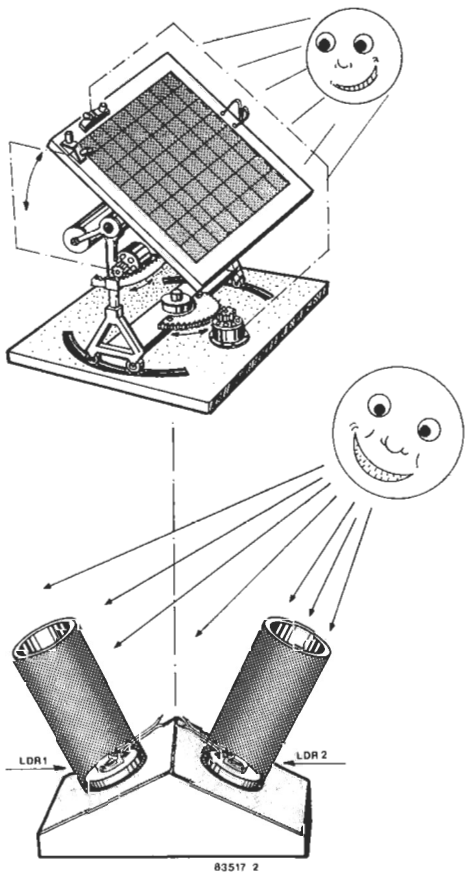
La circuitería requerida es relativamente sencilla. Emplea un comparador de ventana que mantiene el dispositivo en reposo en tanto que las dos LDRs (resistencias fotosensibles) estén sometidas a la misma iluminación. En estas condiciones el potencial existente en la entrada no inversora de A1 y en la inversora de A2 son iguales a la mitad de la tensión de alimentación. Cuando cambia la posición del Sol, la luz que incide sobre las LDRs R1 y R2 es diferente, siempre que estén dispuestas en dos planos secantes, como se muestra en la figura 2. En este caso la tensión de entrada al comparador de ventana ya no es la mitad de la tensión de alimentación, y su salida proporciona entonces información al motor para que gire a derechas o a izquierdas. La conmutación del sentido de giro está asegurada por T1...T4, montados en puente. Las uniones colector-emisor están puenteadas por los diodos D1...D4, cuya función es eliminar los picos de tensión que puedan aparecer cuando se activa el motor.

Los potenciómetros ajustables P1 y P2 se utilizan para la alineación. Se ajustan de modo que el motor no gire cuando las LDRs estén sometidas a la misma iluminación. Si se ilumina menos la LDR R2 que la LDR R1 la tensión en el punto A crece por encima de la mitad de la tensión de alimentación. El resultado es que la salida de A1 pasa a nivel alto y los transistores T1 y T4 conducen poniéndose el motor en movimiento.

1



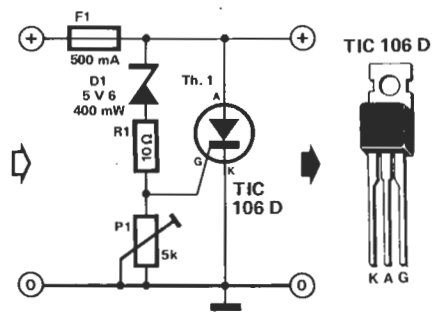
2



Cuando se invierte la relación de iluminación de las dos LDRs, el potencial en el punto A debe caer por debajo de la mitad de la tensión de alimentación y será la salida del amplificador A2 la que pase al nivel alto. Ahora conducirán T2 y T3 y se invertira el sentido de rotación.
La elección del motor es una cuestión de gusto personal, a condición de que la corriente de trabajo máxima no sea superior a 300 mA. Este circuito de control hace posible gobernar el panel solar en un solo plano. Para poder seguir al Sol desde el amanecer hasta el ocaso se precisarán dos circuitos de control: uno para el seguimiento horizontal y otro para el vertical

19 protección para fuentes de alimentación

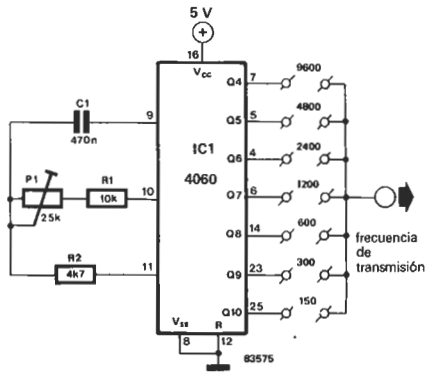
En algunos circuitos si la tensión de alimentación adquiere un valor excesivamente alto, sus componentes pueden quedar dañados e, incluso, destruidos. El circuito de corte en caso de sobretensiones, situado entre la alimentación de la red y la carga, interrumpe dicha alimentación cuando el nivel de tensión es superior a una magnitud preestablecida.
Son muchos los motivos por los cuales resulta posible que la tensión de salida de una fuente de alimentación se eleve hasta un nivel peligroso. El corte de emergencia que describimos está previsto para que actúe a una tensión de alimentación máxima de 5,25 voltios, que es la establecida por los fabricantes de circuitos integrados TTL.
Hemos adoptado una solución sencilla, conocida pero no muy utilizada, que consiste en el control de un tiristor con la ayuda de un diodo zener. El zener (D1) se pone a conducir un poco antes de que se alcance el umel umbral de cebado puede utilizar queña corriente circula entonces por el circuito ánodo-puerta del tiristor Th1; el nivel de esta corriente se puede establecer con el potenciómetro P1, conectado en paralelo con el circuito de puerta-cátodo de Th1. Cuando se eleva la alimentación de la red la corriente a través del zener se hace lo suficientemente grande como para disparar el tiristor. El nivel de encendido está comprendido entre 5,2 y 6 voltios.
Una vez que se ha disparado el tiristor, la tensión de alimentación cae bruscamente pues el tiristor virtualmente cortocircuita la alimentación de la red. En el caso de que la alimentación no disponga de limitación de corriente, el fusible F1 evita que se alcance una intensidad excesiva. El amperaje nominal del fusible depende, por supuesto, de las exigencias de la carga.



Durante las operaciones de prueba y ajuste del circuito, es importante que el tiristor siga conduciendo una vez disparado hasta que la corriente que le atraviesa sea nula. Para determinar el umbral de cebado puede utilizar una alimentación estabilizada con limitación de corriente. Si no logra ajustarla pruebe a usar en lugar de un diodo zener de 5,6 voltios como el indicado en el esquema, uno de 5,1 voltios (e incluso de 4,7 voltios).
Un consejo de «viejo»: si no dispone de un radiador de calor bien dimensionado deje apoyado un dedo sobre el tiristor cuando realice pruebas, pues así podrá detectar un calentamiento excesivo.

20 generador de frecuencias de transmisión

Este generador constituye una alternativa muy sencilla y barata a los que suelen encontrarse en el mercado. Utiliza solamente un circuito integrado CMOS y proporciona hasta siete frecuencias de transmisión diferentes. Cada interface de datos en serie necesita un generador de frecuencias de transmisión: consola, impresora, lector de casetes, etc. Normalmente no se puede usar un mismo generador para la entrada y la salida. Tiene sin duda interés poder realizar un circuito de esta naturaleza con solamente un circuito integrado, dos resistencias, un potenciómetro ajustable y un condensador.
El circuito CMOS utilizado es el 4060, contador binario de 14 etapas con un oscilador integrado que los únicos componentes discretos que precisa son redes RC (para determinar su frecuencia). La salida de este oscilador se aplica directamente a la entrada del contador (en el propio circuito integrado). Como la entrada de inicialización está puesta al nivel lógico bajo (patilla 12), el contador se activa inmediatamente después de aplicar la tensión al circuito. Las frecuencias disponibles van disminuyendo a medida que aumenta el factor de división: desde 9600 baudios en Q4 hasta 150 baudios en Q10.
Si las salidas se cablean como se indica en la figura, la frecuencia de transmisión se puede seleccionar por medio de un puente de hilo.
La frecuencia del oscilador se puede ajustar con precisión mediante P1, y puede medirse en el terminal 9 del 4060 (tiene que haber 38,4 KHz si emplea los valores del esquema) o en una de las salidas Q4...Q10.
En algunas aplicaciones (por ejemplo con el modo asíncrono del 6850, 8251, Z80-SIO) la frecuencia de transmisión debe ser 16 veces superior a la velocidad de transmisión propiamente dicha (expresada en baudios). Para ello basta sustituir C1 por un condensador de 27 nF y ajustar la frecuencia de reloj a 614,4 kHz.



21

señalizaciones intermitentes en carretera

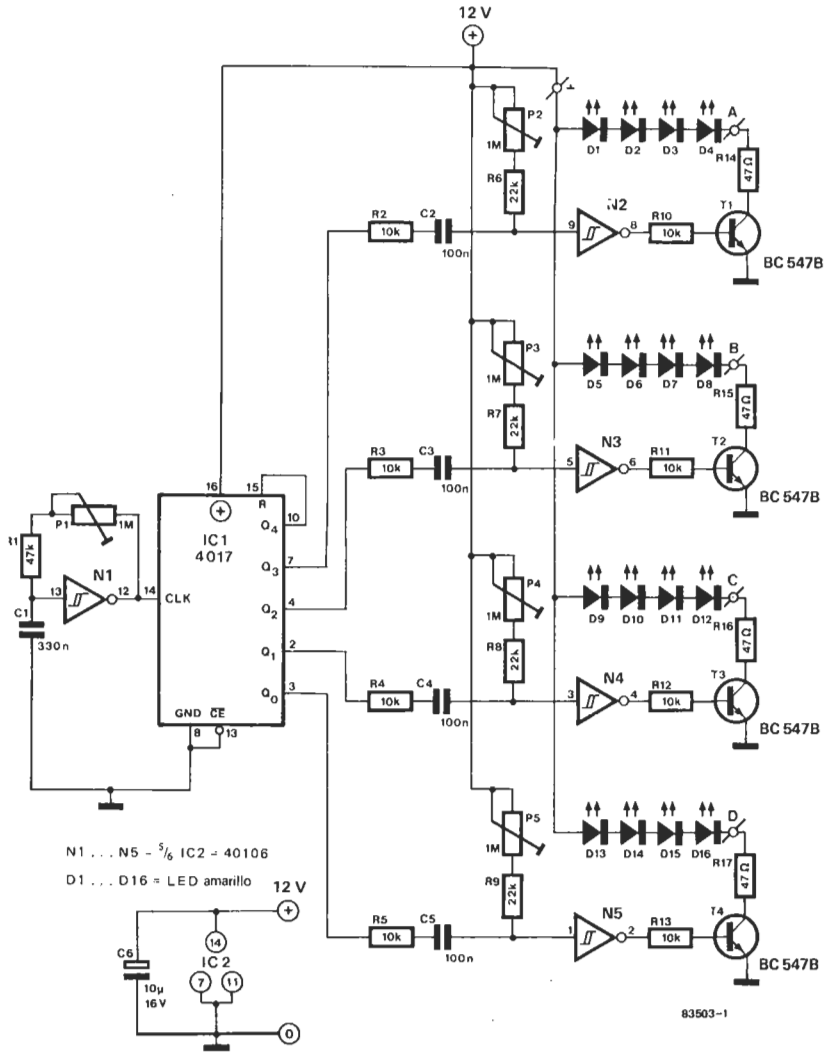
Cuando una carretera está en obras, el ente de obras públicas tiene normalmente el «detalle» de situar una señalización luminosa de aviso nocturno, formada por luces intermitentes amarillas, que suelen agruparse para constituir una especie de «oruga» luminosa en aparente movimiento. Con el circuito que presentamos se logra un efecto similar pero en «carreteras miniatura».

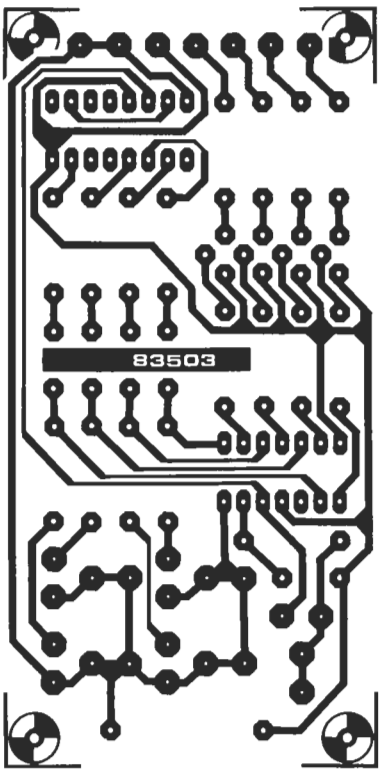
La frecuencia del generador de reloj N1 (figura 1) determina la velocidad con que se van iluminando, sucesivamente, los LEDs de la hilera. La frecuencia varía según el tipo de circuito integrado utilizado, aunque cuando el potenciómetro P1 está en la posición intermedia será del orden de 6 Hz ±30%. Los impulsos proporcionados por N1 son transmitidos a un contador Johnson (IC1). Las salidas de este contador adquieren el nivel lógico «1» de forma secuencial y vuelven a su estado inicial cuando Q4 alcanza ese nivel. Esto explica el enlace entre las patillas 15 y 10 de IC1. Las salidas Q0...Q3 están conectadas a cuatro circuitos multivibradores monoestables constituidos por N2...N5. Los multivibradores se disparan por el flanco de bajada de las salidas de onda cuadrada de Q0...Q3 y el período del impulso se puede ajustar con los potenciómetros P2...P5 que, por tanto, determinan el tiempo que permanece iluminado cada grupo de diodos LED. Si se quiere obtener un «deslizamiento» suave de las luces este tiempo debe ser prácticamente igual para cada grupo.

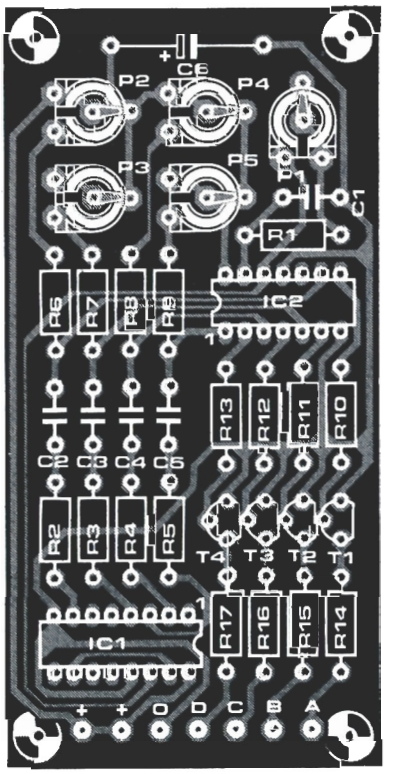
El circuito utiliza cuatro grupos de cuatro LEDs cada uno. Los LEDs de cada grupo se iluminan simultáneamente. En la figura 2 se muestra cómo deben conectarse los LEDs para señalizar una curva: D1, D2, D3 y D4 son los primeros en iluminarse y a continuación lo hacen D5, D6, D7 y D8, y así sucesivamente.

Los disparadores Schmitt N2...N5 no

1







Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 47 k
R2 . . . R5,R10 . . . R13 = 10 k
R6 . . . R9 = 22 k
R14 . . . R17 = 47 Ω
P1 . . . P5 = 1 M potenciómetro ajustable

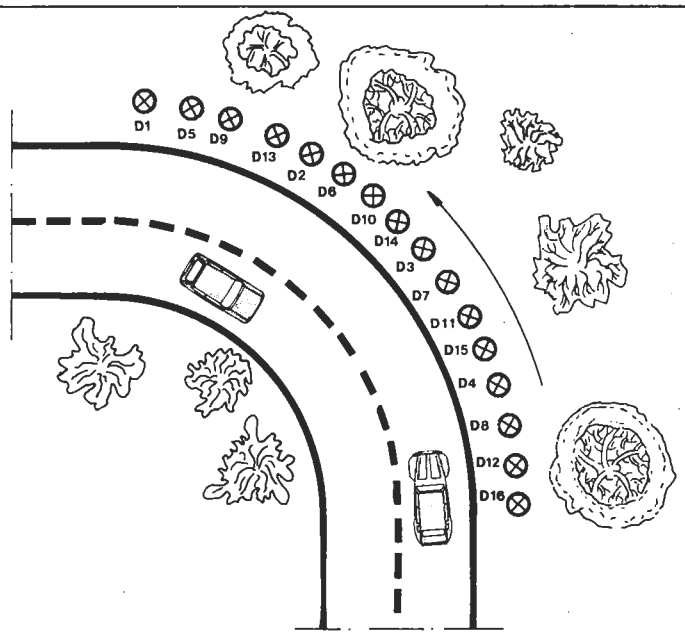
Condensadores:

C1 = 330 n
C2 . . . C5 = 100 n
C6 = 10 µ/16 V

Semiconductores

T1 . . . T4 = BC 547B
D1 . . . D16 = LED amarillo
IC1 = 4017
IC2 = 40106

2



son capaces de suministrar suficiente corriente para los LEDs y, por consiguiente, se incluyen los buffers T1...T4. La corriente a través de los LEDs es de unos 30 mA durante cada destello. El circuito que trabaja a la frecuencia más alta consume una corriente del orden de 30 mA. Sin embargo, cuando el período del destello es más largo que el período de «deslizamiento», el consumo de corriente puede elevarse hasta un máximo de 100 mA.

La placa de circuito impreso (ver figura 3) es bastante compacta y constituye un ejemplo de racionalización. En una cara están los puntos de conexión y, en la otra, los potenciómetros ajustables. Los cuatro grupos de LEDs están conectados a los puntos A, B, C y D, claramente señalados en el esquema y en la placa. ⏮

22

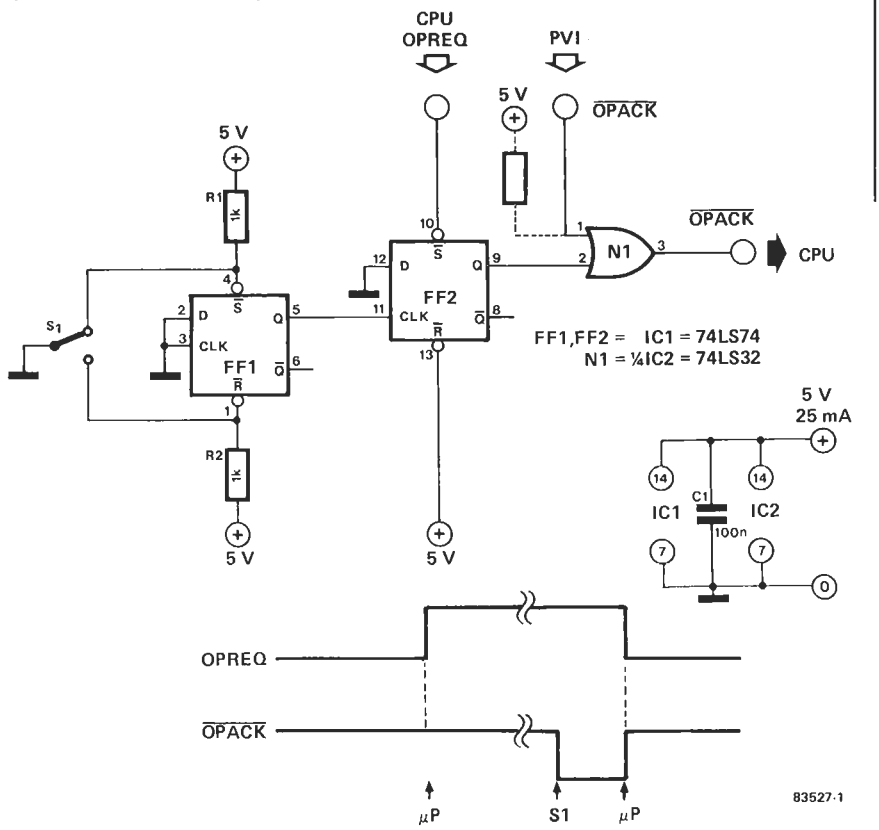
«paso a paso» para el 2650

La posibilidad de que el microprocesador ejecute los programas «paso a paso» es una de las ayudas más eficaces de las que se puede beneficiar el «aprendiz de brujo» (léase programador) cuando pretende depurar sus propios programas. Los poseedores de ordenadores basados en un 2650, como suele ser el caso de los especializados en juegos televisivos, no es frecuente que dispongan de esta ayuda tan práctica. Y lo más triste es que el circuito que permite añadir esta función suplementaria es simplísimo, como podrá comprobar a continuación.

Basta hacer creer al 2650 que se le ha conectado una memoria muy lenta para hacerle «marchar al paso». En estas condiciones, los buses de direcciones y de datos se mantienen validadas durante cada operación de lectura o de escritura hasta que se pulsa un conmutador. De esta forma, todas las direcciones y datos se pueden comprobar a cada paso sin correr el riesgo de bloquear el sistema.

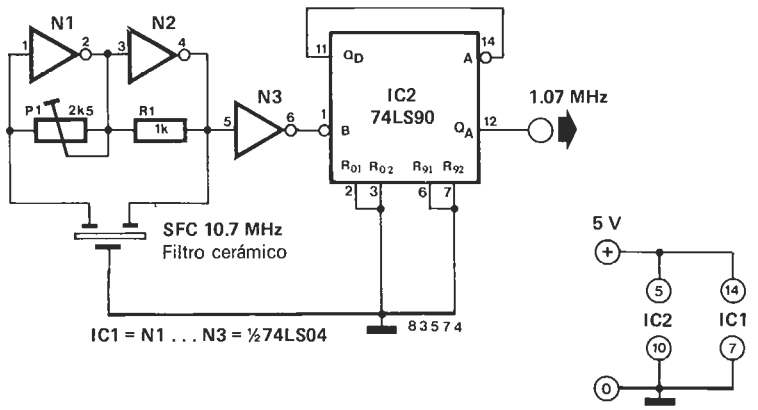
El circuito está constituido por dos flip-flops, un conmutador y una puerta lógica y utiliza las señales de OPREQ (petición de operación) y $\overline{\text{OPACK}}$ (confirmación de operación) para combinarlas en una «nueva» señal $\overline{\text{OPACK}}$. La «antigua» se combina con la salida Q de FF2 a través de la puerta OR N1. La verdadera línea $\overline{\text{OPACK}}$ debe cortarse teniendo cuidado de que la resistencia «pull-up» que la fuerza al nivel lógico alto se mantenga unida a PVI. En cada ciclo de memoria la línea OPREQ pasa a nivel lógico bajo, inicializando el 74LS74 y provocando el paso al nivel lógico alto de la señal $\overline{\text{OPACK}}$. El ciclo de memoria se inicia cuando las líneas OPREQ y $\overline{\text{OPACK}}$ están al nivel lógico alto; esto indica que el procesador debe esperar hasta que $\overline{\text{OPACK}}$ adquiera el nivel lógico bajo (al pulsar S1). El flip-flop FF1 se utiliza para suprimir los rebotes del pulsador S1.

Se puede utilizar un polímetro para comprobar los buses de datos y de direcciones, una vez que se haya instalado nuestra ampliación. Al accionarse el pulsador de inicialización (reset), con el bus de direcciones en ØØØØ y en el datos F1, el procesador efectúa un tratamiento de interrupción, lo que podría hacer pensar que existe una anomalía. Es por esto, por lo que dijimos que era preferible cortar la línea de interrupción entre la unidad central de proceso (CPU) y PVI, y por ello la resistencia «pull-up» debe mantenerse junto a la CPU. Si hace esto e inicializa el programa podrá ejecutarlo sin la menor dificultad. ⏮



23

base de tiempos de 1 MHz sin cristal



Resulta habitual la utilización sistemática de los cristales de cuarzo en los generadores de reloj (por ejemplo de los sistemas microcomputadores), pero siguen siendo unos componentes muy costosos, inconveniente digno de tener en consideración siempre ¿o no?. La alternativa, los filtros cerámicos, puede ser justificable en aplicaciones en las cuales sea fundamental la estabilidad de la frecuencia pero no la precisión de la sexta cifra decimal. De hecho, este sexto dígito no suele tener gran importancia en una base de tiempos de 1 MHz, y la estabilidad de la frecuencia está garantizada por el resonador cerámico (o filtro, como se le suele llamar). Nuestro circuito genera una frecuencia de reloj de 1,07 MHz, perfectamente utilizable como reloj de un sistema de microprocesador, por ejemplo.

No hay mucho que decir acerca del circuito, constituido por dos circuitos integrados, una resistencia, un potenciómetro ajustable y el «famoso» resonador cerámico. ¡Eso es todo!

El oscilador propiamente dicho está formado por N1, N2, R1, P1 y el filtro; su salida se conforma en la puerta inversora N3, que aplica la señal resultante a la entrada B del contador decimal (IC2). Como la salida Q_D se realimenta a la entrada A, la frecuencia disponible en Q_A es exactamente igual a 1/10 de la frecuencia del oscilador.

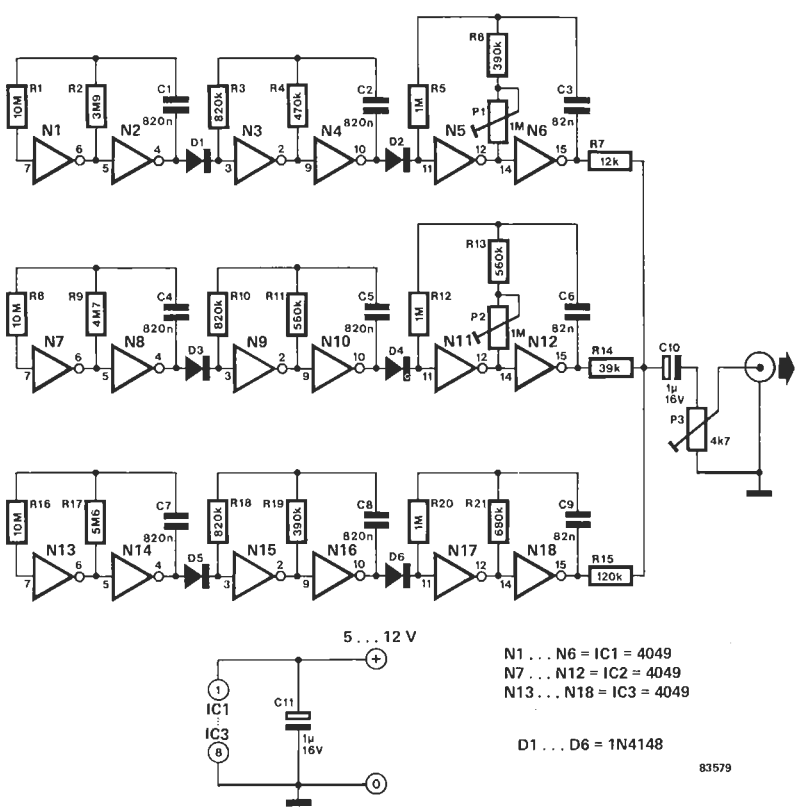
El integrado IC2 puede conectarse también como un divisor 5:1 para proporcionar una frecuencia de reloj de 2,14 MHz, lo que puede resultar interesante para los entusiastas del Z80.

El circuito funciona también correctamente con un filtro cerámico de 455 kHz. Para asegurarnos hemos incluido un potenciómetro ajustable P1. En este caso la frecuencia de reloj es de 45,5 kHz (o 90,1 kHz si se conecta el factor de división de 5).

Una observación final acerca del 74LS90. Contrariamente a lo habitual los terminales de alimentación son las patillas 5 (+) y 10 (−). ◀

24

simulador de ametralladora



Como indica el título, el funcionamiento de este circuito podría resumirse en una onomatopeya «... ratatatata ...», pero sin balas, tranquilícense, sólo el efecto sonoro.

El circuito está constituido por tres generadores casi idénticos, cuyas señales de salida se superponen según una particular relación, dando la impresión de que hay tres puestos de ametralladoras. Cada generador de sonido está constituido por tres multivibradores astables acoplados mediante diodos, y sólo pueden oscilar cuando el nivel lógico de la salida de la etapa anterior es bajo. Dos de ellos están provistos de un potenciómetro (asociado a los dos últimos multivibradores) que permite modificar sus frecuencias. Estas frecuencias determinan la cadencia de disparo de la ametralladora. El potenciómetro P3 permite atenuar el nivel de salida. La corriente consumida por el circuito no llega a 2 mA con una tensión de alimentación de 5 V.

Este generador de sonido puede utilizarse en juegos con ordenador, en cuyo caso podría controlarlo mediante un circuito de entrada/salida desde el microprocesador, con cuya ayuda se podrá alimentar los tres circuitos

integrados utilizados (la tensión de salida de los canales de acceso deberá de ser de 3 V como mínimo).
El efecto será especialmente satisfactorio si ajusta el amplificador para dar el máximo de graves y el mínimo de agudos. Hay que procurar que la salida del generador no llegue a saturar el amplificador pues, de ser así, el efecto no resultará «natural».
Si usted es un pacifista convencido también puede aprovechar el circuito: puede imitar con realismo el sonido de un pájaro carpintero. El único «pero» es que no hay muchos juegos para ordenadores que incluyan pájaros carpinteros como protagonistas.

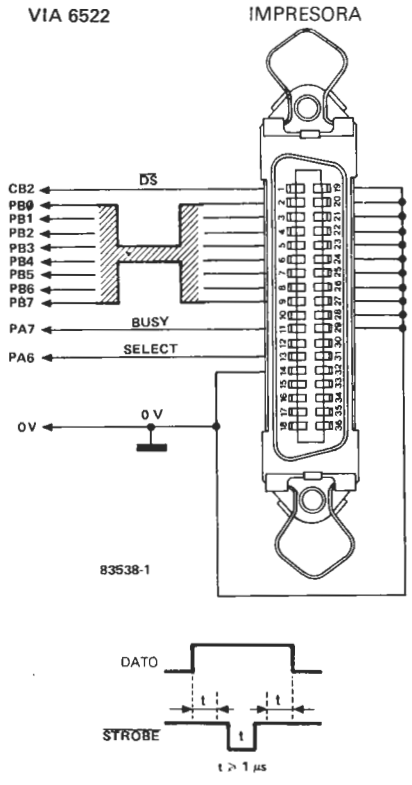
25 interface Centronics... con la VIA 6522

A pesar de las ventajas que presenta la unidad de visualización, sigue siendo necesario el clásico sistema de impresión sobre papel y la impresora es, de hecho, uno de los periféricos más importantes en todo ordenador.
En el número de verano del año pasado presentamos un circuito que permitía utilizar una impresora con el Elekterminal (ELEKTOR n.º 38/39, Julio/Agosto 1983, páginas 7-35). Volvemos a la carga con un proyecto más completo y flexible, mejor adaptado al interface Centronics (usado en la mayoría de las impresoras ordinarias). Nos referimos al estándar Centronics porque, si lee los manuales de usuario suministrados por los fabricantes, como hemos hecho nosotros, verá que las únicas diferencias son que el cableado del conector es diferente y la ausencia, pura y simple, de algunas señales en ciertos casos. De todas formas le recomendamos que compruebe el cableado del conector de la impresora antes de su empleo.
Para nuestro interface sólo hemos usado las señales indispensables, comunes a todos los modelos corrientes. Hay 8 líneas de datos (el interface Centronics tiene entrada en paralelo), una señal de validación de datos (DATA STROBE), la línea BUSY que cuando está activa indica que la impresora no puede recibir datos y la línea SELECT que determina si está siendo usada, o no, la impresora. Por supuesto, están también las conexiones a masa y los hilos de blindaje. Consideramos inútil hacer referencia a las señales secundarias (tales como Paper Out, Paper Empty, Fault, etc.) puesto que no las vamos a usar normalmente.
En la tarjeta de interface del Junior Computer se dispone de la VIA 6522, cuyos dos ports pueden usarse sin ninguna complicación.
Como puede observar en el esquema, las líneas PAØ...PA5 quedan libres con lo cual puede emplearlas para controlar sus propias señales. El resto es bastante sencillo: los ocho bits de datos (PBØ...PB7) no sólo permiten comunicar cualquiera de los caracteres ASCII (7 bits), sino que también dan acceso a los símbolos particulares de la impresora (símbolos gráficos, letras griegas, japonesas o de cualquier otra clase). La línea CB2 del 6522 suministra la señal de validación de los datos. Se trata de un impulso de un microsegundo como mínimo, transmitido al menos un microsegundo después de que los bits de datos se estabilicen en el port B. La línea PA7 es una entrada para recibir la señal BUSY, mientras PA6 transmite información al ordenador en relación con el estado de la impresora: si SELECT está al nivel lógico alto, el usuario quiere que la impresora esté preparada para escribir, al contrario de lo que busca si está al nivel lógico bajo. Debemos advertir que el nivel de la línea SELECT también está condicionado por el detector de «papel agotado» y, cuando la impresora tiene agotado el papel, se desactiva (SELECT=Ø) automáticamente. Junto al patillaje del conector Centronics les ofrecemos también una pequeña secuencia de instrucciones, presentada como subrutina, que permite aprovechar mejor este interface. Observará que la configuración de los ports de entrada y salida se renueva cada vez que comienza la subrutina (con cada carácter). El código ASCII del carácter a imprimir debe estar presente en el acumulador cuando se llama a la subrutina, pues el contenido de los registros X e Y no están salvaguardados.
La instrucción LDA AHOLD (al final de PAROUT) es necesaria con el sistema operativo DOS del Junior Computer, que usa esta subrutina, pero lo que aparece en el acumulador no es el código del carácter a imprimir, que está contenido en AHOLD. Los usuarios del DOS-Junior deben tener presente que se necesita otra pequeña modificación en la dirección $2317 en donde $9E debe sustituirse por $E1; la inclusión de la subrutina debe hacerse en la dirección $24E2. La instrucción IO, descrita en el manual de usuario de Ohio Scientific, permite un control muy flexible de la impresora: IO Ø8 debe utilizarse solamente si la impresora está en uso, IO Ø9 si vamos a emplear la salida en serie y en paralelo del sistema de forma simultánea.

```
PBØ . . . PB7 : SALIDA DE DATOS (8 BITS)
PA7           : ENTRADA BUSY
PA6           : SELECCION DE ENTRADA
CB2           : SALIDA VALIDACION DE DATOS

24E2  A2  FF     PAROUT  LDXIM $FF
24E4  8E  Ø2 F8          STX   PBDD   PB ES SALIDA
24E7  E8                 INX
24E8  8E  Ø3 F8          STX   PADD   PA6 y PA7 SON ENTRADAS
24EB  A2  AØ             LDXIM $AØ    SALIDAS
24ED  8E  ØC F8          STX   PCR    CB2 SALIDA VALIDACION DE DATOS

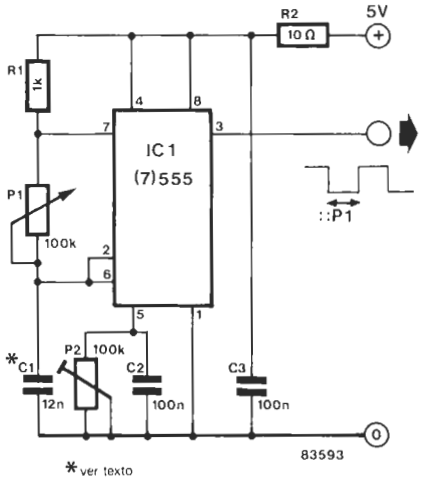
24FØ  2C  Ø1 F8  BUSY    BIT   PAD    BIT DE SELECCION
24F3  1Ø  Ø8             BPL   RTS    FIN SI ES BAJO
24F5  7Ø  F9             BUS   BUSY   ESPERA QUE BUSY SEA CERO
24F7  AD  63 23          LDA   AHOLD  TOMA CARACTER
24FA  8D  ØØ F8          STA   PBD    LO IMPRIME
24FD  6Ø          RTS    RTS
```



26 interface para joystick

```
37E8                    00170   INPUT   EQU   37E8H
A000    010000          00180   START   LD    BC,0000
A003    1E80            00190           LD    E,80H
A005    21E837          00200           LD    HL,INPUT
A008    7E              00210   LOOP0   LD    A,(HL)
A009    A3              00220           AND   E
A00A    28FC            00230           JR    Z,LOOP0
A00C    7E              00240   LOOP1   LD    A,(HL)
A00D    A3              00250           AND   E
A00E    20FC            00260           JR    NZ,LOOP1
A010    03              00270   ZERO    INC   BC
A011    7E              00275           LD    A,(HL)
A012    A3              00280           AND   E
A013    28FB            00300           JR    Z,ZERO
A015    C9              00310   STOP    RET
0000                    00320           END
00000   TOTAL ERRORES
```

Si posee usted un ordenador personal, seguramente habrá deseado más de una vez contar con algún dispositivo que le permita averiguar la posición concreta del cursor de un potenciómetro. Este conocimiento resulta imprescindible, por ejemplo, para poder acoplar a su ordenador cualquier tipo de palanca de mando (como las usadas en los video-juegos). Los sistemas «de categoría» es decir, los más caros, tienen un conversor A/D para esta tarea. En ELEKTOR, conscientes de la no muy boyante situación económica de los aficionados a la microinformática, hemos concebido un circuito no tan costoso y que puede servir como excelente primer paso. Sólo se necesita un circuito integrado 555, algunas resistencias y condensadores y una sola línea de acceso al procesador.



El principio de funcionamiento es bastante sencillo. El 555 está en régimen de oscilación permanente; C1 se carga a través de R1 y P1 descargándose sólo sobre P1. Esto significa que la duración de la descarga depende de la posición de P1 y, por tanto, que el tiempo durante el cual la salida de IC1 (patilla 3) está a nivel lógico «0» es directamente proporcional a la resistencia tomada de P1. Si esta se hace inferior a 10 kΩ, existe el peligro de que se interrumpan las oscilaciones.

Tras medir el tiempo durante el cual la patilla 3 se encuentra al nivel lógico bajo el microprocesador genera un valor directamente proporcional a la resistencia del potenciómetro P1. Para medir esta duración basta introducir al microprocesador en un bucle; en cada barrido se incrementa el contenido de un registro en una unidad y sale de él al pasar la patilla 3 a nivel lógico alto.

El subprograma adjunto puede situarse en cualquier zona de RAM libre de un Z80, 8080 ó 8085. Las instrucciones LD A, (HL) y AND E leen el nivel existente en la patilla 3 que, en este caso, está conectada al 7° bit de datos (E contiene 80_{16}). Después de LOOP1 se inicia el verdadero bucle de conteo (ZERO) que continuará en tanto que la patilla 3 siga al nivel lógico bajo. El registro utilizado para llevar la cuenta (BC) es doble, aunque nada impide optar por un registro simple. Si prefiere esta última solución, el bucle se hace un poco más corto y, por consiguiente, más rápido (27 períodos de reloj en lugar de 29). INPUT es la dirección a la que está conectada la salida del 555. La línea 190 del programa pone una máscara en INPUT, mediante el registro E, para muestrear únicamente el bit 7 (el único que nos interesa).

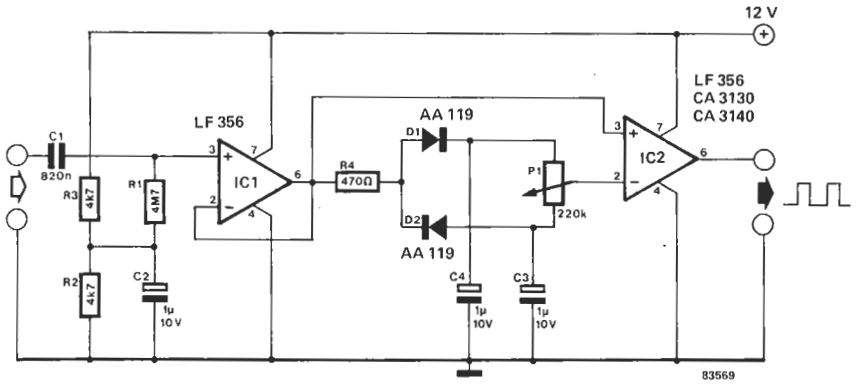
Una observación final sobre la forma de calcular el valor de C1. Si P1 es de 100K, Bc debe contener, por ejemplo, 100_{10}, para lo cual se requieren $100 \times 29 = 2900$ impulsos de reloj (con un reloj de 4 MHz supone 725 µs). El tiempo t_0 durante el cual la salida de IC1 es 0 viene dado por: $t_0 = 0{,}69 \cdot P1 \cdot C1$. En el caso considerado, C1 sería de 10,5 nF; en la práctica tomamos el siguiente valor normalizado (12 nF) y accionamos P2 hasta que el registro contenga el valor correcto.

Si tiene que adquirir el 555, le recomendamos que compre la versión CMOS 7555, puesto que produce menos interferencias con la tensión de alimentación.

27 disparador automático

Este circuito proporciona una tensión de salida cuando la tensión de entrada supera un nivel de referencia determinado a partir de las máximas tensiones positiva y negativa de la señal de entrada. Por consiguiente, el circuito de disparo es bastante independiente de la amplitud de la señal y podría utilizarse, por ejemplo, como disparador para un osciloscopio. El amplificador operacional (IC1) está conectado como una etapa tampón y su entrada no inversora está polarizada mediante R1...R3 y C2 hasta aproximadamente la mitad de la tensión de alimentación. Las tensiones de referencia se obtienen a partir de la señal de entrada amplificada, a través de D1, D2, C3 y C4. El condensador C4 se carga mediante D1 a la mitad de la tensión de alimentación más la tensión de pico positiva de la señal de entrada. C3 se carga a través de D1 y P1 pero, en este caso, el diodo D2 asegura que la tensión en los bornes de C3 no sea superior a la mitad de la tensión de alimentación menos la máxima tensión negativa. Los valores elegidos en esta parte del circuito son tales que las tensiones de referencia permanezcan constantes siempre que la señal de entrada sea de una frecuencia no superior a 10 Hz. La salida de IC1 se aplica directamente a la en-

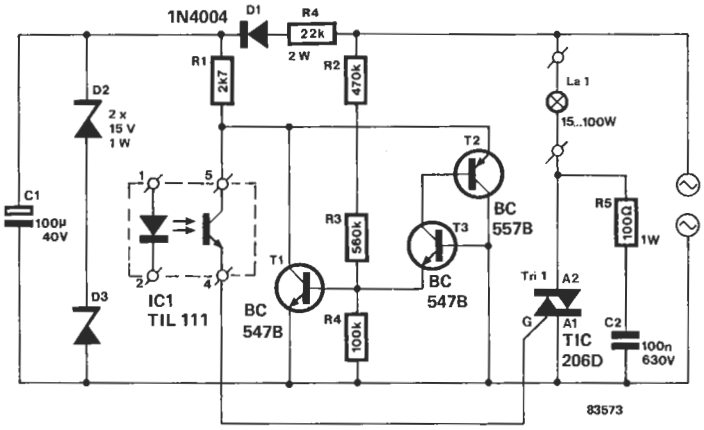
trada no inversora del comparador IC2. La otra entrada de este comparador está conectada al cursor de P1, potenciómetro que se emplea para ajustar la tensión de referencia, que puede tomar cualquier valor comprendido entre los picos de tensión positivo y negativo de la señal de entrada. En tanto que la tensión de entrada sea superior a esta referencia, la salida de IC2 estará aproximadamente al mismo potencial que la alimentación. Si la tensión de entrada cae por debajo del nivel de referencia la salida del disparador pasará a ser cero.

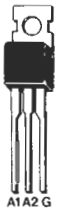


28 super-LED

La emisión de luz de un LED no suele ser muy intensa. Si para una aplicación dada necesita más luminosidad este circuito será, sin duda, una valiosa ayuda. El LED a «amplificar» se sustituye por otro unido a un optoacoplador el fototransistor entra en con un triac, una lámpara conectada a la alimentación de la red.

Cuando se ilumina el LED del optoacoplador el fototransistor entra en conducción, con lo cual llega corriente hasta la puerta del triac, disparándose éste y encendiendo de esta forma la lámpara. La resistencia R1 está conectada a una tensión continua de 30 V extraída de la tensión de la red por intermedio de D1 y de R4. Los dos diodos zener limitan a 30 voltios la tensión en bornes del condensador electrolítico C1. Los tres transistores T1...T3 aseguran que el triac sólo pueda dispararse en el momento en que la alimentación de la red pasa por cero (aproximadamente), con lo que se reducen los problemas de interferencia. Cuando la tensión en el semiciclo positivo supera los 7 voltios, el potencial en la unión R3/R4 es suficiente como para lograr que conduzca T1; la corriente a través de R1 se deriva hacia T1 de modo que el optoacoplador no suministre corriente al triac. Lo mismo sucede durante el semiciclo negativo pero, en este caso, conducirán T2 y T3 cuando la tensión se hace más negativa que −7 V.





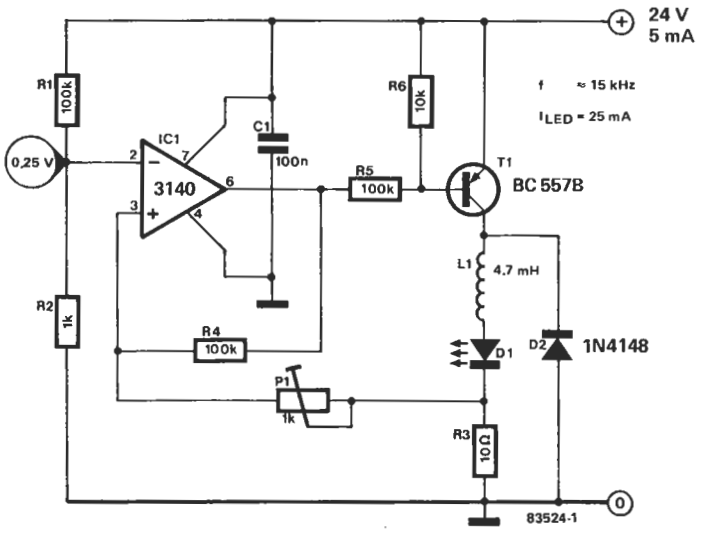
29 LED económico

El método habitual para gobernar un LED a partir de una tensión superior a la suya directa es bien conocido: se recurre a una resistencia para limitar la corriente del LED a su valor nominal. Calcular el valor de esta resistencia es de lo más sencillo: tensión de alimentación menos tensión directa del LED, dividido por su corriente máxima; lo que expresado «formulísticamente» quiere decir:

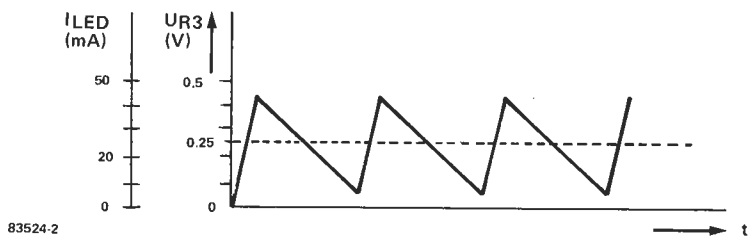
$$R = \frac{U_B - U_{LED}}{I_{LED}}$$

La diferencia entre la tensión de alimentación y la directa del LED debe caer en la resistencia. Sin embargo, este sencillo método tiene la desventaja de que la potencia disipada por la resistencia es bastante alta a poco que valga la tensión de alimentación. Así, por ejemplo, con una alimentación de 24 V y una corriente de 25

1



2



mA, la potencia disipada supera los 0,5 W. Nuestro circuito constituye una buena alternativa: sólo requiere 0,1 W (¡cinco veces menos!). Se trata, como ya habrán imaginado, de una fuente de corriente conmutada.
La fuente de corriente está basada en el transistor T1 y el oscilador utiliza un amplificador operacional 3140. Cuando T1 conduce, circula una corriente a través de la bobina L1, el diodo LED D1 y la resistencia R3 hacia masa. La curva corriente-tiempo se muestra en la figura 2. Tan pronto como T1 conduce aumenta la corriente a través de R3 y la tensión en sus bornes. Este potencial se aplica a la entrada no inversora del amplificador operacional, cuya otra entrada (−) está polarizada a unos 0,25 V por medio del divisor R1/R2. Si la tensión (creciente) en la entrada no inversora iguala la de referencia, la salida del amplificador operacional pasa a nivel alto. El transistor T1 se corta y la corriente del LED circula a través del diodo D2. Como se puede ver en la figura 2, cae la intensidad de corriente y, por tanto, la tensión en R3. Una vez que la corriente y la tensión son suficientemente bajas el amplificador operacional vuelve a bascular y T1 a conducir. Este proceso se repite periódicamente. El umbral de conmutación se ajusta con el potenciómetro P1. Este mismo ajuste determina también (al influir en la tensión que llega a la patilla 3 del operacional) la corriente de pico del LED que, en ningún caso, debe superar los 50 mA.
La frecuencia del oscilador (que, por supuesto, coincide con la de conmutación del transistor) viene determinada por la bobina L1 y por la histéresis de la conmutación (modificable con P1). Si emplea el valor especificado (4,7 mH) la frecuencia de conmutación será de unos 15 kHz con un período aproximado de 65 microsegundos.
Otras dos frecuencias de conmutación, que utilizan valores distintos de la bobina son:

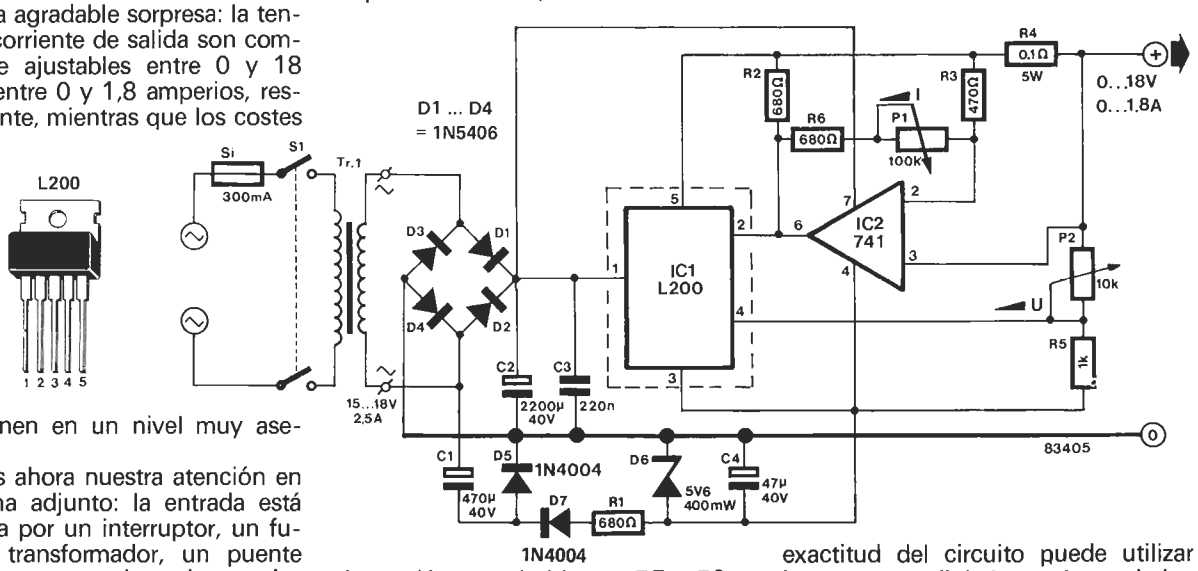
L1	T	F
2.2 mH	35 µs	30 kHz
10 mH	150 µs	6 kHz

En la práctica el ajuste de P1 es fundamental para conseguir que funcione el oscilador a frecuencias bajas; debe variarse para obtener la frecuencia más baja a la que comience a oscilar el circuito. ◀

30

alimentación regulada de 0 a 18 V

Si compara los gastos y las prestaciones de esta fuente de alimentación se llevará una agradable sorpresa: la tensión y la corriente de salida son completamente ajustables entre 0 y 18 voltios y entre 0 y 1,8 amperios, respectivamente, mientras que los costes se mantienen en un nivel muy asequible.
Centremos ahora nuestra atención en el esquema adjunto: la entrada está constituida por un interruptor, un fusible, un transformador, un puente rectificador y un condensador asociado a éste (C2). El diodo D5 y el condensador C1 producen una tensión auxiliar negativa, estabilizada por el diodo zener D6 y por el condensador C4, que empleamos para la alimentación negativa de los dos «chips» a través de la resistencia limitadora R1. Todo esto es necesario para permitir que la tensión de salida se pueda ajustar hasta cero voltios. Durante el montaje de esta parte del circuito hay que tener presente la polaridad de los condensadores electrolíticos.
La regulación se consigue mediante los circuitos IC1 e IC2. El condensador C3 suprime cualquier transitorio residual que pueda existir en la entrada de IC1 (para disminuir su «peligrosa» tendencia a oscilar) y, por consiguiente, debe conectarse lo más cerca posible de éste (lo mismo se aplica a C4 y C2).
El nivel de referencia, procedente de la patilla 4 de IC1, se lleva al divisor de tensión constituido por R5 y P2 y es con este potenciómetro con el que ajustamos el valor de la tensión de salida. IC2 está conectado como un amplificador diferencial que compara las señales de sus dos entradas; la diferencia es la caída de tensión a través del «sensor» de corriente (la resistencia R4). Con este IC (un 741) limitamos la corriente, pues su salida se aplica a la patilla 2 del L200. Con P1 (en el bucle de realimentación del 741) determinamos la corriente de salida. Habida cuenta de la asimetría de la alimentación del 741 se le puede aplicar directamente, en la entrada no inversora, la tensión de salida del circuito.
IC1 debe montarse con un radiador adecuado que disipe casi toda la potencia del circuito. La fuente de alimentación se puede realizar, con bastante facilidad, en una caja con un voltímetro y un amperímetro montados en el panel frontal. Con miras a la exactitud del circuito puede utilizar instrumentos digitales en lugar de los analógicos, todo dependerá de sus necesidades... y de su economía. ◀



31

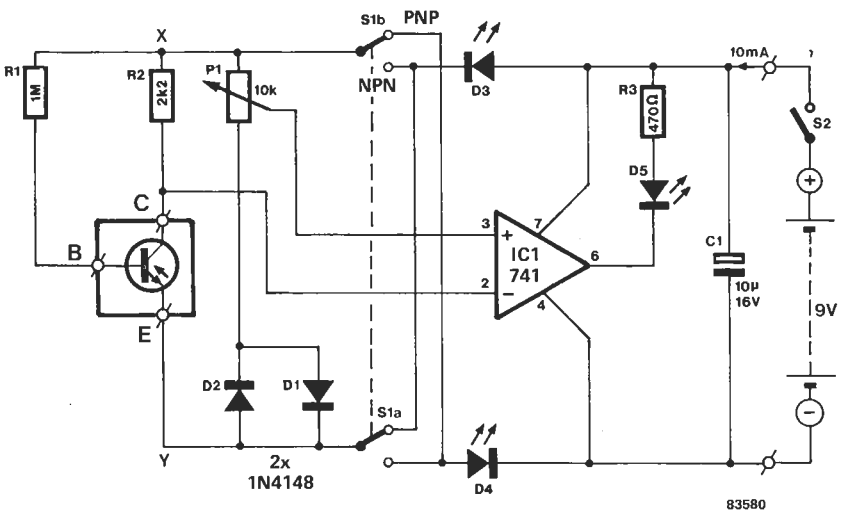
téster soft-RAM

```
A000 2189A5      00100 START   LD      HL,TEST  ; POSICION A VERIFICAR
A003 7E          00110 LOOP    LD      A,(HL)   ; LEE MEMORIA
A004 EEFF        00120         XOR     0FFH     ; COMPLETA
A006 77          00130         LD      (HL),A   ; ALMACENA
A007 18FA        00140         JR      LOOP     ; REPITE BUCLE
                 00150
A009             00160 TEST    EQU     $
0000             00170         END
```

Cuando algo comienza a fallar en un sistema basado en microprocesador hay dos soluciones: suicidarse (sólo lo aconsejamos para guiones televisivos) o armarse de paciencia, instrumentos y sabiduría y... tratar de averiguar qué es lo que no va: ¿el circuito integrado ese?, ¿la memoria?, ¿el decodificador de direcciones?... ¿o quizás el osciloscopio está estropeado?
Para los aficionados que no dispongan del complejo instrumental necesario (o no quieran «comerse el coco» usándolo) hemos realizado un sencillo programa que, con la sola ayuda de un osciloscopio, les permitirá descubrir lo que falla. Es cierto que hay muchos programas de este estilo, pero la mayoría se limitan a localizar posiciones de memoria defectuosas, «pasando» de anomalías en memorias intermedias, decodificador de direcciones, fallos de temporización, etc.
El programa adjunto (para un Z8Ø) muestra el principio básico. La dirección de la posición de memoria a verificar (TEST) se carga en HL. En el bucle LOOP su contenido se lee, se complementa (operación OR exclusiva) pasando los «1» a «0» y viceversa y, finalmente, se escribe el resultado en la misma posición de memoria. Esta operación se repite indefinidamente. El impulso de escritura del sistema se utiliza para disparar un osciloscopio (en cada «barrido» del bucle). Si todo funciona correctamente el valor del bit que visualicemos en la pantalla del osciloscopio debe cambiar constantemente. Si no es así significa que la memoria no lo acepta; en este caso el procesador escribe continuamente el valor opuesto al que tiene el dato erróneo (por ejemplo un «0» si el dato rechazado vale «1»). «Siguiendo» el desplazamiento de los datos a través del sistema con la sonda del osciloscopio se puede averiguar dónde está la anomalía y tomar las medidas necesarias para subsanarla.
Este programa podría ampliarse fácilmente de modo que HL se incremente en «1» cada vez que se recorre el bucle sin detectar error alguno, de tal forma que se pueda recorrer con gran rapidez toda la memoria.
Por otra parte, según las circunstancias, puede resultar más práctico utilizar un modo de direccionamiento absoluto, en lugar del indirecto (siempre que el procesador lo admita, claro). En todo caso el principio sigue siendo el mismo.

32

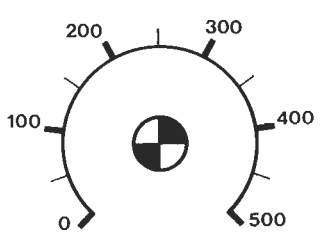
medidor de h_{FE}



Este medidor de h_{FE} es interesante por su sencillez y porque funciona, indistintamente, con transistores PNP y NPN. Además la medida es independiente de la tensión a que alimentemos el circuito. Como muestra el diagrama la corriente de base (I_B) del transistor objeto de prueba circula a través de R1; una sencilla fórmula permite calcular su valor:

$$I_B = \frac{U_{XY} - U_{BE}}{R1}$$

La caída de tensión en la resistencia de colector (R2) es: $U_{R_2} = h_{FE} \cdot I_B \cdot R2$
La tensión de referencia se determina accionando el potenciómetro P1; dicha tensión se deriva de $U_{XY} - U_{D_1}$ (o U_{D_2} en el caso de un transistor PNP), Así resulta que el valor tomado del potenciómetro es directamente proporcional al h_{FE} del transistor objeto de prueba e independiente del valor de la alimentación. La caída de potencial en R2 y la tensión en P1 se comparan mediante IC1. Ahora ajustamos el potenciómetro P1 de modo que el LED situado a la salida del amplificador operacional quede en la frontera entre iluminarse o apagarse. En estas condiciones la tensión en el potenciómetro es idéntica a la existente en los bornes de R2.

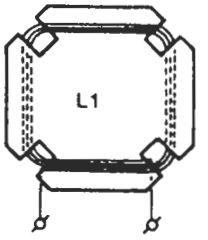


El conmutador S1 permite pasar de un transistor NPN a otro PNP al invertir la polaridad de la tensión U_{XY}. Los diodos LEDs D3 y D4 instalados en las líneas de alimentación aseguran que las tensiones de entrada a medir están dentro del rango de modo común del amplificador operacional.
Una pila compacta de 9 V suministra la tensión de alimentación. Cuando se enciende el LED el consumo es de 10 mA; cuando se apaga cae a 1,1 mA.
Puede, si quiere, calibrar el montaje probando un transistor con h_{FE} conocido y accionando P1 hasta ajustarlo. Incluso podría crear en P1 su propia escala, tal y como se muestra en el dibujo.

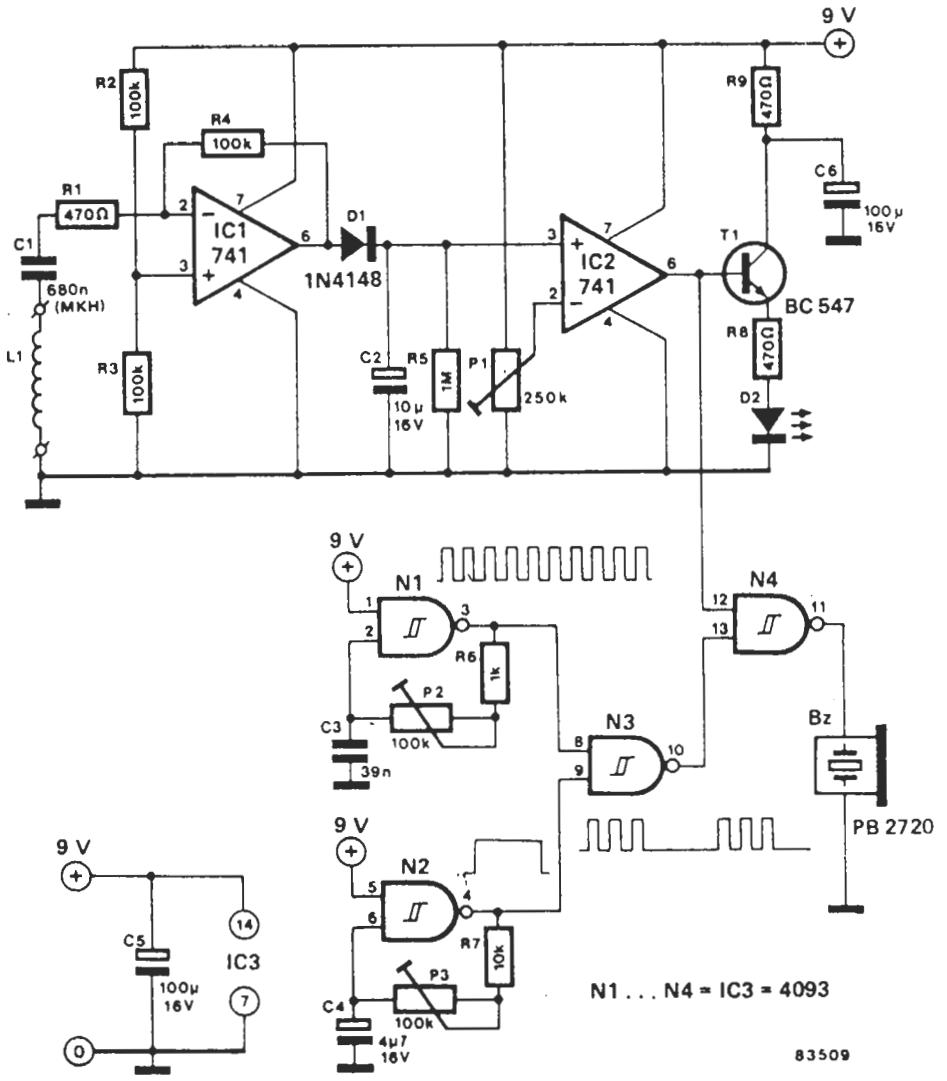
33 personalización del timbre telefónico

Imagínese una reunión en la redacción de una publicación importante (ELEKTOR, por ejemplo), con sus numerosos teléfonos esparcidos por las mesas y que, de repente, suene el timbre de uno de ellos. Lo más probable es que se produzca una desbandada porque cada persona creerá haber oído «su» teléfono. Para evitar estos «casos circulatorios», generadores de «stress» y de pérdidas de tiempo, se nos ha ocurrido diseñar un dispositivo para «personalizar» el timbre de nuestro teléfono.

El circuito de la figura 1 está acoplado él aparato telefónico por medio de la bobina L1; se trata de un acoplamiento puramente inductivo, pues no es cuestión de andar manipulando por dentro los aparatos telefónicos. La señal correspondiente se amplía en IC1 y rectifica mediante D1. Cuando se alcanza el umbral establecido por P1, el comparador IC2 bascula y se sitúa al nivel lógico alto la patilla 12 de N4. Esta puerta deja pasar inmediatamente la señal de BF, que se hace audible gracias a un zumbador piezoeléctrico. Observe la existencia de una indicación óptica (diodo LED D2). La señal de audio se genera con N1 y N2, montadas como multivibrador astable. La potencia acústica de la señal viene determinada por P2 y su cadencia por P3. El inevitable PB2720 de TOKO se caracteriza por una frecuencia de resonancia de 4,6 kHz; es suficiente con desplazar el cursor de P2 hasta encontrar la posición ideal. La construcción de la bobina L1 no tiene dificultad alguna: basta disponer de un soporte de cartón rígido de forma cuadrada y de unos 10 cm de lado, en el que se devanan, siguiendo las indicaciones de la figura 2, unas 100 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 a 0,4 mm de diámetro. Esta bobina deberá colocarse debajo del teléfono. Una vez instalado nuestro dispositivo podemos asegurarle que dispondrá de un timbre telefónico muy «personal».

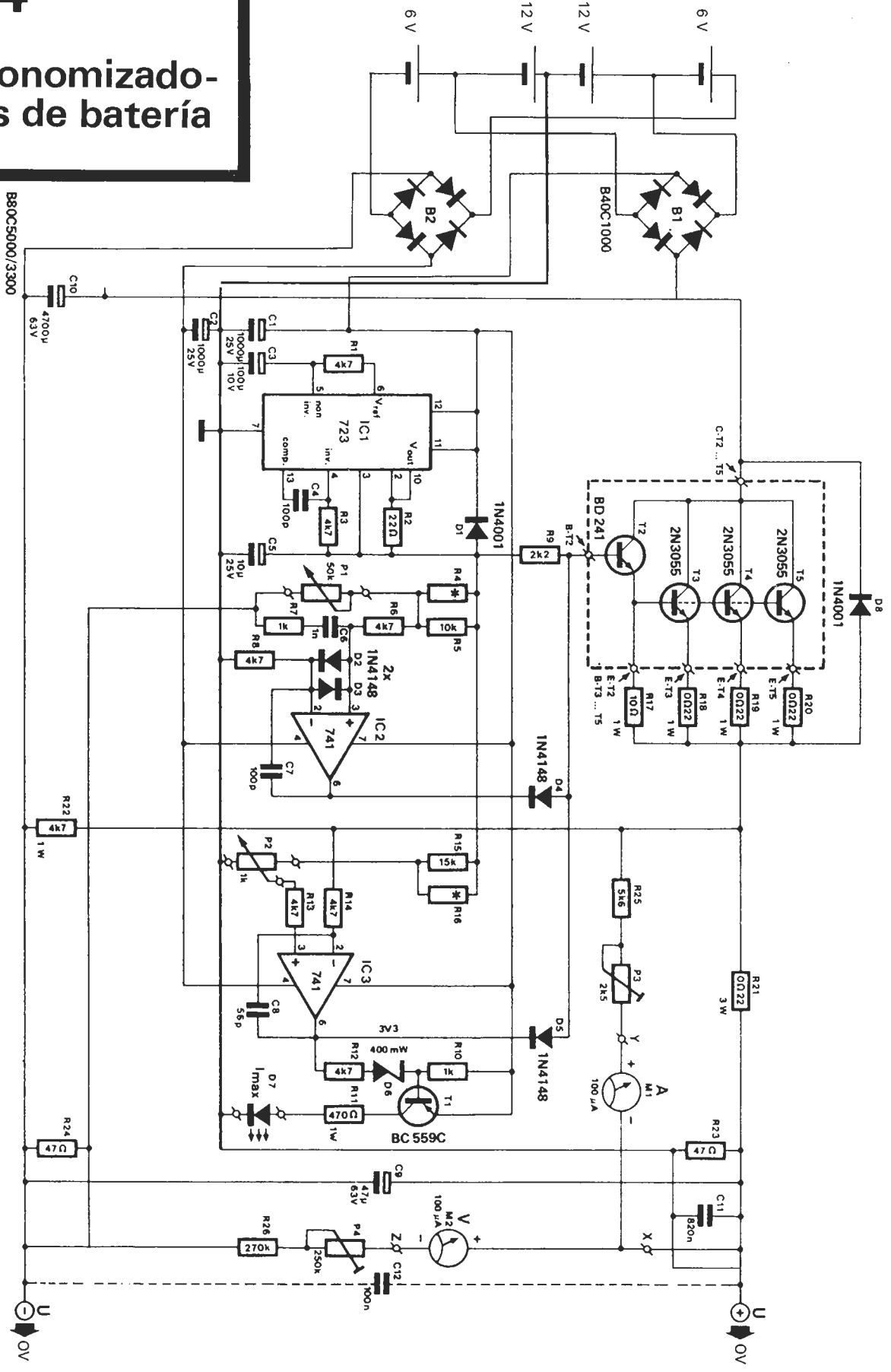


100 espiras hilo de cobre esmaltado ∅ = 0,2 ... 0,4 mm



34

economizadores de batería



35

amplificador fitotrónico

Que los árboles y plantas tienen «alma» —como cualquier hijo de vecino— es una afirmación que vienen manteniendo desde hace mucho los amantes de las plantas y los jardineros (profesionales o aficionados). Si usted no pertenece a este grupo de privilegiados, vamos a brindarle la oportunidad de entrar en contacto más estrecho con esos miembros de su «familia» (¡está bien!... mientras no se demuestre lo contrario serán familia tan sólo de los jardineros y amantes de las plantas, ¡no se ponga así!). Si cree que este experimento cae dentro del mundo de la parapsicología puede tranquilizarse: se trata simplemente de medir una señal no periódica de entre 1 y 40 Hz, cuya amplitud varía desde 0 a unos pocos microvoltios. Con esta señal podremos seguir sin duda la actividad de las plantas. Como puede ver, lo más cercano al «más allá» que hay en esta experiencia es la vivienda de nuestro articulista, que reside en Villaverde.

Seguramente usted no había relacionado nunca el osciloscopio con las plantas, pues bien, si quiere llevar a cabo este ensayo con seriedad (tal y como nosotros lo hemos realizado) y profundizar lo más posible en la conducta de las plantas necesitará un osciloscopio de gran capacidad de amplificación y buena supresión del ruido.

Vayamos ahora al circuito. Los contactos, A y B, conducen las señales hasta sendos amplificadores operacionales (A1 y A2) de alta impedancia de entrada y a resistencias (R1 y R2) de 1 MΩ. Después se aplican al amplificador diferencial A3, que tiene una ganancia aproximada de 10. Este amplificador no llega a saturarse, pues para evitarlo se han mantenido bajos los valores de las ganancias de A1 y A2. Para filtrar las altas frecuencias hemos colocado a la salida de A3 un filtro activo pasa-baja, basado en A4, con una frecuencia de corte de unos 50 Hz. A continuación, con C3 y R13, suprimimos cualquier componente de corriente continua que haya podido pasar; la frecuencia de corte de este filtro pasa-alta es de 1 Hz. Quedan así sólo las señales con frecuencia comprendida entre 1 y 50 Hz.

Una vez filtrada por completo la onda se lleva al amplificador no inversor A5, con un factor de amplificación de 1.000. Para que no influya sobre el filtro de pasa-alta este circuito tiene una gran impedancia de entrada.

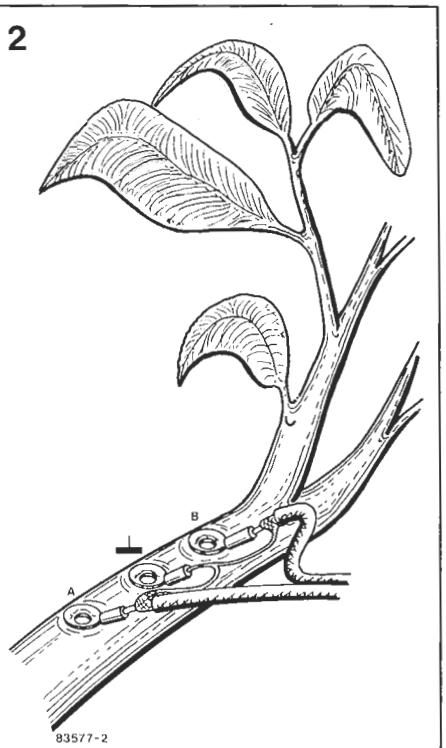
Parece que todo ha terminado, pero no es así. Al pasar por las etapas amplificadoras hemos incorporado a la señal ruidos y zumbidos procedentes de la red, con lo cual debemos filtrarla de nuevo (A6 y componentes asociados).

Con un osciloscopio adecuado podríamos tomar ya medidas en bornes de R19 y C6, pero si prentende conectar el montaje a un VCO (oscilador de baja frecuencia controlado por tensión) o a una grabadora hay que reforzar antes la señal; para eso está A7.

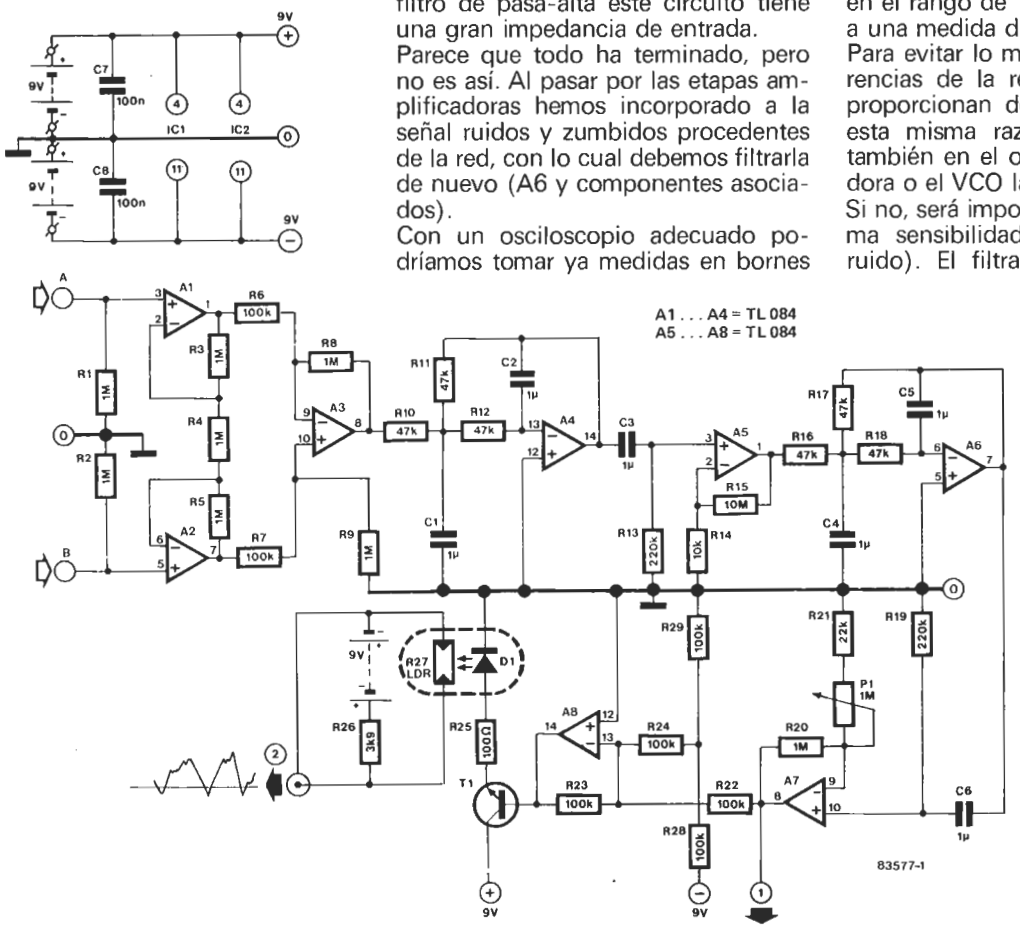
La ganancia total del circuito se puede regular por medio del potenciómetro P1 entre 20.000 y 1.000.000 (entre 86 y 120 dB). Con el máximo valor cada división del osciloscopio en el rango de 1 V/div corresponderá a una medida de 1 microvoltio.

Para evitar lo más posible las interferencias de la red la alimentación la proporcionan dos pilas de 9 V. Por esta misma razón es preciso filtrar también en el osciloscopio, la grabadora o el VCO la alimentación de red. Si no, será imposible emplear la máxima sensibilidad (sólo obtendríamos ruido). El filtrado se puede realizar

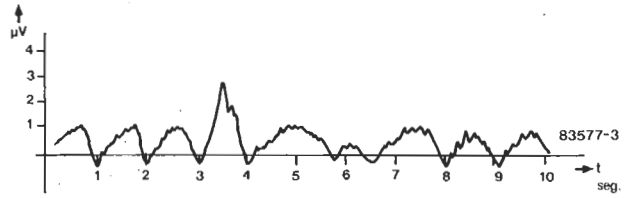
2



1



3



mediante un optoacoplador o también con un diodo LED y una resistencia LDR (fotosensible) introducidos en una caja impermeable a la luz. La LDR podría alimentarse desde la red pero, de nuevo, es preferible emplear una batería y evitar así nuevas interferencias.

Si quiere hacer un estudio detallado, incluyendo todas las situaciones posibles, y grabando las reacciones de la planta a cada una de ellas, no le servirá el osciloscopio, y tendrá que emplear un registrador de datos. Si no dispone de uno (cosa muy lógica dado su precio) puede sustituirlo tranquilamente por un VCO y grabar su señal de salida.

Llegamos ahora a uno de los puntos más delicados del montaje: las sondas de medida. La primera cosa que necesitamos son detectores de señales; el más simple puede ser un juego de terminales de oro obtenidos, por ejemplo, de un zócalo de circuito integrado. Sin embargo, si le es osible, logrará mejores resultados empleando pequeñas placas sensoras y recubriéndolas antes de su uso con una fina capa de pasta conductora. Debe lograr tres sensores: el central conectado al blindaje de los cables de conexión (ver figura 2) y los otros dos a las entradas A y B. Es importante que estos conductores estén apantallados y que su blindaje se conecte a la masa del amplificador. La forma de colocar los detectores viene indicada en la figura 2; la separación entre ellos debe ser de 2 ó 3 cm, no más.

El equipo de registro debe estar conectado a masa a la entrada de la red.

También es conveniente construir el amplificador en la caja más pequeña posible; no es imprescindible que sea de metal y que se conecte a masa, pero si recomendable (vamos, que lo haga). Insistimos en la importancia de reducir en todo lo posible el riesgo de parásitos.

Si el equipo funciona correctamente y ha seguido todos nuestros consejos (incluso nuestras desagradables cuasi-órdenes) puede llevarse todavía un susto, pues la reacción de la planta al comienzo puede ser sumamente violenta. Una vez pasado este período de acomodación la salida de nuestro circuito debe parecerse, al menos, a la curva de la figura 3. Con ello estaremos informados de las variaciones de tensión en la planta. En el caso de un registrador de datos la resolución debe ser suficiente para obtener una traza legible; las velocidades más adecuadas de avance del papel son las comprendidas entre 0,5 y 1 cm/s, pero para ahorrar puede emplear velocidades algo menores.

Finalmente, sentimos curiosidad por cómo le han ido las cosas: ¿se ha hecho usted ya un «convencido»? ⏮

36

G. Ramm

doblador de tensión continua

Este montaje es capaz de proporcionar, en vacío, una tensión doble de la aplicada a su entrada. Utiliza un circuito integrado 4049 que contiene 6 inversores. Los dos primeros (N1 y N2) están montados como un oscilador (junto a R1 y C3) con una frecuencia de unos 10 kHz. Los otro cuatro (N3...N6), montados en paralelo, constituyen una etapa separadora encargada de atenuar los efectos que produce la carga sobre el doblador de tensión.

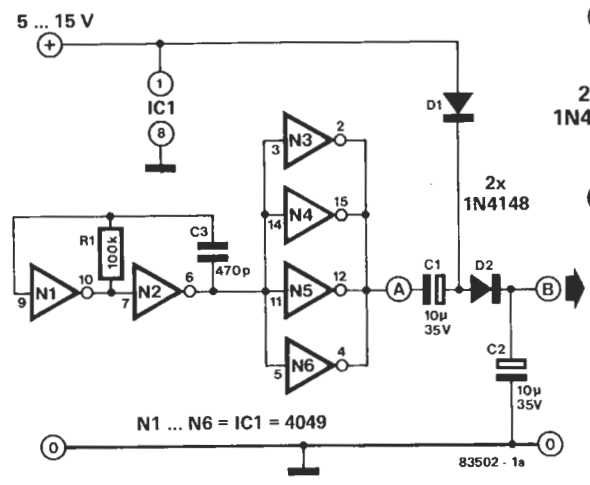
Con la cadencia que marca la señal de reloj, el punto A de la figura 1a pasa de estar conectado a la tensión de alimentación a estarlo a la masa. En esta última situación los condensadores C1 y C2 se cargan hasta la tensión de alimentación a través de los diodos D1 y D2. Cuando alcanzan este valor, el oscilador conmuta el punto A durante el resto del período al potencial de alimentación; el condensador C1 transmite entonces una parte de su carga al condensador C2, cuyo potencial se hace casi el doble que el de alimentación.

Si se conecta D1 a masa y se invierten las polaridades D1, D2, C1, C2 (figura 1b) se obtiene en A una tensión igual a la alimentación pero negativa (al menos en vacío). Desgraciadamente, tanto en el montaje de la figura 1a como en el de la 1b, el circuito no responde igual en vacío que en carga. La tensión de salida depende de la carga conectada. Según aumentamos esta disminuye la tensión continua a la salida y crece la de alterna superpuesta. La tabla adjunta da una idea de los valores medidos en nuestro prototipo para 3 corrientes de carga distintas. Vea que, a pesar de su sencillez, los resultados son bastante «potables». ⏮

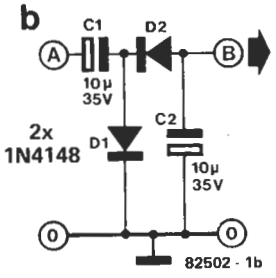
Tabla

Tensión de alimentación (V)	I_{salida} (mA)	U_{salida} (V) Figura 1a	U_{salida} (V) Figura 1b	$U_{c.a.}$ (mV_{pp}) Figura 1a	Rendimiento (%) Figura 1a	Rendimiento (%) Figura 1b
10	5	17	−7.5	30	68	49
	10	16	−6.5	60	70	52
	15	14.5	−5	90	68	44
15	5	27.5	−12.5	40		
	10	26.5	−11.5	75		
	15	25.5	−10.5	115		

1a

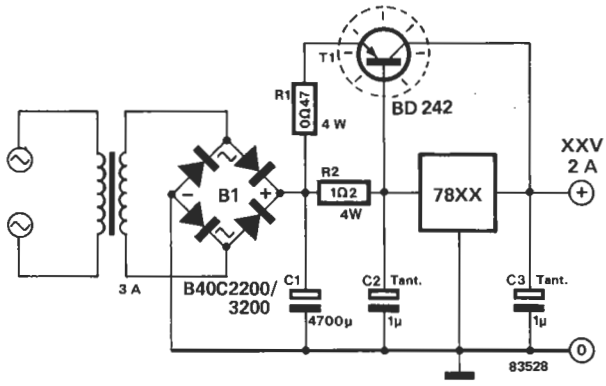


b



37

regulador de tensión «reforzado»



Corriente de salida (A)	Tr corriente (A)	B1 (tipo)	C1 en µF	R1 en (Ω/4 W)	R1' en (Ω/4 W)	R2 en (Ω/4 W)	T1 (tipo)	T1' (tipo)	Disipador en K/W
2	3	B 40 C 2200/3200	4700 (2 x 2200)	0.47	—	1.2	BD 242	—	5
3	4.5	B 40 C 3200/5000	6800 (3 x 2200)	0.39	—	2.2	MJ2500	—	3
4	6	B 40 C 5000/7000	10.000 (2 x 4700; 4 x 2200)	0.27	—	2.2	MJ2500	—	2
5	7	B 40 C 5000/7000	10.000	0.22	—	2.2	MJ2500	—	1.5
7	10	B 40 C 10.000	15.000 (3 x 4700)	0.27	0.27	2.2	MJ2500	MJ2500	2 x 2
10	14	B 40 C 10.000	22.000 (2 x 10.000; 4 x 4700)	0.18	0.18	2.2	MJ2500	MJ2500	2 x 1.5

Existen diversas formas y medios de extraer de un regulador de tensión integrado una corriente superior a la que tuviera originalmente prevista su fabricante, pero la mayor parte de estos procedimientos tienen serios inconvenientes. Si, por ejemplo, se conecta un transistor de potencia en paralelo con el circuito integrado, la alimentación ya no estará protegido contra cortocircuitos. Por supuesto, podríamos arreglarlo añadiendo un sensor de corriente (un transistor) que,durante las condiciones de sobrecarga, cortara la corriente de base al transistor de potencia. Pero esta solución tiene la desventaja de una elevada pérdida de potencia durante las condiciones de cortocircuito, situación inadmisible.

El circuito que presentamos es la solución más sencilla posible; consiste esencialmente en proveer al transistor de potencia T1 de una resistencia de emisor. Con ello se resuelve el problema de forma eficaz, pues la corriente que circula a través de T1 es proporcional a la suministrada por el regulador de tensión. Si el 78XX y T1 están montados en el mismo disipador de calor el transistor también estará protegido desde el punto de vista térmico.

La tensión de salida es función sólo del tipo de regulador utilizado y, tal como se indica en la figura, el circuito es adecuado para corrientes de hasta 2 amperios. Si quiere magnitudes más grandes, deberá cambiar algunos componentes, de acuerdo con la tabla. Para intensidades superiores a 7 amperios el transistor T1 debe sustituirse por dos transistores conectados en paralelo, cada uno de los cuales ha de tener su propia resistencia de emisor (R1 y R1' respectivamente).

38

despertador «comprensivo»

El ser humano tiende a rodearse cada vez de mayor número y más sofisticados aparatos de tortura, entre los que podemos citar al automóvil (quebraderos de cabeza mil), los teléfonos (inoportunos y ruidosos) y el despertador (de refinada crueldad). Precisamente de este último vamos a ocuparnos.

Hay quien salta como un resorte al oír el fatídico sonido del despertador, pero hay quien prefiere agotar los últimos (y más dulces) minutos de sueño antes de despejarse por completo. De ahí nuestra idea de diseñar un despertador «comprensivo» con las debilidades humanas (está claro a qué grupo pertenecemos ¿verdad?).

El funcionamiento del circuito es bastante sencillo: N5 hace de generador de reloj asociado al contador binario IC1. Después de 16 impulsos la salida Q4 de IC1 pasa al nivel lógico alto para, 16 impulsos más tarde, volver al nivel lógico bajo. Tras 128 impulsos es la salida Q7 la que pasa al nivel lógico alto, mientras que Q4 queda al bajo, de modo que la salida de N1 esté al nivel lógico alto.

En las entradas y salida de la puerta AND constituida por N3 y N4 hay, pues, niveles lógicos altos con lo que se activa el oscilador basado en N7, R5 y C4 que, a través de T2, hará que se oiga la típica señal del despertador, pero con muy poca intensidad.

Después de una nueva serie de 16 impulsos, la salida Q4 vuelve a adquirir el nivel lógico alto y la de N1 pasa al nivel lógico bajo, al igual que la de la puerta AND N3/N4. La señal de aviso queda interrumpida. Sin embargo, en ese momento, la salida de N2 pasa al nivel lógico alto y activa el oscilador de tono de alarma N6, que excita a T1 sonando entonces la alarma con la intensidad normal.

Hay que esperar otros 16 impulsos antes de que la salida Q4 vuelva a tener el nivel lógico bajo y la salida de N1 adquiera el nivel lógico alto, con lo que volverá a sonar la señal de aviso débil. Si no se reinicializa el circuito (pulsador S1), 256 impulsos más tarde volverá a tener Q4 un nivel lógico alto, de modo que las salidas de N2 y N4 pasen al nivel lógico bajo, quedando desactivados los dos osciladores.

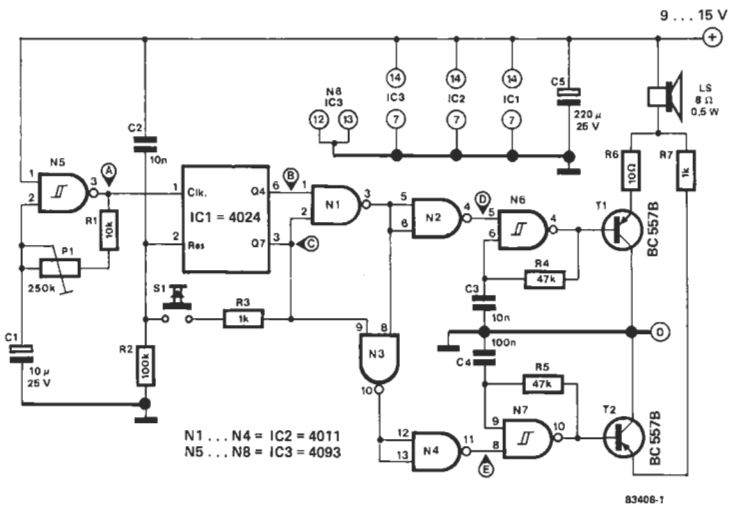
Como el nivel lógico alto utilizado para la inicialización se extrae de la salida Q7, sólo podrá inicializar el circuito cuando Q7 esté al nivel lógico alto. Si no quiere depender de Q7 puede desoldar R3 y unirla a la alimentación.

T1 y T2 son transistores PNP y se bloquearán cuando los osciladores queden desactivados. Con los valores indicados en el esquema, el consumo del circuito es de 4,3 mA cuando suena la 1.ª señal y 120 mA al activarse la fuerte. Puede ajustar la intensidad de las señales de aviso y de alarma de

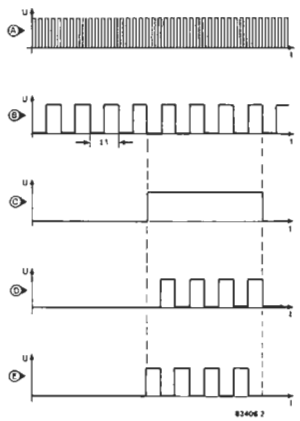
modo que no sean traumáticas ni tampoco ineficaces. Para dicho ajuste basta «jugar» con los valores de R6 y de R7, a condición de no bajar de 10 ohmios.
Las frecuencias de las señales sonoras también se pueden modificar cambiando el valor de las parejas C3/R4 y C4/R5.

En lugar de utilizar la salida Q4 puede emplear la Q5 (patilla 5) o Q3 (patilla 9). En el primer caso (Q5) la alternancia entre la señal de aviso y la señal de alarma será dos veces más lenta mientras que en el segundo (Q3) será dos veces más rápida.
En el momento que se active el circuito (su hora de levantarse) no ocurrirá nada hasta que haya transcurrido el tiempo establecido por P1 (de 20 s a 4 min.), sonando entonces la señal de aviso durante algunos segundos. Si no pulsa S1 será sustituida por la señal de alarma, bastante más desagradable, que le sacará seguro de sus sueños.

1

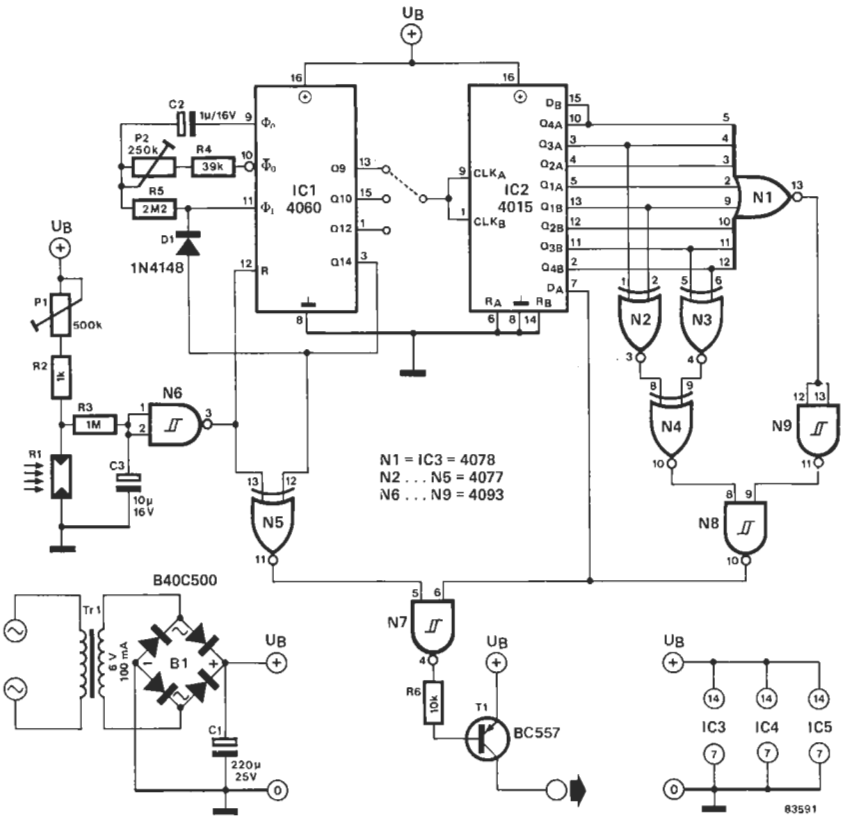


2



t1 = 32 ciclos de reloj
Las gráficas no están todas a la misma escala

39 simulador de presencia anticacos



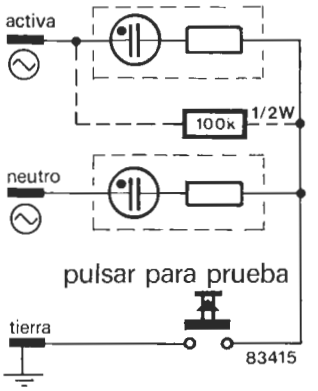
Las vacaciones son un caldo de cultivo para los cacos. Seremos muchos sin duda los que, tras un duro año de trabajo, al irnos de vacaciones, no logremos evitar una sensación de temor ante la idea de lo que podremos encontrarnos a la vuelta. Si un amigo de lo ajeno comprueba que durante unos días no se enciende ninguna luz en una vivienda tendrá la seguridad de que sus moradores se han ido de vacaciones y podrá planear concienzudamente su «asalto».
Este circuito está pensado para engañar a los ladrones. Al atardecer el simulador enciende una o más lámparas durante 15 horas. En este tiempo las luces se encienden y apagan al azar, según el «capricho» de un generador aleatorio. ¿Hay algo más cercano a la realidad?
Veamos cómo funciona este artificio. Cuando la intensidad de la luz disminuye la resistencia fotosensible R1 aumenta su valor basculando entonces la salida de N6 a un cero lógico (este punto puede ajustarse mediante P1). La entrada de puesta a cero (patilla 12) del contador IC1 queda al nivel lógico bajo, comenzando a contar. IC1 contiene un multivibrador integrado cuya frecuencia es función de los valores asignados a C2, P2 y R4. Con P2 puede ajustar la frecuencia entre 0,9 y 4,5 Hz. En el preciso instante en que se activa IC1 la salida de N5 pasa al nivel lógico alto, pero la de N7 (y la conducción de T1) permanecen sin cambios hasta que llegue un «1» desde N8.
Mientras que IC1 cuente, estará mandando impulsos de reloj a IC2 a través de Q9, Q10 o Q12 (patillas 13, 15, 1 respectivamente y 32, 16 o 4 impulsos). Las salidas de IC2 junto con las puertas N1...N4, N8 y N9 forman un generador cuasi aleatorio que, a través de N7, controla a T1 y, por tanto, el encendido y desconexión de la luces. Con un poco de suerte esto le

hará pensar al potencial ladrón que seguimos en casa.
Transcurrido un cierto período (de 1 a 5 horas) la salida Q14 de IC1 pasa al nivel lógico alto, el multivibrador se para debido a la presencia del diodo D1; por consiguiente, el contador se detiene, Q14 queda al nivel lógico alto y la salida de N5 al bajo. N7 se inhibe apagando las luces. Y así continuarán (se supone que estamos durmiendo) hasta el día siguiente.
El control de las lámparas puede efectuarse con la ayuda de un relé conectado a T1 (con una corriente máxima de 50 mA; si el relé exige una corriente más importante habrá que adaptar las características de T1 y del transformador). El relé a semiconductores (ELEKTOR n.º 29, octubre 1982) o el super LED (en este mismo número), sirven perfectamente. Si se elige el super LED deberá añadir una resistencia de 1 K en serie con el LED del optoacoplador.
El ajuste es de lo más sencillo. P1 permite calibrar la sensibilidad de la LDR, es decir, el nivel luminoso al que bascula N6. La duración total del encendido viene determinada por la posición de P2, mientras que el régimen de encendido, es decir, la velocidad a la que se producen los encendidos y apagados de las lámparas, depende de cual sea la salida Q de IC1 conectada a la entrada de reloj de IC2.
Al elegir el emplazamiento del montaje, hay que cuidar de que la LDR no resulte influida por una luz parásita, procedente del encendido de cualquier iluminación fortuita (faros de coches, alumbrado público, luna llena, etc).
Si no quiere el encendido y apagado aleatorio, bastará con suprimir IC2 y su colección de puertas (N1...N4, N8 y N9). Sin embargo, cuide entonces que la patilla 6 de N7 quede conectada a la tensión positiva.

40 comprobador de cableado de la red

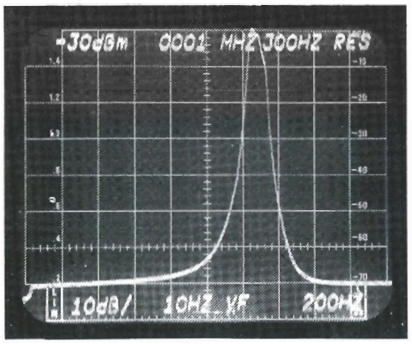
A. Scragg

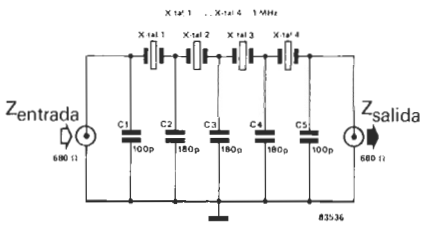
Aquí les presentamos otro sencillo circuito constituido tan sólo por dos lámparas de neón (con resistencias en serie incorporadas), un pulsador y una resistencia opcional de 100 K. ¿Puede considerarse realmente este circuito como parte de un «equipo de prueba»? Por supuesto que sí, no se deje engañar por la sencillez. De hecho son las ideas sencillas las que llegan a hacerse realmente indispensables. Por ejemplo: considere lo simple que es un comprobador de las fases de la red. Pues bien, esos dispositivos sólo pueden indicar si la conexión activa de la red está, o no, en buen estado, pero nos dejan con la duda de lo que les ocurre a las líneas negativa y de tierra. Por contra nuestro comprobador permite controlar las tres líneas con la simple pulsación de un botón.
Cuando el circuito está conectado a la red, las dos lámparas de neón se iluminarán un poco. Si accionamos el pulsador una de las lámparas se apagará por completo y la otra aumentará su luminosidad. Este hecho nos indica tres cosas: hay una fase presente, la línea activa es la que está unida a la lámpara encendida y las tres líneas (activa, neutro y tierra) están funcionando correctamente.
En nuestras casas (si no ha intervenido en la instalación eléctrica un manazas) la situación de las líneas activas y de neutro se conoce de antemano. En este caso se puede añadir una resistencia de 100 K, tal como se indica en la figura. La lámpara inferior debe encenderse al principio y, al accionar el pulsador, debe hacerlo la superior.



41 filtro super-estrecho a cristal

Por poco que haya trabajado con filtros sabrá lo caros que resultan en cuanto tienen un mínimo de calidad. Razón más que suficiente para intentar encontrarles un sustituto más barato. Estamos seguros que el que les presentamos será de su agrado. Los componentes utilizados son de lo más vulgar y, sin embargo, sus prestaciones son de «lujo».





Como se puede observar en el esquema el filtro presenta la típica configuración en escalera, con cristales normalizados de 1 MHz. Esta frecuencia es muy empleada y por ello no resulta difícil encontrar los cristales correspondientes a un precio moderado. En la fotografía adjunta se ve el análisis espectral de la banda de paso. Cada división vertical representa 10 dB y cada división horizontal corresponde a una frecuencia de 200 Hz. Seguramente comprenderá ahora el calificativo de «superestrecho» que hemos dado a este filtro. El punto de −6 dB está 60 Hz por un lado y por otro a la frecuencia central del filtro (1 MHz), con una atenuación de unos 60 dB a 400 Hz a una y otra parte de esta frecuencia. Si se considera el bajo coste habrá de reconocer que se trata de un filtro único en su género. La atenuación en la banda de paso (la pérdida en respuesta) queda dentro de unos límites muy aceptables: unos 4 dB. Las tolerancias de fabricación de los cristales de cuarzo de 1 MHz son relativamente estrictas, lo que ofrece la garantía de una excelente reproductibilidad.

42 purificador de señales telegráficas

P. von Berg

Las señales telegráficas suelen llevar inevitablemente unidas señales parásitas que dificultan mucho su legibilidad. Uno de nuestros lectores nos propuso que diseñáramos un circuito para eliminarlas; aquí están los resultados. La señal de AF proporcionada por el receptor telegráfico (tomada a la salida del compresor) se transmite a dos decodificadores de audio, IC1 e IC2, montados en paralelo para ensanchar la banda de paso. Las dos bandas de paso respectivas se solapan para permitir la obtención de una banda con una anchura de unos 100 Hz, centrada en torno a los 800 Hz. Los potenciómetros P2 y P3 permiten situar cada banda de paso en la posición deseada. El receptor utilizado debe tener su máxima sensibilidad para los 800 Hz.

Cuando se aplica una señal de entre 750 y 850 Hz a las entradas de los decodificadores de audio, la salida de N1 pasa al nivel lógico alto. En tanto se mantenga esta situación N2 deja pasar la señal del oscilador hacia la entrada de reloj del contador IC4 (un 4040). Cada impulso incrementa el contador; después de 256 impulsos, la salida Q9 pasa al nivel lógico alto, basculando el biestable FF1. Su salida Q pasa al nivel lógico alto y la $\overline{Q}$ al bajo bloqueándose N3, con lo que IC4 se pondrá a cero. En tanto que la entrada de puesta a cero del contador se mantenga al nivel lógico alto no tendrán efecto alguno los impulsos aplicados a su entrada.

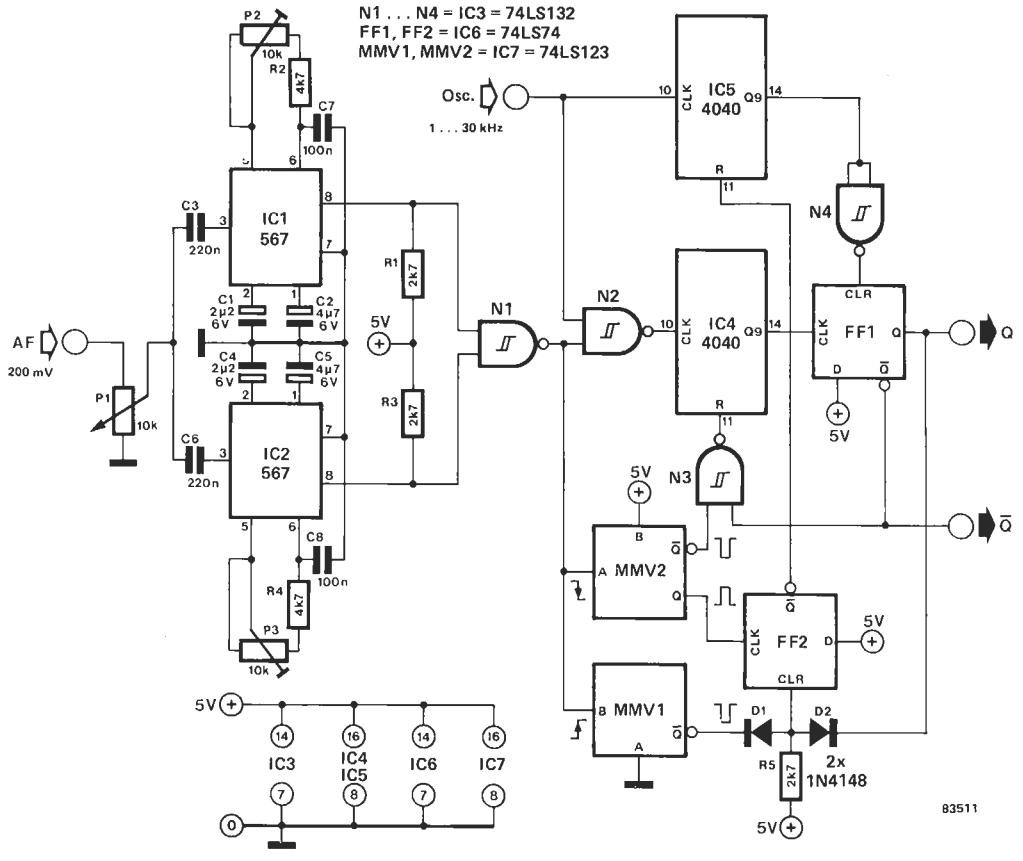
Que las salidas Q9 de IC4 y Q de FF1 estén al nivel lógico alto indica que una señal de AF se aplicó a las entradas de los dos decodificadores de audio 256 impulsos antes. Tan pronto como deja de aplicarse dicha señal N1 dispara al multivibrador MMV2 y la salida Q de éste se hace «1», produciendo el consiguiente basculamiento del biestable FF2. El paso al nivel bajo de la salida $\overline{Q}$ de FF2 permite a IC5 iniciar el conteo. Después de 256 impulsos de reloj su salida Q9 se hace «1» con lo cual FF1 queda a «0» a través de N4. Esta vuelta a cero de la salida Q de FF1 indica al final de la señal de entrada (más un retardo de 256 impulsos de reloj).

Al borrarse FF1, su salida $\overline{Q}$ pasa a valer «1», de modo que la puerta NAND N3 «abre» el contador IC4. El ciclo puede volver a comenzar. La señal de entrada tendrá un retraso de 256 impulsos de reloj.

La frecuencia del oscilador externo puede elegirse entre 1 y 30 kHz. Si el montaje va a emplearlo para «limpiar» las señales telegráficas de Morse debe elegir una frecuencia del oscilador tal que el periódo de tiempo correspondiente a los 256 impulsos de reloj sea más corto que la duración de un punto del código Morse.

Supongamos ahora que la salida de N1 pasa al nivel lógico alto debido a una señal parásita. Antes de que IC4 haya contado 256 impulsos la salida de N1 vuelve al nivel lógico bajo disparando el MMV2. Por consiguiente la salida $\overline{Q}$ de éste pasa al nivel lógico bajo, la de N3 se eleva al alto y el contador IC4 para de contar (no deja pasar los impulsos producidos por el oscilador). FF2 no resulta afectado por el paso al estado alto de la salida Q de MMV2, puesto que está bloqueado por la salida Q de FF1 a través de la «pseudopuerta» D1/D2. El bloqueo de IC4 permite por tanto suprimir los parásitos.

Cuando el contador IC4 hace que FF1 cambie de estado después de 256 impulsos de reloj FF2 ya no está bloqueado. Si MMV2 se dispara por una tensión de interferencia negativa, FF1 cambia de estado y hace que IC5 comience a contar. A continuación este contador pone a cero a FF1 después de 256 impulsos de reloj. Sin embargo, antes de que el conteo haya llegado a 256, habrá cesado la señal de interferencia negativa, por lo que se dispara MMV1. La salida $\overline{Q}$ de MMV1 pasa a valer «0», la $\overline{Q}$ de FF2 se hace «1» y bloquea el contador IC5. Y así se elimina también la interferencia negativa...



43

B. Darnton

simulador de trote de caballo

Al montar a caballo es muy importante saber exactamente qué está haciendo éste con sus patas en cada momento. Un sencillo circuito electrónico puede utilizarse para indicar, mediante LEDs, cuando debería apoyarse cada pezuña en tierra. El único problema es explicar al caballo (especialmente a los de carreras, tan sensibles ellos) que se le ha sustituido por algo tan prosaico como un circuito electrónico.

En la figura 1 se muestra el esquema de este dispositivo; resulta evidente que no se trata de un circuito complicado. No obstante, tiene algunas características que merecen destacarse.

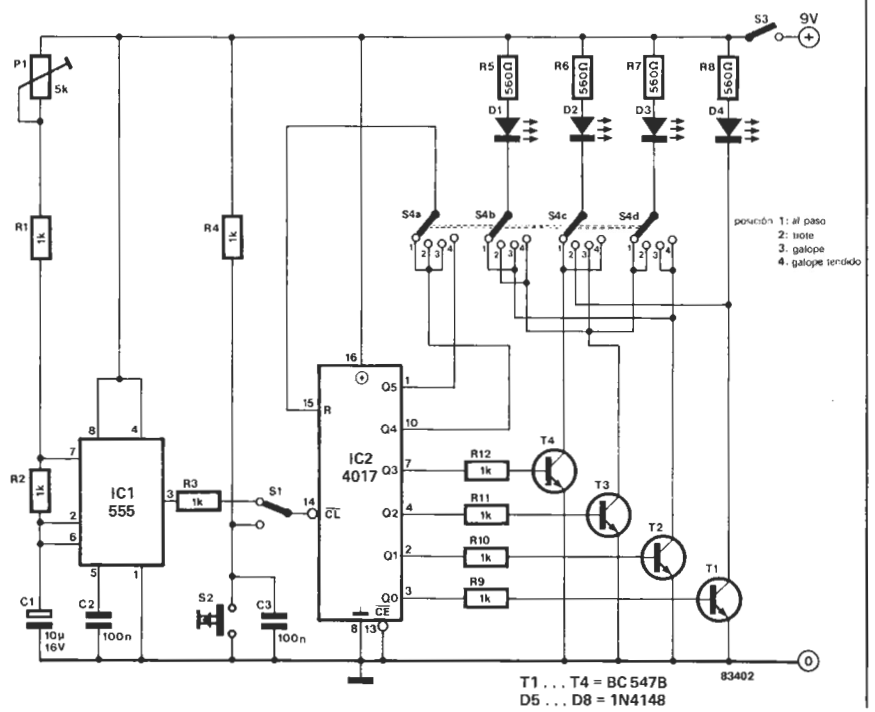
Es obvio que cada caballo se mueve de una manera algo distinta dependiendo además de su edad y nivel de entrenamiento, por lo que aquí sólo dispondremos de una versión idealizada de cómo se mueve un caballo.

Para cada pezuña usamos un LED; cuando se enciende indica que la pezuña correspondiente ha llegado al suelo. Un caballo puede moverse de cuatro formas fundamentales: al paso, al trote, a galope y a galope tendido, con una secuencia particular para cada modalidad. La velocidad a la que se encienden los LEDs es ajustable e incluso se dispone de un modo paso a paso.

El circuito contiene un contador (IC2) controlado por un 555 (IC1), que proporciona una señal de reloj cuya frecuencia puede cambiarse variando P1. De este modo, se determina la velocidad de iluminación de los LEDs. Las salidas de IC2 (patillas 2, 3, 4 y 7) están conectadas a los transistores T1...T4 que, a su vez, van unidos a una red de LEDs a través de un conmutador cuádruple de 4 posiciones. Cada vez que una de las salidas del contador se activa (nivel lógico alto) se hace conductor el transistor correspondiente encendiendo el LED instalado en su circuito de colector. Uno de los circuitos del conmutador asegura la puesta a cero del contador, que se efectúa en el quinto tiempo (Q4) para el paso, el trote y el galope y en el sexto tiempo (Q5) para el galope tendido.

El conmutador S1 permite elegir control con el reloj o sin él, de forma que sea posible hacer avanzar al simulador paso a paso gracias al pulsador S2.

D1=pata delantera derecha, D2=izquierda, D3=pata trasera izquierda, D4=derecha.



44

generador de miras b/n con un integrado

Si alguna vez lo ha intentado sabrá que es casi imposible conseguir el ajuste correcto de la imagen del televisor sin disponer de ningún instrumento. El ajuste «a ojo» proporciona, en la mayor parte de los casos, y según el «ojo», una imagen aceptable pero no perfecta (el círculo central de la carta de ajuste, por ejemplo, tendrá una forma ligeramente ovoidal). En el caso de un televisor de color, es indispensable disponer de un generador de imagen patrón (generador de mira).

Un fabricante de circuitos integrados especializados, Ferranti, parece haber tomado conciencia del problema y ha introducido un completo generador de mira en un único chip. Cuando se combina con unos pocos componentes externos este circuito integrado proporciona una excelente señal de sincronización (normas CCIR) y cinco miras muy prácticas.

El conmutador S2 permite seleccionar 7 miras. El artificio para obtener las dos miras adicionales es bastante simple. Hemos añadido dos «pseudo-miras» a nuestra colección, una completamente negra (S2 en la posición A) y una totalmente blanca (S2 en la posición G). En función de la posición de S2 (dada entre paréntesis) las otras miras disponibles son: líneas verticales (B), puntos (C), tablero de juego (D), líneas horizontales (E) y escala de grises (F). P2 y P1 permiten modificar, respectivamente, la anchura de las líneas verticales y la intensidad de la escala de grises.

T1 efectúa la mezcla de las señales de video y de sincronización. A la base de este transistor se aplican dos señales: la de borrado de línea («blacking»), a través de D5, y la de video. Mientras está activa la señal de borrado (T1 bloqueado), la señal de sincronización se aplica directamente a P3 y P4. De esta forma resulta muy fácil ajustar, accionando P3, la relación entre las señales de video y de sincronización. La amplitud de la salida se determina con P4, y es ampliada en T2 de modo que se disponga de una señal de 1 Vpp para una carga de unos 75 ohmios. El conjunto consume unos 150 mA. Un regulador de tensión integrado del tipo 7805 (IC1) es capaz de suministrar esta corriente sin exigir disipador de calor alguno.

La construcción del generador de mira se simplifica con el empleo de las placas de circuito impreso que repro-

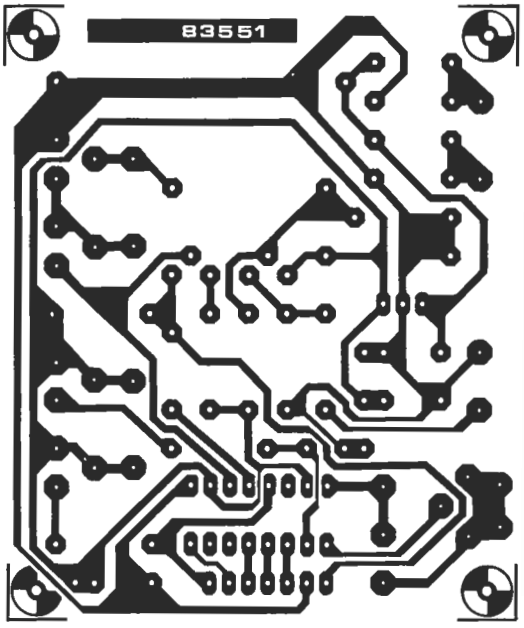
Lista de componentes

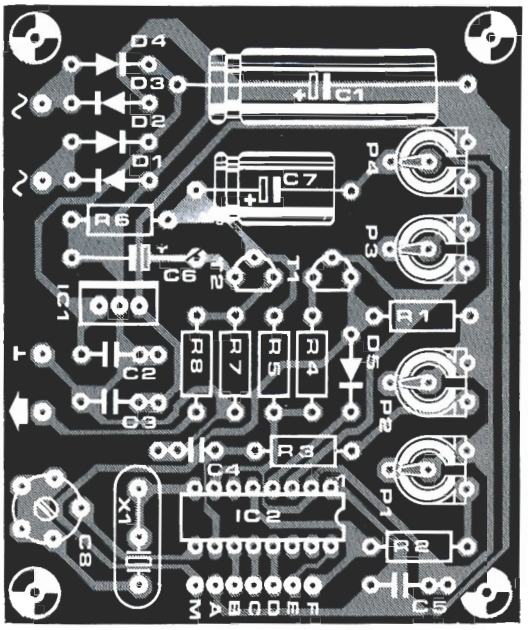
Resistencias:
R1 = 5k6
R2,R3 = 10 k
R4 = 330 Ω
R5 = 2k7
R6 = 3k3
R7 = 1 k
R8 = 68 Ω
P1 = 10 k ajustable
P2 = 100 k ajustable
P3,P4 = 1 k ajustable

Condensadores:
C1 = 470 µ/16 V
C2 = 330 n
C3,C5 = 100 n
C4 = 47 p
C6 = 1 µ/16 V
C7 = 22 µ/16 V
C8 = 22 p variable

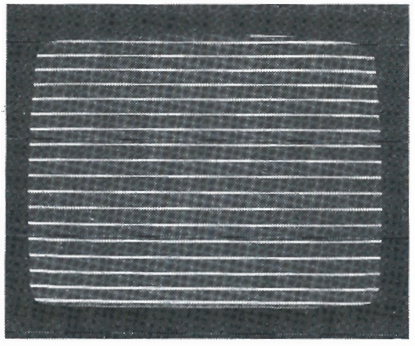
Semiconductores:
T1 = BF 494
T2 = BC 547B
D1 . . . D4 = 1N4001
D5 = 1N4148
IC1 = 7805
IC2 = ZNA 234

Varios:
X1 = cristal 2,5 MHz
F1 = fusible lento de 63 mA
Tr = transformador de 9 V, 0,25 A
S1 = interruptor bipolar de red
S2 = interruptor de 12 posiciones

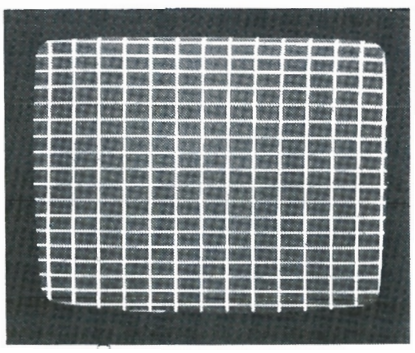




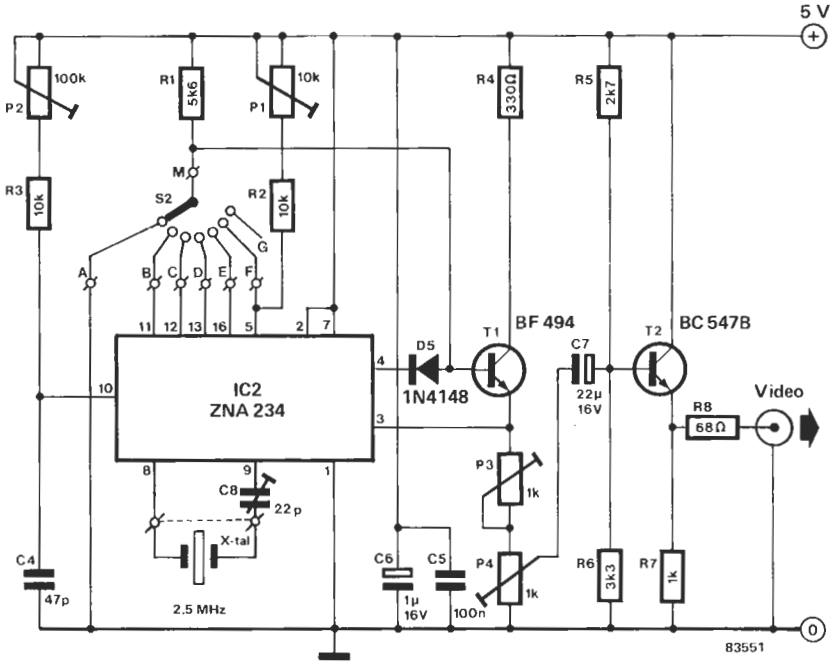
ducimos. La fuente de alimentación está también incluida y sólo quedan fuera el transformador y S2.

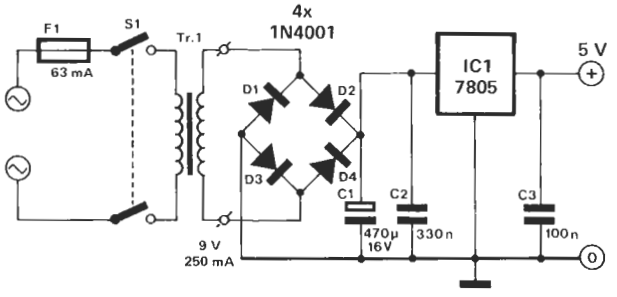






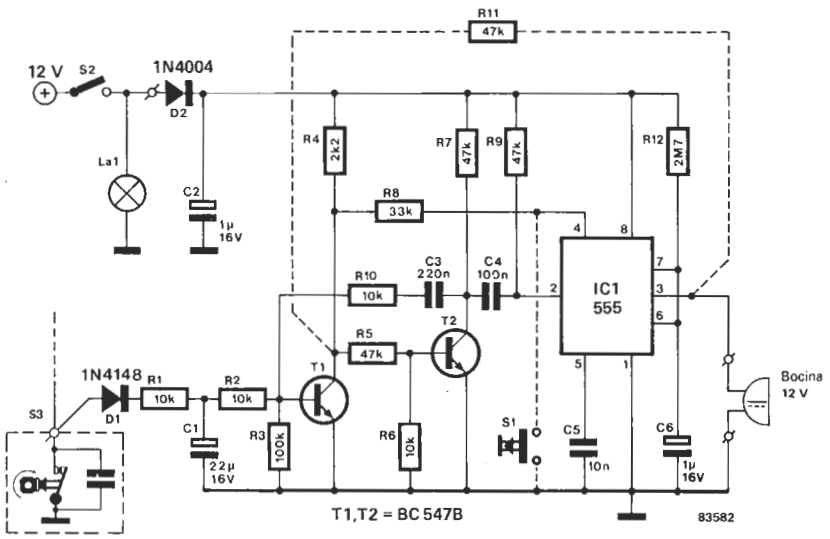
Algunas de las miras posibles





45 para automovilistas olvidadizos

J. Glauser



Si alguna vez ha olvidado apagar las luces de su automóvil y se ha encontrado al día siguiente con la batería agotada, sabrá apreciar sin duda este montaje.

El circuito hace sonar una bocina cuando se para el motor y las luces siguen encendidas. Cuando quiera desactivarlo puede emplear el pulsador S1; deberá usarlo, por ejemplo, cuando tenga los faros encendidos, se vea envuelto en un atasco de tráfico y pare el motor para mantener bajo el nivel de monóxido de carbono (siendo sinceros, para ahorrar, ¡que somos todos unos tacaños!).

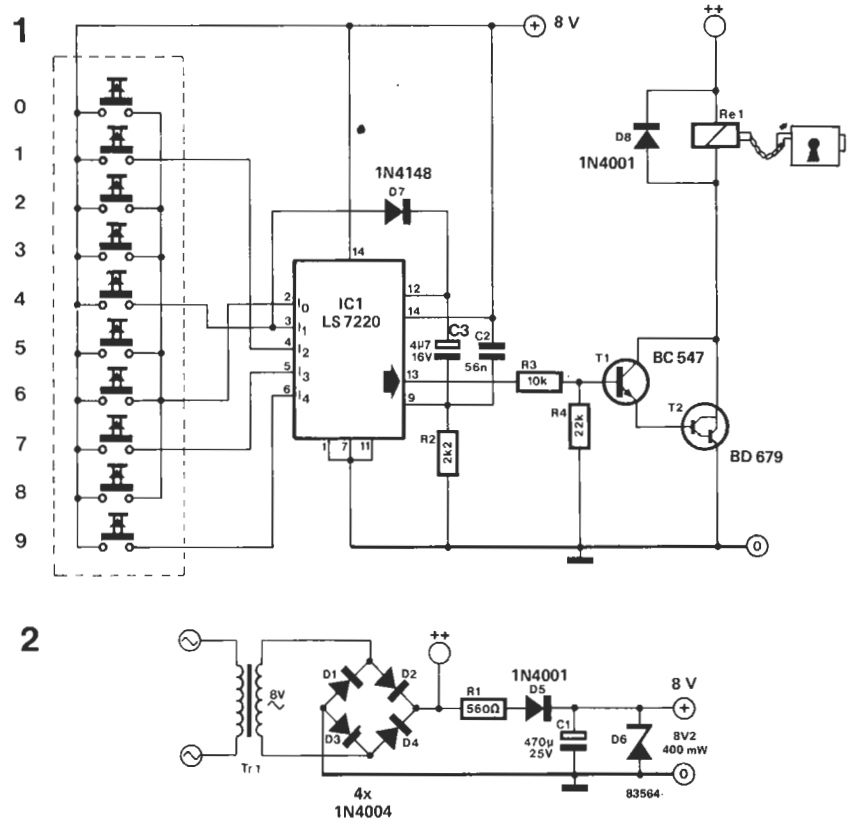
Cuando gira la llave de encendido y arranca el motor, el alternador comienza a funcionar, se activan los relés, el ventilador eléctrico se pone en marcha, se extiende la antena automática de la radio... todo ello origina grandes sobretensiones en el sistema eléctrico del vehículo, y de ellas deberemos proteger a nuestro montaje.

El circuito está conectado al ruptor S3 y al interruptor de las luces S2. A primera vista, el empleo del ruptor como indicador del funcionamiento del motor puede parecer extraño ¿no bastaría con la llave de contacto? Las pruebas que hemos realizado han puesto de manifiesto que si empleamos esta se produce una inestabilidad «crónica», con el consiguiente funcionamiento incorrecto.

Los impulsos proporcionados por el ruptor cargan C1 a través de R1. Cuando el condensador ha alcanzado su carga máxima en el colector de T2 se presenta una tensión continua estable, quedando desactivada la entrada de disparo (patilla 2) del temporizador 555 (IC1).

Cuando se para el motor, C1 se descarga, T1 se bloquea y el divisor de tensión constituido por R4, R5 y R6 asegura una polarización suficiente de la base de T2, que pasa a conducir. Así la tensión de colector de T2 cae a 0. Este cambio se transforma en un impulso de disparo para IC1 por medio de la red diferenciadora R9/C4. El circuito integrado queda activado y hace que suene la bocina durante unos 3 segundos (con los valores del esquema). Para alargar el tiempo baste aumentar el valor de C6. Con las luces apagadas el circuito no funciona, pues se alimenta a partir del conmutador de estas.

46 llave electrónica

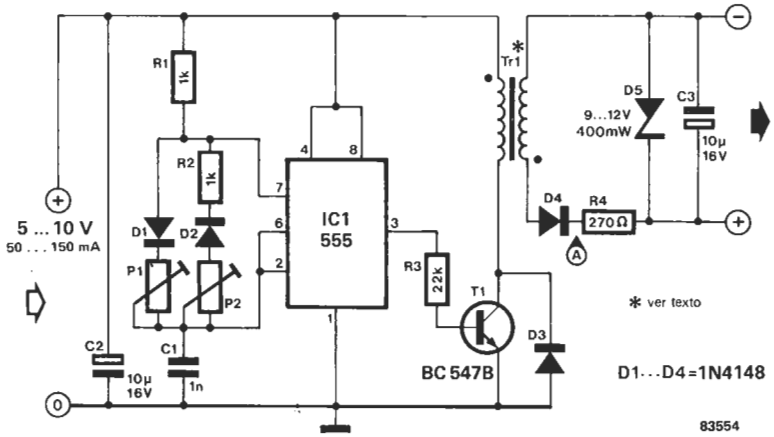


La ciencia avanza rápidamente. Aquí les presentamos un moderno «Sésamo, ábrete», con un solo circuito integrado. Funciona mediante una combinación de 4 cifras de un teclado de 10 dígitos. Interesante, sin duda, para todos aquellos que por olvido, pérdida o confusión, se encuentren frente a su puerta sin las llaves o con las de otra persona. Lo único que se exige es que sean capaces de retener una combinación de 4 números.

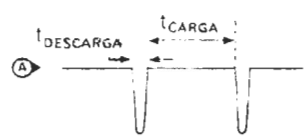
La parte electrónica del «invento» se basa en el circuito integrado LS 7220, especialmente concebido para este propósito, y en una etapa de control de la parte eléctrica.
El teclado tiene diez teclas numeradas del cero al nueve, cuatro de las cuales están conectadas a las patillas 3...6 del circuito integrado. Su orden determina la única combinación que abre la puerta (en el caso del esquema ilustrado se trata de 4179 pues estas son las teclas, y en este orden, unidas a I1...I4). Cuando estas cuatro teclas se accionan en el orden correcto la patilla 13 del 7220 pasa al nivel lógico alto activando la etapa de conmutación T1/T2. La red R2/C3 determina el tiempo durante el cual la cerradura se mantendrá abierta una vez que se haya introducido la combinación adecuada. Si no abre la puerta en ese tiempo deberá volverse a introducir el código. Si lo desea puede alargar este tiempo dando a C3 un valor mayor.
La tensión de alimentación puede obtenerse por medio de un transformador comercial de 8 voltios para timbres en conjunción con un sencillo circuito alisador y estabilizador, tal como se muestra en la figura 2. Los «porteros eléctricos» disponibles en el mercado suelen estar alimentados por la corriente alterna de un transformador para timbre pero funcionan bien a partir de la tensión de c.c. proporcionada por la fuente propuesta. Las 6 teclas no empleadas en el código deben ser unidas a la patilla 2 (I_0) de puesta a cero del LS 7220.

47 convertidor CC/CC

A. Bovee



Cuando se utiliza un instrumento de medida digital con otro circuito electrónico suele ser necesario y casi siempre conveniente, separar completamente la alimentación del aparato de medida de la correspondiente al resto del circuito. El problema puede resolverse utilizando dos alimentaciones independientes o bien una sola alimentación y un conversor c.c./c.c. (solución más elegante... y barata por lo general). El conversor que presentamos es bastante compacto y puede proporcionar una corriente de unos 50 mA.
El circuito está constituido por un multivibrador astable (IC1) que, a través de un transistor (T1), conecta o desconecta la tensión de alimentación a un transformador (Tr1).



La tensión del secundario del transformador es rectificada (media onda) y alisada. Su valor se limita por el diodo Zener D5.
El transformador debe tener una relación de espiras de 1:1. Resultan idóneos los de impulsos utilizados para tiristores, pero también vale un pequeño transformador para audio (de una radio de bolsillo por ejemplo). La frecuencia y anchura del impulso pueden adaptarse al tipo de transformador empleado por medio de P1 y P2. El transformador de impulsos proporciona las mejores prestaciones a frecuencias prózimas a 100 kHz, mientras que el de audio suele trabajar mejor entre 0,5 y 40 kHz. Por supuesto debe prestar atención a la polaridad correcta del transformador.
La frecuencia se calcula con la fórmula siguiente:

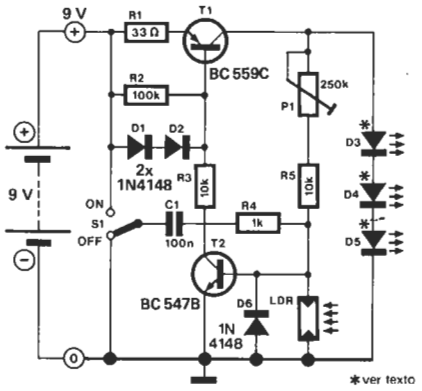
$$f = \frac{1}{0{,}7 \cdot (P1+P2+R1+R2) \cdot C1}$$

$$t_{carga} = 0{,}7 \cdot (P1+R1) \cdot C1$$
$$t_{descarga} = 0{,}7 \cdot (R2+P2) \cdot C1$$

48 luz para el cuarto oscuro

El trabajo en el cuarto oscuro está repleto de problemas, no sólo artísticos, sino también técnicos. Baste decir que las luces «normales» no se pueden utilizar mientras se están revelando las fotografías, aunque se le caigan sus gafas, o no encuentre la botella de fijador o el botón de la ampliadora.
Si es usted de los que poseen un laboratorio fotográfico propio le interesará nuestro circuito. Se trata de un diseño simple y económico para «iluminar» mientras trabaja su cuarto oscuro. Puede incluso montarlo en una caja tan pequeña que le sirva como linterna, con pila incluida. Da la luz suficiente para buscar cualquier cosa en el interior de un cuarto oscuro. No plantea ningún problema con los papeles fotosensibles, tanto de blanco y negro como de color gracias a que emplea LEDs amarillos especiales. En caso de trabajar con material fotográfico ortocromático se sustituyen por LEDs rojos. Asimismo está provisto de un circuito de ahorro de energía que desconecta automáticamente la lámpara cuando la luminosidad ambiente supera un nivel establecido; por ejemplo cuando, acabado el proceso de revelado, enciende usted la luz «normal».
A primera vista el esquema podría parecer el de una minifuente de alimentación. Cuando se activa el circuito (con S1), T2 conduce y proporciona una corriente a la base del transistor T1; este transistor, ahora excitado, suministra la corriente de base para T2, a través de R5 y de P1. Al situar S1

en la posición de desconexión C1 enviará un impulso negativo a la base de T2 y éste dejará de conducir al igual que T1, apagándose los LEDs.
El circuito economizador de energía exige añadir sólo un componente, la LDR. Cuando incide sobre ella suficiente luz su resistencia disminuye, T2 se corta y los LEDs se apagan. El nivel de la luminosidad al que ocurre esto se establece por medio del potenciómetro P1. Los LEDs D3...D5, deben ser de alto rendimiento y color rojo o amarillo dependiendo del papel fotográfico utilizado. El nivel de luminosidad de los LEDs puede controlarse variando la corriente que circula a través de T1 (cambiando R1). Con los valores indicados en el esquema circulará una corriente de unos 20 mA a través de los LEDs. El consumo en reposo es de sólo unos nA, lo que garantiza una longeva vida de la pila alcalina de 9 V que empleemos para alimentar el circuito.
Una última observación: aunque no es lo normal, algunos papeles fotográficos son sensibles a todos los colores, incluyendo el rojo y el amarillo, así que si le gustan los experimentos que comporten usar este tipo de papeles... desconecte antes nuestro circuito, y trabaje «al tacto». ◀

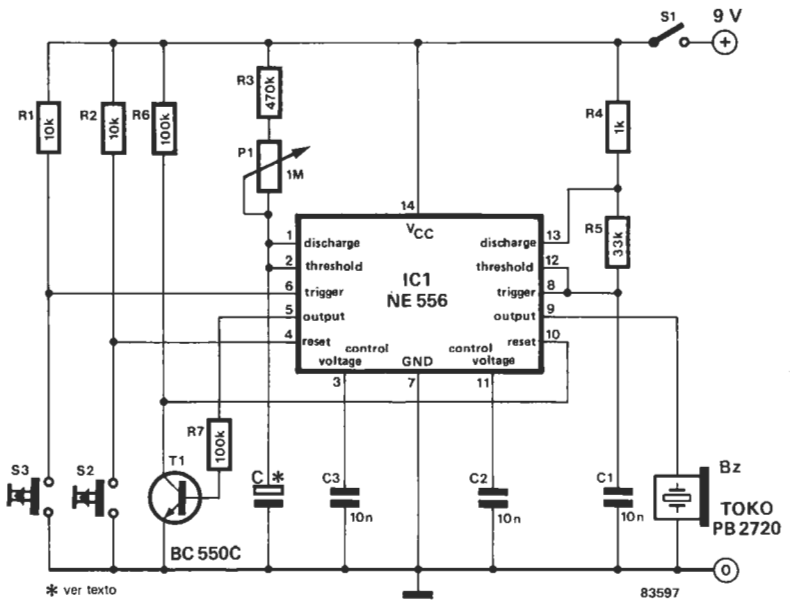


D3 . . . D5 = LEDs rojos o amarillos de alta eficiencia

83583

49 reloj electrónico para cocinar

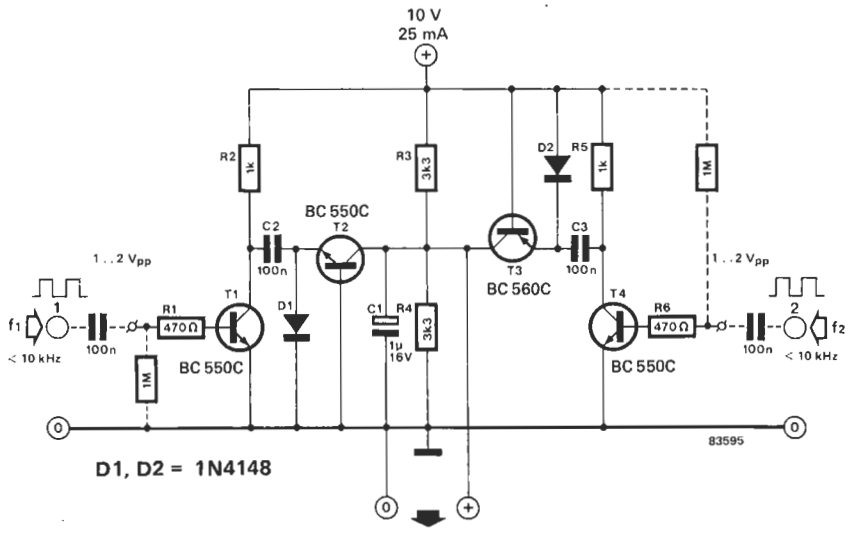
Un temporizador para cocer huevos a su gusto no es un aparato indispensable, pero sí de utilidad para quienes no saben calcular el tiempo «a ojo». Además les servirá también si deciden ir a un camping, ya que puede funcionar con una simple pila de 9 V y ocupa muy poco espacio.
El circuito está constituido básicamente por un circuito integrado 556, una de cuyas mitades se emplea para hacer sonar un sumbador (conectado como multivibrador astable a una frecuencia de oscilación de unos 2 kHz). la temporización real es controlada por la otra mitad del 556.
La secuencia se inicia cuando S3 conecta la entrada del disparador a masa. La duración del impulso de temporización se determina por la red P1/R3/C. En nuestro prototipo C estaba constituido por siete condensadores de 47 µF/6 V en paralelo. La capacidad total, unos 300 µF, origina un tiempo de 6 minutos y medio (con P1 en la posición media).
S1 es el interruptor de activación del circuito. Si está conectado al pulsar S2 se inicia de nuevo la cuenta del temporizador. El valor temporizado se ajusta con P1 y la cuenta se inicia pulsando S3. El consumo de corriente es tan sólo de unos 23 mA. La duración puede calibrarse fácilmente instalando una carátula por detrás del dial de P1 y dibujando en ella una escala; si no hace esto deberá ir tanteando. ◀



83597

50 comparador de frecuencias

Este montaje no es el típico que visualiza la diferencia entre dos frecuencias, sino que produce como salida una tensión proporcional a esta diferencia.
Haciendo un símil podríamos decir que nuestro circuito está compuesto por dos bombas, accionadas por cada una de las señales objeto de comparación. La primera de las bombas carga un condensador y la segunda lo descarga, de forma que la tensión de éste es función de la frecuencia de las dos entradas. El condensador «ascensor» (por aquello de que su tensión sube y baja) es en nuestro caso C1. Cuando no aplicamos ninguna señal queda cargado a la mitad de la tensión de alimentación a través del divisor de tensión R3/R4.
Veamos cómo funciona una de las bombas. Cuando se aplica una entrada a la base de T1 éste conduce y se corta al ritmo de la frecuencia de la señal. El conjunto T2, C2, D1 actúa así como los llamados «diodos de bombeo», cuya misión es producir una serie de impulsos. En nuestro caso estos se emplean para controlar el transistor T2, provocando su corte y conducción y, por tanto, la descarga de C1 en pulsos que siguen la frecuencia de la entrada 1. Si el circuito fuera sólo esto C1 acabaría descargándose por completo, pero para evitarlo está la otra parte.



La segunda bomba tiene también su «diodo de bombeo» compuesto por T3, C3, D2, pero que aquí tiende a cargar el condensador C1 en pulsos correspondientes a la frecuencia de la entrada 2.

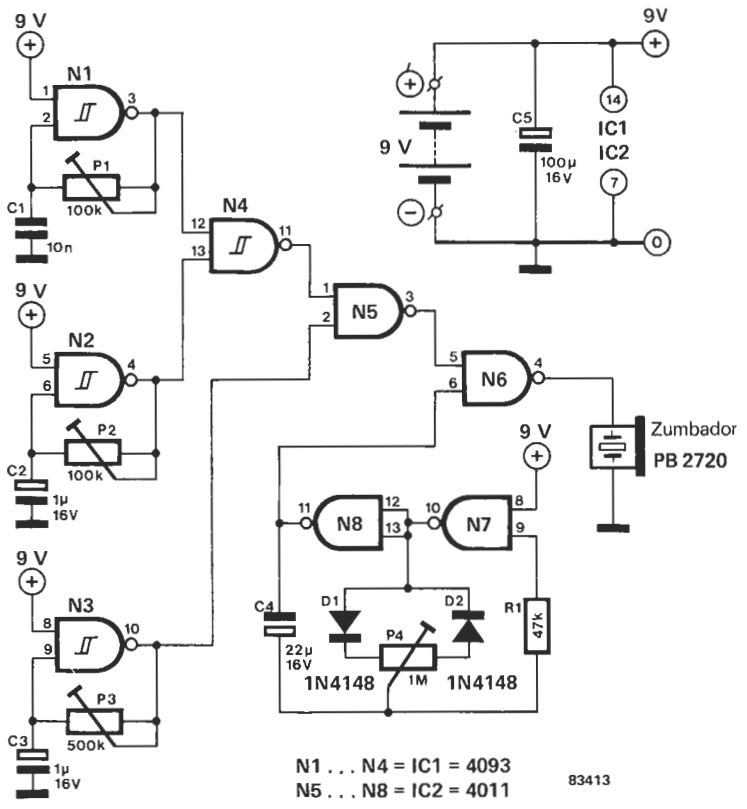
El resultado final es que la carga media de C1 equivale a una medida de la diferencia entre las dos frecuencias.

Como es evidente, si las dos frecuencias coinciden los ciclos de carga y descarga de C1 tendrán la misma duración y, por tanto, su tensión será la mitad de la de alimentación. Si la frecuencia 1 es menor que la 2 la tensión en C1 será inferior a 5 V, y si sucede al revés superior.

El circuito sólo acepta señales de onda cuarada de 1 a 2 V_{pp} de frecuencia inferior o igual a 10 Khz. Si alguna de las señales tiene parte continua deberá instalar los componentes marcados a trazos en el esquema.

51

cigarra electrónica



Este circuito proporciona una fiel reproducción del canto de la cigarra. Sólo falta un pino para hacerse a la idea de que estamos en pleno campo.

El circuito está constituido por cuatro osciladores, el primero de los cuales, N1, genera la nota alta básica. La frecuencia de esta nota se establece con el potenciómetro P1 para que quede dentro del margen de resonancia del zumbador piezoeléctrico, con lo que el tono será más fuerte.

Para obtener el típico ruido de la cigarra, la salida en onda cuadrada de 4 kHz de N1 es modulada en amplitud por una frecuencia de 10...20 Hz. Esta frecuencia es generada por el oscilador N2 y la modulación tiene lugar en el mezclador de frecuencias digital N4.

Para hacer más realista el resultado final la «cigarra» debe cantar de forma discontinua, haciendo las pausas adecuadas. Esto se consigue mediante el oscilador N7/N8 y el mezclador de frecuencias N6. La salida del oscilador tiene un factor de trabajo directamente proporcional a la relación entre las dos secciones del potenciómetro P4 y, por consiguiente, también puede cambiarse cuando se quiera. La duración del ciclo total del oscilador es de unos 30 segundos, pero debido a las tolerancias puede variar de forma considerable. Si no puede ajustar las pausas a la amplitud deseada, sustituya C4 por un condensador de mayor capacidad.

El primer ajuste a realizar en el circuito es el de P1, para así fijar el tomo básico. ¿Cómo hacerlo?: conectando directamente el zumbador a la patilla 3 de IC1 (salida de la puerta N1). Después se lleva a la 11 de IC1 y se ajusta P2 hasta obtener el tono típico del canto de la cigarra. Ahora volvemos el zumbador a su posición primitiva (patilla 3 de IC1) y ajustamos P3 de modo que se escuche el canto de tres a seis veces por segundo, según su gusto (y su paciencia).

Finalmente conectamos el zumbador en su posición definitiva, a la salida del simulador, y la cigarra artificial estará preparada para «deleitarnos» con su canto.

Dependiendo del valor de C4 y del ajuste de P4 el tiempo que pasará antes de que la cigarra emita su primer canto será más o menos largo.

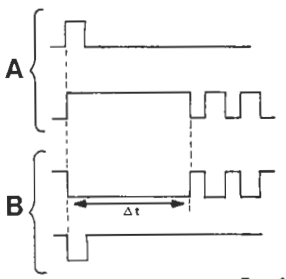
Como el consumo de corriente es de solamente 1 mA, la cigarra puede «cantar» durante mucho tiempo (si es que antes no destroza, perdida la paciencia, el circuito) con la alimentación de una simple pila de 9 V.

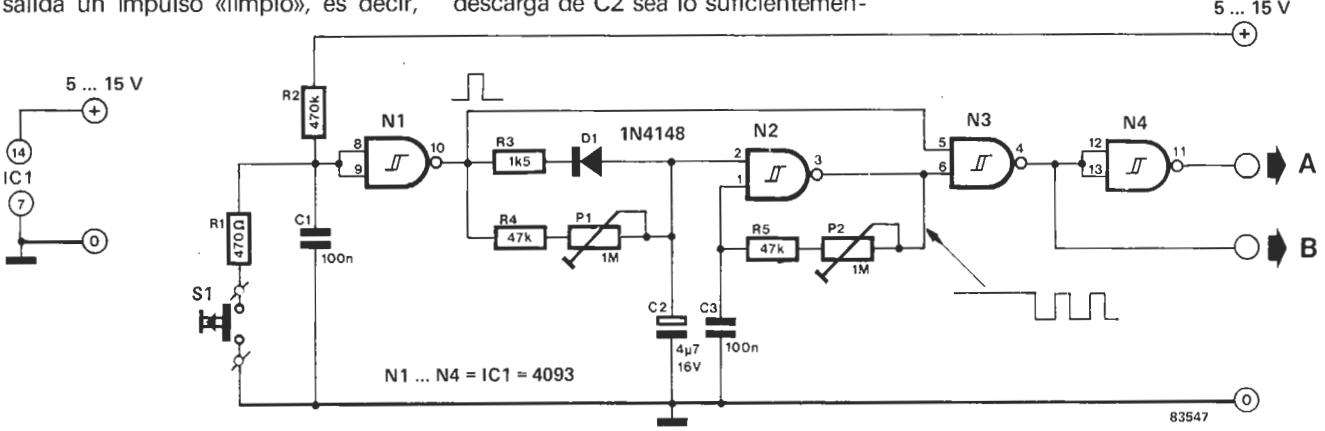
52 generador de pulsos/ trenes de pulsos

Cuando queremos hacer avanzar un contador electrónico cualquiera podemos usar el típico sistema de la tecla: cada pulsación de ésta hace avanzar una unidad el contador. Sin embargo, si la variación que pretendemos introducir es grande, este método nos resultará sin duda demasiado lento.
Con el circuito que les presentamos resolvemos el problema: seguirá sirviendo la tecla, pero tendremos la posibilidad de ir paso a paso o con rapidez. Si el pulsador S1 es presionado y soltado de nuevo obtendremos a la salida un impulso «limpio», es decir, libre de las desagradables consecuencias de los rebotes y de ruido. Su valor será positivo o negativo dependiendo de la salida elegida (B ó A). Si S1 no es liberado tras ser pulsado, después de un corto retraso aparecerá un tren de impulsos, que se mantendrá hasta que soltemos la tecla.
El núcleo del circuito, nada complicado por otro lado, lo constituyen una red anti-ruidos y rebotes (R2/C1), un generador de pulsos (N1), un oscilador (N2) y dos disparadores Schmitt suplementarios que permiten obtener pulsos positivos y negativos. Cuando S1 se pulsa y libera N1 envía un pulso que, tras pasar por N3 (y, si quiere invertirlo, por N4), llega a la salida.
Mientras S1 no recobre su posición, el condensador C2 se irá cargando a través de P1 y R4. Si mantenemos presionado S1 el tiempo suficiente para que la tensión en C2 alcance el umbral de disparo de N2 (tiempo que se puede regular mediante P1), esta puerta comenzará a oscilar, produciendo un tren de impulsos. Su frecuencia se cambia ajustando P2. En tanto permanezca al nivel lógico alto la patilla 5 de N3, es decir, mientras no soltemos S1, este tren seguirá apareciendo en las salidas.
Mediante R3 y D1 aseguramos que la descarga de C2 sea lo suficientemente rápida como para que el circuito no interprete erróneamente dos rápidas y sucesivas pulsaciones de S1, y N2 no oscile.
Si considera insuficiente el margen que regula P1, puede variarlo cambiando el valor de C2. Lo mismo se aplica a la pareja P2, C3. El valor aproximado de la frecuencia del oscilador (y del tren de impulsos por tanto) es:

$$f = \frac{1}{(R5+P2)\times C3}$$

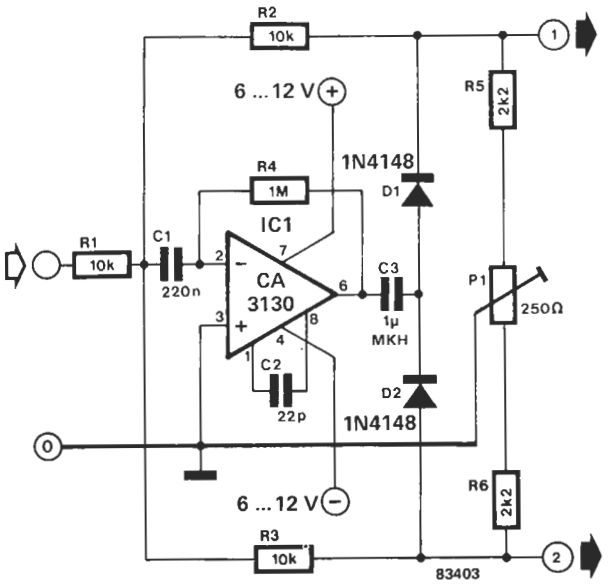
Sin embargo en la realidad habrá que tomar en cuenta el verdadero umbral del disparador, que puede variar mucho de uno a otro circuito.
El consumo de corriente del circuito es de sólo unos miliamperios.





53 rectificador sin offset

En un rectificador activo la desviación («offset») del amplificador operacional puede hacer que sea incorrecta la tensión de salida rectificada. Esto realmente es «nefasto» cuando lo que buscamos es una medición precisa. Por supuesto el «offset» puede poner-



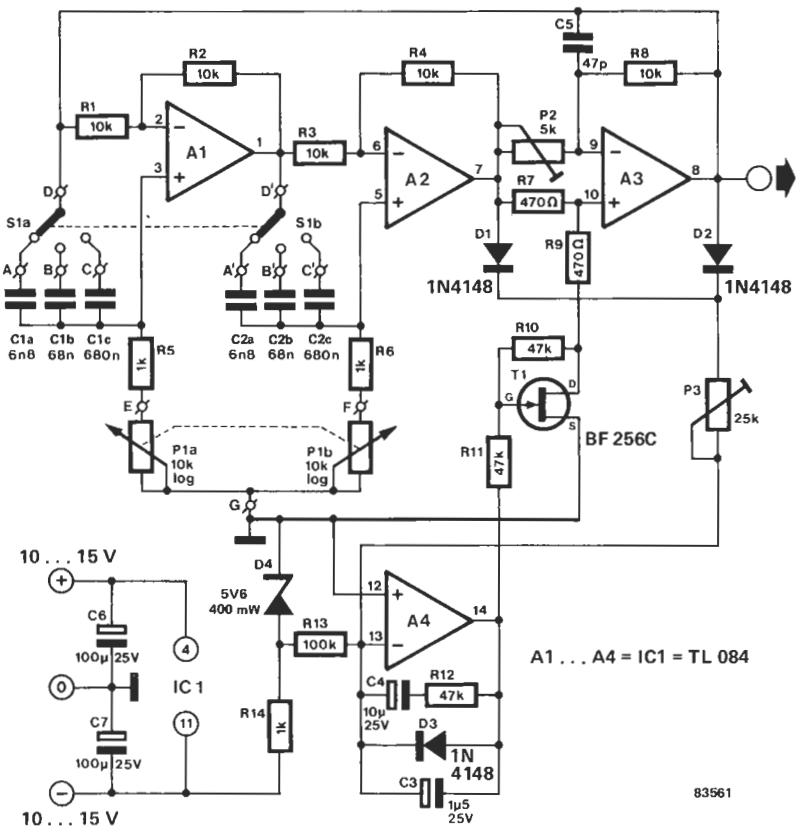
se a cero, pero entonces se producen cambios de temperatura y «rizados» en la tensión de alimentación que hacen dudosa la eficacia de esta medida.
El rectificador que se muestra en la figura subsana estas dificultades desacoplando salida y entrada del amplificador operacional mediante C1 y C3. Si omiten estos dos componentes tendrán un rectificador ordinario. El bucle de realimentación para los semi-ciclos positivos está constituido por D1 y R2; y el de los negativos por D2 y R3. La polarización continua del amplificador operacional se controla mediante R4. En las salidas tendremos las componentes de la señal alterna de entrada rectificada. Entre la salida 1 y masa aparece la componente positiva rectificada, mientras que entre la 2 y masa estará la componente negativa. Al medir estos valores la alimentación del amplificador operacional y la del instrumento empleado deberán estar totalmente aisladas.
Observe que IC1 invierte la fase de la señal de entrada, por lo que el semiciclo negativo pasa a ser el positivo (salida 1) y el positivo el negativo (salida 2). El potenciómetro P1 se emplea para ajustar la «simetría» de las señales positiva y negativa. Para aplicaciones de precisión deberá utilizar resistencias con una tolerancia del 1 % y comprobar que los diodos tienen la misma caída de tensión.
La máxima tensión de entrada es de 4 voltios (pico a pico) y la gama de frecuencias llega hasta 20 kHz. El amplificador operacional debe ser alimentado con una tensión simétrica de entre 6 y 12 voltios. El consumo de corriente es muy pequeño (de miliamperios), por lo que puede utilizar simples pilas para la alimentación.

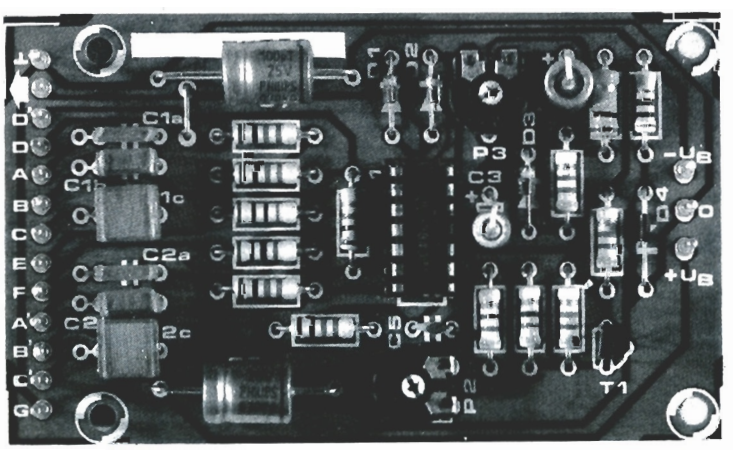
54 generador de ondas sinusoidales

W. Meislinger

Este generador de sinusoides utiliza dos redes RC (filtros pasa-todo) conectados en serie para conseguir el desplazamiento de fase indispensable. La gama de frecuencias alcanza desde 20 Hz a 20 kHz. La distorsión es mínima gracias al empleo de un circuito de estabilización en amplitud.
Los amplificadores operacionales A1 y A2 son el corazón de las dos redes de desplazamiento de fase (ver el esquema de la figura 1). Accionando el potenciómetro doble P1 se obtiene la frecuencia deseada, que es desfasada 90° en cada una de las redes. El conmutador S1 permite elegir la gama de frecuencias deseada de entre las 3 posibles: 20 Hz...200 Hz, 200 Hz...2 kHz, 2 kHz...20 kHz. El amplificador operacional A3 da un desfase suplementario de 180° y la ganancia necesaria para mantener el sistema en oscilación. El condensador C5 se incluye en el bucle de realimentación de A3 para suprimir la oscilación de alta frecuencia por encima de los 100 kHz.
Las salidas de A2 y A3 se rectifican por medio de los diodos D1 y D2 antes de pasar, vía P3, a la entrada inversora de A4. Este amplificador operacional compara la señal de realimentación con una tensión de referencia establecida por el diodo Zener D4. La salida del amplificador operacional hace que el FET T1 (que actúa como una resistencia variable) conduzca en mayor o menor medida. Ajustamos así la tensión de entrada de A3 de manera que su salida se mantenga constante. El condensador C3 incluido en la realimentación negativa de A4 tiene un efecto integrador sobre la señal de entrada a este operacional, mientras que C4 y R12 sirven para suprimir las fluctuaciones rápidas del sistema de regulación. El diodo D3 protege la puerta del FET contra una tensión positiva demasiado elevada.
En la figura 2 se muestra el diseño del circuito impreso del generador de sinusoides. C3 y C4 están montados verticalmente en la placa. El circuito

1





Lista de componentes

Resistencias:

R1 . . . R4,R8 = 10 k
R5,R6,R14 = 1 k
R7,R9 = 470 Ω
R10 . . . R12 = 47 k
R13 = 100 k
P1 = 10 k potenciómetro logarítmico doble
P2 = 5 k potenciómetro ajustable
P3 = 25 k potenciómetro ajustable

Condensadores:

C1a,C2a = 6n8
C1b,C2b = 68 n
C1c,C2c = 680 n
C3 = 1.5 µ/25 V
C4 = 10 µ/25 V
C5 = 47 p
C6,C7 = 100 µ/25 V

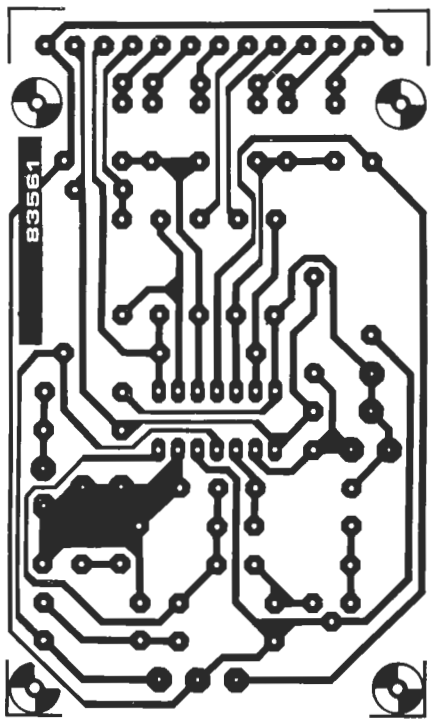
Semiconductores:

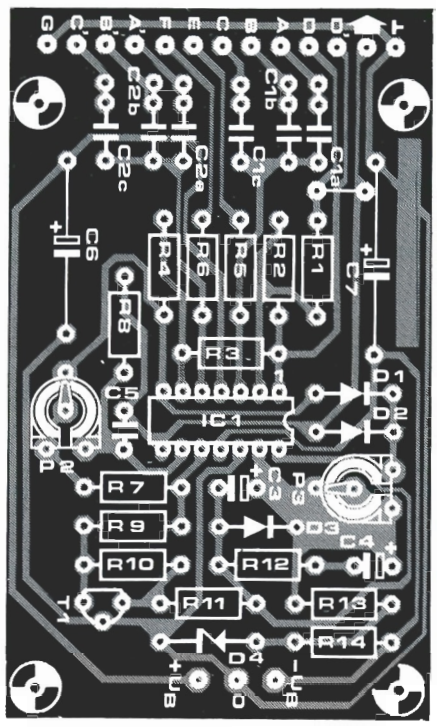
D1,D2,D3 = 1N4148
D4 = diodo zener 5,6 V/400 mW
T1 = BF 256C
IC1 = TL 084

Varios:

S1 = conmutador de 2 circuitos y 3 posiciones

2





requiere una alimentación simétrica de entre 10 y 15 V. El consumo de corriente es aproximadamente de 8 y 12 mA (alimentación positiva y negativa respectivamente).

El procedimiento de calibración es el siguiente: ponga P3 en su posición intermedia y ajuste P2 de modo que la tensión de c.c. a la salida de A4 esté entre —1 y —2 voltios. A continuación varíe P3 hasta obtener una tensión de salida en A3 de 1,55 $V_{efic.}$

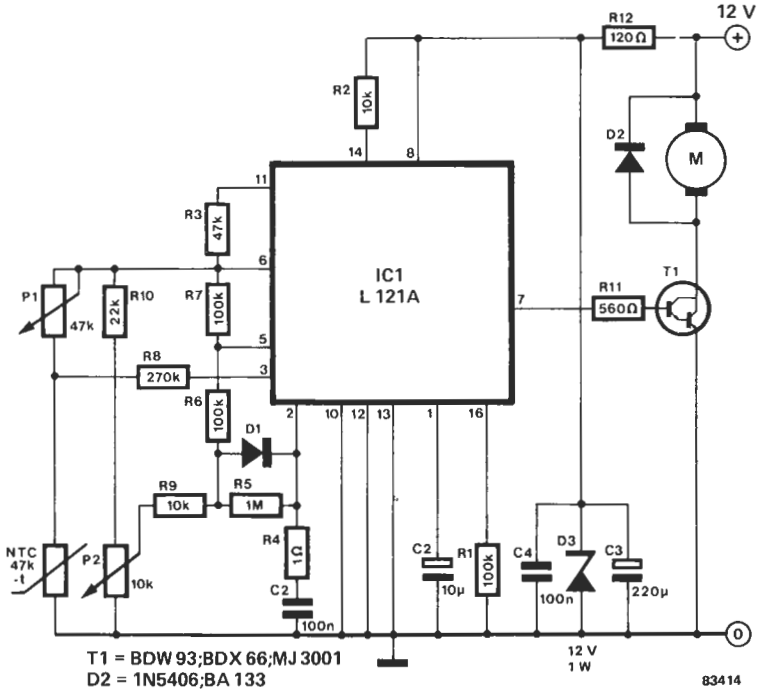
La distorsión medida en nuestro prototipo fue especialmente pequeña: 0,01 % a 1 kHz, llegando al 0,03 % a 20 kHz. A 20 Hz la distorsión era del 0,1 %. La estabilidad en amplitud se mantuvo en torno a 0,1 dB.

55 climatización automática para automóviles

Se puede afirmar, sin riesgo a equivocarse, que en el automóvil el «componente» más importante es su conductor. Por consiguiente, cualquier variación que le suponga mayor comodidad en la conducción, ha de redundar sin duda en beneficio de la seguridad en las carreteras. Por supuesto que lo mejor sería poner el coche bajo el control de un ordenador, pero mientras llega el momento en que eso sea posible, podemos ir mejorando algunas cosas.

Nuestro montaje no es un simulador para comprobar la conducta del conductor, sino más bien un «generador» de «buenas condiciones» para facilitar su labor. Su función principal consiste en mantener entre dos límites determinados la temperatura en el interior del vehículo. Esta temperatura ambiente es detectada con la ayuda de un termistor NTC (resistencia con coeficiente de temperatura negativo) de un valor nominal de 47 Ω a 25° C. El valor instantáneo del termistor se utiliza para establecer el nivel de una de las entradas de un amplificador operacional del L121. Este amplificador operacional determina el umbral de disparo de la lógica interna encargada de controlar la etapa de salida del circuito integrado. El potenciómetro P2 influye en la segunda de las entradas de ese mismo amplificador operacional, y con él fijamos la temperatura a la que el dispositivo se activa.

Cuando la temperatura en el interior del vehículo crece, la resistencia del termistor disminuye, con lo que bajará también el valor de la tensión aplicada en la patilla 3 del circuito integra-



do (entrada no inversora del amplificador operacional). Cuando se alcanza el nivel fijado por P2 se dispara el circuito de control lógico de IC1. Entonces se excita el transistor T1 con la consiguiente puesta en marcha del ventilador. De este modo introducimos aire en el interior del vehículo, con esa sensación de «brisa» fresca que tanto se agradece. Tan pronto como la temperatura vuelva a un cierto nivel, establecido con P1, el circuito desconectará el ventilador.
La alimentación se obtiene directamente de la batería del vehículo, de ahí la presencia del Zener D3, encargado de suprimir los picos de tensión presentes en las líneas de alimentación de su vehículo. El termistor debe estar montado en una posición adecuada; la mejor forma de encontrarla es, como casi siempre pasa en electrónica, por tanteo.
Aplicaciones SGS.

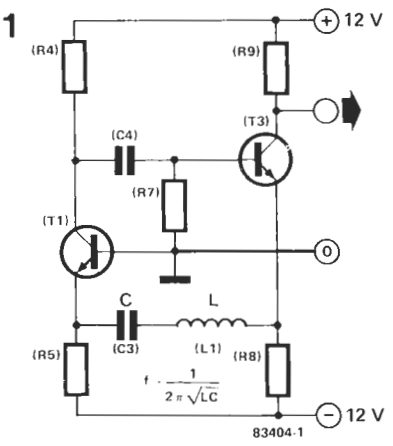
56

A.B. Bradshaw

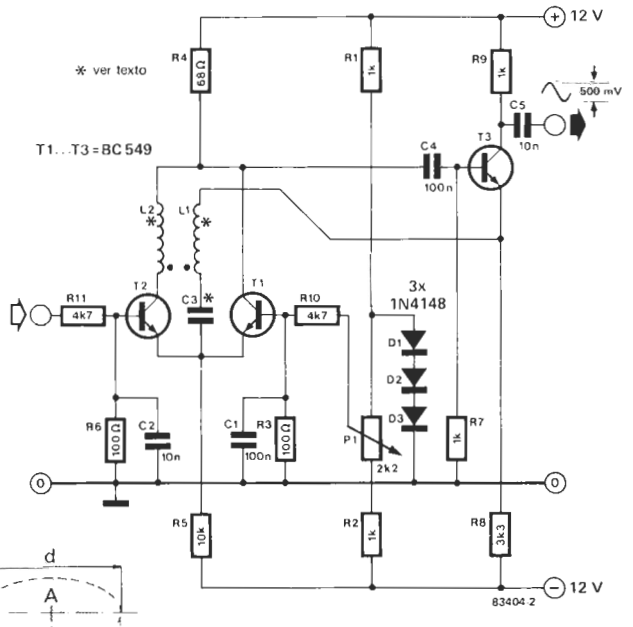
VFO con inductancia variable

Un oscilador LC, como el mostrado en la figura 1 no es realmente nada nuevo: el transistor T1 está conectado en una configuración de base común y su emisor actúa como una masa virtual. El transistor T3 funciona como seguidor de tensión; el potencial en su emisor y la impedancia del circuito serie LC, determinan la corriente de colector de T1. Si las pérdidas resistivas en la resonancia del circuito LC son más pequeñas que la resistencia R4, el circuito LC oscilará. El nivel de la tensión de salida del oscilador viene determinado por los valores de R9, de la corriente de colector de T1 y de la que circula a través de R8.
Un oscilador LC con sintonía de condensador variable tampoco es una novedad. Basta cambiar el condensador C(C3) de la figura 1 por otro variable para que se pueda ajustar la frecuencia del oscilador dentro de una gama determinada.
Un oscilador LC con inductancia variable, como el que se ilustra en la figura 2 no es ya tan habitual. Las bobinas L1 y L2 están acopladas por completo (factor de acoplo —K—=1). Si las corrientes que circulan a través de las bobinas están desfasadas 180°, el campo magnético de L2 se opondrá al de L1; la autoinductancia de esta parecerá más pequeña. Cuanto más grande sea el campo magnético de L2 tanto más alta será la frecuencia del oscilador. Mientras que la corriente a través de L2 se mantenga en una fracción de la que circula a través de L1, su campo magnético no podrá superar al de L1.
La disminución de la intensidad del campo magnético se logra sustituyendo T1 (figura 1) por la etapa diferencial T1, T2 (figura 2). L1 es atravesada por la corriente alterna procedente del colector de T1, mientras que la de T2 circula a través de L2. Las corrientes de colector de una etapa diferencial están en oposición de fase. Su relación depende de la tensión continua aplicada a la base de T1; para fijarla empleamos R1, R2, D1...D3 y P1. Si tomamos la máxima resistencia de P1, T2 se bloqueará; L2 no se opondrá a L1 y la autoinducción del circuito alcanzará su magnitud máxima, mientras que la frecuencia de oscilación será mínima. Cuando se reduce la tensión en la base de T1, T2 comienza a conducir y L2 inicia su oposición a L1, elevándose la frecuencia del oscilador. Cuando T1 y T2 estén equilibrados (en lo que respecta a la alimentación de corriente continua) la autoinducción del circuito será teóricamente nula; sin embargo la frecuencia de oscilación que correspondería (infinita), no se puede obtener pues el oscilador se detendrá mucho antes de alcanzarla. En un circuito práctico, con C3=500 pF y L1=L2=365 microhenrios, el oscilador se puede sintonizar entre 370 y 520 kHz; si C3 es igual a 56 pF y L1=L2=5,5 microhenrios, el margen de frecuencia es de 9 a 12 MHz.
Habida cuenta de las exigencias planteadas (totalmente necesarias) con respecto al acoplamiento magnético de L1 y L2, estas dos bobinas deben construirse según la técnica bifilar (ver la figura 3). Devanando 191 espiras (=N) sobre un núcleo de 2 cm. de diámetro (=d) y dando a este arrollamiento una longitud de 4 cm. (=l) se consigue una de las autoinducciones propuestas: 365 microhenrios.
Resulta interesante disponer de una alternativa que permita sustituir el ajuste de la frecuencia mediante capacidad variable, por otro que emplee la variación de la inductancia. En todo caso ahora puede modificar la frecuencia variando la tensión de la base de T2 (modulación de frecuencia). ⏮

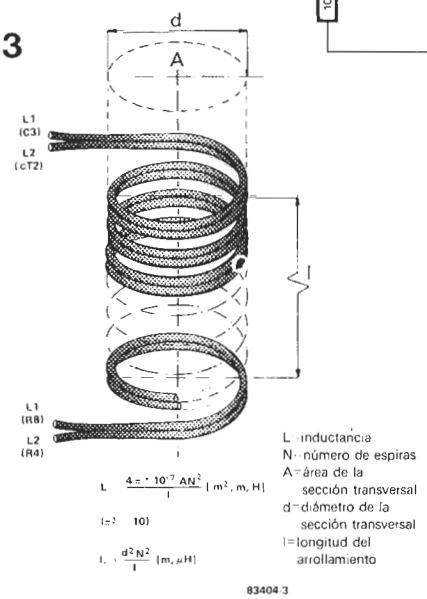
1



2

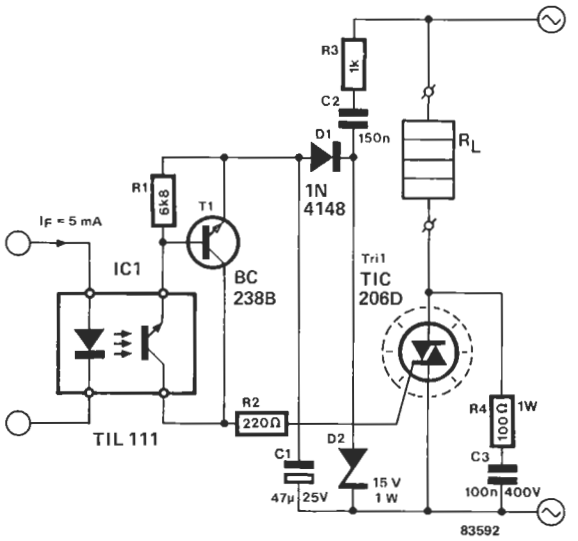


3



57 cebador de triacs amplificado

Como usted sabrá ya, la mayor parte de los componentes electrónicos no son indiferentes (por desgracia) a los cambios de temperatura. Si bien es cierto que los triacs no son demasiado «puñeteros» en este aspecto, también lo es su «odio» hacia las bajas temperaturas, ante las que se declaran en «huelga». En efecto, la corriente de cebado requerida por un triac frío es bastante superior a la corriente de disparo normal; los triacs suelen dispararse mediante optoacopladores, incapaces de suministrar estas elevadas corrientes. El circuito que describimos, a diferencia de los disparadores de triacs habituales, contiene un amplificador que asegura una corriente de puerta suficiente bajo cualquier condición de temperatura.



El amplificador lo constituye el transistor T1, el cual eleva la señal procedente del optoacoplador por encima del nivel normal. La función de C2 es limitar la disipación de potencia en la etapa de control; también evita que el circuito presente una carga de continua a la alimentación. R3 asegura una limitación de la corriente a valores «seguros». Como la etapa de control es alimentada directamente a partir de la red la tensión de esta debe tener, por supuesto, un valor admisible; D1 se encarga de su rectificación, C1 del filtrado y D2 de la estabilización en unos 15 V.

Tan pronto como T1 conduzca el condensador C1 se descarga a través de él y de la puerta del triac, originando una corriente de puerta de 40 mA más o menos. El tiempo de descarga, y por consiguiente el impulso de disparo, no es mayor que un milisegundo. La red R4/C3 protege al triac contra las sobretensiones, indispensable si la carga es inductiva.

Aplicaciones Siemens.

58 flash instantáneo

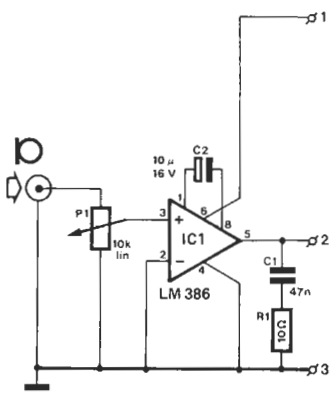
¿Ha intentado alguna vez fotografiar el estallido de un globo o el impacto de una gota de leche? Los resultados son desde luego fascinantes, pero también muy difíciles de conseguir, sobre todo si no dispone del material super especializado requerido, por ejemplo el flash. Existen bastantes disparadores de flash acústicos a precios asequibles... pero su inercia les hace inadecuados para aplicaciones «exigentes» como las que mencionamos antes. Por eso les proponemos este montaje: un disparador rápido activado por el ruido.

Para que pueda plasmar también imágenes tan rápidas que concluyen antes de que el sonido llegue a la cámara, hemos diseñado una simple barrera de luz que activará el flash cuando la cruce algo, por ejemplo, una gota de agua (lo explicaremos más adelante).

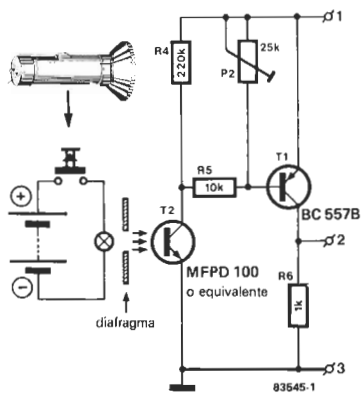
El nivel al que se dispara el flash electrónico lo fijamos mediante P1 (sonidos) o P2 (barrera de luz). La salida está conectada a la entrada de temporización del flash electrónico. La fuente de alimentación no constituye ningún problema, puesto que al consumir el circuito solamente unos 30 mA bastará una pila de 9 V.

Expliquemos un poco el circuito: IC1 es un amplificador de BF integrado (LM 386) que empleamos como amplificador microfónico con una ganancia máxima de 200. IC2 es un temporizador bien conocido (el omnipresente 555) montado como un multivibrador monoestable. Cuando su patilla 2 es activada por el flanco de bajada de un impulso (consecuencia del ruido captado por el micrófo-

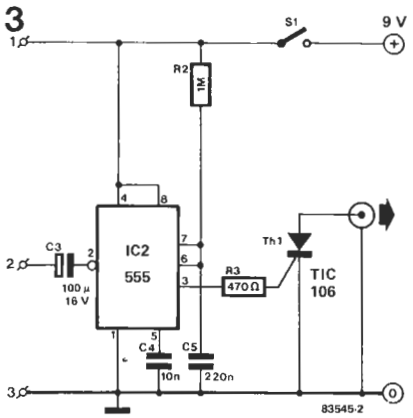
1



2



3



no) se dispara el multivibrador y su salida (patilla 3) ceba el tiristor Th1 que, a su vez, activa el tiristor del circuito electrónico del flash.
Si recurre a la opción de disparo óptico (con barrera luminosa), la parte del circuito que queda a la izquierda de los terminales 1...3 (figura 1) se sustituye por el circuito de la barrera, mostrado en la figura 2.
Si no tiene mucha experiencia en este campo, le recomendamos que comiencen por efectuar ensayos en blanco y negro en un recinto en penumbra natural; a continuación pruebe a realizar fotografías en colores manipulando los diversos filtros: puede obtener efectos pasmosos. Así, la gota de líquido coloreado (y más o menos gruesa) rebotando sobre un espejo da lugar a variaciones muy «ricas», difíciles de describir. Las fotografías que logre serán «joyas» de cualquier colección.

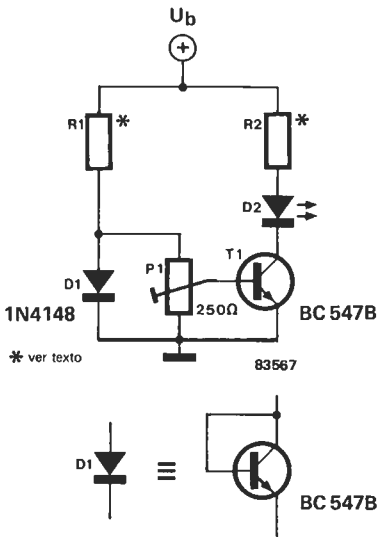
59 indicador de fiebre... circuital

La medición y posterior indicación de la temperatura del disipador de calor de un transistor de potencia puede ser de gran utilidad (incluso imprescindible), especialmente en los circuitos de alta disipación. Un sencillo y barato indicador de la temperatura sirve perfectamente a nuestros propósitos, puesto que la exactitud no nos importa demasiado.
El principio de nuestro montaje consiste en comparar la caída de tensión en los bornes de un diodo «frío» (a la temperatura ambiente) con la tensión base-emisor de un transistor que esté a la temperatura del radiador. De esta forma, el circuito «mide» la diferencia de temperatura entre el diodo y el transistor. El diodo está conectado a la tensión de alimentación a través de R1. La base del transistor detector de temperatura (T1 en el esquema) está conectada al ánodo del diodo mediante el potenciómetro ajustable P1. Intercalamos un diodo LED (D2) en el circuito de colector del transistor para indicar cuándo la temperatura es excesiva. T1 estará bloqueado en tanto que su temperatura sea inferior a un valor establecido con la ayuda de P1. La tensión base-emisor disminuye 2 mV por cada grado centígrado que se eleve la temperatura; si queda por debajo de la existente en el cursor de P1, T1 conduce y se ilumina el LED. Este encendido es muy lento, lo que permite observar con exactitud la variación de temperatura.
Los valores de R1 y R2 dependen de la tensión de alimentación y se calculan con la ayuda de la fórmula siguiente:

$$R1 = \frac{U_b - 0{,}6}{5} \quad (k\Omega)$$

$$R2 = \frac{U_b - 1{,}5}{15} \quad (k\Omega)$$

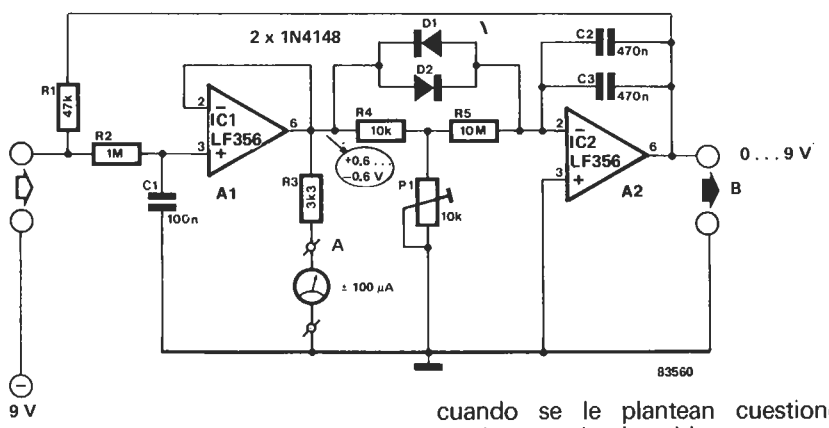
Para una tensión de alimentación (U_b) de 12 V, R1 toma un valor de

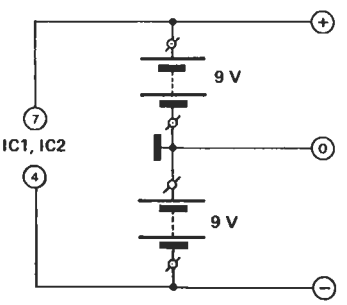


2k2 y R2 vale 680 ohmios. Con el diodo LED iluminado, el montaje consume unos 20 mA.
Insistimos en la necesidad de situar el diodo D1 de referencia a la temperatura ambiente (y no bajo el radiador) y el transistor T1 de forma que transmita lo mejor posible la temperatura del disipador. La máxima temperatura que cabe esperar (si es que usted aprecia sus transistores) es de 125° C. A partir de ahí... se sirven transistores «fritos».

60 detector de mentiras

Suponemos que todos nuestros lectores conocen el principio en el que basa su funcionamiento el detector de mentiras: los estados emocionales se ponen de manifiesto no sólo por las palpitaciones cardiacas y los temblores de manos, sino también por un aumento de la humedad superficial en la piel, lo que origina una disminución de su resistencia. Nuestro detector de mentiras proporciona realmente dos lecturas: una indicación directa





cuando se le plantean cuestiones «molestas» al «detenido» y una segunda que da el estado anímico general de este mismo individuo.
Dos hilos conductores flexibles y tal como vinieron al mundo (esto es, desnudos) arrollados alrededor de los dedos o de la muñeca puede utilizarse como receptores. Por supuesto, esto significa que hay contacto directo con el circuito y, por consiguiente, dedos o de la muñeca pueden utilizarse de 9 V. Así evitamos que el estado

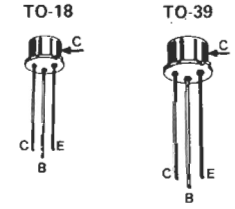
transistores

Tipo	PNP NPN	max U_{CEO} (V)	max I_C (mA)	P_{max} (mW)	h_{FE}/I_C	(mA)	compl.	fig.	
BC 107	N	45	100	300	>110	2	BC 177	1	
BC 108	N	20					BC 178	1	
BC 109	N						BC 179	1	
BC 140	N	40	1000	3700	>40	100	BC 160	1	
BC 141	N	60					BC 161	1	
BC 160	P	40					BC 140	1	
BC 161	P	60					BC 141	1	
BC 177	P	45	100	300	>70	2	BC 107	1	
BC 178	P	25					BC 108	1	
BC 179	P	20			>110		BC 109	1	
BC 182	N	50	200		>100		BC 212	2	
BC 183	N	30					BC 213	2	
BC 184	N						BC 214	2	
BC 212	P	50			>60		BC 182	2	
BC 213	P	30			>80		BC 183	2	
BC 214	P				>140		BC 184	2	
BC 237	N	45	100		>110		BC 307	2	
BC 238	N	20					BC 308	2	
BC 239	N		50				BC 309	2	
BC 307	P	45	100		>70		BC 237	2	
BC 308	P	25					BC 238	2	
BC 309	P	20	50				BC 239	2	
BC 327	P	45	500	800	>100	100	BC 337	2	
BC 328	P	25					BC 338	2	
BC 337	N	45					BC 327	2	
BC 338	N	25					BC 328	2	
BC 414	N	50	100	300	>100	2	—	2	
BC 416	P				>120		—	2	
BC 516	P	30	400	625	>30.000	20	BC 517	2	1)
BC 517	N						BC 516	2	1)
BC 546	N	65	100	500	>110	2	BC 556	2	
BC 547	N	45					BC 557	2	
BC 548	N	30					BC 558	2	
BC 549	N	45			>200		—	2	
BC 550	N						—	2	
BC 556	P	65			>75		BC 546	2	
BC 557	P	45					BC 547	2	
BC 558	P	30					BC 548	2	
BC 559	P	45			>125		—	2	
BC 560	P						—	2	
BC 639	N	80	1000	1000	>40	150	BC 640	3	
BC 640	P						BC 639	3	

1) darlington
2) max. U_{CEO}:
... A = 60 V
... B = 80 V
... C = 100 V

Tipo	PNP NPN	max U_{CEO} (V)	max I_C (A)	P_{max} (W)	h_{FE}/I_C		compl.	fig.	
BD 131	N	45	3	15		0,5A	BD 132	4	
BD 132	P						BD 131	4	
BD 135	N		1	8	>40	0,15A	BD 136	4	
BD 136	P						BD 135	4	
BD 137	N	60					BD 138	4	
BD 138	P						BD 137	4	
BD 139	N	80					BD 140	4	
BD 140	P						BD 139	4	
BD 169	N		1,5	20			BD 170	4	
BD 170	P						BD 169	4	
BD 183	N		15	117	>20	3 A	—	5	
BD 233	N	45	2	25	40	0,15A	BD 234	4	
BD 234	P						BD 233	4	
BD 235	N	60					BD 236	4	
BD 236	P						BD 235	4	
BD 237	N	80					BD 238	4	
BD 238	P						BD 237	4	
BD 239	N	45	2	30		0,2 A	BD 240	6	2)
BD 240	P						BD 239	6	2)
BD 241	N		3	40	>25	1 A	BD 242	6	2)
BD 242	P						BD 241	6	2)
BD 243	N		6	65	>30	0,3 A	BD 244	6	2)
BD 244	P						BD 243	6	2)
BD 245	N		10	80	>40	1 A	BD 246	7	2)
BD 246	P						BD 245	7	2)
BD 249	N		25	125	>25	1,5 A	BD 250	7	2)
BD 250	P						BD 249	7	2)
BD 435	N	32	4	36	>85	0,5 A	BD 436	4	
BD 436	P						BD 435	4	
BD 437	N	45					BD 438	4	
BD 438	P						BD 437	4	
BD 439	N	60			>40		BD 440	4	
BD 440	P						BD 439	4	
BD 441	N	80					BD 442	4	
BD 442	P						BD 441	4	
BD 643	N	45	8	62,5	>750	3 A	BD 644	7	1)
BD 644	P						BD 643	7	1)
BD 645	N	60					BD 646	7	1)
BD 646	P						BD 645	7	1)
BD 675	N	45	4	40		1,5 A	BD 676	4	1)
BD 676	P						BD 675	4	1)
BD 677	N	60					BD 678	4	1)
BD 678	P						BD 677	4	1)
BD 679	N	80					BD 680	4	1)
BD 680	P						BD 679	4	1)
TIP 31	N	40	3	40	>20	0,5 A	TIP 32	6	2)
TIP 32	P						TIP 31	6	2)
TIP 33	N		10	80			TIP 34	7	2)
TIP 34	P						TIP 33	7	2)
TIP 35	N		25	125	>25	1 A	TIP 36	7	2)
TIP 36	P						TIP 35	7	2)
TIP 41	N		6	65	>20	0,5 A	TIP 42	6	2)
TIP 42	P						TIP 41	6	2)
TIP 122	N	100	8		>1000		TIP 127	6	1)
TIP 127	P						TIP 122	6	1)
TIP 142	N		15	125		5 A	TIP 147	7	1)
TIP 147	P						TIP 142	7	1)
TIP 2955	P	70	15	100	>20	4 A	TIP 3055	7	
TIP 3055	N						TIP 2955	7	
2N3055	N			115			MJ 2955	5	
MJ 2955	P						2N3055	5	
2N 2955	*P*	*25*	*100 m*	*0,3*	*>20*	*10 mA*	—	*1*	

1 TO-18 TO-39



2 TO-92



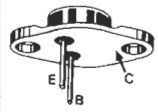
3 TO-92Z



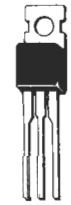
4 TO-126 (SOT-32)



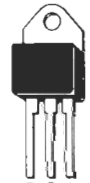
5 TO-3



6 TO-220AB

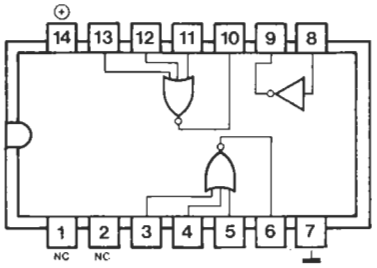


7



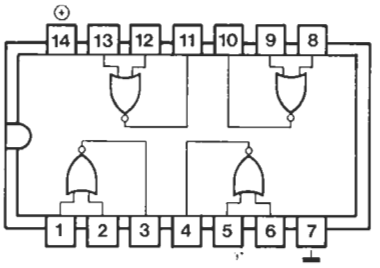
DUAL 3-INPUT NOR-GATE PLUS INVERTER

4000



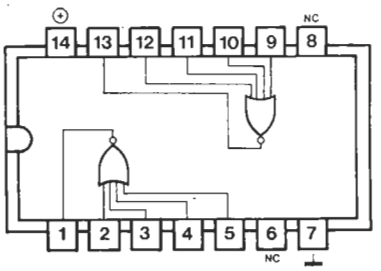
QUADRUPLE 2-INPUT NOR GATE

4001



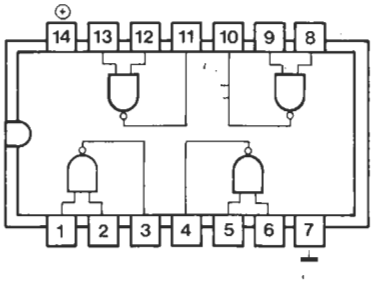
DUAL 4-INPUT NOR-GATE

4002



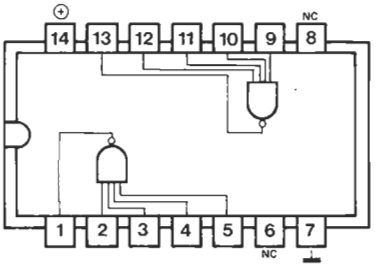
QUADRUPLE 2-INPUT NAND GATE

4011



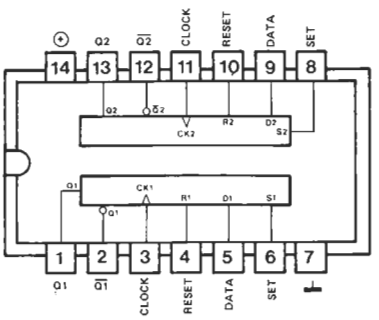
DUAL 4-INPUT NAND GATE

4012



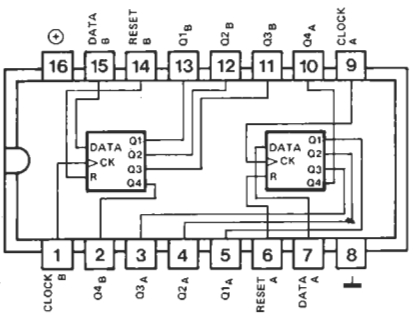
DUAL D-FLIP-FLOP

4013



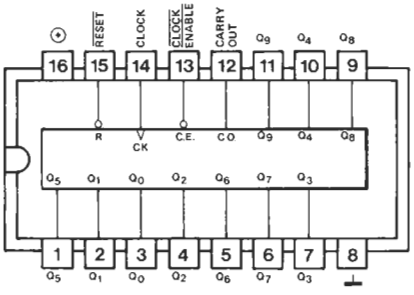
DUAL 4-BIT STATIC SHIFT REGISTER

4015



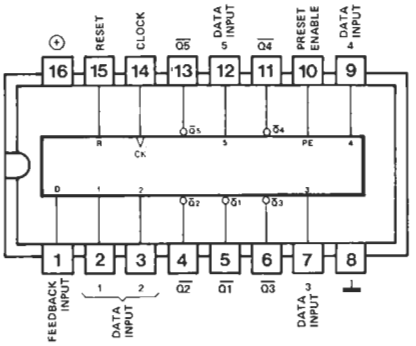
DIVIDE-BY-10 SYNCHRONOUS COUNTER

4017



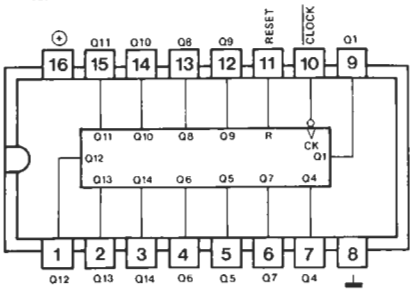
SYNCHRONOUS PRESETTABLE DIVIDE BY 'N' COUNTER

4018



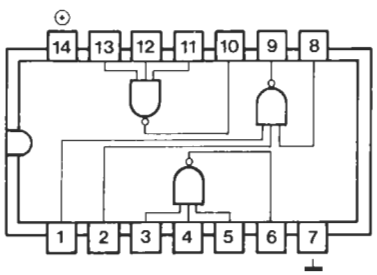
14-BIT BINARY RIPPLE COUNTER

4020



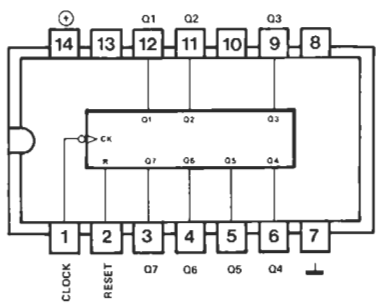
TRIPLE 3-INPUT NAND GATE

4023



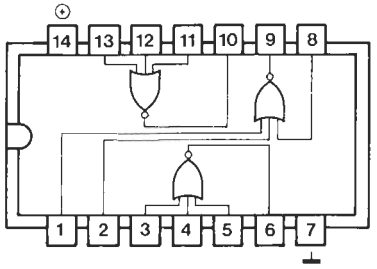
7-STAGE BINARY RIPPLE COUNTER

4024



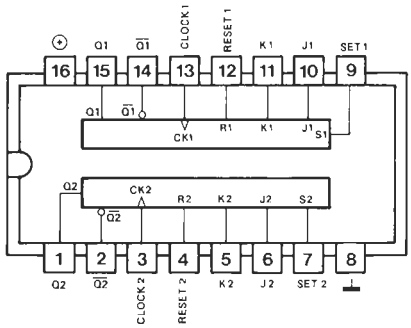
TRIPLE 3 INPUT NOR GATE

4025



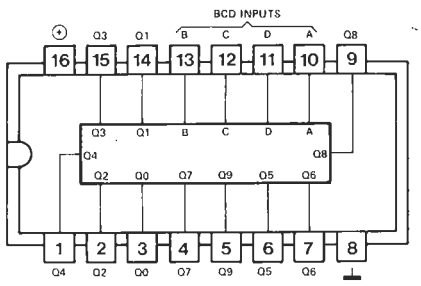
DUAL JK-FLIP-FLOP

4027



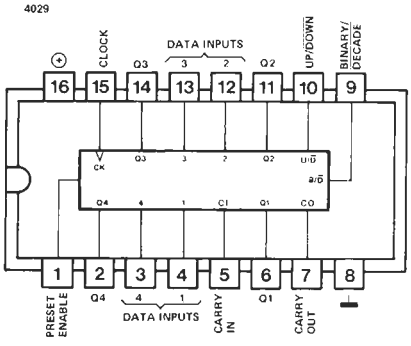
BCD TO DECIMAL DECODER

4028



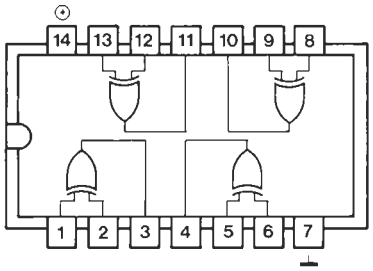
SYNCHRONOUS PRESET TABLE BINARY/DECADE UP/DOWN COUNTER

4029

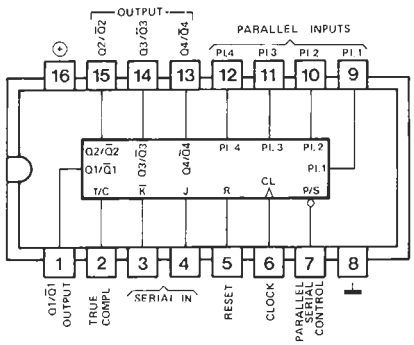


QUADRUPLE 2 INPUT EXCLUSIVE OR-GATES

4030
4070 low power TTL compatible (fan out - 2)

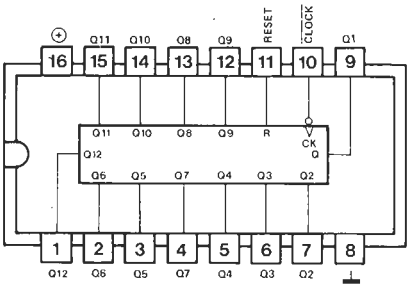


4035
4 BIT
PARALLEL-IN/PARALLEL OUT
SHIFT REGISTER



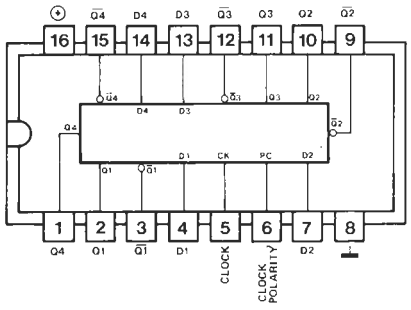
12-BIT BINARY RIPPLE COUNTER

4040



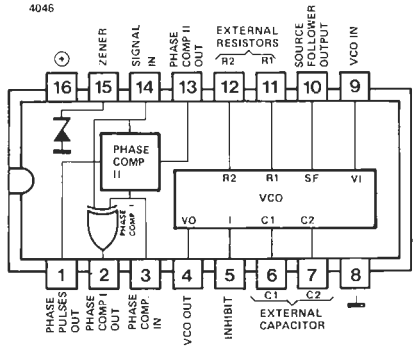
QUAD CLOCKED "D" LATCH

4042



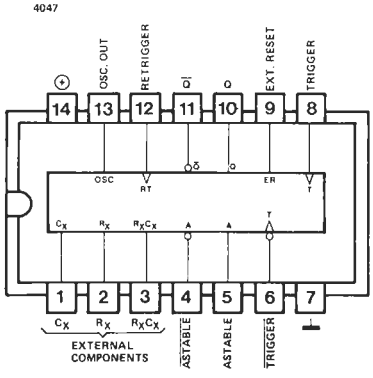
MICROPOWER PLL

4046



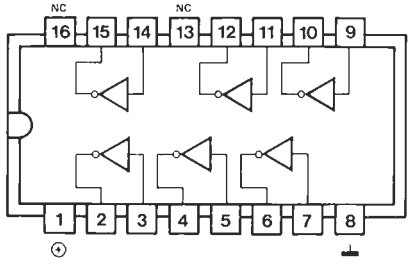
MONOSTABLE/ASTABLE MULTIVIBRATOR

4047



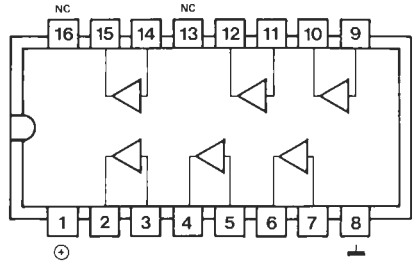
HEX INVERTING BUFFER

4049



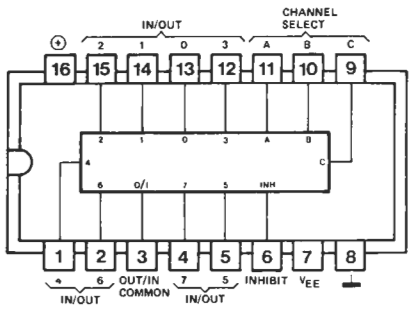
HEX-BUFFER

4050



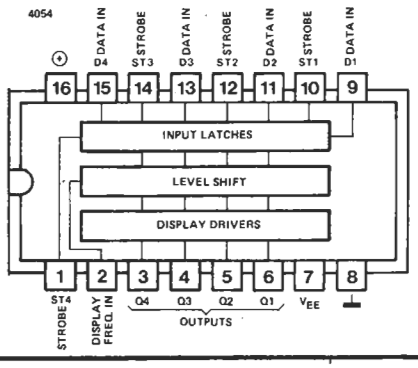
8 CHANNEL ANALOGUE MULTIPLEXER/DEMULTIPLEXER

4051



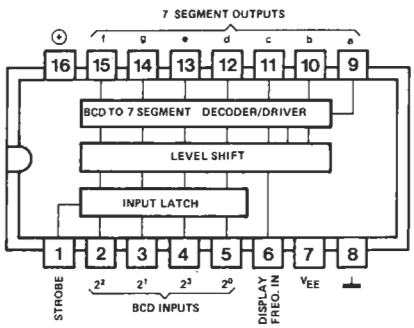
LCD-DRIVER

4054



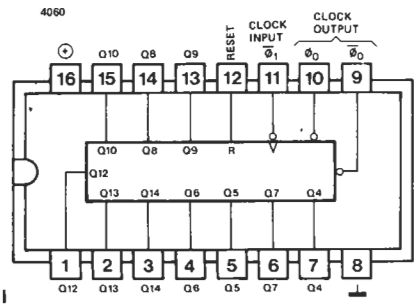
BCD TO 7-SEGMENT DECODER/DRIVER

4056



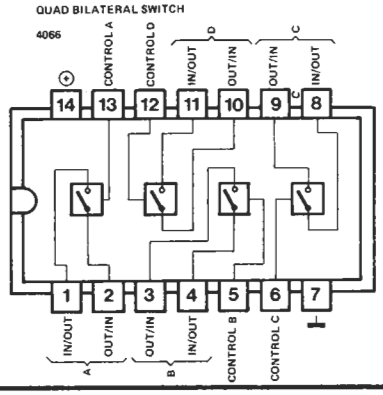
1 BIT BINARY RIPPLE COUNTER AND OSCILLATOR

4060



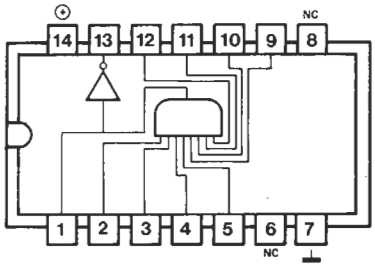
QUAD BILATERAL SWITCH

4066



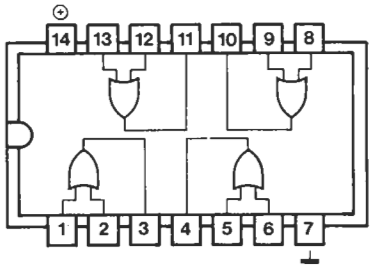
8 INPUT AND/NAND GATE

4068



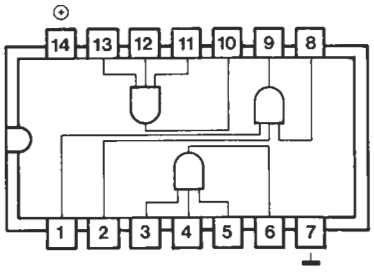
QUADRUPLE 2-INPUT OR-GATE

4071



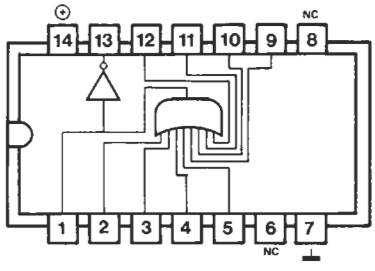
TRIPLE 3-INPUT AND GATE

4073



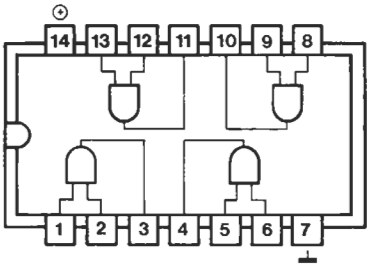
8 INPUT OR/NOR GATE

4078



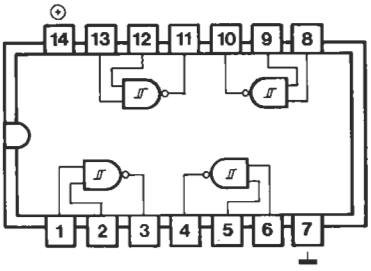
QUADRUPLE 2-INPUT AND-GATE

4081



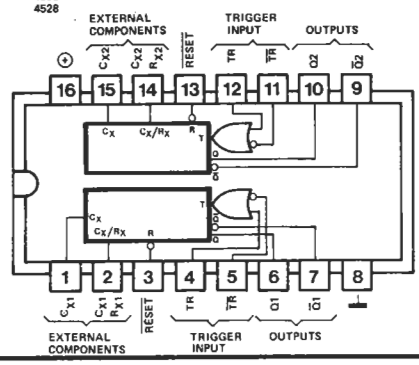
QUADRUPLE 2-INPUT NAND SCHMITT-TRIGGER

4093



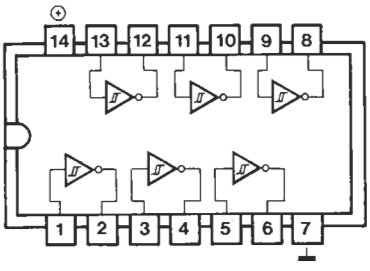
DUAL MONOSTABLE MULTIVIBRATOR

4098
4528



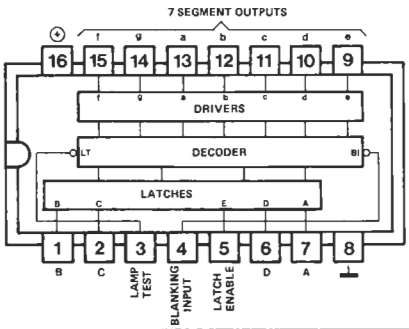
HEX SCHMITT-TRIGGER

40106



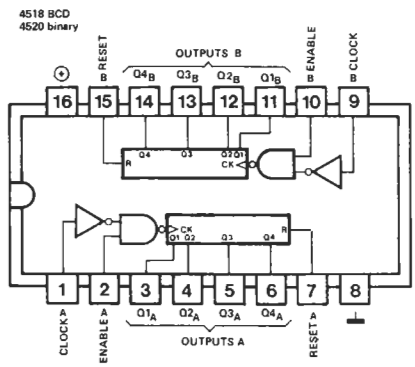
BCD TO 7-SEGMENT LATCH/DECODER/DRIVER

4511



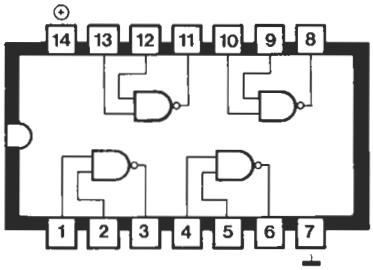
DUAL 4-BIT SYNCHRONOUS UP-COUNTERS

4518 BCD
4520 binary



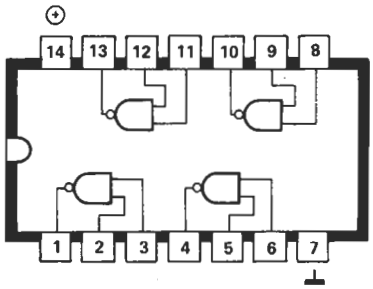
QUADRUPLE 2-INPUT NAND GATES

7400
7403 open collector outputs
7437 power driver (fan out = 30)



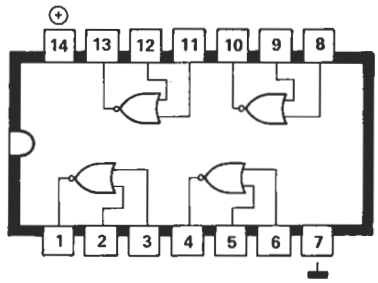
QUADRUPLE 2-INPUT NAND GATE WITH OPEN COLLECTOR OUTPUT

7401



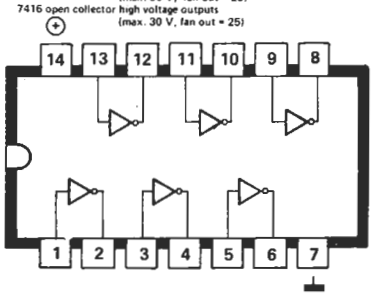
QUADRUPLE 2 INPUT NOR GATES

7402
7428 power driver (fan out = 30)



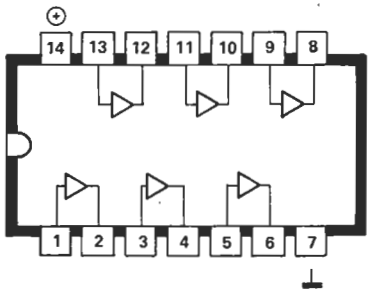
HEX INVERTERS

7404
7405 open collector outputs
7406 open collector high voltage outputs (max. 30 V, fan out = 25)
7416 open collector high voltage outputs (max. 30 V, fan out = 25)



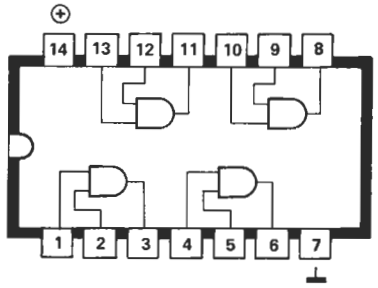
HEX BUFFER/DRIVER WITH OPEN-COLLECTOR HIGH VOLTAGE OUTPUTS (max. 30 V, fan out = 25)

7407



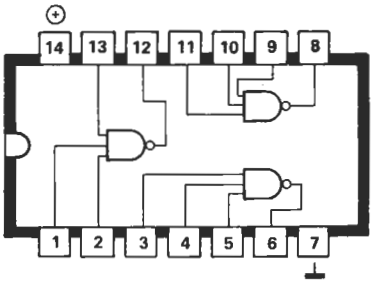
QUADRUPLE 2-INPUT AND GATES

7408
7409 open collector outputs



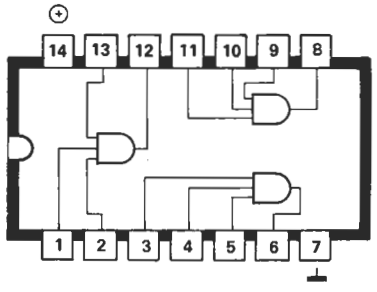
TRIPLE 3-INPUT NAND GATES

7410
7412 open collector outputs



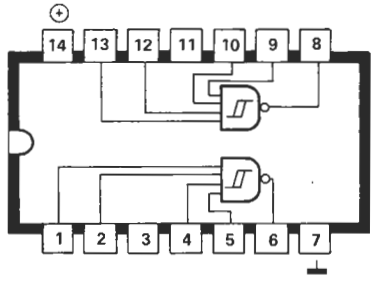
TRIPLE 3-INPUT AND GATE

7411



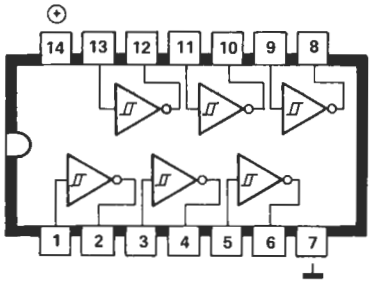
DUAL 4-INPUT NAND SCHMITT TRIGGER

7413



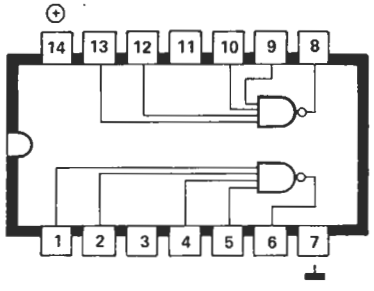
HEX SCHMITT TRIGGER INVERTER

7414



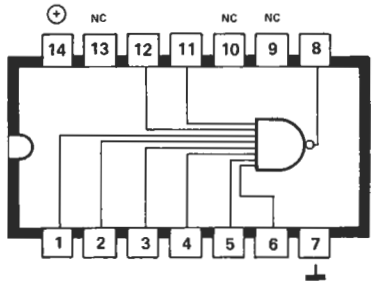
DUAL 4-INPUT NAND GATES

7420
7440 power driver (fan out = 30)



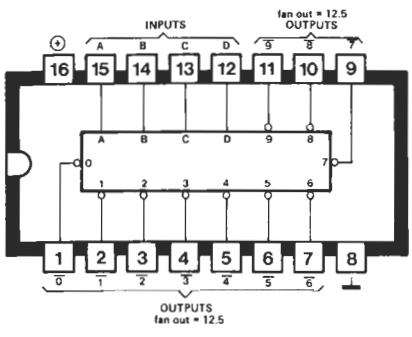
8 INPUT NAND GATE

7430



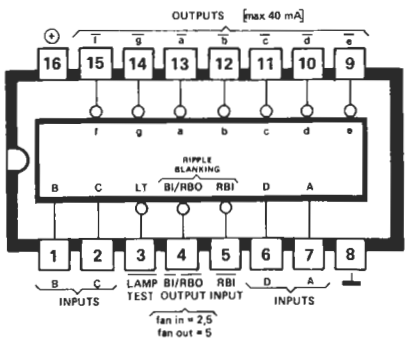
BCD-TO-DECIMAL DECODER/DRIVER WITH OPEN COLLECTOR OUTPUTS (max. 30 V)

7445



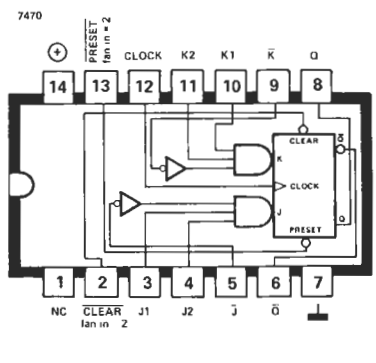
BCD TO 7 SEGMENT DECODER/DRIVER

7447



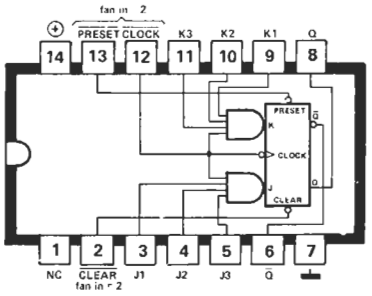
AND GATED J-K POSITIVE EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP WITH PRESET AND CLEAR

7470



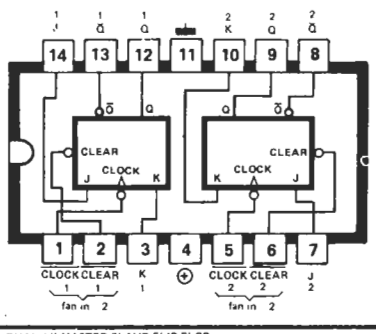
AND GATED J-K FLIP-FLOP WITH PRESET AND CLEAR

7472



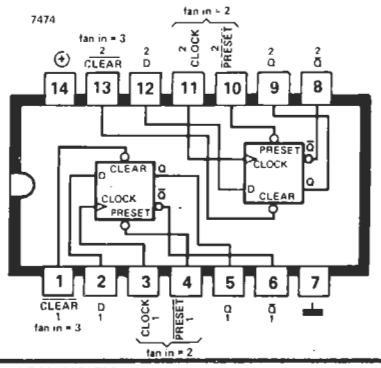
DUAL J-K FLIP-FLOP WITH CLEAR

7473



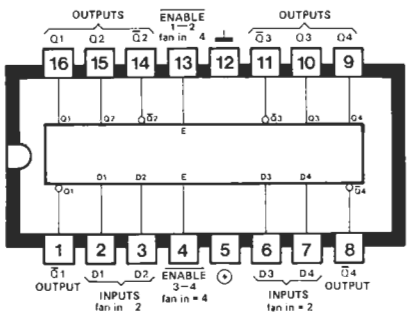
DUAL D TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP WITH PRESET AND CLEAR

7474



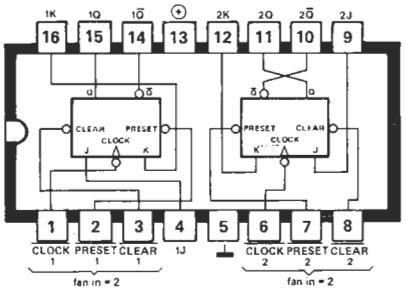
4 BIT BISTABLE LATCH

7475



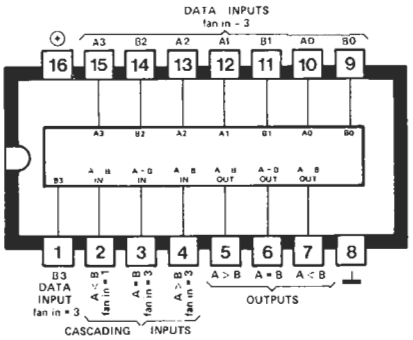
DUAL J-K MASTER-SLAVE FLIP-FLOP WITH PRESET AND CLEAR

7476



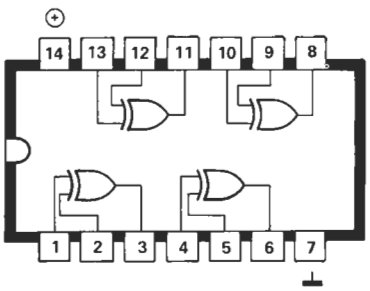
4-BIT COMPARATOR

7485



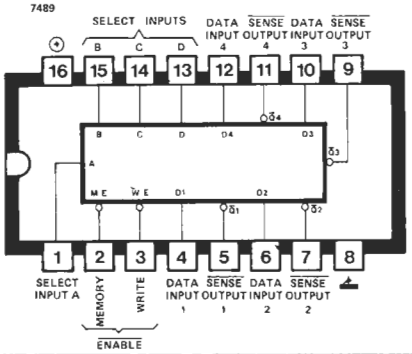
QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE OR GATE

7486



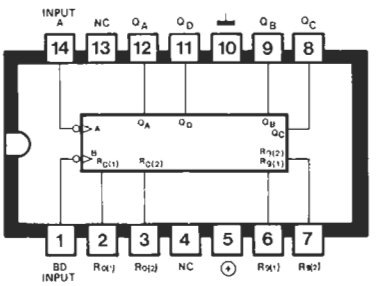
64 BIT READ/WRITE MEMORY
(fan out = 7.5)

7489



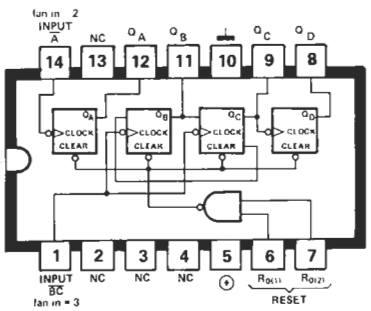
DECADE COUNTER

7490



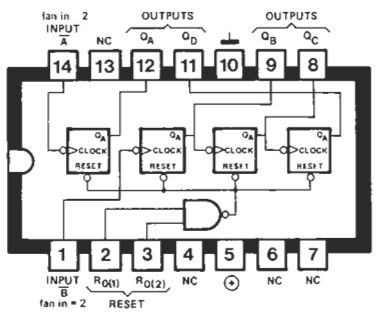
DIVIDE-BY-TWELVE COUNTER (2 and 6)

7492



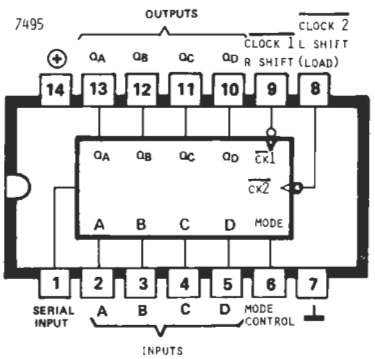
4-BIT BINARY COUNTER

7493



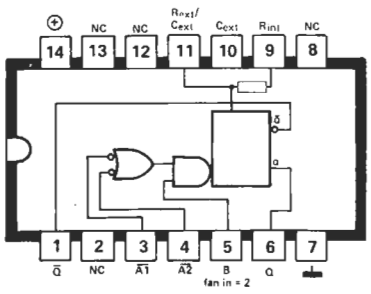
4-BIT PARALLEL-IN PARALLEL-OUT SHIFT REGISTER

7495



MONOSTABLE MULTIVIBRATOR

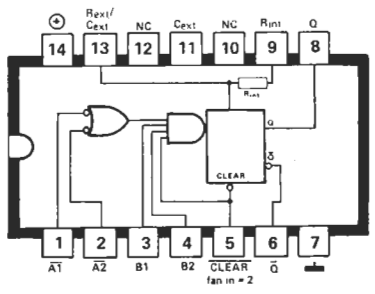
74121



'121 . . . R_{int} = 2 kΩ NOM.
'L121 . . . R_{int} = 4 kΩ NOM.

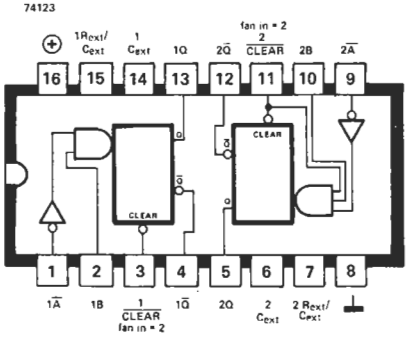
RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATOR WITH CLEAR

74122



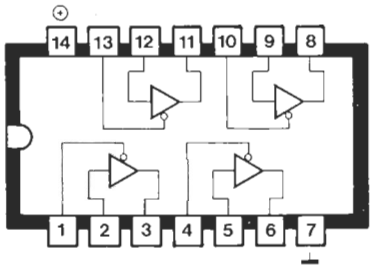
DUAL RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATOR WITH CLEAR

74123



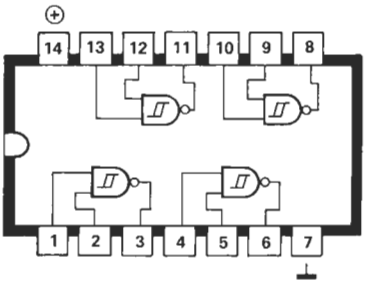
QUAD BUFFER (3 STATE)

74125



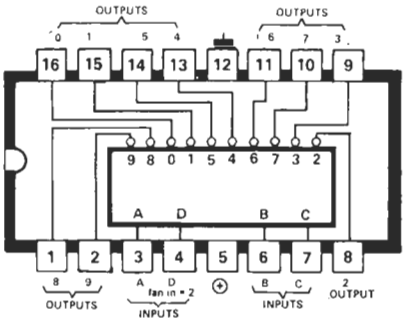
QUADRUPLE 2-INPUT NAND SCHMITT TRIGGER

74132



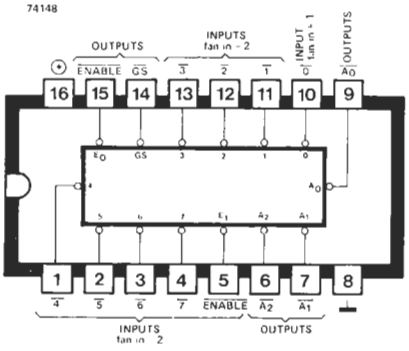
BCD-TO-DECIMAL DECODER/DRIVER
(outputs max. 60 V, max. 7 mA)

74141



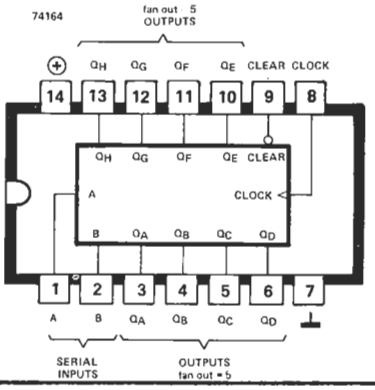
PRIORITY ENCODER

74148



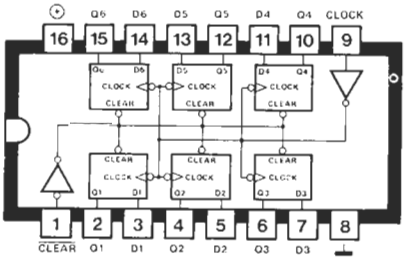
8-BIT SERIAL-IN PARALLEL-OUT SHIFT REGISTER

74164



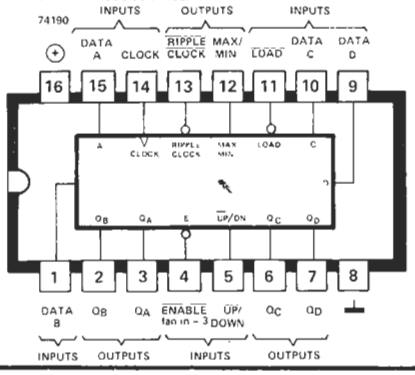
HEX D-FLIP-FLOP WITH CLEAR

74174



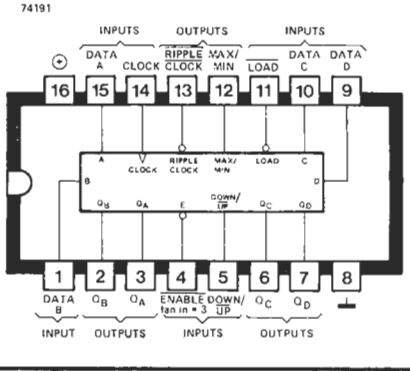
SYNCHRONOUS BCD UP/DOWN COUNTER WITH UP/DOWN MODE CONTROL.

74190



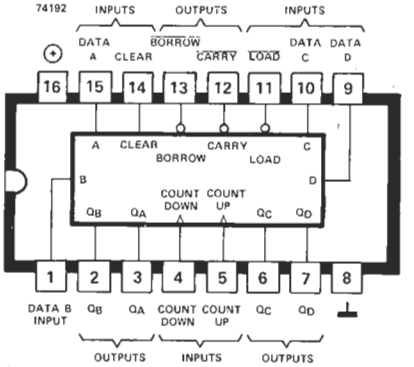
SYNCHRONOUS 4-BIT BINARY UP/DOWN COUNTER

74191



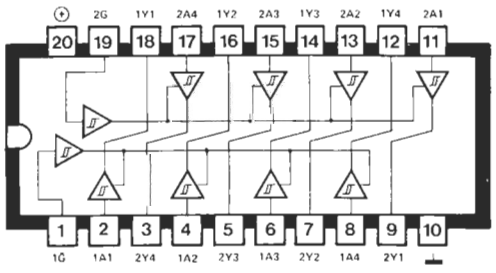
SYNCHRONOUS UP/DOWN DECADE COUNTER

74192



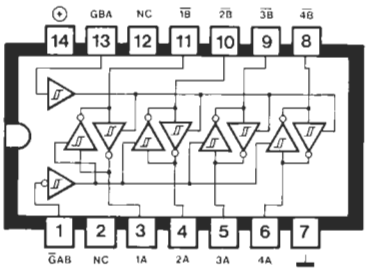
OCTAL BUFFER AND LINE DRIVER (3 STATE)

74LS241



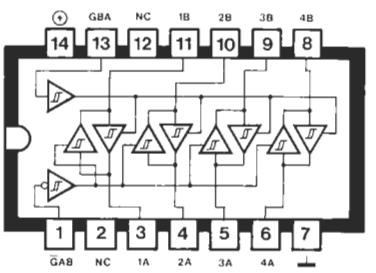
QUADRUPLE BUS TRANSCEIVER (3-STATE)

74LS242



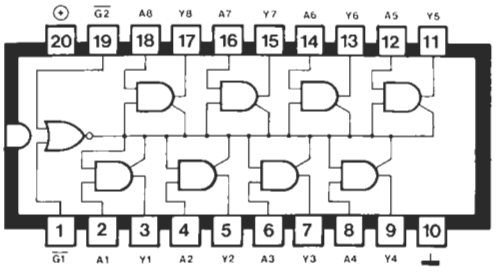
QUADRUPLE BUS TRANSCEIVER (3-STATE)

74LS243



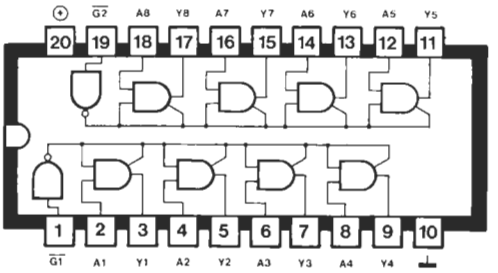
OCTAL BUFFER (3-STATE)

81LS95

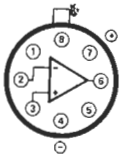


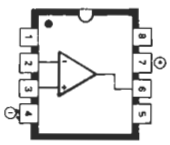
OCTAL BUFFER (3-STATE)

81LS97

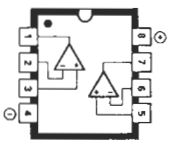


Circuitos Integrados lineales

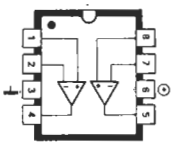




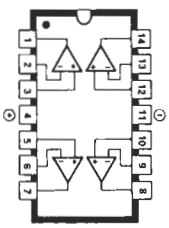
301
318
709
741
CA 3130
CA 3140
LF 355/356/357
TL 071/081



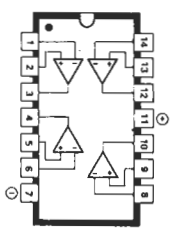
1458
4558



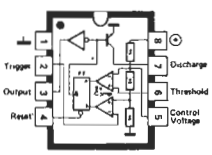
LM 387
NE 542



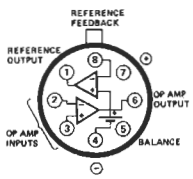
LM 324
TL 074
TL 084



RC 4136

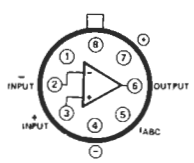


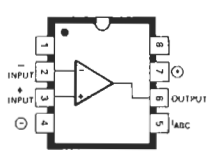
555



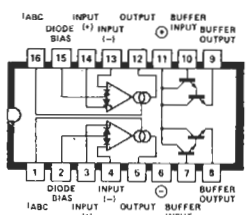
LM 10C

CA 3080





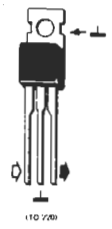
LM 13600



Entrada ⇨
Salida ➡

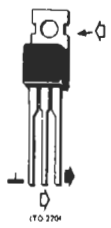
Todos los CIs se representan en vista superior

Reguladores de tensión



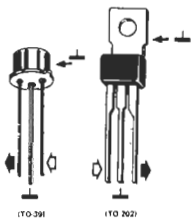
7805
7806
7808
7812
7815
7818
7824

I_{out} = 1 A



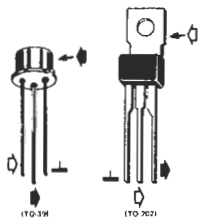
7905
7906
7908
7912
7915
7918
7924

I_{out} = −1 A



78M05
78M06
78M08
78M12
78M15
78M18
78M24

I_{out} = 500 mA



79M05
79M06
79M08
79M12
79M15
79M18
79M24

I_{out} = −500 mA



78L05
78L06
78L08
78L12
78L15
78L18
78L24

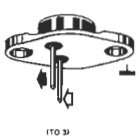
I_{out} = 100 mA



79L05
79L06
79L08
79L12
79L15
79L18
79L24

I_{out} = −100 mA

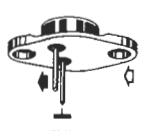
U_{out} = 5 V



LM 309K
I_{out} = 1 A

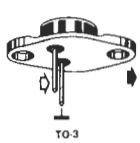
LM 323K
I_{out} = 3 A

U_{out} = −5 V



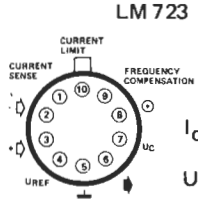
I_{out} = −3 A

U_{out} = 1,2 V . . . 37 V



LM 317K
I_{out} = 1,5 A

LM 723



(pas de U_Z)

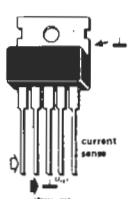
I_{out} = 200 mA

U_{out} = . . . 37 $V_{max.}$

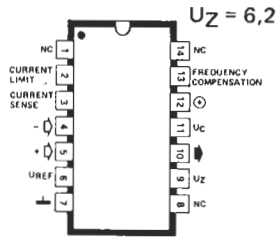
U_{ref} = 7,15 V

U_Z = 6,2 V

U_{out} = 2,85 V . . . 40 V



L 200
I_{out} = 2 A



Tensiones de entrada admisibles.

7805 = 8 V . . . 35 V	7905 = −8 V . . . −35 V
7806 = 9 V . . . 35 V	7906 = −9 V . . . −35 V
7808 = 11 V . . . 35 V	7908 = −11 V . . . −35 V
7812 = 15 V . . . 35 V	7912 = −15 V . . . −35 V
7815 = 18 V . . . 35 V	7915 = −18 V . . . −35 V
7818 = 21 V . . . 35 V	7918 = −21 V . . . −35 V
7824 = 27 V . . . 40 V	7924 = −27 V . . . −40 V

general del sujeto pueda resultar influido, quizá de forma irremediable, por una «pequeña» descarga de la tensión de red.
Cualquier cambio de la resistencia a la entrada del circuito (y por tanto de tensión) será amplificada por el amplificador operacional A1; su salida provocará una intensidad a través de R3 y el medidor conectado en el punto A, que dará la lectura correspondiente. El indicador elegido es un galvanómetro de cero central. Esta función puede desempeñarla perfectamente un pequeño medidor tal como el utilizado para la sintonía en una radio de FM. El condensador C1 sirve para eliminar un eventual zumbido. El estado general del individuo puede deducirse midiendo la resistencia de su piel a lo largo de un período determinado. Esta indicación es proporcionada por un aparato de medida unido al punto B del circuito. El amplificador operacional A2, conectado como integrador, permite que el circuito se ajuste automáticamente a la resistencia media de la piel. El período de tiempo durante el cual debe medirse la resistencia de la piel viene determinado principalmente por R5, C2 y C3. Hasta que haya transcurrido este tiempo cualquier aparato de medida (basta un medidor universal) conectado en la salida B no dará ninguna lectura; los diodos D1 y D2 aseguran que el circuito reaccione lo más rápidamente posible. El potenciómetro P1 determina el retardo del circuito.
Habida cuenta de que la resistencia de la piel varía de una persona a otra puede ser necesario modificar el valor de la resistencia R1. Como perfeccionamiento adicional, la resistencia puede sustituirse por un potenciómetro. Una lectura demasiado alta en el aparato de medida de la salida B, indica que la resistencia de la piel del sujeto es muy baja (característica de las personas con manos temblorosas); sería recomendable reducir el valor de R1. ◀

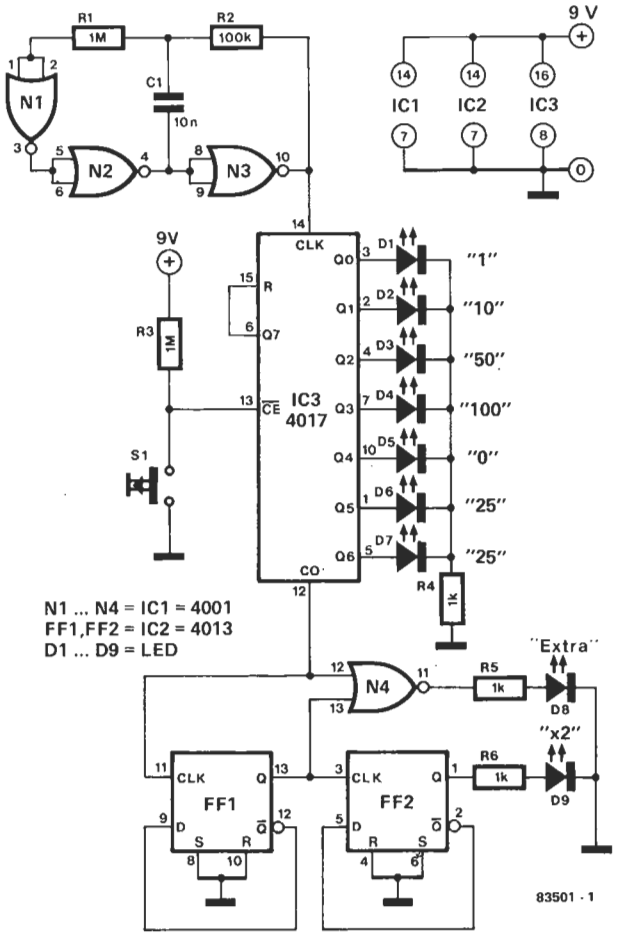
61

H.J. Walter

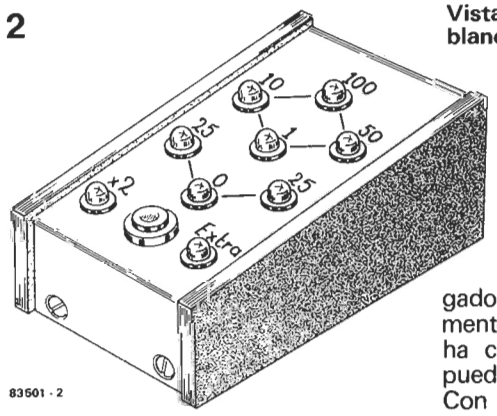
billar electrónico

Este billar electrónico (y de bolsillo) no pretende, por supuesto, competir con sus «hermanos mayores», pero espera poder proporcionarle unos instantes de diversión.
El circuito propiamente dicho es sencillo: está constituido por tres circuitos integrados CMOS, nueve LEDs, seis resistencias, un condensador, un pulsador y una pila de 9 voltios.
Las puertas NOR N1...N3 forman, junto con R1, R2 y C1, un generador de reloj cuya señal se aplica al contador decimal IC3. Mientras el jugador mantenga oprimido el pulsador S1, el contador sigue funcionando. Cuando se libera el pulsador se para el contador y se ilumina uno de los diodos LEDs D1...D7. La salida de acarreo del contador decimal controla los biestables FF1 y FF2, montados como contadores binarios de dos bits. Según el estado del contador, el jugador tendrá derecho a una bola gratuita (LED 8 encendido) o a doblar su puntuación (LED D9 encendido).
Naturalmente un montaje tan sencillo no puede tener indicador de la puntuación. Los puntos conseguidos por cada jugador se deberán anotar en un papel (o en una pizarra o... en su cerebro). Los valores se indican junto a los LEDs correspondientes en el esquema. Si solamente se ilumina uno de los LEDs D5...D7, la bola está «fuera de juego»; cuando se enciende el LED «0» indica que ha salido por la parte media y cuando lo hace el «25» indica que la bola se ha ido por uno de los laterales (derecho o izquierdo). Entonces es el turno del siguiente jugador. Si se iluminaran simultáneamente los LEDs D8 y «25» el jugador ha conseguido una bola gratuita y puede volver a probar su suerte.
Con un poco de esmero (como en la figura 2) el panel frontal puede tener los LEDs situados de tal manera que el juego parezca ser «de verdad» aunque, por supuesto, más económico. ◀

1



2



Vista de nuestro modelo. El círculo blanco es el pulsador.

62 dientes de sierra archisimples

R. Oppelt

Los generadores de ondas en dientes de sierra suelen ser instrumentos muy utilizados en Electrónica. Aquí les presentamos un generador de este tipo tan sencillo que se contenta con una simple pila de 9 V y con los componentes que conserva, olvidados ya, en un cajón.

La versión básica de este generador se muestra en la figura 1. El circuito es fácil de comprender: una fuente de corriente constante basada en T1, R1 y P1 carga linealmente el condensador C1. T2 y T3 se utilizan como sustitutos de un SCR (tiristor). Para comprender mejor el funcionamiento del circuito puede sustituir mentalmente T2 y T3 por el símbolo de la figura 2.

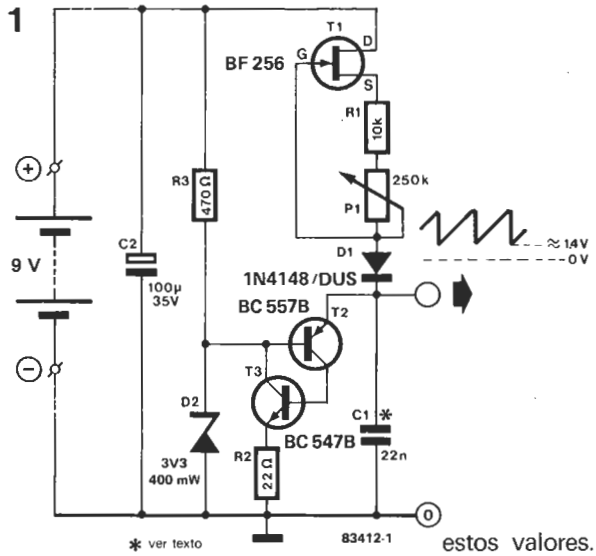
En este caso el tiristor no es cebado por un impulso como es habitual. El divisor de tensión R3/D2 polariza la puerta y cuando la tensión entre «cátodo y ánodo» se haga superior a esta tensión de polarización, se pondrá a conducir el «tiristor». Entonces se darán las condiciones adecuadas para que C1 se descargue a través de él y de la resistencia limitadora R2; como el valor de esta es bastante pequeño la descarga será rápida. Cuando la tensión en los bornes del condensador se acerque a 1,4 V, la corriente a través del «tiristor» será tan débil que volverá a bloquearse. De este modo C1 puede volverse a cargar y se reinicia el ciclo, apareciendo así la salida en dientes de sierra mostrada en la figura 1.

La frecuencia de la onda viene determinada por la posición del cursor de P1, dentro de una gama útil de dos décadas; con los valores indicados varía entre 5 y 500 Hz. La tolerancia de los componentes afecta bastante estos valores. Cuanto más pequeño sea el valor de C1 tanto más elevado será el límite superior de la gama de frecuencias; en nuestro prototipo se pudo llegar a 100 kHz y, probablemente, no sea el límite absoluto.

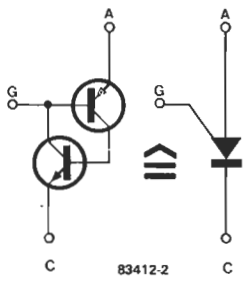
La amplitud de la señal de salida viene determinada por la polarización de puerta a través del diodo zener D2, lo que permite al usuario adaptar el montaje a sus necesidades particulares modificando el valor del zener. Tenga presente que la tensión de alimentación del circuito debe ser, como mínimo, dos veces superior a la del zener.

Si en lugar de una subida lineal desea una característica exponencial, basta suprimir T1 y conectar R1 directamente a la alimentación. De este modo C1 se cargará directamente a partir de la alimentación, obteniéndose la curva exponencial buscada.

1



2



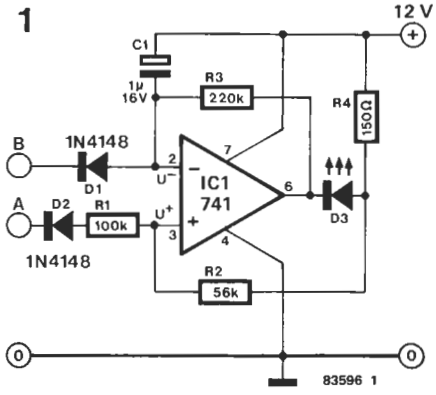
63 indicador óptico de tensión

Este circuito indica, por medio de un LED parpadeante, cuando la tensión objeto de control o medida, cae por debajo de un valor predeterminado. El único componente activo es un amplificador operacional que funciona como comparador y oscilador.

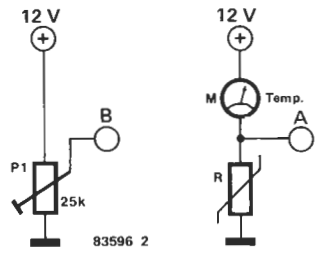
La tensión a «vigilar» se aplica al terminal A y la de referencia al B. Mientras que la tensión en la entrada no inversora del amplificador operacional sea superior a la existente en la inversora la salida del amplificador operacional será de 12 voltios y no se iluminará el diodo LED D3. Si la tensión en el terminal A, y por consiguiente U^+, cae por debajo de la de referencia (U^-) basculará la salida del amplificador operacional y se iluminará el LED. El bucle de realimentación formado por R1 y R2 acentúa ligeramente el descenso de U^+. El condensador C1 se carga a través de la resistencia R3 y de la salida del amplificador operacional. En estas condiciones se bloquea el diodo D1 y la tensión existente en el terminal B deja de influir sobre U^-. Cuando la tensión en la entrada inversora ha caído de tal manera que U^- se hace inferior a U^+, volverá a bascular el amplificador operacional y se apagará el LED; simultáneamente, debido a la realimentación a través de R2, U^+ experimentará un pequeño incremento. C1 vuelve a descargarse hasta que U^- supere a U^+; la salida del amplificador operacional bascula de nuevo hacia el «0» lógico y el diodo LED «recupera sus colores». De esta forma el diodo LED parpadea en tanto que la tensión objeto de control sea inferior a un valor preestablecido.

Uno de los campos de aplicación del montaje es el automóvil, en donde puede utilizarse como indicador de la temperatura del refrigerante: si la temperatura es demasiado alta, el LED

1



2



comenzará a parpadear. Para conseguir este funcionamiento hay que añadir al circuito de la figura 1 los componentes de la figura 2. El indicador de temperatura y la sonda de detección suelen estar previstos ya en el automóvil.

La calibración se realiza como sigue: después de activar el contacto (sin arrancar el motor), se conecta una resistencia (o varias) en paralelo con la sonda de temperatura con el valor necesario para que la aguja del indicador alcance el límite inferior de la zona roja. Se ajusta entonces P1 de manera que el LED esté a punto de iniciar el parpadeo. Cuando haya terminado con la calibración no olvide retirar las resistencias puestas en paralelo con la sonda de la temperatura.

64 termómetro para disipadores de calor

Este termómetro lo concebimos originalmente para medir la temperatura del radiador de calor del amplificador de potencia Crescendo pero, por supuesto, lo puede utilizar para otros amplificadores de potencia e incluso en distintas aplicaciones. Nuestro termómetro no sólo indica la temperatura del radiador de calor mediante dos visualizadores, sino que también proporciona una salida conmutada que, por ejemplo, se puede emplear para activar un ventilador si la temperatura se eleva por encima del valor que fije como «razonable».

El circuito está constituido por cuatro partes: una fuente de tensión de referencia (IC1), el sensor (IC4), la sección de visualización (IC2 e IC3) y la de conmutación (IC5). IC1, un 723, mantiene una tensión de alimentación estable para el sensor y la sección de conmutación de unos 8 voltios. El sensor de temperatura proporciona una tensión dependiente de la temperatura a razón de 10 mV/K. A 0° C., por ejemplo, la tensión a través de IC4 es de 273×0,01=2,73 V (0° C=273 K). La sección de visualización está construida sobre la base de dos circuitos integrados muy conocidos: CA3161E y CA3162E. IC2 contiene el conversor A/D y el circuito de multiplexión para los visualizadores. IC3 es el excitador del decodificador BCD de siete segmentos. Sólo empleamos dos visualizadores, por lo que la temperatura se lee en grados. IC2 mide la diferencia existente entre la tensión proporcionada por el sensor y la de referencia establecida mediante el potenciómetro P1. Esto es necesario si quiere eliminar la indicación de «273 grados por debajo de 0», es decir, la tensión de 2,73 V; para hacerlo posible, la sección de salida de lectura y la sección de medición/-conmutación son alimentadas por separado. La masa de IC2 e IC3 se conecta al cursor de P1, que está a un potencial de 2,73 voltios mientras que la entrada del IC2 va unida al sensor IC4. De esta forma, los 2,73 voltios quedan compensados, la tensión medida por IC2 se eleva 10 milivoltios por grado centígrado (a partir de 0° C) y los visualizadores dan una lectura en grados centígrados.

La última, pero no por ello menos importante, parte del circuito es el com-

Lista de componentes

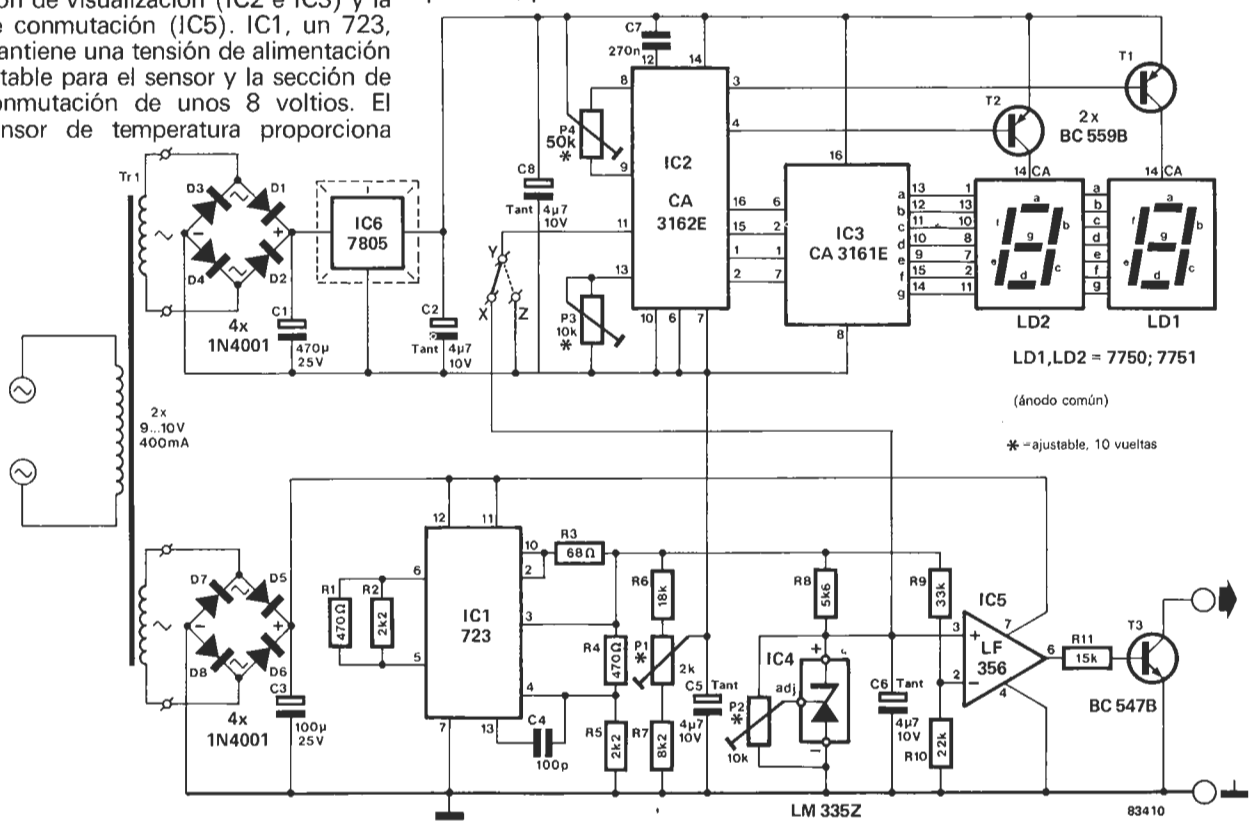
Resistencias:
R1,R4 = 470 Ω
R2,R5 = 2k2
R3 = 68 Ω
R6 = 18 k
R7 = 8k2
R8 = 5k6
R9 = 33 k
R10 = 22 k
R11 = 15 k
P1 = 2 k ajustable, 10 vueltas
P2,P3 = 10 k ajustable, 10 vueltas
P4 = 50 k ajustable, 10 vueltas

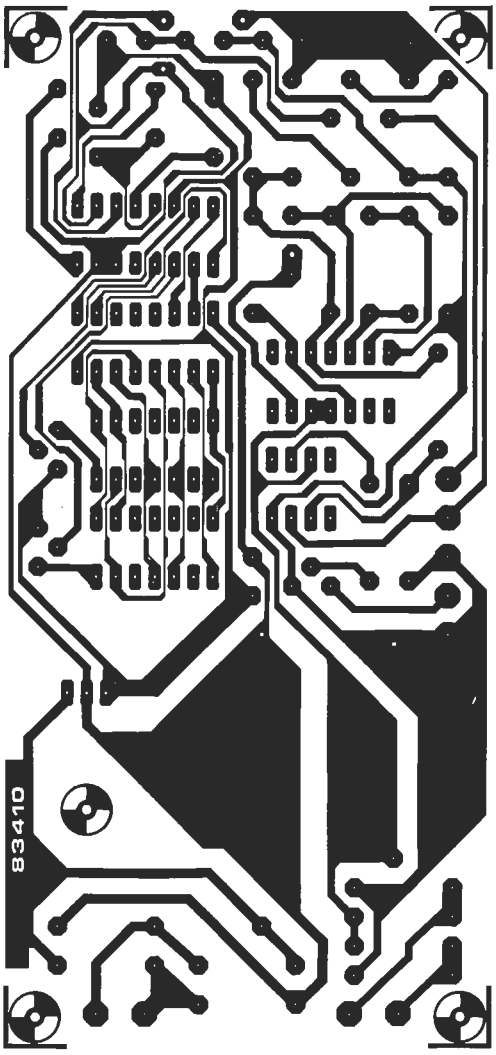
Condensadores:
C1 = 470 µ/25 V
C2,C5,C6,C8 = 4µ7/10 V tántalo
C3 = 100 µ/25 V
C4 = 100 p
C7 = 270 n

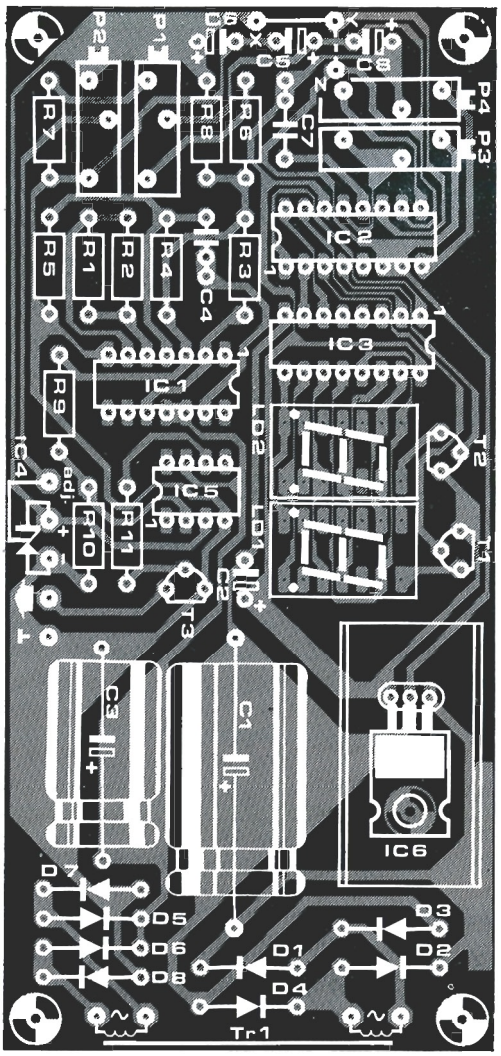
Semiconductores
D1 . . . D8 = 1N4001
LD1,LD2 = 7750, 7751 (CA)
T1,T2 = BC 559B
T3 = BC 547B
IC1 = 723
IC2 = CA 3162E
IC3 = CA 3161E
IC4 = LM 335Z
IC5 = LF 356
IC6 = 7805

Varios:
Tr1 = transformador de red 2 x 9 V/0,5 A (secundarios aislados)
disipador de calor para IC6

1







parador y la salida de conmutación (IC5 y T3). La tensión suministrada por el sensor se compara en IC5 con una tensión extraída de la de referencia de IC1 por medio de R9 y R10. Cuando la tensión del sensor supera esta segunda referencia, la salida de IC5 bascula y el transistor T3 conduce. Por intermedio de un relé este transistor puede controlar la puesta en funcionamiento de un ventilador encargado de la refrigeración forzada del transistor de potencia. Asimismo, con la ayuda de T3 podríamos desconectar los altavoces empleando un relé de seguridad (del que podría estar provisto el amplificador) lo que permitiría reducir notablemente la disipación de los transistores de potencia (en el supuesto de que el sobrecalentamiento fuera debido al control de dichos altavoces). Si trabaja con los valores de R9 y R10 indicados en el esquema el comparador basculará a una temperatura de 80° C aproximadamente; este momento depende también de la tensión de referencia suministrada por IC1, cuya tolerancia es relativamente flexible. Modificando el valor de R9 puede cambiar la temperatura a la que bascula IC5.

Si efectúa el montaje en una placa con el diseño descrito en la figura 2 todo debe ir sobre ruedas. Es importante que se cerciore de que la masa de la alimentación destinada a IC1, IC4 e IC5 esté conectada a la masa del amplificador (o a la de la sección de temporizacion). El montaje debe alimentarse mediante su propio transformador, con dos arrollamientos secundarios aislados. El sensor debe situarse lo más cerca posible de los transistores de potencia montados en el disipador de calor.

Si desea construir el circuito en una placa de su propio diseño, ha de tener presente las indicaciones siguientes: las dos fuentes de alimentación deben mantenerse aisladas entre sí. Las únicas dos conexiones entre el aparato y la sección de medida son las indicadas en el esquema del circuito. IC2 e IC3 tienen una línea de alimentación independiente procedente de la salida del regulador de 5 voltios, al igual que los emisores de T1 y T2 la deben tener desde la salida de IC6. IC3 debe tener su propia línea de masa desde el regulador. Estas precauciones son necesarias para evitar que IC2 resulte afectado por las interferencias que producen las elevadas corrientes de pico originadas durante la multiplexión de los dos visualizadores.

Para la calibración necesitará un polímetro de precisión (preferiblemente digital). Comience por colocar el puente Y-Z y varíe P4 hasta que obtenga una lectura de 00 en el visualizador. Retire entonces el puente y aplique al punto Y una tensión continua de unos 0,9 voltios (mida esta tensión con el polímetro). A continuación ajuste P3 para que aparezca en el visualizador el valor leído en el polímetro. ¡No olvide que en la visualización no aparece la última cifra! Así, por ejemplo, si en Y medimos 883 milivoltios sólo se leerán 88 en el visualizador. Una vez acabe con lo anterior instale un puente entre X e Y; mida la tensión en los bornes de C5 y si no es de 2,73 voltios llévela a ese valor mediante P1.

Sólo nos resta ajustar el sensor de la temperatura. Si le parece suficiente una precisión de 3° C puede suprimir P2. Si lo que desea es un termómetro de la mayor precisión, sumerja el sensor en un recipiente lleno de hielo en el punto de fusión y actúe sobre P2 de forma que se obtenga una lectura de 00. Si no le gusta este método puede utilizar un recipiente que contenga agua a unos 37° C (el valor exacto se obtiene con el típico termómetro clínico), sumergiendo el sensor y ajustando P2 para que en el visualizador leamos la misma cifra que en el termómetro.

Si desea que se desconecten los altavoces cuando la temperatura sobrepase los 80° C debe unir el colector de T3 a la base de T5 en los circuitos de protección descritos en el artículo «Accesorios para el Crescendo» (Elektor n.º 34, marzo 1983).

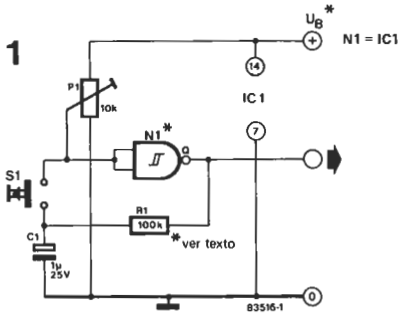
65

conexión/ desconexión con un simple pulsador

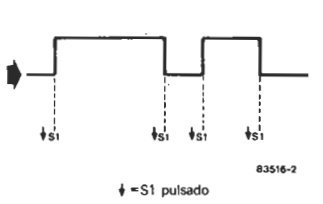
Un circuito simplísimo que permite realizar esta función tan habitual y otras muchas... que usted mismo podrá descubrir.
Básicamente, el circuito aprovecha el cambio en la salida del disparador Schmitt N1 cuando se pulsa S1. Esta conmutación está libre por completo de los molestos rebotes que aparecen al usar cualquier dispositivo mecánico.

El único ajuste a efectuar es el de la tensión aplicada a la entrada del disparador Schmitt y se logra mediante P1; su valor debe estar comprendido entre los dos niveles de conmutación. Supongamos que la salida (Q) está a nivel lógico alto; C1 estará, pues, cargándose a través de R1. Si pulsamos ahora S1 las entradas de N1 pasarán al nivel lógico alto (pues C1 estará cargado) y la salida al bajo. C1 se descargará hasta que la tensión en sus bornes sea igual que la del cursor de P1; tal como dijimos antes este valor se sitúa entre los dos umbrales de conmutación del disparador Schmitt y no tiene, pues, influencia sobre el nivel lógico de la salida. Una vez que se libera S1, C1 se descargará por completo a través de R1. Esto no influye en el disparador, pues, al soltar S1, pierden su contacto (puerta y condensador). Al pulsar de nuevo S1 es cuando se producirá la transferencia de este nivel lógico bajo a las entradas de N1, cuya salida pasará inmediatamente al nivel lógico alto. Y así sucesivamente...
Hay muchas puertas con entrada a disparador Schmitt válidas para nuestro circuito: 4093, 40106, 74LS14, 74LS132, etc. Para los circuitos integrados TTI la tensión de alimentación deberá ser de 5 V ± 0,25 V; los CMOS son más tolerantes y su tensión de alimentación podrá variar entre 5 y 15 V.
Aunque en la práctica es muy simple, no olvide ajustar P1 al valor adecuado. En otro caso el circuito no funcionará.

1



2



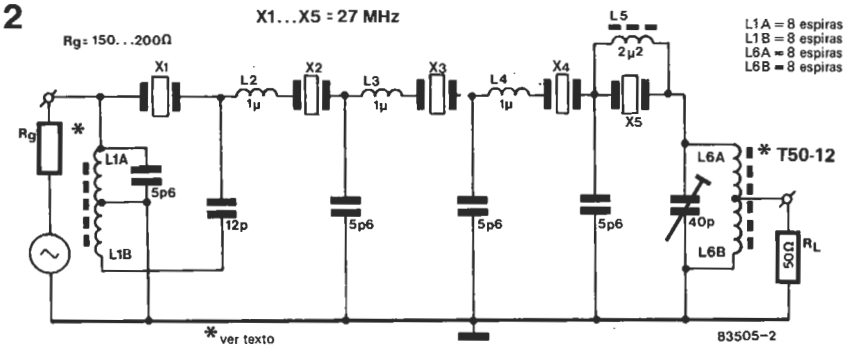
♦ =S1 pulsado

66

filtro a cristal de 45 MHz

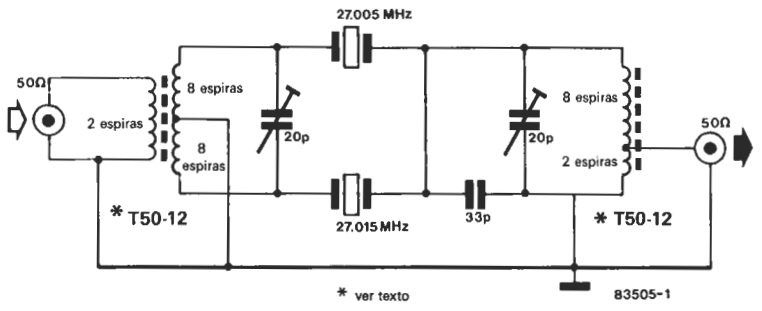
Un receptor que tenga una frecuencia intermedia (FI) más alta que la mayor recibida (fc), tiene la gran ventaja de que la separación entre la frecuencia recibida y las frecuencias imágenes (fc ± 2IF) es muy grande. Un filtro con una frecuencia central alta y una banda de paso estrecha, idóneo para la recepción de banda lateral única (BLU), puede construirse con relativamente pocos componentes; veamos cómo.
Los cristales de cuarzo poseen una o más resonancias secundarias (parásitas), por eso su aplicación en filtros resulta poco aconsejable: pueden producir bandas de paso no deseadas. Cuanto más amplia es la respuesta del filtro mayor se hace este riesgo. Es posible utilizar cristales de 27 MHz de armónico de orden 3, empleados en su quinto armónico (sobretono 5). Este cristal es muy normal en la mayor parte de los equipos de banda ciudadana (CB). En la figura 1 se presenta el esquema del circuito de un filtro «grueso» de 45 MHz conseguido a partir de dos cristales de 27 MHz. La fotografía muestra que la atenuación fuera de la banda de paso deja bastante que desear. Las señales secundarias son casi tan importantes como la pasante buscada. Con el empleo de más cristales de cuarzo, la banda de paso del filtro se hace más estrecha y se reduce la probabilidad de frecuencias parásitas coincidentes. En la figura 2 se ve el circuito de un filtro en escalera que emplea cinco cristales de cuarzo, con lo que reduce en gran medida la probabilidad de las bandas de paso parásitas.
El ancho de banda de 6 dB del filtro de la figura 2 es de unos 3 KHz, mientras que en los puntos de 40 dB es de sólo 5 KHz. La impedancia de entrada (Rg) tiene un valor comprendido entre 150 y 200 ohmios y la de salida es de unos 50 ohmios. Sus pérdidas de inserción son de 7 dB.

2

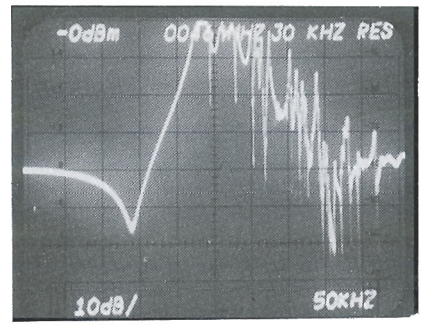


L1 = núcleo de ferrita

1

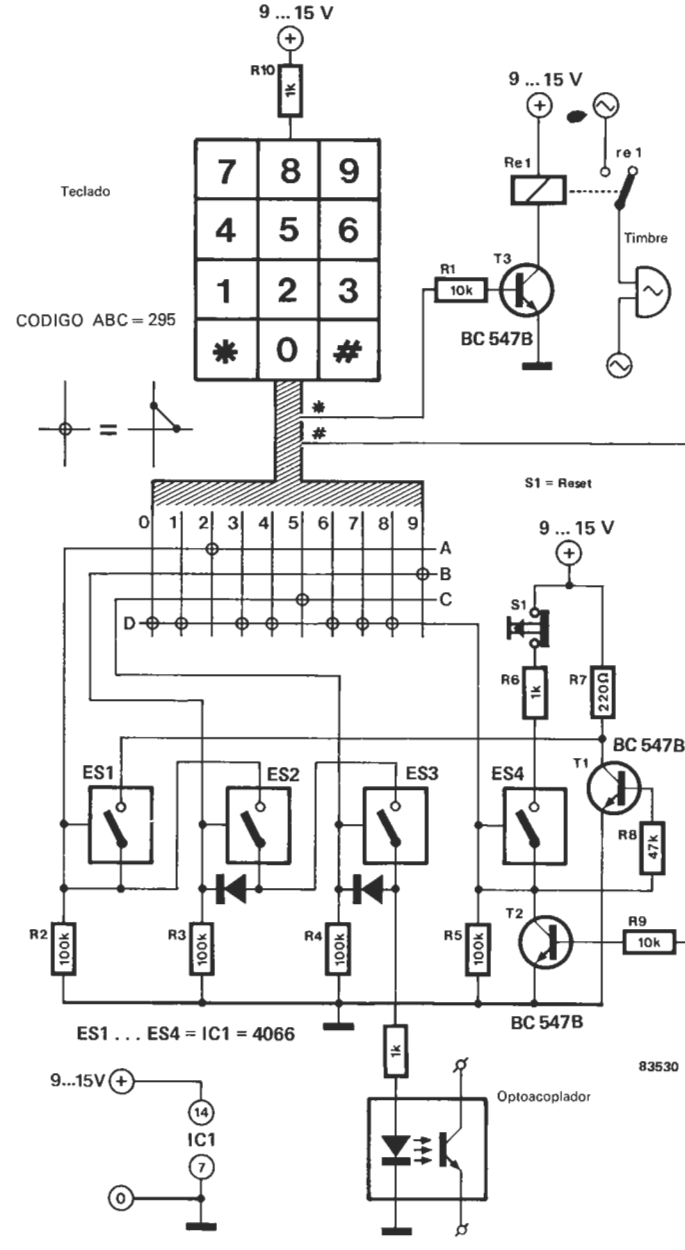


La bobina L1 es bifilar de 2 × 8 vueltas de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm de diámetro. Como esta bobina no es un componente crítico cabe devanarla sobre una barra de ferrita. Puede utilizar bobinas de choque RF moldeadas para L2 . . . L5. L6 es también bifilar de 2 × 8 vueltas de hilo de cobre esmaltado de 0,2 . . . 0,5 mm de diámetro en un núcleo T50-12. El filtro se puede construir sobre una pequeña placa normalizada. Las bobinas deben aislarse entre sí por pantallas puestas a masa. Los soportes de los cristales también se deben poner a masa.



El tratamiento posterior de la señal es mejor hacerlo a una frecuencia intermedia secundaria mucho menor, de 10 KHz por ejemplo, obtenida mezclando la FI de 45 MHz con la señal proporcionada por un oscilador de cuarzo trabajando a 45 MHz ± FI2. También se puede utilizar un cristal de cuarzo de 27 MHz que oscile en las proximidades de 45 MHz para construir el oscilador correspondiente. ⏮

67
cerradura CMOS de bajo coste



Un teclado decimal, un circuito integrado CMOS, tres transistores y un optoacoplador es todo lo que se necesita para construir esta cerradura electrónica con una clave de tres cifras. El enclavamiento se consigue por medio de un montaje en cascada de conmutadores analógicos, cada uno de los cuales está conectado, a través de una matriz de programación, a una de las conexiones del teclado. Supongamos que la línea A está conectada a la tecla 2, la B a la 9 y la C a la 5. Si pulsa la tecla 2, ES1 se cierra y permanece cerrado debido a la corriente suministrada a través de R7. Si pulsa ahora la tecla 9, ES2 se cierra continuando así pues ES1 ya está cerrado. Ahora todo lo que necesita es pulsar la tecla 5, con lo que ES3 se cierra activando el optoacoplador, cuyo transistor se pondrá a conducir.

Las teclas no utilizadas en el código ABC deben conectarse a la línea D. Cuando se pulse una de estas teclas, por error o desconocimiento, la línea D lleva a ES4 al nivel lógico alto (activo), en el que se mantiene gracias a R6, con lo cual T1 conduce y, por consiguiente, el circuito queda completamente bloqueado. De hecho, aun cuando se intente activar ES1 con la tecla correspondiente, no se automantendrá mientras esté conduciendo T1. Para volver a empezar debe pulsar primero S1, con lo que se abre ES4 y bloquea T1. También es interesante que se pueda reponer la cerradura desde el exterior; esto se consigue por medio de T2, conectado en paralelo con el circuito de reposición y controlado mediante la tecla #. La tecla * puede utilizarse como un pulsador de timbre ordinario, que activa el relé Re1 y el timbre a través del transistor T3.

Volviendo al funcionamiento de la cerradura: consideremos nuestra combinación (295) y supongamos que la primera tecla pulsada no fuera la tecla 2 sino la 9. La conexión B-9 hace que se cierre ES2, pero no permanece cerrado cuando se libera la tecla 9 porque ES1 está abierto.

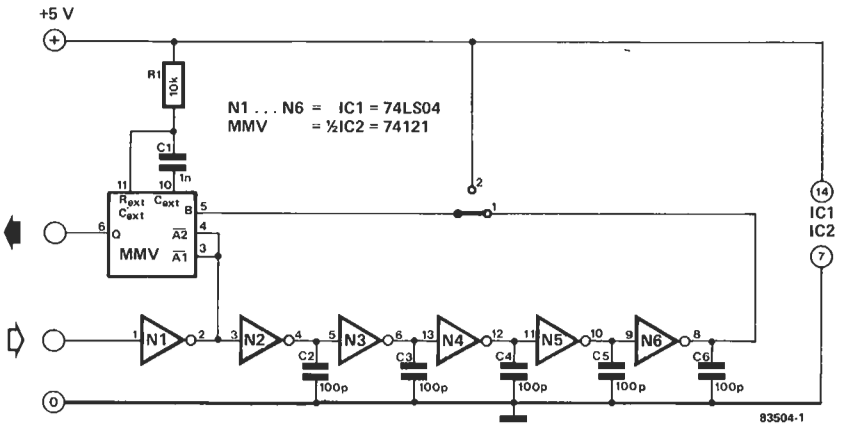
En este caso se utiliza un optoacoplador, pues demostró ser simple, de bajo coste y eficaz en este circuito. ⏮

68

supresor de ruidos lógicos

Un ruido lógico («glitch» en inglés) es un impulso de muy corta duración que suele estar originado por los diferentes tiempos que tardan las diversas señales en completar sus recorridos dentro de un circuito digital. Sus efectos son los de una señal parásita y como tal hay que tratarlo, esto es, tenemos que suprimirlo. El objetivo inicial del montaje que presentamos era la supresión de estos ruidos en un circuito de identificación de palabras, donde resulta imprescindible evitar que el analizador lógico se dispare de forma accidental debido a impulsos parásitos.

El circuito está constituido por un multivibrador monoestable (MMV) y seis puertas inversoras. Si la patilla B del multivibrador está conectada a +5 V (puente de hilo en la posición 2) no detectaremos los ruidos lógicos. Una señal aplicada a la entrada de N1 se invierte y aplica a las entradas $\overline{A1}$ y $\overline{A2}$ del monoestable. El multivibrador brador se dispara con el flanco ascendente de la señal de entrada (_┌‾) y emite un impulso de una duración determinada por los valores de R1 y C1; en nuestro caso serían unos 7µs. Con el puente de hilo en la posición 1, tal como está dibujado, el circuito suprimirá los ruidos lógicos de 80 ns hacia abajo; este valor «frontera» lo determinan los retardos en las puertas inversoras N1 . . . N6. Cuando no hay señal en la entrada del circuito, la salida de N6, y por consiguiente la entrada B del MMV, están al nivel lógico bajo. Mientras continúe esta situación el multivibrador no reaccionará a las señales $\overline{A1}$ y $\overline{A2}$ en sus entradas. Cuando aparece un impulso a la entrada del circuito llega a las entradas $\overline{A1}$ y $\overline{A2}$ unos 10 ns más tarde (retardo de N1). Unos 90 ns después el impulso alcanza la salida de N6 y, por lo tanto, la entrada B adquiere un nivel lógico alto y quedan «abiertas» las entradas $\overline{A1}$ y $\overline{A2}$. Si el impulso de entrada es de menos de 80ns, ya no estará disponible en $\overline{A1}$ y $\overline{A2}$ cuando el impulso retardado llegue a la entrada B. De esta forma el multivibrador no dejará pasar más que señales cuya duración sea superior a 80 ns.



69

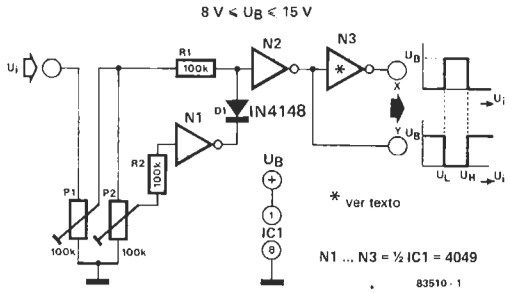
R. de Boer

comparador de ventana

Este comparador de ventana utiliza solamente tres inversores CMOS, dos resistencias, dos potenciómetros ajustables y un diodo. Por supuesto, como sucede casi siempre, la sencillez se ha logrado a costa de sacrificar algo..., en nuestro caso la claridad: las señales de entrada de alta frecuencia, con tiempos de subida y bajada cortos, no se pueden procesar de forma adecuada. No obstante supone una alternativa económica y sencilla a los comparadores de ventana habituales.

El circuito propiamente dicho (figura 1) no requiere muchas explicaciones: los niveles de conmutación se ajustan con los potenciómetros P1 y P2; P1 controla el umbral más bajo (U_L) mientras que P2 gobierna el superior (U_H). Así establecemos la anchura de la ventana ($U_H - U_L$).

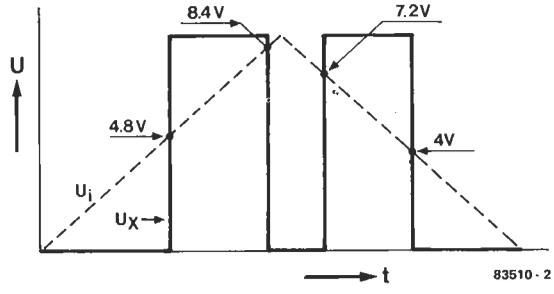
1



Con la gráfica de la figura 2 podrá seguir mejor el funcionamiento del circuito. Los valores de tensión indicados se refieren a una tensión de alimentación de 10 V. A la entrada del comparador se aplica una señal triangular (a puntos en la gráfica). La salida X (línea continua en la figura 2) sigue al nivel lógico bajo hasta que U_i iguale el valor que establecimos con P1; en ese momento pasa a un «1» lógico a través de las puertas N2, N3. Cuando U_i alcanza el umbral superior U_H, la puerta N1 asegura que la salida X vuelva a «0», manteniéndose así hasta que la entrada vuelva a caer por debajo de U_H y pasando entonces al nivel lógico alto. Al disminuir aún más y ser menor que U_H la entrada, en X volverá a estar presente el «0». Resumiendo: siempre que el valor de U_i se encuentre entre U_L y U_H en X tendremos un «1» lógico, y si está fuera de ese margen habrá un «0».

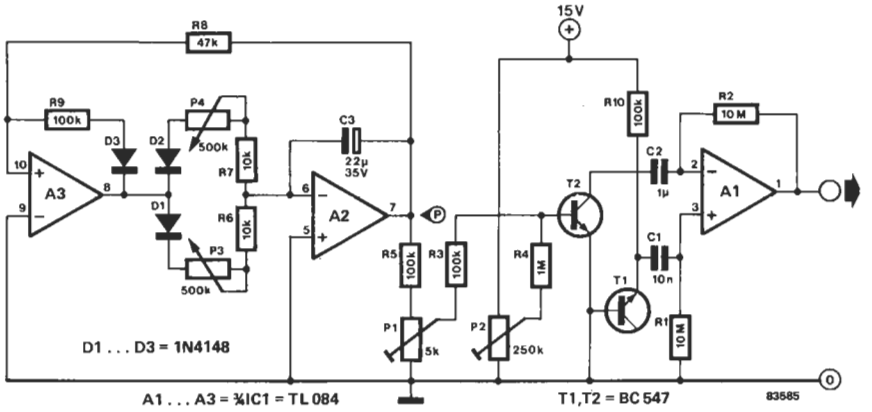
La puerta N3 es opcional, pero resulta interesante: no sólo permite tener dos salidas complementarias, sino que mejora la calidad de la señal de salida.

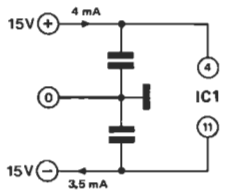
2

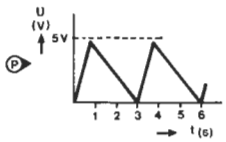


70

simulador del murmullo del mar





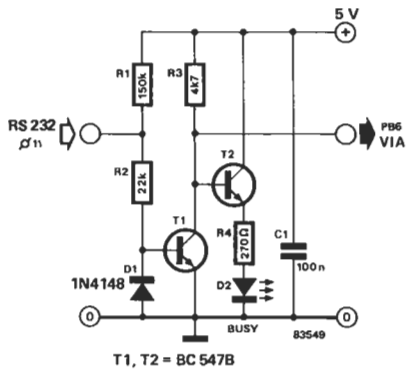


El «corazón» de este circuito es la «fuente de murmullos», formada por T1 y R10. La señal que producen se conduce al amplificador A1, controlado en tensión, y después al amplificador de audiofrecuencia externo.
El transistor T2 se utiliza como una resistencia controlada por corriente que gobierna la ganancia de A1: cuanto más pequeña es la resistencia tanto más fuerte es la señal de salida.
La potencia del «murmullo» depende también de la salida del generador de impulsos triangulares compuesto por el integrador A2 y el disparador A3. La salida de este último está conectada a la entrada del integrador. El diodo D3 evita que la salida de A3 se haga negativa; de no tomar esta precaución la parte inferior de las ondas triangulares procedentes de T1 se cortaría y, en lugar de una «resaca» con subidas y bajadas uniformes, tendríamos nada más que unas rompientes de olas continuas.
Las pendientes de la señal triangular se pueden determinar por medio de los potenciómetros P3 y P4. Los diodos D1 y D2 permiten que se ajusten, con independencia, las pendientes positivas y negativas. Los potenciómetros determinan también la frecuencia: cuanto más pequeño es su valor total, tanto más alta será la frecuencia; su relación (de los dos potenciómetros) determina la simetría de la señal.
Durante la calibración del circuito debe conectar el cursor de P1 a masa y ajustar luego P2 para conseguir un suave murmullo en el altavoz.
Desconecte el cursor de P1 de la masa y varíe la posición del potenciómetro: el sonido de las rompientes de las olas debe aumentar y disminuir a la frecuencia del oscilador. Ajuste entonces P2 hasta conseguir eludir los posibles «recortes». Ha de tener presente que P1 y P2 se influyen mutuamente, de modo que puede llegar a ser necesario un ajuste fino adicional.
Ahora es el momento de determinar la «forma de las olas» (con P3 y P4). Nuestros experimentos (en la playa el verano pasado) demostraron que suele haber un par de segundos desde la cresta de una ola a la siguiente; la subida suele ser de cinco a diez veces más corta que la bajada; así, pues, la forma de la onda es más en dientes de sierra que triangular. El ajuste de P3 a 470 K aproximadamente y de P4 a unos 100 K proporciona un efecto increíblemente real. Hemos dejado variables estos últimos componentes para que el circuito pueda utilizarse en otras aplicaciones, por ejemplo, como simulador de una locomotora a vapor.

71

W. Schaaij

indicador de «busy» para el J.C.



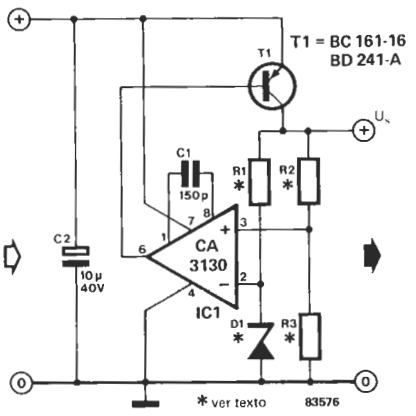
Un indicador de «busy» (ocupado) puede serle de gran utilidad si quiere emplear una impresora con el Junior Computer. Simplemente necesita añadir un pequeño circuito al interface de impresora RS 232 y unos cambios de poca importancia en el software del monitor de impresora (Printer Monitor-PM).
Tal como puede observarse en el esquema, el circuito adicional es muy sencillo. En la entrada tendremos la señal de ocupado («busy») procedente de la impresora, disponible en la patilla 11 del conector RS 232. El primer transistor, T1, y los componentes asociados realizan la misión de un adaptador de nivel entre RS 232 y TTL.
Cuando la tensión de entrada es positiva (nivel lógico bajo) T1 conducirá y el terminal PB6 de la VIA estará también al nivel lógico bajo. Cuando se recibe una señal de ocupado desde la impresora, la entrada adquiere el nivel lógico alto, se corta el transistor T1 y la línea PB6 se lleva a +5 V a través de R3; el transistor T2 conduce encendiendo el diodo LED D2, que así nos indica que la impresora está ocupada. La resistencia R1 asegura que si la entrada está en circuito abierto, no se dé ninguna señal de ocupado al Junior Computer y que no se pueda encender el LED.
Las modificaciones que debe realizar en la EPROM del monitor de impresora son las siguientes:

```
modificar 133A        20  F4   14 JSR BUSY
                            .
                            .
                            .
añadir  14F4 BUSY     AD  ØØ   18 LDA PBDVIA
        14F7          29  4Ø      ANDIM $4Ø
        14F9          DØ  F9      PB6 VIA = Ø?
        14FB          AD  82 1A   LDA PBDPIA
        14FB          6Ø          RTS
```

72

sencillo regulador de tensión

Este circuito es un regulador muy simple, y al mismo tiempo fiable, que se puede utilizar en sustitución de los integrados de la serie 78XX.
El núcleo del circuito lo constituyen un amplificador operacional CA3130 (A1) y un solo transistor (T1). La tensión de referencia (U_{ref}) se deriva de la salida por medio de R1 y del diodo zener D1 y tiene, por consiguiente, una gran estabilidad. El funcionamiento es muy sencillo: si la tensión de salida (U_s) se eleva, aumenta la diferencia de potencial en la unión R2/R3, y la tensión en la entrada no inversora de A1 sube por encima de la existente en la entrada inversora, puesto que ésta se mantiene a la tensión de referencia por medio del diodo zener D1. Por consiguiente la salida de A1 se incrementa cortándose T1 y disminuyendo por tanto la tensión de salida del estabilizador. Si llega a hacerse inferior al valor nominal se invierte el proceso anterior.
La ventaja de este circuito es la baja caída de tensión entre la entrada y la salida, dependiente tan sólo del valor de la tensión de saturación de T1; así la entrada (no estabilizada) no necesita superar en más de 0,5 V a la salida deseada.
El cálculo de los diversos parámetros es muy simple: si suponemos una corriente de 1 mA a través de R2/R3 y una corriente en el zener de 5 mA llegaremos a las fórmulas siguientes, que se pueden resolver sin necesidad de utilizar calculadora:



$$R_1 = 0{,}2 \times R_2\ (k\Omega)$$
$$R_2 = (U_s - U_{ref}) \times 1\ (k\Omega)$$
$$R_3 = U_{ref} \times 1\ (k\Omega)$$

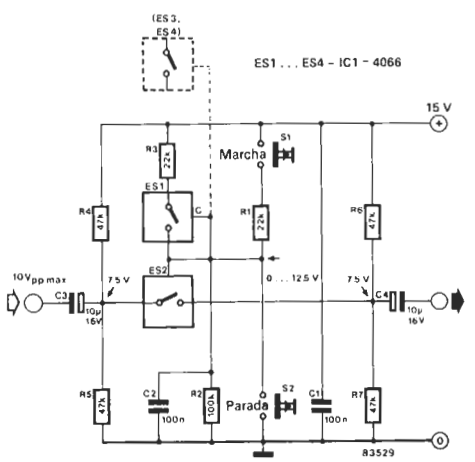
en donde U_s es la tensión de salida estabilizada requerida y $U_{ref} = U_{D1}$ es una tensión algo más baja que la U_s. Si, por ejemplo, desea una tensión de 8 V llegará a los siguientes valores: $U_{ref} = 6{,}8$ V; R1 = 220; R2 = 1k2 y R3 = 6k8.

73

conmutador electrónico para señales de audio

La complejidad de los problemas asociados con la conmutación de las señales de audio es proporcional a la sofisticación del sistema de reproducción. En este campo todos los caminos llevan a la mesa de mezclas, en la cual los mazos de cables tienen su principio o su final. La misma señal debe enviarse, por ejemplo, al amplificador de control (monitor), a las etapas de de corrección de la tonalidad, a las etapas de efectos especiales, al amplificador de salida, a la grabadora de cinta, etc. Dicho de otro modo, hay cables por todas partes. Ahora bien, no es lógico plantearse modificar la configuración del cableado en cada operación: es preciso un dispositivo de conmutación. Por eso las buenas mesas mezcladoras están provistas de conmutadores con este fin. Pero, con demasiada frecuencia, tenemos que pagar a muy alto precio la calidad de estos dispositivos mecánicos.

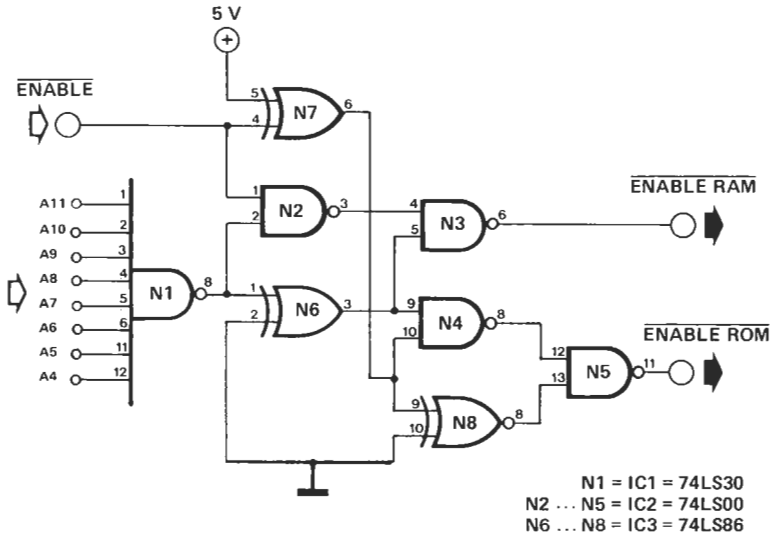
Los conmutadores electrónicos representan una alternativa muy satisfactoria, con un funcionamiento próximo a lo perfecto; su único «pero» son los chasquidos y otros parásitos indeseables.
El circuito consiste básicamente en dos conmutadores analógicos de circuitos integrados controlados por dos pulsadores. En el estado de reposo, la tensión en el punto C (entrada de control del interruptor ES1) es de nivel bajo. Cuando se acciona la tecla de puesta en marcha la tensión se eleva y alcanza el umbral de conmutación de ES1, que se cierra. Cuando se libera dicho pulsador la entrada de control de ES1 se mantiene casi a la misma tensión que antes porque, al producirse el cierre, el conmutador completa el circuito que une su entrada de control a +15 V a través de R3; el conmutador queda entonces enclavado y se mantiene cerrado.
Al pulsar la tecla de parada se produce una disminución de la tensión de control y se abre ES1. En estas condiciones el circuito vuelve a estar en reposo.
La salida de ES1 controla al conmutador ES2, a través del cual pasará la señal a conmutar, por lo que la operación de conmutación se reduce a pulsar la tecla correcta.
La señal de control proporcionada por ES1 se podría utilizar para abrir o cerrar, de forma simultánea, varios conmutadores analógicos, transportando la misma señal en direcciones diferentes o señales distintas en la misma dirección. Dos de estos conmutadores en paralelo (ES3 y ES4) se muestran en el esquema con líneas de trazos.
Este simple circuito no pretende ser una panacea; los problemas planteados por la conmutación de una señal de audio sinusoidal durante su ciclo (más que cuando pasa por cero), no se pueden resolver con un circuito tan sencillo pero, por el mismo motivo, está bastante mejor que lo que suele ocultarse bajo la atractiva superficie de muchos dispositivos de mezcla de «alta fidelidad».

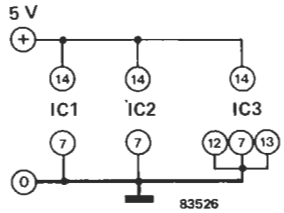


74 control de los vectores del Junior Computer

Nigel Humphreys

El circuito que les presentamos hace posible «sacar fuera» de la EPROM básica los tan necesarios datos de los vectores del Junior Computer, sin necesidad de perder la posibilidad de emplear una gran parte de memoria y sin tener que incorporar una ROM adicional. Los vectores de NMI, RES e IRQ están localizados en las direcciones FFFA...FFFF. Para leer su contenido según el método descrito en el libro 3 del Junior Computer sacrificaríamos toda la zona de memoria FØØØ...FFFF (¡por 6 bytes!). Esto supone perder 4 K de memoria; con la solución que les ofrecemos serán sólo 16 bytes, y no 4 K, los desperdiciados. Obviamente este circuito sólo es necesario si desea situar memoria RAM en la parte superior de la memoria (FØØØ...FFFF), por ejemplo, al emplear la minitarjeta de EPROM (ELEKTOR, núm. 28, septiembre de 1982). El circuito consiste solamente en 8 puertas. Genera dos señales de autorización independientes además de una «ordinaria» para este margen superior de 4 K. Una nueva señal de ENABLE RAM se da en las direcciones FØØØ...FFEF y una ENABLE ROM se envía a la EPROM básica del Junior Computer.



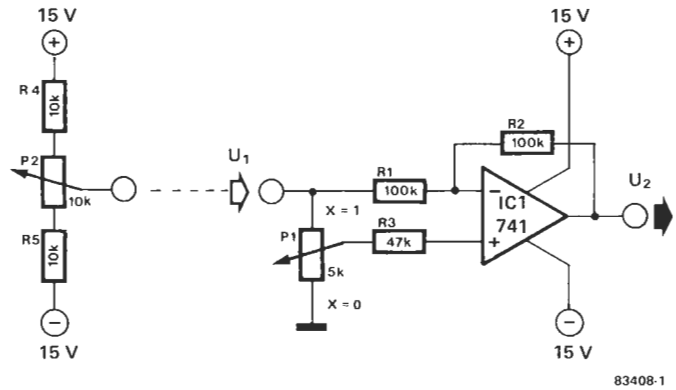


El circuito completo puede montarse en la tarjeta de RAM correspondiente, pues sólo consta de tres circuitos integrados. La antigua línea ENABLE para el margen FØØØ...FFFF del decodificador de direcciones en la tarjeta de RAM (salida F de IC11 en la tarjeta de RAM dinámica) está conectada al circuito «suplementario» y las ocho entradas de N1 van unidas a las líneas de dirección A4...A11. Una nueva señal ENABLE RAM irá, pues, a la tarjeta de RAM, lo que significa que esta línea se llevará a uno de los puntos V, W, X o Y de la tarjeta de RAM dinámica. La línea ENABLE ROM debe enlazarse a R7 (patilla 14a) del conector.

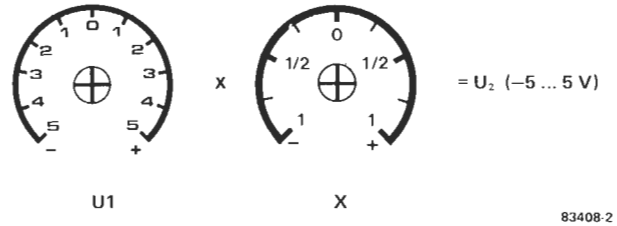
75 multiplicador de cuatro cuadrantes

Este multiplicador de cuatro cuadrantes se puede construir empleando un solo amplificador operacional, cuya ganancia correspondiente se establece por medio de un potenciómetro.
El circuito integrado utilizado es un 741. La señal de entrada se aplica a su entrada inversora a través de R1. Si R1 = R2 el factor de amplificación es 1.

1



2



Ahora bien, U_1 se lleva también a la entrada no inversora del 741 a través de P1 y R3; según la posición del cursor del potenciómetro, la señal será más o menos atenuada. En definitiva, la tensión total a la salida viene determinada por la siguiente fórmula:

$$U_2 = (2x - 1) \cdot U_1$$

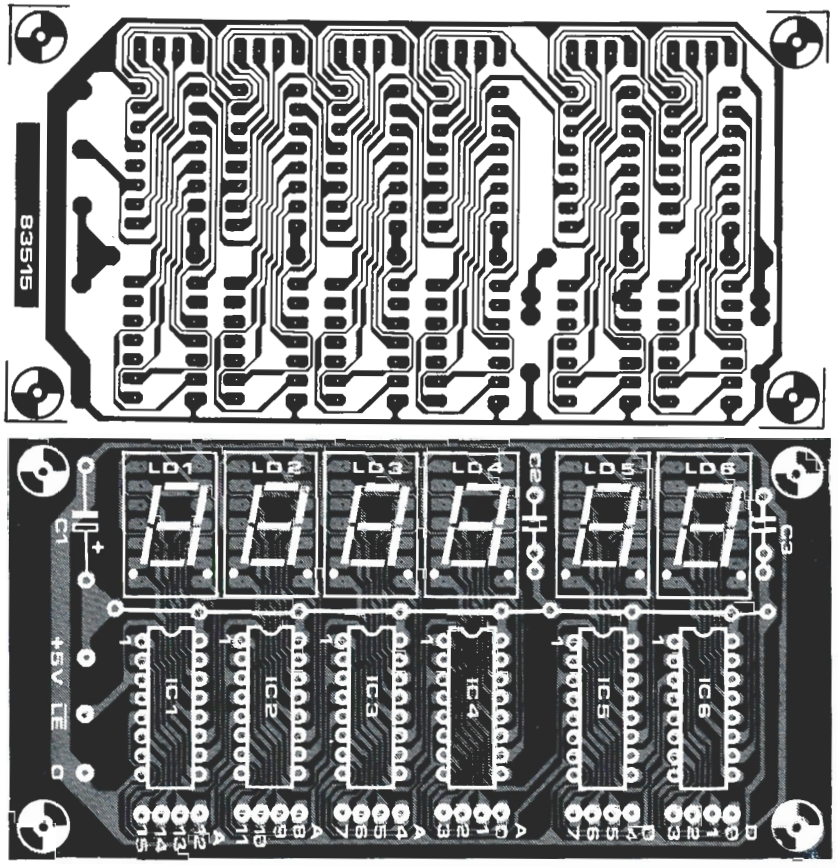
en donde X es la posición del cursor de P1 (ver esquema). Por ejemplo: con el cursor completamente girado en el sentido de las manecillas del reloj («arriba» en el dibujo) sería x = 1, y llevándolo al extremo opuesto, x = 0; en la posición media X = $^1/_2$ y la tensión de salida será nula. Tenga presente que U_1 puede ser continua o alterna (f_{max} = 5 kHz).
Un potenciómetro suplementario (P2) permite convertir el montaje en multiplicador analógico de bolsillo. Con él puede ajustar el nivel de la tensión de entrada y con P1 el factor de multiplicación. Ambos potenciómetros se pueden proveer de una escala tal como se indica en los dibujos.

76

micromaton

Con este nombre tan extraño «bautizamos» a un dispositivo de ayuda para localización de averías en sistemas basados en microprocesador.
La detección de errores y defectos en un sistema de microprocesador no resulta nada fácil. Es sin duda una de las tareas más arduas que se nos pueden presentar, especialmente si no disponemos de un acceso directo a los buses de direcciones y datos. Pretendemos facilitar su trabajo en estos casos con el montaje que les presentamos: muestra los valores de los datos y las direcciones de los respectivos buses en código hexadecimal en seis visualizadores.
Cada display está controlado por un circuito integrado, el 9368, que combina todas las funciones necesarias: acepta un código binario de cuatro bits, lo convierte en el número hexadecimal correspondiente y lo presenta en un visualizador de LEDs de 7 segmentos; también dispone de una «memoria» tampón y controla directamente al visualizador. En la figura 1 podrá comprobar que, aparte de los seis circuitos integrados y de los seis visualizadores, no necesita nada más. El consumo máximo no supera los 750 mA con una alimentación de 5 voltios.
La placa de circuito impreso correspondiente se muestra en la figura 2.

2



nentes el circuito se conecta al microprocesador. Esta conexión se simplifica mediante el empleo de un zócalo de 40 patillas con terminales de conexión arrollada, tal como se ilustra en la figura 3. El circuito se une al zócalo mediante cable de cinta. Las diversas conexiones están hechas de modo que los cuatro primeros visualizadores muestren la dirección y los dos últimos indiquen los datos.
Si se utiliza una fuente de alimentación exterior su masa debe conectarse al terminal de 0 V de la placa del microprocesador.

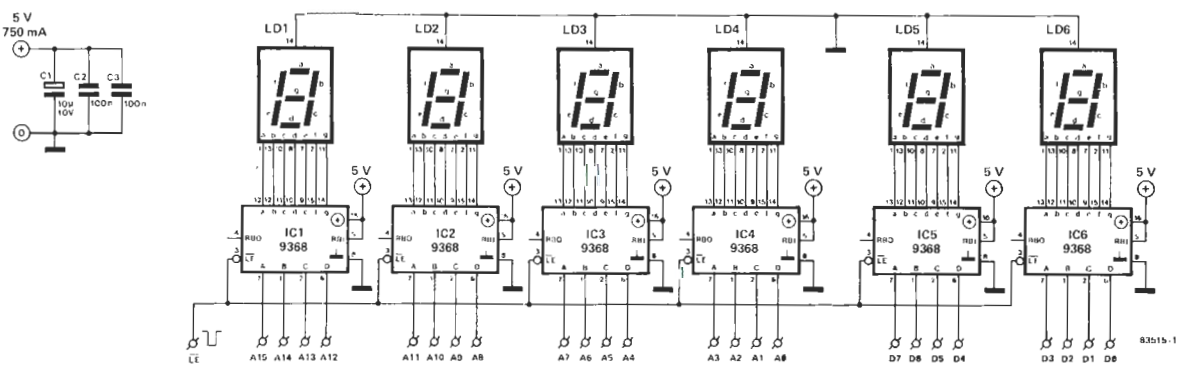
Lista de componentes

Condensadores:
C1 = 10 µ, 10 V
C2, C3 = 100 n

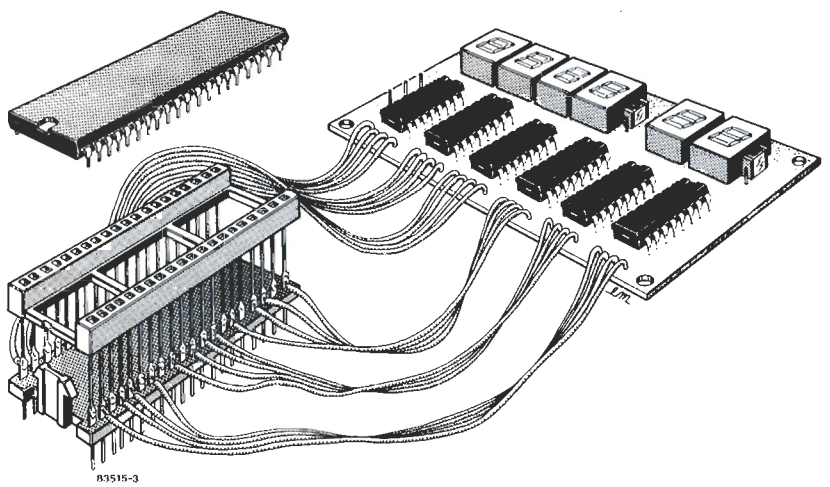
Semiconductores:
IC1 . . . IC6 = 9368 (Fairchild)
LD1 . . . LD6 = 7760 LED 7 segmentos cátodo común

Nota: la duración mínima de la señal $\overline{LE}$ recomendada por el fabricante es de 45 ns

1



3



Hay dos modos de funcionamiento del circuito: el primero es el «paso a paso», en cuyo caso la línea LE *(latch enable)* debe unirse pura y simplemente a la masa del microprocesador; los visualizadores mostrarán la dirección y el dato en cada paso. En el segundo esta línea es controlada por el propio ordenador para permitir que se retengan direcciones y datos específicos (y quizá momentáneos). El que no sea necesario detener el funcionamiento del ordenador es una ventaja adicional del circuito.

77 juego de destreza

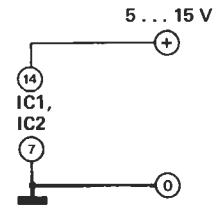
En electrónica, como en todas las demás actividades, debemos ser capaces de reír y divertirnos, de poner una y otra vez al mal tiempo buena cara. Esta es una de las razones por la que tienen tanta aceptación los juegos en nuestros circuitos de verano.

El principio de los juegos de destreza electrónicos como el que les ofrecemos es bien conocido: el jugador trata de hacer pasar un anillo metálico a lo largo de un trozo de alambre sin tocar a éste. Una versión alternativa consiste en utilizar, en lugar del alambre, un tubo metálico abierto en sentido longitudinal tal como se ilustra en el dibujo adjunto. En esta versión del juego el tubo está dividido en cuatro secciones, cada una de las cuales es más difícil que la anterior. El sonido emitido cuando el anillo entra en contacto con el tubo aumenta gradualmente de frecuencia a medida que el anillo se desplaza hacia el extremo de dicho tubo.

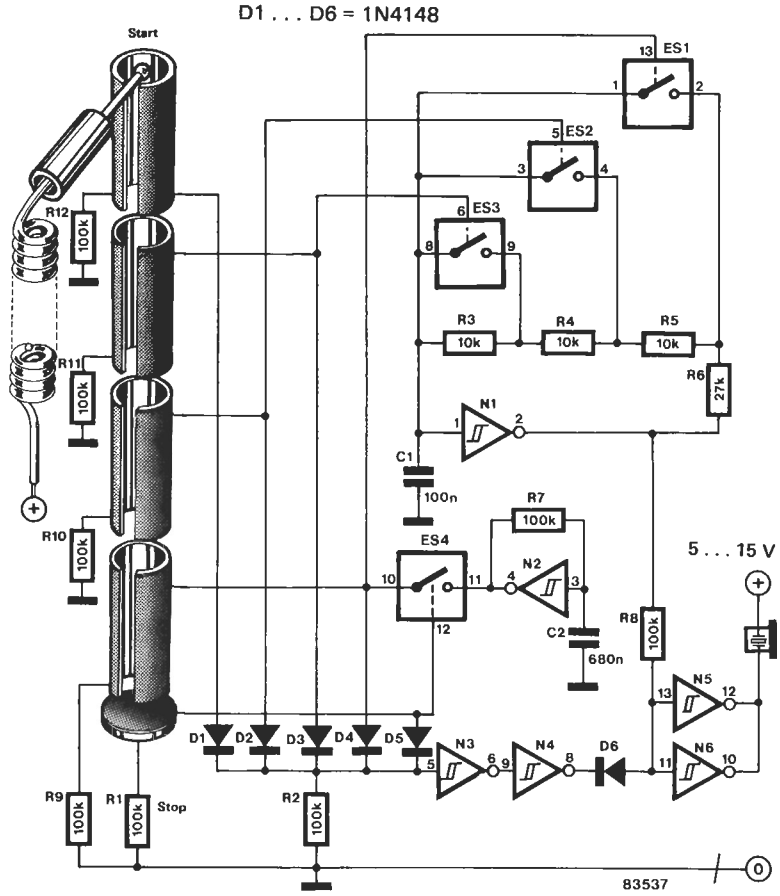
El circuito lo componen unas pocas resistencias, algunos diodos, dos circuitos integrados CMOS y, por supuesto, un zumbador. La generación de sonidos se basa en el disparador Schmitt inversor N1, y la frecuencia de oscilación es función del número de resistencias R3 . . . R5 cortocircuitadas o unidas en serie por los conmutadores analógicos ES1 . . . ES3. Si sólo están en el bucle de realimentación de N1 R6 y el condensador C1 (el anillo está tocando la sección final del tubo) la frecuencia de la señal alcanza su máximo valor.

Cuando se alcanza el extremo el anillo toca la línea de llegada y activa ES4, que envía la señal producida por el oscilador en N2 a ES1, con lo que la frecuencia pasa del valor más alto al más bajo. Cada vez que el anillo toca el tubo, la red de diodos D1 . . . D5, conectada a los inversores N3 y N4, excita a N5 y a N6 a través de D6. El par N5/N6 está conectado como una etapa de potencia y excita al zumbador mientras el anillo permanezca en contacto con el tubo.

El consumo de corriente de este circuito es bastante pequeño (aproximadamente 5 mA), por lo que se podría considerar como un juego de bolsillo y alimentarse mediante una pila. Los valores de las resistencias R3 . . . R5 son una cuestión de preferencias, pues el tono para cada etapa es algo que tiene que decidir el propio jugador. Lo mismo se aplica al cambio de tono entre dos etapas y al sonido cuando completa un recorrido.



N1 . . . N6 = IC1 = 40106
ES1 . . . ES4 = IC2 = 4066
D1 . . . D6 = 1N4148



78

amplificador de 40 W

No pretendemos aquí presentarles un amplificador sofisticado, sino simplemente un amplificador normal que, sin embargo, tiene ciertas peculiaridades que le hacen salirse de lo corriente.

Los transistores de potencia utilizados en la etapa de salida son los inevitables 2N3055, componentes de probada fiabilidad. A primera vista parece que la etapa de salida no es simétrica, pues los transistores T15 y T16 son tipos NPN, pero un examen más detenido pone de manifiesto que la mitad superior la forma el «supertransistor» NPN, constituido por T11/T13/T15, mientras que en la mitad inferior pasa lo propio con el «supertransistor» tipo PNP, T12/T14/T16. Estos «supertransistores» son complementarios: sus emisores están conectados a través de las resistencias R25...R27 y R28... R30; por tanto se puede afirmar que la etapa de potencia es simétrica.

El resto del amplificador tiene también una construcción simétrica: un amplificador diferencial doble T1/T2 y T3/T4, y las fuentes de corriente T5 y T6 seguidas por las etapas excitadoras T7 y T8.

La potencia de salida es de 40 W sobre 8 ohmios o de 60 W en 4 ohmios para una distorsión no superior al 0,01 % en el margen de frecuencias 20 Hz – 20 kHz. La máxima potencia inmediata a la limitación es de 45 W sobre 8 ohmios y de 65 W en 4 ohmios. La sensibilidad de entrada es de 800 (850) $mV_{ef\,ic}$ para 40 (45) W sobre 8 ohmios y de 700 (725) $mV_{ef\,ic}$ para 60 (65) W en 4 ohmios. La característica de frecuencia está dentro del margen de 1 dB entre 15 Hz y 100 kHz.

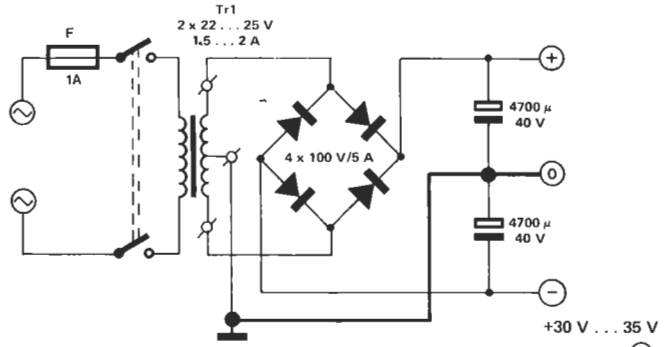
Debido en parte a la gran ganancia en corriente que la caracteriza (superior a 200.000), la etapa de salida tiene una corriente de reposo de pequeña magnitud (no crítica) de 25 a 50 mA. Incluso con P1 ajustado para su mínima resistencia, la distorsión de cruce (o de transferencia) detectada por un analizador espectral conectado a nuestro prototipo fue muy pequeña. La corriente de reposo se varía por medio de P1, con un medidor universal (escala de cc-mV) conectado entre el emisor de T15 y el colector de T16; es decir, de una a otra parte de la red de resistencias R25...R30. A una tensión de 33 mV corresponde una corriente de 50 mA.

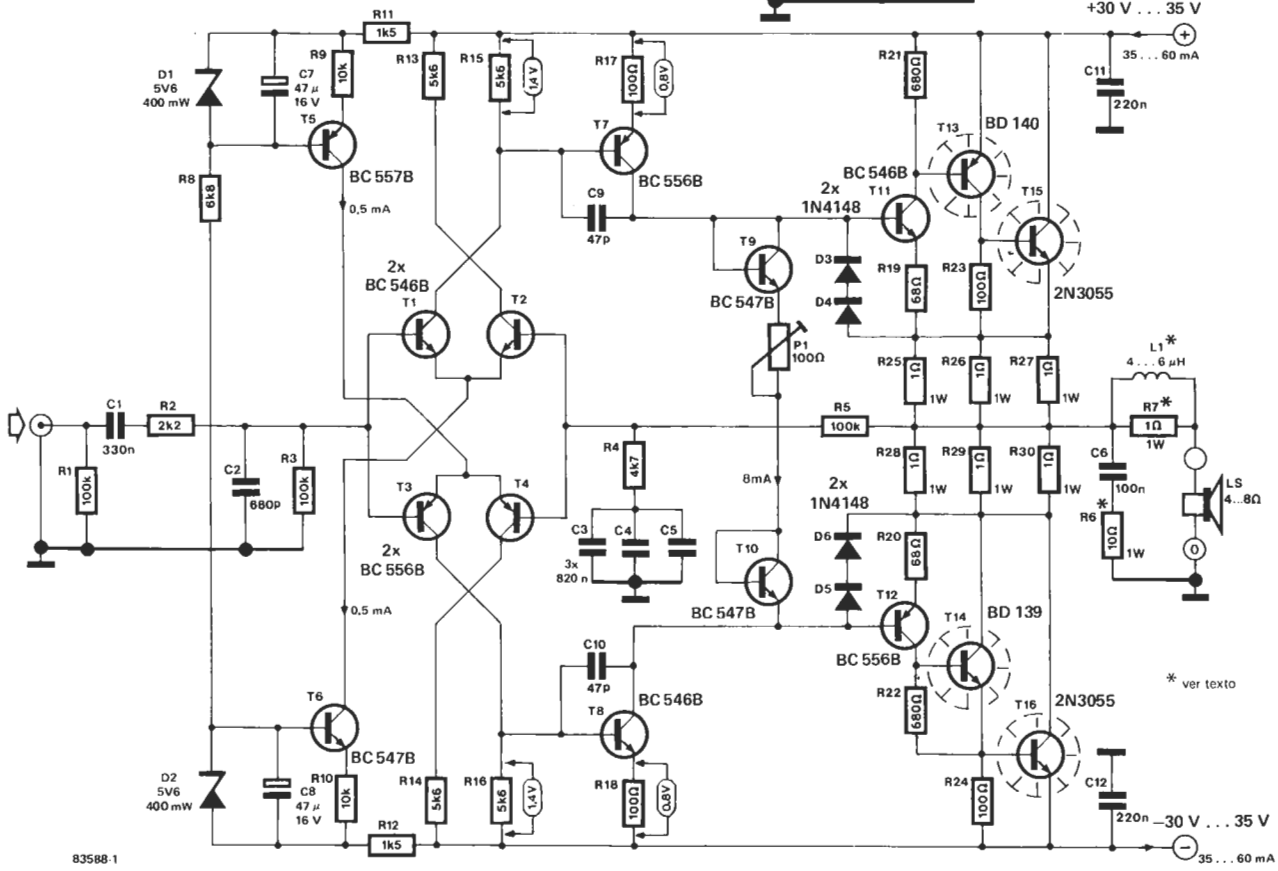
No hay ninguna placa de circuito impreso disponible para este proyecto, pero puede montarse en una normalizada. Le aconsejamos que disponga los componentes de la forma más parecida posible a la del esquema.

Necesitará un radiador de calor, común para T15 y T16, de 1,5...2 °C/W, sin olvidar las arandelas de mica. T13 y T14 deben tener cada uno un radiador propio de unos 12 °C/W. Si bien la temperatura no tiene mucha influencia sobre la etapa de salida, no está de más acoplar térmicamente T9 y T11, y T10 y T12 respectivamente. Basta para esto con pegar entre sí sus caras planas verticales.

¿Hemos olvidado algo? ¡Ah, sí, la bobina L1! Esta bobina puede construirse arrollando unas 20 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,8 a 1 mm de diámetro alrededor de la resistencia R7 en dos capas de 10 espiras.

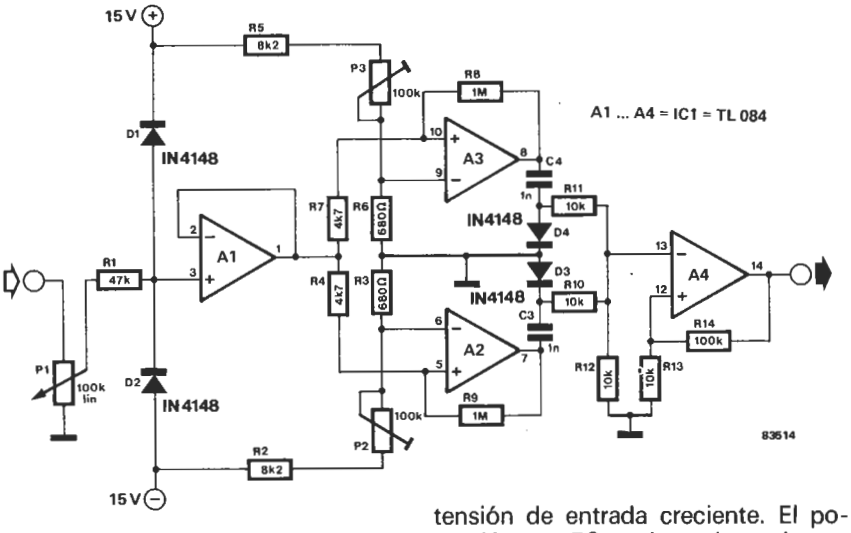
La fuente de alimentación es bastante típica y el consumo de corriente vale 1,0 (1,06) A para 40 (45) W sobre 8 ohmios y 1,75 (1,81) A para 60 (65) vatios en 4 ohmios.

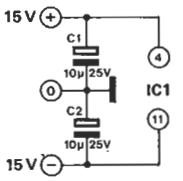




79 detector de paso por cero

O.M. Kellogg

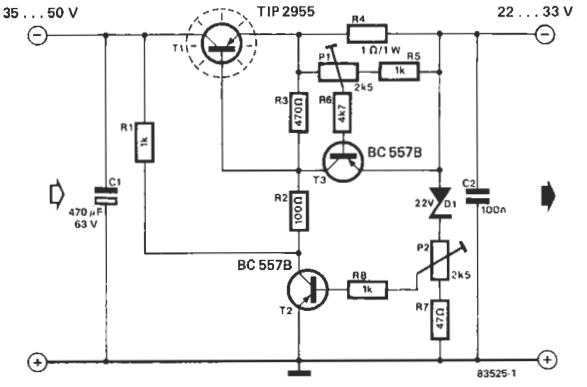




No hay nada especial en un detector de paso por cero. Sin embargo nuestro circuito no es un detector corriente: tiene una característica que le hace peculiar. A la entrada del circuito debe existir un nivel determinado antes de que el detector produzca una señal de salida. Así logramos que el circuito ignore las señales perturbadoras que aparezcan en la entrada (como ruidos y parásitos captados por la red).
El potenciómetro P1 se utiliza para establecer la sensibilidad del receptor. El umbral de disparo del circuito es de 300 mV pico a pico cuando P1 está completamente girado. El amplificador operacional A1 está montado como seguidor de tensión.

Tras pasar por A1 la señal se aplica a dos disparadores Schmitt (A2, A3) cuya histéresis viene determinada por la relación entre las resistencias R9/R4 y R8/R7. El amplificador operacional A2 detecta el paso por cero de la tensión de entrada creciente. El potenciómetro P2 se ajusta de modo que la salida de A2 bascule desde el nivel lógico bajo (−15 V) al alto (+15 V) precisamente en el instante de paso por cero de la señal. A3 tiene una conducta diferente. En el paso por cero de la señal decreciente la salida bascula desde el nivel lógico alto (+15 V) al nivel lógico bajo (−15 V). Las señales obtenidas de esta forma activan el disparador Schmitt (A4), que trabaja como biestable. El resultado es una señal de salida sincronizada con el paso por cero de la de entrada, y que no se ve afectada por perturbaciones de pequeña amplitud.

80 alimentación negativa para cabezales de impresora



Las impresoras sobre papel metalizado o térmico poseen un cabezal de impresión que, para funcionar correctamente, necesita una tensión de alimentación relativamente elevada. Así, la tensión del trabajo de una impresora sobre papel metalizado es de unos 30 V, mientras que algunas térmicas precisan hasta 50 V. Lo realmente importante en la alimentación de las cabezas impresoras es la corriente máxima de salida que pueden proporcionar, en tanto que la calidad de la estabilización pasa a un segundo plano. El cabezal de una impresora sobre papel metalizado debe volatilizar las partículas metálicas que recubren la superficie del papel de manera que aparezca la capa más oscura que se encuentra debajo; la corriente necesaria es aproximadamente de 1 A.
El circuito correspondiente representa, en realidad, un ejemplo de alimentación estabilizada sin nada especial. La resistencia R1 sirve para permitir la puesta en marcha del montaje. La tensión de salida se puede ajustar accionando el potenciómetro P2, gracias al bucle de realimentación negativa basado en D1, P2, R7 y T2. La gama de ajuste depende en gran parte del valor de la tensión del diodo zener D1 y de la tensión de entrada. Si se utilizan los valores indicados en el esquema la tensión de salida puede ser modulada entre −22 V y −33 V. Si se elige un diodo zener con un valor diferente, 40 V por ejemplo, se puede cambiar el intervalo.
Por regla general hay que elegir una tensión zener igual (o algo más baja) que la mínima tensión de salida que desee conseguir.
T3 y los componentes asociados sirven para limitar la corriente de alimentación. Con la ayuda del potenciómetro P1 podemos variar la corriente de salida entre 1 y 2 A. Bastan algunas pequeñas modificaciones para conseguir que el circuito ofrezca una tensión de salida positiva. Para este cambio les damos una «receta»: T1 se transforma en un transistor tipo 2N3055, T2 y T3 serán ambos BC547B, D1 y C1 se invierten para mantener la polaridad correcta... y ya está.

81 tormentrón

Cuando alzamos la vista al cielo y vemos oscuras nubes, podemos entenderlo como amenazador aviso de que la tormenta viene de camino; casi con toda seguridad el primer síntoma será un relámpago. Seguramente entonces nos interesaría saber a qué distancia está la tormenta para ver si nos da tiempo de llegar a casa andando antes de que llegue la tormenta o bien debemos buscar un taxi. El circuito descrito en este artículo está concebido para responder esta interrogante.

La luz (incluyendo las del relámpago) se desplaza en el aire a una velocidad de 300.000 m/s, mientras que el sonido lo hace a unos 333 m/s (depende de la temperatura ambiente). Esta es la razón de que el trueno se oiga unos segundos después de observar la luz del relámpago. El sonido necesita unos 3 segundos más que la luz para recorrer un kilómetro, o lo que es lo mismo 0,3 segundos más por cada 100 metros.

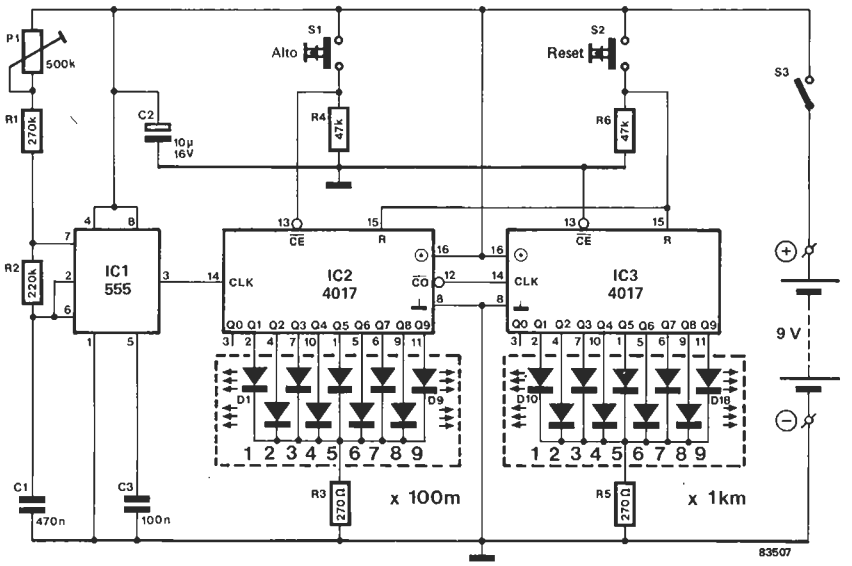
Nuestro circuito aprovecha este conocimiento teórico y lo aplica a la práctica. El integrado 555 trabaja como un multivibrador astable con una frecuencia de 3,33 Hz y período, por tanto, de 0,3 segundos, exactamente la diferencia vista antes (en 100 m) entre la luz del relámpago y el sonido del trueno. Tan pronto como observe el relámpago ponga en marcha nuestro medidor de distancias (pulsando S2). A los contadores IC2 e IC3, conectados en serie, se les da una señal de reposición que les sitúa a 0. La señal de salida de IC1 se aplica a la entrada de reloj del primer contador (IC2). El diodo LED D1 se ilumina transcurridos 0,3 segundos, y cada impulso de reloj posterior activará las siguientes salidas después de 0,3 segundos. La operación de conteo se interrumpe, tan pronto como se oiga el trueno, pulsando S1.

La distancia de la tormenta al lugar en donde se encuentre usted viene indicada por 1 ó 2 de los diodos LEDs D1 . . . D18. El contador IC2 efectúa la cuenta de la distancia desde 100 a 900 metros. Si la tormenta está más lejos, el contador IC3 efectúa el cálculo en kilómetros (distancia máxima: 10 km). Si, por ejemplo, solamente se ilumina el diodo LED D5, la tormenta está a una distancia de 500 m; si se iluminan los D16 y D3, la distancia será de 7.300 m.

El máximo consumo de corriente del circuito no supera los 30 mA; por consiguiente, una pila de 9 V es suficiente para alimentar el circuito.

Un reloj digital con cronómetro puede utilizarse para reglar el circuito. P1 se ajusta de modo que el último diodo LED (D18) se ilumine 27 segundos después de liberar S2 (el cronómetro debe haberse puesto en marcha al mismo tiempo).

Perfeccionamientos adicionales podrían incluir una LDR que permitiera que la luz del relámpago pusiera en marcha, de forma automática, el contador y un micrófono que lo detuviera. Sin embargo, la resistencia LDR sólo sería de utilidad por la noche y con el micrófono tendríamos los típicos problemas relacionados con la captación de un sonido lejano.

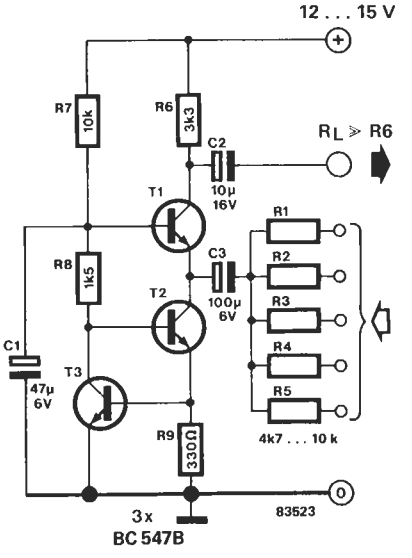


82 mezclador simple

La mezcla de las señales de audio se suele efectuar por medio del denominado «mezclador de masa virtual», en el cual las diversas señales de entrada se aplican a la masa virtual (que suele ser la entrada inversora de un amplificador operacional) a través de una serie de resistencias.

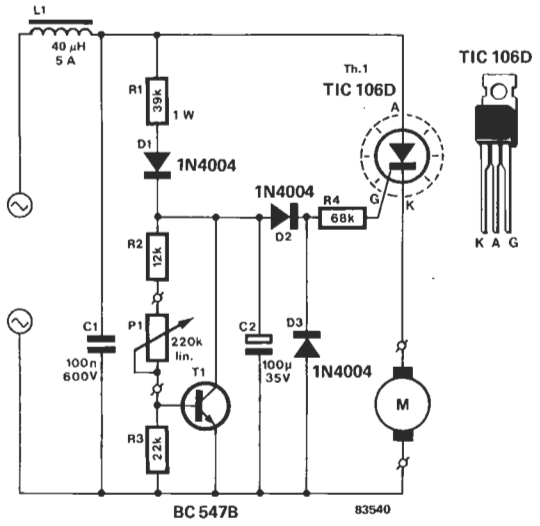
Nuestro circuito está concebido sobre el principio de base común: las tensiones de entrada son transformadas en corrientes alternas que, al sumarse, forman la componente de c. a. del colector. El emisor de una configuración de base común tiene baja impedancia y actúa como una masa virtual, por lo que las interacciones entre las diversas señales de entrada resultan prácticamente imposibles.

La ganancia del circuito es igual a R6/Re en donde R_e es la resistencia de entrada (igual a una de las resistencias R1 . . . R5). En el circuito emisor de T1 hemos introducido una fuente de corriente, formada por T2 y T3, de alta impedancia para las tensiones alternas, por lo que no afecta a las señales del emisor de T1. La tensión de base de T1 se ajusta por medio de las resistencias R7 y R8. El condensador C1 se utiliza para desacoplar de forma efectiva la base de T1. El número de entradas se puede ampliar o disminuir según sus deseos. La resistencia de la carga (R_L) debe ser igual o superior que R_6 (3K3).



83

control de velocidad para taladradora



El circuito que presentamos tiene la ventaja de regular, independientemente de la carga que le es aplicada, la velocidad de una taladradora. El principio en el que se basa el montaje es que un aumento de la carga de la taladradora origina una disminución de la fuerza contraelectromotriz (f. c. e. m.), lo que provoca una corriente.

Observando el diagrama del circuito puede comprobar su sencillez y cómo funciona. Durante el semiciclo positivo de la tensión de red el condensador C2 se carga (a través de R1 y C1) hasta que la tensión en sus bornes iguala la del «zener» del circuito basado en T1. Este circuito actúa como un diodo zener ajustable, cuya tensión es función de la posición dada a P1. La tensión existente entre el colector y el emisor del transistor es, en efecto, función de la relación entre R3 y R2 + P1. La caída de tensión en R3 es siempre igual a la tensión base-emisor de T1 (0,6 V), con lo cual la tensión del «zener» tiene un valor de:

$$\frac{P1 + R2 + R3}{R3} \times 0{,}6\ V$$

El motor no se conecta, como es habitual, al principio del circuito, sino que va instalado inmediatamente después del tiristor Th1. Por consiguiente, el momento en el que Th1 se dispara viene determinado por la diferencia de tensión entre el «zener» y la fuerza contraelectromotriz del motor. Al aumentar la carga del motor el disparo del tiristor se producirá antes.

La utilización de tiristores tiene el inconveniente de que el circuito sólo puede controlar 180° del ciclo de alimentación. Así, con este regulador no podremos variar la velocidad de la taladradora desde el 0 al 100%; esto no es, sin embargo, un gran problema, pues suele utilizarse sólo en aplicaciones a baja velocidad. Un pequeño inconveniente de este circuito es que el motor «titubea» un poco cuando no está bajo régimen de carga, pero este efecto desaparece en cuanto aplicamos carga a la taladradora.

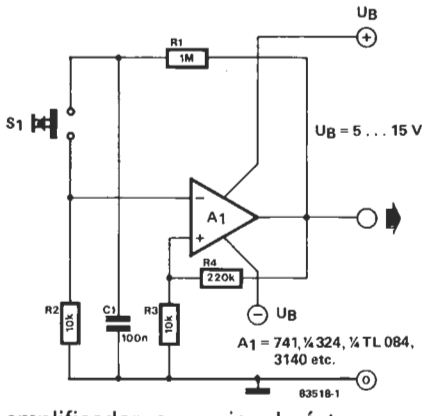
La bobina de choque L1 y el condensador C1 se utilizan para filtrar los parásitos de alta frecuencia producidos por el recorte de fase. El tiristor debe estar provisto de un radiador para asegurar una refrigeración suficiente.

84

dos niveles lógicos con un simple pulsador

Evidentemente, y como en esta misma revista puede ver, la forma más «vulgar» de lograr dos niveles lógicos es con un sencillo interruptor. Aquí les presentamos una forma más «sofisticada», que les librará del eterno problema mecánico: los rebotes. La salida del amplificador operacional que utilizamos cambia de nivel lógico cada vez que se acciona el pulsador (o tecla) S1.

Una pequeña parte de la tensión de salida (1/23 para ser exactos) se realimenta a la entrada no inversora de A1, cuya importante ganacia provoca niveles lógicos en la salida muy definidos: $+U_B$ («1») y $-U_B$ («0»). Supongamos, por ejemplo, que la tensión de salida es $-U_B$; C1 estará prácticamente cargado a este mismo valor. Si pulsamos S1 conectamos C1 a la entrada inversora del amplificador operacional, cuya salida cambia inmediatamente pasando a ser de $+U_B$. Por lo tanto C1 comienza a cargarse a través de R1. Mientras permanezca el contacto, el condensador solamente se cargará a un valor de $U_b \times R_2 / (R_1 + R_2)$, aproximadamente igual a 0,01 U_B. Cuando se libera S1, el condensador continuará su carga hasta $+U_b$. Ahora que S1 está abierto, C1 ya no estará conectado al amplificador operacional y se retendrá su información de salida. Si volvemos a pulsar S1 el nivel lógico alto del condensador completamente cargado aparecerá en la entrada inversora del amplificador operacional; éste cambia de nuevo su estado y aparece un nivel lógico bajo a la salida, descargándose el condensador. ¡Y así volvemos otra vez al punto de partida! Debe recordar que si utiliza un amplificador operacional con una alimentación asimétrica, la unión de R2/R3 no debe conectarse a masa, sino a un punto intermedio entre los niveles positivo y negativo de la alimentación ($^1/_2\ U_b$). Para ello bastará con un divisor de tensión constituido por un par de resistencias.



85

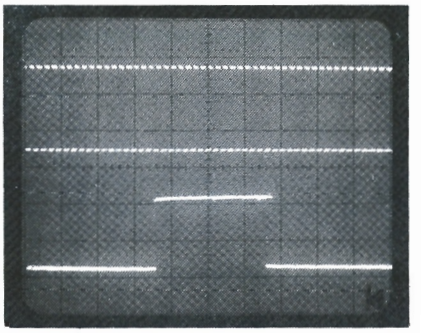
conversor D/A sin pretensiones

En el mercado existen circuitos integrados especiales para conseguir una salida analógica desde un ordenador. Un conversor digital/analógico que utilice estos circuitos integrados de grandes prestaciones puede ser sencillo pero, sin duda, resultará caro. Sin embargo se puede construir un circuito equivalente a partir de componentes normalizados. El montaje que vamos a describir es sencillo en su concepción, no utiliza ningún componente especial (ni tan siquiera resistencias de gran estabilidad) y proporciona dos salidas: una de anchura de impulsos y otra analógica.

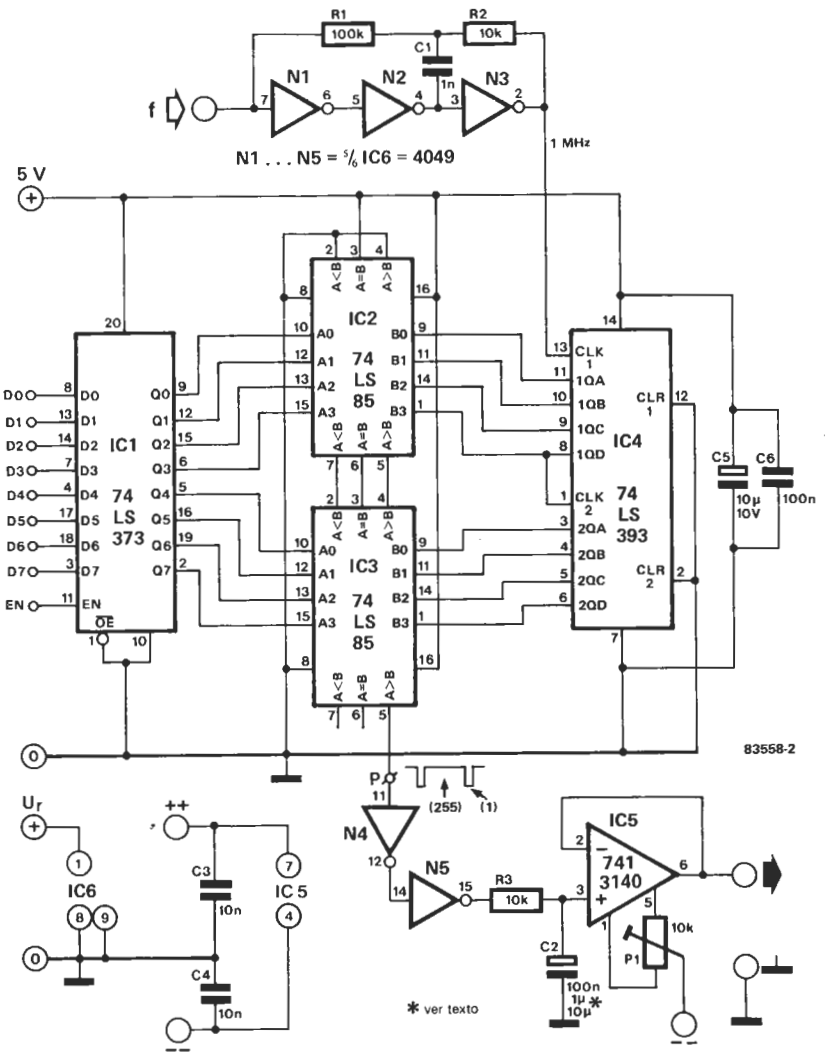
El funcionamiento del convertidor se puede deducir observando el diagrama de bloques de la figura 1. Una palabra de datos de 8 bits procedente del ordenador determina el nivel de la tensión de salida analógica y este valor (0...255) se almacena en un «cerrojo». Un contador de 8 bits efectúa continuamente la cuenta desde 0 a 2^8 (256). Los datos de salida procedentes del cerrojo y los del contador se comparan en un circuito adecuado. La salida A<B del comparador está a un nivel lógico alto durante el tiempo que tarda el contador en alcanzar, desde 0, el número almacenado en el cerrojo. Desde ese instante en adelante (es decir, desde el número del cerrojo, hasta 2^8), hay un nivel lógico bajo. Esta salida produce, pues, una señal modulada por anchura de impulso, estando su valor (el del ancho) determinado por los datos que el ordenador suministra al cerrojo. La señal se puede convertir en una tensión analógica integrándola y, por este motivo, solamente se necesitan una resistencia y un condensador.

El circuito del conversor D/A se da en la figura 2 en donde se observa inmediatamente la existencia de un circuito cerrojo (IC1), un comparador (IC2 e IC3) un contador (IC4), un oscilador de reloj (N1, N2 y N3) y un buffer para la salida analógica (IC5). El integrador (R3 y C2) va precedido de 2 puertas CMOS cuya alimentación puede obtenerse de una tensión de referencia.

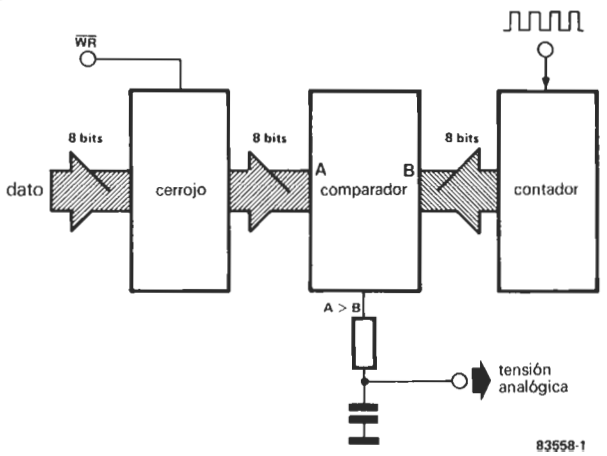
Para iniciar la lectura de los datos, debe darse un impulso de autorización a la patilla 11 del IC1. El oscilador se puede activar y desactivar por medio de la entrada f. Es posible conectar un segundo oscilador, exterior, a esta entrada, en cuyo caso la fre-



2



1



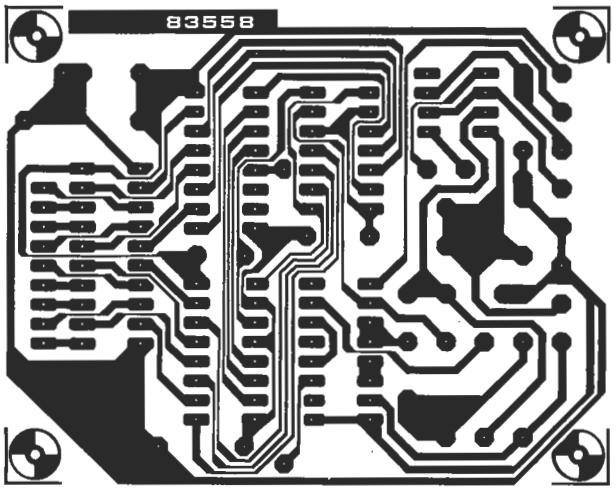
Lista de componentes

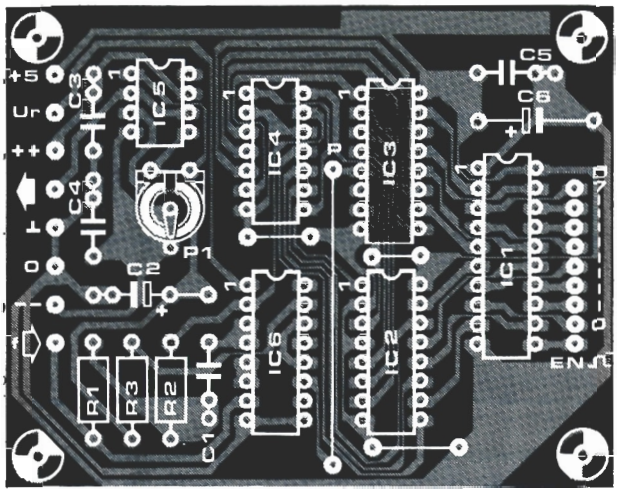
Resistencias:
R1 = 100 k
R2, R3 = 10 k
P1 = 10 k potenciómetro ajustable

Condensadores:
C1 = 1 n
C2 = 1 µ (ver texto)
C3, C4 = 10 n
C5 = 100 n
C6 = 10 /10 V

Semiconductores:
IC1 = 74LS373
IC2, IC3 = 74LS85
IC4 = 74LS393
IC5 = 741, 3140
IC6 = 4049

3

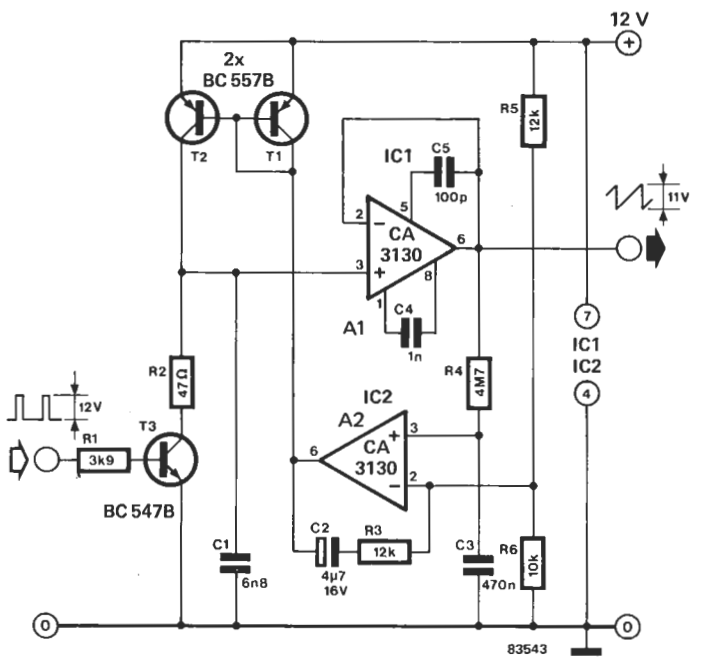




cuencia de reloj será la que tenga este oscilador exterior. Con los valores indicados de los componentes la frecuencia del oscilador del reloj es de unos 300 kHz. Esto da lugar a un impulso modulado en anchura en la salida P con una frecuencia de 1/256 de la frecuencia de reloj, un poco más alta que 1 kHz. El reloj puede llegar hasta 10 MHz. Si desea una frecuencia más baja debe aumentar el valor del condensador de integración C2.
IC1...IC4 se alimentan a partir de una línea única de 5 voltios con un consumo de unos 50 mA. Los inversores en IC6 se alimentan a partir de una tensión de referencia U_r, cuyo valor debe ser de unos 5 voltios pues determina la estabilidad y el nivel máximo de la salida analógica. El buffer IC5 necesita una alimentación simétrica de ± 12 voltios...± 15 voltios. El potenciómetro ajustable P1 regula el desplazamiento (offset) del amplificador operacional.
La señal de anchura de impulso se puede utilizar directamente, o a través de un amplificador, para controlar la velocidad de los motores de corriente continua pues estos reaccionan bien al control por impulsos. Esta señal se puede obtener en la patilla 11 de N4 o en la 15 de N5. Si no se utiliza la salida analógica R3, C2...C4, P1 e IC5 pueden eliminarse.
Este sencillo conversor digital/analógico se puede construir con la disposición de componentes de la placa de circuito impreso que se muestra en la figura 3.
La fotografía corresponde a la señal de salida del comparador (traza inferior) con una frecuencia de reloj de 100 kHz y a los datos de entrada correspondientes al número 15. ◀

86

dientes de sierra sincronizados y de amplitud constante

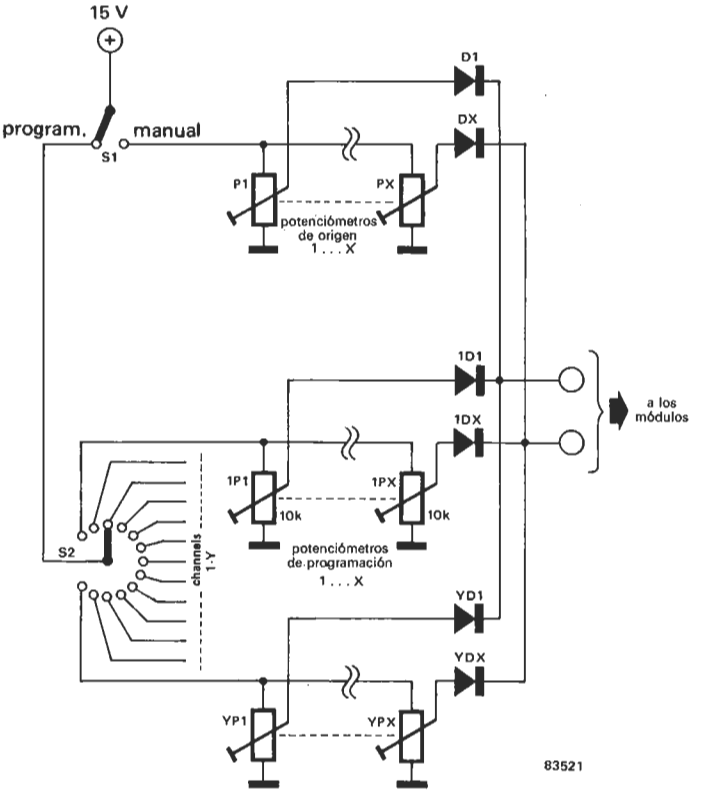


El circuito que les presentamos surge como respuesta a la necesidad de generadores de dientes de sierra con una amplitud constante para su empleo en los sistemas de control por modulación de anchura de impulsos.
El montaje consiste en un generador que produce una señal de dientes de sierra que puede ser sincronizada por un impulso exterior aplicado a la entrada. El funcionamiento es muy sencillo: el valor medio de la salida del amplificador operacional A1 se compara con una tensión de referencia mediante A2; si no coinciden se compensa su diferencia mediante T1 y T2.
La constante de tiempo del sistema de control la determinan R4 y C3. Un valor demasiado pequeño de la constante hace que el flanco más escarpado del diente de sierra tienda a una sinusoide, con lo cual la señal pierde linealidad. Con los valores del esquema el rango de frecuencias queda dentro del margen 100 Hz...5 KHz. Si desea ampliarlo hacia arriba cambie el amplificador operacional por otro de mayor respuesta. En este caso el valor de C1 debe ser modificado consecuentemente.
La amplitud de la señal de salida puede calcularse con la fórmula:

$$U_{salida} = R6/(R5+R6) \times 2U_b$$

La tensión de alimentación (U_b) prevista es de 12 V, con un consumo de corriente inferior a 10 mA. ◀

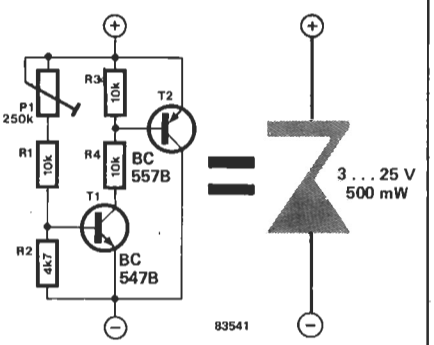
87 programación para sintetizadores



Desde el inspirado ¡eureka! de R. Moog cuando se le ocurrió la idea de módulos generadores de sonidos controlados por tensión poco hemos avanzado.
La única novedad verdaderamente importante es la reciente aparición de los llamados «microprocesadores musicales», que se van utilizando cada vez más en los sintetizadores modernos. Su tarea no es realmente la de producir música, sino más bien subsanar las deficiencias de muchos músicos que tocan «de memoria» y se enfrentan a ciegas con la «programación». La programación y la memorización proporcionan beneficios indiscutibles que no eran tan siquiera imaginables con anterioridad. Pero no todo el mundo está dispuesto a pagar su alto precio, y muchos prefieren una solución completamente diferente: una alternativa cableada, discreta y de bajo coste. Lo que proponemos es la base de un sistema que se puede ampliar a voluntad.
Un interruptor permite conmutar entre el modo manual ordinario (los potenciómetros instalados originalmente en los módulos) y el modo de programación. En caso de elegir este último modo los potenciómetros originales quedan fuera de servicio y mediante un conmutador múltiple (S2) podemos elegir la batería de potenciómetros de programación ajustables que deseemos, cada una de las cuales suministra las tensiones de control necesarias para obtener un sonido específico.
La unión de todas las líneas de control se realiza mediante una red de diodos que evitan toda interacción de las señales «en reposo» con la activa.
Este circuito presenta el inconveniente de la modificación del cableado; la realización de un cableado nuevo resulta bastante molesto, pero se lo ofrecemos como solución a la espera de que a finales de año publiquemos un esquema con microprocesador. Por consiguiente, sólo queda tener algo de paciencia. Todo está a punto y los primeros ensayos realizados son muy prometedores.

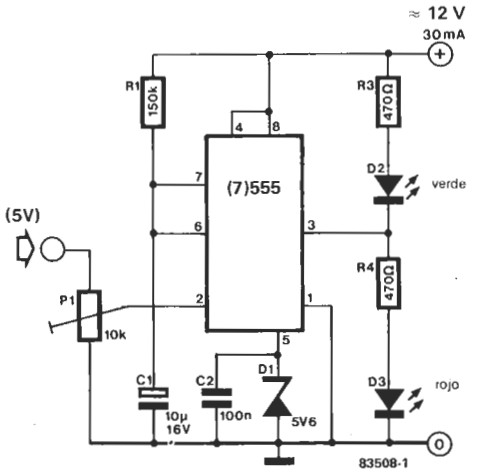
88 zéner variable

Uno de los problemas que suelen presentarse al diseñar circuitos es la elección de los valores correctos de algunos componentes. A menudo se utiliza un método de tanteo para encontrar el valor más adecuado a cada circuito en particular. Con este sistema se plantea, sin embargo, un problema importante: la mayoría de quienes efectúan montajes de circuitos electrónicos como distracción no disponen de las grandes cantidades de componentes necesarias para abarcar todos los valores que podrían necesitar. Por supuesto aquí entra además en juego una de las leyes de Murphy: cuando necesite un componente dispondrá de todos los valores posibles salvo aquel que realmente necesita. Con nuestro circuito pretendemos soslayar esta ley y todos sus nefastos corolarios... al menos en lo que se refiere a los diodos zener, pues el montaje se comporta como un zener de tensión variable.
En comparación con los diodos zener «normales» R_i es mayor (20 . . . 50 Ω), la carga máxima más baja y el coeficiente de temperatura «menos ideal» (aproximadamente −2 mV/°C/0,6 V). Sin embargo, el circuito es bastante simple y la tensión de zener puede variar en una amplia gama (de 3 a 25 V), que es lo que pretendíamos.
Tan pronto como la tensión en la base de T1 supere los 0,6 V el transistor conducirá, obligando a T2 a hacer lo mismo, con lo que la tensión no puede elevarse más; justo igual que en un diodo zener. La relación entre P1/R1 y R2 define la tensión de zener del



circuito. Para establecer su valor el circuito debe conectarse, a través de una resistencia de 10 K, a la alimentación para, a continuación, variar el potenciómetro P1 hasta que se consiga la tensión de zener deseada. Si el circuito se utiliza para reemplazar un zener en un montaje, no se necesitará la resistencia de 10 K suplementaria. El consumo máximo admitido a través de este zener variable es de 100 mA. El transistor T2 puede disipar hasta un máximo de 100 mW.

89 monitor de tensión



El circuito integrado temporizador 555 (ó 7555) es un dispositivo bien conocido, con una amplia gama de aplicaciones posibles. Elektor ha aprovechado muchas. En este artículo les presentamos otra más.

El 555, montado como multivibrador monoestable, nos va a servir para controlar un nivel de tensión determinado, por ejemplo, el de +5 de tensión de alimentación de un sistema microprocesador.

La tensión a controlar se aplica a la entrada del disparador (patilla 2) a través del potenciómetro ajustable P1. El temporizador está en reposo si la tensión de entrada es más alta que el umbral de disparo establecido mediante P1; entonces la patilla 3 de salida estará a un nivel lógico bajo y el diodo LED verde se iluminará indicando que todo está en orden.

Si la tensión de entrada se hace inferior al umbral de disparo establecido, el nivel en la salida del temporizador cambiará a «1». El diodo LED D2 se apagará y el D3 (rojo) se encenderá, indicando que la tensión de entrada ha caído por debajo del valor mínimo admisible.

Los fallos de tensión de corta duración son «ampliados» por el 555, de modo que el LED rojo puede indicarlos de forma bien clara. En el caso de una anomalía prolongada el multivibrador presenta un basculamiento periódico. La fórmula que permite calcular la duración del mentenimiento es:

$$1.1 \times R1 \times C1;$$

o sea 1,65 segundos con los valores dados en el esquema adjunto.

Cuando se aplica la tensión a controlar al circuito, el LED rojo se ilumina (hasta que la carga del condensador C1 alcance aproximadamente 2/3 del valor de la tensión de alimentación).

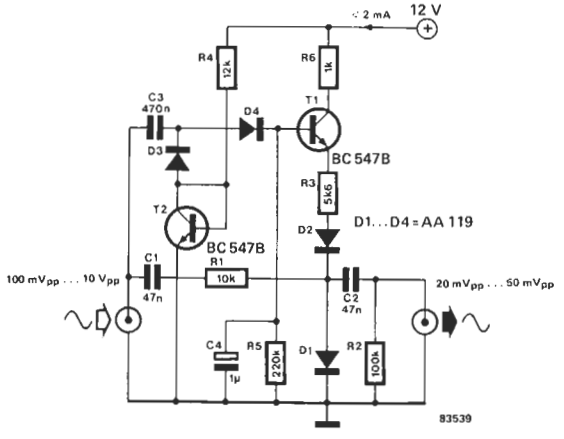
90 mini compresor

Se trata en este caso de un circuito para un comprensor dinámico «feed-forward» (o de regulación paralela) que, a diferencia de un sistema realimentado («feedback»), no utiliza la señal de salida como realimentación al sistema de control, sino que se basa en un sistema de control en paralelo. En el esquema adjunto se muestra el montaje de este tipo de circuito. El criterio para el diseño fue que para cada compresor dinámico simple usáramos un único componente activo (T1). La señal de audio aplicada a la entrada se dirige hacia la salida a través de C1, R1, D1, C2 y R2. Sin embargo una pequeña parte se aplica al detector constituido por D3 y D4, originando así una tensión de control para T1. Cuanto mayor sea la amplitud de la señal de entrada, tanto más conductor se hará T1 y más elevada será la intensidad de la corriente que circule a través de D1. Así este diodo llegará prácticamente a cortocircuitar la señal de audio recibida, a través de R1. En términos generales, este es el funcionamiento del comprensor.

Los diodos D3 y D4 están polarizados en sentido directo por T2 y R4, de tal forma que el detector sea sensible incluso a las señales más débiles. Los valores de C4 y R5 determinan la inercia de la extinción del dispositivo de regulación; en efecto, no hay inercia en la excitación, lo que garantiza una eficacia instantánea y una ausencia de riesgos de sobremodulación (lo que no ocurre en los dispositivos de comprensión con bucle de realimentación).

Las variaciones de amplitud a la entrada, del orden de 50 dB, son mantenidas a la salida en un margen de ±3 dB.

Como tributo a su espectacular simpleza, este comprensor dinámico debía presentar algún inconveniente. La configuración asimétrica del circuito no ayuda precisamente a mejorar su característica de transferencia: la distorsión no es despreciable. Sin embargo, hay un buen número de aplicaciones en las cuales dicha característica no desempeña un papel muy importante. Un empleo obvio de este comprensor es montarlo en un pequeño emisor portátil; siempre hay huecos donde poder alojar circuitos tan pequeños como éste. Es evidente que una comprensión tan eficaz y de tan fácil obtención justifica que se presente un porcentaje de distorsión adicional. ¿No es cierto?



91 controlador de RAM dinámica para el 6809

H. Fischer

Este controlador de RAM dinámica le será útil sólo si posee un 6809. Permite direccionar, como mínimo, 128 K de una RAM dinámica e, incluso entonces, tiene alguna capacidad de reserva.

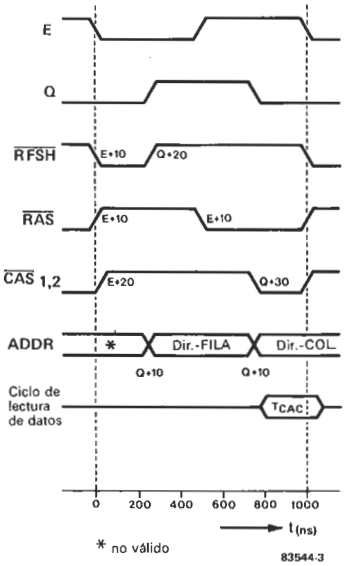
El controlador no puede utilizarse para chips que no sean el 6809, pues hace uso de una característica especial de dicho procesador. La regeneración («refresco») de la memoria se obtiene mediante señales de temporización procedentes del microprocesador: E y Q. Una función OR con estas dos señales se realiza en las puertas N2, N3 y N10; el cronograma correspondiente se muestra en la figura 3. El circuito de la figura 1 muestra solamente dos de los ocho circuitos integrados de memoria (4164); por supuesto, las señales correspondientes deben llevarse a cada una de las ocho memorias de un bloque de 64 K (ver figura 2). El bus de datos no se ha «buffereado». Si por razones concretas de un sistema necesitara hacerlo deberá emplear un circuito integrado rápido, que no perturbe el funcionamiento del montaje.

La señal $\overline{CAS}$ para las dos pilas de 64 K se obtiene con la ayuda de las señales E y $\overline{Q}$ (realizando un AND con ellas). La señal $\overline{CAS1}$ de la pila superior se obtiene a través de una operación NAND con $\overline{CAS}$ y la salida 1Y de IC6. Su equivalente para la otra pila es $\overline{CAS2}$, a partir de $\overline{CAS}$ y la salida 2Y. El software debe concebirse, pues, de tal manera que durante el direccionamiento de líneas las señales AØ, A1, A2, A14 y A15, adecuadas para el control de IC6 y de IC7, estén presentes en el bus de direcciones.

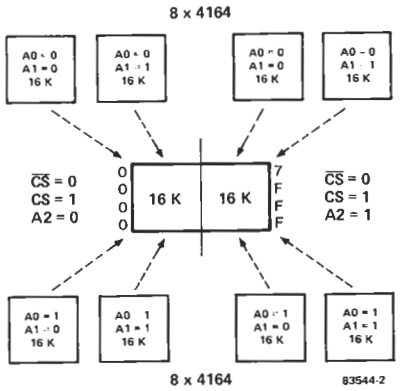
No nos es posible explicar aquí con detalle el funcionamiento, pero el proceso puede ser mucho más asimilable si imagina IC7 sustituido por los cuatro biestables que lo constituyen.

Para concluir una precisión: la salida 3Y de IC6 proporciona la señal A15 propiamente dicha (MSB = most significant bit), mientras que la línea de dirección A15 suministra la señal de autorización de IC6.

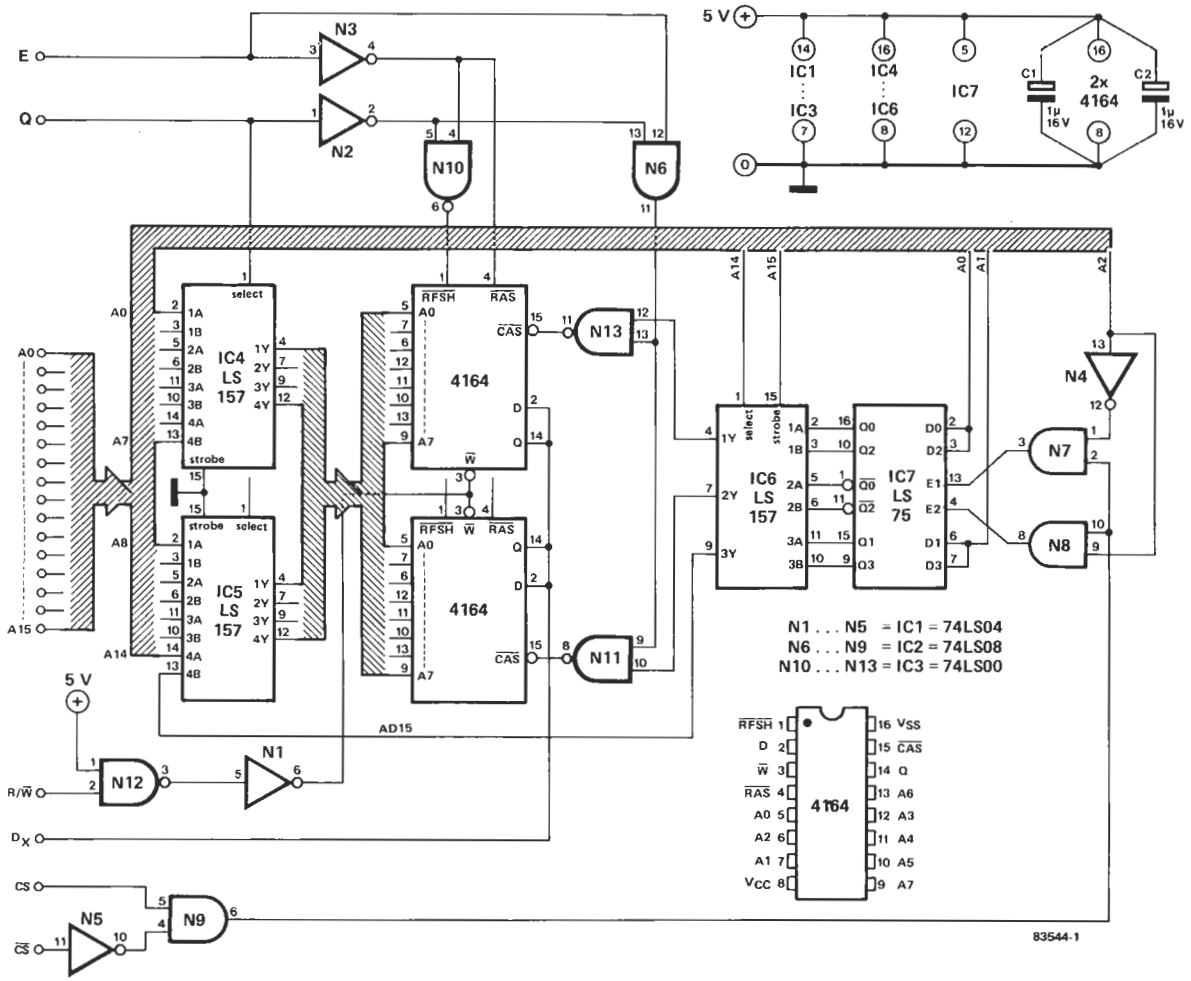
3



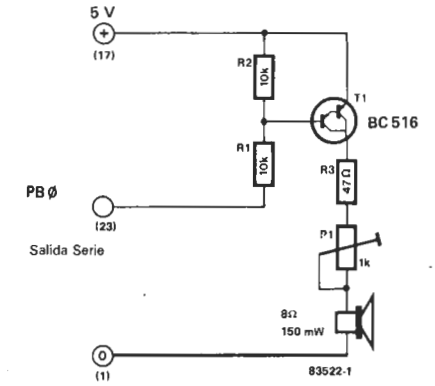
2



1



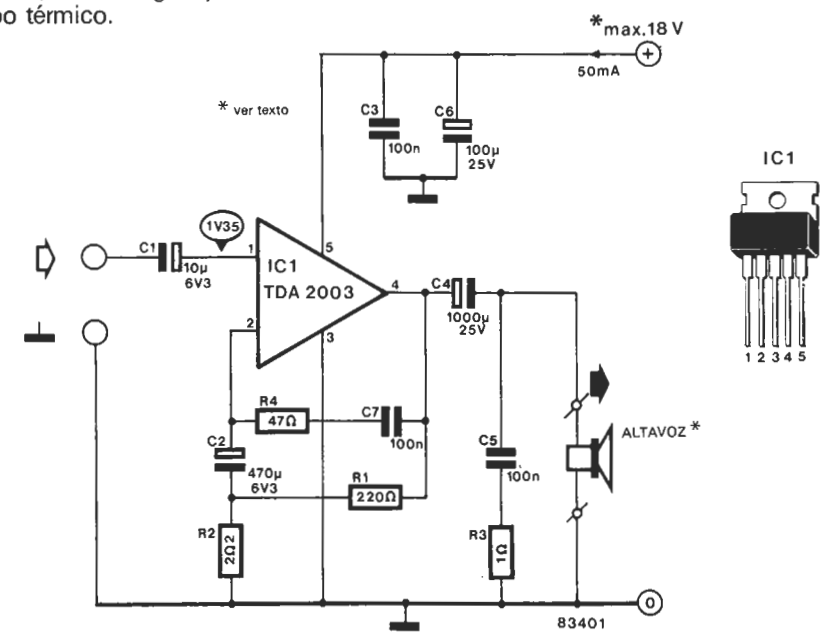
92 indicador acústico para interface RS 232



El oído es una de las facultades sensoriales que el programador casi nunca utiliza. ¿Por qué? Vamos a intentar poner remedio a esta situación.
La comunicación serie entre un ordenador y sus periféricos (sobre todo la consola de visualización) se realiza mediante trenes de impulsos que representan los datos transmitidos. En el caso del Junior Computer y del eleck-terminal, por ejemplo, la duración de los impulsos viene determinada por la velocidad de transmisión de 1.200 baudios (o lo que es lo mismo, 833 µs) que entra, naturalmente, dentro de la gama de frecuencias audibles. Esto nos dio la idea de utilizar los trenes de impulsos como indicadores acústicos, permitiendo así al programador concentrarse en la pantalla, el teclado y, sobre todo en sus manuscritos, mientras introduce datos en memoria. Análogamente mientras efectúa el borrado de la memoria (al final de algún experimento o investigación, por ejemplo) el usuario no necesitará seguir examinando la pantalla hasta que aparezca la salida esperada: una cadena de $FF (o cualquier otra señal constante) proporciona una indicación audible.
El circuito es muy sencillo: está formado por un pequeño amplificador que excita a un altavoz miniatura. Los pocos componentes requeridos están montados en una placa de circuito impreso con un conector macho de 31 patillas, que debe coincidir con el conector hembra de la tarjeta principal del Junior Computer. Aparte de las dos líneas de alimentación, sólo tiene que hacer una conexión a PBØ, que es la salida en serie del interface RS232. El nivel lógico existente en esta patilla es el contrario al real de la salida del interface RS232; en consecuencia, en situación inactiva, PBØ presenta un nivel lógico alto y el indicador acústico está a la espera durante la transferencia de datos a través del interface.
Este circuito se puede utilizar también como un amplificador completo para otros fines.

93 amplificador de potencia: 10 W/2 Ω

Un amplificador de potencia muy «atractivo», que proporciona 10 W sobre 2 ohmios (2 altavoces de 4 ohmios en paralelo) se puede construir utilizando el circuito integrado TDA 2003 y unos pocos componentes pasivos.
En el esquema adjunto se puede observar que el circuito, completamente operacional, no necesita ser grande ni complicado. La señal de entrada va a la patilla 1 del circuito integrado a través del condensador C1. Existe un bucle de realimentación entre la patilla 4 (salida) y la 2 (entrada de realimentación). La ganancia viene determinada por la relación entre las resistencias R1 y R2 y, en este caso, su valor es de aproximadamente 100. La resistencia R4 y el condensador C7 sirven para asegurar que el amplificador se mantenga estable a frecuencias más altas.
El altavoz se conecta a la salida a través del condensador electrolítico C4. La red constituida por R3/C5 actúa como una carga más, compensando la impedancia creciente del altavoz a altas frecuencias. La fuente de alimentación está conectada a las patillas 3 y 5; la tensión máxima que puede suministrar es de 18 V. Tensiones superiores podrían ser soportadas por el circuito integrado, pero harían que la tensión de continua a la salida cayera a un nivel tal que ya no pudiéramos excitar el circuito. Incluimos también una protección contra cortocircuitos, sobrecargas y fenómenos de tipo térmico.
Para conservar la estabilidad aconsejamos utilizar hilos de conexión independientes para conectar la tensión de 0 V de la placa de circuito impreso y el altavoz al punto principal de masa en el chasis.
Una vez terminado el montaje el consumo de corriente del circuito debe ser comprobado: ha de ser de unos 50 mA y el valor de la tensión de continua a la salida debe ser aproximadamente igual a la mitad del valor de la tensión de alimentación. La potencia de salida es de 10 W sobre 2 ohmios, 6 W sobre 4 ohmios y 3 W sobre 8 ohmios.



94

C. Bajeux

indicador de niveles lógicos e «ilógicos»

Este artículo se podría titular también «Comprobador lógico de 5 V tri-estado», puesto que esta es la función que le caracteriza y diferencia de los comprobadores ordinarios.

De hecho, nuestro circuito distingue no sólo los dos niveles lógicos (alto y bajo) sino también el estado de alta impedancia de una línea, y la existencia de un potencial «ilógico»: tensión negativa, superior a 5 V o un potencial flotante. De forma análoga, reconoce las entradas no polarizadas de los circuitos TTI o LS.

Y eso no es todo... permite también hacer audible la indicación de los niveles lógicos, con lo cual usted puede concentrarse por completo en el circuito objeto de prueba.

Para conseguir todo esto el circuito emplea un LM 3914, circuito integrado que puede detectar niveles de tensión de tipo analógico y excitar directamente 10 diodos LEDs para proporcionar una visualización lineal de 10 escalones.

El circuito integrado, entre otras cosas, tiene su propia fuente de referencia ajustable que controla la cadena de 10 divisores. Según el valor de la referencia suministrada a esta cadena (patilla 6), la salida de uno de los comparadores basculará en el momento en que la tensión en su entrada no inversora sea casi igual a la tensión objeto de comparación (aplicada a la entrada inversora de todos los comparadores —patilla 5—). Si elige adecuadamente la tensión de polarización de la patilla 6 (en este caso 10 V), logrará la descomposició en pasos de 1 V. La mitad superior del esquema contiene el circuito para el divisor de 10 escalones y el visualizador. El nivel de referencia se ajusta por medio de P2. El circuito de la mitad inferior corresponde al indicador de audio, accesorio para el comprobador lógico. Lo único que nos queda es interpretar adecuadamente las señales luminosas (y acústicas) del circuito:

Diodo LED D2 encendido: en este caso la salida «Z» está al nivel lógico bajo (puesta a masa), indicando un estado de alta impedancia; no hay ninguna tensión en la entrada B y la entrada del LEM 3914 (patilla 5) se mantiene a una tensión algo inferior a 2 V por medio de R5, P1 y T1.

Diodo LED D3 encendido: el punto A hace de referencia, unido a la masa del circuito objeto de prueba (que puede ser diferente de la correspondiente al comprobador). El punto B está al mismo potencial que el A, con lo que la patilla 18 pasa a un nivel lógico bajo y la salida «0» queda activa indicando un nivel lógico bajo. Esta disposición particular de A como punto de referencia evita también que la fuente de alimentación del comprobador resulte afectada por los niveles lógicos del circuito que se prueba.

Diodo LED D4 encendido: cuando la diferencia de potencial entre los puntos A y B está comprendida entre 1 y 2 V, el diodo LED «?» se enciende para indicar un nivel lógico «no seguro».

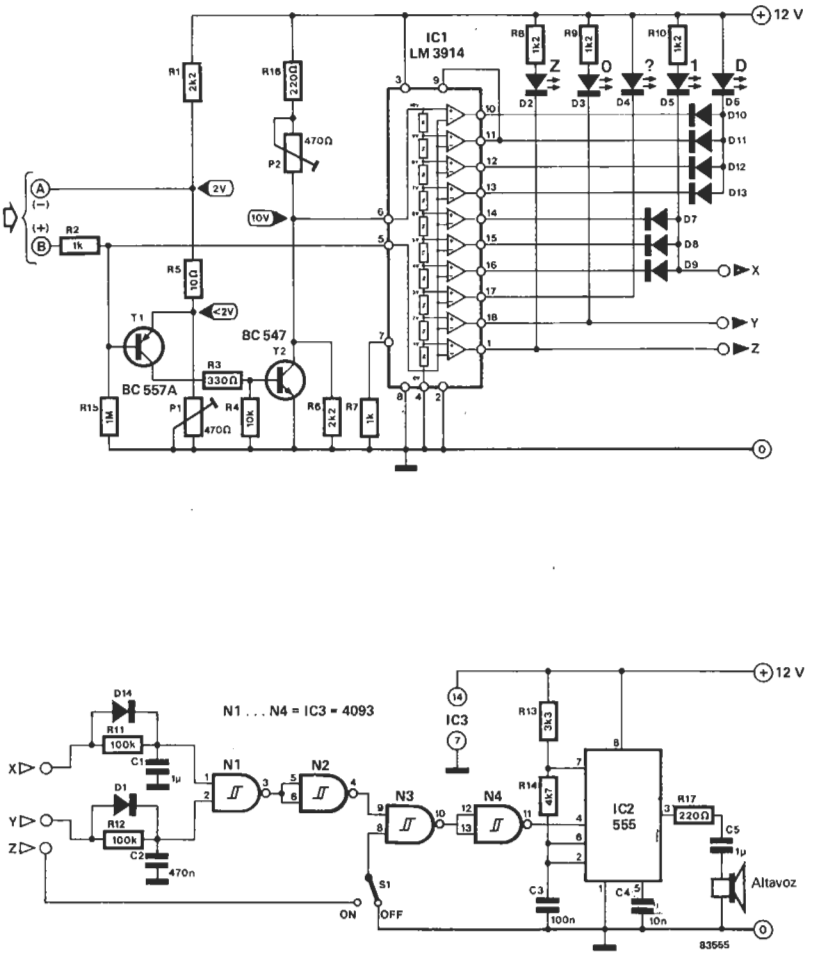
Diodo LED D5 encendido: si la tensión en el punto B está comprendida entre 2 y 5 V el diodo LED «1» se encenderá para indicar que existe un nivel lógico alto.

Diodo LED D6 encendido: si entre A y B hay una tensión negativa T1 conducirá, al igual que T2 que puenteará la resistencia R6. Inmediatamente cae la tensión en la patilla 6 y se enciende el diodo LED «D», indicando una anomalía. De forma análoga este LED se ilumina si el potencial entre A y B es superior a 5 V.

El circuito de indicación sonora está constituido por las cuatro puertas NAND del 4093 y por el temporizador 555, siendo esto todo lo que se necesita para construir un dispositivo tan sencillo como útil. Las señales acústicas son las siguientes:

- D2 encendido: alta impedancia - silencio.
- D3 encendido: nivel lógico bajo - tonos intermitentes de corta duración.
- D4 ó D6 encendidos: anomalía - tono continuo.
- D5 encendido: nivel lógico alto - tonos intermitentes largos.

Nuestros prototipos lograron un buen funcionamiento. Medimos un consumo de unos 37 mA sin conectar el circuito de indicación sonora y de unos 50 mA con dicho circuito. Ha de tener en cuenta que las resistencias tienen que ser de precisión debido a la exactitud necesaria para las referencias de 2 y 10 V. Asimismo, tenga buen cuidado de seleccionar un regulador de tensión de calidad.



95

amplificador microfónico con ajuste de tonalidad

Los componentes activos del circuito mostrados en la figura 1 (amplificadores A1 y A2) están contenidos en el circuito integrado IC1 (un LM 387). A1 funciona como amplificador no inversor y la entrada microfónica se aplica a la patilla 1 a través del condensador de desacoplo C1. La ganancia de esta etapa viene determinada por la relación entre la resistencia R5 y las distintas combinaciones de R1...R4. La ganancia en continua la fijamos con la relación R5/R4. La resistencia en corriente alterna de C2 es despreciable: disminuirá a medida que aumente la frecuencia de la señal. De este modo, la resistencia total viene a ser la del par R2/R4 en paralelo. En la práctica, la influencia de C2 sobre la ganancia es mínima.

El conmutador S1 permite conectar R1 ó R3 en paralelo con el par R2/R4; así podemos adaptar el preamplificador a diversos tipos de micros. Cuando R1 está en paralelo la ganancia es de 225; cuando está R3 es de 60 y en la posición media de S1 vale 14.

Detrás del condensador de desacoplo C3 existe una red correctora de la tonalidad. La relación entre R13 y R12 determina la ganancia en continua de esta etapa (aproximadamente 18 dB). El papel desempeñado por R11 y C6 es equivalente al de R2 y C2; el valor de C6 es, sin embargo, sensiblemente más pequeño que el de C2, por lo que se elevará la frecuencia de corte inferior.

Entre la salida de A1 y la entrada de A2 tenemos una red RC que sirve para efectuar una correción doble de la tonalidad: P1 actúa sobre las frecuencias bajas, mientras que P2 hace lo propio con las altas. También aprovechamos el comportamiento como impedancias variables de los condensadores en corriente alterna. Si desea anular el ajuste de la tonalidad basta con dejar los dos potenciómetros en una posición intermedia. El potenciómetro de salida (P3) permite adaptar la señal de salida a la sensibilidad del amplificador de potencia utilizado. El consumo que tuvimos en nuestro prototipo fue de unos 12 mA.

Lista de componentes

P1 = 100 k lineal, ajustable
P2 = 500 k lineal, ajustable
P3 = 10 k logarítmico, ajustable

Resistencias:

R1 = 470 Ω
R2 = 10 k
R3 = 2k2
R4 = 27 k
R5 = 100 k
R6 = 10 k
R7 = 10 k
R8 = 3k9
R9 = 3k9
R10 = 12 k
R11 = 3k3
R12 = 270 k
R13 = 2M2
R14 = 1 k

Condensadores:

C1 = 100 n
C2 = 10 µ/35 V
C3 = 1 µ/35 V
C4 = 47 n
C5 = 4n7
C6 =2n2
C7 = 100 n
C8 = 1 µ/35 V
C9 = 10 µ/35 V
C10 = 100 n
C11 = 100 p

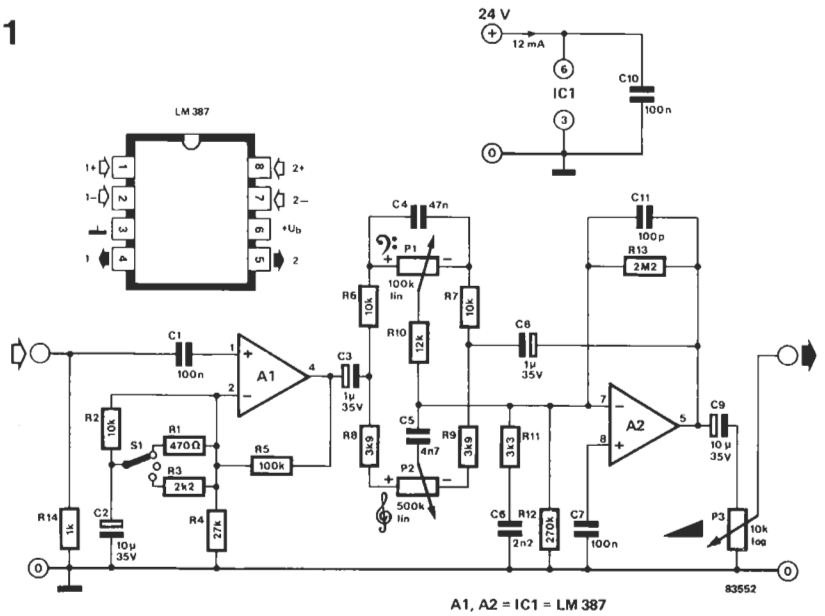
Semiconductores:

IC1 = LM 387

Varios:

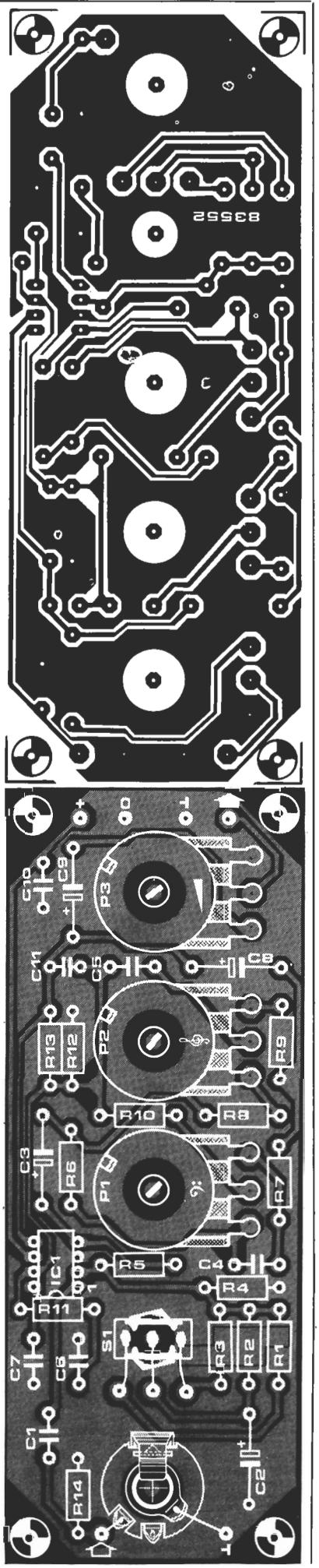
1 interruptor miniatura de 1 circuito y 3 posiciones (la central sin conexión)
1 conector para micrófono (mono)

1



A1, A2 = IC1 = LM 387

2



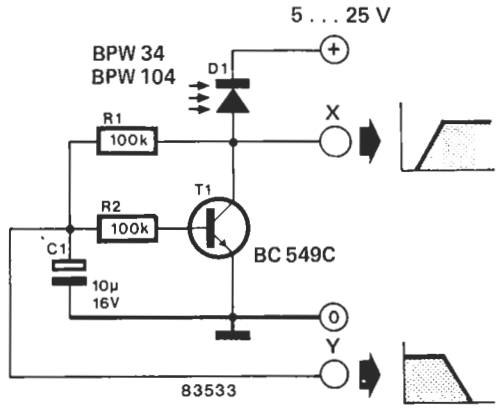
96

fuente de corriente para fotodiodos

Existen muchos circuitos para la transferencia de información mediante la modulación de una radiación luminosa. Por lo general el receptor está constituido por uno o más fotodiodos, cuyo margen dinámico es fundamental que sea suficiente. Sin embargo, el incremento del margen dinámico puede hacer que disminuya la sensibilidad del diodo. Otro inconveniente es que los fotodiodos son sensibles a cambios en la luz ambiental. El circuito que les presentamos incrementa el margen dinámico del fotodiodo sin afectar su ganancia; asimismo atenúa los efectos de las variaciones lentas de la luz ambiental.

Tal como se ve en el esquema, el circuito es muy simple. La magnitud de la corriente es función de la intensidad de la luz que incide sobre el fotodiodo D1. Si la corriente es débil el transistor T1 apenas conducirá. Si aumenta, debido a una mayor luminosidad, T1 conduce más y, a través de R1 y R2, elimina el exceso de corriente en la masa. Si las variaciones de la corriente son rápidas, T1 presenta una alta impedancia (pues C1 no tiene tiempo para cargarse) y, por consiguiente, resulta posible tener la señal de entrada en el punto X: el margen dinámico del diodo se ha elevado sin reducir su ganancia. La señal disponible en el punto Y puede servir para medir el cambio de la luminosidad media que incide sobre D1.

En la mayor parte de las aplicaciones es importante que las variaciones luminosas de frecuencia igual a 50 Hz no tengan influencia sobre el conjunto del fotorreceptor. Para asegurarse es preciso que el valor de C1 sea superior a 1,5 µF (frecuencia de corte de unos 50 Hz). Si se utilizan los valores indicados en el esquema, la frecuencia de corte será aproximadamente de 7 Hz



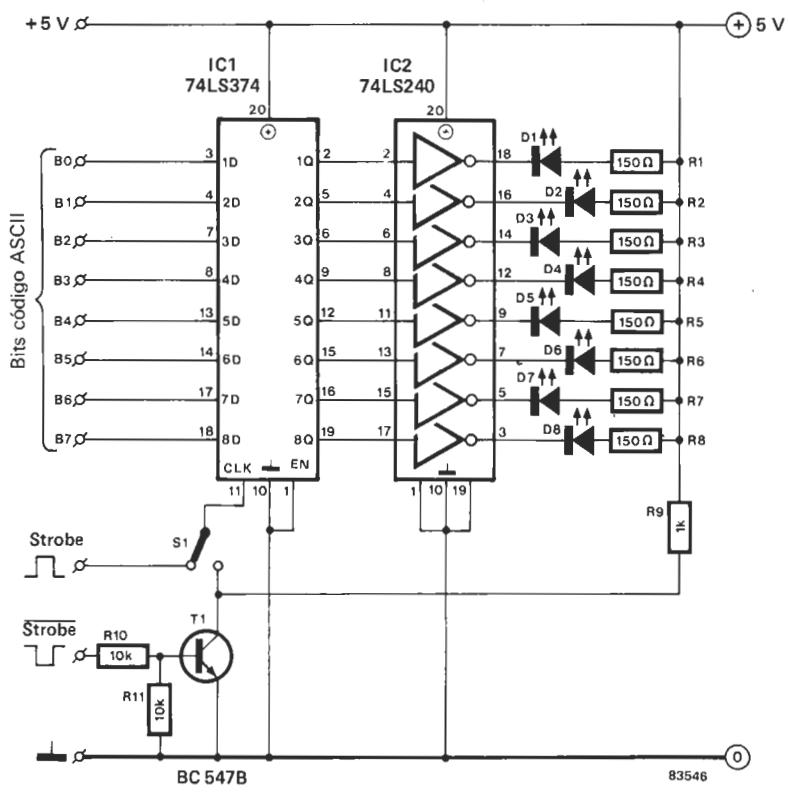
97

controlador de bus de teclado

Para ser capaz de comprobar las conexiones de un teclado ASCII desconocido debe conocer, ante todo, en dónde está conectada la tensión de alimentación. Esto puede averiguarse retirando la tapa y siguiendo el recorrido del par de pistas conductoras más amplias que vengan de los circuitos integrados. A continuación ha de encontrar la conexión de la señal de strobe. Una vez aplique tensión, al pulsar cualquier tecla debe producirse un impulso de corta duración (impulso de strobe) en uno de los terminales de salida. Si utiliza un osciloscopio para encontrar este impulso, observará inmediatamente si se trata de un impulso positivo o negativo. Después de haber realizado estas comprobaciones preliminares, podrá utilizar nuestro controlador (o localizador de averías).

Conecte las salidas del teclado al circuito. Mediante el conmutador S1, ponga la entrada de strobe positiva o negativa. Una señal strobe positiva conecta directamente con S1; una negativa, se invierte primero por el transistor T1 como se indica en el circuito.

Cuando se pulsa una tecla se genera un impulso de strobe que dispara el



biestable de 8 etapas IC1. Las señales existentes en las líneas de datos se almacenan en los biestables y las salidas se aplican a IC2, constituido por ocho etapas excitadoras inversoras. Si una de las salidas de los biestables presenta un nivel lógico alto, la salida del excitador correspondiente tendrá un nivel lógico bajo, iluminándose el diodo LED correspondiente. Por el contrario, si a la salida del biestable hay un «0», el LED asociado permanecerá apagado.

Ahora todo lo que se necesita es una tabla del ASCII y las conexiones quedarán inmediatamente clasificadas. Si no dispone de esta tabla, puede encontrarla en el ELEKTOR n.º 42, Noviembre de 1983.

Una observación final: en el caso de teclados que no tengan una salida en en serie, es posible que al pulsar una de las teclas se produzcan una serie de impulsos cuyo nivel sea del orden de ±12 V. Por consiguiente, si no está seguro de si el teclado objeto de prueba tiene sólo una salida en paralelo, compruebe esta circunstancia antes de efectuar su conexión a este dispositivo.

98

señal de muestreo para microprocesador

No todos los microprocesadores están provistos de una entrada WAIT (espera) que permita interrumpir momentáneamente el desarrollo de un programa. El Z80 (que es el que utilizamos para evaluar este circuito) sí la tiene, pero junto al problema de que, cuando se interrumpe el funcionamiento del procesador, no se lleva a cabo la regeneración («refresco») de la RAM dinámica utilizada.

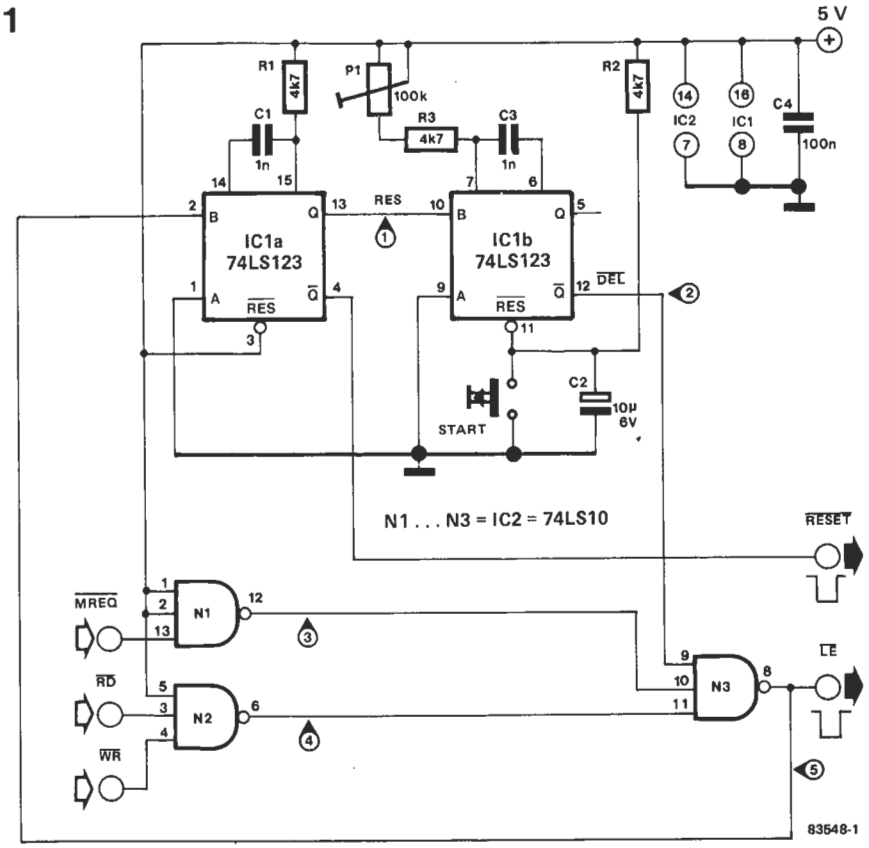
El interés de este circuito es que permite, con la ayuda del «lector de los buses» (circuito n.º 76), averiguar el contenido de los buses de datos y direcciones del sistema objeto de prueba sin detener al procesador.

El programa se ejecuta una vez que enviamos un impulso RESET al procesador (que será de corta duración a fin de dar tiempo a que pierda su contenido la memoria dinámica). Este impulso es suministrado por el multivibrador monoestable IC1a y tiene una duración aproximada de 2 microsegundos. Al mismo tiempo se dispara un segundo monoestable (IC1b); la duración de su impulso es determinada mediante el potenciómetro de 10 vueltas P1. Combinado con las señales MREQ (Memory Request), RD (Read) y WR (Write) del sistema, este último impulso produce la señal LE, que aparece a la salida de N3 transcurrida la constante de tiempo IC1b. LE es la que denominamos «señal de muestreo»; resulta necesaria para el funcionamiento del «lector de los buses» antes citado, puesto que con ella los valores hexadecimales presentes, bajo la forma de códigos binarios, en los buses de direcciones y datos son muestreados y visualizados. La misma señal se envía a la entrada de IC1a, circuito que proporciona automáticamente un impulso RESET al acabar el de LE.

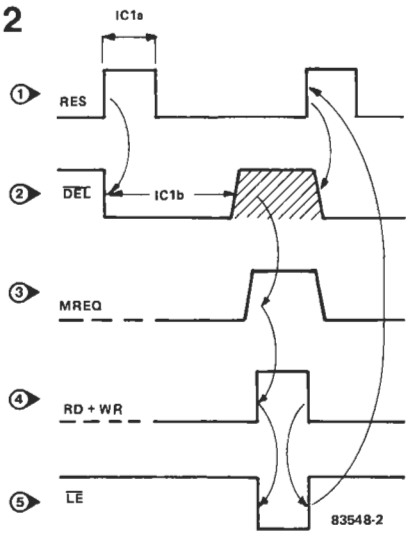
De esta forma, sólo con P1, es posible examinar todos los ciclos de memoria uno tras otro. Este sistema proporciona una fiable lectura de programas que sólo tengan unas pocas decenas de bytes de longitud. Sin embargo, el retardo no es lo suficientemente estable como para que el sistema pueda ser utilizado en programas mayores.

El circuito utiliza las señales RD, WR y MREQ de modo que durante una operación de lectura, o escritura, se realice el muestreo correspondiente. Si sólo se utilizaran RD y MREQ, únicamente se podrían conservar para su examen instrucciones de lectura. Si se emplean WR y MREQ, el muestreo sólo tendrá lugar durante las instrucciones de escritura, y con RD y ML sólo, se limita el acceso del «lector de los buses» a la formación de los códigos de operación. También son posibles otras combinaciones, siempre que no se omita alguna de las señales RD o WR; en efecto, los datos que aparecen en los buses sólo son válidos mientras existan estas señales. Con otros microprocesadores que no sean el Z80 el circuito tendrá que adaptarse a las señales específicas de la C.P.U.

1



2



99

indicador térmico para radiadores

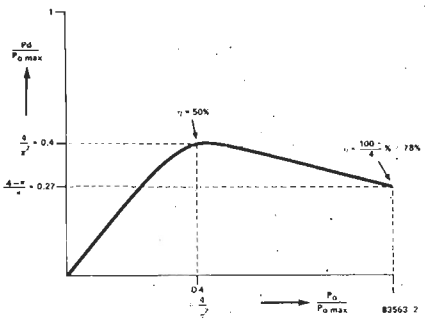
De forma figurada y literal, es posible medir la temperatura del disipador de calor (o radiador) de un amplificador con la ayuda de un dedo húmedo. Si, en el momento del contacto, observa un desprendimiento de vapor, puede decir, sin gran riesgo de equivocarse, que la temperatura del radiador sobrepasa los 100 °C que, por supuesto, es una temperatura nada despreciable. En la figura 1 se muestra cómo medir esta temperatura sin riesgo de quemaduras de tercer grado. El principio utilizado recuerda al de «Semáforo de audio» (ELEKTOR núm. 40, septiembre de 1983). Un diodo LED verde indica que todo va bien y que la temperatura del radiador es inferior a 50 °C; el diodo LED naranja atrae la atención, pues la temperatura del radiador está comprendida entre 50 y 75 °C; el encendido del diodo LED rojo indica la existencia de un peligro cierto si continúa la temperatura de nuestro radiador igual o superior en este caso a los 75 °C.

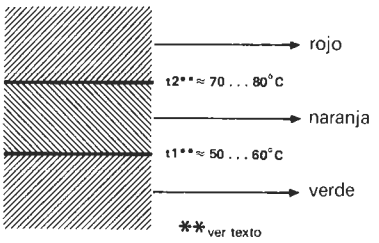
El circuito no es muy complejo: dos diodos zener de un tipo especial, montados en serie, D1 y D2, garantizando una tensión de zener total muy precisa de 5,96 V a 25 °C. Un incremento de la temperatura de 1 °C trae consigo un aumento de 20 mV de la tensión zener total. El valor de la tensión correspondiente a la temperatura del radiador es comparado, por intermedio de IC1 e IC2, con dos tensiones de referencia. Los valores de R2 ... R7 son tales que, para una temperatura igual o superior a 50 °C la salida IC2 se encuentra al al nivel lógico alto; en estas condiciones, conduce T3 y D4 está iluminado, T4 bloqueado y apagado D5.

Si la temperatura alcanza o supera los 75 °C la salida de IC1 pasa al nivel lógico alto. En este supuesto T2 y T3 son conductores: el diodo LED rojo D3 se iluminará y se apagará el LED naranja.

Bajo condiciones de utilización normales, con un radiador de dimensiones correctas, nunca se alcanzará la fatídica temperatura de 75 °C. En la figura 2 se ilustran estas condiciones normales: la disipación de potencia $P_d/P_{o\,max}$ de un amplificador de clase B se expresa en función de la profundidad de modulación $P_o/P_{o\,max}$ (en donde P_o representa la potencia de salida). La gráfica es correcta para una modulación sinusoidal. Hemos despreciado la influencia de la corriente de reposo sobre la disipación. Esta curva permite darnos cuenta de que la temperatura más elevada no se alcanza en la modulación máxima, sino en las proximidades del 40%. A título de información y comparación, en el caso de un amplificador de clase A, la disipación alcanza su máximo al faltar la modulación, mientras que es

2





Lista de componentes

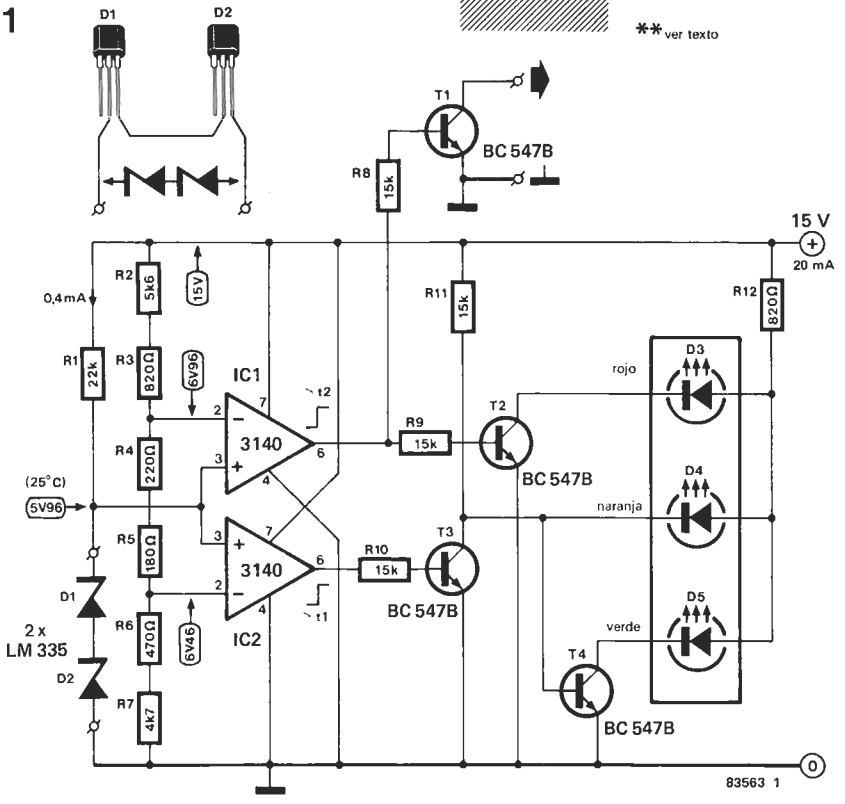
Resistencias:

R1 = 22 k
R2 = 5k6
R3,R12 = 820 Ω
R5 = 180 Ω
R6 = 470 Ω
R7 = 4k7
R8,R9,R10,R11 = 15 k

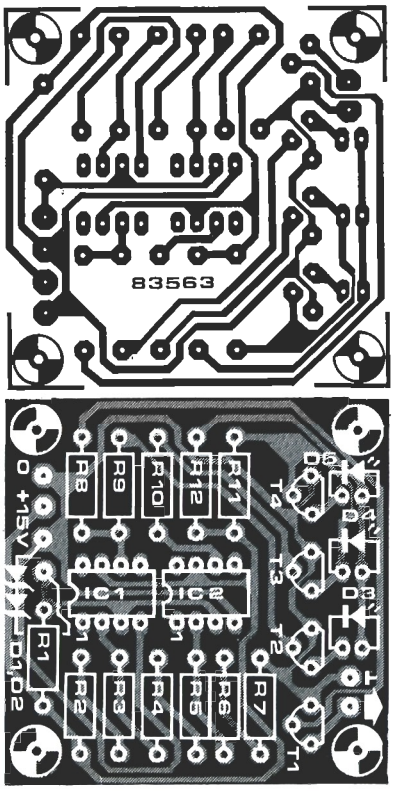
Semiconductores:

D1,D2 = LM335 (National Semiconductor)
D3 = LED rojo 5 mm
D4 = LED naranja 5 mm
D5 = LED verde 5 mm
T1,T2,T3,T4 = BC 547B
IC1,IC2=3140

1



3



mínima cuando la modulación es máxima.
Todo lo anterior se refiere a condiciones de utilización normales. En condiciones anormales, por ejemplo cortocircuitando la salida, la disipación puede crecer en gran medida y, con ella, la temperatura del radiador.
Esta es la razón de ser de T1. Si admitimos que cuando la temperatura del radiador es muy alta se debe a que la carga tiene una impedancia muy pequeña, T1, que conduce cuando la temperatura alcanza o sobrepasa el nivel de 75 °C, desacopla la carga de la salida del amplificador. En efecto, si se conecta el colector de T1 a la base de T5 de los circuitos de temporización y protección de c.c. (ver «Accesorios para el Crescendo, ELEKTOR, núm. 34, marzo de 1983), el relé de control del altavoz se abrirá.
En la figura 3 se da un diseño de circuito impreso concebido para este dispositivo. No debe plantear ningún problema la instalación de los componentes. Los «captadores de temperatura» D1 y D2 deben estar unidos al radiador que han de controlar, con su lado aplanado contra el mismo. No ha de montarlos demasiado juntos y debe tener cuidado en situarlos lo más cerca posible de los transistores de potencia, donde la temperatura es más elevada.
Si desea poder controlar las dos vías de un amplificador estereofónico (para el Crescendo, por ejemplo) será preciso realizar un segundo montaje que comprenda todos o algunos de los componentes de este dispositivo. Por montaje parcial entendemos el que comprende un solo «ejemplar» de D3, D4, D5 y R12; los diodos LED son controlados por transistores montados en paralelo con T4, T3 y T2.
Si lo desea puede modificar los valores de la temperatura para los cuales se iluminan los diodos LED naranja y rojo. Aplicando la fórmula siguiente, se calcula la tensión de referencia de un comparador a partir de la temperatura:

$$U_{ref} = \frac{5960 + 20(t - 25)}{1000}\ V$$

(t se expresa en grados centígrados y U_{ref} en voltios).
Las seis resistencias R2 ... R7 permiten definir con mucha precisión las dos tensiones de referencia. ◀

100 sonda de niveles lógicos

R. Storn

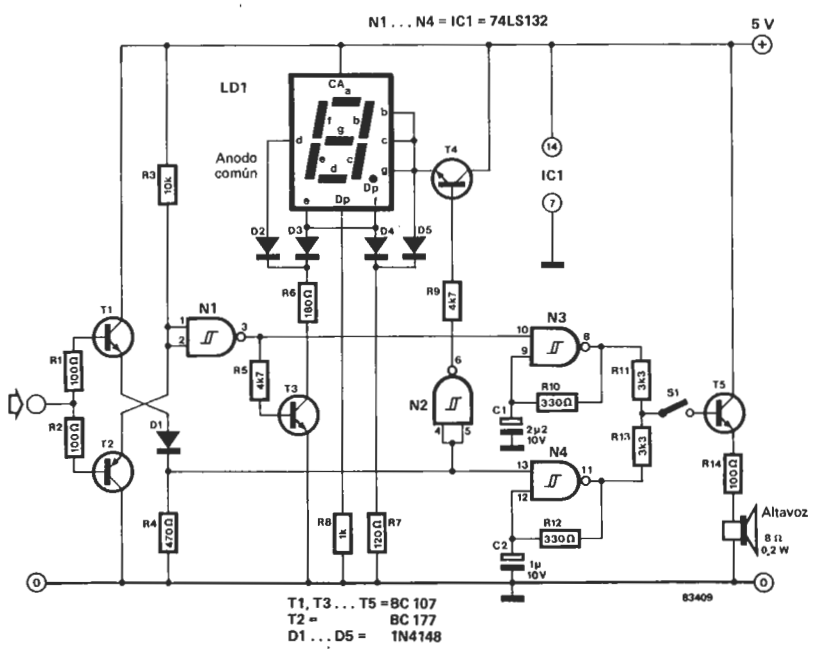
Este dispositivo no es nada nuevo, pero ofrece algunas ventajas, como son la visualización de 7 segmentos —que muestra los niveles altos (H) o bajos (L)— y la indicación sonora mediante un pequeño altavoz. Y todo ello a un precio muy asequible.
Al aplicar la tensión de alimentación se ilumina el punto decimal del visualizador indicando que el dispositivo está preparado para su inmediato uso. Si no fuera así, o si se aplica una señal indefinida a la entrada, el visualizador, aparte del punto decimal, se mantendrá oscuro y el altavoz no emitirá ningún sonido en absoluto. Si la señal de entrada es un nivel lógico bajo, el visualizador muestra el símbolo «L» y el altavoz emite una nota grave. Cuando la señal de entrada es un nivel lógico alto («1»), en el visualizador se presenta una «H» y el altavoz emite una nota que es una octava superior a la correspondiente al nivel lógico bajo.
El funcionamiento del circuito se puede observar a partir del esquema de la figura 1 y la tabla de la verdad de la figura 2. Cuando la señal de entrada es «1» el transistor T1 conduce, llevando la entrada de la puerta N2 por encima del umbral de disparo; la salida da del disparador pasará al nivel lógico bajo («0»). El transistor T2 está cortado, la entrada de la puerta N1 es superior al umbral de disparo y la salida del disparador está pues, también, al nivel lógico bajo. Los dos transistores de conmutación T3 y T4, no conducen y circula una corriente a través de los segmentos correspondiente (b, c, e, f), de los diodos D4 y D5 y de la resistencia R7.
Cuando la señal de entrada es un nivel lógico bajo, T1 no conduce, pero sí lo hace T2. Las tensiones en las entradas de las puertas N1 y N2 son inferiores al umbral de disparo y ambas salidas estarán al nivel lógico alto, conduciendo los transistores T3 y T4; así la tensión de emisor de T4 experimenta una elevación y, por consiguiente, no conducen D4 ni D5. Esto da lugar a que circule una corriente a través de los segmentos d, e y f, de los diodos D2 y D3, de la resistencia R6 y del transistor T3.
Con una señal de entrada no definida (entre 0,8 y 2,15 V) y una entrada en circuito abierto, los dos transistores de entrada están cortados. En estas condiciones la salida de N1 es «0» y la de N2 «1», por lo que no circulará corriente alguna a través de ninguno de los segmentos.
En lo que respecta a la excitación de los dos osciladores basta decir que, durante las entradas de nivel bajo, N3 es excitado por la salida de N1 y, durante las entradas de nivel alto, N4 es excitado directamente por T1. Si lo necesita, el altavoz se puede excitar por medio del interruptor S1. Puede sustituir R10 y R12 por una resistencia de 220 ohmios y un potenciómetro ajustable de 250 ohmios, de modo que el tono se pueda determinar a su gusto particular. ◀

2

Entrada y Visualizador	$U_e/T2 = U_{ent}/N1$	$U_e/T1 = U_{ent}/N2$	Salida N1	Salida N2
no definido	$U_e > U_t$	$U_e < U_t$	0	1
H	$U_e > U_t$	$U_e > U_t$	0	0
L	$U_e < U_t$	$U_e < U_t$	1	1

$U_e = U_{emisor}$
$U_t =$ nivel de disparo

1



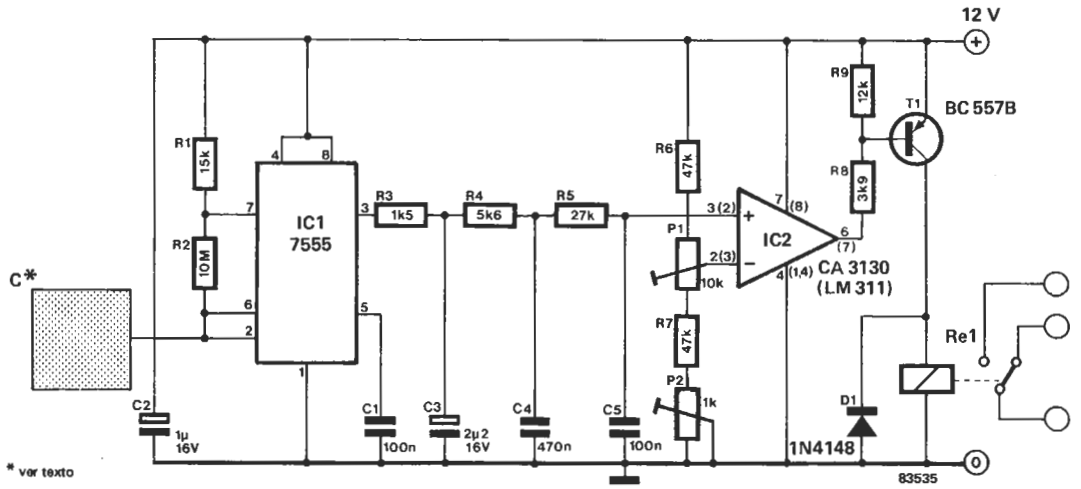
101 conmutador capacitivo

Tomemos una señal de onda cuadrada de una frecuencia dada e integrémosla. Obtendremos una tensión continua media estable. Modifiquemos ahora la frecuencia de esta señal; el valor medio integrado seguirá siendo el mismo pero, en el momento del cambio de frecuencia, se produce un pico de tensión negativo o positivo, debido a la perturbación momentánea de la forma de la onda. Este es el principio en el que se basa el funcionamiento de nuestro conmutador capacitivo.

La capacidad interna de los temporizadores del tipo 555 (ó 7555) les permite oscilar de manera estable. Al añadir un sensor capacitivo tendremos la posibilidad de hacer variar la frecuencia de oscilación.

La integración de la señal cuadrada la realiza, en este caso, la triple red RC, mientras que IC2, montado como comparador (con valor de referencia ajustable), aprovecha los saltos de la tensión integrada para activar y desactivar el relé. De este modo, cuando nos movamos en las proximidades de la placa C el relé se activará, desactivándose si nos mantenemos quietos. Puede parecer un poco rudimentario, pero la idea funciona bien. Para conseguir mejores resultados se podría tomar la señal después de la integración y diferenciar entre impulsos negativos (la frecuencia disminuye cuando aumenta el valor de C al acercarnos al sensor) y positivos (la frecuencia vuelve a aumentar si ya no resulta afectado el sensor), y efectuar la comparación oportuna. Sin este perfeccionamiento el tamaño de la placa sensitiva debe ser suficiente como para que la frecuencia de oscilación alcance varios kHz como mínimo. Si no aplica este artificio, el funcionamiento del circuito puede verse afectado de falsas detecciones. Los ajustes grueso y fino se consiguen con el empleo de los potenciómetros P1 y P2 para reducir el riesgo de una conmutación incorrecta.

Una observación final: los números encerrados entre paréntesis en el esquema corresponden a las patillas que se utilizarían si se empleara un circuito integrado LM311 en lugar del CA3130.



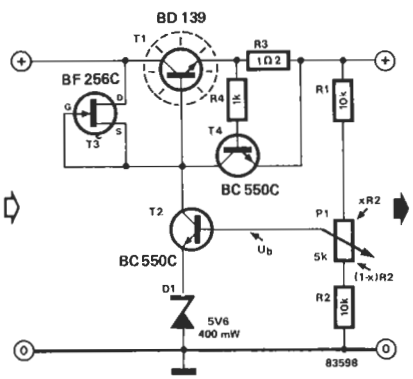
102 regulador para fuentes de alimentación

El precio de las fuentes de alimentación reguladas de alta calidad ha disminuido mucho con la aparición en el mercado de los modernos circuitos integrados. Para muchas aplicaciones, sin embargo, las exigencias no son tan rigurosas y basta con un sencillo regulador como el que describimos en este artículo.

Tabla 1

Relación entre las tensiones de entrada y salida para varias cargas resistivas.

U_i (V)	R_L (Ω)	U_o (V)
15	∞	12.00
	100	11.95
	22	11.72
17	∞	12.02
	100	11.97
	22	11.78
20	∞	12.06
	100	11.66
	22	11.50



Con los valores indicados en el esquema la tensión de salida es de 12 V y la corriente queda limitada a 0,5 A. Para aplicaciones que no exijan una limitación de corriente el circuito puede suministrar hasta 1 A; se podrán omitir, entonces, los componentes limitadores (R3, R4 y T4).

En la tabla 1 se muestra la relación entre la tensión de entrada, la resistencia de carga y la tensión de salida regulada. Con esta tabla puede determinar si la regulación para una aplicación particular es suficiente.

El componente fundamental del regulador, el transistor T1, de baja frecuencia y alta potencia, debe estar provisto de un disipador de calor adecuado. El transistor FET T3 trabaja como una fuente de corriente con una salida máxima de 11 a 18 mA; por supuesto, limita la corriente de base de T1, pero la alternativa hubiera sido una resistencia muy pequeña, lo que

hubiera dado lugar a grandes pérdidas de potencia en condiciones de carga baja. Para asegurar un funcionamiento correcto de T3 la tensión de entrada debe ser, como mínimo, 3 V superior a la de salida; para una regulación óptima le recomendamos una diferencia de 5 V. El circuito de base de T2 es excitado por el divisor de tensión constituido por R1, P1 y R2. Se ajusta P1 de modo que el transistor T2 extraiga una pequeña parte de la corriente suministrada por T3. Cuanto más pequeña sea esta derivación, tanto más eficaz será el control de T1: la tensión de salida será mayor.

Cuando la tensión de salida aumenta también lo hace la de base de T2, con lo que éste conduce más y, por consiguiente, T1 recibe menor corriente de base disminuyendo la tensión de salida. En realidad el equilibrio se recupera de forma casi instantánea. El transistor T4, junto con las resistencias R3 y R4, constituyen un dispositivo de limitación de corriente muy simple: el umbral de limitación viene determinado por los valores de R3 y R4. El principio de funcionamiento es el mismo que el de la regulación: una parte de la corriente de base de T1 es extraída por T4. Puede suprimir estos tres componentes si no quiere la limitación de la corriente de salida; pero, por supuesto, será preciso entonces restablecer el enlace entre el emisor de T1 y la salida (R1). ◀

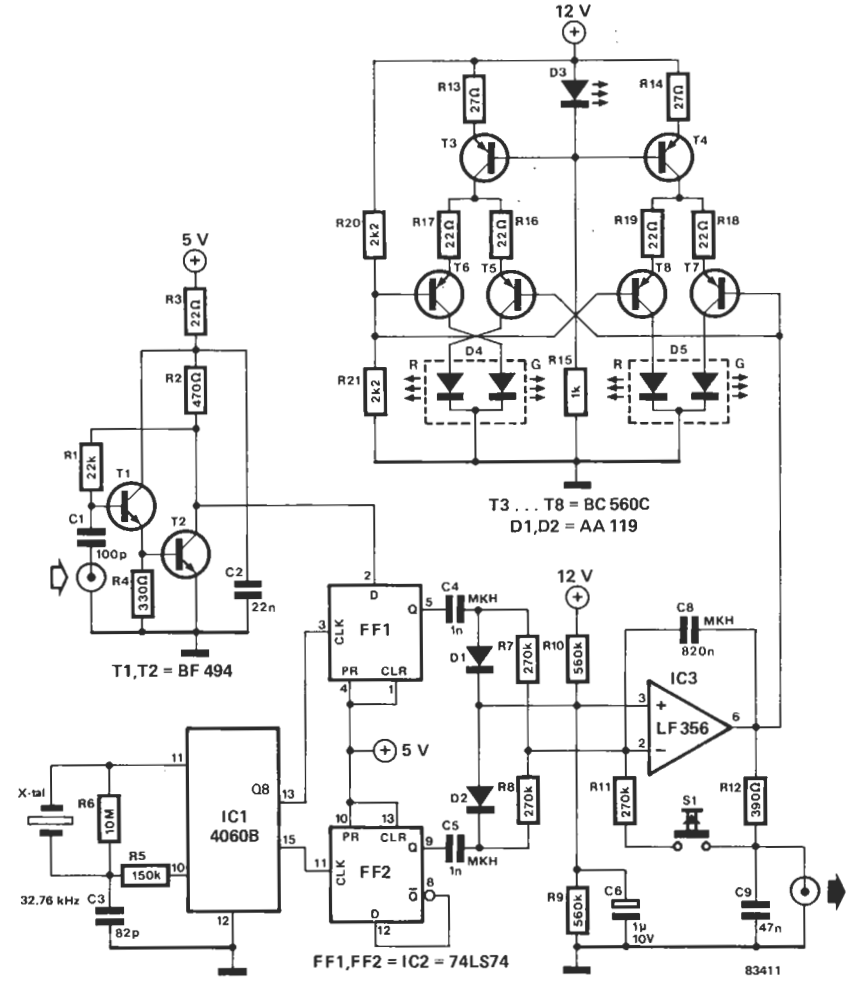
103

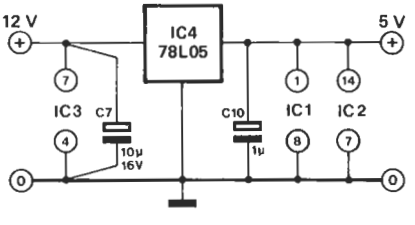
CAF universal

Este control automático de frecuencia (CAF) es adecuado para valores de hasta 100 MHz y para su empleo en generadores de frecuencia, de funciones y en toda clase de receptores.

La señal objeto de control se amplifica primero en dos etapas de transistores, T1 y T2, y luego se aplica a la entrada D del biestable FF1. La entrada de reloj de este multivibrador está conectada a la salida Q8 de IC1 (contador de 14 pasos y oscilador controlado por cristal). La frecuencia del oscilador de IC1 es de 32.768 Hz, de modo que se dispone de una onda cuadrada de 64 Hz de frecuencia ($32.768/2^9=64$) en la salida Q8 (patilla 13). Esta señal se muestrea 64 veces por segundo. El flip-flop FF2 extrae su señal de reloj de la salida Q9 (patilla 15) de IC1 para proporcionar una señal de 16 Hz en su salida Q. Los flancos de bajada de la señal muestreada y los de subida de la de 16 Hz se suman mediante C4, C5, D1, R7 y R8 y el resultado se aplica a la entrada inversora del amplificador operacional IC3.

La entrada no inversora del amplificador operacional y la unión de D1 y D2 se mantienen a una tensión de la de alimentación a través de R9, R10 y C6. IC3 realiza la integración de la diferencia entre las señales de salida de FF1 y FF2. La salida de IC3 se toma a través de un filtro pasa baja (R12, C9) y se puede utilizar para el ajuste fino de la frecuencia del oscilador (por ejemplo, con un Varicap). Con las frecuencias de muestreo y referencia utilizadas, el ajuste fino varía en un margen de ±16 Hz. La separación entre los dos márgenes es siempre de 64 Hz. El control automático de la frecuencia (CAF) ajusta siempre la frecuencia del oscilador al



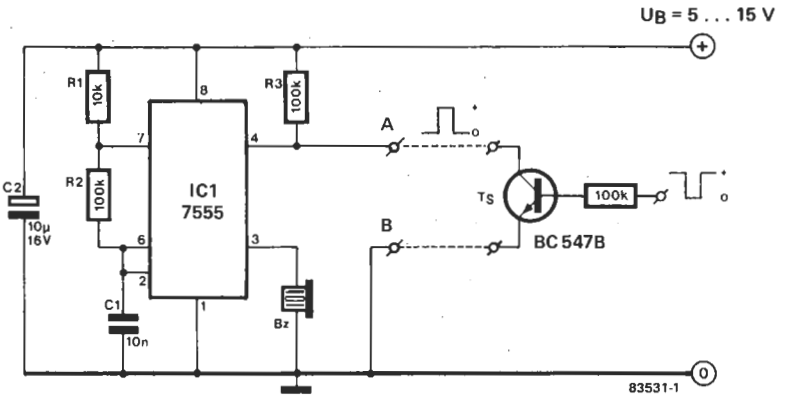


múltiplo más próximo de 64 Hz. Una vez regulada la frecuencia su estabilidad será mejor que 1 Hz.

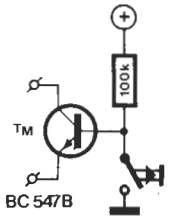
Un indicador, constituido por T3 ... T8, está conectado también a la salida de IC3. T3 y T4 hacen de fuentes de corriente, mientras que el diodo LED D3 proporciona la tensión de referencia. Las salidas de las fuentes de corriente están aplicadas a dos comparadores (T5/T6 y T7/T8), cada uno de los cuales lleva conectado un diodo LED de dos colores. La tensión de salida de IC3 se compara con la mitad de la tensión de alimentación (a la que están conectados T6 y T8) por medio de T5 y de T7. Si es inferior, es decir, si la frecuencia del oscilador es demasiado alta, la sección roja del diodo LED D4 y la verde del D5 se iluminan. Cuando la frecuencia del oscilador es demasiado baja, se iluminan la sección verde de D4 y la roja de D5. Cuando la tensión de salida de IC3 sea exactamente igual a la mitad de la tensión de la alimentación y, por consiguiente, la frecuencia del oscilador sea la correcta, se iluminarán los dos LEDs con un color naranja/amarillo. Cuando tengan exactamente el mismo color, el CAF estará perfectamente centrado. De esta forma disponemos de una indicación muy precisa y de gran sensibilidad. ◀

104

tecla «sonora»



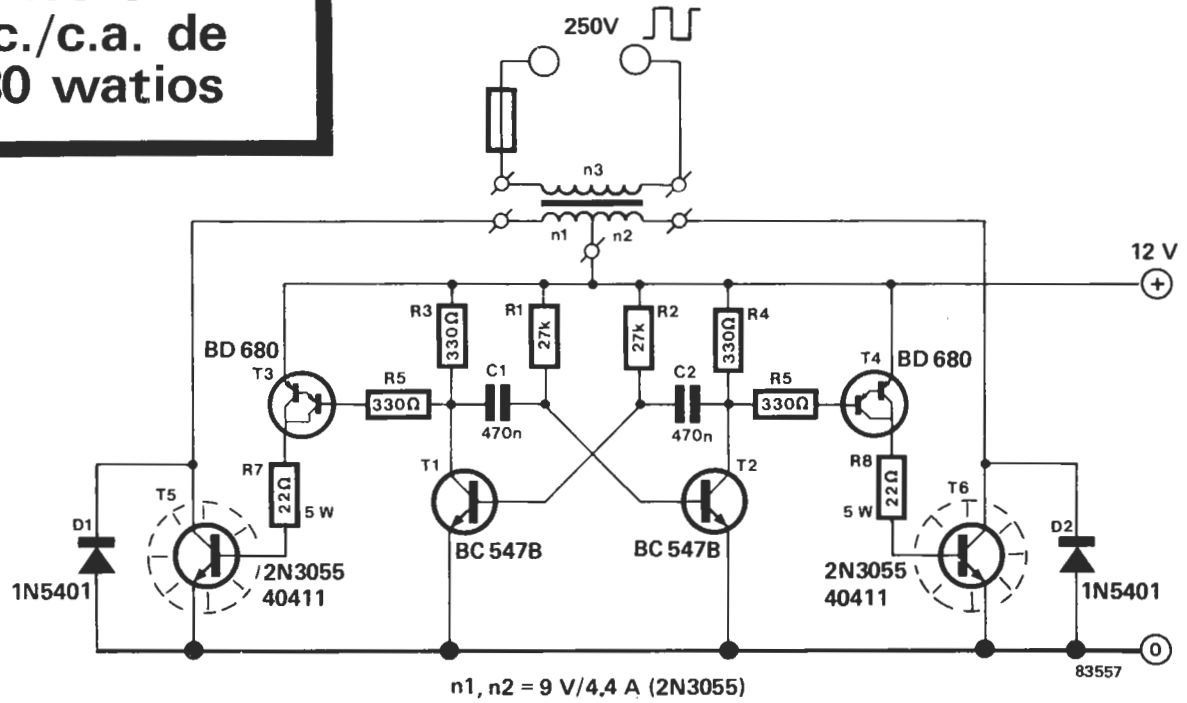
Hay muchas situaciones en las que una indicación sonora de la pulsación de una tecla sería de gran utilidad. Dos casos particulares: una tecla morse, en donde, de no ser así, resultará imposible saber si la señal se ha enviado, y un teclado ASCII.
Nuestro dispositivo se basa en un circuito integrado temporizador 7555 (versión CMOS del conocido 555), conectado como multivibrador astable (MVA). Su salida es una onda cuadrada con una frecuencia de unos 700 Hz que se utiliza para excitar un pequeño zumbador. El circuito no podrá oscilar si la patilla 4 del integrado se lleva a 0 V o, dicho de otro modo, si se cortocircuitan los puntos A y B



del esquema. Cada vez que pulse la tecla se origina un sonido, con lo que se hace innecesario examinar de forma continua la pantalla para comprobar si hemos pulsado o no lo suficiente. No se preocupe si piensa aplicarlo en un teclado ASCII: sólo necesita una indicación acústica para el teclado y no una para cada tecla. El circuito se puede controlar por medio de un impulso de strobe que puede, por supuesto, ser un nivel lógico alto o uno bajo. Si se trata de un «1» se puede conectar directamente al punto A. Si, por el contrario, es un «0» el transistor T_S tendrá que conectarse entre los puntos A y B. La salida strobe se lleva entonces directamente a la base de este transistor.
Si el circuito va a utilizarse con una tecla morse, la etapa del transistor T_M será necesaria. El emisor y el colector del transistor están conectados a los puntos A y B y la tecla está situada entre su base y el punto de 0 V. ◀

105

convertidor c.c./c.a. de 180 watios

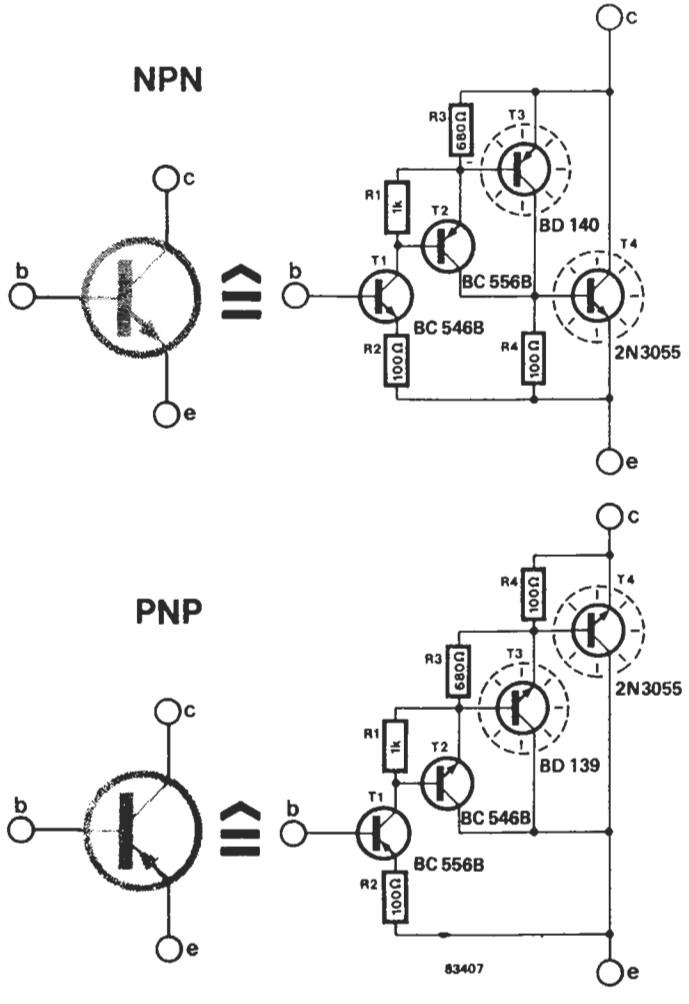


n1, n2 = 9 V/4,4 A (2N3055)
n1, n2 = 9 V/8.8 A (40411)

Se trata de un convertidor portátil, concebido para funcionar con una batería de acumuladores de plomo de 12 V. Tanto en un automóvil, como en un barco o caravana, este dispositivo proporciona una alimentación de 220 V de corriente alterna, adecuada para la alimentación de luces, soldadores o pequeñas herramientas eléctricas de todo tipo. Sólo necesita 6 transistores, un transformador y algunos condensadores y resistencias. El multivibrador astable (MVA), constituido por los transistores T1 y T2, proporciona una onda cuadrada con una frecuencia de unos 50 Hz. Como T1 y T2 conducen de forma alternada, las etapas de salida también trabajan en «push-pull». Cuando conduce T1 circula una corriente a través de T3; éste activa T5, que conecta una mitad del devanado secundario del transformador de red (Tr) a través de la batería de 12 V. Si conduce T2, el transistor T6 conmuta la otra mitad del transformador a través de la batería. Si utiliza transistores RCA 40411 en las etapas de salida, la corriente a través del devanado secundario puede ser de hasta 10 A, lo que da una potencia de salida posible de 180 W; si son 2N3055 la potencia de salida será de unos 90 W. Habida cuenta de que los transistores se llevan a saturación, deben montarse provistos de disipadores de calor muy grandes (con aletas de 100 mm de altura). Si emplea un transformador de red toroidal, el convertidor puede quedar muy compacto.
Lamentablemente, la sencillez y el alto rendimiento de este convertidor se «pagan» con una forma de onda más cuadrada que sinusoidal. Además, al no existir un regulador, la tensión de salida depende mucho de la carga e, incluso con cargas bajas, puede llegar a superar los 200 V de c.a. Estos inconvenientes no plantean ningún problema con pequeños aparatos eléctricos pero, cuando se trabaja con fresadoras con control de velocidad electrónico o con reguladores de intensidad de luz, pueden provocar un funcionamiento imperfecto, puesto que están concebidos para trabajar solamente con ondas sinusoidales. Le aconsejamos encarecidamente que no trate de hacer funcionar aparatos de televisión en color, de vídeo o equipos de alta fidelidad con este convertidor... si no quiere arriesgarse a perderlos demasiado pronto.

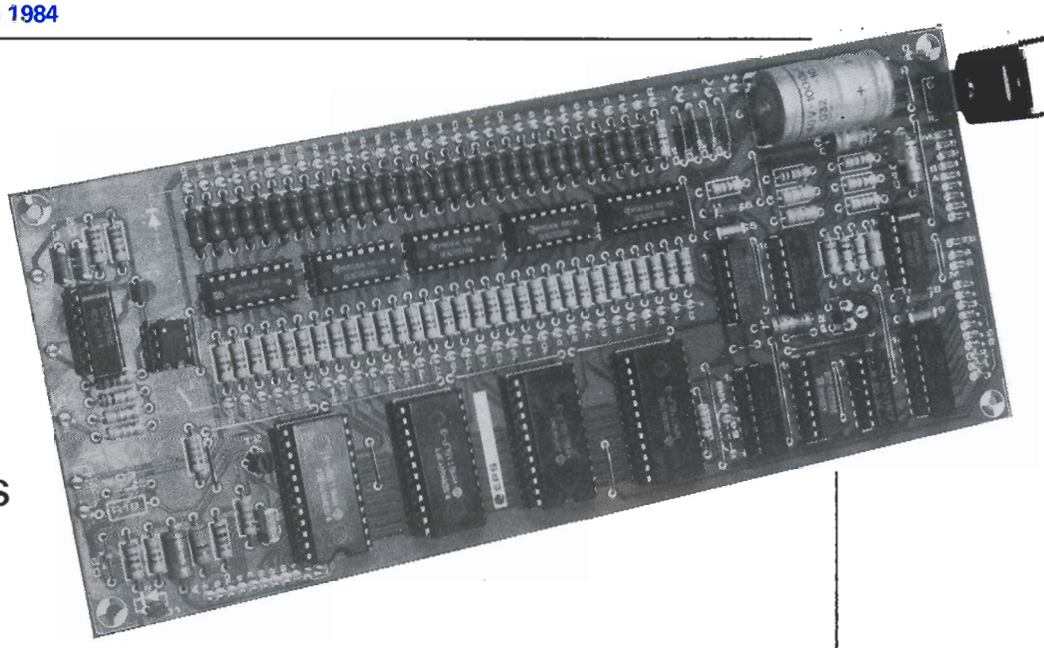
106 montajes darlington con el 2N3055

Puede suceder que necesite en algún momento un transistor con unas características que pudiéramos calificar de «extraterrestres»: tensión de colector, corriente, disipación y ganancia de corriente muy cercanas a los límites teóricos. Basta pensar en la regulación en serie (o en paralelo) de una alimentación estabilizada o, más simple, en la etapa de potencia de un amplificador. Un transistor por sí solo es incapaz de alcanzar tales objetivos: la mayor parte de los transistores de potencia tienen una ganancia pequeña en corriente continua y alterna (h_{FE} y h_{fe}, respectivamente), pero «la unión hace la fuerza» y una combinación de varios transistores puede hacer posible lo «imposible». Según la disposición que elija puede simular el comportamiento de un transistor NPN o PNP.
En el amplificador de 40 W que presentamos en este número (artículo 78), hemos utilizado una combinación doble, NPN y PNP, con tres transistores cada una. En el esquema adjunto utilizamos cuatro. En realidad importa poco que la combinación, bien NPN o PNP, tenga 3 ó 4 transistores, puesto que el «caballo de batalla» sigue siendo el inefable 2N3055.



El empleo de los transistores T1 ... T3 permite la obtención de una ganancia muy elevada (función de los valores de R1, R3 y R4): una evaluación moderada ofrece un resultado mínimo de 500.000 para h_{FE} y h_{fe}. Los otros máximos están muy cerca de los límites conocidos y admisibles del 2N3055: disipación mázima de 115 W (a 25 °C), V_{CE} máxima de 60 V y corriente de colector mázima de 15 A. La tensión de saturación de la combinación NPN es de unos 2 voltios y la correspondiente a la PNP de 3.

un panel luminoso con hasta 32 programas en memoria



disco light

Para conseguir un buen ambiente «discotequero» es preciso reunir tres ingredientes esenciales: un torrente ininterrumpido de música adecuada, juegos de luces deslumbrantes y, por supuesto, las personas que gustan de ese ambiente. Para que se oiga la música no hay problema, pues basta con una buena y potente cadena de alta fidelidad. Los juegos de luces ya son otra cosa y, a veces, exigen cierta especialización. Por ello les proponemos este conjunto programable, con grandes prestaciones, y en el que hemos cuidado al máximo la relación calidad/precio.

Los juegos de luces no son patrimonio exclusivo de las discotecas. Los podemos encontrar en la calle, en los escaparates y en las partes más insospechadas (hasta en el propio hogar). La competencia es feroz y para atraer la atención de cualquier persona hay que aportar mucho ingenio creativo.
No puede negarse que cuanto más atractivo resulte un juego de luces, tanto más complejo tenderá a ser el sistema electrónico correspondiente, sobre todo si las lámparas son alimentadas por la red. Es un inconveniente que hay que aceptar y que nos debe servir como acicate para obtener el máximo partido posible del diseño multiplicando sus pobilidades. Por ello hemos conbebido un sistema de fácil expansión, que le permita satisfacer las apetencias de su imaginación, con medios de visualización completamente programables. Los cambios en la programación se pueden realizar en cualquier momento, simplemente accionando conmutadores (sin cambiar los circuitos integrados). El circuito posee también su propia memoria, que permite guardar hasta 32 programas diferentes.
Hay muchas otras características que sitúan a este juego de luces en una posición privilegiada respecto a la mayoría, incluyendo los modelos comerciales más modernos. Vamos a darles una lista, que no agota todas sus excelencias, para «abrir boca»:

- Completamente programable por el usuario en cualquier momento.
- Capacidad para memorizar 32 programas.
- Posibilidad de controlar hasta 30 canales.
- La selección del programa puede hacerse de forma manual o completamente automática.
- Los programas pueden ejecutarse a 8 velocidades diferentes.
- Dos formas posibles de organizar la memoria:
  — 16 programas de 128 pasos cada uno, o
  — 32 programas de 64 pasos.

1

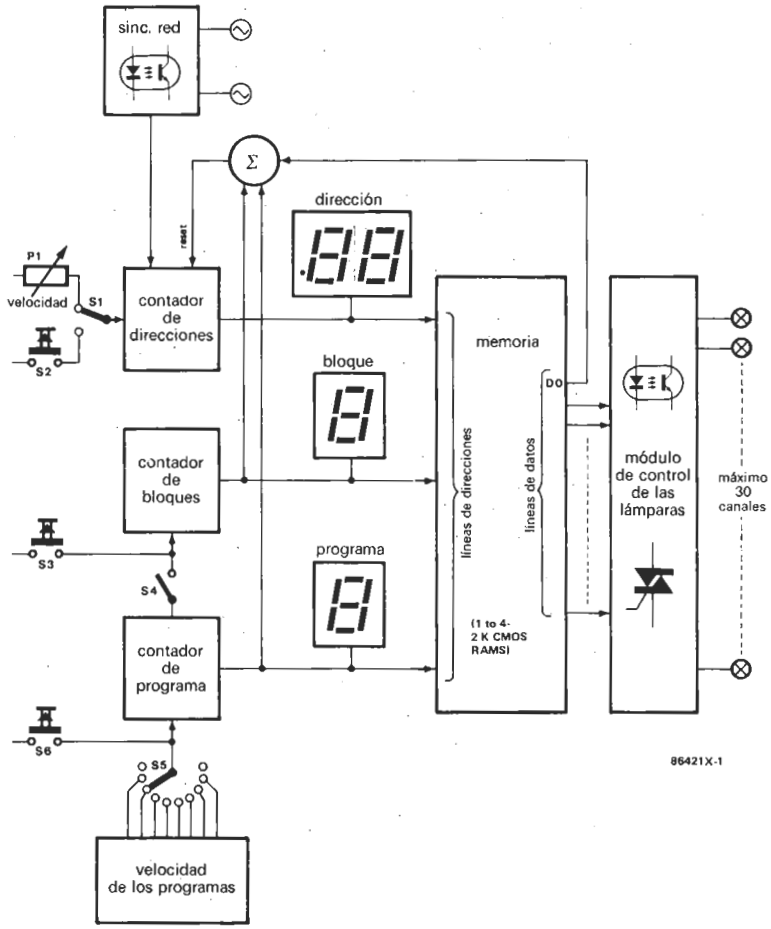


Figura 1. Diagrama de bloques del visualizador programable para luces de discoteca. La capacidad de la memoria la determina el usuario.

- Longitud variable de los programas.
- Alimentación de reserva en caso de corte del suministro de la red (para conservar los programas en memoria).
- Control de la elección, cambio y desarrollo de los programas mediante visualizadores de 7 segmentos.
- Optoaislamiento de la red.
- La conmutación de las lámparas se efectúa en el paso por cero de la onda de la red.
- La disposición y combinación de las lámparas se deja a la iniciativa del usuario; una configuración matricial, por ejemplo, hace posible una presentación de... ¡225 lámparas!
- La programación no exige ningún conocimiento especial.
- El montaje es sencillo, aunque no sea usted un «manitas».
- El coste del conjunto es moderado y es posible adaptarlo a sus deseos y medios... a cada momento. ¿Qué más se puede pedir?

2

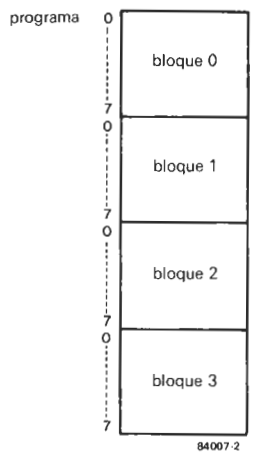


Figura 2. La estructura de la memoria permite elegir entre secuencias de 128 ó 64 pasos distribuidos en cuatro bloques para facilitar el rápido acceso a cualquier programa.

Funciones

S1: A – MODO EJECUCION
A – MODO PASO A PASO (PROGRAMACION)
S2: INCREMENTO contador de direcciones
S3: INCREMENTO BLOQUE (+1)
S4: INCREMENTO DE BLOQUES AUTOMATICO ON/OFF
S5: TIEMPO DE EJECUCION DEL PROGRAMA en minutos
S6: CAMBIO DE PROGRAMA (+1)
S7: ESCRITURA DE DATOS
S8: AUTORIZACION DE LA ESCRITURA
S9: Interruptor de red
S10: Interruptor de REPOSICION (RESET)
S11 . . . S40: Interruptores de DATOS
P1: Control de la velocidad de ejecución

3

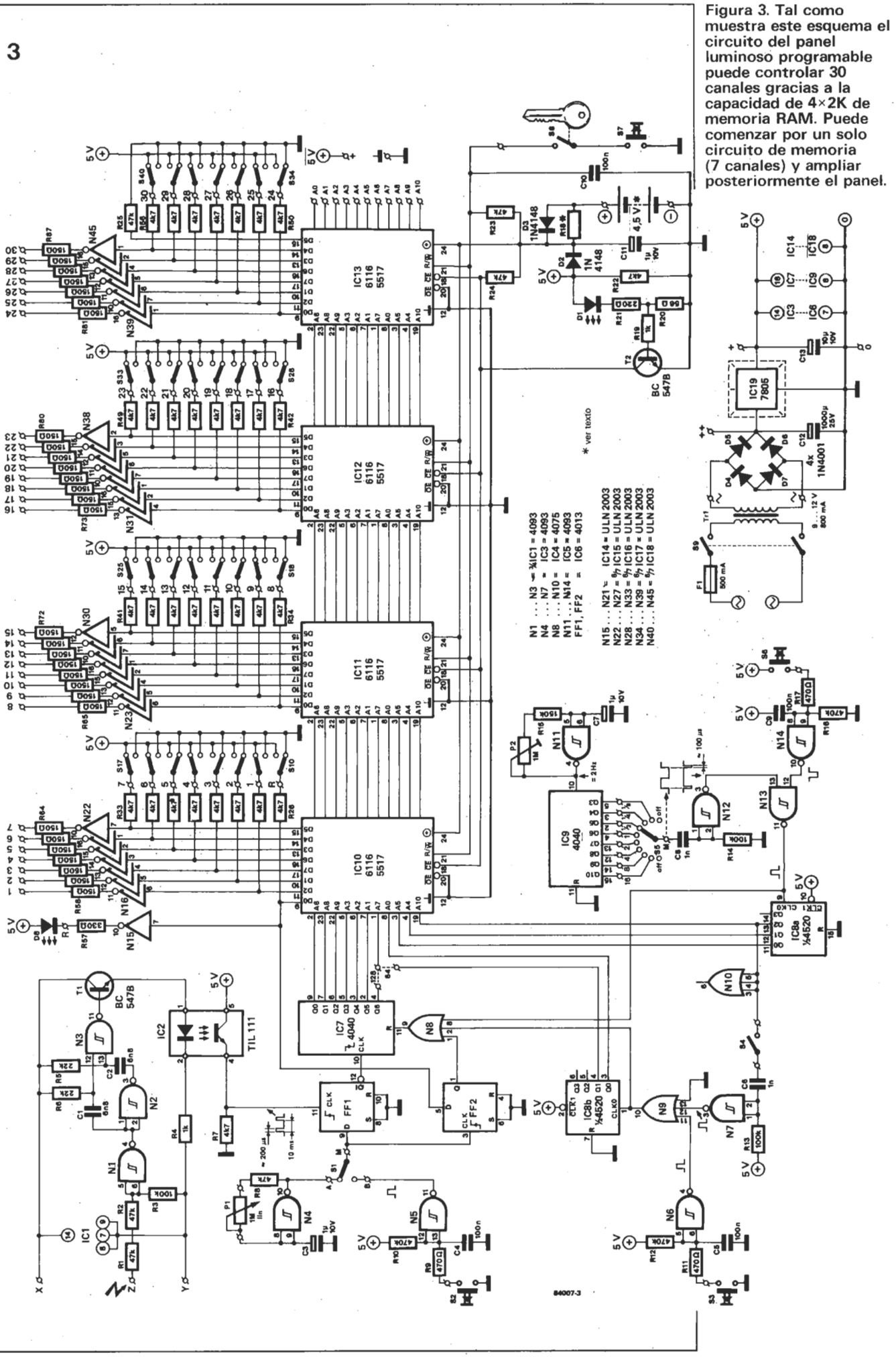


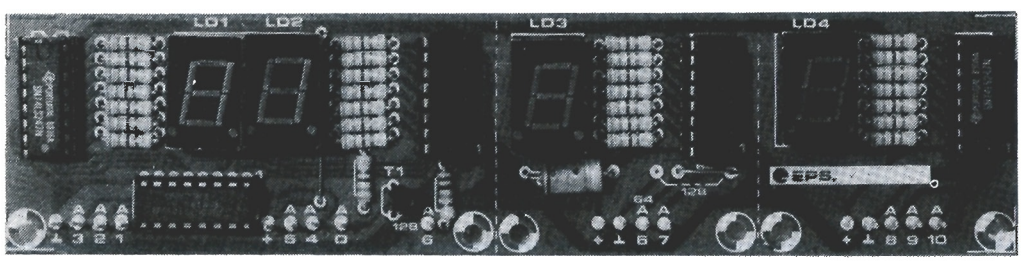
Figura 3. Tal como muestra este esquema el circuito del panel luminoso programable puede controlar 30 canales gracias a la capacidad de 4×2K de memoria RAM. Puede comenzar por un solo circuito de memoria (7 canales) y ampliar posteriormente el panel.

Principios básicos

Aquellos lectores que hayan echado un rápido vistazo a este artículo antes de leerlo seguramente estarán asustados ante la complejidad del esquema de la figura 3. Esta impresión, sin embargo, sólo es una «ilusión óptica», un producto de la primera ojeada, como podemos probar con la ayuda del diagrama de bloques de la figura 1.
Puesto que es la memoria la que conserva toda la información, ella será la «niña mimada» del circuito y todos los demás «bloques» estarán relacionados con ella y, hasta cierto punto, supeditados. Su estructura se detalla en la figura 2. Observará que está dividida en bloques o «bancos» (2 ó 4, dependiendo de la capacidad de memoria deseada), cada uno de los cuales está dividido a su vez en 8 programas. Este sencillo método permite dividir la memoria total en programas de longitud razonable y proporciona un medio excelente de encontrar con rapidez cualquier programa dado (sobre todo si los contadores de programas y de bloques tienen salidas de lectura a visualizadores de 7 segmentos). El contador de direcciones, como su propio nombre indica, muestra la dirección de aquella parte del programa que se está ejecutando. Evidentemente, lo mismo puede decirse de los contadores de bloques y de programas.
El bloque «sincronización con la red» (sinc. red en la figura 1) tiene la función, a la vez sencilla y complicada, de proporcionar una señal de sincronización de 50 Hz. ¡Vaya tontería!, habrá pensado. Pues no, ya que también se encarga de sincronizar esta señal con los pasos por cero de la onda de la red; así elimina la necesidad de los detectores de paso por cero que suelen ir asociados con cada triac de conmutación de lámparas en el interface de visualización. Asimismo, puesto que el reloj está sincronizado con el paso por cero de la red, todos los cambios a la salida de la memoria se producirán siempre en el mismo punto: las lámparas se encienden y apagan en el instante de paso por cero.
Este dispositivo resulta indispensable si queremos evitar las interferencias de forma que los triacs sean disparados en el momento de paso por cero de la onda de la red.
Una observación antes de continuar: el diseño de la placa de circuito impreso para el módulo de control de las lámparas no aparece en este artículo, aunque, por supuesto, tiene espacio reservado en ELEKTOR del próximo mes de octubre.

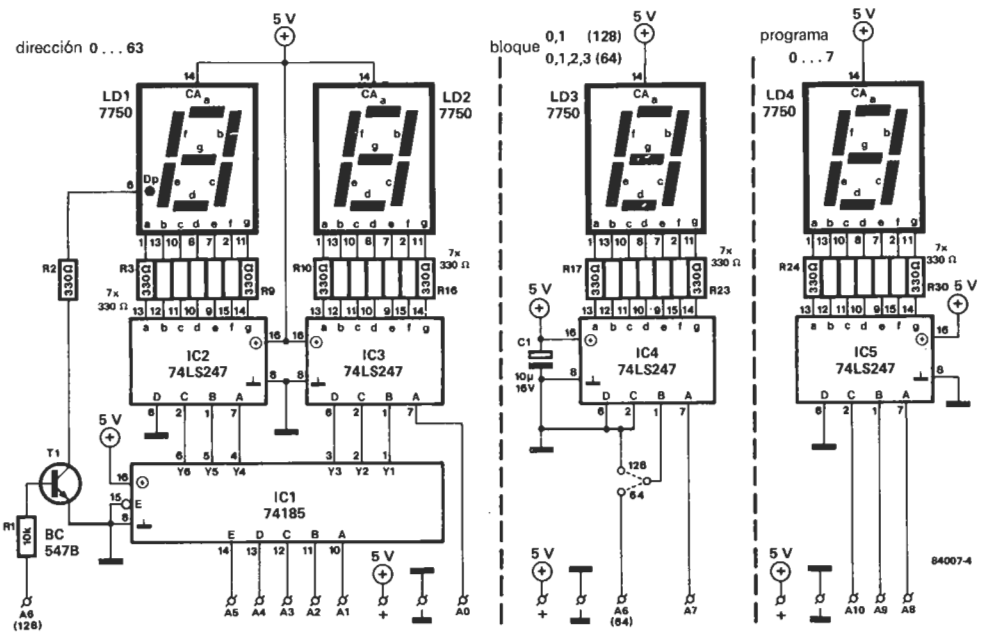
El circuito

El circuito de sincronización antes citado está basado en el circuito integrado IC1 (puertas N1...N3), como se puede observar en la parte superior izquierda de la figura 3. La alimentación de la red está presente entre los terminales X y Z; se aplica a N1 a través de un divisor de tensión constituido por las resistencias R1...R3. Las entradas de N1 contienen dos diodos que recortan la forma de la onda de red para lograr una onda cuadrada cuya amplitud sea igual que el valor de la tensión de alimentación de IC1.
Las entradas de N3 reciben las señales de salida de N1 y N2 después de su paso a través de las redes diferenciadoras C1/R5 y C2/R6, que se comportan como filtros pasa baja. La salida resultante de N3 es un impulso de unos 200 µs a cada paso por cero de la frecuencia de la red. Este impulso se dirige, mediante T1, al optoacoplador IC2 que lo transmite a la entrada de reloj del biestable FF1. De este modo aseguramos que la parte del circuito unida a la red esté galvánicamente aislada del resto. Por esta misma razón la tensión X-Y para la etapa detectora se deriva del panel de control de los triacs.
IC7 es el contador de direcciones de la memoria. Incrementa el valor de la dirección cada vez que aparece un impulso de reloj en su patilla 10. Esta señal de reloj es generada por un oscilador, basado en N4, cuya frecuencia se regula mediante P1; su señal se aplica a la entrada de datos del biestable FF1 (temporizado por la señal de sincronización con la red como vimos anteriormente) antes de llevarla a IC7. Puede ver que esta combinación no permite que se incremente el contador de direcciones mas que en el momento de paso por cero de la onda de la red. El conmutador S1 permite conectar la entrada de datos de FF1 a la salida de N5; así el usuario puede controlar el modo «paso a paso» mediante S2. Este modo de control es indispensable para la programación. El avance «manual» puede sustituirse por el automático simplemente girando S1.
Una de las dos mitades de IC8 (IC8a) constituye el contador de programas, cuyo ciclo recorre continuamente del 0 al 7 (8 pasos). Es temporizado por IC9, que proporciona 8 tiempos de ejecución de los programas diferentes (desde 7,5 segundos a 16 minutos) que el usuario elige por medio de S5. El pulsador S6 permite saltar de un programa a otro sin tener que esperar a que finalice el conteo efectuado



disco light

4



por IC9. Cuando S5 está en una de sus dos posiciones OFF, el programa que se está ejecutando se repetirá mientras no se cambie con S6.

La otra mitad de IC8 (IC8b) es el contador de bloques que, dependiendo del tamaño del programa, efectúa continuamente una cuenta de dos o cuatro pasos; también se puede alterar manualmente por medio del pulsador S3. Para conseguir un funcionamiento completamente automático, es decir, un ciclo continuo a través de todos los programas de la memoria, el conmutador S4 se cierra; así, al llegar al último programa de cada bloque este contador se incrementará en 1. Observe que los dos contadores están interconectados a través de una puerta OR (N8). Con esto logramos que cada vez que uno de los dos contadores se actualice, el contador de direcciones se reinicialice a cero; al fin y al cabo, lo normal es que un nuevo programa comience por el principio.

Volvamos ahora a la memoria propiamente dicha. En la figura mostramos cuatro memorias RAM CMOS (IC10...IC13) con una capacidad de 2K cada una. En condiciones normales están en el modo de «lectura»: la dirección, determinada por los contadores de bloques, programas y direcciones, determina el estado de las salidas DØ...D7 y, vía N16...N45, la información que llega a los triacs. La línea R/$\overline{W}$ (la raya horizontal colocada sobre la W indica que en el modo de escritura el nivel lógico activo es el bajo) de todos los circuitos de memoria está al nivel lógico alto (lectura) por medio de R23. Para pasar al modo de escritura, es decir, para programar o modificar la memoria, es preciso que esta línea pase al nivel lógico bajo, lo que se consigue cuando S7 y S8 están cerrados. Este último interruptor es aconsejable controlarlo mediante una llave o cualquier otro dispositivo de seguridad análogo, con el fin de impedir que puedan realizar cambios en la memoria personas no autorizadas. Cómo y cuándo usar S7 lo comentaremos después.

La alimentación de los circuitos integrados de memoria se toma de la línea de +5 V (regulador integrado IC19) a través del diodo D2. Cuando esta tensión falla se sustituye por la de una pila o acumulador (a través de D3) con lo que se garantiza la conservación de los datos contenidos en la memoria; al mismo tiempo se lleva al nivel lógico alto la lína $\overline{CE}$ de la memoria. Así inhibimos las salidas de IC10...IC13, de modo que la corriente que absorben sea considerablemente más débil. En estas condiciones una simple pila es capaz de proporcionar la alimentación durante años. Sin embargo, recomendamos que la cambie aproximadamente una vez por año si quiere mantener sus programas. También puede utilizar 3 acumuladores de níquel-cadmio (3×1,2 V) cuya recarga está asegurada por R18 (270 ohmios). Esta resistencia debe omitirse si emplea una pila seca.

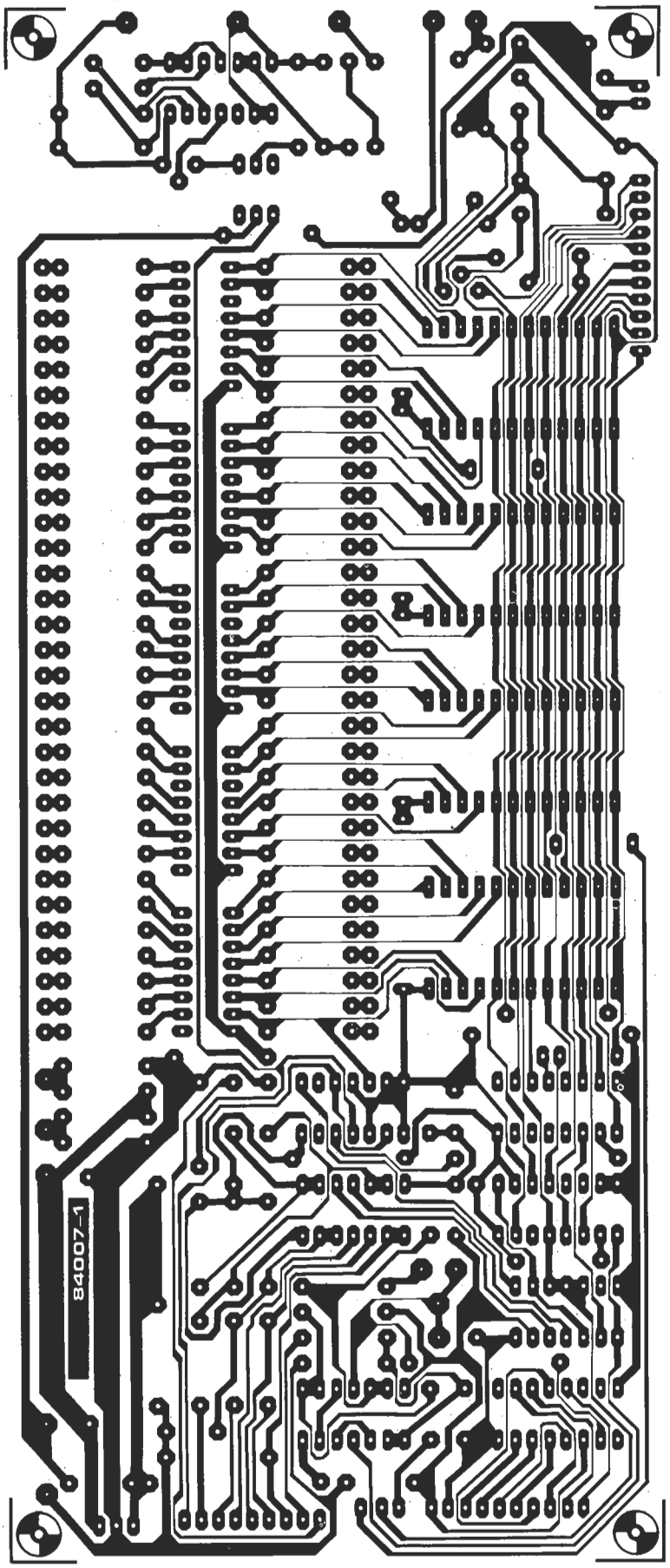
Además de a los tampones N16...N45 que dirigen los datos hacia los circuitos de control de las lámparas, las líneas de datos están también conectadas a las resistencias R26...R56 a través de los conmutadores inversores S10...S40. En el modo de «escritura» estos interruptores permiten programar el dato a memorizar en la dirección momentáneamente visualizada.

La línea D0 de IC10 merece un comentario particular. Como ya dijimos una secuencia puede constar de 64 ó 128 pasos. Pero no es necesario utilizar hasta el último todos estos pasos. Si desea un programa más corto basta poner la línea D0 de IC10 al nivel lógico alto con la dirección correspondiente al final de la secuencia que se acaba de programar. Al ejecutar el programa la aparición de este nivel lógico alto provoca la puesta a cero del contador de dirección, a través de FF2 y de N8.

Figura 4. Diagrama del circuito de visualización. Las líneas de direcciones deben estar conectadas a las de igual nombre del circuito principal. Cuando se usan secuencias de 128 pasos, A6 se aplica a R1 y se instala el puente correspondiente entre la patilla 1 de IC4 y la masa. En la versión de 64 pasos, se aplica A6 a la patilla 1 de IC4.

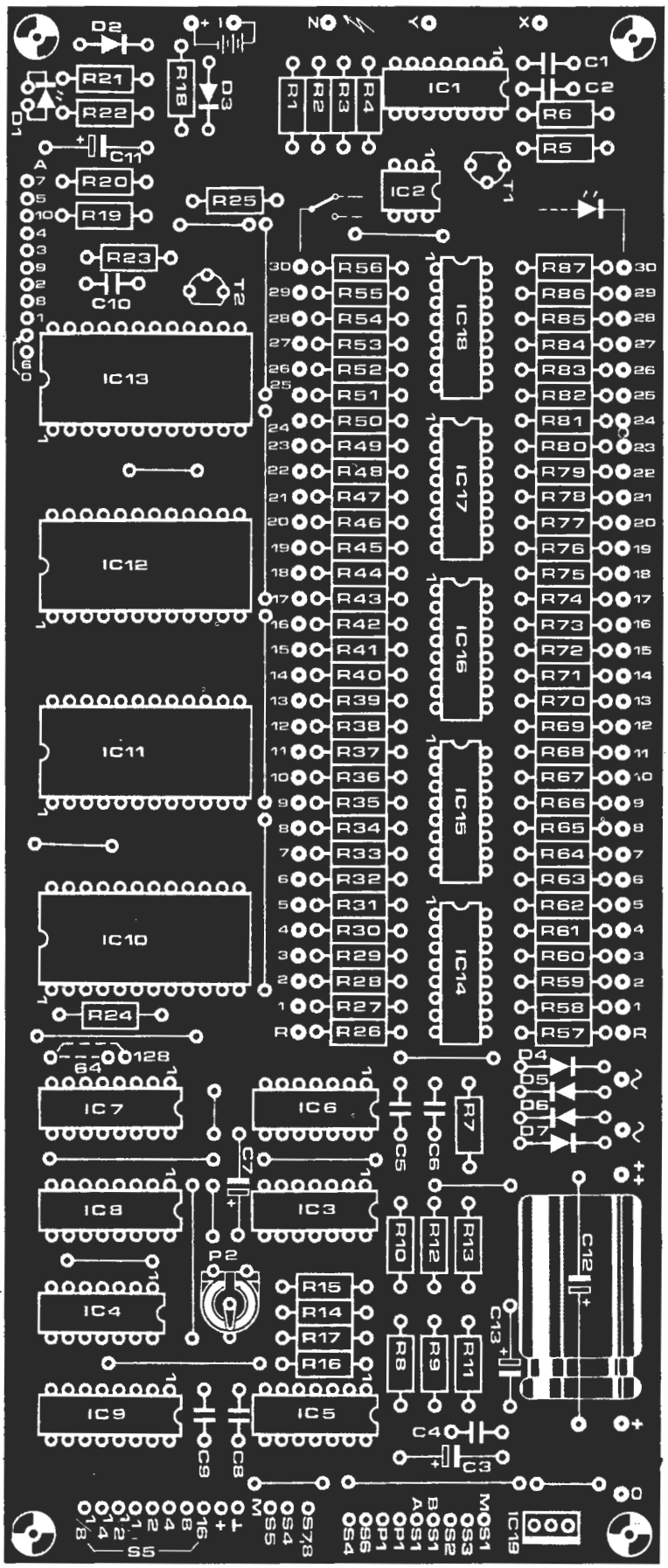
Máximo n.º de canales	Circuitos integr. necesarios
7	10-14-15
15	10-11-14-15-16
23	10-11-12-13-14-15-16-17
30	10-11-12-13-14-15-16-17-18

Figura 5. Disposición de los componentes y diseño de la placa de circuito impreso para el circuito de la figura 3.



Este impulso de inicialización no está sincronizado con la alternancia de la onda de la red pero, como aparece al finalizar un programa, no produce interferencias considerables. Al producirse enciende el diodo LED D8 que, de este modo, indica el final de la secuencia. El programa volverá entonces al comienzo.
El circuito de visualización aparece en la figura 4; el trazado de la placa de circuito impreso correspondiente es el de la figura 6. Las líneas

disco light



Lista de componentes

Resistencias:

R1, R2, R8,
R23...R25 = 47 k
R3, R13, R14 = 100 k
R4, R19 = 1 k
R5, R6 = 22 k
R7, R22 = 4k7
R9, R11, R17 = 470 Ω
R10, R12, R16 = 470 k
R15 = 150 k
R18 = ver texto
R20 = 56 Ω
R21 = 220 Ω
R26...R56 = 4k7
R57 = 330 Ω
R58...R87 = 150 Ω
P1 = 1 M lineal
P2 = 1 M ajustable

Condensadores:

C1, C2 = 6n8
C3, C7, C11 = 1 µ/10 V
C4, C5, C9, C10 = 100 n
C6, C8 = 1 n
C12 = 1000 µ/25 V
C13 = 10 µ/10 V

Semiconductores:

T1, T2 = BC 547B
D1 = LED
D2, D3 = 1N4148
D4...D7 = 1N4001
D8 = LED
Opcionales: 30 LEDs para control de los canales
IC1, IC3, IC5 = 4093
IC2 ÑTIL 111
IC4 = 4075
IC6 = 4013
IC7, IC9 = 4040
IC8 = 4520
IC10...IC13 = 6116 o 5517
IC14...IC18 = ULN 2003
IC19 = 7805

Varios:

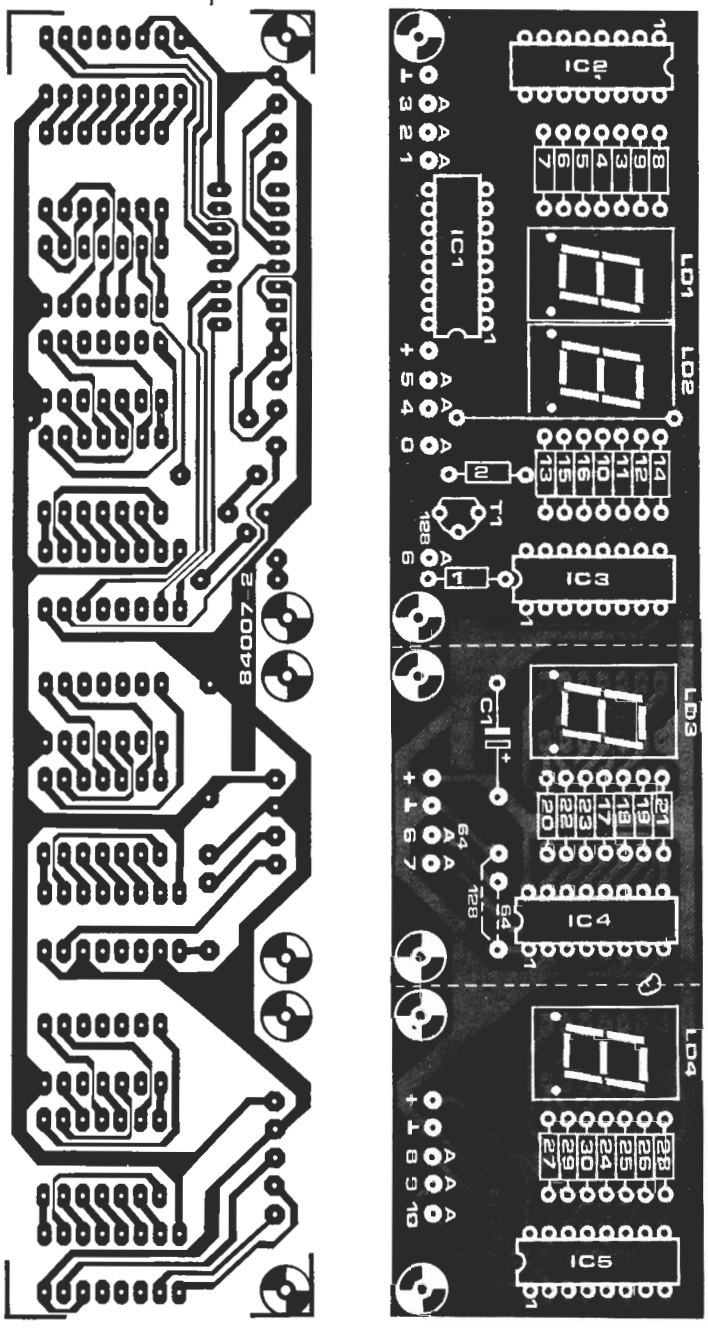
S1 = interruptor simple de dos posiciones
S2, S3, S6, S7 = pulsadores
S4 = interruptor monopolar
S5 = conmutador rotativo de 12 posiciones
S8 = interruptor monopolar de seguridad
S9 = interruptor bipolar de red
S10...S40 = interruptor simple de dos posiciones
Tr1 = transformador de red; 9...12 V, 800 mA en el secundario
Batería de 4,5 V
F1 = fusible lento de 500 mA
Disipador de calor para el IC19 (SK13, KL 105)
Placa de circuito impreso 84007-1

de dirección AØ...A1Ø corresponden a las de igual nombre del circuito de la figura 3. El transistor T1 asegura el encendido del punto decimal del LD1 cuando la longitud de una secuencia es superior a 64 pasos.

Programación

Cuando conectamos el circuito por primera vez la memoria sólo contiene datos sin inte-

6



Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 10 k/1/8 W
R2 . . . R30 = 330 Ω/1/8 W

Condensadores:

C1 = 10 µ/16 V

Semiconductores:

T1 = BC 547B
IC1 = 74185
IC2 . . . IC5 = 74LS247
LD1 . . . LD4 = 7750
Placa de circuito impreso 84007-2

rés. Será misión nuestra introducir los datos correspondientes a las configuraciones que deseamos conseguir.
Las secuencias dependerán, obviamente, del contenido de la memoria y del formato elegido (64 ó 128 pasos). La memoria en toda su extensión permitirá disponer de 30 canales (lámparas) que pueden colocarse en la disposición que quiera: circular, rectangular, de matriz para alfanuméricos (¡letras y números, oiga!)... Una vez elegida la configuración del display, el tamaño del programa y hechas las conexiones de A6 que indicaremos en «montaje» puede comenzar la programación, pero antes... nos parece indispensable proceder a un estudio «sobre papel» del desarrollo de las secuencias y de su sucesión.
Para ajustar P2, ponga el conmutador S5 en la posición «1/2» (que significa «medio minuto») y corrija la posición del cursor de P2 hasta que el visualizador de programas cambie de estado cada 30 segundos. A continuación, sitúe S1 en la posición «B» para la programación (modo paso a paso), S4 abierto, S5 en la posición «OFF», S8 cerrado y pulse S3 y S6 hasta encontrar el programa y bloque deseados. La dirección visualizada debe ser «00»; en caso contrario, hay que seguir accionando S3 y S6.
Para conseguir una configuración dada empleamos los conmutadores inversores S10...S40. A cada conmutador inversor en la posición de +5 V corresponde una lámpara encendida; si está unido a «masa» la misma lámpara estará ahora apagada. S10 en la posición de +5 V indica, como vimos, el final de la secuencia. ¿Nos va siguiendo? Para escribir los datos así fijados en la memoria, basta pulsar S7. Cuando se libera, las líneas de datos vuelven a ser salidas y la configuración programada aparece en los diodos LED de control (no representados en este caso). A continuación, pulse S2 para pasar a la siguiente dirección o, si ha cometido un error, vuelva a accionar S7 después de efectuar la corrección oportuna. Para encontrar un programa anterior es preciso «dar la vuelta» al bloque accionando S6 hasta lograr la secuencia buscada. Esto es lo que deberá hacer si descubre que ha introducido un dato erróneo... después de pulsar S2: localice el comienzo del programa con 56, la dirección con S2, corrija el dato, pulse y siga.
Al acabar la programación de una secuencia que cuente menos pasos que la capacidad máxima (64 ó 128) es preciso conectar S10 a +5 V con la última dirección, una vez escrito el dato (mejor) o con la siguiente dirección (peor), de manera que la línea D0 de IC10 pase al nivel lógico alto, y accionar S7.
Cuando termine la programación no olvide abrir el interruptor S8, si no, es posible que, al poner el aparato en marcha, en lugar de sus elaborados efectos luminosos obtenga... una deshilachada sucesión de encendidos y apagados ¡Nada bueno para el «ego»!
Durante la programación no permanezca temeroso de cometer un error. Es fácil corregirlo: no hay que reprogramar toda la memoria, sino tan sólo la línea que lo contiene. Esto, claro está, si no ha ocurrido una «debacle». En este caso no diga nada y... cierre la puerta antes de continuar.
Es posible incluir retrasos y acelerones en los programas repitiendo, o dejando de hacerlo, la misma línea varias veces, pero requiere una cierta experiencia aprovechar este efecto sin perder de vista la longitud del programa.
Cuando esté en un programa de más de 64 pasos deberá entender el significado del punto decimal de LD1. Como el contador sólo cuenta de 0 a 63 al exceder este paso volvería a comenzar desde 0; entonces se ilumina el punto decimal señalando que estamos en la «2.ª mitad».
Puede ocurrir que al aumentar el tiempo de ejecución (menos resistencia de P1) se observen saltos o detenciones en la marcha del programa. Esto es debido a que la frecuencia de N4 es demasiado alta respecto a la de los pasos por cero. Como los niveles de disparo de cada 4093 son distintos no podemos asegurarles si se va a encontrar o no con este problema. Para solucionarlo basta «jugar» con los valores de P1, R8 y C3.
Si una vez todo listo para funcionar, conecta el circuito y ni luces, ni LEDs, ni nada... controle el pánico. O, al menos, antes de dejarse

llevar por él pulse S6 (un programa será colocado desde su comienzo). Alea jacta est.

Montaje

Si se utilizan las placas de circuito impreso ilustradas en las figuras 5 y 6 la construcción de la parte electrónica no debe plantear ninguna dificultad. Sin embargo, antes de poner manos a la obra debe tomar una decisión sobre la apariencia final. Nos referimos, en particular, a la placa de visualización a diodos LED que puede dividirse en tres secciones separadas. Lo hemos hecho así para permitir la máxima flexibilidad del diseño considerando que algunos de entre ustedes pueden desear montar este controlador de visualización aprovechando un equipo ya existente. La placa de circuito impreso completa, mostrada en la figura 6, se adapta al diseño del panel frontal sugerido en la figura 7.

Después de completar el montaje (sin olvidar los dos enlaces para la longitud del programa) debe interconectar las dos placas. esto puede realizarse mediante pequeños trozos de hilo de conexión o, si lo prefiere, con cable plano de cinta. Todas las líneas de dirección mencionadas en el circuito de visualización se deben conectar a sus homónimas del circuito principal excepto A6. Esta se conectará al punto marcado A6 en la placa de LD1 y LD2 cuando se elige la programación con 128 pasos por secuencia (realizando además el puente entre la patilla 1 de IC4 y masa) y al mismo punto de la placa de LD3 (ver figura 4) cuando se opta por secuencias cortas (64 pasos).

A la espera de que publiquemos los módulos de control de las lámparas puede ir colocando una red de diodos LED de control. Los cátodos están conectados cada uno a una de las salidas 1...30 para canales. El ánodo común de estos diodos LED debe conectarse al punto «++» de la misma tarjeta principal (encima del regulador IC19).

Posteriormente, los diodos LED de control se colocarán en serie con los optoacopladores instalados en la tarjeta de control de las lámparas. Pero como todavía no dispone de esta debe colocar un dispositivo de limitación de corriente provisional si quiere ir haciendo pruebas ya. Se trata de los dos diodos IN4001 instalados en serie con la línea de alimentación y el ánodo común de los LEDs de control. La tensión directa de los diodos LED utilizados debe ser de 1,6 V. Cuando esté colocado el módulo de control de las lámparas, si quiere suprimir los diodos LED de control debe sustituir, como veremos en el artículo prometido, las resistencias de limitación de corriente R58...R87 por otras de 330 ohmios.

La alimentación del circuito de sincronización con la red se extrae de la tarjeta de control de los triacs; de momemto, nos las arreglaremos de otro modo alimentando dicho circuito desde la placa principal: el punto X ha de conectarse al +, el Y al 0 (dicho de otro modo, X e Y a los bornes de C12) y el Z se conecta a una de las salidas del arrollamiento secundario del transformador (terminales n de la placa principal). Tenga muy presente que estos enlaces se deberán suprimir más tarde... pero este es un punto sobre el que tendremos ocasión de volver en el próximo artículo.

Para concluir por ahora, un último consejo: coloque IC19 en un pequeño radiador.

7

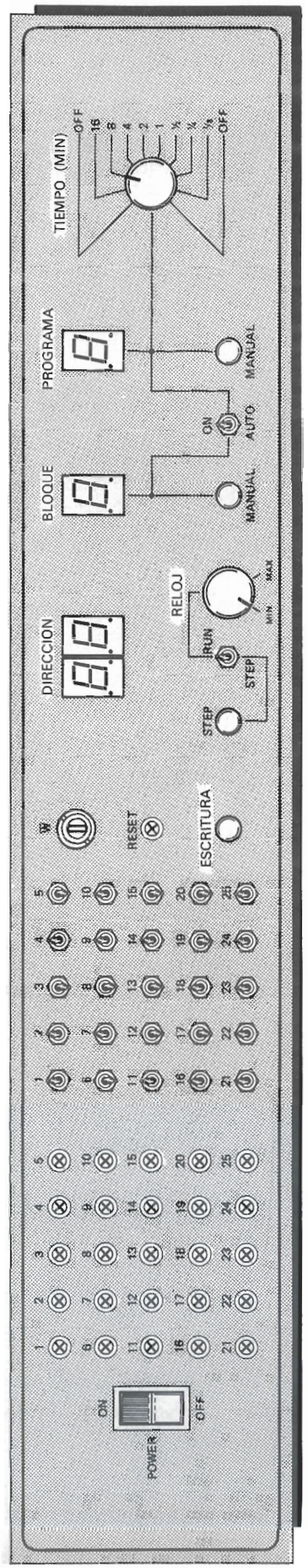


Figura 6. La placa del circuito impreso para los contadores de direcciones, de programas y de bloques se puede dividir en tres partes si lo prefiere. En este caso, será preciso establecer los enlaces de alimentación por triplicado.

Figura 7. Posible diseño de un panel frontal de 19 pulgadas (483 mm) para el juego de luces programable para discotecas. Este panel se adapta a la placa de circuito impreso completa de la figura 6.



quién y donde

Establecimientos de electrónica distribuidores* de elektor

ALICANTE
Azimut Electrónica. San Ignacio de Loyola, 23. Teléf. 965/20 54 73
ECO. Padre Mariana, 46. Teléf.: 965/20 45 85.

ASTURIAS
Gijón
Electrónica Mercurio. Uria, 21.
Oviedo
Sonytel. Fray Ceferino, 36. Teléf. 985/28 93 49.

ALMERIA
Sonytel. Hermanos Machado, 8. Teléf. 951/22 48 08.

BADAJOZ
Sonytel. Avda. Villanueva, 16. Teléf. 924/23 32 78.
Mérida
Electrofoto. Los Alamos, 6.

BALEARES
Mahón
Electrónica Menorca. Miguel de Veri, 50. Teléf. 971/36 60 58.

BARCELONA
Berengueras. Diputación, 219. Teléf. 93/323 36 51.
***Diotronic.** Conde Borrell, 108. Teléf. 93/254 45 30.
Electronics. Diputación, 173. Teléf. 93/253 92 50.
Guibernau. Sepúlveda, 104. Teléf. 93/223 49 12.
Metro Electrónica. Sepúlveda, 106. Teléf. 93/224 38 32.
***Radio OHM.** Muntaner, 57. Teléf. 93/253 86 96.
Onda Radio. Gran Vía, 581. Teléf. 93/254 47 08.
***Radio Wat.** Paseo de Gracia, 126-130. Teléf. 93/218 24 47.
***Sum. Elec. Solé.** Muntaner, 14. Teléf. 93/323 13 08.
Granollers
Suministros electrónicos Joma. Joan Prim, 122, Tarafa, 3. Teléf. 93/849 08 18.
Igualada
Electrónica Milan. Alba, 22. 93/803 69 62.
Vic
Electrónica Sauquet. Guillerias, 10. Teléf. 93/886 39 75.
Sum. Elec. Telstar. Narcis Verdaguer i Ballis, 10. Teléf. 93/885 07 44.
Villafranca del Penedés
Sum. Elec. Solé. Luna, 8. Teléf. 93/892 27 62.
Radio Computer Center. Ctra. Igualada, 21. Teléf. 93/892 06 36.
Sabadell
Creus Electrónica. Horta Novella, 128. Teléf. 93/725 85 68.
Microtronic. Calvet de la estrella, 53. Teléf. 93/710 70 00

BURGOS
Electroson. Conde Don Sancho, 6. Teléf.: 947/22 70 12.

CADIZ
Valmar. Ciudad de Santander, 8. Teléf. 956/28 10 69
Algeciras
Delta Radio. Ctra. Málaga, 17. Teléf. 956/66 11 87.

CASTELLON
Casa Pruñomosa. Gobernador B. de Castro. 4. Teléf. 964/22 03 05
I G Electrónica. San Roque, 33. Teléf. 964/21 01 23

CORDOBA
Sonytel. Arfe, 3. Teléf. 957/23 45 74.

LA CORUÑA
Sonytel. Avda. Arteijo, 4. Teléf. 981/25 99 02.
Cetronic. Palomar, 2, bajo. Teléf. 981/27 26 54.
El Ferrol
Sonytel. José A. P. de Rivera, 37. Teléf. 981/35 30 28.
Cetronic, S.L. Rubalcava, 54. Teléf. 981/31 81 79.

GERONA
Sum. Elec. Solé. Santa Eugenia, 59. Teléf. 972/21 24 16.
Zener Electrónica. Zaragoza, 11. Teléf. 972/20 93 68.
Electrónica F. G. Carmen, 31 bajos. Teléf. 972/21 60 09.

GRANADA
Sonytel. Manuel de Falla, 3. Teléf. 958/25 03 51.

GUIPUZCOA San Sebastián
Santos del Valle. Mariano Tabuyo, 13. Teléf. 943/27 36 65.

JAEN
Ubeda
Mabril Radio. José Antonio, 16. Teléf. 953/75 10 43.

LAS PALMAS
Radio TV Alamo. Arco, 36. Teléf. 928/24 42 13

LEON
Ponferrada
Electroson. P.° Facultad de Veterinaria, 15. Teléf.: 987/20 95 08.
Radio Díez. Av. Portugal, 95. Teléf. 987/41 29 53.

LERIDA
Electrónica Virgili. Unión, 6. Teléf. 973/22 46 48.

LUGO
Sonytel. Ronda G. P. Rivera, 30. Teléf. 962/21 72 13.

MADRID
***Actrón.** Maudes, 15. Teléf. 91/254 68 03.
Cosesa. Barquillo, 25. Teléf. 91/222 69 49.
Electrocolor. Pinzón, 42. Teléf. 91/461 07 11.
Electrokit Moncloa. Gaztambide, 48. Teléf. 91/449 30 06.
Electrónica Cruz. Cruz, 19. Teléf. 91/222 83 65.
***Electrónica Lugo.** Barquillo, 40. Teléf. 91/419 87 51-42.
Electrónica Luvi. Vizcaya, 6. Teléf. 91/230 44 84.
Esmaes. Oca, 41. Teléf. 91/461 90 27.
EST. Oca, 40. Teléf. 91/461 43 07.
Esel. Embajadores, 138. Teléf. 91/473 74 82.
Galitronic. Galileo, 27. Teléf. 91/447 16 90
Palco. José del Hierro, 44. Teléf. 91/267 16 90.
Radio Electra. Esteban Collantes, 37. Teléf. 91/407 29 52.
Radio Electra. Hortaleza, 6 y 9.
Sandoval. Sandoval, 4. Teléf. 91/445 18 33.
Sonytel. Paseo de las Delicias, 97. Teléf. 91/227 52 06.
Valtran. Jorge Juan, 77.
Viloga. Componentes Electrónicos. Bustos, 9. Teléf. 91/251 83 81.

MALAGA
Sonytel. Salitre, 13. Teléf. 952/34 02 47

ORENSE
Sonytel. Concejo, 11. Teléf. 988/24 26 95.

PAMPLONA
Natronic, S.A. Aralar, 17. Teléf. 948/24 75 84.

PONTEVEDRA
Sonytel. Salvador Moreno, 27. Teléf. 986/85 82 72.
Vigo
Electrosón. Venezuela, 32. Teléf. 986/42 18 10.
Sonytel. Gran Vía, 52. Teléf. 986/41 08 24.

SALAMANCA
Anteco. Paseo Canalejas, 12. Teléf. 923/24 20 01

SEVILLA
***Indutrónica.** Aniceto Sáinz, 30. Teléf. 954/37 01 48

TARRAGONA
Sum. Elec. Solé. Cronista Sesse, 3. Teléf. 977/22 27 20.
Electrónica Virgili. Nueva San Pablo, 3. Teléf. 977/21 56 76.
Reus
Electrónica Virgili. Dr. Gimbernat, 19-21. Teléf. 977/31 19 42.

VALLADOLID
Electrosón. General Almirante, 6. Teléf. 983/33 10 85.
Sonytel. León, 2. Teléf. 983/35 25 80.
ECO. San Blas, 5. Teléf. 983/25 15 81

VALENCIA
Radio Cetra, S.L. Micer Mascó, 12. Teléf. 96/360 03 99.
***Vimax Electrónica.** Albacete, 54. Teléf. 96/325 58 36
Cespedes Comp. Electrónicos. San Jacinto, 6. Teléf. 96/370 35 81

VIZCAYA (Bilbao)
Electrosón. Alameda de Urquijo, 71. Teléf. 94/41 23 66.
***Micro Componentes Elec.** Joaquín Zuazagoitia, 9. Teléf. 94/441 02 89
Radio Rhin. Alameda de Urquijo, 32. Teléf. 94/443 15 50
ZARAGOZA
Comercial Elec. Goya. Av. Goya, 83-85.
Sonytel. Corona de Aragón, 21. Teléf. 976/35 48 12.
AESA Sum. Electrónicos. Pedro Cerbuna, 9. Teléf. 976/35 11 62

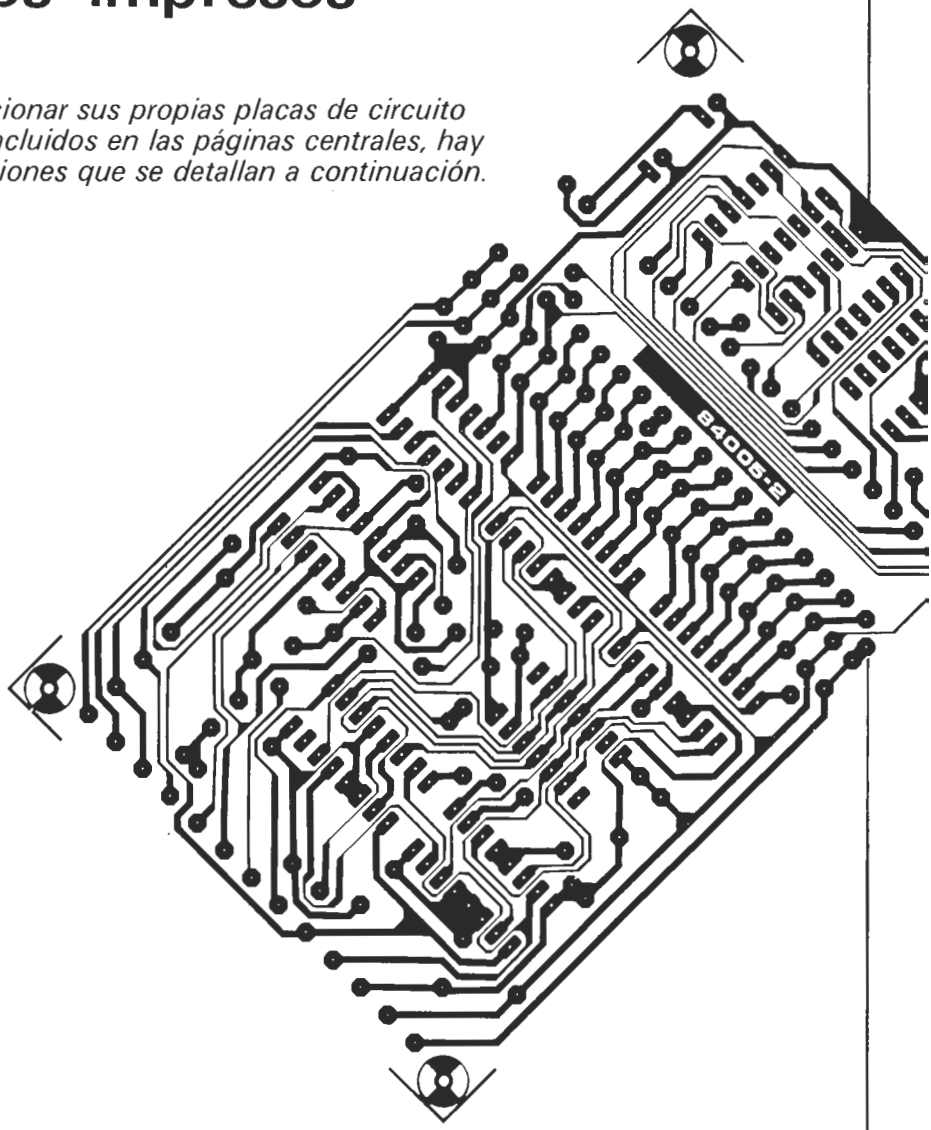
Los establecimientos marcados con * distribuyen también las placas de circuito impreso del servicio EPS.

índice temático

Título	Número de artículo
Audio, vídeo y música	
Amplificador de potencia 10 W/2 Ω	93
Amplificador de 40 W	78
Amplificador microfónico con ajuste de tonalidad	95
Amplificador PDM para automóviles	12
Diapasón de 44 Hz	10
Generador de tensión escalonada	6
Indicador de fiebre circuital	59
Indicador térmico para radiadores	99
Mezclador simple	82
Minicomprensor	90
Programación para sintetizadores	87
Termómetro para disipadores de calor	64
Automóvil	
Climatización automática para automóviles	55
Para automovilistas olvidadizos	45
Circuitos de HF, radio	
CAF universal	103
Conmutador electrónico para señales de audio	73
Filtro a cristal de 45 MHz	66
Filtro super-estrecho a cristal	41
Generador de miras B/N con un integrado	44
Oscilador armónico simétrico	5
VFO con inductancia variable	56
Divulgación	
Amplificador fitotrónico	35
Base de tiempos de 1 MHz sin cristal	23
Cebador de triacs amplificado	57
Comparador de frecuencias	50
Comparador de ventana	69
Comprobador del cableado de la red	40
Conexión/desconexión con un simple pulsador	65
Conversor D/A sin pretensiones	85
Convertidor CC/CC	47
Dientes de sierra «archisimples»	62
Dientes de sierra sincronizados y de amplitud constante	86
Disparador automático	27
Doblador de tensión continua	36
Dos niveles lógicos con un simple pulsador	84
Generador de pulsos/trenes de pulsos	52
Multiplicador de cuatro cuadrantes	75
Protector para fuentes de alimentación	19
Sistema de seguimiento solar	18
Supresor de ruidos lógicos	68
Zéner estabilizado	15
Zéner variable	88
Fotografía	
Flash instantáneo	58
Luz para el cuarto oscuro	48
Fuentes de alimentación	
Alimentación de seguridad para CMOS	7
Alimentación negativa para cabezales de impresora	80
Alimentación regulada de 0 a 18 V	30
Economizadores de batería	34
Regulador de tensión «reforzado»	37
Regulador para fuentes de alimentación	102
Sencillo regulador de tensión	72
Hogar	
Cerradura CMOS de bajo coste	67
Convertidor continua/alterna de 180 W	105
Despertador «comprensivo»	38
Fuente de luz constante	2
Llave electrónica	46
Memoria para timbre	8
Personalización del timbre telefónico	33
Reloj electrónico para cocinar	49
Simulador del murmullo del mar	70
Simulador de presencia anticacos	39
Termómetro	3
Instrumentación	
Capacímetro	9
Comparador de resistencias	1
Generador de ondas sinusoidales	54
Indicador de niveles lógicos e «ilógicos»	94
Medidor de hfe	32
Monitor de tensión	89
Sondas de niveles lógicos	100
Tormentrón	81
Juegos, modelismo y bricolage	
Billar electrónico	61
Cigarra electrónica	51
Control de velocidad para taladradora	83
Detector de mentiras	60
Detector de ruidos y vibraciones	11
Juego de destreza	77
Señalizaciones intermitentes en carretera	21
Simulador de ametralladora	24
Simulador de trote de caballo	43
Microprocesadores	
Controlador de bus de teclado	97
Controlador de RAM dinámica para el 6809	91
Control de vectores del J. C.	74
Ejecución «paso a paso» para el 2650	22
«Estetoscopio» para microprocesador	4
Generador de frecuencias de transmisión	20
Indicador acústico para RS/232	92
Indicador de «busy» para el J. C.	71
Interface Centronics	25
Interface para joystick	26
Micromatón	76
Purificador de señales telegráficas	42
Señal de muestreo para microprocesador	98
Tecla «sonora»	104
Téster soft-RAM	31
Varios	
Amplificador logarítmico	13
Conmutador capacitivo	101
Detector de paso por cero	79
Fuente de corriente para fotodiodos	96
Generador de corriente para LED	17
Indicador óptico de tensión	63
LED económico	29
Montajes Darlington con el 2N3055	106
Rectificador sin offset	53
Retardo reproducible	14
Super LED	28
Tensiones simétricas mediante transformador para timbre	16

Normas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR

Para que el lector pueda confeccionar sus propias placas de circuito impreso a partir de los diseños incluidos en las páginas centrales, hay que poner en práctica las operaciones que se detallan a continuación.



• Antes de poner manos a la obra, necesita disponer de ciertos materiales: una lámpara ultravioleta, sosa cáustica, cloruro férrico y una placa de circuito impreso de material fotosensible positivo (que puede adquirir como tal o bien prepararla en casa, depositando sobre una placa de circuito impreso convencional una película de laca fotosensible que puede adquirir en aerosol). El equipo debe completarlo con un aerosol especial de producto transparente (por ejemplo, un spray «ISOdraft»), cuya misión es lograr que el papel sobre el que se aplica se convierta en translúcido especialmente a la luz ultravioleta) y aumentar la adherencia de éste a la placa de circuito impreso.

• Una vez que disponga del material necesario (para adquirirlo puede dirigirse a su proveedor habitual de componentes electrónicos) puede ya empezar las operaciones. En primer lugar, rocíe con el aerosol de producto transparente toda la superficie del lado fotosensible de la placa y coloque el diseño de las pistas impresas (previamente recortado de la revista) sobre la cara lacada de la placa; por supuesto, el lado del papel en el que está reproducido el trazado de pistas es el que debe enfrentarse con la cara fotosensibilizada de la placa. Presione hasta que desaparezcan todas las burbujas de aire que se hayan formado.

• El conjunto puede ahora ser expuesto a la luz ultravioleta. Para tiempos de exposición prolongados o cuando el papel no está perfectamente liso (sobre todo si no se ha utilizado el aerosol de producto transparente), es muy conveniente «emparedar» el papel contra la placa de circuito impreso por medio de una placa de vidrio que mantendrá el papel fijo y plano. En todo caso, hay que tener en cuenta que las placas de vidrio (no así las de cristal y de plexiglás) absorben parte de la luz ultravioleta, por lo cual el tiempo de exposición debe ser incrementado ligeramente.

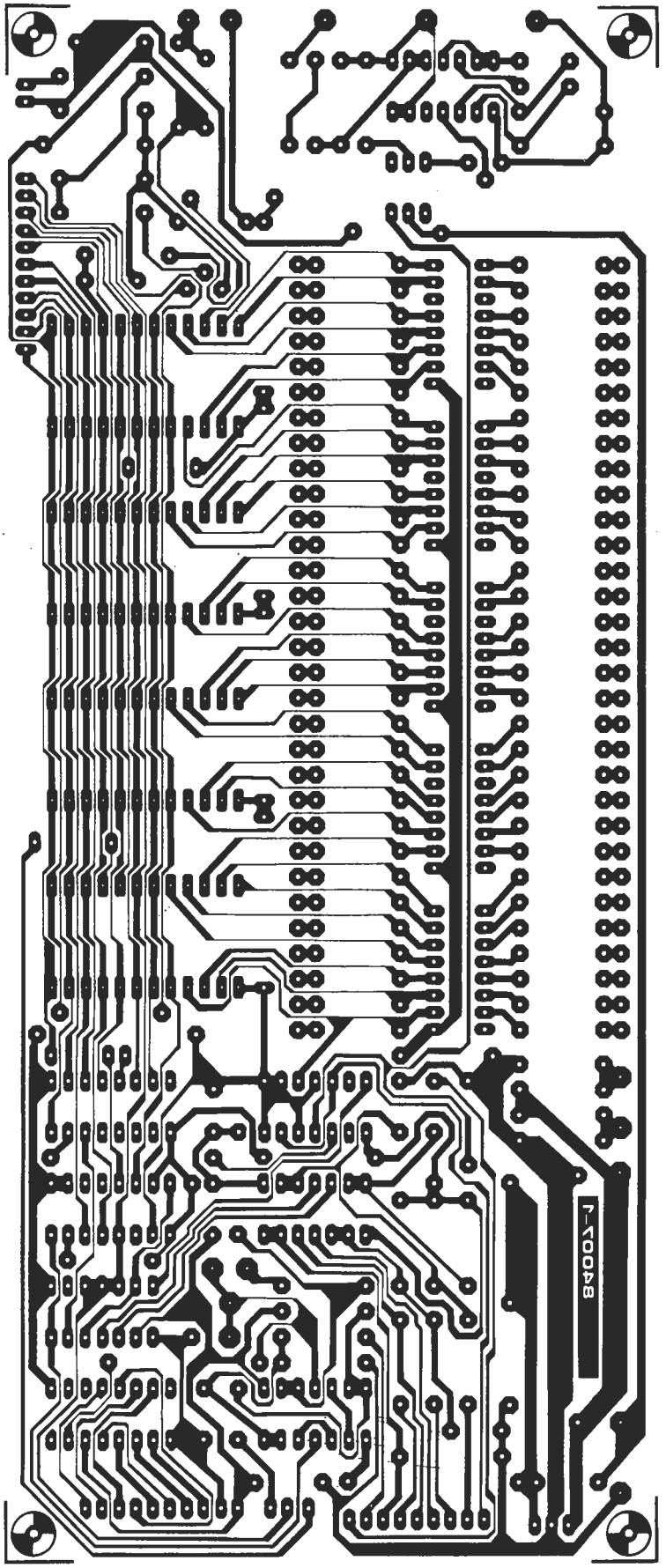
• El tiempo de exposición depende de la lámpara que utilice, de la distancia entre ésta y la placa y del material fotosensible utilizado. Si emplea una lámpara ultravioleta de 300 vatios a una distancia de unos 40 cm del circuito, con una placa de plexiglás, puede bastar un tiempo de exposición comprendido entre 4 y 8 minutos.

• Acabada la exposición retire el trazado de pistas recortado de la revista (puede serle útil de nuevo) y ponga la placa bajo el grifo de agua (¡... y ábralo, claro está!). Una vez limpia, introdúzcala en una disolución de sosa cáustica (9 gramos por litro de agua). Una vez revelada la placa, puede ya atacarla con cloruro férrico (500 gramos de cloruro férrico por litro de agua). Limpie de nuevo la placa con agua (aproveche para hacer lo mismo con sus manos), elimine la película fotosensible de las pistas de cobre con la ayuda de un estropajo de aluminio y, por último, taladre los agujeros.

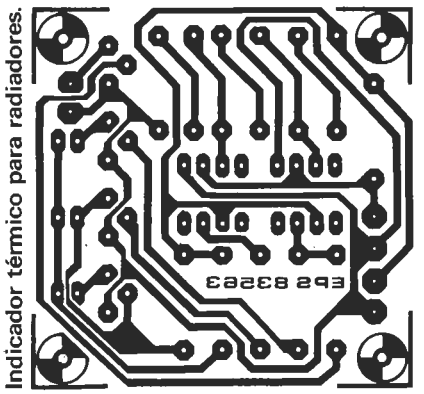
¡Ya tiene en su poder la placa de circuito impreso!

Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR

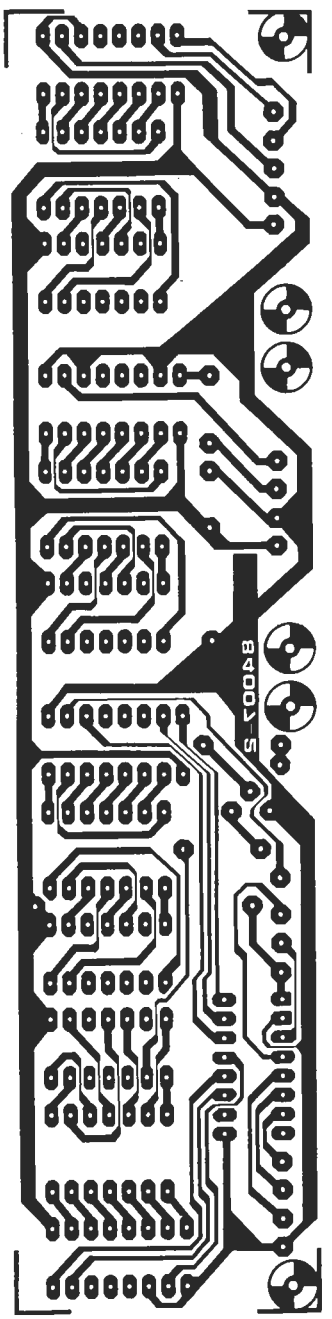
Disco light.



Indicador térmico para radiadores.



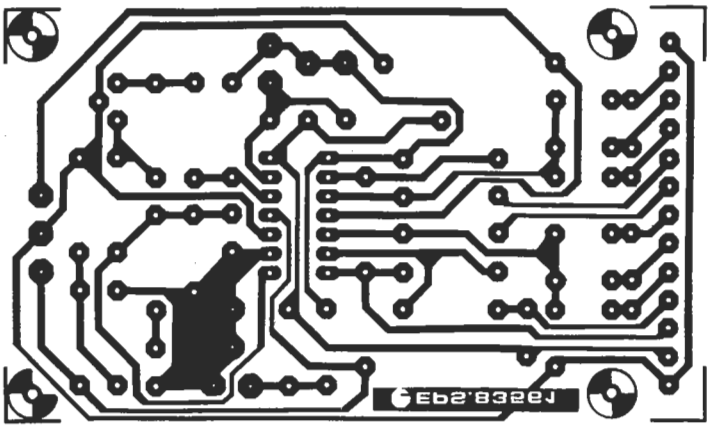
Disco light.

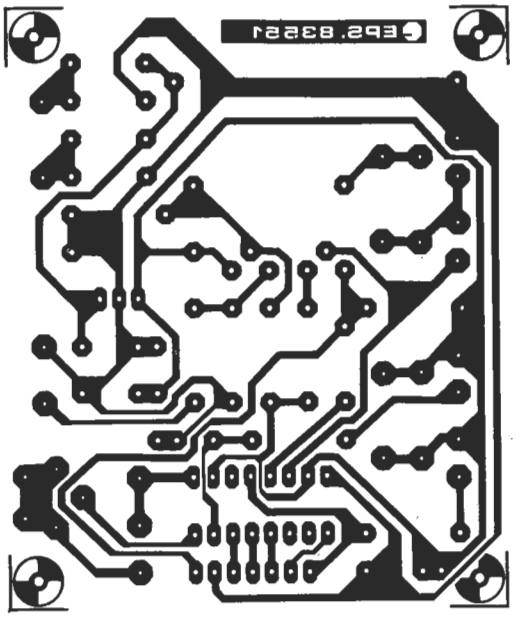


Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR

Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR

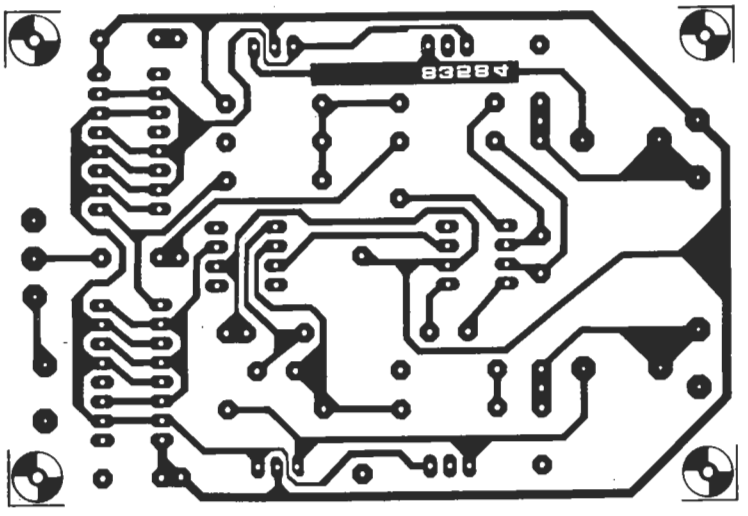
Generador de ondas sinusoidales.

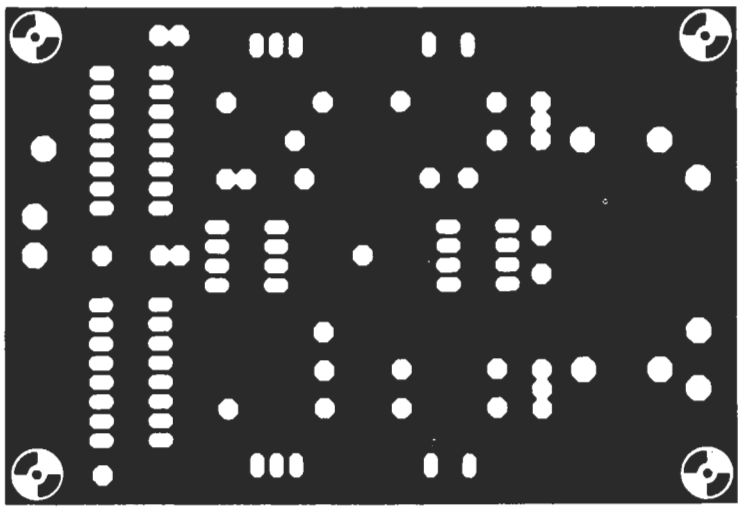


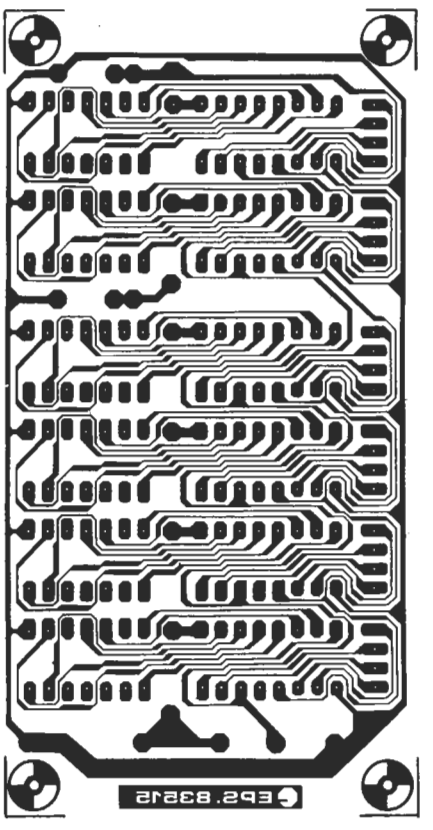


Generador de miras B/N

Amplificador PDM para automóvil.





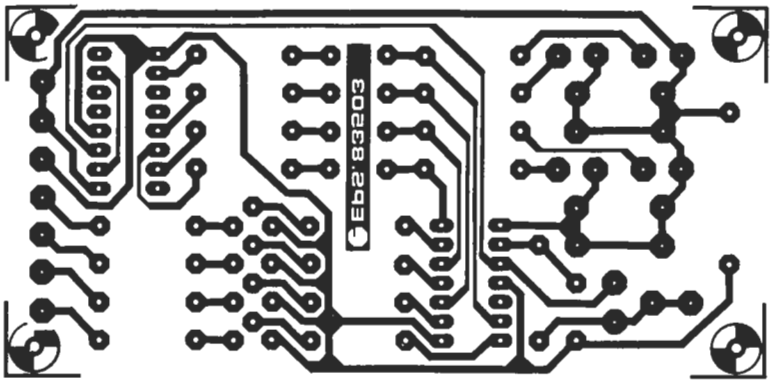


Micromatón.

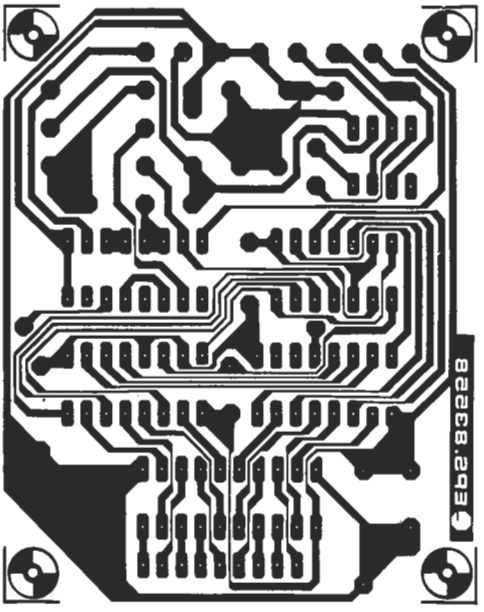
Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR

Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR

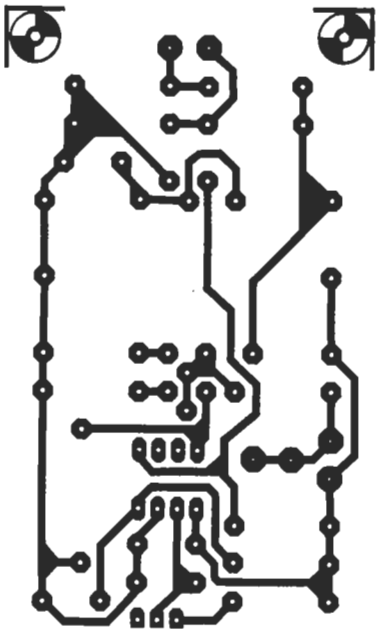
Señalizaciones intermitentes en carretera.

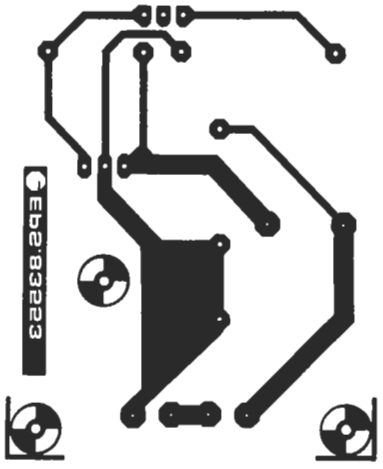


Convertidor D/A sin pretensiones.

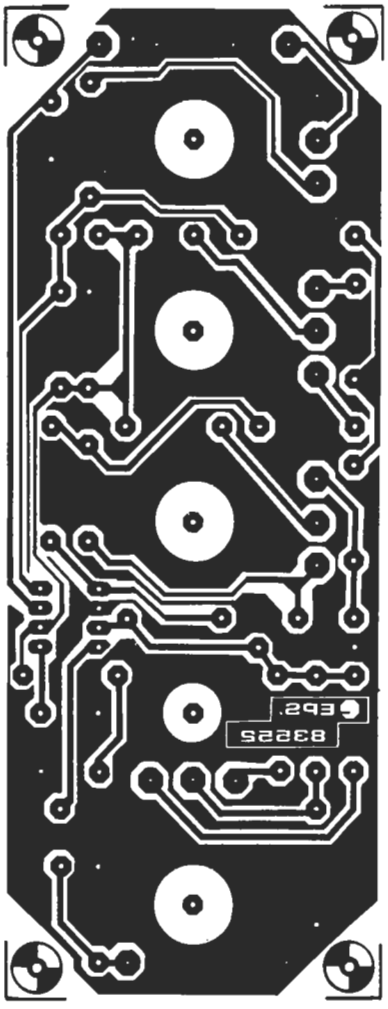


Fuente de luz constante.

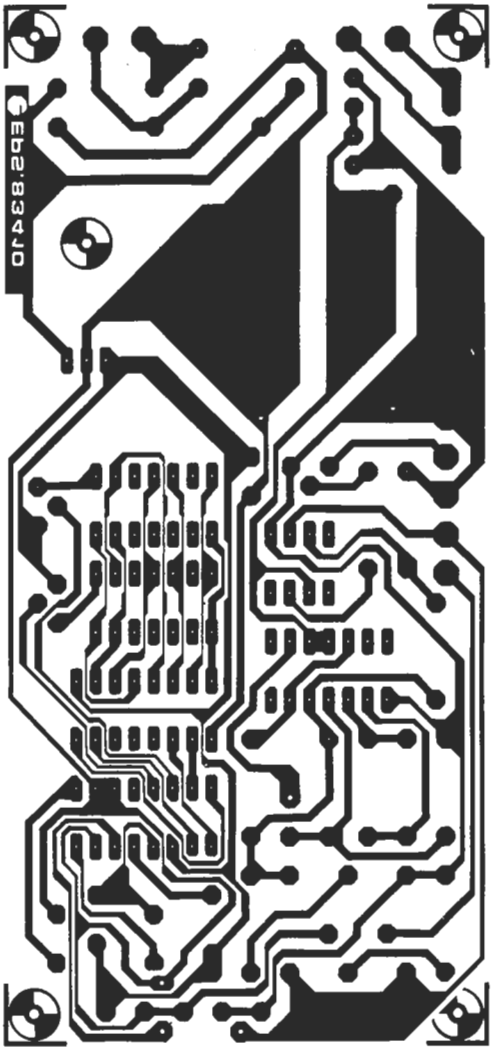




Amplificador microfónico con ajuste de tonalidad.



Termómetro para disipadores de calor.

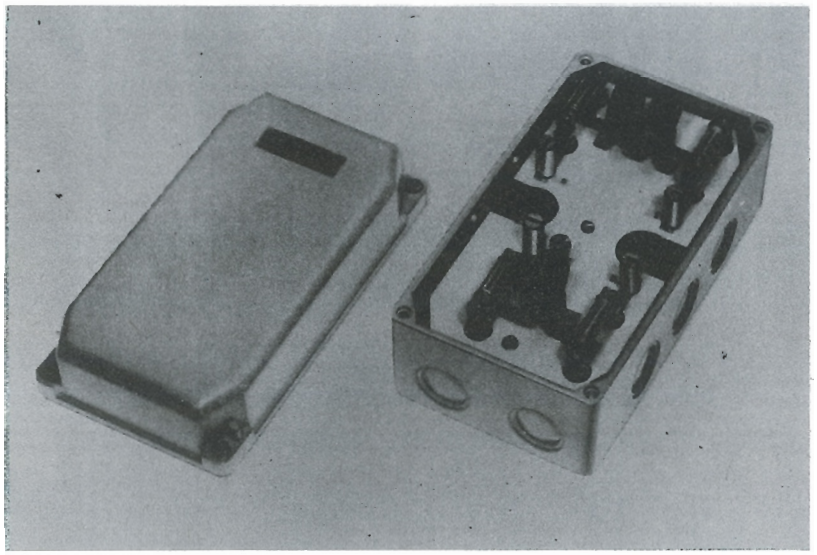


Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR

mercado

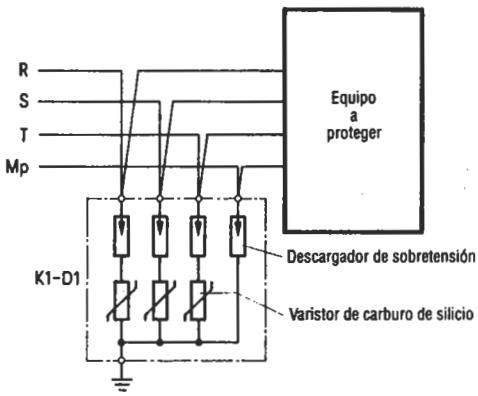
K1-D1: protección contra sobretensiones

Siemens ha presentado de nuevo un aparato de protección contra sobretensiones que goza ya de buena aceptación en el mercado europeo: el modelo K1-D1.
Dependiendo de los descargadores seleccionados por el usuario es válido para líneas de alimentación trifásicas de 110 ó 220 V c. a. Dispone de terminales apropiados para cables de hasta 25 mm. Su diseño está pensado para instalaciones fijas, en la propia línea, con un nivel de protección IP 54, apropiado para montarlo a la intemperie.
Su funcionamiento es muy simple: cuando una sobretensión excede el umbral de ignición del descargador, éste conduce. El diagrama del circuito se puede observar en el dibujo adjunto.



Las características técnicas más interesantes son:
— tensión de línea: 110 V-220 V
— tensión de ignición: 130 V-230 V
— corriente nominal de descarga para onda
8/20 s: 20 KA
4/20 s: 25 KA
— resistencia aislamiento por terminal: 10.000 M.

Siemens, S. A.
Apartado de Correos 155
Orense, 2. Madrid-20
Tel.: 455 25 00
Clave 3



Nuevos Operacionales de MICRO POWER SYSTEMS

MICRO POWER SYSTEMS ha introducido en el mercado seis nuevos amplificadores operacionales dobles de baja corriente de entrada: MP2108, MP2208, MP2308 y los mismos tipos en versión A (MP2X08/A).

Las características más significativas de estos circuitos integrados son:

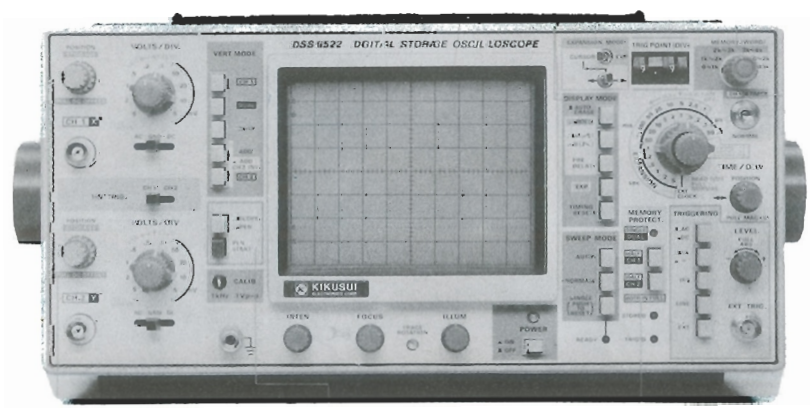
— baja corriente de Offset. 200 pA máx.
— baja corriente de bias. 2 nA máx.
— poco consumo. 18 mW a 15 V.
— baja deriva de la tensión de Offset. 5 V/°C máx.
— alta entrada en modo común. 13,5 V mín.

Aplicaciones típicas son los generadores logarítmicos y todos aquellos equipos que trabajen a baja potencia o baterías.

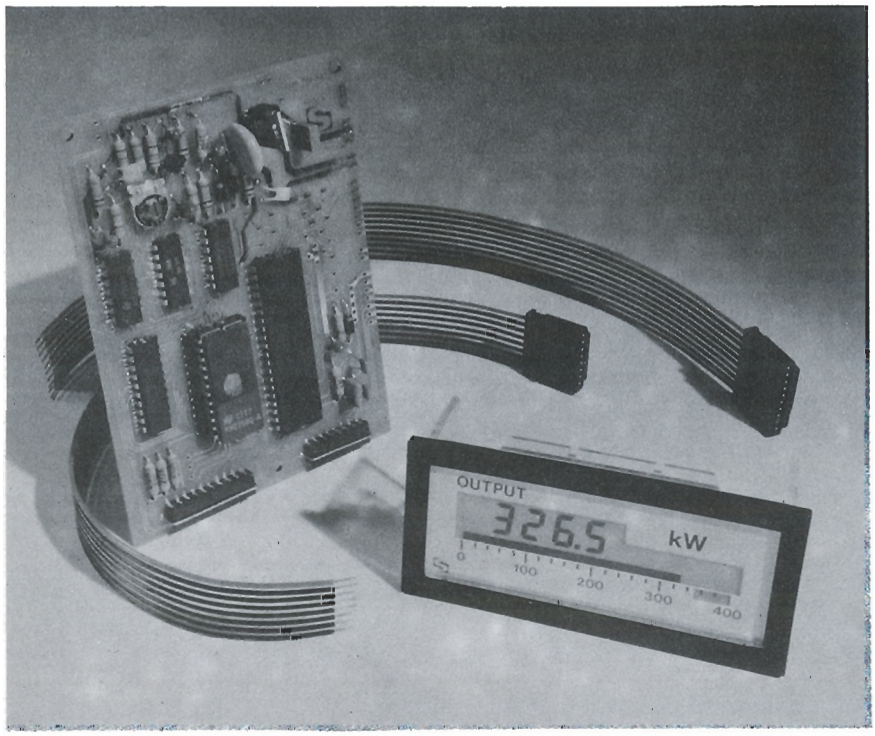
Venco Electrónica, S. A.
Galileo, 249
Barcelona-28
Tel.: 330 97 51
Clave 10

Ancho de banda de los osciloscopios KIKUSUI

El el Mercado de nuestro número de mayo (ELEKTOR n.º 48) se produjo un pequeño error que, aunque estamos seguros de que nuestros lectores habrán corregido mentalmente, queremos aclarar. Al hacer referencia a las características técnicas del osciloscopio KIKUSUI COS-5100 se daba como valor de su ancho banda 100 Hz. Evidentemente esto no puede ser así. El verdadero ancho de banda de este osciloscopio es de 100 MHz.



mercado



Doble visualizador digital y analógico programable

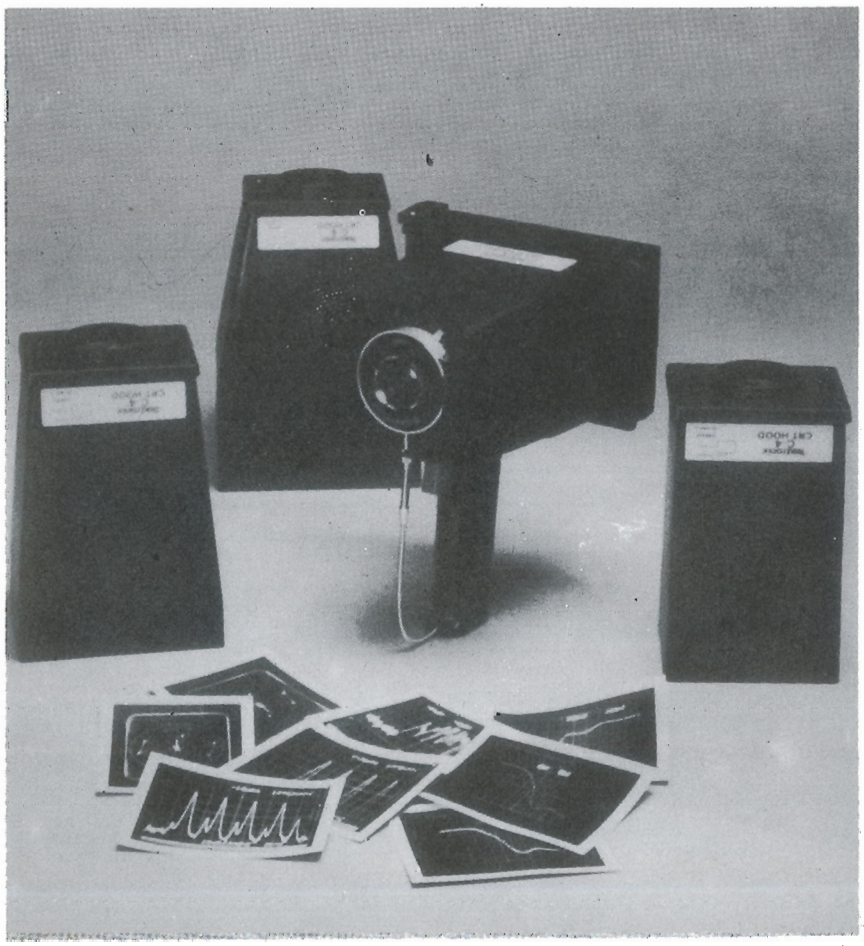
SIFAM S. A. ha sacado al mercado el Harmony (véase la foto) único en el mundo que ofrece, en una única pantalla, la posibilidad de una doble visualización (digital y analógica) programable.
Gracias al microprocesador incorporado Harmony puede ser programada para cubrir varias funciones, entre las que se incluye la de indicador de alarmas, con umbrales fijos o regulables.
Con este aparato SIFAM, especialista en galvanómetros, ha logrado unir el visualizador digital convencional y el analógico de tendencias. El display muestra, además del valor de la medida, la función visualizada.

SIFAM S. A.
77 Qr, Rue du Point du Jour
92100 Boulogne
Francia
Clave 16

Nueva cámara TEKTRONIX para osciloscopios y pantallas CRT

La cámara C4 es la mas moderna de la línea TEKTRONIX. Pretende satisfacer la demanda de cámaras de bajo precio y buena calidad para osciloscopios y CRT.
Esta cámara portátil combina un sistema de fuelles que permite realizar fotografías de pantallas de distinto tamaño. El sistema de acoplamiento de estos fuelles hace que el cambio sea fácil y rápido. Tres modelos de fuelle pueden emplearse para tomas en blanco y negro o color.
La C4 usa las películas profesionales Polaroid de 3 1/4 × 4 1/4 pulgadas instantáneas, incluyendo los tipos 612 Ultra High Speed Instrument Recording Film (ASA 20.000) para fotografías de osciloscopios, 667 de blanco y negro (ASA 30.000) para aplicaciones generales y Polacolor ER 669 (ASA 80). Simultáneamente TEKTRONIX ha reducido el precio de la C5C, cámara de fácil manejo, con un objetivo muy fiable.

TEKTRONIX Española, S. A.
Condesa de Venadito 1, planta 5
Madrid-27
Tel.: 404 10 11 *Clave 14*



¡A LA VENTA EL N.º10!
200 PTAS.

Electro OCIO

Revista mensual de electrónica, micro- informática y tecnología... ¡para todos!



Con artículos sobre:

ciencia fantástica
reportaje
instrumentación
electro-informática
la electrónica en...
divulgación
componentes
qué es...?
montaje
agenda de diseño

y las secciones:

Electro-diversión
Noticias
Nuevos productos
Para empezar
Libros
Nombres
El redactor loco

• Deseo suscribirme a la revista ELECTRO-OCIO por un año, a partir del mes de: ..... inclusive. El importe (MIL OCHOCIENTAS pesetas), lo abonaré mediante ☐ talón bancario a nombre de Ediciones INGELEK, S.A.; ☐ contra reembolso del importe más gastos de envío.

ELECTRO - OCIO
Avda. Alfonso XIII, 141
Madrid-16

Nombre:
Dirección:
Localidad: **D.P.:**
Provincia: **Pais:**

Los lectores que formalicen su suscripción **anual** recibirán GRATIS, la

GUIA DE LOS COMPONENTES ELECTRONICOS.

elektor

Ventas

ZX-81 + cinta de prog. + accesorios y manual esp-ing. Todo 12.000 ptas. F. Compra 22/12/83.
Jesús Martín Plaza. Sevilla, 121. Almendralejo (Badajoz). Teléf.: (924) 66 30 52.

ZX Spectrum 48K con muchos programas y manuales. Completamente nuevo en 40.000 ptas.
Miguel Angel Llavijo Espino. José Antonio, 5, 1.º Izq. La Cuesta (Santa Cruz de Tenerife).

ZX-81 32K teclado 2.800 pesetas. Compro impresora para ZX-81 Spectrum, Commodore 64, Spectravideo, disco impresora.
Carlos Mollat FE2-CAMPA. Salvador Guardiola, 1, 3.º. Sevilla. Teléf.: (954) 27 73 90.

Amplificador 25 + 25 W rms con vumeter 5 entradas. Salida grabación montado por Valkit.
Antonio Javier Perny. Camarena, 223. Madrid. Teléf.: 717 24 03.

Ordenador personal revista correspondiente al mes de octubre n.º 9 1982. Precio portada.
George Taylor Díaz. Rioja, 19, 7.º E, Esc. Izq. Madrid-22. Teléf.: 747 41 72.

Traductora de idiomas «Crai 6» con chips de inglés y español 1982 por 6.500 ptas. Urge venta.
Antonio Caamaño. García Barbón, 127, 1.º D. Vigo-1 (Pontevedra).

Integrados para maestro (Elektor 43) SL480 1.000 ptas. SL490 1.200 ptas. ML926 y 927, 650 ptas. Infrarrojos (QY99). Doy garantía.
Antonio Navarro Cebrián. Blasco de Garay, 83, bajo. Albacete.

Videopac computer de Philips mod. G 7.000 con 27 cartuchos de juegos. Precio a convenir. Buen estado.
Rafael Castillo Páez. Melado, 78, 2.º B. Estepa (Sevilla). Teléf.: 82 10 75.

Emisor FM 3 W 85 A 115 MHz 2.000 ptas. Sin caja. También pagaría esquemas de amplificador para coche de 50 W.
Francisco Delgado García. Avd. Cruz de Juárez, 5, 1-1. Córdoba-6.

Sintetizador Formant completo en mueble diseño especial amplificador de salida y altavoz incorporado. 75.000 ptas.
Eduardo Martínez Sabido. Saavedra Fajardo, 28. Madrid. Teléf.: 464 97 60.

Ordenador Oric-1 48K con garantía. 6 cintas de juegos. Gran volumen información adicional. Total 39.000 ptas.
Jorge Castaño. Industria, 49. Barcelona-25. Teléf.: 207 53 53. (Noches.)

Impresora ZX. Regalo libro español código máquina Z80 y programas ZX81, poco uso, 9.000 ptas.
José Ramón Hernández. Mornes, 7, 3.º F. Zaragoza. Teléf.: 38 02 72.

Hago distorsionadores con control de distorsión a pilas o con alimentador. 5.000 ptas.
Jorge Zabala. Pol. 37. C./ Ermita, 6, 2.º C. Irún (Guipúzcoa).

ZX Spectrum 48K. Impresora Jostk cassette. 5 cintas Indescomp. Libros. 3 cintas con 18 juegos. Precio convenir.
Vicente Sánchez. Juana Martín, 4. Espiel (Córdoba). Teléf.: 36 30 08-29 91 66.

Enciclopedia Ceac de electricidad (13 tomos) o cambio por periféricos Spectrum. Considero otras ofertas.
Luis Amado Rego. Puente, 25, 3.º. Lalín (Pontevedra).

Vu-metros excepcionales a LEDs (rectangulares) 12 niveles. Completamente montado 2.275 ptas. unidad. Ganga.
Jesús Villamediana Trigueros. Cardenal Cisneros, 2, 3.º Dcha. Palencia.

ICOM 240 de 142 a 150 MHz. Vendo por 30.000.
Javier Soler. Barcelona. Teléf.: (93) 203 08 34.

Microordenador DAI y microcasete digital. Uso personal y oficina. 185.000 ptas. Valor actual 220.000.
Isabel Joven. Ribera, 14, 1-1. Barcelona-3. Teléf.: (93) 319 66 46.

Ordenador de juegos de TV con cintas, amplificador estéreo 15 + 15 W por canal. Precio a convenir.
Angel Nogal Grande. Cigüeña, 36, 2.º Dcha. Valladolid-12. Teléf.: (983) 39 33 58.

Receptor comunicaciones Kenwood R300 sintonía digital. Cobertura 160 kHz 30 MHz AM SSB. Nuevo 35.000 ptas.
José L. Sánchez. Dr. Aráez Pacheco, 1, 8-C. Almería. Teléf.: 24 13 51.

Curso Electrónica radio AFHA. Material y libros perfecto estado. Información ampliada. Escribir a.
Fidel Jiménez Ruiz. Toledo, 39. Getafe (Madrid).

Los dos primeros tomos del curso de BASIC (faltan encuadernar) por 2.800 ptas.
Francisco Bazán Solano. Santa Perpetua, 17, 3-1. Barcelona-12.

Ordenador VIC-20 con accesorios por 35.000 ptas.
Francisco Bazán. Santa Perpetua, 17. Barcelona-12.

Vendo o cambio por 16K-ZX81. Colección revista El Ordenador Personal n. 1-24 por 3.500 ptas. (Valen 5.700.)
Francisco Tortosa Sampedro. Cotes, 2, 2-4. Algemesí (Valencia). Teléf.: (96) 242 39 81.

Juego de teclas para ordenador tipo AIM65 en perfecto estado por 8.500 ptas.
Angel Escribano Manzaneque. Tirso de Molina, 4, 2.º D. Getafe (Madrid). Teléf.: 696 79 42.

Compras

Emisora de 27 MHz, máximo 80 canales, 5 vatios en AM. No importa los años, sólo que funcione.
Juan Manuel Paredes. Langileria, 96. Leioa (Vizcaya). Teléf.: 463 21 15. Llamar de 19 a 22 horas.

Convertidor de frecuencia del americano al europeo para televisor a color marca Panasonic.
Esteban Maiza Iturbide. Iturrama, 4, 6-A. Pamplona (Navarra). Teléf.: 26 90 63.

Necesito Junior Computer Básico. Sólo teclado, placa principal, visualizadores. Precio a convenir. Teléf.: 284 48 68.
Rafael Sbert Cuart. Sargento Moragues Vidal, 17. Palma de Mallorca.

Spectrum ZX-81. Ampliación de memoria. Averiados con todos sus componentes.
Nelson. Teléf.: (965) 85 85 53.

Películas S-8. Preferentes: dibujos o divulgativas, documentales y juveniles. Contestaré ofertas.
José Rubiales Arias. Pélez de Sevilla, 6. Ocaña (Toledo).

Impresora Sehisconsa GP80 o GP100. Máximo 25.000. Comidas.
Miguel Angel Domínguez. Avd. Nazaret, 4, bajo. Madrid-7. Teléf.: 274 22 20.

Comunicaciones e intercambios

Cambio equipo ZX Spectrum 48K, impresora, jostik, cassette, cintas, libros por mira TCV, receptor Marc o TVC peq.
Vicente Sánchez. Juana Martín, 4. Espinal (Córdoba). Teléf.: 36 30 08-29 91 66.

Necesito esquemas detallados de codificadores y decodificadores de TV-video. Pagaré fotocopias gastos.
Ernesto Corbella García. Apartado de Correos, 480. Lérida. Teléf.: 27 18 52.

Organo Yamaha PC-100 ocho ritmos doce instrumentos. Cambio por ordenador personal.
Antonio García. Apartado 17. Benimamet (Valencia). Teléf.: 364 00 61.

Deseo contactar con dueño emisora Sanyu TRX-4200 y vendo sicodélico SK-185 + luces + caja por 4.000 ptas.
Jesús Segura Bernal. Raurich, 34. Sant Boi de Llobregat (Barcelona).

Desearía ponerme en contacto con usuarios de New Brain para intercambiar programas. Sólo mañanas.
Blas Canchal Quintela. Avd. Alcalde Areny, 8. Lérida. Teléf.: 26 68 68.

Cambio órgano Yamaha mod. PC-100 con salida amplif. Diez instrumentos y ocho ritmos por ordenador personal.
Antonio García Melgares. Valencia. Teléf.: (96) 364 00 61.

Cambio impresora ZX en perfecto estado con fuente de alimentación por módulo 16K para ZX81.
Luis Amado Rego. Puente, 25, 3.º. Lalín (Pontevedra).

Deseo formar club de usuarios del Spectrum para intercambios de toda clase. ¡Animarse!
Xavier Querol Carrillo. Córcega, 613, 5-1. Barcelona-25.

Busco esquemas de cuenta revoluciones digital para automóvil. Pago gastos de envío. Llamar al teléfono 499 76 98.
José Ignacio Vergel Aceves. Aragón, 6, 5.º D. Baracaldo (Vizcaya).

Un servicio GRATUITO para los lectores de Elektor

ANUNCIOS BREVES

TEXTO DEL ANUNCIO:
Escriba de forma clara y en mayúsculas una sola letra por casilla. No olvide indicar su dirección o número de teléfono en la zona de datos personales (evite abreviaturas).

DATOS PERSONALES

Nombre: _____

Dirección: _____

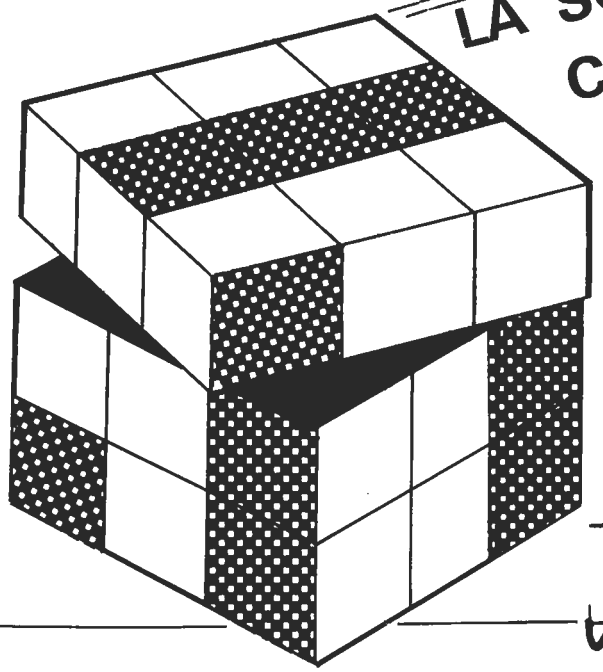
Recorte o fotocopie el recuadro y envíelo a:

ELEKTOR
Av. Alfonso XIII, 141; bajo
MADRID-16
*** Ponga en el sobre las siglas AB**

ELECTRONICA CACERES

C./BADAJOZ, 4

tlf 24 88 99

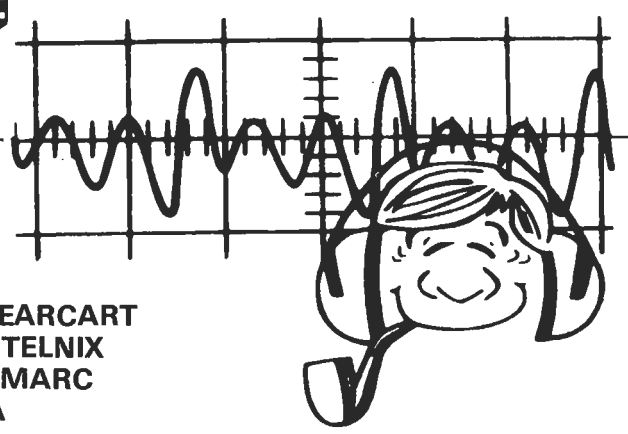


LA SOLUCION DEL COMPONENTE PARA EXTREMADURA

KITS

SALES KIT - VALKIT
CARKIT - KORPALKIT
ELEKTORKIT - PANTEC
KIT TV-COLOR

Clave 70



COMPONENTES ELECTRONICOS

INSTRUMENTACION

GENERADORES
FRECUENCIMETROS

EMISION

KENWOOD-BEARCART
STANDARD - TELNIX
PRESIDENT - MARC
KDK - COBRA
SUPER-STAR

lista de precios

Revista elektor

	P.V.P.	Sucrip.
• Colección 1981 (11 revistas)	2.125	1.850
• Colección 1982 (11 revistas)	2.400	2.040
• Colección 1983 (11 revistas)	3.000	2.520

Números sueltos:

* Números 3	160	135
• Números 8, 9, 10, 11, 12, 13 16, 17 y 18	175	150
• Números 14/15	350	300
• Números 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 28, 29, 30 y 31	200	170
• Números 26/27	400	340
• Números 32, 33, 34, 35, 36, 37, 40, 41, 42 y 43	250	210
• Número 38/39	500	420
• Número 44.....	275	230

* Número de ejemplares limitado (casi agotados)
N.° 1, 2, 4/5, 6 y 7 agotados.

Suscripción (1 año)

España: 2.750 ptas. Europa (correo por superficie): 3.500 ptas. Europa (correo aéreo): 3.700 ptas. América (correo superficie): 4.200 ptas. ó 28 $. América (correo aéreo): 6.300 ptas. ó 42 $.
Derechos envío certificado: España: 300 ptas.
Extranjero: 800 ptas.

Libros

	P.V.P.	Suscrip.
• DIGILIBRO1 (con circuito impreso)	1.150	1.000
• FORMANT (con cassette demostración)	1.250	1.100
• JUNIOR COMPUTER-1	1.000	900
• JUNIOR COMPUTER-2	1.150	1.000
• JUNIOR COMPUTER-3 (Inglés o Francés)	1.500	1.300
• JUNIOR COMPUTER-4 (Inglés o Francés)	1.500	1.300
• CURSO TECNICO	625	550
• 300 CIRCUITOS	1.000	900
• RESI y TRANSI	950	850
circuito impreso	700	700
• ELECTRONICA LOGICA Y MICROPROCESADORES	2.300	2.000

Estuches

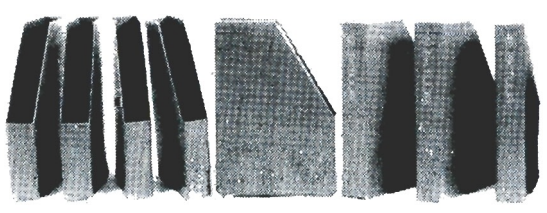
- Año 1981 ..... 420 Ptas.
- Año 1982 ..... 420 Ptas.
- Año 1983 ..... 420 Ptas.
- Año 1984 ..... 420 Ptas.

elektor

estuche
elektor

¡una solución práctica y elegante para guardar sus revistas ordenadas y siempre a mano!

En su casa, en su biblioteca, en su laboratorio, el estuche anual le permitirá encontrar rápidamente la información que necesite en cada momento. A la vez su colección de ELEKTOR estará perfectamente protegida.
El estuche ELEKTOR no tienen ningún complicado sistema de sujección. Ud. puede coger cada número por separado cuantas veces lo necesite.
El estuche puede pedirlo a través de su establecimiento de componentes, o bien directamente a ELEKTOR, utilizando la tarjeta de pedido correspondiente.
¡No olvide indicar el año que desea!



420 Ptas.

INDICE DE ANUNCIANTES

Anunciante	*Clave*	*Pág.*
Actrón	29	7-09
Digital	32	7-129
Electrónica Cáceres	70	7-127
Electrónica Lugo	61	7-06
Electrónica Lugo	61	7-09
Electrónica Luvi	62	7-09
Electrónica Sandoval	35	7-10
Gócar	23	7-130
Hameg	68	7-05
Investrónica	51	7-132
ITT Distribución	52	7-14
Mailing Electrónica	55	7-09
Micronand	69	7-10
Pacisa	46	7-13
Pantec	20	7-07
Ratelson	40	7-40
Retex	25	7-11
Roan Electrónica	66	7-
SIM	71	7-10
Tempel	22	7-02
T. G. Circuitos impresos	60	7-09

digital s.a.

LA MAYOR GAMA DE KITS DEL MERCADO NACIONAL
— MAS DE 250 KITS —

— FUNCIONAMIENTO GARANTIZADO
— MODERNA TECNOLOGIA.
— SERVICIO DE REPARACION.
— COMPONENTES DE PRIMERA CALIDAD, INCLUYEN PIEZAS, CIRCUITO IMPRESO E INSTRUCCIONES

elektor KITS DE ESTE MES

		REF.	P.V.P.
177 EK 83503	Señalizaciones intermitentes en carretera	83503-615	2.454 Ptas.
178 EK 83515	Micromatón	83515-740	6.422 Ptas.
179 EK 83584	Amplificador PDM para automóvil	83584-880	3.459 Ptas.
180 EK 83410	Termómetro para disipadores de calor	83410-915	7.085 Ptas.
181 EK 83563	Indicador térmico para radiadores	83563-530	2.248 Ptas.
182 EK 83561	Generador de ondas sinusoidales	83561-615	2.040 Ptas.
183 EK 83552	Amplificador microfónico con ajuste de tonalidad	83552-670	2.018 Ptas.
184 EK 83558	Generador de miras B/N con un integrado	83551-625	2.725 Ptas.
185 EK 83551	Convertidor D/A sin pretensiones	83558-630	en preparación

YA DISPONIBLE CATALOGO GENERAL DE ELECTRONICA 1984

Nueva edición del Catálogo General de Electrónica e Informática, para venta por correo, de mayor difusión de España

Este año incluimos: — Patillaje de todos los diodos y transistores.
— Aplicaciones típicas de los circuitos integrados más usuales.
— Más de 250 kits distintos para su tiempo de ocio.
— Nuevos productos, etc.

Clave 32

TEMARIO

A: ORDENADORES PERSONALES
Características. Software. Hardware.
B: KITS
Elektor kit, Electro-Ocio, Hobby kit Korpalkit.
C: BIBLIOTECA TECNICA
D: COMPONENTES ACTIVOS
Transistores. Diodos. Optoelectrónica. Encapsulado transistores.
E: CIRCUITOS INTEGRADOS
Reguladores tensión. Lineales. Japoneses. TTL. CMOS. Memorias.
F: COMPONENTES PASIVOS
Resistencias. Choques. Condensadores. Transformadores. Zócalos. Placas. C.I. Clavijas. Conmutadores. Conectores. Altavoces. Teclados. Cajas.
G: HERRAMIENTAS
H: INSTRUMENTACION
K: APLICACIONES TIPICAS DE LOS C. I.

SOLICITELO HOY

adjuntando 100 pesetas en sellos de correos nuevos. Se lo enviaremos sin ningún compromiso, cómodamente a su casa.

LA FORMA MAS COMODA Y SEGURA DE RECIBIR EN SU PROPIA CASA TODO LO QUE NECESITE EN ELECTRONICA.
MAS DE 30.000 PEDIDOS SUMINISTRADOS NOS AVALAN.

digital s.a. **ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO**
C/. BERLIN, 5 DPDO. - MADRID-28 - TELEFS.: 246 49 90 - 246 56 63

CUPON DE PEDIDO digital s.a. **APDO. DE CORREOS 8.287 - MADRID**

APELLIDOS _____
NOMBRE _____
DIRECCION _____
POBLACION _____
PROVINCIA _____ TELEF. _____

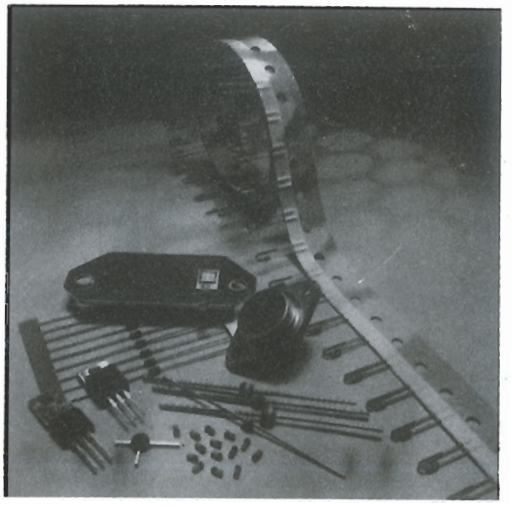
DESEO RECIBIR EN MI DOMICILIO EL CATALOGO GENERAL DE ELECTRONICA 1984, PARA LO CUAL ADJUNTO 100 PTAS. EN SELLOS DE CORREO NUEVOS.

EL ALMACEN



.- Transistores de mediana y gran potencia.
.- Circuitos integrados en toda su gama.
.- C-mos.
.- ALS.
.- LS.
.- HC.
.- Memorias.
.- Micros.
.- Thyristores.
.- Triac.
.- Diodos de señal.
.- Diodos rapidos.
.- Diodos zener.
.- Diodos led.
.- Diodos schorttky.
.- Puentes rectificadores.
.- Lineas de retardo.
.- Terminstancias.
.- Potenciometros de enfoque.
.- Triplicadores de diferentes modelos.
.- Transformadores de color (Siemens.).
.- Reles profesionales Siemens.
.- Sip-mos.
.- Opto-electronica.
.- Cabezas de cassette (Philips).
.- Ldr (Philips).





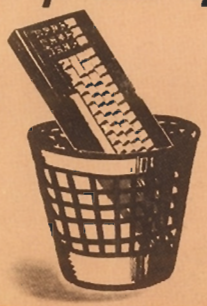


CENTRAL: CLARA DEL REY, 10
TELS.: 413 16 11 - 413 17 45 - 413 18 45
TELEX: 48716 MADRID-2

tuMicro

programas
lenguajes
ordenadores

¡Para que no se queden abandonados!



Ediciones INGELEK presenta «TU MICRO», la primera revista mensual de Informática dedicada fundamentalmente a los programas para ordenadores personales.

En TU MICRO te facilitaremos el camino para que el manejo de esas pequeñas máquinas, llamadas «micros», te sea fácil e incluso muy divertido.

Suscríbete ahora y recibe gratis el cassette con programas que acompaña al número 1, así como 4 cassettes vírgenes para tus propios programas.

PROGRAMAS PARA
ATARI 600/800XL, DRAGON-32
ZX-SPECTRUM, VIC-20, ORIC-1

¡A LA VENTA!



SPECTRAVIDEO SV-318

TECNICAS DE PROGRAMACION

TRUCOS Y RECETAS

Deseo suscribirme a la revista TU MICRO por un año, a partir del mes de ....., inclusive. El importe (DOS MIL QUINIENTAS pesetas) lo abonaré mediante ☐ talón bancario que adjunto a nombre de INGELEK, S.A.; ☐ contra reembolso del importe de la suscripción, más gastos de envío.

NOMBRE _____

DIRECCION _____

LOCALIDAD _____

CODIGO POSTAL _____ TELEFONO _____

PROVINCIA _____ PAIS _____

Recorte o copie este cupón y remítalo a: TU MICRO. Ediciones INGELEK, S. A. Apdo. de Correos 61294. MADRID.

PONTE A LOS MANDOS DE UN SPECTRUM.

Ahora tu microordenador SPECTRUM es, aún, MAS
con sus nuevos refuerzos: Microdrive, Interface 1, Interface 2...

¡Por fín podrás grabar y leer información de manera casi instantanea!.

¡O disfrutar a lo grande con la más extensa variedad de programas
tanto educativos como de mero entretenimiento!.

Y sobre todo vas a tener la posibilidad de aprender a programar
(que siempre te será muy útil) de una manera fácil y divertida.

No dejes pasar esta ocasión,
ahora que puedes obtener mayor rendimiento de tu SPECTRUM.

Solicita información en la Red de Concesionarios Autorizados Investrónica.

J M PUBLICIDAD

ESTE VERANO PONTE A LOS MANDOS DE UN SPECTRUM



IMPORTANTE:
Al adquirir los productos **SINCLAIR** exija la TARJETA DE GARANTIA INVESTRONICA, única válida en todo el territorio nacional y llave para cualquier resolución de duda o reparación. INVESTRONICA no prestará ningún servicio técnico a todos aquellos aparatos que carezcan de la correspondientes garantía.

DE VENTA EN CONCESIONARIOS AUTORIZADOS.

DISTRIBUIDOR EXCLUSIVO:
INVESTRONICA
CENTRAL COMERCIAL: Tomás Bretón 60
Tel 468 03 00 Telex 23399 IVCO E. Madrid
DELEGACION CATALUÑA: Camp, 80 - Barcelona-22