N.º 62/63
1985

elektor

600 Ptas.

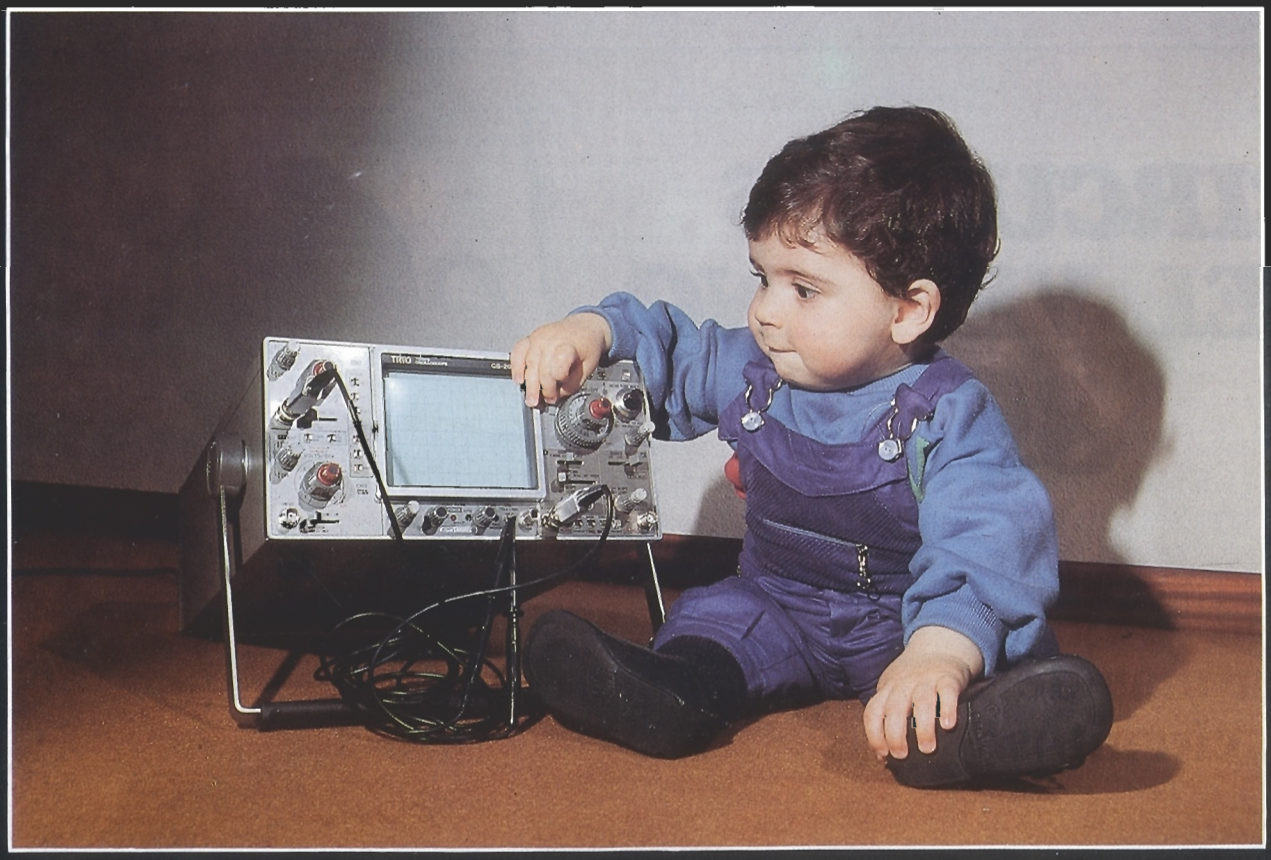
ocio electrónica: técnica y ocio
nica: técnica y ocio electrónica

CIRCUITOS DEL VERANO 85

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



Conoce ya la nueva generación...



de instrumentación TRIO

DSE S.A.
DISTRIBUIDORA DE SISTEMAS ELECTRONICOS, S.A.

C/ Comte. D'Urgell, 118-Tel.: 323 00 66 - BARCELONA-11
Infanta Mercedes, 83. Tel.: 279 11 23 - 3638 MADRID-20

SOLICITE CATALOGO COMPLETO
DE INSTRUMENTACION PROFESIONAL

sumario

Sumario temático 7-09
Teletipo Elektor 7-10
Instalación solar en viviendas de campo 7-11
El microordenador tiene la palabra 7-20
La redacción 7-24

1 Temporizador de retardo 7-24
2 Cuenta pasos 7-24
3 Medidor LC 7-25
4 Preamplificador de guitarra 7-26
5 Reloj despertador para el coche . 7-27
6 2716 contra 2708 7-28
7 Simulador de válvulas 7-28
8 Generador de velocidades de transmisión 7-29
9 Alarma para frigorífico 7-30
10 Temporizador universal 7-31
11 Indicador de nivel 7-32
12 Regulador de velocidad 7-32
13 Conversor VHF/AIR 7-33
14 Alimentación para microordenador 7-35
15 Generador de impulsos 7-37
16 Teclado electrónico 7-37
17 Máquina tragaperras 7-38
18 Un pulsador y dos timbres 7-39
19 Potenciómetro por sensores al tacto 7-40
20 Tacómetro digital 7-40
21 Luz de aviso automática de reserva 7-41
22 El 2N3055 como fotoconmutador 7-42
23 Relé fotoelectrónico 7-42
24 Amplificador 70/90 W 7-43
25 Expansión de floppy 7-44
26 Timbre estereofónico 7-44
27 Cargador automático de baterías 7-45
28 Ocho salidas para un µP 7-46
29 Cerradura codificada con un un único pulsador 7-47
30 Receptor FM de bolsillo 7-48
31 Filtro paso-banda digital 7-48
32 Analizador de líneas RS232 . . . 7-49
33 Conmutador de audio controlado por tensión 7-50
34 Alimentación para ordenadores . 7-51
35 Frecuencímetro 7-52
36 Medidor de fatiga 7-54
37 Supresor de nieve 7-54
38 DigiLED 7-55
39 Combinando contadores 4017 . 7-56
40 Buffer para preamplificación de audio 7-57
41 Supervisor de alimentación 7-57
42 Estroboscopio 7-58
43 LED detector de corriente 7-59
44 Indicador $\overline{\text{RESIRQNMI}}$ 7-60
45 Sonda lógica TTL 7-60
46 Ratas y ohmios 7-61
47 RS232 bis 7-62
48 Ahuyentador sónico 7-71
49 Regulador conmutado de baja potencia 7-71
50 Generador de reloj para microprocesador 7-72
51 Timbre musical 7-73
52 Selector de ganancia 7-74
53 Corrector de balance estéreo . . . 7-75

PCBs, las placas de los circuitos impresos 7-63
Encuesta Elektor 7-65
Libros 7-117
Mercado 7-119
Anuncios breves 7-120
Quién y dónde 7-121

54 Protector de alimentación 7-75
55 Convertidor analógico-digital . . 7-76
56 2 × 2716 = 2732 7-77
57 Click para el Elekterminal 7-77
58 Casco de infrarrojos: transmisor. 7-78
59 Alarma temporizada 7-79
60 Discriminador de frecuencia de impulso 7-79
61 Separador de sincronismo 7-80
62 Alimentación «pesada» 7-80
63 Oscilador en puente de Wien . . 7-81
64 Interface de infrarrojos para µP. 7-82
65 Regulador de luminosidad de 1 kW 7-83
66 Interface de joystick 7-83
67 Conversor paralelo/serie 7-84
68 Supresor de ruido estéreo 7-85
69 Lápiz óptico 7-86
70 Conversor VHF 7-87
71 Un pequeño amplificador de gran potencia 7-88
72 Imitador de pájaros 7-89
73 Salto por reset 7-90
74 Alarma de luces 7-90
75 Ohmetro sonoro 7-91
76 PARSER 7-92
77 Disipador Schmitt sensible 7-92
78 Borrador de EPROM 7-93
79 Conversor A/D rápido 7-94
80 Contador de sucesos 7-95
81 Casco de infrarrojos: receptor . . 7-96
82 Consideraciones a la fuente de alimentación 7-96
83 Opto-acoplador lineal 7-97
84 Un pájaro gracioso 7-98
85 Monitor para calefacción central 7-99
86 Bootstrap para el 6502 7-101
87 Extensión telefónica super sencilla 7-101
88 Filtro de audio universal 7-102
89 Indicador de temperatura 7-102
90 Predictor de lluvia 7-103
91 Ventana a LEDs 7-104
92 Tester de polaridad 7-104
93 Diente de sierra digital 7-105
94 Temperatura leída en un multímetro 7-106
95 Dípmetro VHF 7-106
96 Control económico de motor . . 7-107
97 Disparador fotovoltaico 7-108
98 Minidepurador de señal 7-109
99 Anti-plop 7-109
100 Limitador de disipación 7-110
101 Receptor de señales horarias . . . 7-111
102 Antisobrete Ásón 7-112
103 Piloto luminoso para teléfono . . 7-113
104 Indicador de destrucción de fusible 7-114
105 Alimentación sin transformador . 7-114
106 Indicador de programación 7-115
107 Cargador de baterías de níquel-cadmio 7-116

elektor claves

año 6, núm. 62/63 julio/agosto 1985

Redacción, Administración y Suscripciones: Avda. Alfonso XIII, 141, bajo dcha. 28016 Madrid. Teléf. 2505820. Télex: 49371 ELOC E
Edita: Ingelek, S. A.
Director: Antonio M. Ferrer Abelló
Redactor jefe edición internacional: Paul Holmes
Editor adjunto: E. Krempelsauer
Redactora feje de la edición española: Milagros López
Cuerpo de redacción: J. Barendrecht, G. H. K. Dam, P. Theunissen, K. Diedrich, A. Nachtmann, G. Nachbar, K. S. M. Walraven
Colaboradores: José Edreira, Susana Gracia, Rafael Serrano, José López, Enrique Monsalve, Gustavo Reimers, Javier San Juan, Angel Segado, Inmaculada de la Torre, José María Urretavizcaya, J. Arriaga, R. Peces, J. Pérez Oria, M.ª Angeles Ortiz y Antonio Calvo
Maquetación: Carlos González-Amezúa, Maite Conde
Producción: Vicente Robles
Publicidad: Lola González, Carmina Ferrer, Avda. Alfonso XIII, 141. Teléf. 4576923, 28016 Madrid
Contabilidad María Antonia Buitrago
Distribución: Santiago Ferrer
Suscripciones: María González-Amezúa
Impresión: Gráficas Gregorio Abad, S. A. (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 Electronics PVT Ltd., 3 Chunam Lane, Bombay 400007. India.
Elektor Portugal Ferreira and Bento, Lda. R.D. Estefanía, 32. 1000 Lisboa.

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 © 1985. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
© 1985. 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 · VERDAD

asociación española de prensa técnica

Federación Internacional de la Prensa Periódica

¿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: 300 ptas. Número doble: 600 ptas.
Suscripción por un año; España 3.000 ptas. Europa (correo por superficie): 3.800 ptas. Europa (correo aéreo): 4.100 ptas. América (correo superficie): 4.800 ptas. o 30 $. América (correo aéreo): 7.100 ptas. o 45 $.

Derechos envío certificado: España: 300 ptas.
Extranjero: 800 ptas.

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
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. 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. 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
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
elektor núm. 20, enero 1982		
Extensión de memoria para el analizador lógico	81141	1.150
elektor núm. 21, febrero 1982		
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		
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
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
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-tester	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 telefonía interior		
Circuito telefónico	82147-1	1.025
Placa alimentación	82147-2	510
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
Tester 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
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	82106	890
Tarjeta de entrada	82107	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
elektor núm. 46, marzo 1984		
Tarjeta CPU universal	83108-1	2.510
Tarjeta principal	83108-2	1.560
Tarjeta de comunicaciones	83114	610
Pseudo-estéreo	83110	1.185
Regulador para tren	83104	765
Fonóforo a flash		
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		
Panel frontal	84012-F	1.385
Tarjeta de medida	84012-1	1.290
Visualización	84012-2	760
Tarjeta de memoria universal	83014	2.360

circuitos impresos

servicio-eps

elektor, núm. 50/51, julio-agosto 1984

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
Generadores de ondas sinusoidales	83561	615
Amplificador microfónico con ajuste de tonalidad	83562	670
Generador de miras B/N con un integrado	83551	625
Convertidor D/A sin pretensiones	83558	630
Disco light		
Tarjeta principal	84007-1	2.805
Tarjeta de programa	84007-2	1.040

Elektor, núm. 52, septiembre 1984

Regulador transistorizado para alternador	83088	635
Caja de sincronismos de vídeo	83124	745
Elaberinto		
Placa de electrónica	84023-1	1.345
Placa de control	84023-2	1.190
Generador de impulsos		
Placa frontal	84037-1	1.740
Placa de doble cara	84037-2	2.080
Carátula adhesiva	84037-F	1.245

Elektor, núm. 53, octubre 1984

Videocombinador	84018	720
Tacómetro para vehículos diesel.	84009	560
Analizador en tiempo real		
Placa de filtros	84024-1	1.440
Circuitos de entrada y alimentación	84024-2	1.170
Interface de potencia	84019	1.640
Borrador de EPROMs inteligente	84017	1.430

Elektor, núm. 54, noviembre 1984

Analizador en tiempo real		
Placa de visualización	84024-3	4.310
Placa de base	84024-4	5.980
Receptor portátil de onda corta	84040	1.740
Lanzadestellos portátil	84048	910
Interface para máquinas de escribir electrónicas	84055	1.420

Elektor, núm. 55, diciembre 1984

Analizador en tiempo real		
Generador de ruido rosa	84024-5	1.130
Carátula adhesiva frontal	84024-F	1.825
Supervisualizador de vídeo	84024-6	1.870
Mini-Crescendo	84041	1 615

Elektor, núm. 56, enero 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.110
Ampliaciones para ZX-81 y Spectrum	84054	1.125
Micrófono sin hilos	84063	1.245

Elektor, núm. 57, febrero 1985

Inversor de vídeo	84084	1.135
Convertidor RS232-Centronics	84078	1.850
Sonda batimétrica		
Placa principal	84062	1.680
Placa display	81105-1	735
Modem	84031	5.060

Elektor, núm. 58, marzo 1985

Simulador de estéreo	83133-1	785
	83133-2	1.135
	83133-3	950
Preamplificador dinámico	84089	790
Tacómetro digital	84079-1	945
	84079-2	1.290
Amplificador a válvulas	84095	1.755

Elektor, núm. 59, abril 1985

Adaptador SCART	84072	995
Harpagón. Versión 1	84073	715
Harpagón. Versión 2	84083	665
Falsa alarma	84088	750
TV en monitor	84101	680
Mini-impresora	84106	1.890
Generador de funciones		
Placa principal	84111	2.280
Placa frontal	8411-F	1.270
Controlador de mini-car	84130	990

Elektor, núm. 60, mayo 1985

Filtro activo	84071	1.620
Limpiador de impulsos de casete para ZX-81	84075	1.220
Fláshmetro	84081	1.180
Termorregulador para soldador	84112	710
Amplificador portátil para guitarra	84128	1.530
Frecuencímetro a µP:		
Circuito principal	85013	3.145
Visualizador	85014	1.285
Oscilador	85015	645
Panel frontal	84097-F	2.860

Elektor, núm. 61, junio 1985

Selector de EPROMs	85007	940
Autodim	84096	715
Alimentación alterna	84035	770
Fundido de diapositivas controlado por ordenador:		
Placa de control	84115-1	3.080
Placa de potencia	84115-2	1.890
Etapa de entrada a 1,2 GHz	85006	1.260
Amplificador híbrido de 30 W	85001	950

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	Todas las carátulas a 510 ptas./unidad.
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	

ESTE MES...

Elektor, núm. 62/63, julio/agosto 1985

	Referencia	P.V.P.
Protector de alimentación	EPS 84408	680
Control económico de motor	EPS 84427	705
Alarma para frigorífico	EPS 84437	695
Conversor VHF/AIR	EPS 84438	1.030
Analizador de líneas	EPS 84452	960
Timbre musical	EPS 84457	835
Frecuencímetro	EPS 84462	1.515
Alimentación para microordenador	EPS 84477	1.650

¡Anúnciese en elektor!

¿Desea mayor información?...

Le esperamos en el **457 69 23 / 250 58 20**

CONSULTAS TECNICAS

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

933 KITS DE MONTAJE ELECTRONICO

Solicite Información



TRONKIT

Equipos Disponibles 57

Selección aconsejable

1	Organo de luces sicodélicas	11.603 ptas
15	Temporizador retardador de usos generales	2.206 ptas
22	Variador de luz y velocidad a triac de 10 A	2.681 ptas
27	Timbre supletorio para el teléfono	4.173 ptas
40	Emisora experimental FM micrófono sin hilos	1.995 ptas
47	Luz rítmica sicodélica	4.453 ptas
57	Sintonizador AM	2.677 ptas

KORPALKIT

Equipos Disponibles 104

Selección aconsejable

TK-001	Regulador electrónico - 1.000 W.	1.585 ptas.
TK-005	Micrófono para guitarra clásica	2.035 ptas.
TK-015	Sicodélico 4 canales. Filtros activos - micro - monitor - bafle	6.110 ptas.
TK-020-C	Cuentarevoluciones por columna luminosa. Con caja	2.315 ptas.
TK-022	VU-Meter por columna luminosa	2.331 ptas.
TK-025	WARNING - Intermitente de emergencia	1.420 ptas.
TK-030	VU-METER por columna luminosa - Alta sensibilidad	2.530 ptas.
TK-036	1 X 2. Aparato electrónico para hacer quinielas	1.530 ptas.
TK-047	Interruptor crepuscular A-TRIAC	2.190 ptas.
TK-058	Contador digital de dos dígitos	3.980 ptas.
TK-080	A y B Preamplificador Ecualizador R.I.A.A. Selector 4 canales estéreo	2.356 ptas.

elektor kits

Equipos Disponibles 167

Selección aconsejable

1.	EK-79077	Generador de sonidos	1.354 ptas.
2.	EK-1473	Tren de vapor	1.485 ptas.
9.	EK-9927	Minifrecuencimiento digital	8.075 ptas.
17.	EK-80089	Junior cómputer	27.950 ptas.
25.	EK-81013	Economizador de gasolina	2.319 ptas.
39.	EK-80077	Comprobador de transistores	5.846 ptas.
45.	EK-81110	Detector de movimientos	4.184 ptas.
69.	EK-9823	Ionizador	3.476 ptas.
73.	EK-82070	Cargador universal Ni-Cad	3.157 ptas.
81.	EK-81575	Voltímetro digital universal	6.422 ptas.
92	EK-82026	Frecuencímetro LCD	15.621 ptas.
98.	EK-82138	Cebador electrónico para fluorescentes	1.187 ptas.
129.	EK-82558	Juegos T.V. en EPROM	5.581 ptas.
134.	EK-83037	Luxómetro A LCD	9.138 ptas.
139	EK-83041	Reloj programable	24.767 ptas.
156.	EK-83044	Decodificador de RTTY	5.327 ptas.
161.	EK-83110	Regulador para tren eléctrico	5.640 ptas.
166.	EK-83102	Omnibus	11.979 ptas.

PANTEC

Equipos Disponibles 12

Selección aconsejable

3	Alimentador estabilizado 2 ÷ 30 V. 20 mA ÷ 22 A	3.631 ptas.
9	Termómetro digital -9,9° C. ÷ +99,9° C.	6.912 ptas.
10	Regulador de velocidad "Switch mode" para motorcitos eléctricos	2.593 ptas.
11	Transmisor FM 3 W. con antena	3.177 ptas.
13	Transmisor de un canal para radiomando	2.583 ptas.
14	Receptor de un canal para radiomando	4.119 ptas.

VALKIT

Equipos Disponibles 120

Selección aconsejable

VALKIT-1	Variador de luz y velocidad a triac 1 700 W. Red	805 ptas.
VALKIT-3	Organo de luces de tres canales	3.646 ptas.
VALKIT-15	Preamplificador HI-FI con ecualizador y corrección de tonos	1.425 ptas.
VALKIT-30	Fuente aliment. regulable de 7 a 35 V. 2 Amp.	5.295 ptas.
VALKIT-34	Receptor para VHF (en preparación)	1.334 ptas.
VALKIT-39	Regulador tensión para motor cassete	713 ptas.
VALKIT-47	Antirrobo para puertas y ventanas de tiempo regulable	1.495 ptas.
VALKIT-71	Previo para pick-up magnético (mezclador)	661 ptas.
VALKIT-74	Variador de luz empotrable a sensor con memoria	2.200 ptas.
VALKIT-90	Luz rítmica sicodélica un canal	1.138 ptas.
VALKIT-91	Preamplificador distorsionador para guitarra	1.113 ptas.
VALKIT-111	Encendido electrónico para motores explosión (circuito especial)	5.885 ptas.
VALKIT-115	Micrófono sin hilos para la banda de FM. Caja incluida	1.735 ptas.
VALKIT-116	Variador de luz emportrable con regulador por potenciómetro	1.005 ptas.

CARKIT

Equipos Disponibles 167

Selección aconsejable

1R	Organo de luces sicodélicas de 3 canales	4.399 ptas.
8	Fuente de alimentación estabilizada	3.739 ptas.
9	Amplificador de 1 W. con circuito integrado	1.132 ptas.
10	Variador de luz y velocidad con triac	1.917 ptas.
15R	Micrófono sin hilos	1.995 ptas.
16R	Temporizador retardador de usos generales	2.206 ptas.
23R	Amplificador de 15 W. efectivos	2.707 ptas.
30RN	Interruptor variador por contacto	1.734 ptas.
31RN	Previo para sensor (Carkit 30)	532 ptas.
41R	Timbre musical	3.797 ptas.
44	Fuente estabilizada para 12 v. y 1,5 Amp.	3.513 ptas.
55	Báscula electrónica	586 ptas.

SALES-KIT

Equipos Disponibles 200

Selección aconsejable

SK-1	Tacómetro óptico	5.600 ptas.
SK-8	Carrillón de tres tonos	1.860 ptas.
SK-21	Relé óptico con enclavamiento	1.170 ptas.
SK-37	Intercomunicador	2.620 ptas.
SK-38	Inyector de señal	680 ptas.
SK-43	Pájaro electrónico	2.120 ptas.
SK-44	Grillo electrónico	920 ptas.
SK-50	Amplificador telefónico	2.320 ptas.
SK-56	Regulador de luz hasta 1.000 W.	1.880 ptas.
SK-84	Booster 5 W.	2.410 ptas.
SK-89	Alarma para automóviles	1.600 ptas.
SK-90	Telecontrol 1 canal	5.600 ptas.
SK-105	Luz psicodélica de 1 canal	1.630 ptas.
SK-112	Fuente para laboratorio	10.310 ptas.
SK-120	Etapa de potencia 25 W.	2.110 ptas.
SK-125	Receptor para telecomando	3.420 ptas.
SK-128	Dado electrónico	1.900 ptas.
SK-174	Vu-meter estéreo	2.670 ptas.
SK-181	Encendido electrónico	2.530 ptas.
SK-185	Sicodélico 3 canales con micro	3.860 ptas.
SK-193	Flas estroboscópico	4.780 ptas.
SK-197	Quiniela Electrónica	1.550 ptas.
SK-198	Pupitre de mezcla monoaural para 6 micrófonos	6.610 ptas.
SK-199	Central de alarma para automóvil	5.090 ptas.
SK-200	Convertidor para instalación energética solar de 200 W.	15.900 ptas.

Primer supermercado de la electrónica VISITENOS

nueva ELECTRONICA

Equipos Disponibles 106

Selección aconsejable

LX 010	Emisora de 1 W.	2.800 ptas.
LX 011	Fuente alimentación emisora	1.200 ptas.
LX 020	Lineal 12 W. para LX 010	6.825 ptas.
LX 021	Fuente lineal 12 W.	8.770 ptas.
LX 113	Ruleta electrónica	6.200 ptas.
LX 218	Ionizador	2.000 ptas.
LX 267	Codificados Stereo	12.700 ptas.
LX 294	Preamplificador UHF	2.670 ptas.
LX 359	Micrófono FM	1.900 ptas.
LX 377	Preamplificador 144-146 Mhz	2.900 ptas.
LX 465	Intefono moto	3.300 ptas.
LX 483	Ecualizador gráfico	5.600 ptas.
LX 492	Sintonizador 800 canales	13.700 ptas.
LX 538	Mezclador stereo	3.500 ptas.
LX 559	Detector acupuntura	2.150 ptas.

TARJETA PEDIDO DE KITS

Deseo recibir los KITS siguientes:

Cant.	Referencia	Precio

El importe lo hago efectivo mediante

- ☐ talón bancario a nombre de E. SANDOVAL
- ☐ reembolso
- ☐ giro postal anticipado

NOTA - Debe anadirse 150 pesetas por gastos de envio en los KITS.

D

Calle

Ciudad

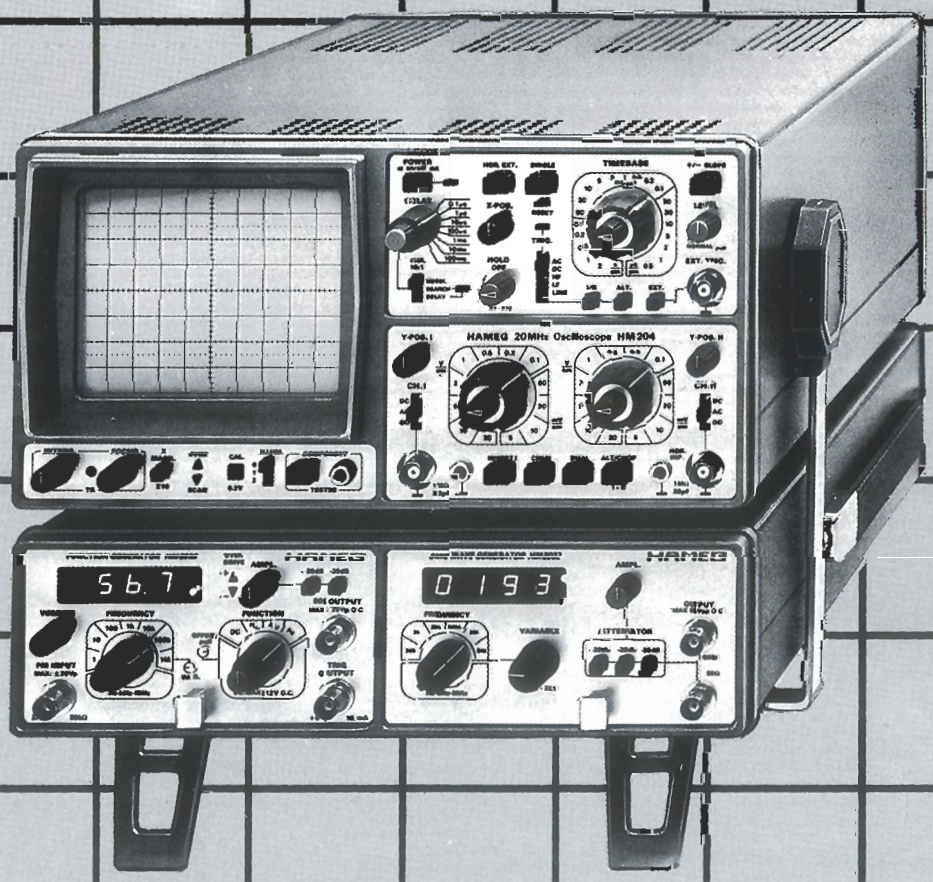
C.P. Provincia

ELECTRONICA SANDOVAL S.A.

Sandoval, 3, 4 y 6 - Teléfs. 448 18 33/70

Telex: 47784 SAVL - 28010 MADRID

QUIEN COMPARA ESCOGE HAMEG



HAMEG IBERICA S.A.

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

sumario temático

Audio, video y generación de sonido

Amplificador 70/90 W 7-43
Anti-plop 7-109
Buffer para preamplificación de audio 7-57
Conmutador de audio controlado en tensión 7-50
Casco de infrarrojos: receptor 7-96
Casco de infrarrojos: transmisor 7-78
Corrector de balance estéreo 7-75
Filtro de audio universal 7-102
Filtro paso-banda digital 7-48
Potenciómetro por sensores al tacto 7-40
Preamplificador de guitarra 7-26
Separador de sincronismo 7-80
Supresor de nieve 7-54
Supresor de ruido estéreo 7-85
Timbre estereofónico 7-44
Un pequeño amplificador de gran potencia 7-80

Doméstico

Ahuyentador sónico 7-71
Alarma para frigorífico 7-30
Alarma temporizada 7-79
Cerradura codificada con un único pulsador 7-47
El 2N3055 como fotoconmutador 7-42
Extensión telefónica super sencilla 7-101
Imitador de pájaros 7-80
Indicador de destrucción de fusible 7-114
Indicador de temperatura 7-102
Luz de aviso automática de reserva 7-41
Monitor para calefacción central 7-99
Piloto luminoso para teléfono 7-113
Predictor de lluvia 7-103
Ratas y ohmios 7-61
Regulador de luminosidad de 1 kW 7-83
Temperatura leída en un multímetro 7-106
Timbre musical 7-73
Un pájaro gracioso 7-98
Un pulsador y dos timbres 7-39

Equipos de medida y prueba

Combinando contadores 4017 7-56
DigiLED 7-55
Dipmetro VHF 7-106
Discriminador de frecuencia de impulso 7-79
Frecuencímetro 7-52
Indicador de nivel 7-32
LED detector de corriente 7-59
Medidor LC 7-25
Ohmetro sonoro 7-91
PARSER 7-92
Selector de ganancia 7-74
Sonda lógica TTL 7-60
Tester de polaridad 7-104
Ventana a LEDs 7-104

Generadores y osciladores

Diente de sierra digital 7-105
Disparador Schmitt sensible 7-92
Generador de impulsos 7-37
Generador de velocidad de transmisión 7-29
Oscilador en puente de Wien 7-81

Fuentes de alimentación

Alimentación para microordenador 7-35
Alimentación para ordenadores 7-51
Alimentación «pesada» 7-80
Alimentación sin transformador 7-114
Anti-sobretensión 7-112
Cargador de baterías de níquel-cadmio 7-45
Consideraciones a la fuente de alimentación 7-96
Limitador de disipación 7-110
Opto-acoplador lineal 7-97
Protector de alimentación 7-75
Regulador conmutado de baja potencia 7-71
Supervisor de alimentación 7-57

HI-FI

Conversor VHF/AIR 7-33
Conversor VHF 7-87
Receptor FM de bolsillo 7-48
Receptor de señales horarias 7-111

Ordenadores y microprocesadores

Analizador de líneas RS232 7-49
Bootstrap para el 6502 7-101
Borrador de EPROM 7-93
Click para el Elekterminal 7-77
Conversor A/D rápido 7-94
Conversor paralelo/serie 7-84
Convertidor analógico-digital multicanal 7-76
Expansión de floppy 7-44
Generador de reloj para microprocesador 7-72
Indicador RESIRQNMI 7-60
Interface de infrarrojos para µP 7-82
Interface de joystick 7-83
Lápiz óptico 7-86
Minidepurador de señal 7-109
Ocho salidas para un µP 7-46
RS232 bis 7-62
Salto por reset 7-90
2 × 2716 = 2732 7-77
2716 contra 2708 7-28

Hobby y automóviles

Alarma de luces 7-90
Cargador automático de baterías 7-116
Control económico de motor 7-107
Cuenta pasos 7-24
Disparador fotovoltaico 7-108
Estroboscopio 7-58
Medidor de fatiga 7-54
Regulador de velocidad 7-32
Reloj despertador para el coche 7-27
Tacómetro digital 7-40

Varios

Contador de sucesos 7-95
Indicador de conmutación 7-115
Máquina tragaperras 7-38
Relé fotoelectrónico 7-42
Simulador de válvulas 7-28
Teclado electrónico 7-37
Temporizador de retardo 7-24
Temporizador universal 7-31

teletipo elektor teletipo elektor teletipo

Nuevo centro CAD/CAM en Aragón

La técnica del diseño y fabricación asistidos por ordenador (CAD/CAM) constituye un elemento clave para la reindustrialización de cualquier sector que pretenda competir con éxito en los mercados nacional e internacional.
Con ella se dispone de una herramienta que permite reducir de forma considerable los tiempos de fabricación, reduciéndose el número de prototipos, mejorando la calidad del producto y aprovechando al máximo la materia prima.
Algunas aplicaciones significativas del CAD/CAM son el dibujo y delineación, diseño mecánico y electrónico, diseño y análisis de estructuras, diseño textil, artes gráficas, marroquinería, fabricación de muebles...
El pasado día 7 de marzo se firmó, en la Dirección General de Electrónica e Informática del Ministerio de Industria y Energía, un Convenio que permitirá la instalación de un Centro de la REDINSER en Zaragoza, en el Instituto Tecnológico de Aragón.
El Centro será dotado con un Sistema de Diseño y Fabricación asistidos por Ordenador (CAD/CAM), cedido por la Dirección General de Electrónica e Informática, y contará con el apoyo de la Consejería de Industria de la Diputación General de Aragón.
El Centro de Aragón estará al servicio de las industrias de la región, quienes podrán acceder más fácilmente a estas técnicas de diseño automático. Al mismo tiempo, servirá de soporte para la promoción industrial de la tecnología CAD/CAM y para la formación de técnicos.
Después del mencionado convenio, hay dos Centros de CAD/CAM en funcionamiento (en Barcelona y en Pamplona) y tres en fase de instalación (en Menorca, Elda y Zaragoza). En total, cinco Centros.

Motorola, en Taiwan

Motorola acaba de anunciar la compra de una instalación de 27.000 metros cuadrados en Chung-Li, cerca de Taipei (Taiwan), que utilizará para fabricar, montar y comprobar una cierta variedad de productos electrónicos, que incluye circuitos integrados. Se espera que la producción comience en el segundo semestre de 1985.
La compra forma parte de una inversión total de Motorola en Taiwan de 50 millones de dólares, recientemente aprobada por el Ministerio de Asuntos Económicos de aquel país.
Motorola es uno de los más importantes fabricantes internacionales de equipos, sistemas y componentes electrónicos. Sus productos incluyen radios de dos vías y celulares, otras formas de sistemas electrónicos de comunicaciones, semiconductores, electrónica de defensa y aerospacial, equipos electrónicos de automoción e industriales, comunicación de datos e informática.

Caen los precios de las placas de memoria VME

Un aumento significativo en el volumen de producción y la disminución del coste de las DRAMs de 64 K y 256 K han permitido a Motorola reducir drásticamente (un 30%) los precios de sus placas de memoria VME.
Estas placas ofrecen un diseño de memoria totalmente actual con un tiempo de acceso máximo de lectura de 280 Ns con paridad y un tiempo de acceso máximo de escritura de 60 Ns. Las placas de alta densidad (1 y 2 Mbytes) utilizan dispositivos RAM de 256 Kbits para aumentar la fiabilidad y disminuir el consumo de energía del sistema.

Terminales Digital/Standard de fabricación nacional

Digital y Standard Eléctrica han firmado un acuerdo de fabricación de terminales en España.
El contrato firmado por ambas compañías se refiere a la fabricación de varias decenas de miles de monitores en la factoría de Standard Eléctrica en Villaverde (Madrid), por un período de dieciocho meses, que podrá ser prorrogado de mutuo acuerdo.
Este contrato, que permitirá a Standard Eléctrica dar empleo a más de sesenta y cinco personas en su fábrica de Villaverde, le concede la total responsabilidad de la fabricación, incluyendo la compra de componentes, montaje, ensamblaje y pruebas, hasta la expedición del producto totalmente terminado al centro de almacenamiento de Digital, desde el que será distribuido a toda Europa.
Standard Eléctrica se ocupará también del aprovisionamiento de repuestos durante la vida del producto.
Standard Eléctrica potenciará con ello su estrategia de diversificación, mientras Digital Equipment Corporation pone en práctica su compromiso de aportar tecnología, colaborar en proyectos de investigación y desarrollo en España, y mejorará su balanza de pagos mediante compras a suministradores nacionales y subcontratación de productos terminados, como el que ha dado lugar a este acuerdo.

IC4 Diseño Electrónico se traslada

La firma Diseño Electrónico, S. A., especializada en el diseño de circuitos impresos, esquemas y diseño mecánico, ha trasladado su oficina técnica dentro del mismo Barcelona. La nueva dirección es:
C/. Muntaner, 44, 3.° 2.ª, y el número de teléfono: (93) 323 44 19.

teletipo elektor teletipo elektor teletipo

Nace ASTRONICS, S. A.

La nueva empresa se ha instalado en la calle Doctor Fleming, 55, oficina 2, con el teléfono 457609 de Madrid; y se dedicará a la Agencia y Distribución de firmas dentro de la rama de componentes electrónicos.

Entre las principales empresas a las que Astronics, S. A. representa como Agente-Distribuidor, se encuentran:

FAIRCHILD: firma americana de gran prestigio en componentes activos.

COMPEL: firma italiana dedicada a la fabricación de conectores, circuitos híbridos, potenciómetros de foco.

CELM: firma italiana dedicada a la fabricación de condensadores de poliéster, propileno, poliestireno, policarbonato y tántalo.

GI.FE.: empresa italiana dedicada a la fabricación de piezas electromecánicas.

SIRA: dedicada a la fabricación de antenas de televisión, emisoras.

Divisas y cheques sin engaño

La empresa Promo (HK) Co., de Hong Kong, fabrica un pequeño y sencillo aparato capaz de descubrir inmediatamente cualquier falsificación. El «International Counterfeit Detector» puede comprobar la autenticidad de más de cincuenta billetes de distintas naciones, así como cheques de viaje, talones bancarios, certificados de depósito y bonos.

Con este aparato se han combinado, por primera vez, dos sistemas distintos de detección: los sensores magnéticos y la luz ultravioleta. Su utilización es sencilla, y su tamaño pequeño: tan sólo 12 × 6 × 2,5 cm. El detector resulta adecuado para emplazamientos turísticos, bancos y empresas de seguridad y particulares que manejen divisas con asiduidad.

La cubierta exterior del detector es de plástico duro ABS. Tiene un sensor magnético en uno de sus extremos, ante el cual se pasan los billetes (el dólar de Estados Unidos está impreso con tinta magnética) y, al iluminarlo con luz ultravioleta, se comprueban las marcas fluorescentes. Funciona con chips de circuitos integrados, y utiliza una pila de 9 voltios.

Microprocesadores SAB 80186/80188 de Siemens

Siemens ha decidido fabricar los microprocesadores de 16 bits SAB 80186/80188 como «second source» para los componentes desarrollados por Intel, a fin de seguir completando su programa de suministro de microprocesadores de 16 bits. El mercado de microprocesadores aumente desproporcionalmente. Siemens es el primer fabricante europeo en este sector.

El SAB 80186/80188 ha sido desarrollado a base de los procesadores estándar SAB 8086/8088 y dispone de funciones periféricas integradas suplementarias, las cuales permiten construir sistemas de microcomputadoras sumamente compactos. Los SAB 80186/80188 se integran óptimamente entre los SAB 8086/8088 y SAB 80286 fabricados asimismo por Siemens, siendo totalmente compatibles con los procesadores 80186/80188 de Intel.

Primer «monochip» SAB 8052A europeo

Siemens es el primer fabricante europeo que incluye en su gama de producción el microcontrolador «monochip» SAB 8052A. Este ofrece plena compatibilidad ascendente con respecto al tipo SAB 8051.

La capacidad de memoria (ROM de 8k, RAM de 256 bytes) fue duplicada, agregándose, además, un contador/temporizador de 16 bits (16 bit reload capture mode). Con este contador/temporizador se eleva asimismo el rendimiento del interfaz en serie. También se ofrece una versión sin ROM, designada SAB 8032A.

El tipo SAB 8052/8032A es tan universal como el SCB 8051A/8031A. Se presta para aplicaciones exigentes en que ya no bastan las prestaciones del módulo SAB 8051: la electrónica recreativa y la del automóvil, los sistemas de telecomunicaciones y de procesamiento de datos, así como los de medición, mando y regulación.

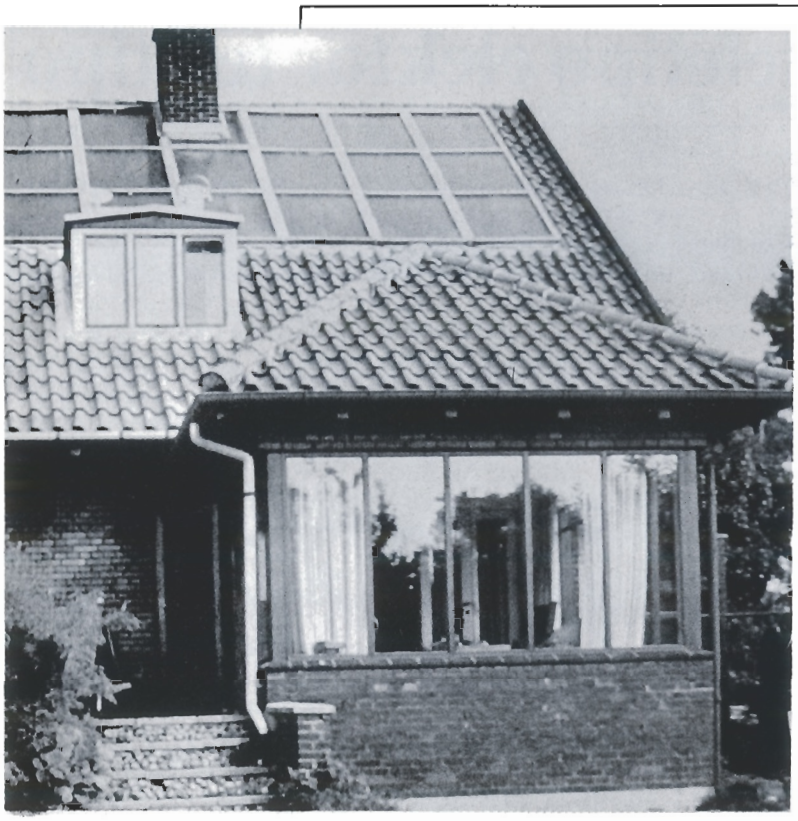
Diagnosis industrial

Recientemente tuvo lugar en la Cámara de Comercio e Industria de Madrid una Sesión Informativa sobre el Servicio de Diagnosis Industrial Subvencionada, que presta ADAMICRO a la pequeña y mediana empresa.

La estrategia prevista incluye el establecimiento en España de una planta de fabricación de Circuitos Integrados de la más avanzada tecnología, y se ha hecho énfasis en la aplicación de la microelectrónica en productos y procesos industriales. En la misma línea de promover el diseño y fabricación con microelectrónica, se encuentra el Servicio de Diagnosis Industrial Subvencionada que se realiza dentro del marco del PEIN por la Dirección General de Electrónica e Informática.

Este Servicio intenta conseguir la aplicación y mejora de procesos y productos tradicionales, mediante la aplicación de la microelectrónica. El industrial recibe un asesoramiento personalizado, y una colaboración con la empresa hasta la fase de anteproyecto. La información queda reflejada en un informe documentado que el solicitante recibe al presentar su petición de ayuda a los organismos que colaboran a la inversión en proyectos innovadores.

La prestación de este Servicio Subvencionado se puede solicitar a ADAMICRO, C/. Sor Angela de la Cruz, 6, planta 12, 28020 MADRID.



La Energía Solar Fotovoltaica sigue siendo, en el año 85, una gran desconocida en muchos sectores profesionales de nuestra sociedad y, aunque resulta evidente que no constituye la gran solución a los problemas energéticos, no es menos cierto que existe un campo de aplicaciones donde resulta insustituible. Este trabajo se centra en una de estas aplicaciones: las viviendas de campo que se encuentran alejadas del tendido eléctrico.
La primera parte presenta una descripción sobre la instalación solar y establece los criterios generales para definir el consumo y realizar el diseño. La segunda parte ofrece un programa mediante el cual el usuario puede encontrar el diseño específico para su vivienda, según los servicios requeridos y los días que vaya a hacer uso de ellos.

instalación solar en viendas de campo

J. Arriaga, R. Peces, J. Pérez Oria.
Laboratorio de Energía Solar, Cátedra de Electrónica.
E.U.I.T. Telecomunicación.
Ctra. de Valencia, km 7. 28031 Madrid.

Una de las utilidades más extendidas de la Energía Solar es la electrificación de aquellas viviendas de campo que se encuentran alejadas del tendido eléctrico. Para este tipo de viviendas que hasta hace poco han estado condenadas a vivir sin luz o con la dependencia de un generador diesel, el desarrollo de la Energía Solar Fotovoltaica ha aportado una solución que si no es todo lo económica que sería deseable, sí resulta ventajosa frente a las otras posibles soluciones. A este respecto, no hay que olvidar que el coste del tendido eléctrico de una línea supera actualmente el millón de pesetas por kilómetro por término medio. No es pues extraño, que una buena parte de pequeñas aplicaciones de la Energía Solar Fotovoltaica en nuestro país esté centrada en la iluminación de fincas rurales para las cuales hoy se pueden conseguir importantes subvenciones de la Administración.
Este trabajo, planteado como una divulgación en la aplicación de nuevas tecnologías, busca ser una eficaz ayuda para el posible usuario de la energía solar. Confiamos que, aportando unos ligeros conocimientos de electricidad por parte del lector, él mismo pueda diseñar la instalación adecuada a su propia necesidad.
El concepto de «diseño» en una instalación fotovoltaica supone básicamente calcular tres parámetros que optimicen la fiabilidad a un coste mínimo. Estos tres parámetros son:

a) Número de paneles solares fotovoltaicos necesarios.
b) Inclinación óptima de los mismos.
c) Capacidad del sistema de acumulación para atender el consumo en días y horas de no insolación.

Dimensionar adecuadamente cualquier instalación puede llegar a ser un problema complejo, máxime si se tiene en cuenta que algunas de las variables fundamentales de diseño, como son la insolación y el consumo, son variables aleatorias.
Sin embargó, cuando el sistema fotovoltaico a instalar es de pequeñas dimensiones, sistemas de pequeña potencia, como es el caso de las viviendas unifamiliares rurales, se puede recurrir a métodos simplificados que facilitan el dimensionado con un buen grado de exactitud. Una de estas aproximaciones es considerar que las variables aleatorias de radiación solar y de consumo pueden ser fielmente representadas por sus valores medios.
A estos efectos, tomaremos los valores medios de radiación solar para cada lugar de los datos publicados por el Ministerio de Industria y Energía en julio de 1981. En esta publicación se informaba de la radiación media mensual y horaria para distintas inclinaciones de los paneles de todas las provincias españolas.
Respecto al consumo, el problema es más delicado, ya que el coste fundamental en el

instalación solar en viviendas de campo

uso de la energía solar proviene de la inversión inicial en la potencia instalada y, por lo tanto, se hace obligatorio predeterminar qué consumo medio requiere una vivienda determinada y cómo este consumo medio se reparte a lo largo del día (perfil de carga diaria) y a lo largo del año (perfil de carga anual). El programa que acompaña a este trabajo, en su primera parte, es una ayuda al usuario para determinar el consumo de su vivienda.

Componentes de la instalación fotovoltaica

La estructura clásica de un generador fotovoltaico está formada por los tres subsistemas representados en la figura 1:
– Paneles solares.
– Regulador de carga.
– Sistema acumulador.

A. Paneles solares

Llamamos panel solar al elemento generador de un sistema fotovoltaico formado por células solares, las cuales son dispositivos semiconductores que transforman la energía de la luz solar directamente en corriente continua. En este sentido, un panel solar iluminado se comporta eléctricamente como un generador de corriente constante, cuyo valor es proporcional a la radiación solar captada por el panel. La figura 2 muestra, como ejemplo, las especificaciones que proporciona un fabricante sobre paneles monofaciales. Obsérvese la proporcionalidad entre radiación incidente y corriente de cortocircuito del panel.
La mayor parte de los paneles presentes hoy en el mercado están diseñados para trabajar con una batería de 12 voltios. Sin embargo, para garantizar la carga completa de una batería plomo-ácido de 12 V, es necesaria una tensión en bornas de la batería de 14 voltios. Esta tensión, más la caída en los elementos de regulación y control, más la caída óhmica en el interconexionado, debe ser menor o igual a la tensión del módulo en el punto de máxima potencia a la temperatura de funcionamiento. Si no es así, se produce una infrautilización de la batería y del panel, causando una pérdida de fiabilidad y una disminución de la vida de la batería.
Por esta razón, se exige a los paneles que proporcionen en el punto de máxima potencia una tensión de 15-16 voltios, siendo frecuentes las corrientes de 2 amperios en condiciones de máxima insolación.
La conexión de paneles iguales en serie, obviamente incrementa la tensión disponible en el circuito, manteniendo constante la corriente. Por el contrario, su conexión en paralelo sumará las corrientes proporcionadas por cada panel.

B. Sistemas de acumulación

La acumulación más extendida en instalaciones fotovoltaicas es la batería de plomo-ácido y de níquel-cadmio de 12 voltios conectadas en serie y/o paralelo, según las necesidades de tensión y/o corriente del circuito.
La correcta utilización de baterías, como sistema acumulador de una instalación fotovoltaica, exige tener en consideración distintas características:
1) La tensión de carga por elemento es varias décimas de voltio superior a la tensión de descarga. Por ejemplo, una batería de 150 Ah, cargándose a un régimen de 4 amperios, tiene entre terminales una tensión próxima a los 14 voltios, mientras que si se descarga a 4 amperios, su tensión bajará a unos 12,6 voltios. Esta diferencia de tensión afecta sensiblemente el rendimiento energético del almacenamiento.
Por ambas razones, es cómodo para el diseñador de instalaciones preocuparse exclusivamente de los amperios × hora involucrados en el sistema y no de los watios × hora.
3) La figura 3 muestra la variación de la capacidad útil de una batería, en función de la duración de la descarga. La capacidad referenciada en catálogos viene dada generalmente para descargas rápidas (~10 horas) mientras que en instalaciones fotovoltaicas el régimen de descarga suele ser mucho más lento, obteniéndose para una misma batería una capacidad útil del 140%.
4) Para conseguir una máxima eficacia de la batería nunca se la debe descargar hasta el límite de su capacidad. Cuando esto sucede, el acumulador se degrada irreversiblemente. Un buen diseño debe garantizar que la batería no se descargue, en ningún caso, por debajo del 30 ó 40% de su valor nominal.
Conviene destacar que cuando un sistema está mal dimensionado, el primer elemento que sufre son las baterías, no cargándose

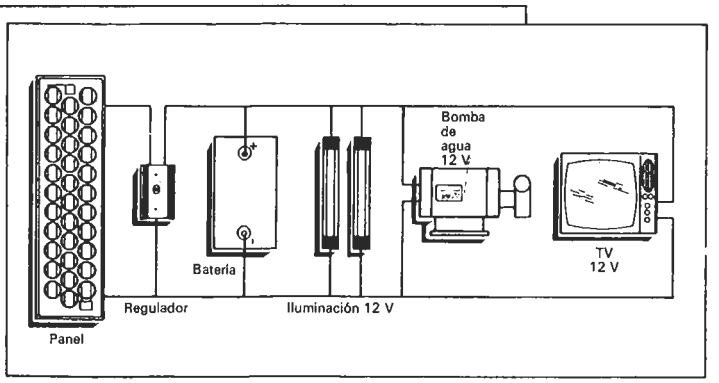


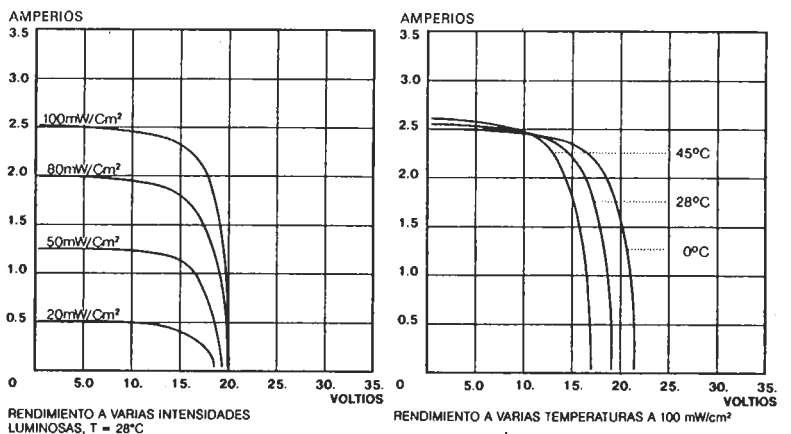
Figura 1. Diagrama de bloques de un generador Fotovoltaico.

Figura 2. Especificaciones de un panel Solar Fotovoltaico Monofacial.

Especificaciones de salida en distintas condiciones de prueba

	100 mW/cm² & 28° C	100 mW/cm² & 45° C (NOCT)
Voltaje en circuito abierto	20,3	18,9
Corriente en cortocircuito	2,3	2,3
Voltaje a máxima potencia	16,1	14,6
Corriente a máxima potencia	2,05	2,05
Watios de máxima potencia	33	30

Especificaciones de potencia





adecuadamente o permaneciendo largos períodos en baja carga, lo cual a su vez recorta la vida de las baterías y por consiguiente la vida del sistema en su conjunto.

C. Regulador de carga

El regulador de carga consta básicamente de un interruptor en serie entre los paneles fotovoltaicos y la batería y un sistema de detección y control en paralelo.
En condiciones normales, el interruptor está cerrado, permitiendo la carga de la batería. La apertura de dicho interruptor se realiza por dos motivos:

1) La tensión de la batería alcanza el nivel de la carga completa.
2) La tensión de los paneles solares es inferior a la tensión de la batería (caso de no insolación, donde la batería tendería a descargarse a través de los diodos que forman las células solares).

En instalaciones de uso doméstico, como las que estamos considerando, es conveniente añadir al regulador una función de alarma, de forma que primero avise de un estado peligroso de descarga de la batería y, en segundo lugar, desconecte todos o algunos receptores cuando la tensión de la batería baje de un determinado nivel.
Por lo general, estos tres subsistemas son suficientes para cualquier instalación fotovoltaica de viviendas rurales. Podría pensarse que, puesto que la conversión de la energía solar es directamente en corriente continua, se necesitaría un conversor cc/ca. La realidad es que, siempre que se pueda, se evitará trabajar con corriente alterna, debido a las pérdidas que introducen los convertidores.
La tensión de funcionamiento más estandarizada en aplicaciones de electrificación de viviendas son 12 voltios dc, por lo que las corrientes que circulan serán de varios amperios, incluso para cargas suaves. A este respecto, conviene recordar que para evitar caídas de tensión importantes en la instalación hay que respetar las normas UNE respecto a la sección de la línea. La figura 4 recoge la máxima longitud permitida de la línea, en función de la corriente, para una caída de tensión del 1,5%.

Figura 3. Capacidad útil de una batería en función del régimen de descarga.

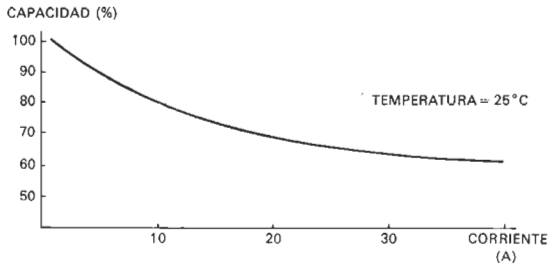
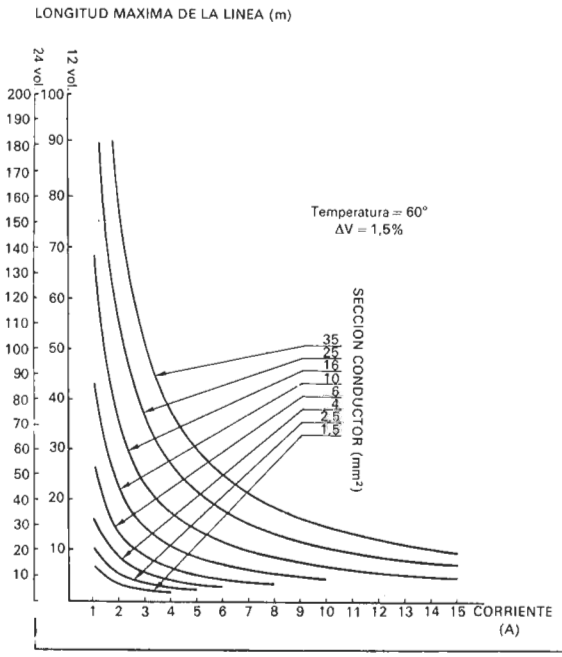


Figura 4. Máxima longitud de línea en función de la corriente, tomando como parámetro la sección del cable.



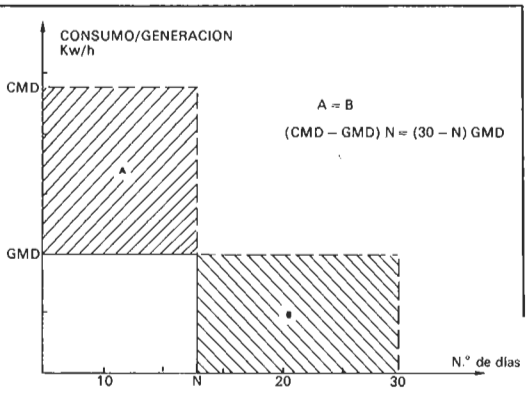
Consideraciones sobre el consumo

El usuario de una instalación fotovoltaica debe plantearse en primer lugar el problema de cómo minimizar el consumo de energía eléctrica en su vivienda, o dicho de otro modo, debe fijar un compromiso entre el coste de su instalación y los servicios que pretende que sean atendidos.
Esta cuestión tiene su razón de ser en el hecho de que los distintos servicios (electrodomésticos, alumbrado...) que consumen energía en cualquier vivienda moderna, están pensados más en el confort que en el consumo de energía. Así, trasladada esta situación a una vivienda electrificada mediante energía solar, llevaría a unos costes de instalación de varios millones de pesetas, que la harían prohibitiva en la mayoría de los casos.
La realidad, sin embargo, es más optimista, porque una buena parte de la energía que normalmente consumimos, no aporta mejora sustancial en el servicio.
Tal vez el caso más significativo sea el referente al alumbrado. Para una instalación fotovoltaica, utilizar bombillas clásicas de filamento resulta una decisión extremadamente cara. En primer lugar, porque necesitaríamos un convertidor cc/ca, con las pérdidas y costes que origina y, en segundo lugar, porque sus rendimientos de transformación no superan el 10%. Por el contrario, existen lámparas de alta luminosidad, con rendimientos de transformación de 4 a 6 veces superior a la bombilla de la misma potencia. Así, en instalaciones fotovoltaicas, es frecuente utilizar para el alumbrado tubos fluorescentes de 20 w a 12 voltios (y ocasionalmente de 8 w).
Respecto a los electrodomésticos, la situación es similar. El frigorífico es el elemento de mayor consumo, de forma que solamente para alimentar uno de mediana potencia haría falta una instalación superior al medio millón de pesetas. La solución que se propone al usuario de una vivienda rural es la utilización de refrigeradores de corriente continua a 12 voltios, lo que supone un compromiso aceptable entre consumo (coste de instalación) y prestaciones.
A la hora, por lo tanto, de decidir sobre los

elementos de consumo en una vivienda, conviene informarse a través de las casas especializadas, para elegir aquellos que mejor se adapten a una instalación fotovoltaica.
Un segundo problema en relación con el consumo es poder predeterminar cuál va a ser el tiempo medio de utilización de cada servicio y, por lo tanto, cuál será el consumo medio diario de watios-hora. Además, si hay grandes variaciones a lo largo del año, habrá que determinar los valores representativos de cada período. El programa que presentamos como ayuda para definir el consumo, trabaja con cuatro períodos anuales, por lo que se calculan los consumos medios diarios para los cuatro períodos estacionales.
Es evidente que puede haber ocasionalmente un consumo superior a los valores estimados, de la misma forma que puede darse un período climatológicamente adverso. Para corregir esta dispersión, se dota al sistema de una capacidad de reserva localizada en el sistema acumulador, de forma que pueda atender estas circunstancias especiales. Cuando incluso esta capacidad de reserva se agota, es la alarma del circuito regulador quien advierte que hay que tomar medidas en el sentido de o bien reducir el consumo, o bien aumentar el número de paneles fotovoltaicos, para incrementar la generación.

Dimensionado de la instalación fotovoltaica

Una vez que se ha definido el consumo medio diario estimado para los períodos estacionales, el programa entra en la fase de calcular la instalación necesaria. Conviene tener en cuenta que una instalación fotovoltaica que alimenta una carga concreta, no tiene una solución única, aunque evidentemente, una de ellas sí será la más ventajosa desde el punto de vista de la fiabilidad y del coste. Numerosos trabajos han estudiado este tema y la conclusión más generalizada es que el criterio más idóneo para dimensionar una instalación de este estilo, es el llamado «criterio del mes peor».
Este método consiste básicamente en determinar el número de paneles necesarios para que el mes de peor insolación y/o mayor consumo, la carga esté atendida exclusivamente por la generación de los paneles. En este supuesto, las baterías sólo son necesarias para el consumo nocturno o para las variaciones ocasionales sobre los valores medios de la generación y consumo (capacidad de autonomía), pero no para corregir desequilibrios en el ciclo anual.
La determinación del «mes peor» se fija ponderando en cada período el consumo medio diario más las pérdidas del sistema (que se evalúan en un 20%) con el máximo de radiación alcanzable en cada estación del año. Este criterio exige, sin embargo, una variante, ya que al tratarse de viviendas rurales no necesariamente serán viviendas de uso permanente y, por lo tanto, otro parámetro de interés en el diseño es el número de días ininterrumpidos por período que hay consumo. Es decir, la situación es distinta si se trata de una vivienda para los fines de semana, o para períodos más largos (vacaciones), o para uso continuado.
Para contemplar esta posibilidad, se distinguen dos situaciones:



a) Si el número de días de consumo ininterrumpido es superior a 30, se elegirá el criterio del «mes peor».
b) Si es inferior, se igualará el consumo a la generación mensual y se sobredimensionará el sistema acumulador con una capacidad igual a la generación de los días que no hay consumo.

La figura 5 aclara esta situación. Si $N < 30$ es el número de días de consumo de un mes, cuyo consumo medio diario es CMD, la instalación fotovoltaica se diseñará con el número de paneles que produzca una generación media diaria GMD, tal que:

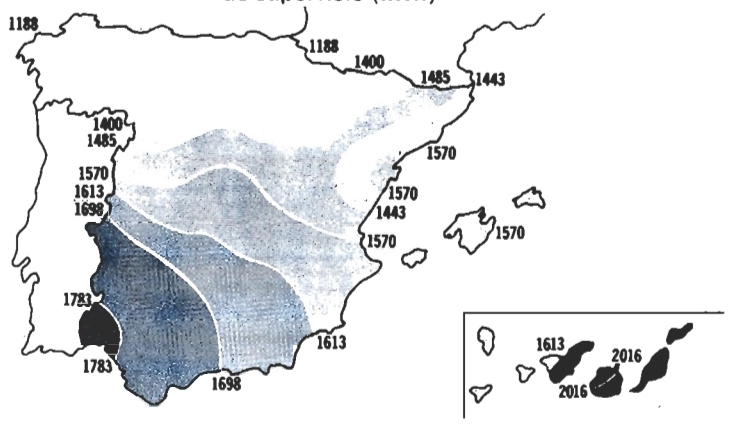
$$GMD = CMD \times N/30$$

y la batería se sobredimensionará con una capacidad tal que:

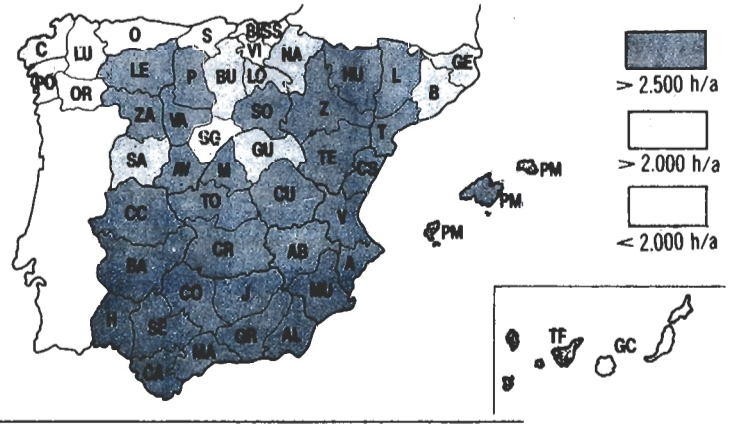
$$\text{Capacidad} = N(CMD - GMD) = (30 - N)GMD$$

Figura 5. Esquema simplificado de generación y consumo para cuando N < 30.

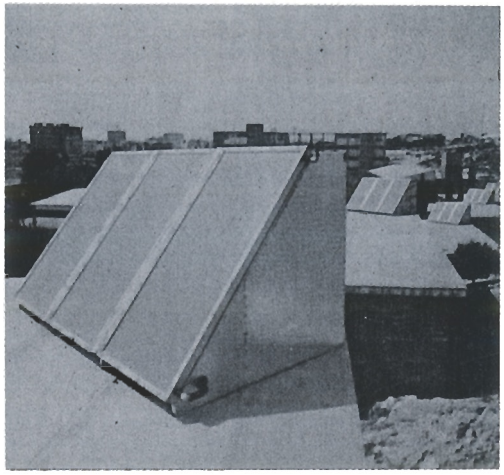
Mapa de energía anual recibida por m² de superficie (kwh)



Mapa de horas de insolación media anual en las distintas provincias españolas



La capacidad de autonomía de la batería, encargada, como se ha dicho, de atender las desviaciones ocasionales sobre los valores medios de generación y consumo, se determina en función del consumo medio diario y de su ubicación geográfica, atendiendo a diversos estudios estadísticos que existen sobre el tema.
Téngase en cuenta que en una instalación fotovoltaica, al incrementar la capacidad de las baterías sólo se aumenta la fiabilidad del sistema, pero nunca el consumo medio diario que de ella se puede hacer. Si se requiere mayor consumo diario, hay que incrementar el sistema generador, es decir, el número de paneles fotovoltaicos. ⏮





Bibliografía

(1) Monegon Ltd., «Engineering Design Handbook for Stand Alone Photovoltaic Systems» (1980).
(2) Eguren, J., «Dimensionado de sistemas fotovoltaicos autónomos». Curso de Electricidad Solar Fotovoltaica. I. E. S. (Madrid, 1982).
(3) Solar Power Corporation, «Sistemas generadores de electricidad a base de Energía Solar» (1981).
(4) Arriaga, J., «Dimensionado de una instalación Fotovoltaica autónoma», I y II, *Mundo Electrónico*, núms. 128 y 130 (1983).

instalación solar
solar en viviendas de campo

Un sencillo programa BASIC...

Si usted se decide a acondicionar su vivienda de campo con una instalación solar fotovoltaica, probablemente acudirá a alguna empresa especializada para informarse. Allí, seguramente, le harán una serie de preguntas sobre las características de su vivienda, para aconsejarle el tipo de instalación más adecuada. Una serie de cálculos basados en sus respuestas darán con «su modelo» de instalación. Esto es, precisamente, lo que hace el programa de ayuda al diseño que presentamos: pregunta, calcula y responde.
El programa ha sido desarrollado en lenguaje BASIC estándar en el ordenador VAX del Centro de Cálculo de la Escuela Universitaria de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones, y su adaptación a cualquier otro modelo de ordenador que trabaje con este lenguaje es inmediata, teniendo en cuenta las particularidades del sistema en cuestión. Veamos el caso de dos de los más populares ordenadores personales del momento, Spectrum y Commodore 64. El programa funcionará perfectamente en ambos con sólo:

- añadir LET antes de las asignaciones. Por ejemplo:

```
. . . .
7ØØ LET DA=5
. . . .
8ØØ LET U(1,2)=1
. . . .
78Ø IF HD6ØØ THEN LET IP=Ø.88*IP
. . . .
```

- sustituir la coma (,) por punto y coma (;) como separación de variable en las instrucciones INPUT... Por ejemplo:

```
. . . .
65Ø INPUT "VERANO";CMDV
. . . .
```

- para Spectrum, y en instrucciones THEN . . GOTO con varios puntos de retorno, sustituir las direcciones fijas de retorno por un algoritmo de la forma:
. . . . GOTO base + paso × número opción, donde: base = primera dirección − paso
En el programa sólo hay dos instrucciones de este tipo. Quedarían:

```
. . . .
1Ø5Ø ON PA GOTO 1Ø4Ø+PA*2Ø
. . . .
163Ø ON SL GOTO 162Ø+2Ø*SL
. . . .
```

- en Commodore habrá de limitarse a dos letras como máximo, la longitud de los nombres que designan variables; caso contrario, el ordenador sólo entenderá las dos primeras letras. Por ejemplo, no distinguirá entre CMDO y CMDI, que pueden sustituirse por CO y CI, o CM y CD...

Programa de ayuda al diseño de instalaciones solares

```
10  DIM V(4,2),U(4,2),DS(4)
20 PRINT 'ESTE PROGRAMA ES UNA AYUDA AL DISE~NO DE INSTALACIONES SOLARES  '
30 PRINT 'FOTOVOLTAICAS PARA VIVIENDAS DE CAMPO.'
40 PRINT 'EN PRIMER LUGAR ESTIMAREMOS EL CONSUMO DE DICHA VIVIENDA, SUPUESTO  '
50 PRINT 'QUE TODOS LOS SERVICIOS FUNCIONAN A 12 VOLTIOS DC.'
60 PRINT 'EN SEGUNDO LUGAR SE REALIZARA EL DISE~NO DE LA INSTALACION QUE ATIEN'
70 PRINT 'DE DICHO CONSUMO.'
80 PRINT 'CONTESTE ESCUETAMENTE A LAS PREGUNTAS CON : SI, NO O LA CANTIDAD PE-'
90 PRINT 'DIDA.'
100 INPUT 'DESEA ALUMBRADO (SI/NO)',A$
110 IF A$='NO' THEN GOTO 180
120 INPUT '  NUMERO DE DORMITORIOS ',ND
130 INPUT '  TIENE SALON (SI/NO)',S$
140 S=0
150 IF S$='SI' THEN S=1
160 INPUT '  NUMERO DE RESIDENTES HABITUALES ',RH
170 INPUT '  POTENCIA DE LOS FLUORESCENTES A UTILIZAR (20 o 8W)',PB
180 INPUT 'TIENE TELEVISION (SI/NO)',B$
190 IF B$='NO' THEN GOTO 210
200 INPUT '  DE QUE POTENCIA',PTV
210 INPUT 'TIENE REFRIGERADOR (SI/NO)',C$
220 IF C$='NO' THEN GOTO 240
230 INPUT '  DE QUE POTENCIA',PR
240 INPUT 'TIENE OTROS ELECTRODOMESTICOS A 12V (SI/NO)',D$
250 IF D$='NO' THEN GOTO 270
260 INPUT '  CUANTOS',NPE
270 INPUT 'NECESITA BOMBEO DE AGUA PARA CONSUMO (SI/NO)',E$
280 IF E$='NO' THEN GOTO 300
290 INPUT '  INDICAR ALTURA MANOMETRICA',HMBC
300 INPUT 'NECESITA BOMBEO DE AGUA PARA RIEGO (SI/NO)',F$
310 IF F$='NO' THEN GOTO 370
320 INPUT '  EL SISTEMA DE RIEGO ES POR GOTEO (SI/NO)',R$
330 SR=0.7
340 IF R$='NO' THEN SR=1
350 INPUT '  INDICAR SUPERFICIE DE REGADIO EN M. CUADRADOS',SBR
360 INPUT '  INDICAR ALTURA MANOMETRICA',HMBR
370 INPUT 'HAY OTROS SERVICIOS NO CONTEMPLADOS (SI/NO)',G$
380 IF G$='NO' THEN GOTO 440
390 PRINT 'INDICAR SU CONSUMO MEDIO DIARIO EN W.H ESTIMADO PARA LOS PERIODOS DE:'
400 INPUT 'PRIMAVERA=',GP
410 INPUT 'VERANO=',GV
420 INPUT 'OTO~NO=',GO
430 INPUT 'INVIERNO=',GI
440 A1=(S+5)*PB
450 A2=RH*0.5*PB
460 IF ND<RH THEN A2=ND*0.5*PB
470 B=4*(1+RH/10)*PTV
480 C=6*(1+RH/15)*PR
490 D=20*NPE/4
500 E=RH*HMBC*10/6
510 F=SR*SBR*HMBR/15
520 CMDP=A1+A2+B+C+D+E+F+GP
530 CMDV=0.76*A1+A2+0.8*B+1.3*C+D+1.2*E+3*F+GV
540 CMDO=1.29*A1+A2+1.2*B+C+D+E+0.6*F+GO
550 CMDI=1.4*A1+A2+1.3*B+0.7*C+D+0.9*E+GI
560 PRINT 'SU CONSUMO ESTIMADO PARA UN DIA CUALQUIERA DE :'
570 PRINT 'PRIMAVERA=';CMDP;'W.H'
580 PRINT 'VERANO=';CMDV;'W.H'
590 PRINT 'OTONO=';CMDO;'W.H'
600 PRINT 'INVIERNO=';CMDI;'W.  H'
610 INPUT 'ESTA UD. DE ACUERDO CON LOS DATOS OBTENIDOS (SI/NO)',Z$
620 IF Z$='SI' THEN GOTO 680
630 PRINT 'CIFRE EL NUEVO CONSUMO MEDIO DIARIO QUE CONSIDERE MAS CORRECTO (EN W.H)'
640 INPUT 'PRIMAVERA',CMDP
650 INPUT 'VERANO',CMDV
660 INPUT 'OTONO',CMDO
670 INPUT 'INVIERNO',CMDI
680 INPUT 'CUAL ES LA LATITUD DEL LUGAR EN GRADOS Y MINUTOS (GGMM)',LDL
690 IP=3.24
700 DA=5
710 IF LDL>=4250 THEN GOTO 740
720 IP=4.64
730 DA=4
740 IF LDL>3930 THEN GOTO 770
750 IP=5.09
760 DA=3
770 INPUT 'CUAL ES LA ALTITUD DEL LUGAR EN METROS',HDL
780 IF HDL>600 THEN IP=0.88*IP
790 U(1,1)=CMDP*1.2/1.02
800 U(1,2)=1
810 U(2,1)=CMDV*1.2/1.31
820 U(2,2)=2
830 U(3,1)=CMDO*1.2/0.9
840 U(3,2)=3
850 U(4,1)=CMDI*1.2/0.59
860 U(4,2)=4
```

instalación solar en viviendas de campo

```
870 J=1
880 K=J
890 IF U(K,1)>U(K+1,1) THEN GOTO 980
900 RE=U(K,1)
910 RS=U(K,2)
920 U(K,1)=U(K+1,1)
930 U(K,2)=U(K+1,2)
940 U(K+1,1)=RE
950 U(K+1,2)=RS
960 K=K-1
970 IF K>=1 THEN GOTO 890
980 J=J+1
990 IF J<4 THEN GOTO 880
1000 INPUT "SE TRATA DE UNA VIVIENDA PERMANENTE (SI/NO)",U$
1010 IF U$="NO" THEN GOTO 1140
1020 CP=U(1,1)
1030 SL=U(1,2)
1040 GOTO 1560
1050 ON PA GOTO 1060,1080,1100,1120
1060 V$="PRIMAVERA"
1070 RETURN
1080 V$="VERANO"
1090 RETURN
1100 V$="OTONO"
1110 RETURN
1120 V$="INVIERNO"
1130 RETURN
1140 FOR K=1 TO 3
1150 PA=U(K,2)
1160 GOSUB 1050
1170 PRINT "CUANTOS DIAS SEGUIDOS TIENE PREVISTO RESIDIR EN ";V$;
1180 INPUT ":",DS(K)
1190 IF DS (K) < 8 THEN DS(K)=8
1200 IF DS (K) = 0 THEN DS(K)=0
1210 IF DS(K)<30 THEN GOTO 1250
1220 CP=U(K,1)
1230 SL=U(K,2)
1240 GOTO 1560
1250 IF DS(K)*U(K,1)<30*U(K+1,1) THEN GOTO 1300
1260 CP=U(K,1)
1270 DSCP=DS(K)
1280 SL=U(K,2)
1290 GOTO 1600
1300 NEXT K
1310 PA=U(4,2)
1320 GOSUB 1050
1330 PRINT "CUANTOS DIAS SEGUIDOS TIENE PREVISTO RESIDIR EN ";V$;
1340 INPUT ":",DS(4)
1350 IF DS(4)<30 THEN GOTO 1390
1360 CP=U(4,1)
1370 SL=U(4,2)
1380 GOTO 1560
1390 FOR J=1 TO 4
1400 V(J,1)=U(J,1)*DS(J)
1410 V(J,2)=U(J,2)
1420 NEXT J
1430 V1=V(1,1)
1440 V2=V(1,2)
1450 J1=1
1460 FOR J=2 TO 4
1470 IF V(J,1)<=V1 THEN GOTO 1510
1480 V1=V(J,1)
1490 V2=V(J,2)
1500 J1=J
1510 NEXT J
1520 CP=U(J1,1)
1530 DSCP=DS(J1)
1540 SL=V2
1550 GOTO 1600
1560 NAP=CP/(IP*12)
1570 NAP=INT(NAP)+1
1580 QB=DA*CP/12
1590 GOTO 1630
1600 NAP=CP*DSCP/(30*IP*12)
1610 QB=DA*CP/12+(30-DSCP)*IP*NAP
1620 NAP=INT(NAP)+1
1630 ON SL GOTO 1640,1660,1680,1700
1640 GR=INT(LDL/100)-10
1650 GOTO 1710
1660 GR=INT(LDL/100)-20
1670 GOTO 1710
1680 GR=INT(LDL/100)
1690 GOTO 1710
1700 GR=INT(LDL/100)+20
1710 PRINT "SU INSTALACION EXIGE:"
1720 PRINT "- UN NUMERO DE PANELES FOTOVOLTAICOS CONECTADOS EN PARALELO"
1730 PRINT "  TAL QUE DEN UNA CORRIENTE DE ";NAP;" AMPERIOS CON INSOLACION"
1740 PRINT "  DE 100 MILIVATIOS/CENTIMETRO CUADRADO."
1750 PRINT "- LA INCLINACION ADECUADA DE LOS PANELES HA DE SER DE";GR
1760 PRINT "  GRADOS CON ORIENTACION SUR."
1770 PRINT "- UNA BATERIA PLOMO-ACIDO DE 12 V CON UNA CAPACIDAD DE";QB*1.2
1780 PRINT "  AMPERIOS HORA"
1790 END
```

instalación solar en viviendas de campo

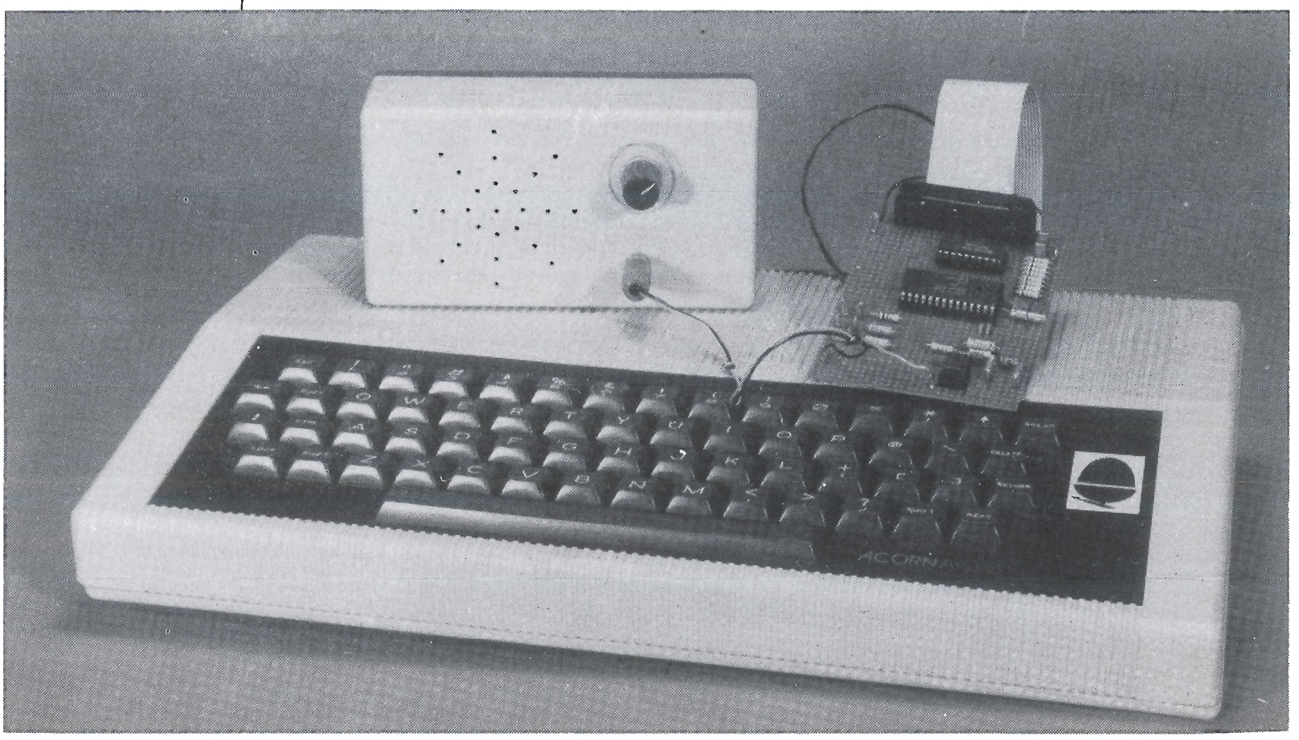
Centrales eléctricas por energía solar

Ya existen, funcionando a pleno rendimiento, dos Centrales de Energía Eléctrica en Estados Unidos.
Cada central, vista desde lejos, es como un campo de girasoles. Si nos acercamos, vemos que cada «girasol» es un gran espejo parabólico, que sigue al sol, cuyos rayos concentra en el foco de la parábola, produciendo altas temperaturas. Allí se encuentra convenientemente instalado un depósito de agua. Este agua se transforma en vapor y actúa como una caldera de vapor convencional. Uniendo todas las «calderas» de cada paraboloide, se consigue la cantidad de vapor necesario para mover la turbina de un generador eléctrico. La regulación y el control se realizan como en cualquier central convencional generadora de electricidad.
Este es el funcionamiento de una Central Eléctrica por Energía Solar.
Pero, ¿cuál es la innovación que 3M ha aportado al desarrollo mundial de los proyectos para la utilización de la energía solar?
Veamos cuál es el estado de la tecnología en cuestión:
La construcción de espejos parabólicos, de unos 10 m de diámetro, utilizando el cristal más fino posible para evitar las pérdidas de calor, supone la utilización de adhesivos especiales y aislamientos costosos por detrás del espejo, ya que hace falta, además, un soporte parabólico robusto para que el viento y los cambios de temperatura no rompan el espejo parabólico. Además, se requieren juntas de plomo, silicona, etc. Esta técnica es muy costosa.
3M ha resuelto el problema utilizando un tipo de film, muy fino, que tiene un tratamiento de vapor de aluminio o de plata y que es un perfecto espejo.
Pues bien, si colocamos el film especular encima de un gran cilindro cerrado en su base y hacemos con el film un cierre hermético, igual que si hiciéramos un tambor, bastará con hacer un pequeño vacío en el interior, para que el film adquiera automáticamente la forma parabólica. De esta manera tan económica, 3M ha abierto la puerta al desarrollo mundial de Centrales Eléctricas Solares que sustituyan a otras fuentes escasas de energía. Así están constituidas las Centrales de Texas y de California.

Productos para el control de la energía

Controlar la energía solar no es una utopía. Y tampoco es cierto que todo lo relacionado con ella quede forzosamente fuera del alcance del ciudadano de a pie. Sin ir más lejos, 3M ha desarrollado toda una gama de productos identificados como SCOTCHTINT, para ser aplicados sobre la superficie interior de los cristales de ventanas, reduciendo eficazmente el calor radiante y los deslumbramientos solares y eliminando los rayos ultravioletas, causantes de la decoloración y envejecimiento del mobiliario.
A diferencia de los materiales convencionales de protección solar y reducción de luz, estos productos forman un escudo reflexivo que rechaza, no absorbe, los rayos solares. Resulta, por tanto, un producto eficaz para reducir la transmisión de calor, el deslumbramiento y los rayos ultravioleta, manteniendo a la vez la transparencia y demás propiedades visuales del cristal.
El soporte de estos productos es una película de poliéster, revestida con vapor de aluminio, de densidad controlada, que refleja el calor solar, permitiendo una perfecta visibilidad con una distorsión mínima.
Una vez aplicado el producto, y después de secado, resiste perfectamente los lavacristales domésticos empleados en la limpieza de cristales y ventanas, y una vez aplicado, el cristal aumenta su resistencia a impactos, golpes y vibraciones.
Como es lógico, la instalación debe realizarse por un servicio técnico especializado, lo cual no influye en la sencillez de su mantenimiento: treinta días después de su aplicación, estos productos para el control de la energía solar, pueden limpiarse como si de un cristal normal se tratara, ya que pasan a formar parte del mismo. Entre las recomendaciones inherentes a la instalación, se encuentran el no emplear productos abrasivos para su limpieza, ya que podrían rayar o deteriorar la película, utilizar esponjas sintéticas o paños suaves y no aplicar sobre el producto ningún material adhesivo.
Los ensayos efectuados han demostrado que los cristales tratados con este tipo de productos aumentan su resistencia a golpes y vibraciones, impidiendo además que el cristal se haga pedazos.

instalación solar de viviendas de campo



el microordenador tiene la palabra

sintetizador de alófonos con interface Centronics

La síntesis de voz efectuada en un ordenador personal era hasta ahora una labor relativamente costosa, ofreciendo unas salidas inmediatas muy limitadas. No obstante, las perspectivas en este sentido son experimentalmente muy interesantes. Las técnicas más elementales, que permiten la reproducción de un texto anteriormente pronunciado, necesitan gran cantidad de memoria, dando por supuesto que de todos modos va a conservar cierta inteligibilidad. Una de las características comunes a los «sintetizadores de palabra» disponibles en el comercio es su precio elevado. Son sistemas en los que, sin embargo, el rendimiento fonético es mejor. El sintetizador de alófonos, aquí descrito, es comparablemente más barato y se contenta, por otra parte, con poca memoria.

Nuestro sintetizador de alófonos está basado en el Circuito Integrado SPO 256. En el momento de su llegada al mercado nos imaginamos que vendría acompañado de una nota de empleo muy detallada y completada con un diseño de placa de circuito impreso junto a algunas aplicaciones elementales.
Las primeras pruebas con nuestro prototipo nos revelaron que no era tan sencillo entrar en profundidad. Aquellos de entre nuestros lectores que quisieran obtener con él un éxito inmediato (¡Hurra, mi ordenador habla!) tienen muy pocas posibilidades de sentirse satisfechos. En efecto, se trata, en un principio, del típico ejemplo de circuito integrado conocido por los aficionados y también por algunos entusiastas de las experiencias lingüísticas. Se aprenden gracias a él gran cantidad de aspectos sobre la estructura del lenguaje hablado y sobre la programación de los sintetizadores de fonemas. Después de haber adquirido una cierta soltura en el arte de la combinación de alófonos, no se excluye el llegar a una expresión lingüística inteligible. Mediante la utilización de alófonos es posible lograr un vocabulario ilimitado, exigiendo únicamente un espacio de memoria limitado. Pero, desgraciadamente, es preciso confesar que el circuito integrado no facilita las cosas a su usuario. Pero esto no impide que se trate, sin duda, del mejor circuito integrado de su categoría en el mercado.

el micro-ordenador tiene la palabra

Principio de la síntesis de fonemas

Podemos definir Fonemas o Alófonos, como los sonidos básicos o unidades mínimas distintivas de una lengua. Con dicha definición es evidente que cualquier palabra puede ser descompuesta en un número determinado de fonemas. Por ejemplo, la palabra MESA está constituida por los siguientes fonemas: 'M', 'E', 'S', 'A'. Asimismo la palabra CAZA permite ser disgregada en: 'K', 'A', 'Z', 'A'. Llegamos, pues, a la conclusión de que la asociación de varios fonemas permite reconstruir una palabra. En concreto, en castellano existen veintiocho letras en el alfabeto y alrededor de cuarenta fonemas. Si un sistema (un sintetizador de fonemas) es capaz de producir todos los fonemas de una lengua, dispondremos teóricamente de un vocabulario ilimitado, que permite hablar al sistema. Se trata, sin embargo, de una lengua sintética, que a la inversa de un sistema basado en la pronunciación de palabras completas, no puede pretender semejanza alguna con un auténtico locutor. La mayoría de los ordenadores de a bordo parlantes, que equipan los coches más recientes, están basados en la síntesis vocal por palabra; incluso los despertadores y calculadoras parlantes. Para ampliar el tema de las distintas técnicas de síntesis de voz remitimos a nuestros lectores a los números 58 y 59 de Elektor.

Tabla 1.

fonema			sonidos representativos (letras en negrita)
código decimal	alófono	duración (ms)	
00		10	pause
01		20	pause
02		50	pause
03		100	pause
04		200	pause
05	OY	290	**boy**
06	AY	170	five
07	EH	50	**l**eft
08	KK3	80	**c**ount
09	PP	150	**p**eak
10	JH	100	**j**ump
11	NN1	170	**n**one
12	IH	50	**i**t
13	TT2	100	**t**o
14	RR1	130	**r**ight
15	AX	50	t**r**ouble
16	MM	180	**m**agnet
17	TT1	80	pa**rt**
18	DH1	140	**th**ey
19	IY	170	**s**ee
20	EY	200	**s**tay
21	DD1	50	**c**ard
22	UW1	60	**c**omputer
23	AO	70	**l**ong
24	AA	60	**h**ot
25	YY2	130	**y**ard
26	AE	80	**m**an
27	HH1	90	**h**e
28	BB1	40	t**r**ouble
29	TH	130	**th**in
30	UH	70	p**u**sh-pull
31	UW2	170	**f**ood
32	AW	250	**s**outh
33	DD2	250	**d**o
34	GG3	120	**j**ig
35	VV	130	**v**ery
36	GG1	80	**g**o
37	SH	120	**sh**ift
38	ZH	130	mea**s**ure
39	RR2	80	**br**ing
40	FF	110	**f**or
41	KK2	140	**sk**ip
42	KK1	120	**c**ask
43	ZZ	150	**z**ero
44	NG	200	talki**ng**
45	LL	80	**l**ook
46	WW	140	**w**ire
47	XR	250	**d**ear
48	WH	150	**wh**ere
49	YY1	90	**y**es
50	CH	150	**ch**ip
51	ER1	110	**c**ounter
52	ER2	210	**t**urn
53	OW	170	**s**low
54	DH2	180	la**th**e
55	SS	60	**s**top
56	NN2	140	**n**o
57	HH2	130	**h**ertz
58	OR	240	**st**ore
59	AR	200	**ar**m
60	YR	250	**c**lear
61	GG2	80	**g**lue
62	EL	140	ang**le**
63	BB2	60	**b**it

Tabla 1. Correspondencia entre códigos de fonemas, alófonos, duración de cada fonema y sonido representado.

El SPO 256, sintetizador de alófonos

Cuando la firma General Instrument presentó, hace poco más de cuatro años, el SPO 256 (bautizado SP-0256 en su tiempo) no era entonces un sintetizador de alófonos, sino un sistema monotarjeta de síntesis de palabra, dotado de un vocabulario en ROM. Más tarde apareció la versión SPO 256-AL2, en la cual la ROM no contenía sólo un vocabulario limitado, compuesto de palabras completas, sino de piezas y trozos de palabras (los famosos alófonos). Es así como tiene lugar la transformación del sapo (el sintetizador de palabras) en príncipe encantado (el sintetizador de alófonos). Un príncipe encantado muy barato, ya que el circuito integrado, dotado de un contenido en ROM diferente, a elección del usuario, es fabricado en número importante para la industria. Los verdaderos circuitos sintetizadores de alófonos, tal como el SC-01 de Votrax, son sensiblemente más caros, pero su lenguaje es más inteligible, aunque también nos ha parecido fuertemente matizado de un acento americano.

El componente sintetizador SPO 256-AL2 intenta, en definitiva, emular el tracto vocal humano, tomando como base un modelo matemático del mismo. La técnica de funcionamiento que utiliza es la denominada «Técnica LPC» (Linear Prediction Coefficients). El número concreto de coeficientes de este chip es de 12. Realmente, el SPO 256-AL2 es un procesador monochip especializado en el tratamiento de la señal vocal.

El esquema sinóptico de la figura 1 muestra los bloques que constituyen el circuito integrado. La ROM interna, de una capacidad

Tabla 2.

hello	27-07-45-53-02
this	18-12-55-04
is	12-55-04
the	18-19-04
elektor	19-45-07-08-13-58-04
speech	55-09-19-50-04
card	08-59-21-02

```
10 FOR K = 1 TO 31 STEP 1
20 READ I
30 LPRINT CHR$(I)
40 NEXT K: END
50 DATA 27, 07, 45, 53, 02
60 DATA 18, 12, 55, 04
70 DATA 12, 55, 04
80 DATA 18, 19, 04
90 DATA 19, 45, 07,08, 13, 58, 04
100 DATA 55, 09, 19, 50, 04
110 DATA 08, 59, 21, 02
```

Tabla 2. Ejemplo de una sentencia simple, los fonemas correspondientes y el programa BASIC pertinente.

el micro-ordenador tiene la palabra

1

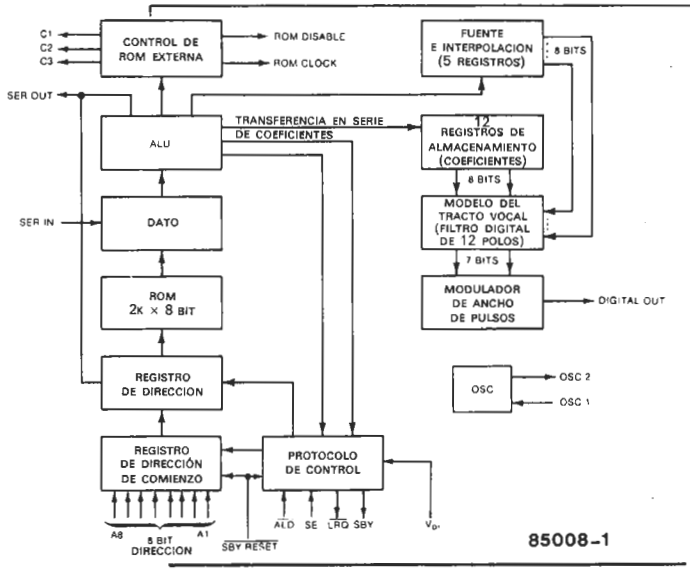


Figura 1. Diagrama de bloques del procesador de palabra monochip NMOS modelo SPO256-AL2. Los 2 K de ROM de esta nueva versión contienen información para la generación de 64 fonemas distintos.

abreviar la duración del aprendizaje. Si algunos de nuestros lectores están más avanzados, estaríamos muy interesados en tener noticias suyas, y una pequeñas descripción de sus experiencias.

Ejemplo de aplicación

El esquema de la figura 2 muestra que la cantidad de material necesario para la realización de un montaje parlante es bastante reducida. Las siete líneas de entrada $\overline{STR}$, D0...D5 y BUSY, forman parte de las que encontramos en todo interface Centronics estándar, razón por la cual se puede conectar este montaje a la salida paralelo de una impresora, de no importa qué ordenador personal, desde el instante que éste responda a las normas Centronics. El flujo de datos no adopta una forma caótica, ya que sólo son transmitidas las direcciones de los alófonos. Por término

2

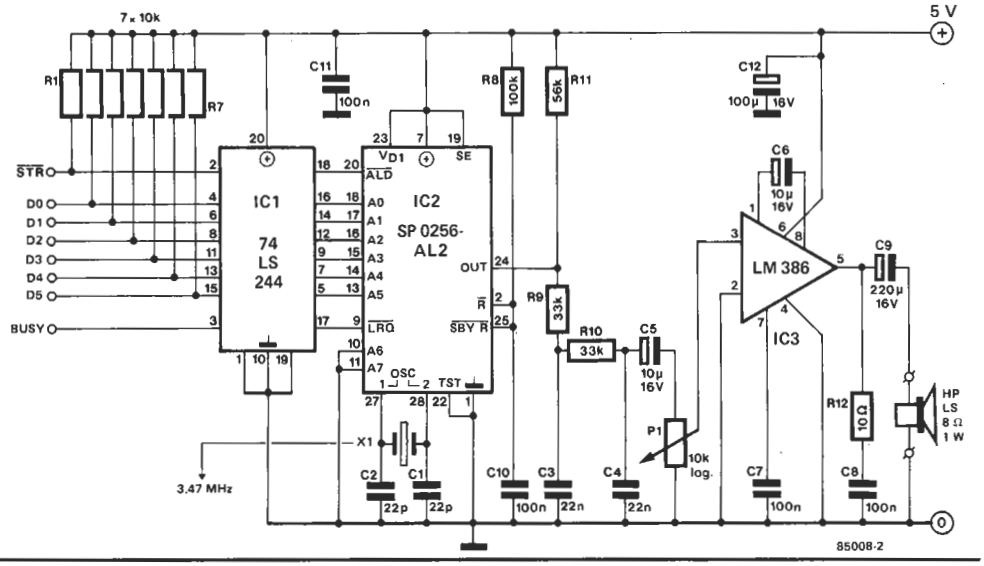


Figura 2. Circuito eléctrico del sintetizador de alófonos experimental completo.

de 2 K × 8, contiene, además de la lógica de aplicación *(el programa)*, los datos de los 64 alófonos. La comunicación con el sintetizador se establece a través de las líneas de protocolo, recibiendo el código específico o dato en las líneas A1...A8. Con este dato, la ALU calcula la dirección de memoria en la que se hallan contenidos los parámetros del sonido a generar. Dichos parámetros se transfieren a los filtros digitales e interpoladores, dando así origen al sonido en forma digital. La señal digital a la salida del filtro es convertida en señal modulada en anchura de impulsos por el modulador correspondiente.

La composición de palabras a partir de alófonos tiene, a primera vista, más de puzzle que de lingüística. La experiencia ayuda a encontrar más rápidamente la pieza que falta para construir la palabra buscada. Al principio, la elección parece difícil, pero después de algunos ensayos, el oído ayuda, hallando más rápidamente la mejor combinación de los alófonos que constituyen una palabra. Nótese que, aunque el SPO 256-AL2 tiene una ROM interna de 2 K × 8 que le permite generar un total de 64 alófonos, en realidad es capaz de procesar 256 sonidos básicos programados. Los restantes 192 pueden ser direccionados acoplando una/s memoria/s ROM externas, que el fabricante ha previsto a tal efecto.

A pesar de las horas que hemos dedicado a experimentar con este montaje, no hemos descubierto la receta mágica que permita medio, ocho octetos permiten una duración de palabras de 1 sg. Los alófonos producidos por IC2 (que constituyen de hecho el texto hablado) están disponibles en el pin 24 de este circuito integrado bajo la forma de una señal modulada en anchura de impulsos. Un filtro pasivo paso-bajo, reducido a su mínima expresión, efectúa una conversión que da una señal analógica aceptable. IC3 es un amplificador BF, del tipo LM 386, también alimentado a 5 V, el cual se encarga de dar una señal de amplitud suficiente para atacar un altavoz.

La programación de este montaje no es cosa de magia o de brujas. Basta con poner, uno detrás de otro, los alófonos convenientes. Se envían luego estos datos, mediante una instrucción LPRINT, hacia la salida de la impresora. Como el idioma que mejor habla este circuito es el inglés, hemos intentado hacerle decir «This is the Elektor Speech Card»; los alófonos correspondientes se muestran en la tabla 2. En la parte superior se descomponen las palabras en alófonos, viniendo éstas representadas en el pequeño listado de programa en la parte inferior de la tabla 2. No es más que un pequeño ejemplo para hacer la boca agua a nuestros lectores. ¡Nada reemplaza la experimentación! Estamos seguros de que si a ustedes les gustan los puzzles de fonemas, van a disfrutar. Una vez más sentimos haber puesto en sus manos la manera de pasar las noches en blanco.

3

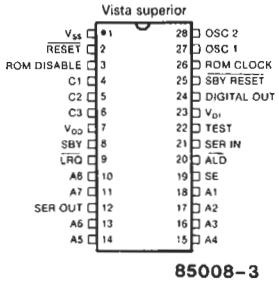
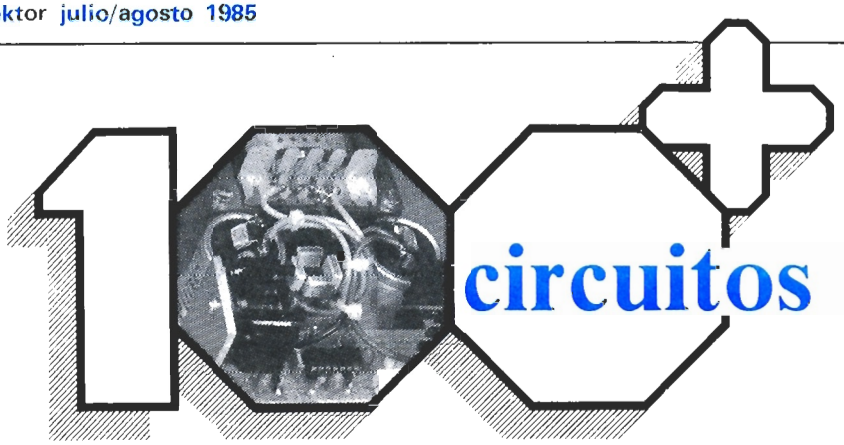


Figura 3. Configuración de terminales del SPO256-AL2.



100+ circuitos del verano

Indiscutiblemente, ésta es una de las más populares tradiciones de Elektor: más de cien circuitos empaquetados en una revista. Hay quien dice que éste es el único número de Elektor que compra, mientras otros afirman ¡que éste es el único número que nunca compran! Algún experto en refranes diría, con razón, que «no puede llover a gusto de todos...».

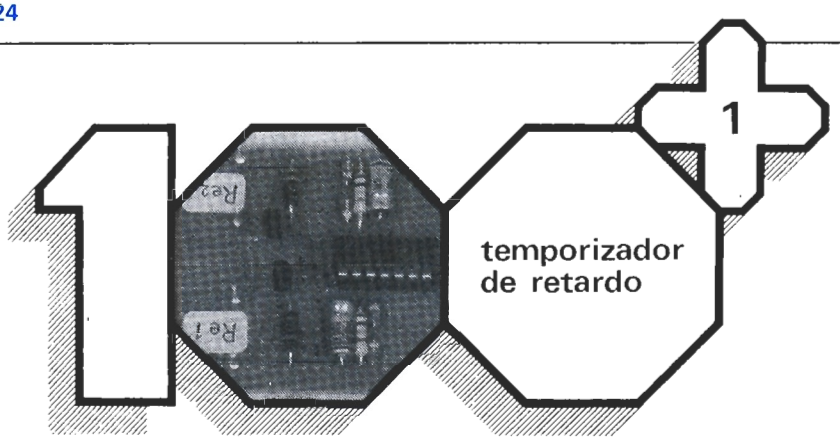
Y como la incredulidad es una de nuestras más arraigadas virtudes, tampoco falta quien deja escapar sus dudas de que todos nuestros montajes hayan sido comprobados en nuestros laboratorios, porque «... a veces ni siquiera existen algunos de los componentes utilizados...».

Hmm... Este año hemos incluido una foto de cada prototipo junto al artículo correspondiente. ¿Convencidos? Y en lo referente a componentes, bien..., desde luego, no podemos garantizar que todos ellos existan y estén disponibles en el momento en que se les busque. Sin embargo, ¡TODOS ESTAN EN PRODUCCION!, aunque es probable que alguno de ellos no haya llegado aún a su proveedor habitual.

Bien es verdad que algunos componentes electrónicos son un problema universal en nuestros días. Y no se trata precisamente de modelos exóticos: incluso TTL y CMOS estándar. Algunos fabricantes encuentran serias dificultades a la hora de conseguir ciertos materiales. Ello afecta inmediatamente a la venta al por menor y, consecuentemente, al aficionado. Algunos artículos son imposibles de obtener; otros sólo están disponibles en cantidades limitadas y ostentan unos precios increíblemente elevados. Sin embargo, vamos a mirar el lado positivo del asunto. Si los componentes electrónicos sufren tales demandas, es que la electrónica está aún en alza. El futuro nos depara muchos e interesantes desarrollos: nuevas tecnologías, nuevos componentes ¡y más baratos, muchos más, una vez que los fabricantes consigan ponerse al nivel de la demanda!

Entre tanto, esta revista refleja el «estado del arte electrónico» actual. Algunos proyectos son, por qué no, diseños tradicionales; otros utilizan componentes recién aparecidos; y no faltan, por otra parte, ingeniosos diseños caseros, de reciente creación. En definitiva, un apetitoso y variado entremés para estos meses de relax...

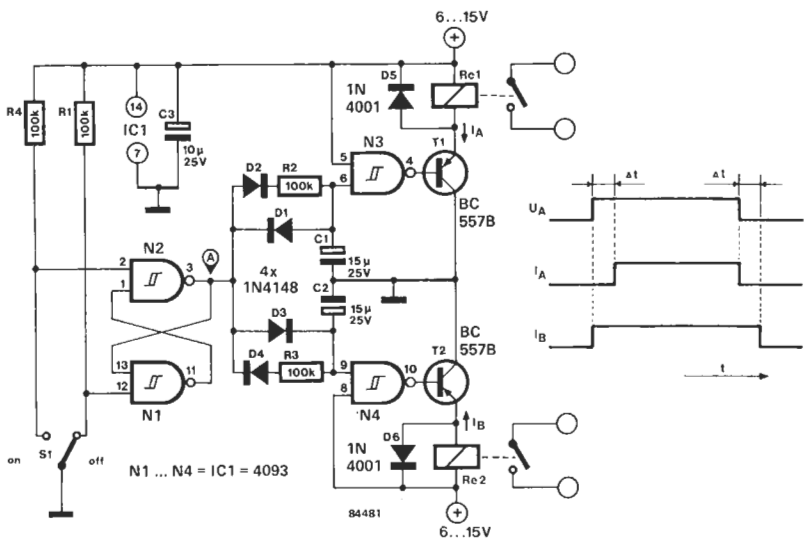
Finalmente, unas palabras de aviso a los nuevos lectores de Elektor. Otra de nuestras tradiciones es incluir un «montaje bromista» en el lote. En otras palabras, hay un diseño que es bastante menos «práctico» que los demás. El inocente objetivo de este montaje es hacerles rabiar un poco (cosa que ya hemos conseguido con alguno de nuestros redactores), aunque sin llegar a la desesperación; en nuestro favor afirmamos solemenemente que se trata de un caso aislado ¡y completamente inofensivo!

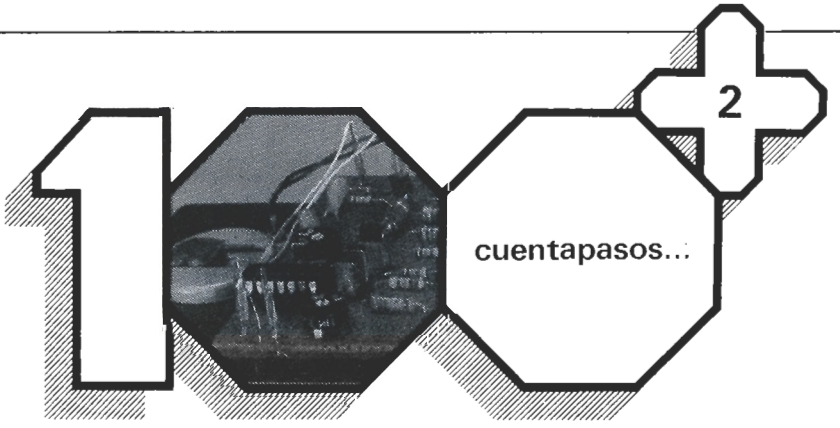


para fotografía y otras aplicaciones

Cuando dos dispositivos tienen que trabajar simultáneamente, a veces es necesario que uno de ellos se active un instante antes que el otro y que se desactive un instante después.
Un ejemplo concreto lo tenemos en fotografía, donde el flash se debe disparar un instante antes de que se abra el obturador y se debe apagar cuando éste ya se haya cerrado.
El presente circuito proporciona este tipo de retardo.
El circuito integrado contiene cuatro puertas NAND con disparador Schmitt, de las cuales sólo se necesitan dos para el circuito de retardo (N3 y N4) y, por tanto, podemos disponer de las dos restantes para el dispositivo antirrebote (N1, N2, R1 y R4).
Supongamos que el interruptor S1 se encuentra en la posición OFF. En la salida de N2 existe en ese momento un nivel bajo, los condensadores C1 y C2 están descargados y las salidas de N3 y N4 tienen un nivel alto. En estas condiciones, la tensión en las bases de los transistores p-n-p T1 y T2 es sensiblemente igual a la tensión en sus emisores: los transistores están al corte y los relés (Re1 y Re2) en su posición de descanso.

Al conmutar S1 a la posición ON, la salida de N2 se convierte en un nivel alto y C2 se carga instantáneamente a través de D3. La salida de N4 se hace «Ø» y al ser la base de T2 más negativa que el emisor, el transistor conduce y el relé Re2 se activa.
Simultáneamente, el condensador C1 se carga también, pero más lentamente, a través de D2 y R2; la salida de N3 no se hace «Ø» hasta que la tensión en bornas de C1 no ha alcanzado el valor umbral o de disparo de la puerta. Cuando el pin 4 de N3 está a nivel bajo, T1 conduce y el relé Re1 se activa.
Cuando S1 conmuta a la posición OFF de nuevo, C1 se descarga instantáneamente sobre D1, de forma que Re1 vuelve a su posición de descanso. Por otra parte, el condensador C2 se descarga sobre R3 y D4, pero más lentamente que C1, con lo que obtenemos el retardo deseado antes de que Re2 se desactive.
La duración del retardo al conectar (S1 de OFF a ON) depende de la constante de tiempo R2/C1, y al desconectar (S1 de ON a OFF) de R3/C2. Con los valores utilizados en el circuito estos retardos son de 2 a 3 segundos.
El circuito necesita una tensión de alimentación de 6 a 15 V. La corriente que puede circular por los transistores BC 557 no debe ser superior a los 100 mA y esto hay que tenerlo en cuenta a la hora de elegir los relés. El consumo del circuito depende en gran medida de ellos. Siempre es posible utilizar transistores de mayor potencia si nuestras necesidades lo requieren. ⏮





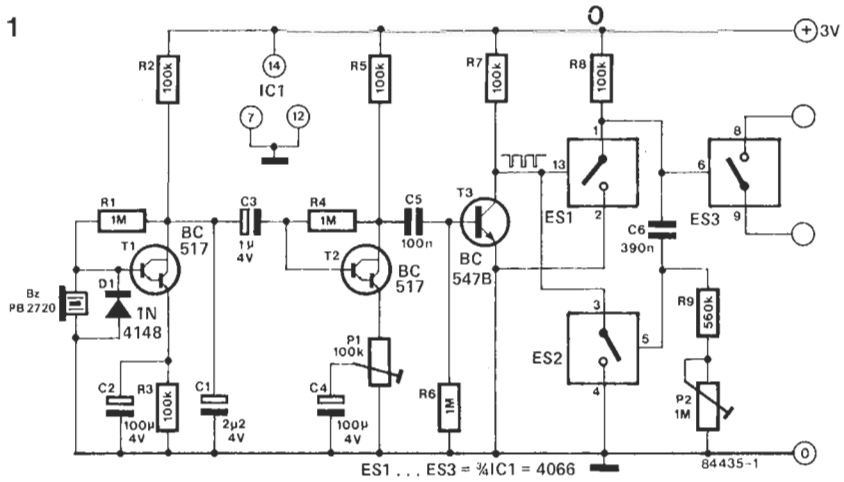
... ¡y cuentasaltos!

He aquí un montaje para los más deportistas, o para quienes piensen empezar a practicar marcha atlética, *footing* o simplemente saltar a la cuerda. Este circuito puede decirles, con toda precisión, el número de saltos que han realizado en cualquier momento.

Todo lo que necesita para ello es una calculadora de bolsillo con indicador de cristal líquido, que tiene un consumo pequeño, un pequeño zumbador piezo-eléctrico del tipo PB 2720, del cual se recorta la parte superior ya provista de un orificio circular. (También se puede utilizar el tipo 4066 CMOS IC.) Lo primero que habrá de hacer es preparar el zumbador para que nos sirva como detector de medida. Para ello despegamos el disco de latón de forma que pueda pegarse un cubo de plomo u otro metal pesado, para aumentar el peso (ver croquis de la figura 2). La tracción ejercida por la masa de plomo sobre el disco de latón produce, al dar un paso o un salto, una tensión piezo-eléctrica,

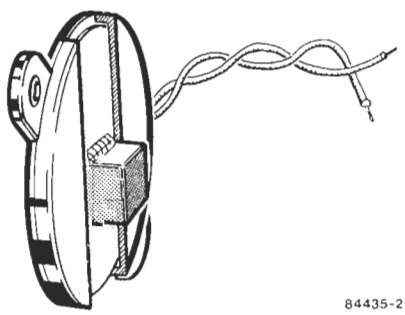
debida a la presión resultante de la deformación del disco. Esta tensión se amplifica en el par darlington formado por T1 y T2, cuya ganancia podrá ser ajustada con la ayuda de P1. La función de T3 es transformar las variaciones de tensión obtenidas en impulsos rectangulares que se utilizarán para controlar los interruptores electrónicos ES1 y ES2. Estos interruptores forman un multivibrador monoestable, cuya constante de tiempo varía según la posición del cursor de P2. La introducción de esta temporización permite eliminar los impulsos parásitos. El impulso calibrado que se obtiene controla el entorno del interruptor electrónico ES3, el cual conviene que esté conectado en paralelo a una de las teclas de la calculadora de bolsillo. El truco está en saber a cuál...
En la mayor parte de las calculadoras, las operaciones aritméticas en las que figura la suma pueden ser consideradas como suma de constante; es decir, es suficiente pulsar la tecla «+» (o la tecla «=») después de haber efectuado una primera operación de suma para obtener un incremento sucesivo del resultado anterior: es en paralelo con la tecla «+» o la tecla «=» (e incluso con la tecla «M+» si la hay), con la que hay que conectar las patillas 8 y 9 de ES3. Si piensa comprar una calculadora nueva para este montaje, asegúrese en el mostrador de la tienda de que la calculadora tiene la posibilidad de introducir una constante de suma (incrementar la memoria).

1

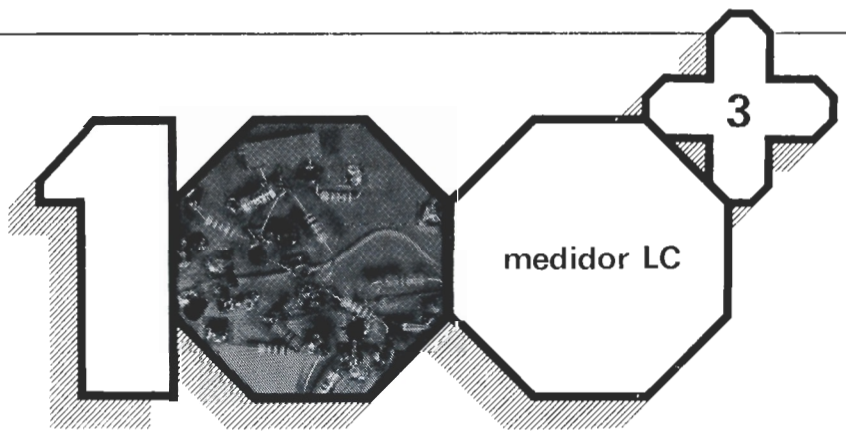


El circuito del cuentapasos podrá ser alimentado directamente con las propias pilas de la calculadora (lo más frecuente es que sean 2×1,5 V). Se realiza esa alimentación en una esquina del circuito impreso, que podrá montarse en la parte posterior de la calculadora de bolsillo. El «captador» piezo-eléctrico deberá también ser atornillado o pegado a la caja de la calculadora. Para las uniones entre ES3 y el teclado será necesario realizar un orificio en alguna parte de la calculadora: hágalo con cuidado; estos juguetes son muy frágiles.
No hay mucho más que decir sobre el ajuste del circuito, ya que esto depende de la utilización. Recuerde que P1 determina la ganancia de la etapa de amplificación, y P2 la sensibilidad y el margen de

2



inmunidad a las interferencias y otros impulsos fantasmas.
Todo el montaje ocupa tan poco espacio que puede simplemente llevarlo en cualquier bolsillo del pantalón o camisa, colgado del cuello o fijo a una de sus piernas. ◀



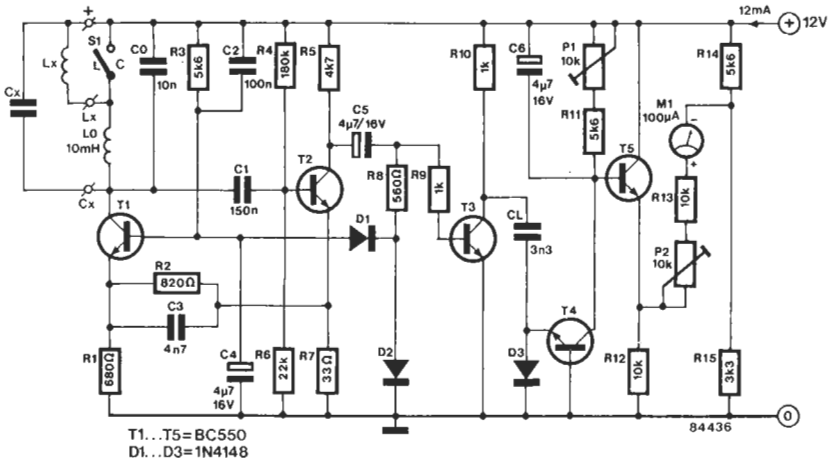
con cuadro móvil

Un medidor LC es indispensable para cualquiera que esté relacionado con experimentos en h.f. Este diseño sitúa la autoinducción L_X o el condensador C_X, desconocidos, en un circuito oscilante de dos transistores (T1 y T2) cuya salida se mantiene constante entre 30 y 40 mV, mediante un regulador.
Cuando, en el circuito del oscilador, C_X se conecta en paralelo con el condensador C_O, o L_X en serie con la autoinducción L_O, la frecuencia del circuito disminuye. Esta disminución es medida por el convertidor frecuencia-tensión T3/T4. La tensión de salida resultante en el seguidor de emisor T5 se utiliza para activar el medidor M1. Este medidor M1 está conectado en la diagonal de un puente, de modo que indica cero en ausencia de C_X o L_X.
El medidor puede llevarse a fondo de escala mediante P2, cuando $L_X = L_O$ o $C_X = C_O$ se insertan en el circuito oscilador. La tolerancia de C_L, que es el condensador que determina la frecuencia del convertidor frecuencia-tensión, puede

Tabla
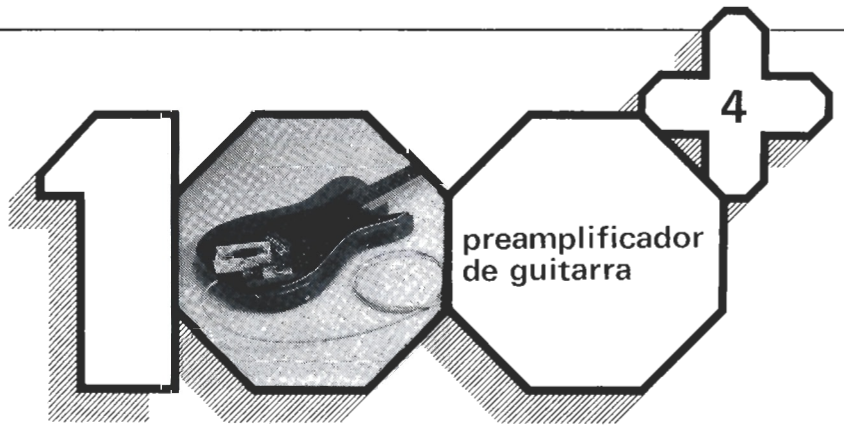
rango de medida	fondo de escala	L_O mH	C_O nF	C_L nF	f_O kHz	f_X a $C_X = C_O$ o $L_X = L_O$ kHz
1	100 pF	1	0.1	0.1	502	355
2	1 nF	1	1	0.33	158	112
3	10 nF	10	10	3.3	15.8	11.2
4	100 nF	10	100	10	5.02	3.55
5	10 µH	0.01	10	0.1	502	355
6	100 µH	0.1	10	0.33	158	112
7	1 mH	1	10	1	50.2	35.5
8	10 mH	10	10	3.3	15.8	11.2
9	100 mH	100	10	3.3	5.02	3.55

compensarse mediante P1. Por lo tanto, será necesario un potenciómetro de 10 K, distinto para cada rango de medida, y cuando la compensación de la tolerancia de C_L haya sido efectuada, puede ajustarse el fin de escala mediante P2.
Los valores dados en el circuito para L_O y C_O son válidos para un fin de escala de 10 nF ó 10 mH. Puede conseguirse un máximo de nueve rangos de medida mediante un conmutador rotatorio de 4 circuitos y 9 posiciones. Los valores de L_O, C_O, C_L y la frecuencia resultante, sin C_X o L_X y a fin de escala, se dan en la tabla. La precisión de las medidas, con un calibrado cuidadoso, es del orden del 3%.
La graduación de la escala es prácticamente la misma para todos los rangos, pero está dilatada por un factor del orden de 3 para lecturas pequeñas. Esto necesita, por supuesto, una corrección apropiada.
La calibración de la escala puede



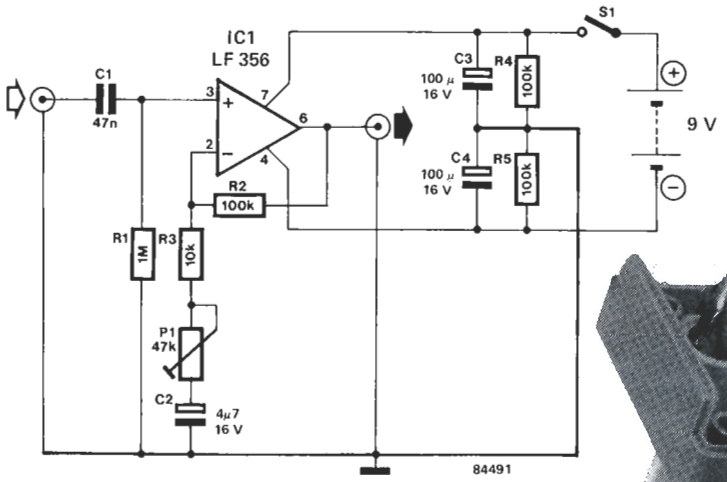
realizarse calculando cierto número de puntos, mediante la fórmula:
$N_i = N_m (1 - f_r)/(1 - f_c)$, siendo:
N_i = n.º de divisiones indicadas.
N_m = n.º de divisiones a fondo de escala.
f_r = frecuencia relativa.
f_c = la frecuencia relativa más pequeña. (Para $L_X = L_O$ y $C_X = C_O$, $f_c = 1/\sqrt{2}$.)
El consumo total de corriente es del orden de 12 mA, a 12 V.

Aplicación ITT

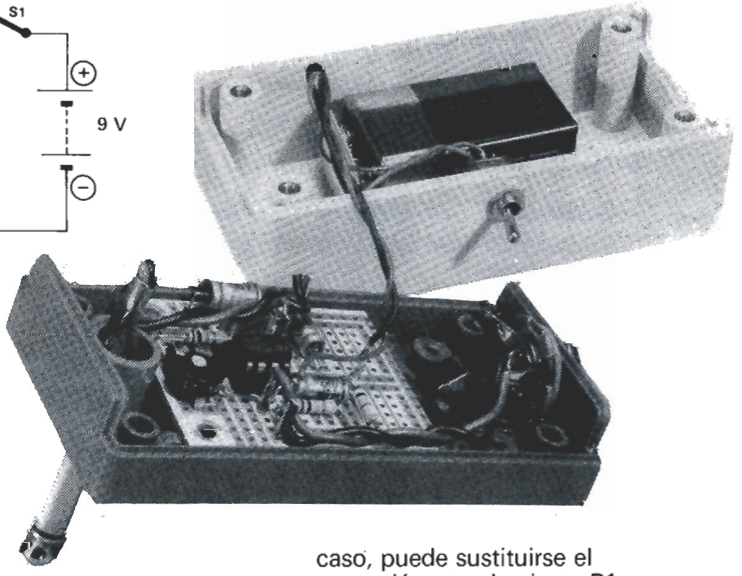


da toda la potencia necesaria

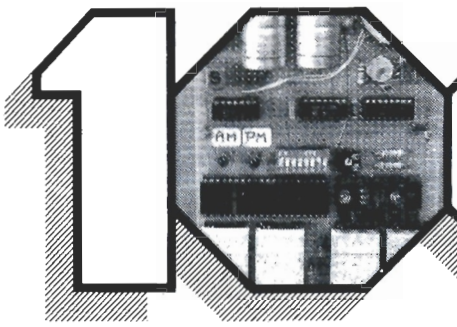
La señal de salida que dan muchas guitarras eléctricas no es lo suficientemente grande como para saturar un amplificador a válvulas. Esta saturación es esencial para el sonido final de la guitarra.
El preamplificador de guitarra propuesto por nosotros amplifica la señal procedente de la guitarra garantizando la saturación de la etapa de entrada del amplificador de potencia. Para ello hemos añadido un potenciómetro que puede regular la ganancia entre tres y once veces.



El esquema del circuito es muy sencillo. Un operacional de tipo LF 356 realiza la función de amplificar la señal. La ganancia viene definida por la relación $(R2 + R3 + P1)/(R3 + P1)$.
La impedancia de entrada es de 1 M y viene definida por R1, ya que la entrada del operacional es un FET. Esta impedancia de entrada es razonable para la mayoría de las cabezas de guitarra. La alimentación de este circuito puede hacerse con una pila de 9 V, que se convierte en una tensión simétrica de 4,5 V para alimentar al operacional, en el divisor formado por R4, R5, C3 y C4. El consumo es de 5 mA.
El circuito completo, incluyendo la pila, puede instalarse en una pequeña caja, si se añaden los conectores de entrada y salida, como se ve en la foto y enchufarse directamente a la guitarra. En este caso, puede sustituirse el potenciómetro de ajuste P1 por un potenciómetro exterior que permita regular manualmente la ganancia del preamplificador.



10 reloj despertador para el coche 5

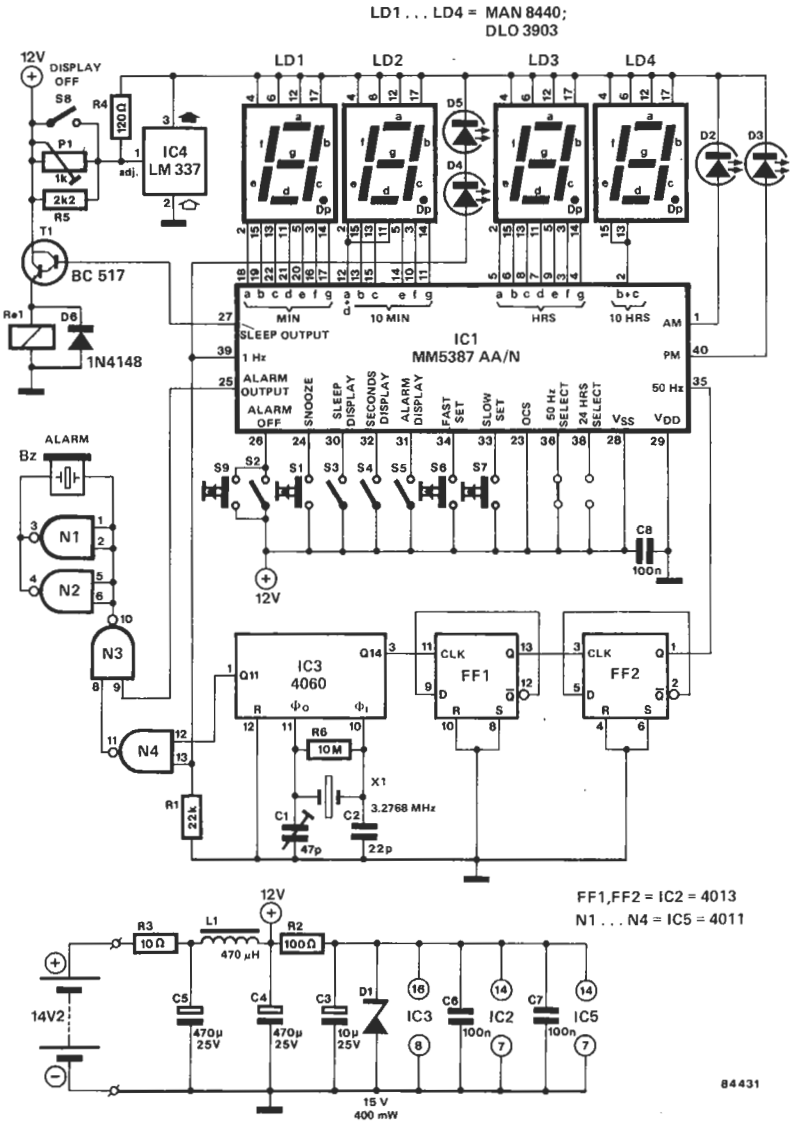


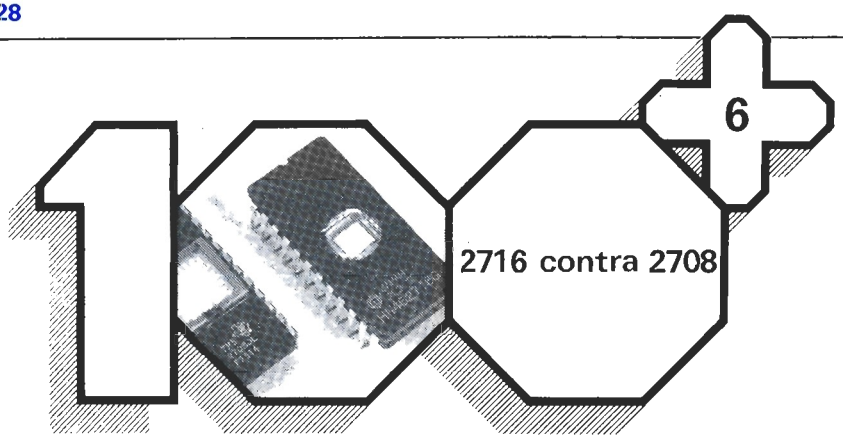
... para conductores dormilones

El circuito está basado en el MM 5387 A, un circuito integrado relativamente nuevo (y, sin embargo, asequible) que actúa directamente sobre los displays de 7 segmentos. Para el uso en el coche se obtiene con IC2 e IC3 una base de tiempos controlada por un cristal de cuarzo. La frecuencia del cristal, de 3,2768 MHz, se divide hasta conseguir una frecuencia de reloj final de 50 Hz. Si se conecta a la red, se puede suprimir esta parte del circuito, utilizando la propia frecuencia de la red como reloj (por supuesto, la red debe aislarse del circuito, por ejemplo, con un opto-acoplador).
El circuito montado sobre IC4 es básicamente un regulador que controla el brillo de los displays. Debemos señalar que sólo es necesario conectar uno de los cátodos de cada display. Los diodos D4 y D5 forman los dos puntos de separación entre los displays LD2 y LD3. Puesto que el reloj trabaja en el modo «12 horas», los diodos D2 y D3 indican si la hora se refiere a mañana (a. m.) o tarde (p. m.) respectivamente.
La tensión de la batería del coche se estabiliza por medio de R3, L1, C4 y C5, mientras el zener D1 protege a los integrados CMOS. Si se utiliza la red, el rectificador de tensión se debe aplicar directamente en bornas de C4 (el transformador debe tener en el secundario, 12 V y 400 mA; se suprimen R3, C5 y L1).
El sonido de la alarma se obtiene a través de N1 . . . N4. Se toma la señal de 1 KHz, de IC3 (pin 1), y se modula con la señal de 1 Hz de IC1 (pin 39) en N4. La salida de la alarma (ALARM OUT) se conecta y desconecta a través de N3.
La salida SLEEP activa al transistor T1, y éste, al relé Re1, de forma que, por ejemplo, se conecte y desconecte la radio a través del contacto del relé.
Modo de funcionamiento:

- Conexión de la alimentación: se enciende el display.
- Fijar la hora: asegurarse de que los interruptores S1 . . . S8 estén abiertos. La hora se puede fijar con S6 (rápido) y S7 (lento).
- Fijar la alarma: establecer la hora en que queremos que suene la alarma, pero con S5 cerrado. Posteriormente, asegurarse de que los interruptores quedan abiertos, recordando el «a. m.» y «p. m.».
- Fijar el tiempo de «letargo»: cerrar S3 cuando se lea en el display 00:59. Este tiempo se irá reduciendo al pulsar S6 o/y S7. Mientras S3 está cerrado, el relé actúa hasta que ha transcurrido el tiempo indicado, o hasta que se pulsa S1. Esto se utiliza, por ejemplo, para escuchar la radio antes de dormir, asegurándonos de que no se quedará encendida toda la noche.
- Indicación de segundos: cerrar S4.
- Alarma: cuando la alarma suena, se debe parar con S9 o S2. Manteniendo S2 cerrado, la alarma está desactivada permanentemente. Pulsando S1 se para la alarma temporalmente: después de 8 ó 9 minutos sonará de nuevo. Si la alarma no se desconecta manualmente, parará de forma automática después de 59 minutos.
  Si el reloj se utiliza sin la base de tiempos que proporciona el cristal de cuarzo, se debe introducir una señal externa de 1 KHz a N4.
  Si no es así, la alarma no funciona.

Para reducir el consumo de corriente (particularmente en automóviles) es posible apagar el display con S8. Este interruptor debe actuar en combinación con el contacto o interruptor de encendido.
El consumo de corriente con el display encendido es de aproximadamente unos 200 mA, bajando a 20 mA con el display apagado.

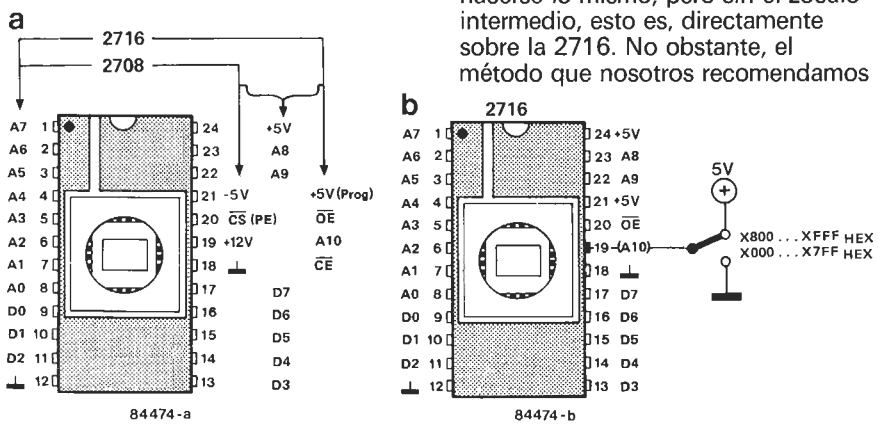




o cómo doblar la capacidad de su memoria ROM

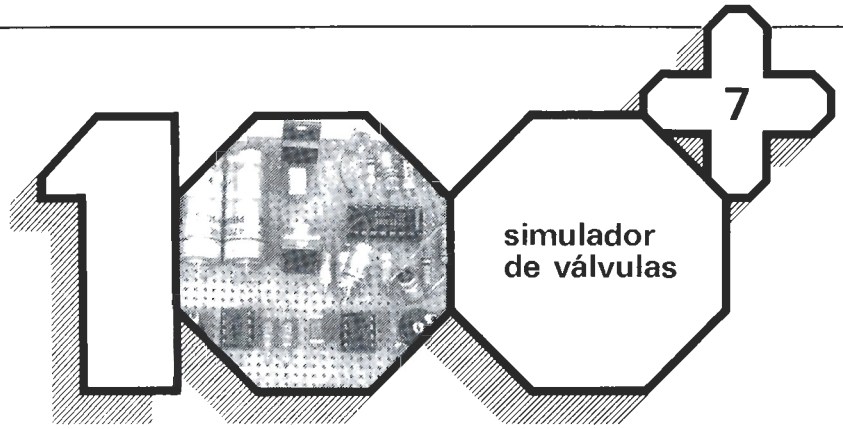
La EPROM 2708 ha quedado obsoleta, y con razón. Necesita tres voltajes de alimentación diferentes para una capacidad de 1024 × 8 bits, mientras que su más inmediata seguidora, la 2716, con los mismos 24 pines y el doble de capacidad (2048 × 8 bits), sólo precisa una tensión de alimentación de +5 V. A su obsolescencia técnica se añade el hecho de que es difícil de encontrar en el mercado, lo que ha hecho que la EPROM 2708 alcance un precio superior al de la 2716. Esta ya es, por sí sola, razón suficiente para considerar las modificaciones necesarias para la sustitución de una por la otra. Afortunadamente, pocos son los cambios que hay que hacer, puesto que la decodificación de direcciones permanece invariable.
La mayoría de los pines de la 2716 son directamente compatibles con los de la 2708 que van a sustituir. Las diferencias a tener en cuenta son las siguientes:

– Pin 21 (−5 V en la 2708) debe conectarse a +5 V para la 2716.
– Pin 20, llamado incorrectamente $\overline{CS}$ (chip select) en la 2708, puesto que su verdadera misión es la de validar las salidas, esto es, $\overline{OE}$ (output enable), tal como se denomina en la 2716. La función de este pin es la misma en ambos integrados.
– Pin 19 (+12 V en la 2708) corresponde al bit A10 del bus de direcciones en la 2716. Dependiendo del nivel lógico aplicado en este pin, será seleccionado el primer o el segundo bloque de 1 K de memoria. Podría utilizarse un conmutador para determinar la selección, así si la EPROM contiene, por ejemplo, un programa monitor, podrían almacenarse en el mismo integrado dos versiones diferentes de dicho programa.
– Pin 18, conectado a masa en la 2708, no necesita cambiarse para la 2716 ($\overline{CE}$, chip enable), lo que sucederá entonces es que no se hará uso de la posibilidad de desconexión y mínimo consumo (132 mW en «standby») del chip.



Hay varias formas diferentes de llevar a cabo estas modificaciones. Podría utilizarse, por ejemplo, un zócalo intermedio, insertado en el de la 2708, pero dejando fuera los pines no compatibles, que se cablearían separadamente. También podría hacerse lo mismo, pero sin el zócalo intermedio, esto es, directamente sobre la 2716. No obstante, el método que nosotros recomendamos es modificar la placa de circuito impreso mediante los oportunos cortes en las pistas, prestando un cuidado especial cuando se trate de una tarjeta de doble cara. ◀

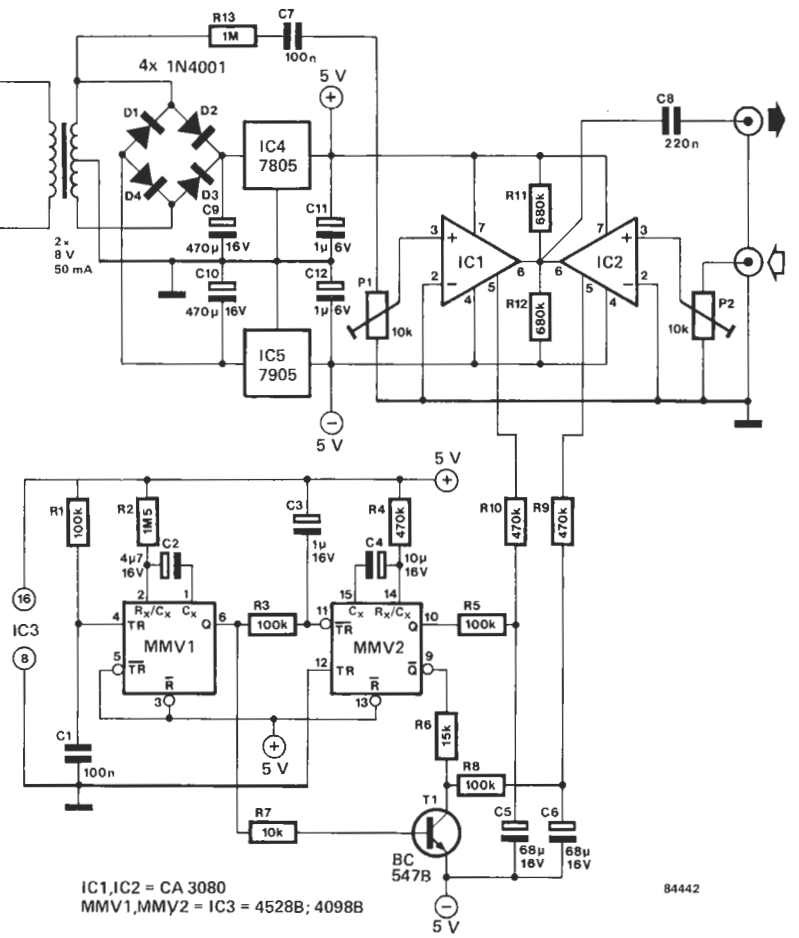
Nota: Ver también el artículo «2 × 2716 = 2732», en esta misma revista.



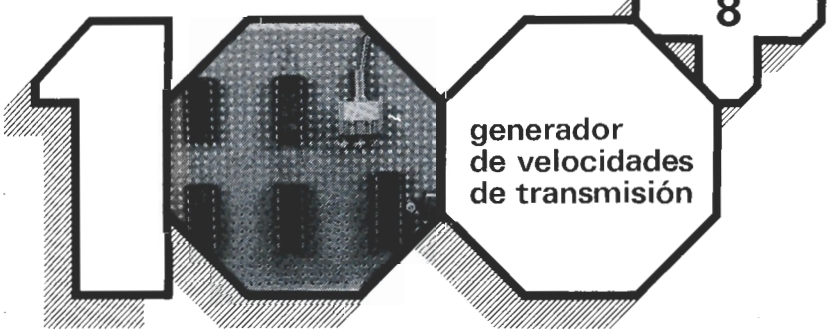
para imitar el viejo zumbido...

La nostalgia es cada vez más un «gran negocio». Es comprensible, dado que todos tenemos una tendencia a recordar los «buenos tiempos», cuando la vida era más sencilla, menos complicada y todos eran felices. En realidad, era bastante diferente, pero a menudo preferimos dejar volar nuestra mente y recordar solamente las cosas buenas. Parte de la nostalgia para muchos amantes de la electrónica se plasma en las viejas radios a válvulas (o «de lámparas», como también se llamaban). Eran una «casta» aparte, por su aspecto y por los sonidos que producían, y era imposible no sentirse atraído por su encanto mágico. Muchos desvanes todavía son el refugio de estas radios que ya no funcionan, por lo que consideramos que sería interesante montar una radio a transistores, dentro de una de estas antiguas cajas, y añadirle un poco de carácter mágico por nuestra parte. Esta pseudo-radio de válvulas simula el zumbido que se escuchaba al encender estas radios, e incluso con el retraso en la aparición del sonido por el calentamiento inicial de las válvulas. A medida que transcurre este tiempo de caldeo, el zumbido inicial irá desapareciendo de forma gradual.
La fuente de zumbido se obtiene con la ayuda de dos amplificadores operacionales de transconductancia (OTA). IC1 transmite el zumbido, IC2 transporta la señal de audio

hacia el amplificador de potencia.
Las salidas de los dos OTAs están interconectadas de modo que la etapa amplificadora situada a continuación reciba una mezcla de señal y de zumbido. El nivel de este último (extraído del secundario del transformador) puede ajustarse accionando P2. La ganancia de los OTA es función de la corriente de polarización aplicada a la patilla 5 del circuito integrado. La secuencia de «silencio-zumbido potente-disminución del zumbido-llegada del sonido» se realiza con el empleo de dos multivibradores monoestables (MMV).
Cuando se conecta la alimentación, MMV1 se dispara por intermedio de R1 y C1, haciendo que la salida Q pase a nivel alto, y T1 bloquee la alimentación de la corriente de polarización a la patilla 5 de IC2, con lo que se impide que este último transmita cualquier señal de audio. La salida Q de MMV2 está también a nivel bajo, de modo que IC1 ya no recibe corriente de polarización y solamente se «escucha» el silencio. Transcurridos unos siete segundos, la salida Q de MMV1 pasa a nivel bajo de nuevo, por lo que se disparará MMV2. Su salida Q pasa a nivel alto, con lo que se aumenta de forma gradual la corriente de polarización introducida en IC1, a través de la combinación R5/C5. Aun cuando T1 ya no conduzca, el nivel lógico bajo («0») en la salida $\overline{Q}$ de MMV2 impide que IC2 transmita la señal de audio por unos momentos. Después de unos cinco segundos cambiará la salida de MMV2, de modo que Q se haga «0» y $\overline{Q}$ se haga «1». A continuación, la amplificación de IC1 cae con lentitud y la de IC2 se eleva de la misma forma. Por ello, el zumbido se reduce de manera gradual y el sonido (música...) aumenta poco a poco hasta que el zumbido acaba por desaparecer.
La tensión de alimentación simétrica, necesaria para el montaje, es proporcionada por un par de reguladores de tensión integrados (IC4 e IC5). El consumo de corriente del montaje es muy pequeño (de unos 10 mA), por lo que el circuito podría alimentarse a partir de la fuente existente en la radio. Si lo hace así, no olvide la conexión desde el devanado secundario del transformador, para proporcionar el zumbido.



100 generador de velocidades de transmisión 8



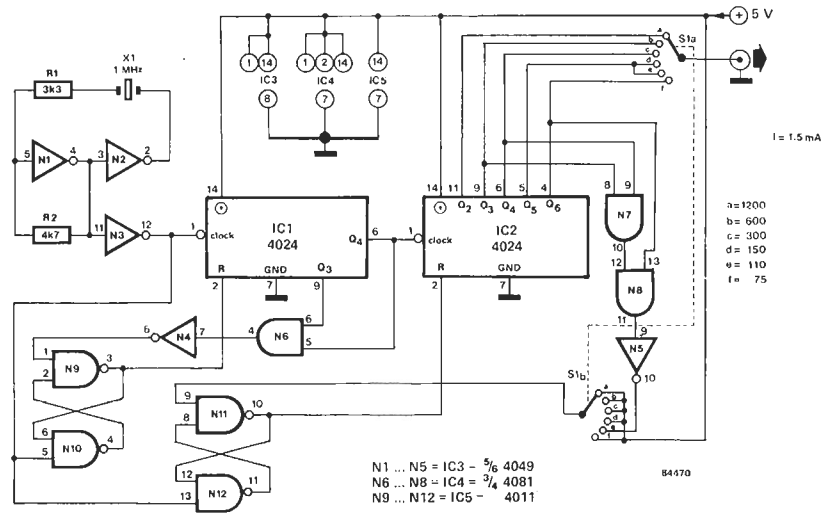
con seis salidas seleccionables

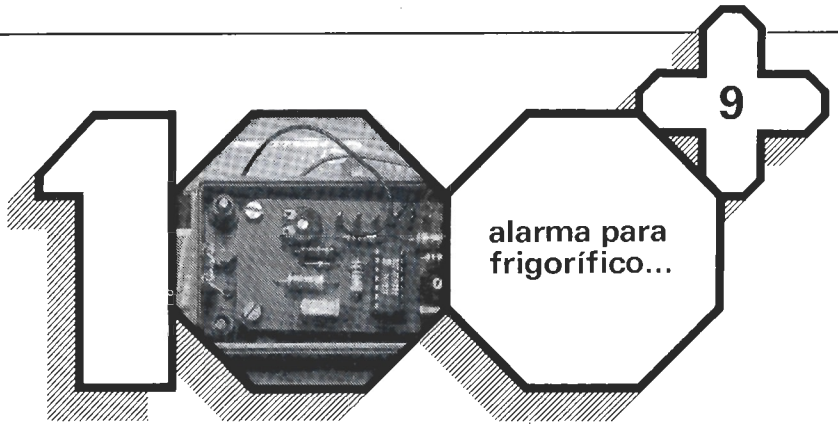
La mayoría de los transmisores/receptores asíncronos (conocidos normalmente como UART's) trabajan con una frecuencia de reloj dieciséis veces superior a la velocidad de transmisión. Hay circuitos integrados especiales para estos menesteres, pero no es fácil encontrarlos y, por supuesto, tampoco son baratos.
El clásico circuito oscilador/divisor conmutable es, sin embargo, un buen sustituto. Las frecuencias de reloj obtenidas en nuestro diseño corresponden a las velocidades de transmisión estándar de 1.200, 600, 300, 150, 110 y 75 baudios.
El oscilador se construye con los inversores N1 y N2 en combinación con un cristal de 1 MHz. La señal obtenida se aplica, a través de N3, al primer 4024. El biestable formado por N9 y N10 se incluye en la línea de reset de este divisor para asegurar que el reset está perfectamente sincronizado con la señal de reloj. La señal de salida de IC1 se aplica a la entrada de reloj del segundo 4024, el cual puede ser «programado» con el conmutador S1 (un conmutador de galleta de seis posiciones y dos circuitos).

Tabla

Baudios	Frecuencia exacta (Hz)	Frecuencia medida (Hz)	Error
1.200	19.200	19.229	0,15%
600	9.600	9.614	0,15%
300	4.800	4.807	0,15%
150	2.400	2.404	0,15%
110	1.760	1.748	0,68%
75	1.200	1.202	0,15%

El impulso de reset para este contador binario de 7 estados lo proporcionan N5, N7 y N8 a través de un segundo biestable (N11 y N12), sincronizado también con la señal del oscilador.
El «programador» —conmutador S1— puede ser sustituido por un par de puentes cableados en los lugares adecuados, en caso de que sólo necesitemos una velocidad de transmisión fija.
La tabla muestra las frecuencias medidas correspondientes a cada cuota de baudios en nuestro prototipo. También se dan las frecuencias exactas o teóricas para comprobar que, en cualquier caso, el error cometido es prácticamente despreciable.
Toda la filosofía de funcionamiento del circuito permanece inalterable aunque se utilicen otros cristales diferentes. De esta forma será posible echar mano de un cristal «viejo» de los que tenemos en el cajón, en vez de tener que comprar uno nuevo.





... porque con las cosas de comer no se juega

Como todos bien sabemos, es importante que las puertas de los frigoríficos y congeladores permanezcan bien cerrados. El objeto de este artículo es construir una alarma que nos avise cuando la puerta no esté bien cerrada. Está basado en un fotorresistor (LDR).
En el momento en que la puerta del frigorífico o congelador que se está vigilando se abre, se enciende la luz interna del refrigerador, por lo cual el LDR estará sometido a una cierta intensidad de luz. Como consecuencia se excita el circuito, dando una señal acústica de aviso hasta que se vuelva a cerrar la puerta.
El circuito puede también utlizarse para controlar la apertura de otro tipo de puertas (a fin de evitar la pérdida de calor o como precaución contra incendios), pero debido a la luz ambiente es imposible utilizar en estos casos un LDR. Puede entonces sustituirse el LDR por un micro-interruptor: la alarma se activará cuando el interruptor esté cerrado. Nótese que esto requiere un interruptor que se cierre cuando se abra la puerta.
El circuito dispone de un retardo de unos 10 segundos desde el momento en que se abre la puerta hasta que empieza a sonar el zumbador. Este tiempo puede variarse modificando el valor de R3, ya que el retardo viene dado por la constante de tiempo definido por R3C4. Si se quiere más rapidez en la reacción, puede darse a R3 un valor de 220 KΩ.

En el momento en que se sobrepasa la tensión umbral de la puerta N1, empieza a oscilar esta puerta a una frecuencia de algunos ciclos. Cada impulso rectangular en la salida de N2 (patilla 3) excita el oscilador compuesto por N3, cuya frecuencia es de algunos kilociclos. Los impulsos producidos entonces por N3 alimentan a otro inversor (N4), que a su vez excita a un zumbador piezoeléctrico.
Si no estuviera N2, el oscilador formado alrededor de N3 funcionaría continuamente cuando no está excitado N1, ya que la salida de N1 estaría en estas condiciones, a nivel alto, con lo cual el nivel lógico 1 en la entrada de N3 (patilla 8) haría que el oscilador funcionase.
El inversor N4 tiene como misión amplificar la salida del zumbador.

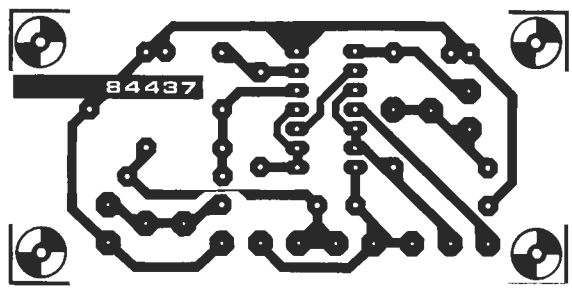
Lista de componentes

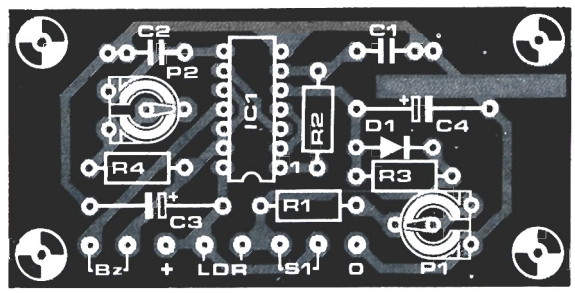
Resistencias:
R1 = 1 k
R2, R3 = 1 M (el valor de R3 puede reducirse: ver texto)
R4 = 10 k
R5 = LDR
P1 = pot. ajustable 10 k
P2 = pot. ajustable 25 k

Condensadores:
C1 = 470 n
C2 = 10 n
C3, C4 = 10 µ/16 V

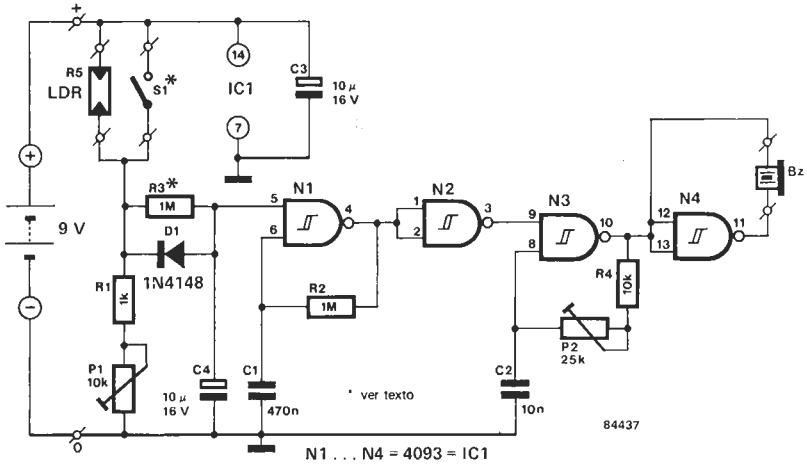
Semiconductores:
D1 = 1N4148
IC1 = 4093

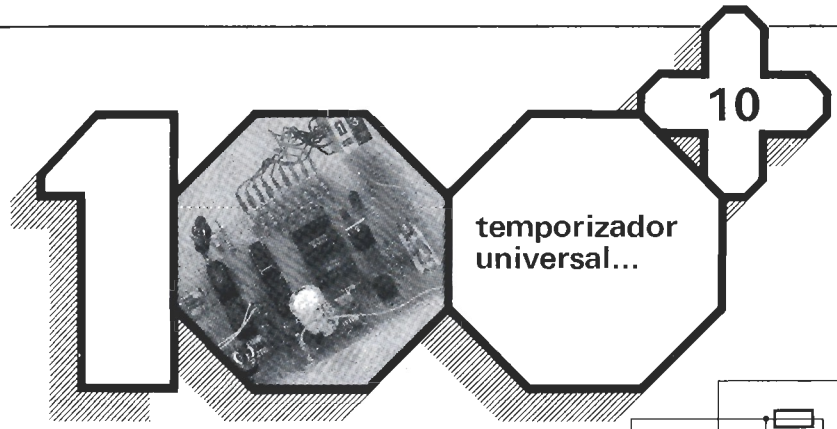
Varios:
S1 = microinterruptor
zumbador piezoeléctrico
pila de 9 V con conector
caja de 100 × 50 × 40 mm
placa de circuito impreso 84437





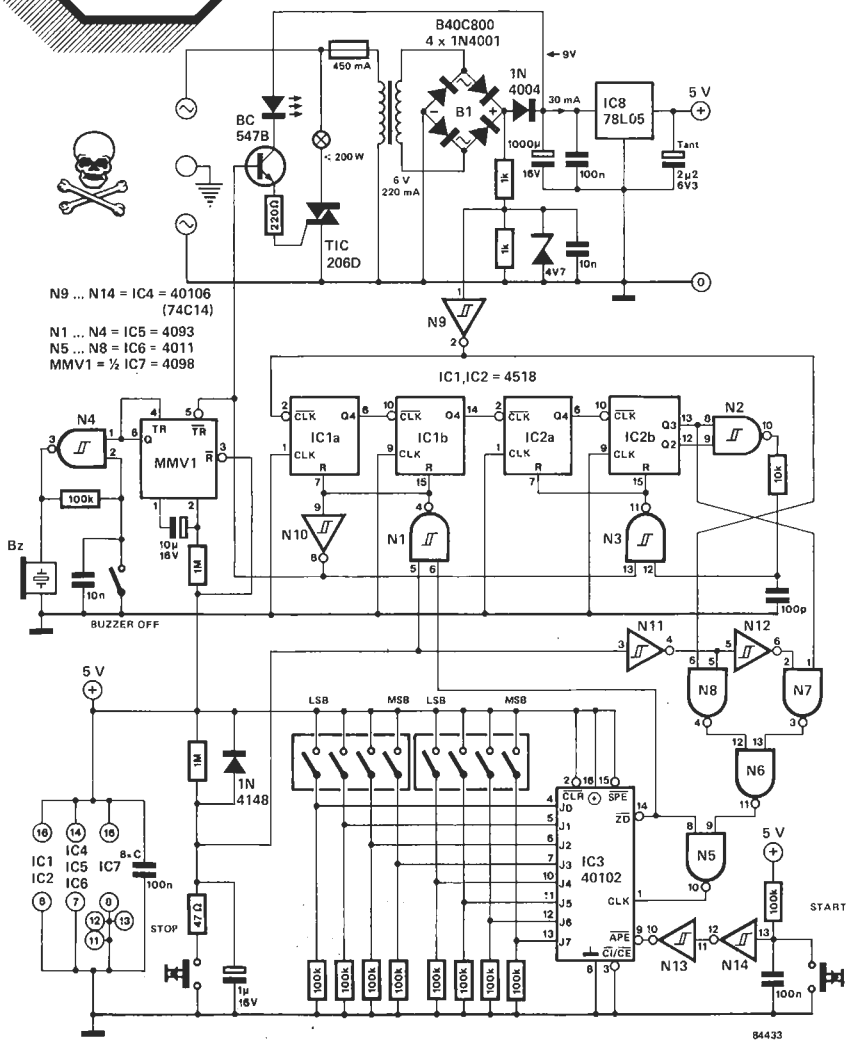
Si se conectase el zumbador entre la salida de N3 y masa, la membrana sólo se movería desde su posición de reposo hacia un lado. Si, en cambio, se conecta a la entrada de N4, se consigue que la membrana oscile entre un extremo máximo negativo y el extremo máximo positivo, por lo cual se consigue doble intensidad. Retocando el potenciómetro P2 puede aumentarse aún más el volumen, llevando la frecuencia de oscilación de la puerta N3 cerca de la frecuencia de resonancia del zumbador.
El potenciómetro P1 determina la sensibilidad de la alarma: cuanto más pequeño sea su valor, menos sensible será.
La alarma puede montarse en la placa de circuito impreso que se indica en la figura 1.
El consumo de corriente en reposo es del orden de 0,5 mA y cuando está activado, de unos 4 mA.





... programable desde segundos hasta años

El temporizador que describimos a continuación consigue, con unos pocos componentes, abarcar un gran margen de tiempos que se programan fácilmente con unos selectores BCD. Estos «márgenes de tiempo» pueden llegar incluso a años si así lo deseamos.
El circuito consta básicamente de un generador de reloj y de un contador programable en BCD. La señal de reloj principal se obtiene inmediatamente a la salida del puente rectificador. El diodo zener estabiliza esta tensión a 5 V, antes de pasar al disparador Schmitt N9 para producir un tren de pulsos a una frecuencia de 100 Hz. El tren de pulsos se divide primero por 100 en IC1, y posteriormente por 60 en IC2, para obtener finalmente una señal de reloj de 1 pulso/minuto.
El contador IC3 va descontando del número establecido en los selectores BCD al ritmo de una unidad por cada pulso de reloj. Se pueden utilizar conmutadores SPST normales en vez de los BCD, pero teniendo en cuenta que la temporización debe programarse en código binario.
Cuando se pulsa la tecla START, los datos del selector se cargan en paralelo en el contador, la salida $\overline{ZD}$ de IC3 adquiere un nivel alto y bloquea la entrada de reloj a través de N5. Al mismo tiempo, el reset es eliminado de IC1 e IC2 a través de N1, N10 y N3. La salida de N10 también dispara el triac, el cual a su vez activa la carga. El contador comienza entonces a descontar del número preestablecido.
Cuando el contador llega a cero deja de descontar. Su salida $\overline{ZD}$ se hace

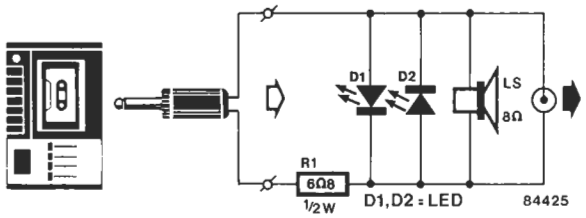


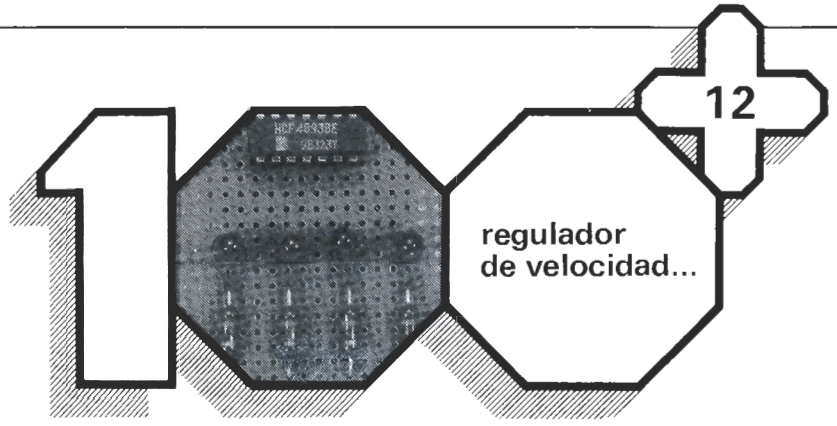
«Ø», el reloj para, IC1 e IC2 son reinicializados en espera del siguiente ciclo de reloj, y la carga se desconecta.
La salida de N10 también dispara un multivibrador monoestable (MMV), el cual activa a su vez un simple oscilador basado en N4 y entonces el zumbador suena, siempre que el interruptor esté cerrado.
El circuito posee auto-inicialización, esto es, cuando el circuito se conecta, automáticamente se sitúa en reset a la espera del primer ciclo de reloj. Para ello, la señal de 100 Hz a la salida de N9 se aplica a la entrada de reloj de IC3, y éste descuenta hasta cero muy rápidamente. La salida $\overline{ZD}$ (nivel bajo) seguidamente inicializa IC1 e IC2.
Pulsar la tecla STOP para abortar una temporización tiene el mismo efecto que una nueva conexión del circuito.
El margen de tiempos puede ser aumentado o reducido dependiendo del número de contadores 4518 de que se disponga. La temporización se puede fijar a un valor determinado permanentemente, sustituyendo los selectores BCD por un cableado directo en las entradas J de IC3.
Como hay muchos transitorios en este circuito, es esencial un buen desacoplo. Para ello se ha de colocar un condensador de 100 n entre los pines de alimentación y masa de cada circuito integrado.



... para interface casete

Desde la aparición de los primeros ordenadores, la cinta magnética ha sido la memoria de masa más práctica, menos cara y por ello la más extendida, para el almacenamiento de informaciones numéricas. En el mundo de la microinformática doméstica o personal posee un equivalente: la casete magnética. Es necesario intercalar un órgano intermediario entre el ordenador y el lector de casete: el interface casete. Su función es convertir las señales numéricas proporcionadas por el ordenador en señales de audio almacenadas en la cinta y, en el sentido inverso, volver a convertir las señales de audio en señales numéricas que convengan al ordenador. Existe, sin embargo, un problema: un nivel de señal muy elevado, puede provocar errores (drop out). El indicador de nivel ayuda a evitar este fenómeno molesto. Para realizar dicho aparato, sólo nos hace falta una clavija macho de 3,5 mm, 2 LEDs, una resistencia, un pequeño altavoz y un enchufe de chasis. Los dos LEDs se montan en paralelo e invertidos entre sí. El altavoz permite seguir auditivamente el desarrollo del proceso señalando si la cabeza de lectura se encuentra en un trozo de la cinta que lleva marcas (audibles en forma de dos sonidos bastante diferentes) o sobre un trozo de cinta virgen entre dos programas (sólo el ruido de fondo de la cinta puede entonces oírse).
La clavija del indicador de nivel se pone en la salida (EAR) del lector de casetes y su enchufe hembra recibe el cable que va a la entrada del interface casete. La mayoría de los interface casetes necesitan una señal con un nivel de 2 V_{pp}. La señal proporcionada por el lector de casetes responde a esta exigencia cuando los dos LEDs empiezan a parpadear. Un alumbrado constante indica que el nivel es excesivo. Si el volumen del altavoz es demasiado alto, basta con poner en serie con este último un potenciómetro ajustable de 100 Ω; con él podrá ajustar el volumen a placer.

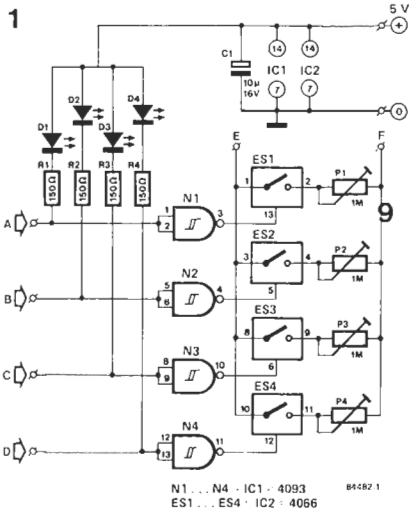




... para disco-lights

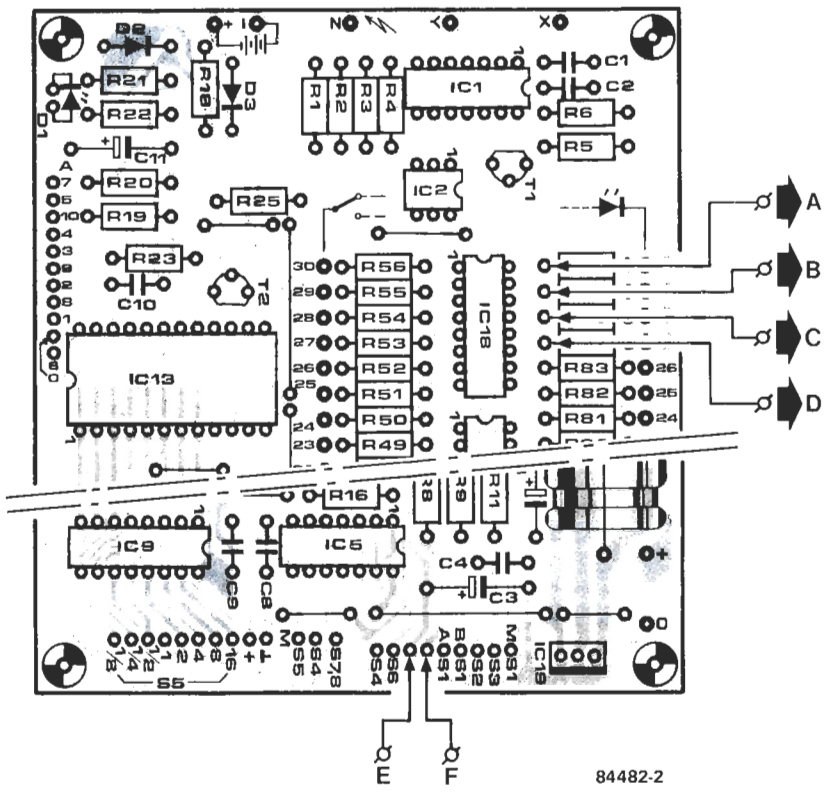
Sería interesante poder variar la velocidad de encendido-apagado del «disco-light» publicado en nuestra revista de julio/agosto de 1984.

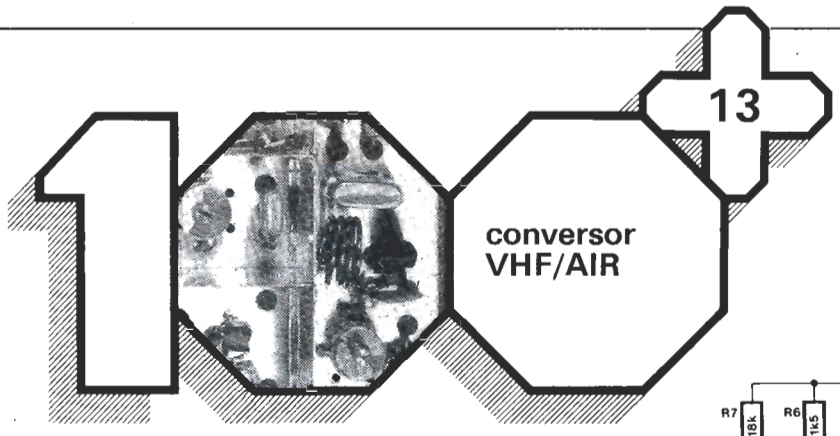
No se necesitan muchos cambios en el circuito, y además éstos son muy sencillos.
El circuito adicional que proponemos se conecta al del juego a través de los puntos A . . . F, como se muestra



en las figuras 1 y 2 (esta última es la cara de componentes del circuito impreso del disco-light, julio/agosto de 1984). El potenciómetro P1 del circuito anterior se podría colocar en su posición de máxima resistencia, debido a que está colocado en paralelo con alguno de los otros cuatro potenciómetros del presente circuito.
A la hora de programar las luces podremos, de esta forma, incluir los cuatro nuevos canales.
Cuando se programa un «1» lógico, las salidas del buffer (N42 . . . N45) están a nivel bajo y por ello se deben invertir en N1 . . . N4 para poder conmutar los interruptores CMOS.
Es posible aplicar un mismo nivel lógico a más de una de las entradas A . . . D al mismo tiempo. Debido a los valores iguales de los potenciómetros P1 . . . P4 tenemos un convertidor digital-analógico de cuatro bits, que nos permite seleccionar entre las dieciséis velocidades disponibles. En 0000 es únicamente P1, en el circuito del juego de luces, quien determina la velocidad.
No olviden suprimir las resistencias de limitación, R84 . . . R87, como se indica en el esquema.

2

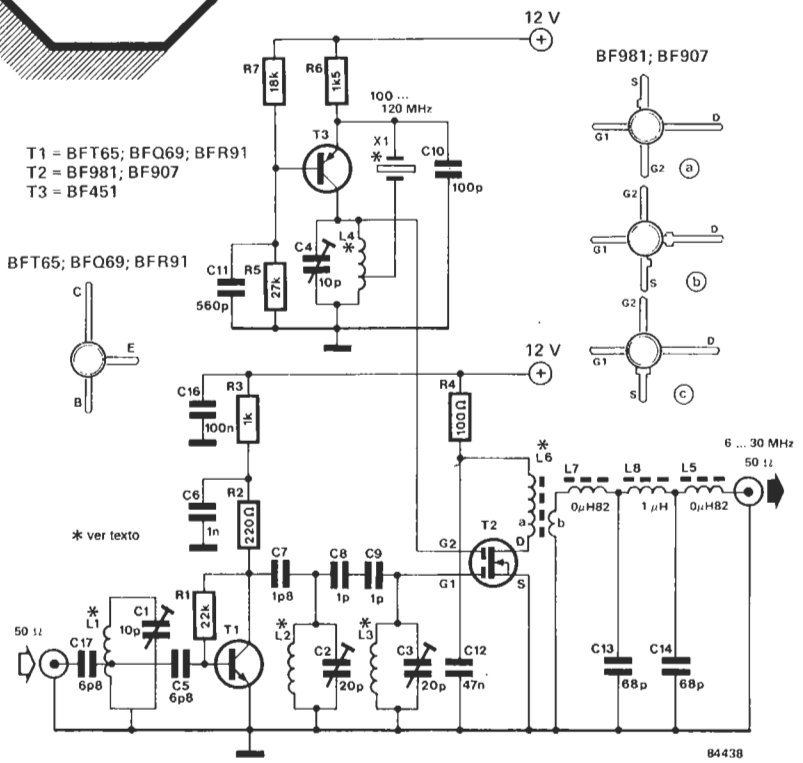




conversor VHF/AIR

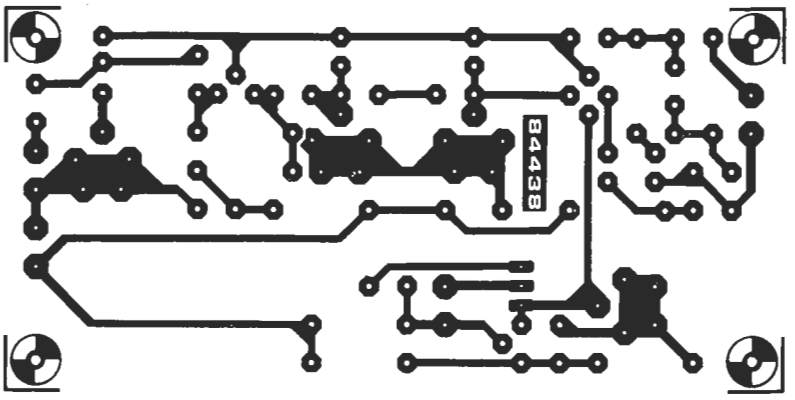
utilizable también en la banda de radioaficionados de 2 metros

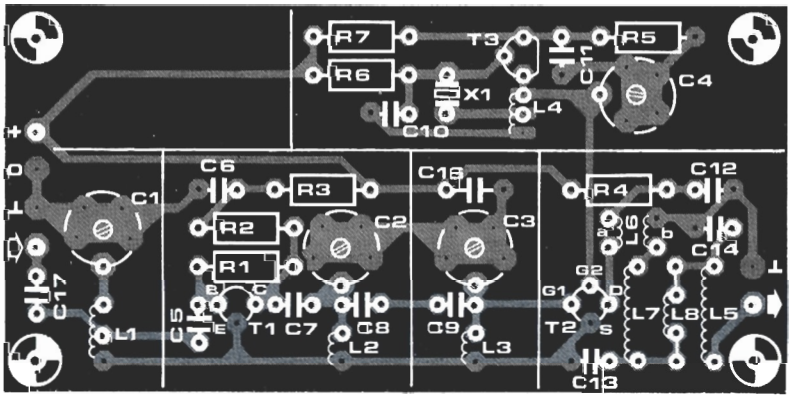
Para numerosos adeptos a la radioescucha, las bandas de VHF, situadas más allá de la FM (que va desde 106 a 150 MHz), constituyen un campo de escucha muy atractiva. Estas frecuencias sirven, en efecto, para las comunicaciones aéreas; de ahí que se reagrupen bajo la denominación de banda de aire (AIR). Lamentablemente, los receptores que permiten captar esta banda son difíciles de conseguir y, por consiguiente, están lejos de ser baratos. Existen algunos menos caros, pero de peor calidad. Si quiere conseguir una recepción correcta y dispone ya de un receptor de ondas cortas, de calidad aceptable, capaz de recibir las frecuencias hasta 30 MHz, un convertidor como el que proponemos constituirá una solución viable con una excelente relación calidad/precio.
Asociado a un buen receptor de ondas cortas, este convertidor permite, en principio, una excelente escucha de las bandas comprendidas entre 106 y 150 MHz, incluyendo, por supuesto, la banda de radioaficionados de 2 metros.
El convertidor está constituido por un amplificador de VHF, un

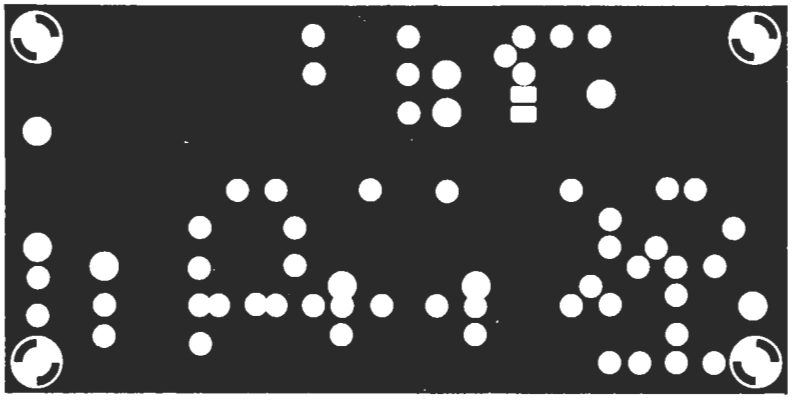


mezclador y un oscilador. Después de ser amplificada en T1, la señal de entrada se aplica a un mezclador MOSFET, en donde se combina con la salida del oscilador a cristal T3. Tres circuitos sintonizados entre la entrada de antena y el mezclador aseguran una buena selectividad y un buen rechazo de imagen.
La señal de diferencia se extrae del drenador de T2 y es transmitida a la salida, a través del filtro constituido por L7, L8, L5, C13 y C14. La sintonía de la emisora se realiza con la ayuda del receptor de ondas cortas, en una gama situada entre 6 y 30 MHz.
El ancho de banda de los diversos circuitos no es evidentemente suficiente para poder barrer de un solo golpe el conjunto de la gama que se extiende desde 106 a 150 MHz. Alrededor de los 106 MHz, el ancho de banda del convertidor es de unos 3 MHz; si la frecuencia de recepción es del orden de magnitud de 150 MHz, este ancho de banda pasa a ser de 12 MHz. Comenzaremos por definir la banda deseada, elegir el cristal de cuarzo y efectuar el ajuste de los circuitos de sintonía (C1 . . . C4) de forma consecuente. La frecuencia del cuarzo (5.º armónico) debe ser igual a la diferencia entre la frecuencia de recepción y la de salida ($f_{ent} - f_{Xs} = f_{sal}$), teniendo que elegir la frecuencia de salida más elevada posible. Para la banda de 2 metros, el valor ideal de frecuencia del cuarzo es de 116 MHz (144...146 − 116 = 28...30 MHz).

Las bobinas de aire L1 . . . L4 pueden devanarse en un lápiz y L6 en una perla de ferrita, mientras que L5, L7 y L8 se pueden obtener fácilmente en cualquier establecimiento de componentes.
Como se ve, el circuito impreso es de doble cara. Por ello el lado de los componentes es un plano de tierra al que deben soldarse los diversos blindajes de RF, mostrados en la figura 2. Si se construyen las bobinas de la forma adecuada, y se instalan los blindajes en los lugares apropiados, el montaje deberá funcionar a la primera. Las conexiones de algunos componentes deberán ir unidas a masa. Esta conexión se realiza directamente en el plano de masa de la placa.







Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 22 k
R2 = 220 Ω
R3 = 1 k
R4 = 100 Ω
R5 = 27 k
R6 = 1k5
R7 = 18 k

Condensadores:

C1, C4 = 10 p ajustable
C2, C3 = 20 p ajustable
C5, C17 = 6p8
C6 = 1 n cerámico
C7 = 1p8
C8, C9 = 1 p
C10 = 100 p
C11 = 560 p
C12 = 47 n
C13, C14 = 68 p
C16 = 100 n

Semiconductores:

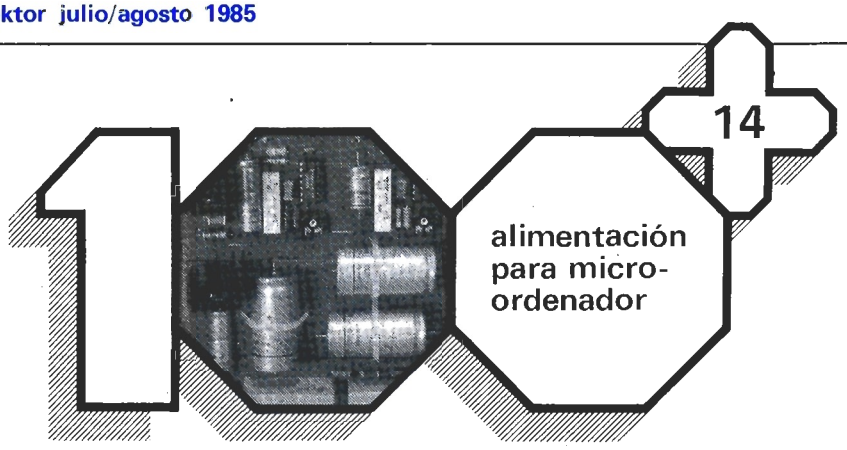
T1 = BFQ69 (BFR91, BFT65)
T2 = BF907, BF981
T3 = BF451

Bobinas:

Para L1, L2, L3 y L4, hilo de cobre esmaltado, de 0,8 a 1 mm; arrollado fuertemente sobre el cuerpo de un lápiz
L1 = 7 espiras, con toma intermedia de masa, a las 3 vueltas
L2 = 3 espiras
L3 = 3 espiras
L4 = 4 espiras con toma intermedia de masa a las 3 espiras
L6a = 4 espiras de hilo de cobre esmaltado, de 0,2 a 0,25 mm
L6b = 4 espiras de hilo de cobre esmaltado, de 0,4 a 0,6 mm
L6a y L6b arrolladas sobre la misma perla de ferrita de 3 × 3 mm aproximadamente
L5, L7 = 0μH82 (valor fijo)
L8 = 1μH (valor fijo)

Otros:

X1 = cristal de cuarzo, 100 . . . 120 MHz, 5.º armónico
PCB 84438



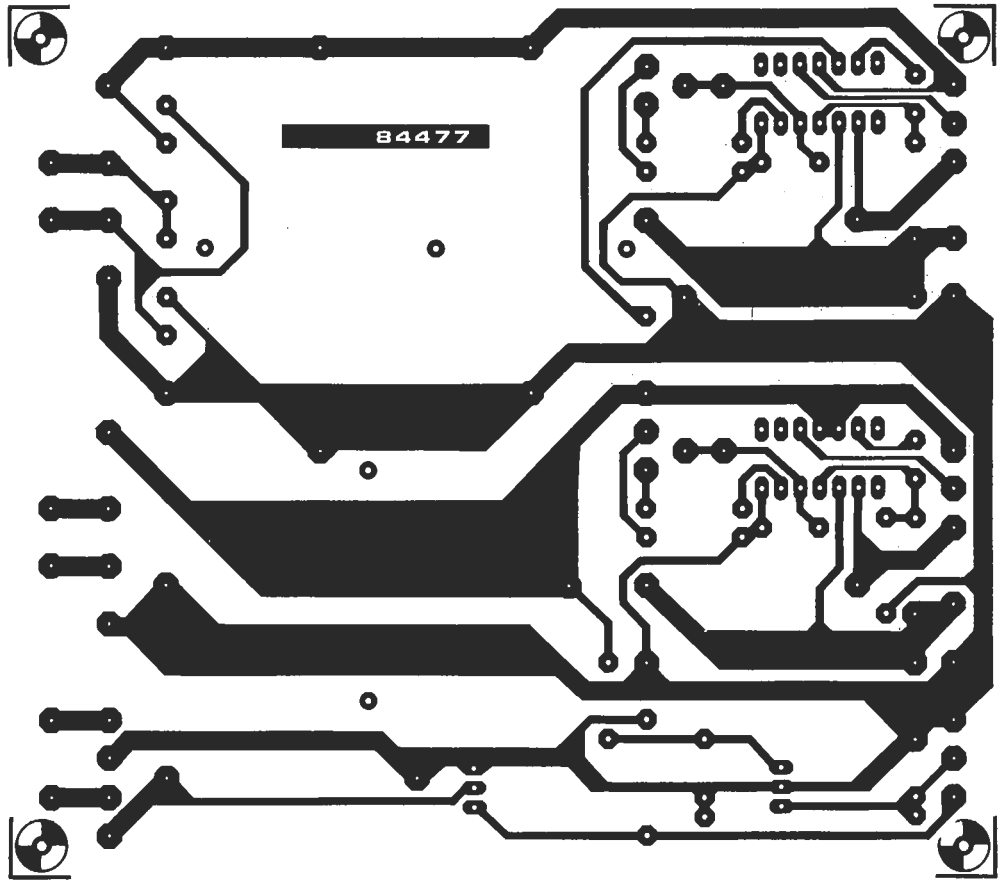
a 1 × 5 V y 3 × 12 V

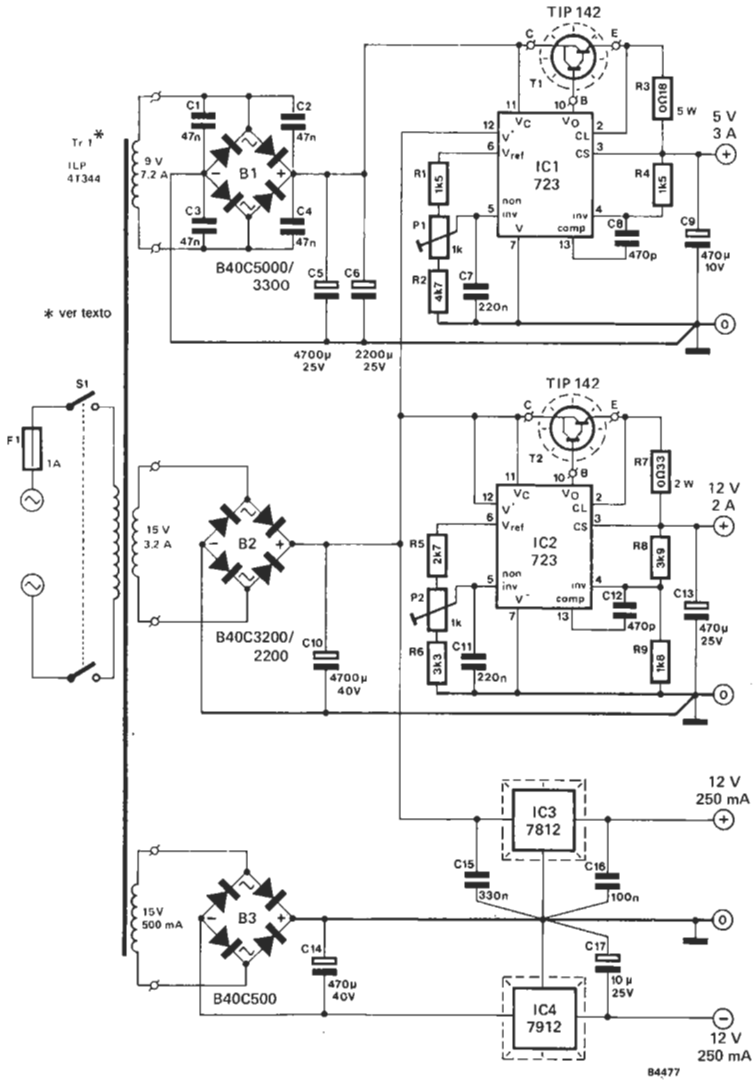
La atracción fundamental de esta fuente son dos de sus características. La primera es que es extremadamente compacta, y la segunda, que proporciona tres tensiones o, hablando estrictamente, cuatro tensiones: +5 V/3 A, +12 V/2 A y ±12 V/250 mA. El circuito es tan compacto porque se alimenta de un único transformador para las tres tensiones. Se trata de un transformador toroidal fabricado por ILP (ellos lo llaman 4T344) y dispone de tres secundarios de 9 V/7,2 A, 15 V/3,2 A y 15 V/0,5 A. Por supuesto, podrían utilizarse tres transformadores separados, pero con ello el montaje perdería mucho de su encanto.
No resultó necesario volver a inventar la rueda, en lo que se refiere a reguladores de tensión. Para las alimentaciones de 5 V y 12 V se han utilizado un par de 723 seguidos de sendos TIP 142. Para la alimentación simétrica de ±12 V se emplea un 7812 y un 7912 (IC3 e IC4).
El montaje de esta fuente es muy sencillo, si se realiza sobre la placa de circuito impreso que aparece en la figura 2. Es muy importante montar T1 y T2 sobre disipadores con resistencia térmica menor que 1,5 °C/W. Puede ser un disipador común a ambos transistores. Cada uno de los transistores debe de montarse con unas hojitas de mica. Los reguladores IC3 e IC4 deben montarse con disipadores separados, de resistencia térmica menor que 15 °C/W, tomando la precaución de intercalar una arandela de mica entre cada regulador y su disipador.
En nuestro prototipo obtuvimos una supresión de ruidos de esta fuente, francamente buena. A plena carga no podía casi observarse el rizado, incluso en el rango de 10 mV por división de sensibilidad. También podemos decir que la estabilidad era excelente. Un transitorio de plena carga a vacío daba una diferencia de tensión de algunos milivoltios.
Como hemos dicho, puede sustituirse el toroidal por tres transformadores independientes. En este caso serán necesarios los siguientes transformadores: uno de 9 V/5 A, uno de 15 V/3,2 A y uno de 15 V/0,4 A.
Si desea proteger esta fuente contra sobretensiones o cortocircuitos, puede utilizar un circuito especialmente diseñado para ello: el «protector de alimentación», publicado en esta misma revista.

Lista de componentes

Resistencias:
R1, R4 = 1k5
R2 = 4k7
R3 = 0Ω18/5 W
R5 = 2k7
R6 = 3k3
R7 = 0Ω33/2 W
R8 = 3k9
R9 = 1k8
P1, P2 = pot. ajustable, 1 k

Condensadores:
C1 . . . C4 = 47 n
C5 = 4700 µ/25 V
C6 = 2200 µ/25 V
C7, C11 = 220 n
C8, C12 = 470 p





C9 = 470 µ/10 V
C10 = 4700 µ/40 V
C13 = 470 µ/25 V
C14 = 470 µ/40 V
C15 = 330 n
C16 = 100 n
C17 = 10 µ/25 V

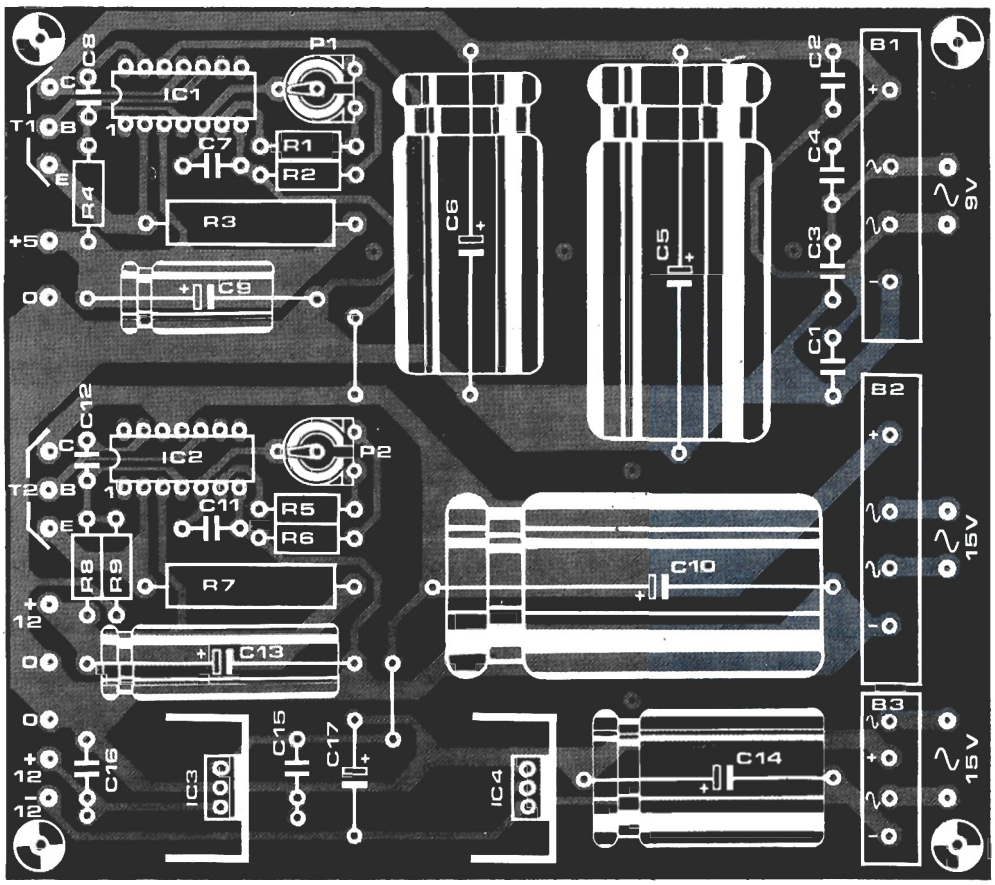
Semiconductores:

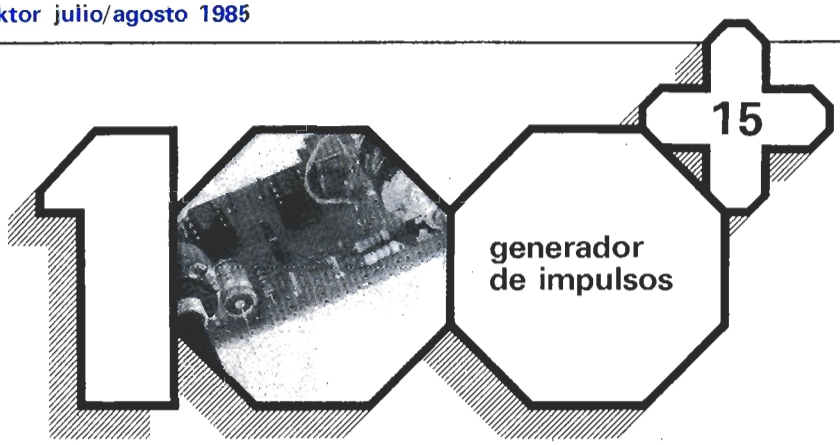
B1 = puente rectificador, 5 A/40 V, es decir, B40C5000/3300
B2 = puente rectificador, 3,2 A/40 V, es decir, B40C3200/2200
B3 = puente rectificador, 500 mA/40 V, es decir, B40C500
T1, T2 = TIP 142
IC1, IC2 = LM 723
IC3 = 7812
IC4 = 7912

Varios:

F1 = fusible lento 1 A
Tr1 = transformador toroidal 9 V/7,2 A, 15 V/3,2 A, 15 V/0,5 A (por ejemplo, 4T344 de ILP)
S1 = interruptor de red, dos circuitos,
2 disipadores para IC3 e IC4, de 15 °C/W máximo
placa de circuito impreso 84477

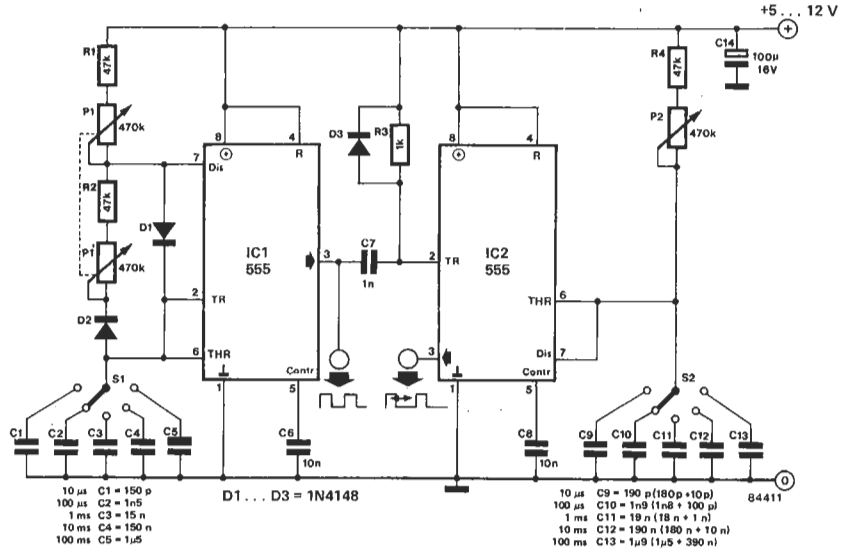
disipador para T1 + T2, de 1,5 °C/W máximo (KL 105 o SK 13, por ejemplo)

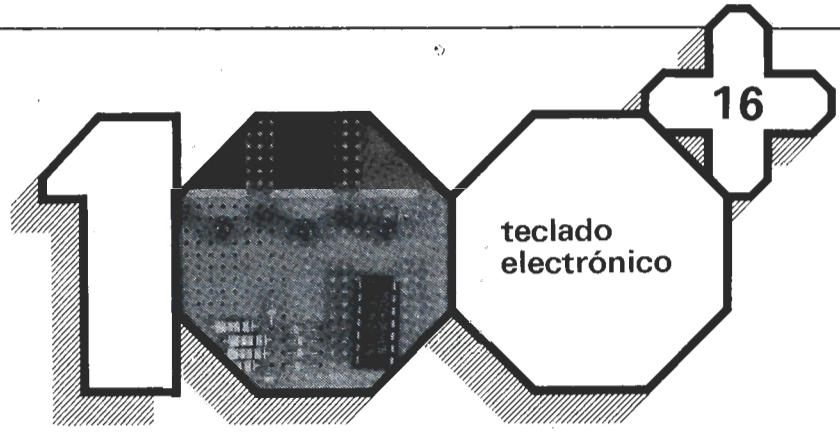




con frecuencia y anchura de impulso variables

El generador de señales de onda cuadrada que vamos a describir está basado en dos circuitos integrados temporizadores del tipo 555. Proporciona una señal de forma rectangular cuya frecuencia y anchura de impulso son variables.
El primer temporizador, IC1, está conectado como generador de señales de onda cuadrada de salida simétrica, del tipo aestable.
La simetría se mantiene durante un pequeño tanto por ciento del tiempo, gracias a un potenciómetro de estéreo y dos diodos. Una onda cuadrada, por propia definición, es una onda rectangular con un ciclo de utilización del 50%; es decir, su anchura de impulso debe ser igual a la mitad de la separación. La gama de frecuencias viene determinada por el condensador seleccionado, y con los valores indicados en el esquema, se extiende desde 1 Hz a 100 KHz.
El ajuste fino se efectúa mediante el potenciómetro de estéreo. La corriente de salida máxima de IC1 es de 100 mA.
El flanco de bajada de los impulsos de salida de IC1 se utiliza para disparar el segundo circuito 555. Esta etapa, que está montada como circuito monoestable y su función es proporcionar una anchura de impulso variable, cuya magnitud varía desde 10 µs a 100 ms.
Un ajuste fino puede efectuarse con el potenciómetro. La corriente de salida máxima es también de 100 mA.
Los conmutadores, potenciómetros y condensadores C1 . . . C5 y C9 . . . C13 pueden sustituirse por componentes de valores fijos, si se quiere tener un generador de impulsos con parámetros predeterminados.
La tensión de alimentación puede estar comprendida entre 5 y 12 V, y la corriente sin carga es de unos 10 mA.
Es recomendable emplear condensadores de buena calidad, si se pretende conseguir un funcionamiento óptimo de este montaje.

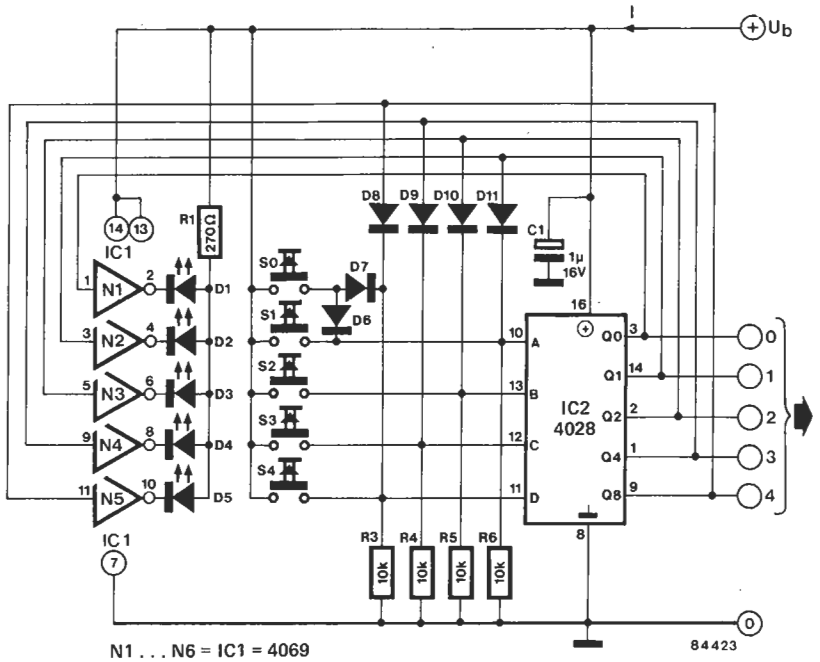




con múltiples entradas

Este teclado electrónico, aunque similar a su equivalente mecánico, presenta una diferencia notable sobre éste: cuando se pulsan dos o más teclas simultáneamente, todos los contactos permanecen abiertos, circunstancia que no es garantizada por un dispositivo mecánico, y que podría permitir el cierre de varios contactos simultáneamente, lo que en determinadas ocasiones puede traer consecuencias desastrosas.
El circuito es bastante simple: cinco pulsadores estándar o miniatura, dos circuitos integrados, cuatro resistencias, un condensador, seis diodos y cinco LEDs. El corazón del circuito es IC2, un decodificador CMOS de BCD a decimal, tipo 4028, el cual garantiza que una sola de sus salidas presentará un nivel lógico alto (contacto cerrado), sea cual sea la información existente en sus entradas.
Comencemos por el principio: en reposo las entradas de IC2, A . . . D, se mantienen a nivel lógico bajo mediante las resistencias R3 . . . R6, presentando por tanto la salida 0 un 1 lógico, que es invertido por N1 provocando el encendido del LED D1. Si se pulsa por ejemplo S1, se aplicará un nivel alto en la entrada A, mientras que el resto de las entradas permanecen a nivel lógico bajo.
El 1 lógico que aparece en la salida 1 es aplicado a través de D11 a la entrada A, lo que asegura que la salida 1 se mantenga con un nivel alto aunque deje de pulsarse S1. Este nivel provoca el encendido del LED D2 a través de N2.
Para activar la salida 3 deberá pulsarse brevemente S3. Como en la entrada A hay un 1, cuando se aplica otro 1 en la C, la entrada al decodificador será en ese instante 0101 (5 en decimal), por lo que IC2 activará su salida 5 (que no ha sido conectada) y desactivará la 1, haciendo que en A se restablezca el nivel bajo de reposo. Como S3

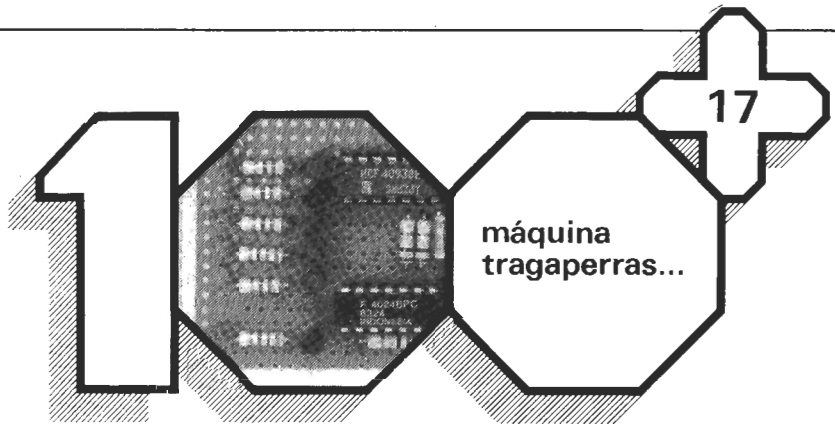
sigue pulsado (el proceso descrito tiene lugar en un tiempo muy pequeño), la salida S3 resultará finalmente activada, manteniendo en la entrada C un nivel alto a través de D9. Simultáneamente, el nivel en el pin 1 es invertido por N3 para hacer lucir el LED D3. El proceso es similar cuando se acciona cualquier otro pulsador.
Debido a que sólo las salidas Q0 . . . Q4 y Q8 de IC2 están conectadas, únicamente sus correspondientes valores binarios aplicados a la entrada pueden cambiar el estado de IC2, siempre y cuando solamente se actúe sobre un pulsador. Si se pulsan varios a la vez, IC2 recibe en sus entradas el valor binario correspondiente a una de sus salidas no conectadas, permaneciendo las conectadas a nivel bajo y en consecuencia todos los LEDs apagados.
Cuando se pulsa S0, la información de entrada es 1001 (9 en decimal), valor que corresponde a una salida no conectada, por lo que las cinco utilizadas quedarán a nivel bajo.
La corriente consumida por el circuito no es muy elevada y su valor depende de la tensión de alimentación, como puede verse en la tabla.



N1 . . . N6 = IC1 = 4069
D1 . . . D5 = LED
D6 . . . D11 = 1N4148

Tabla

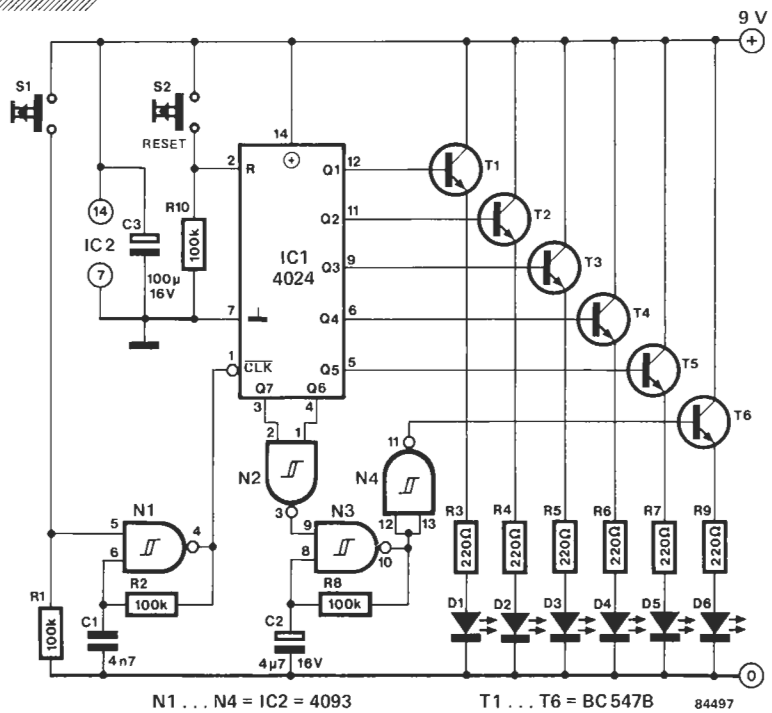
U_b (V)	I_b (mA)
3	0.45
5	2.8
9	10.2
15	23.5



pulsando otro conmutador de resorte, S1, cuando se activa el oscilador N1 y se proporciona la señal de reloj al contador. Tan pronto como se libere S1, N1 dejará de oscilar y el contador se detiene en una combinación de salidas de tipo aleatorio. Uno o más de los diodos LED, D1 a D5, se iluminará en ese momento, y a cada uno de ellos se le asigna un punto o varios puntos, según su propia decisión.

... a LEDs

Este juego podría describirse como una especie de máquina tragaperras electrónica. Lo positivo es que no tiene que introducir monedas; lo negativo, que no puede ganar ningún dinero. Si le interesa dar un interés crematístico al juego, tendrá que llegar a un acuerdo con su compañero de juego.
El «corazón» del montaje es un contador binario de siete etapas del tipo 4024. Al principio del juego se pone a cero accionando el conmutador S2. El contador tendrá todas sus salidas, Q1 . . . Q7, a nivel lógico bajo y se apagarán los diodos LEDs, D1 . . . D5. La salida del disparador Schmitt NAND, N2, es un nivel alto, y ceba el oscilador de relajación N3. La señal del oscilador se invierte en N4, y con ello se activa el amplificador T6 y se ilumina el diodo LED D6. El juego se inicia

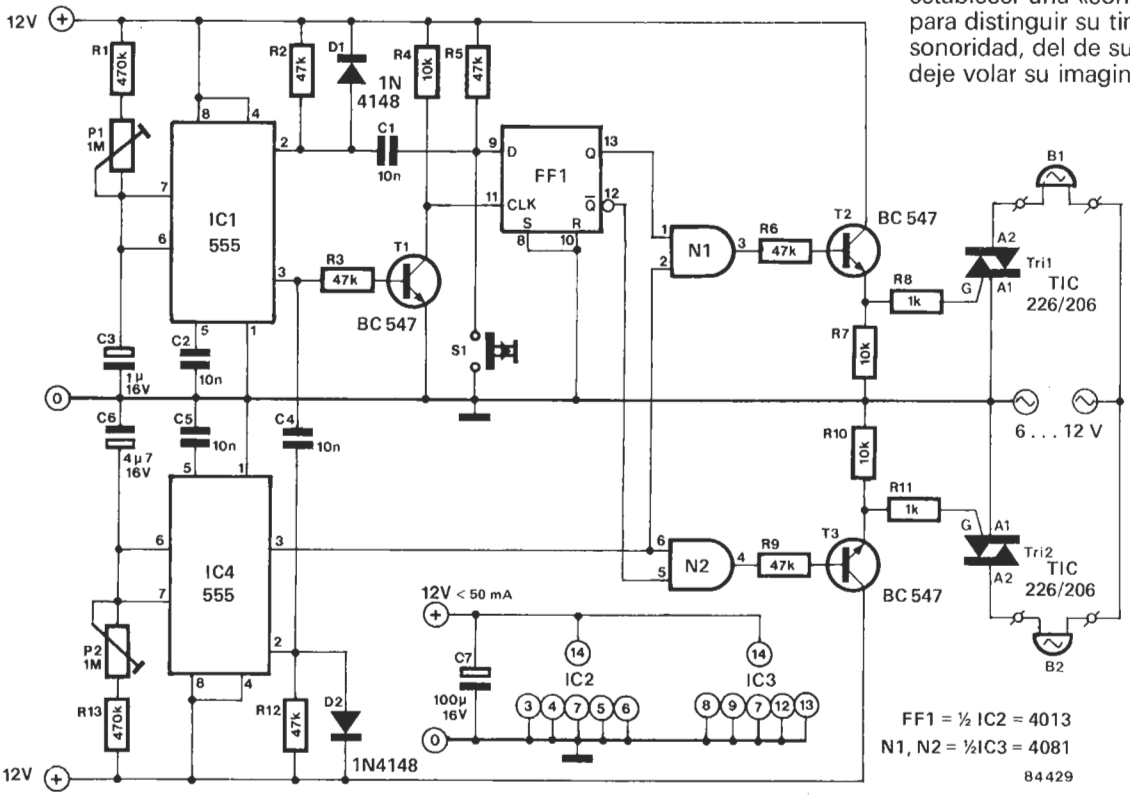


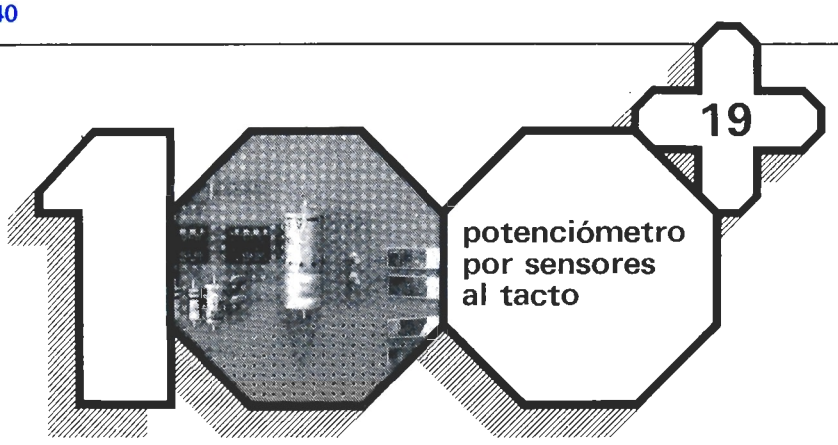
N1 . . . N4 = IC2 = 4093
T1 . . . T6 = BC 547B

Anote la puntuación antes de volver a pulsar S1.
Cuando las salidas Q6 y Q7 estén simultáneamente a nivel lógico alto, se parará el oscilador basado en la puerta N3, y se apagará el diodo LED D6. Será ahora el turno del jugador siguiente. Si D6 no se apaga (porque Q6 y Q7 no están a nivel alto), el mismo jugador tendrá otra oportunidad.
El jugador que haya acumulado la más alta puntuación al final del juego es el ganador o el perdedor, según las reglas que se hayan establecido.
El circuito necesita una fuente de alimentación de 4,5 a 9 V. El consumo de corriente depende principalmente de las resistencias de polarización, R3 . . . R7; con los valores indicados, la corriente a través de cada uno de los diodos LED es de unos 30 mA. El tamaño y el color de los diodos LED, D1 . . . D5, puede elegirse a su voluntad.



Es verdaderamente asombroso lo que se puede conseguir con un poco de electrónica... y mucha imaginación, ¡asombroso y útil!
Este circuito es de utilidad sobre todo cuando dos familias comparten una sola casa, donde dos timbres pueden ser un don divino, mientras que, por una u otra causa, no es posible la instalación de dos pulsadores. La única solución es acceder a los dos timbres con un solo pulsador.
Cuando se pulse brevemente el botón S1 sonará el timbre 1; cuando se pulse durante un tiempo más largo sonará el timbre 2. La acción sobre el botón dispara el multivibrador monoestable IC1, cuyo impulso de salida hace conducir a T1. De este modo, la entrada de reloj CLK de FF1 se lleva a nivel lógico bajo durante unos instantes. La salida se toma de la patilla 3, de IC4, y la entrada de reloj se hace a través de la patilla 11 de IC2. Cuando se bloquea T1, esta entrada adquiere el nivel lógico alto. Cuando se pulsa S1 solamente durante un instante, es decir, está abierto de nuevo en el flanco de salida de la salida del multivibrador, la entrada D de IC2, y por consiguiente la salida Q, pasan a nivel alto.
La salida Q (patilla 13) se aplica a una de las entradas de la puerta AND N1. La otra entrada de N1 recibe una señal alta procedente de IC4 (patilla 3), el segundo monoestable, cuya función es establecer la duración del sonido del timbre. El nivel lógico alto a la salida de N1 polariza la base de T2, que se hace conductor. Con ello se ceba el triac 1, sonando el timbre 1.
Cuando el pulsador S1 se mantiene pulsado durante un tiempo más largo, se mantiene aún cerrado en el flanco de bajada de la salida de IC1. En consecuencia, la entrada D de IC2 (FF1) está a nivel bajo y la salida $\overline{Q}$ está a nivel bajo
Esta salida se aplica a una de las entradas de la puerta AND N2. La otra entrada de N2 está en paralelo con la segunda entrada de N1. A partir de aquí, la acción del circuito es similar a la descrita anteriormente pero, en este caso, T3 conduce para cebar el triac Tri2, y con ello se hace funcionar el timbre 2.
P1 permite determinar la duración relativa de los timbrazos largos y cortos. La duración de la señal del timbre viene determinada por P2.
Si se han previsto los dos triacs es para facilitar la inserción del dispositivo en una instalación ya existente, con transformadores para timbres ordinarios. Sólo queda ya establecer una «contraseña» musical para distinguir su timbre por su sonoridad, del de su vecino. Ya sabe, deje volar su imaginación...





19 potenciómetro por sensores al tacto

Los sensores al tacto no se utilizan únicamente para realizar funciones de conmutación (conexión-desconexión, selección de canales...). En muchas aplicaciones es necesario un control proporcional al tiempo de contacto con el sensor, como sucede, por ejemplo, con los mandos de un televisor (volumen, brillo...), o en la regulación de la intensidad luminosa de una lámpara. Estas funciones, normalmente desempeñadas por un potenciómetro, son las indicadas para este circuito, en el que el nivel de tensión presente en su salida depende de la actuación sobre los sensores.

El corazón del circuito es IC1, un amplificador operacional con una impedancia de entrada muy alta, configurado como integrador.

Al poner el dedo sobre el sensor Se1, el condensador C2, tipo MKH, se carga a través de la resistencia de la piel, provocando una disminución lineal de tensión en la salida del operacional, hasta cero voltios. Cuando se toca el otro sensor Se2, ocurre lo contrario: la tensión de salida en IC1 va aumentando linealmente hasta alcanzar el nivel de la alimentación. Al retirar el dedo de cualquiera de los sensores, la tensión presente a la salida de IC1 se mantiene gracias a la carga almacenada en C2. Debido a las corrientes de fuga en el condensador, la tensión de salida variará alrededor de un 2% por hora, aproximándose a cero o a la tensión de alimentación, dependiendo de cuál haya sido el último sensor tocado. Para mantener estas corrientes de fuga lo más pequeñas posible, es necesario proteger al circuito de la humedad, circunstancia que habrá que tener presente a la hora de elegir la caja que vaya a albergar al circuito.

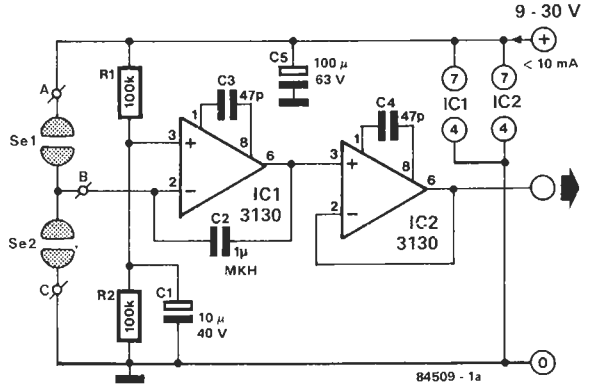
Las aplicaciones de este montaje son numerosas, pudiéndose utilizar, como ya se dijo antes, allí donde se requiera un potenciómetro que proporcione un voltaje variable.

Si prefiere usar pulsadores en lugar de sensores, la figura 1b muestra cómo se conectan al circuito.

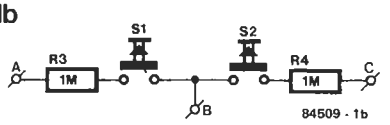
Las resistencias R3 y R4 simulan la resistencia de la piel; los pulsadores S1 y S2 permiten la carga o descarga de C2. Si se pulsan simultáneamente ambos pulsadores, la tensión de salida del circuito no variará.

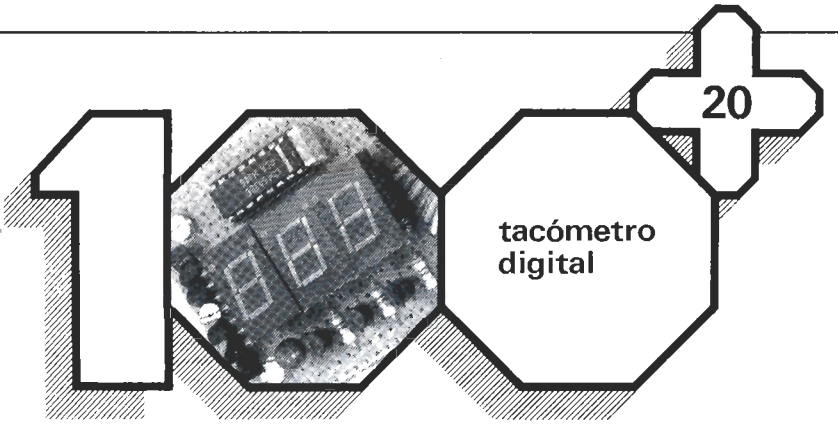
Los condensadores C3 y C4 evitan cualquier tendencia oscilatoria del amplificador operacional.

1a



1b

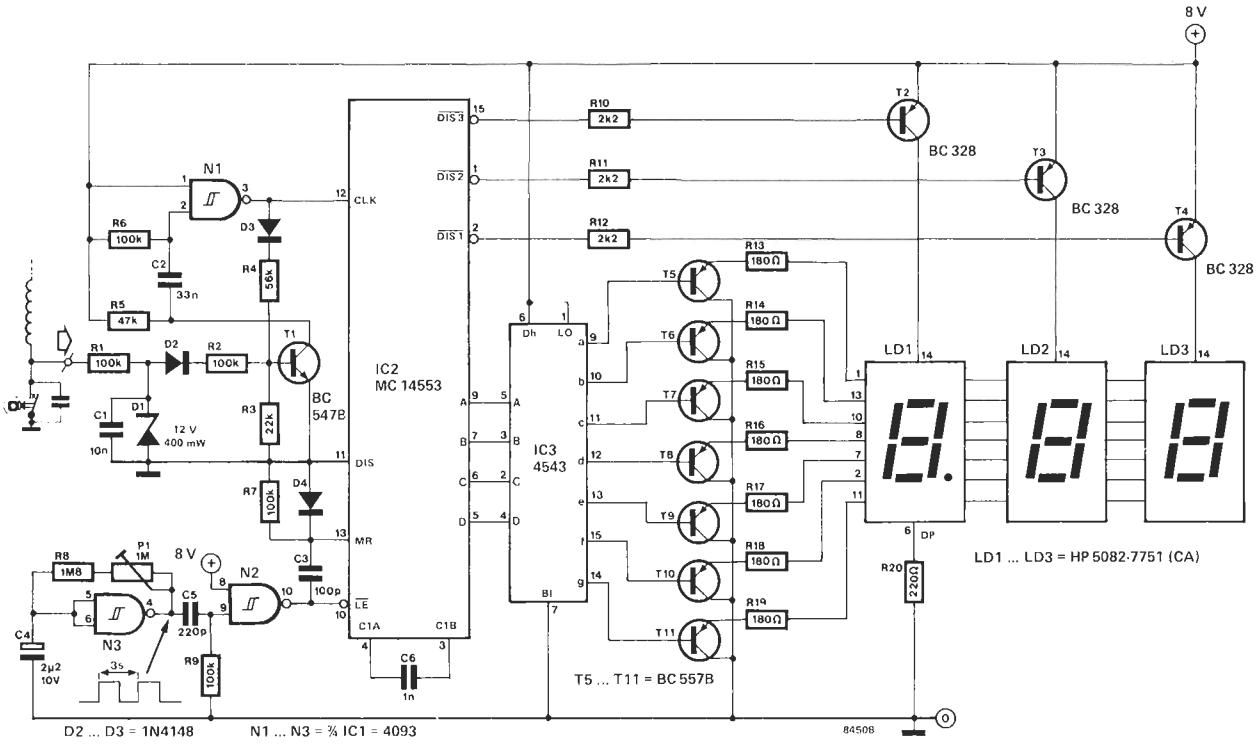




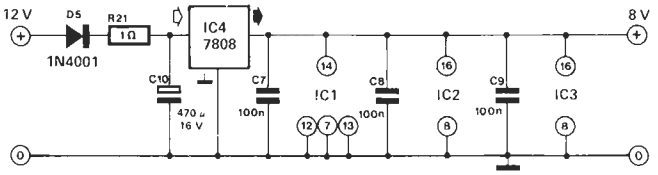
20 tacómetro digital

El presente circuito no es solamente un sustituto adecuado para un tacómetro mecánico ya existente. También puede instalarse en vehículos que carezcan de tan útil instrumento de medida en la conducción.

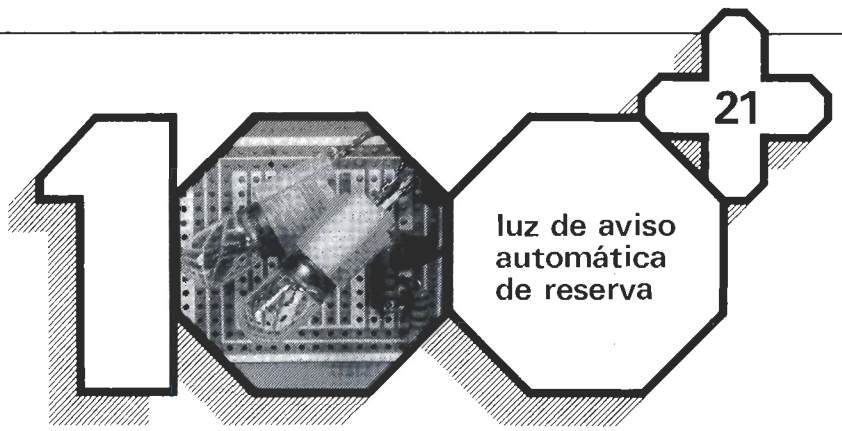
El conteo y memorización tienen lugar en IC2. El circuito proporciona también las señales de salida correspondientes al multiplexado de los tres displays de 7 segmentos utilizados. El oscilador construido en torno a N3 constituye la base de tiempos para el conteo, con una frecuencia de 1/3 Hz, ajustable mediante P1. N2 genera un impulso negativo a cada flanco de subida del oscilador, una vez cada 3 segundos. Cada 3 segundos, pues, IC2 almacena en su memoria interna el número de impulsos producidos por los platinos del coche desde el almacenamiento anterior. Este número es enviado a los visualizadores, a través del decodificador BCD-7 segmentos, IC3. La red formada por C3/R7/D4, pone a cero el contador, cada flanco negativo de la señal $\overline{LE}$, comenzando a partir de entonces un nuevo ciclo de conteo. El número de revoluciones depende de la frecuencia de los impulsos generados por los platinos en el coche. Estos impulsos son limitados en amplitud por el zener D1, a 12 V, pasando a continuación a través de D2 y R2, a determinar la conducción o el corte del transistor T1. R6/C2 y N1 reducen la anchura de los impulsos tomados de T1 para aplicarlos al contador de IC2 por el pin 12. D3 y R4 evitan la entrada de impulsos parásitos al contador. T5...T11 son los buffers a través de los cuales IC3 actúa sobre los 7 segmentos de los displays. R13...R19 limitan la corriente a través de los segmentos y T2...T4 conectan secuencialmente cada uno de los displays, según las señales de multiplexado generadas por IC2.



La tensión suministrada por la batería del coche es reducida por el regulador IC4 a +8 V, que es el voltaje requerido por el circuito.
El consumo de corriente se sitúa en torno a los 150 mA.
La calibración del tacómetro puede llevarse a cabo fácilmente, conectando una señal alterna de 50 Hz y un voltaje de 6 a 15 V, rectificada por un diodo conectado en serie a R1. Dicha señal puede obtenerse, por ejemplo, del

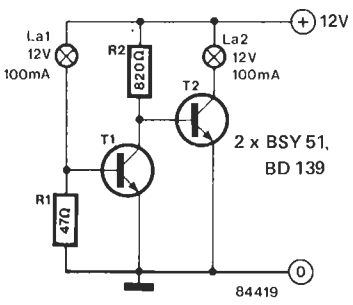


secundario de un transformador conectado a la red. Ajuste entonces P1 hasta leer en los visualizadores 1.50, medida que corresponde a un motor de 4 tiempos y 4 cilindros, funcionando a 1.500 r. p. m. (revoluciones por minuto).
La lectura deberá multiplicarse por 1.000 para obtener las revoluciones por minuto del motor. ⏮



una doble protección

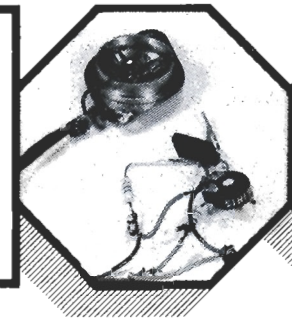
Todos estamos de acuerdo en que las señales de aviso de avería tienen una función importantísima en cualquier instalación por poco técnica que sea. Pero ¿qué pasaría si esta lámpara estuviera defectuosa? No hay ninguna garantía de vida eterna para el filamento. El sencillo montaje aquí descrito no intenta evitar la destrucción de un filamento, pero sí poner remedio en caso de que no funcione la bombilla de señalización. Cualquiera que sea la causa por la que no funcione, la bombilla de reserva se pone automáticamente en funcionamiento (esta bombilla solamente funciona en caso de avería de la instalación). Además de las dos bombillas, el montaje sólo necesita dos transistores y dos resistencias.



El principio de funcionamiento es muy simple: asumiendo que hay una avería en el equipo, la lámpara La1 se enciende, y una parte de la corriente que atraviesa la bombilla llega a la base de T1, haciendo que este transistor se vuelva conductor. La base de T2 está a un potencial próximo a masa: este transistor está bloqueado; en estas condiciones no circula corriente a través de la lámpara (La2), ya que es tomada por la línea del colector T2.
Tan pronto como La1 deja de funcionar, debido a un mal contacto, o a la destrucción de un filamento por ejemplo, T1 no reciba la corriente base y se bloquea.
La corriente que circula a través de R2 hace conducir a T2 y encenderse a la lámpara de reserva (La2).
Nada impide la utilización de lámparas que trabajen a tensiones superiores a los 12 V con que nosotros trabajamos, o que tengan una potencia más elevada. En tal caso será necesario volver a calcular los valores de los componentes utilizados en este circuito. ⏮

Aplicación ITT

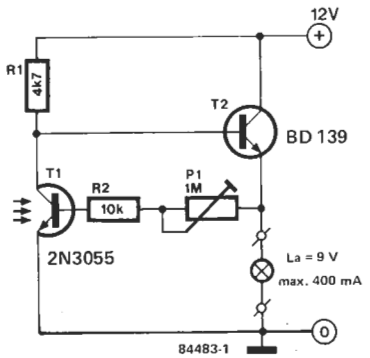
100 + 22



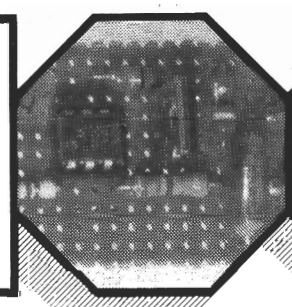
el 2N3055 como foto-conmutador

un potente fototransistor

De cuando en cuando, entre nuestra correspondencia llega una «idea luminosa». Uno de nuestros lectores nos ha sugerido aplicar al 2N3055 la cirugía clásica que permite transformar un transistor de cápsula metálica en fototransistor. Este es el objeto del circuito de este artículo.
Para convertir nuestro transistor de potencia en fotosensible es necesario serrar con mucho cuidado la parte superior de la cápsula. Una vez hecho esto estaremos en presencia de una superficie fotosensible (el 2N3055 se encuentra sobre un chip de dimensiones respetables), lo que garantiza una excelente fotosensibilidad. Nuestro fotoconmutador se construye con ayuda de dos transistores, nuestro 2N3055 «decapitado» (T1) y un transistor de conmutación (T2).
T2 recibe su corriente de base por medio de R1, de forma que si T1 está bloqueado es porque no hay ningún haz luminoso sobre T1.
En estas condiciones la lámpara conectada a la salida del montaje se enciende.
Cuando la luz que incide sobre T1 es lo suficientemente importante, pasa a conducir. T2, cuya corriente de base pasa a masa, no conduce, lo que hace que la lámpara se apague. R2 y P1 sirven para realizar un buen acoplamiento, y para mejorar el comportamiento del montaje como conmutador.
P1 permite definir el punto en el cual debe hacerse la conmutación.
¿Para qué puede utilizar este montaje? Se sorprenderá de sus posibilidades. Puede instalarlo, por ejemplo, como alumbrado de seguridad en su tienda de campaña o en una caravana. El alumbrado se apagará en cuanto el sol empiece a brillar.



100 + 23



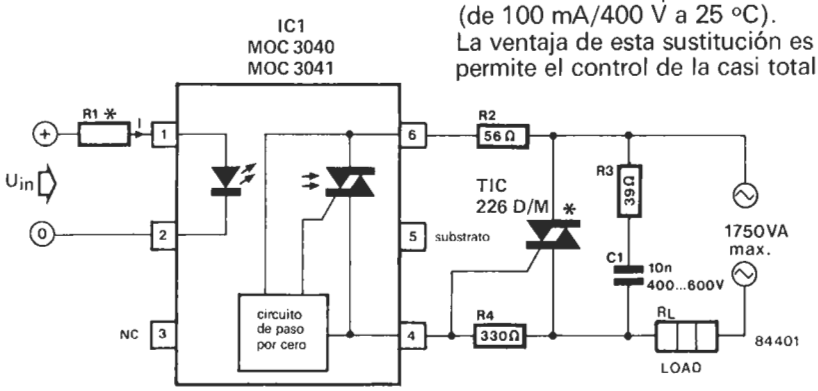
relé fotoelectrónico

interruptores a 1750 VA

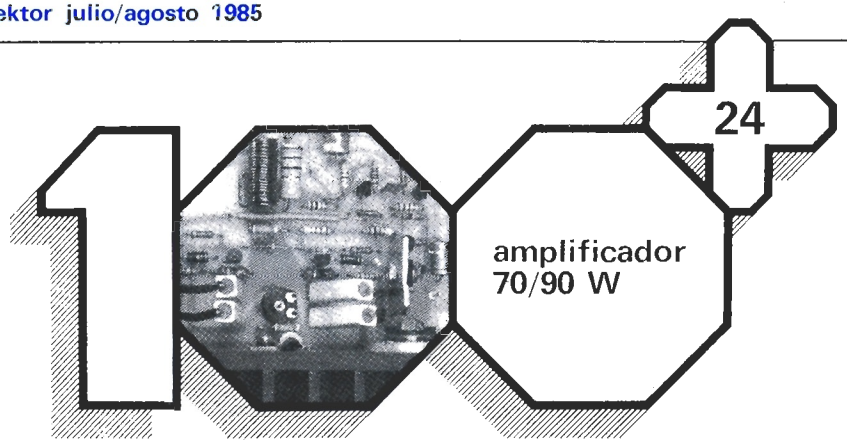
Los circuitos integrados de Motorola 3040 y 3041 permiten la construcción de un rápido relé electrónico que, a pesar de su sencillez, tiene algunas características especialmente atractivas. Por ejemplo, estos integrados contienen un detector de paso por cero, lo que permite economizar un número no despreciable de componentes externos. El circuito tiene una tensión de aislamiento no inferior a 7,5 kV, lo que permite la conexión del relé a cualquier montaje alimentado por la tensión de la red.
En lo que respecta a su principio de funcionamiento, el circuito MOC 3040 (ó 3041) puede compararse con un optoacoplador normal, en el que el fototransistor habitual se hubiera sustituido por un fototriac (de 100 mA/400 V a 25 °C).
La ventaja de esta sustitución es que permite el control de la casi totalidad de los grandes triacs, lo que no sería posible si se utilizara un fototransistor ordinario.
El tipo de triac a elegir depende, entre otras cosas, de la clase de carga a conmutar por el relé. Si la carga es resistiva, un TIC 226D/400 V es muy adecuado. Si se quiere controlar una carga inductiva, hay que elegir un modelo de 600 V (tal como el TIC 226M). Ha de tenerse presente que la tensión de trabajo del condensador C1 debe estar en correspondencia con el tipo de triac empleado.
El valor de R1 depende de la tensión de entrada U_{in} aplicada al circuito integrado, y se calcula a partir de la fórmula:

$R1 = 1000\ (U_{in} - 1{,}3)/I_{LED}\ (mA)$

en donde U_{in} se expresa en voltios, R1 está en ohmios e I_{LED} es la corriente que circula a través del diodo LED en el optoacoplador (expresada en mA).
En el supuesto de que $U_{in} = 12$ V e $I_{LED} = 30$ mA (como en el MOC3040), el valor calculado es de R1 = 356 Ω, y deberá utilizarse una resistencia estándar de 330 Ω.
En el caso de un MOC 3041, la corriente que circula a través del diodo LED es solamente de 15 mA, por lo que el valor práctico de R1 sería de 680 Ω.
La corriente máxima que puede conmutar el relé electrónico es de unos 8 amperios (unos 1750 VA).
(Observación: No hay que conectar la patilla 5.)



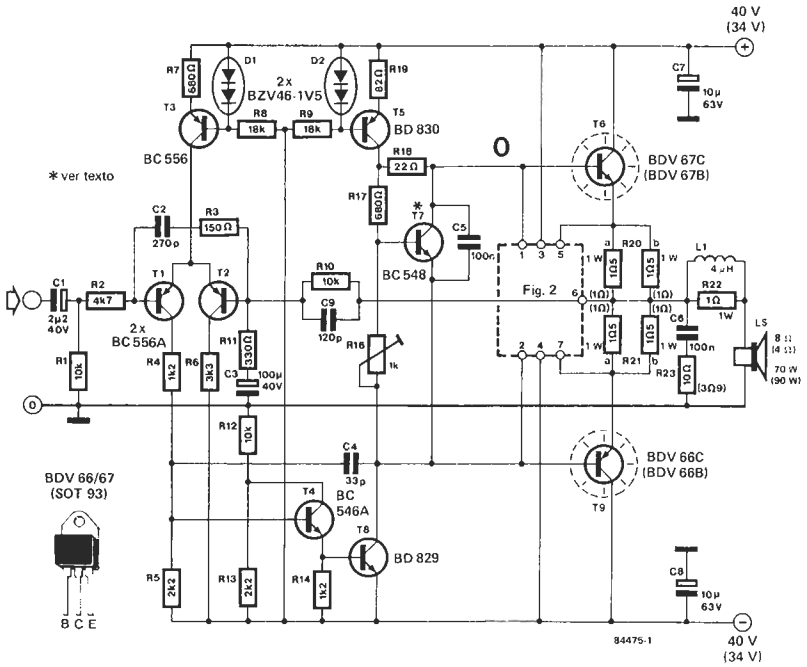
Aplicación Motorola



un diseño clase AB para cargas de 4 Ω y 8 Ω

Este es un amplificador de construcción sencilla, y proporciona una potencia considerable.
La potencia no lo es todo; sin embargo, y en este caso, las especificaciones son bastante buenas. Se eligió una alimentación simétrica para evitar el problema de tener que usar condensadores electrolíticos a la salida. Como consecuencia, se utiliza a la entrada un amplificador diferencial. La señal de entrada se introduce en la base de T1 y se toma una realimentación de la base de T2. La corriente que pasa por esta etapa diferencial es constante e igual a 1 mA, siendo proporcionada por la fuente de corriente T3. La señal de entrada amplificada es extraída del colector de T1, por el par darlington formado por T4/T8. Esta pareja de transistores, en combinación con la fuente de corriente T5, constituyen la etapa de ataque clase A para los transistores de potencia. La corriente a través de esta etapa es pequeña (del orden de 7 mA), ya que T6 y T9 son darlingtons de potencia.
La corriente de reposo clase AB para los transistores de potencia está menos sujeta a fluctuaciones de temperatura montando T7 en el mismo disipador que T6 y T9. Esta corriente puede ajustarse con R16.

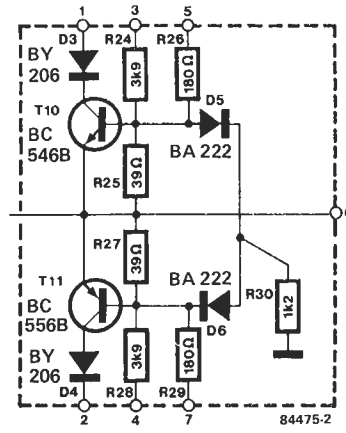
1



L1 = 20 espiras de cobre esmaltado de 1 mm ∅, arrollado sobre R22

La estabilidad del amplificador mejora con la inclusión de redes RC (R2, R3, C2, C4) de salida y en el bucle de realimentación. Si se considera necesario, puede dotarse al amplificador de protección contra sobrecargas y cortocircuitos, mediante el circuito de la figura 2, conectado en el lugar indicado por las líneas de trazos de la figura 1.
El amplificador está diseñado para suministrar una potencia de 70 W sobre 8 Ω, pero si se utilizan los valores que se dan entre paréntesis, pueden conectarse altavoces de 4 Ω, en cuyo caso se consigue una potencia máxima de 90 W. También debe modificarse el circuito de protección de la figura 2 si se utiliza una carga de 4 Ω. Los valores de R24 y R28 son en este caso 3k9, R26 y R28 son 220 Ω y D5, D6 y R30 se suprimen.
La fuente de alimentación necesaria (no indicada en las figuras) consiste tan sólo en un transformador, un rectificador y los condensadores de filtro. Los condensadores

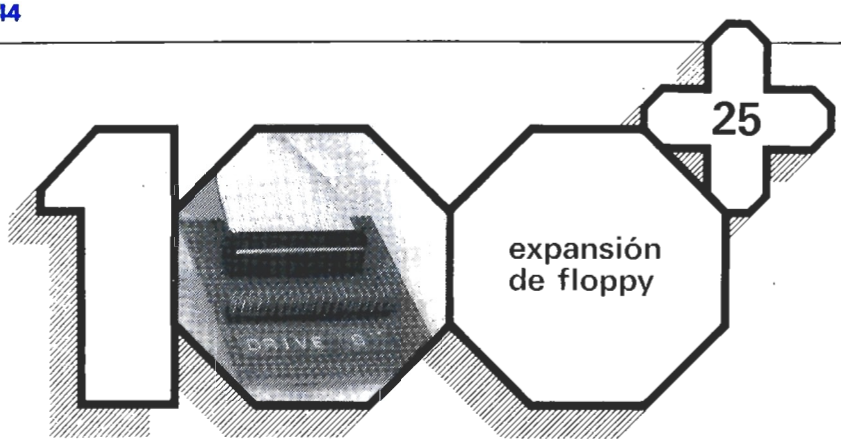
2



electrolíticos deben ser del orden de 5.000 a 10.000 µF cada uno.
La tensión rectificada para la versión 70 W/8 Ω debe ser de ±40 V en carga y del orden de ±47 V sin carga. Para la versión de 90 W/4 Ω estos valores son ±34 V y ±40 V respectivamente. No subestime los requerimientos del transformador. Debe ser capaz de dar 1,4 A para la versión 70 W/8 Ω (mono) y 2,2 A para la versión 90 W/4 Ω. Se recomienda encarecidamente la utilización de un fusible en las alimentaciones, positiva y negativa; 2 A para 8 Ω y 3 A para 4 Ω.
Finalmente, unas palabras sobre los disipadores necesarios para T6 y T9. En el amplificador mono de 8 Ω, el disipador para estos transistores debe ser de 3,4 °C/W como máximo; para estéreo debe ser de 1 °C/W. Estos valores pasan a ser 2,5 y 0,5 °C/W para la versión de 4 Ω.

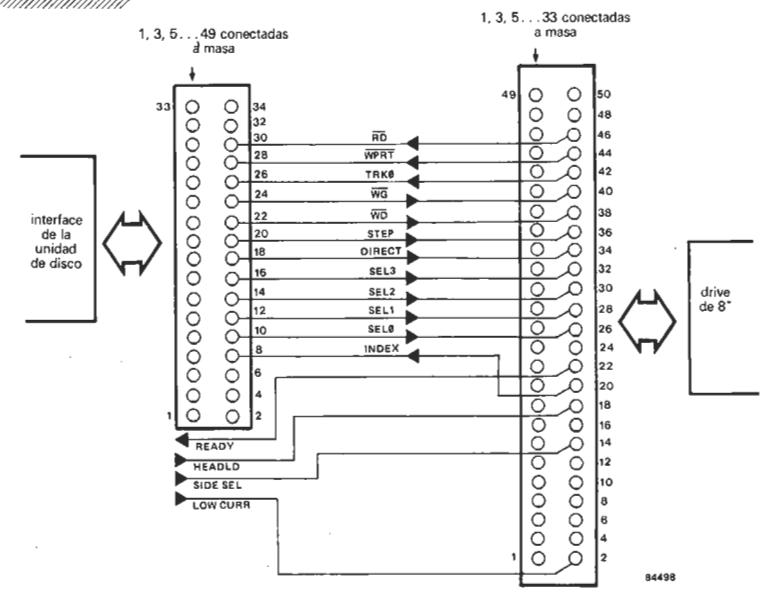
Especificaciones

Potencia de salida (f = 1 KHz, d = 0,5%):
75 W sobre 8 Ω (97 W sobre 4 Ω)
Tensión de deriva: <40 mV
Corriente de reposo (ajustable con R16):
50 mA
Impedancia de entrada: 10 KΩ
Sensibilidad de entrada: 760 mV
(600 mV para 4 Ω)
Distorsión armónica (con P máx. y 1 KHz):
0,01%
Distorsión de intermodulación
(con P máx. y 1 KHz): 0,02%
Ancho de banda (−2 dB, nivel de referencia 10 dB bajo P máx. a 1 KHz):
10 Hz . . . 60 KHz
Relación señal/ruido (P = 50 mW)
(según normas IEC 179)
– curva A ponderada: 83 dB
– curva no ponderada: 75 dB

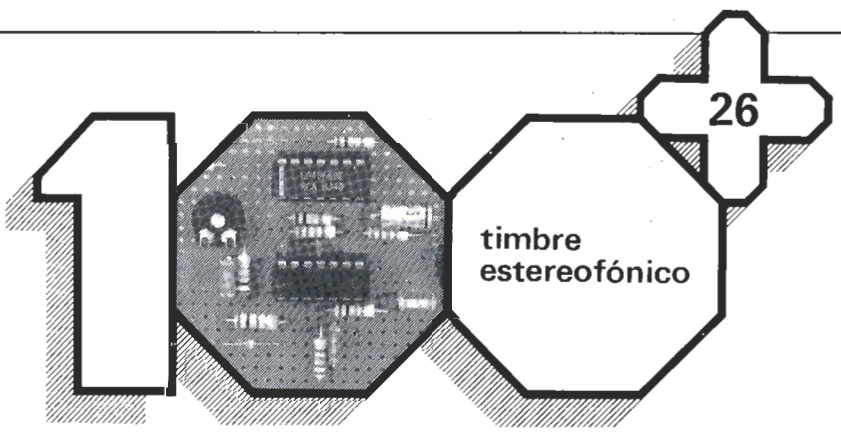


para utilizar una unidad de 8" con un interface de $5^1/_4$"

Alguien dijo una vez: «lo bueno si breve...». Nosotros estamos completamente de acuerdo con él. En nuestro caso, lo breve es el número de componentes del montaje. Dos conectores, uno de 50 vías y otro de 34, y un pequeño trozo de cable plano de 50 hilos, es todo lo que hace falta para conectar una unidad de discos de 8" a un interface previsto para diskettes de $5^1/_4$".
En otras palabras, con tan sencillo artilugio vamos a transformar una unidad de discos de 8" en otra de $5^1/_4$".
Para conseguirlo hacen falta dos cosas: primero unir el conector de 50 vías de la unidad de 8" con el de 34 vías, en el interface de la unidad de discos. Hay que tener en cuenta que todas las líneas impares deben conectarse a masa para evitar acoplamientos.
La segunda dificultad a vencer para efectuar la conexión de la unidad de 8" es que ésta posee cuatro líneas que no existen en la unidad de $5^1/_4$". Para ser más exactos, en la unidad más pequeña estas líneas aparecen combinadas con otras señales. «Ready» está combinada con «index», y «head-load» con «select». «Low currente», por otra parte, sólo se utiliza en las unidades de 8", para limitar la corriente de magnetización cuando las pistas interiores están siendo escritas.



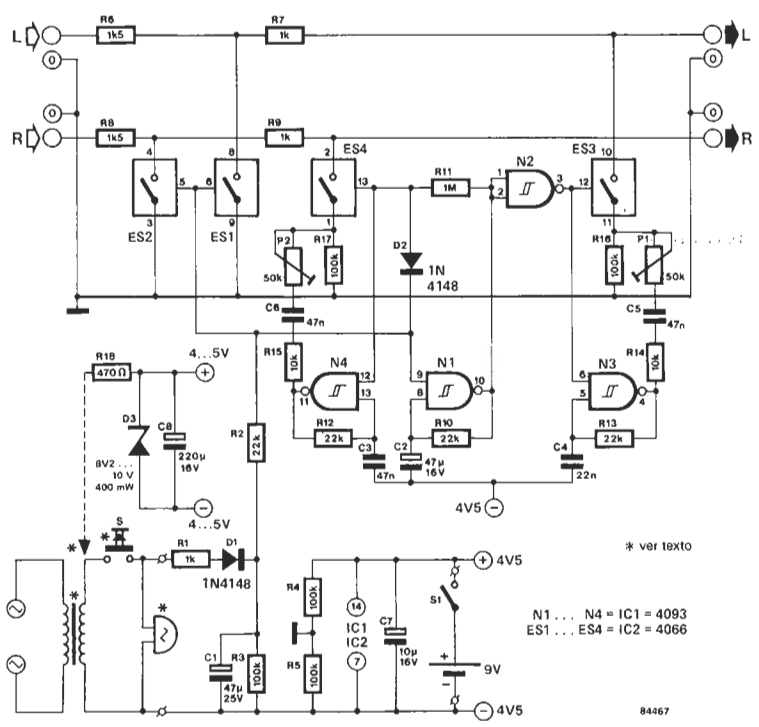
Con ello se evita la saturación del floppy de 8". «Side select», por su parte, sólo es necesaria cuando hay dos cabezas de lectura/escritura en la unidad. Estas cuatro líneas pueden dejarse desconectadas (al aire), si se encuentran internamente cableadas en la unidad de disco. El «drive» de 8" puede considerarse como de 5, con una salvedad: tiene 80 pistas en lugar de las 40 habituales.
Debe hacerse una modificación en el hardware del interface de la unidad para permitir que este circuito funcione perfectamente. La frecuencia de reloj de la ACIA en la tarjeta del interface que facilita la conversión paralelo/serie debe ser duplicada. La razón de esto es que el floppy de 8" gira más rápido que el diskette de $5^1/_4$", del orden de una vez y media más, con lo cual puede escribirse una gran cantidad de información en cada pista.



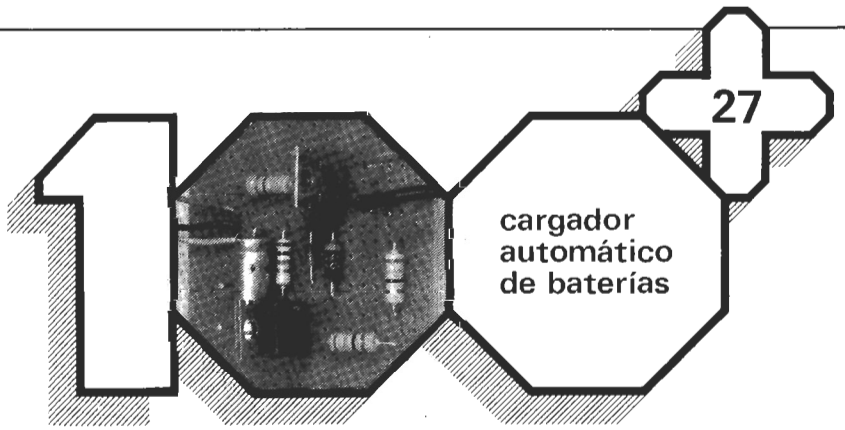
interruptor de audio

Si tiene la suerte de vivir en una casa aislada, y se dispone a disfrutar de una audición de su música favorita, es muy poco probable que pueda oír el timbre de la puerta de entrada y que advierta la presencia de un cartero «pataleando» de impaciencia. Para encontrar una solución a esta situación no deseable, en principio tiene dos opciones: cortar el cable de alimentación del equipo estereofónico o montar un timbre más efectivo.
Este circuito atenúa de forma momentánea e importante el sonido producido por la instalación de audio. Es decir, se trata de una combinación de ambas opciones, pero garantizamos que es menos destructiva que la primera. Lo que hace es disminuir, en gran medida, la salida de estéreo cuando se acciona el timbre. De este modo tendrá posibilidad de escuchar el sonido del timbre de la puerta y, para hacerlo más agradable y eficaz, hemos dotado al montaje con la característica suplementaria de que los altavoces izquierdo y derecho produzcan, de forma alternativa, sonidos de alturas diferentes.
El funcionamiento del circuito es bastante simple. Cuando se oprime el pulsador del timbre se generará una tensión a través del timbre, que se rectifica en el diodo D1 para proporcionar un nivel lógico alto. Ello da lugar a que sucedan una serie de cosas. La primera es el cierre de los conmutadores electrónicos ES1 y ES2. A continuación se atenúan de forma importante las salidas de los canales izquierdo y derecho. Al mismo tiempo, el generador de ritmo, basado en N1, comienza a funcionar. Este último controla los osciladores

N3 y N4 y asegura que las señales que proporcionan alimenten al canal izquierdo y derecho, a través de los conmutadores ES3 y ES4, respectivamente. El tono en el canal izquierdo es de unos 800 Hz, mientras que en el canal derecho tiene una frecuencia de 400 Hz. La diferencia se debe al valor distinto de los condensadores C3 y C4.
El consumo de corriente de este circuito es bastante pequeño: menos de 5 mA. La tensión de alimentación podría suministrarse con una simple pila o extraerse directamente del transformador del timbre. Ha de destacarse que la masa de la señal se toma del punto medio del divisor de tensión R4/R5.
Los volúmenes de los tonos de los timbres se establecen por medio de los potenciómetros ajustables P1 y P2. Sea muy prudente en no ajustar el volumen demasiado alto, porque las formas de ondas rectangulares de las señales de tono de los timbres contienen muchos armónicos de alta frecuencia, que podrían deteriorar «fatalmente» los altavoces de agudos.
El circuito debe conectarse en el sistema de audio, preferiblemente entre el preamplificador y el amplificador de potencia. Este punto suele ser accesible a través de una



conexión de salida del preamplificador/entrada del amplificador de potencia. Una segunda posibilidad es conectar las entradas del circuito a las salidas de la grabadora de cinta, y las salidas del circuito a las entradas de la grabadora. A continuación ponga el amplificador en la posición de lectura o reproducción de cinta.
El circuito tiene sus ventajas aunque, todo ha de decirse, también limitaría la utilización óptima de su grabadora.



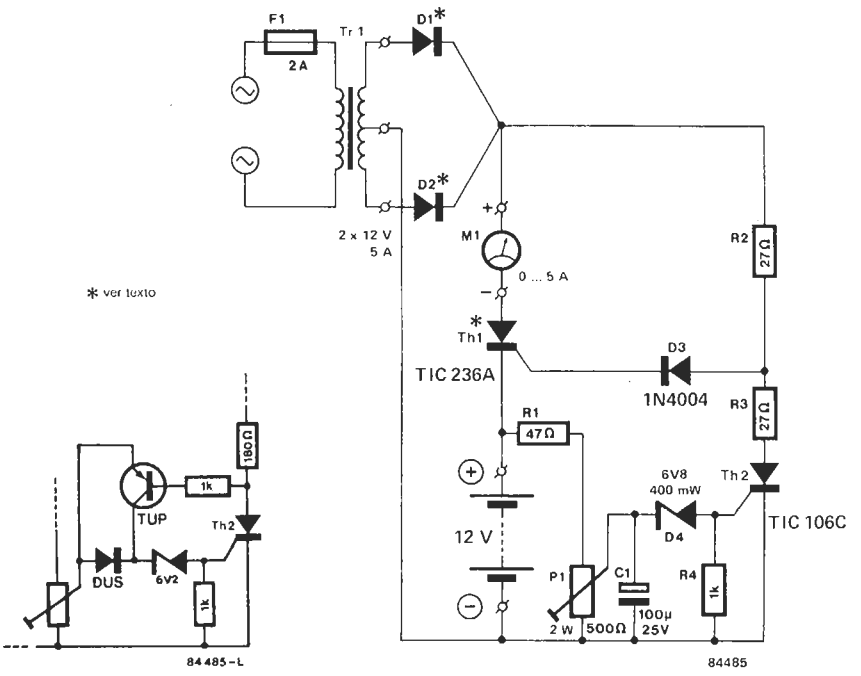
para baterías en hibernación

Este cargador que describimos está especialmente recomendado para baterías que no se utilizan durante largos períodos de tiempo, como por ejemplo las de motos de gran cilindrada, ya que muchos motoristas no las utilizan durante el invierno.
Es necesario extraer la batería del vehículo, conectarla al cargador y poner este último en funcionamiento una o dos veces durante una semana. El cargador carga la batería y se para automáticamente cuando ésta alcanza su carga nominal. El dispositivo se pone entonces en posición de espera, para volver a entrar en funcionamiento cuando la carga baje del valor nominal.

El circuito es muy sencillo. Para entender el funcionamiento sólo hay que imaginar una batería ligeramente descargada (nivel de carga inferior a la tensión nominal). Tan pronto como el cargador empieza a funcionar, una corriente circula a través de D3, asegurando el cebado del tiristor (SCR = rectificador controlado de silicio) Th1. Cuando este último empieza a conducir, circula una corriente de carga visualizada en el amperímetro M1. La tensión de la batería aumenta progresivamente y tiende a equilibrarse con el potencial que hay en los bornes R1/P1.
El condensador C1 se carga; mientras que el nivel de tensión sea suficiente, el diodo zener D4 se vuelve conductor. Th2 recibe una corriente que lo ceba y produce la caída de la corriente de cebado de Th1 por debajo del valor de mantenimiento de este tiristor. Con ello se interrumpe la circulación de la corriente de carga: el amperímetro cae progresivamente hasta llegar a cero. Cuando al cabo de cierto tiempo la tensión cae, provoca la disminución de la corriente de cebado de Th2, el cargador se vuelve a poner en funcionamiento y genera una nueva corriente de carga. Para efectuar el ajuste de este montaje se conecta una batería correctamente cargada entre los bornes y se acciona P1 hasta que desaparezca la corriente de carga.
Ciertos componentes merecen una mención especial: el transformador utilizado no debe generar una intensidad de más de 5 A.
Para mayor seguridad es recomendable elegir como Th1 un tiristor capaz de soportar una corriente de 10 A (TIC 236 o TIC 246A, por ejemplo). Lo mismo se puede decir de los diodos rectificadores de silicio D1 y D2 (SNK26/04, SD25, BYS24-90, entre otros). Los diodos soportan una corriente máxima de 8 A.

Fuente: General Electric, Auburn N.Y. USA
Informe 63015

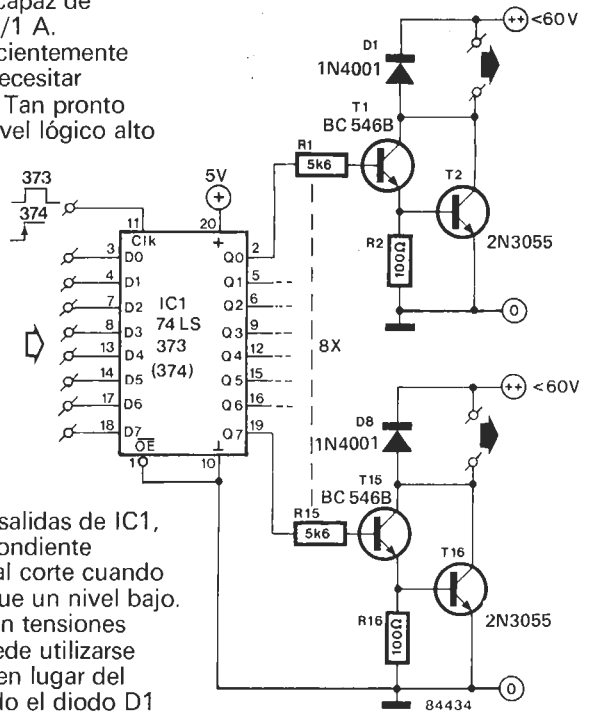
NOTA: Parece que en ciertos casos en los que la batería ha llegado a su nivel de carga máxima se desconecta el cargador, volviendo inmediatamente a funcionar y entrando el montaje en oscilación. Esto puede ser debido a las tolerancias de los componentes utilizados. La solución consiste en sustituir D4 por un diodo zener de 6,2 V y conectar un diodo universal de silicio en serie con él. Este diodo universal está en paralelo con un transistor universal NPN (ver esquema adjunto), cuando Th2 está cebado. De hecho, Th1 no puede volver a cebarse a menos que la tensión de la batería haya caído alrededor de 12 V.
El aumento de valor de R2 a 180 Ω no tiene ninguna consecuencia sobre el funcionamiento del montaje; tan sólo permite una disminución de la corriente de reposo y de la disipación de calor.





para equipos controlados por ordenador y alimentados en continua

No basta con tener un micro-ordenador; también hay que saber qué hacer con él. Dentro del interesante campo de las aplicaciones de control sobre elementos externos al µC, algunos usuarios se encuentran con el problema de no disponer en sus equipos de las facilidades de entrada/salida que serían deseables. Precisamente a ellos va dirigido este circuito. Con él podrán controlar de una forma sencilla relés, conmutadores electrónicos, todo tipo de lámparas, motores eléctricos... La base del circuito son los 8 biestables contenidos en IC1. Cuando aparezca en el pin 11 un nivel alto en el caso del 74LS373, o un flanco de subida para el 74LS374, los datos presentes en las entradas D0...D7 pasarán a las salidas Q0...Q7, donde permanecerán estables. La señal de control aplicada en el pin 11 puede obtenerse a través de una salida programable o mediante la oportuna decodificación de una dirección. Las 8 entradas pueden conectarse directamente al bus de datos del µP o a un segundo puerto de salida programable. Cada una de las salidas Q0...Q7 controla un darlington (T1/T2), capaz de conmutar hasta 60 V/1 A.
La disipación es suficientemente baja como para no necesitar disipadores de calor. Tan pronto como aparezca un nivel lógico alto en cualquiera de las salidas de IC1, el darlington correspondiente conducirá, pasando al corte cuando a su entrada se aplique un nivel bajo. Si se va a trabajar con tensiones inferiores a 45 V, puede utilizarse como T1 un BC547 en lugar del BC546. Se ha incluido el diodo D1 como medida de protección contra transitorios perjudiciales. Estos podrían aparecer en caso de trabajar con cargas inductivas.
El circuito permite una total flexibilidad. Si no piensa utilizar todas las salidas, verá reducido el número de darlingtons empleados. Igualmente, pueden emplearse varios circuitos IC1 conectados en cascada para ampliar el número de salidas, pudiendo llegar a controlarse hasta 64 darlingtons con tan sólo dos puertos de salida, actuando sobre 8 IC's 1. Por ejemplo, un puerto puede emplearse como bus de datos común para todos los biestables, y el otro para habilitar las salidas de uno de los 8 integrados.



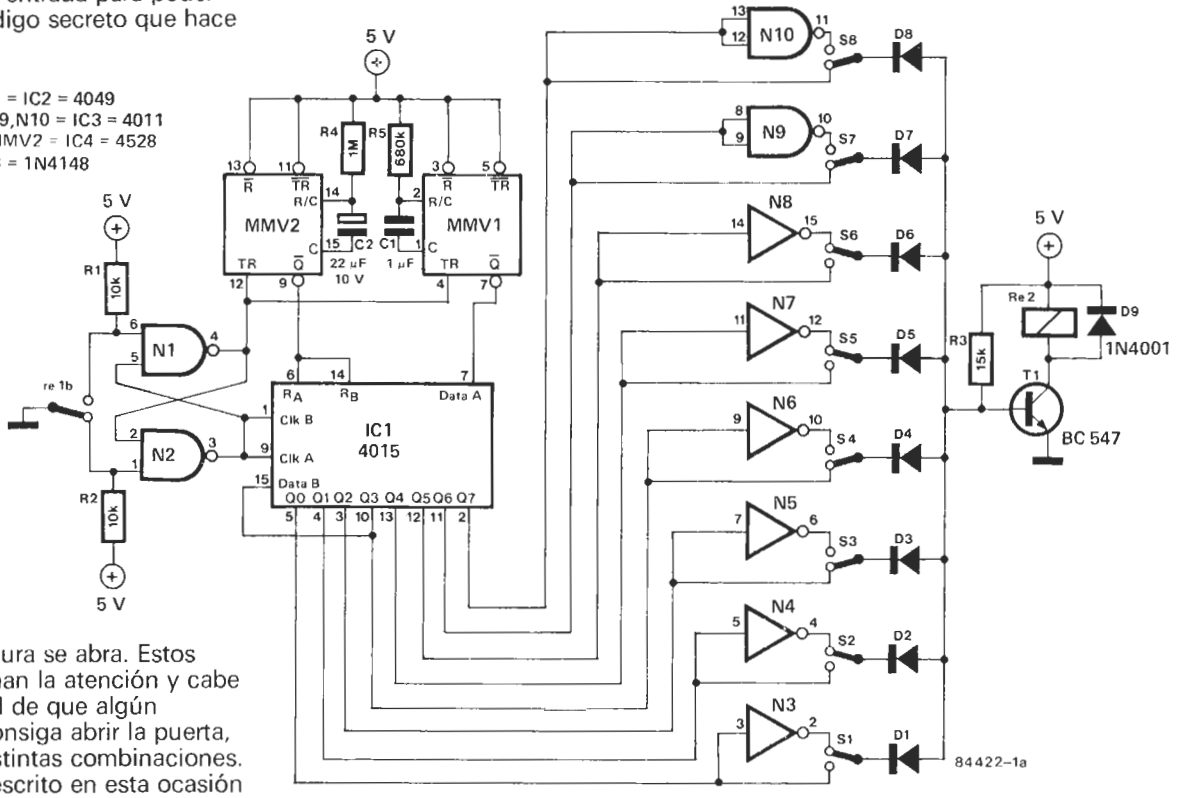


29 cerradura codificada con un único pulsador

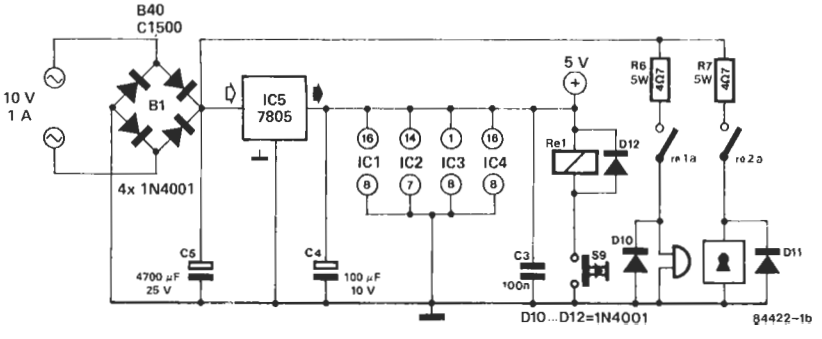
para evitar «incursiones nocturnas» no deseadas

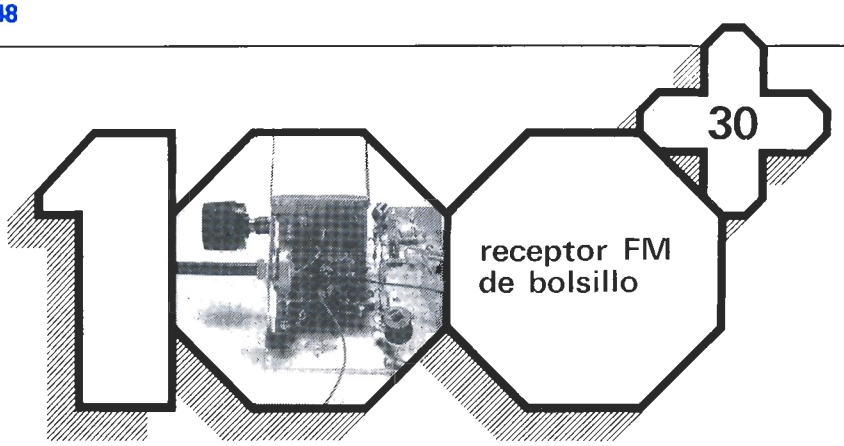
Prácticamente todos los circuitos de cerraduras de combinación tienen un inconveniente: requieren un teclado en la entrada para poder marcar el código secreto que hace que la cerradura se abra. Estos teclados llaman la atención y cabe la posibilidad de que algún indeseado consiga abrir la puerta, probando distintas combinaciones.
El circuito descrito en esta ocasión utiliza el mismo pulsador del timbre de la puerta para introducir el código secreto. El código consiste en una serie de impulsos largos y cortos, simulando una especie de Morse.
En el centro del esquema se encuentra un registro de desplazamiento de 8 bits (IC1).
Las salidas de este integrado van conectadas a través de unos interruptores (S1 . . . S8), unos inversores (N3 . . . N10) y unos diodos (D1 . . . D8), a la base del transistor T1, que controla al relé que abrirá la cerradura. El transistor sólo podrá conducir cuando exista un nivel lógico alto en todos los cátodos de los diodos. En cualquier otro caso, la corriente de base dada por R3 se la llevará alguno o varios de los diodos. Los conmutadores tienen la misión de seleccionar las salidas «normales» o invertidas del registro de desplazamiento. Esta es la forma de seleccionar el código, que en el esquema aparece como 00110011.
Cuando se pulsa el botón del timbre se cierra Re1a y suena el timbre.
Al mismo tiempo se cierra el segundo contacto del relé Re1 y bascula el flip-flop compuesto por N1 y N2.
La salida de N2 proporciona los impulsos de reloj a IC1, mientras que la salida de N1 excita a los multivibradores monoestables MMV1 y MMV2. La señal de entrada del registro de desplazamiento corresponde a la salida negada del multivibrador MMV1, pero solamente se registra después de que en N2 aparece un flanco de subida, que ocurre cuando se libera el pulsador. El tiempo del monoestable MMV1 es corto, del orden de medio segundo. Si se libera el pulsador dentro de este tiempo, se lee un «0». Un tiempo superior a medio segundo producirá un «1» en la patilla 7 de MMV1. De esta forma puede cargarse el registro con el código correcto. El segundo monoestable sirve como protección. Si no se detectan impulsos durante un período de 5 segundos, resetea el contador. En este caso, la cerradura vuelve a cerrarse (o se mantiene cerrada), con lo cual queda bloqueada la entrada. El tiempo de impulsos, así como el tiempo que tarda en resetearse el registro, puede variarse modificando los valores de las resistencias R5 y R4 respectivamente.
La alimentación del circuito la suministra un regulador de 5 V.
El consumo depende del tipo de relés utilizados.

1a N3 ... N8 = IC2 = 4049
N1,N2,N9,N10 = IC3 = 4011
MMV1,MMV2 = IC4 = 4528
D1 ... D8 = 1N4148



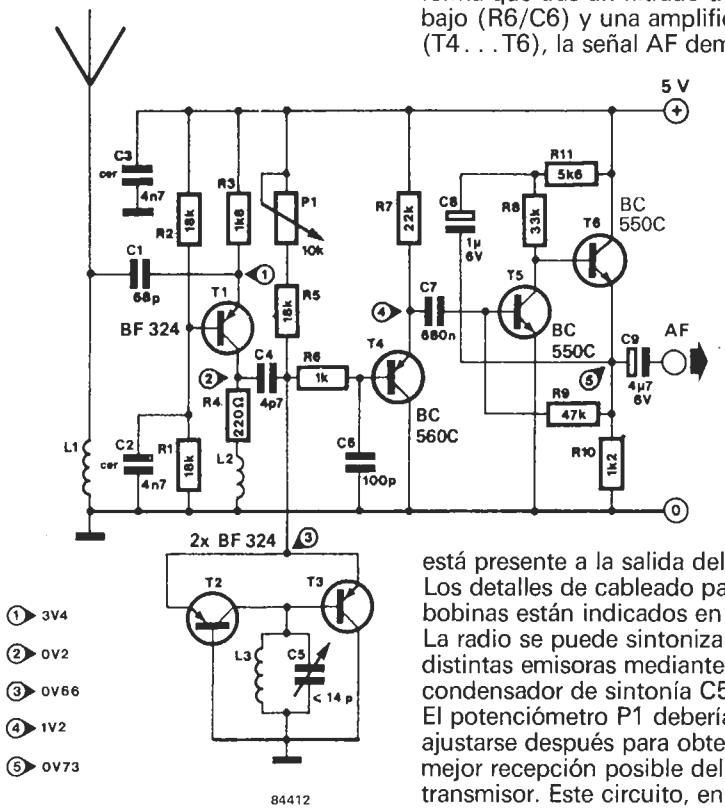
1b





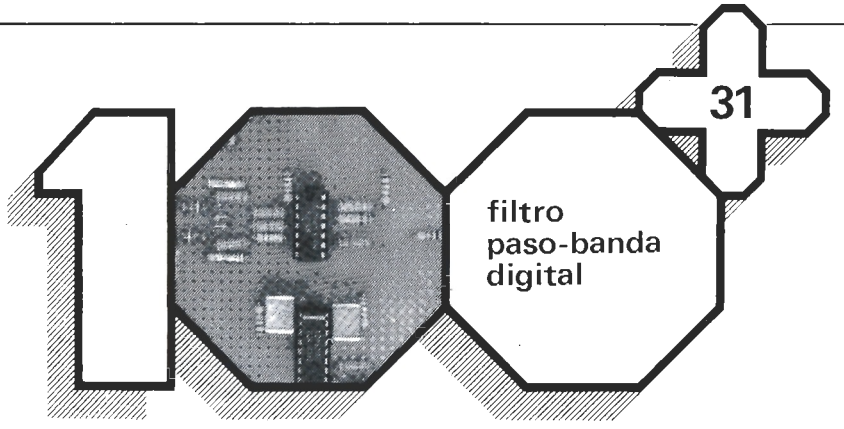
con sólo seis transistores

Que nosotros sepamos, éste es el receptor FM más sencillo que puede realizarse. No sólo eso, sino que además funciona realmente bien, incluso aunque la sensibilidad no parezca muy buena.
El principio de funcionamiento de este receptor puede parecer algo inusual. Se basa en un «oscilador sincronizable» formado por T2 y T3, que es sincronizado a la frecuencia recibida mediante T1. Este transistor funciona como preamplificador HF de banda ancha para la banda de FM. En principio, esta etapa de amplificación podría omitirse y conectar la antena directamente al condensador C4, pero la sensibilidad se reduciría considerablemente.
El oscilador está sintonizado mediante el condensador C5 a aproximadamente 87 . . . 108 MHz y, debido a la sincronización mencionada, la frecuencia experimenta las mismas variaciones que la señal recogida por la antena. Estas variaciones de frecuencia representan, por supuesto, la información de baja frecuencia. Esta información es extraída mediante el sencillo recurso de considerar el oscilador T2/T3 como un «transmisor invertido». Si quisiéramos utilizar el oscilador como transmisor, sería suficiente con una pequeña tensión moduladora en P1/R5 para conseguir la modulación de frecuencia. Por el contrario, si la señal ya está modulada en frecuencia por otros medios (la modulación en la señal transmitida), será generada una tensión modulada en bornes de P1/R5. Esta tensión representa la información original transmitida, de forma que tras un filtrado de paso bajo (R6/C6) y una amplificación (T4 . . . T6), la señal AF demodulada



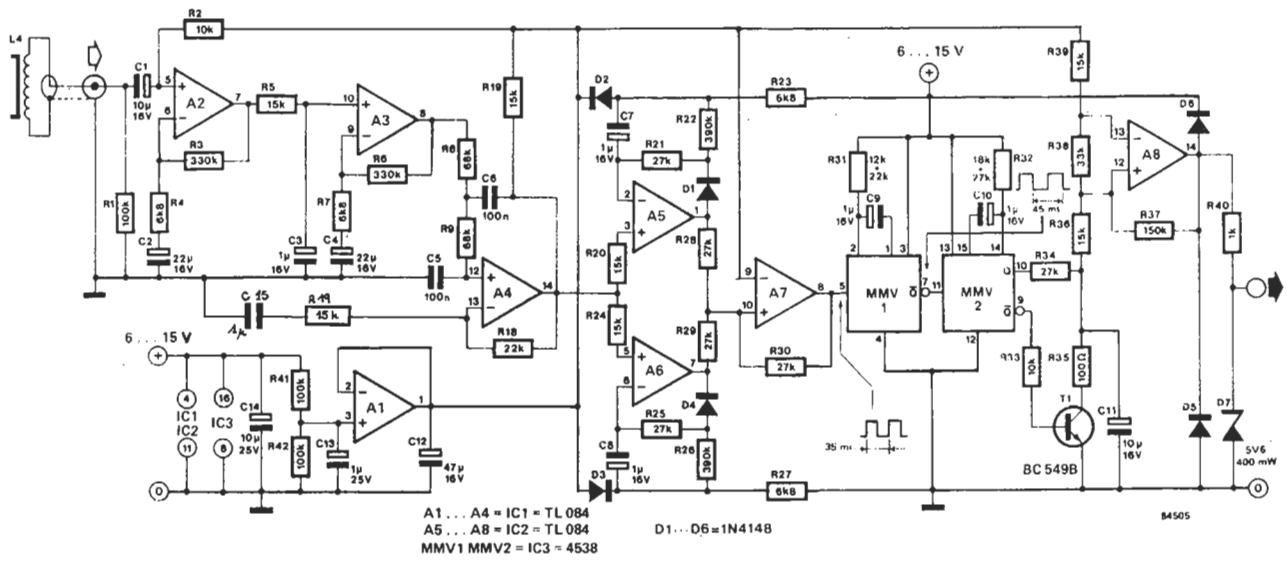
L1 – 10 espiras CuL, 0,5 mm ∅ (SWG 25), d = 3 mm
L2 – 13 espiras CuL, 0,5 mm ∅ (SWG 25), d = 5 mm
L3 – 4 espiras CuL, 1,2 mm ∅ (SWG 18), d = 5 mm

está presente a la salida del circuito. Los detalles de cableado para las bobinas están indicados en la figura. La radio se puede sintonizar en distintas emisoras mediante el condensador de sintonía C5.
El potenciómetro P1 debería ajustarse después para obtener la mejor recepción posible del transmisor. Este circuito, en combinación con un altavoz y un amplificador, puede transformarse en una compacta radio de bolsillo.

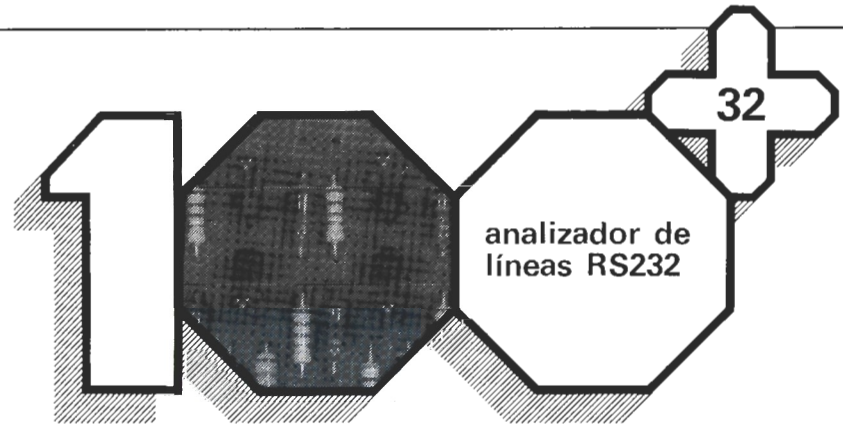


para teletransmisión a través de la red

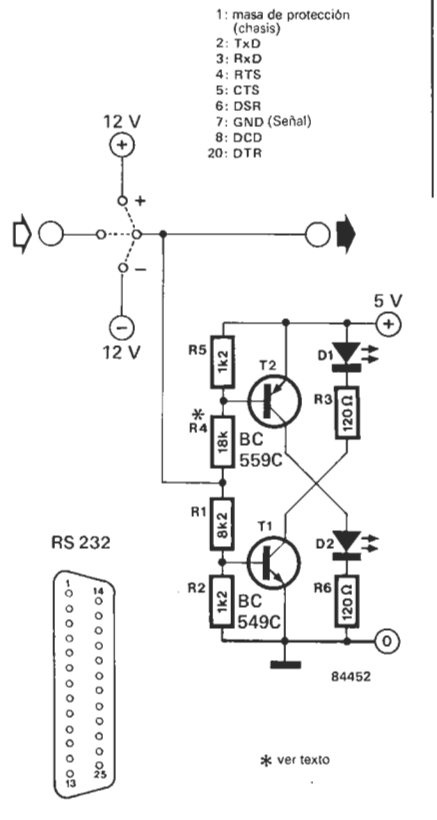
El «semáforo» descrito en nuestra revista de octubre de 1983, cuando se usa con un teléfono, no llega a hacer una clara distinción entre el tono de llamada y el de selección de números del marcador. Si esta distinción es importante, encontrará de interés el filtro que presentamos.
El circuito consta básicamente de una etapa de filtros activos A2 . . . A4, una etapa de disparo A5 . . . A7 y la correspondiente al filtro digital MMV1 y MMV2.
El nivel de salida del circuito es compatible con CMOS, y es un «1» lógico cuando L4 detecta una señal de llamada. La señal de salida se conecta directamente al transmisor (pin 4 de IC1 en la figura 2, página 10-25, Elektor de octubre de 1983). El operacional A1 divide por dos la tensión de alimentación y esta tensión en bornas de C12 es la que utiliza el circuito.
La señal captada por la bobina L4 es rica en armónicos: después de amplificada en A2, pasa a los filtros activos paso bajo A3 y A4, donde prácticamente se eliminan por completo. La frecuencia de corte de A3 es de 10 Hz y la de A4 es de 25 Hz. La salida de A4 es, entonces, la señal senoidal de 25 Hz del tono de llamada, o los pulsos del marcador (hasta 10 pulsos) con una frecuencia de 10 Hz o incluso menor. Cuando se marca, por ejemplo, un «0», el marcador tarda un segundo en volver a la situación inicial. Estas frecuencias son

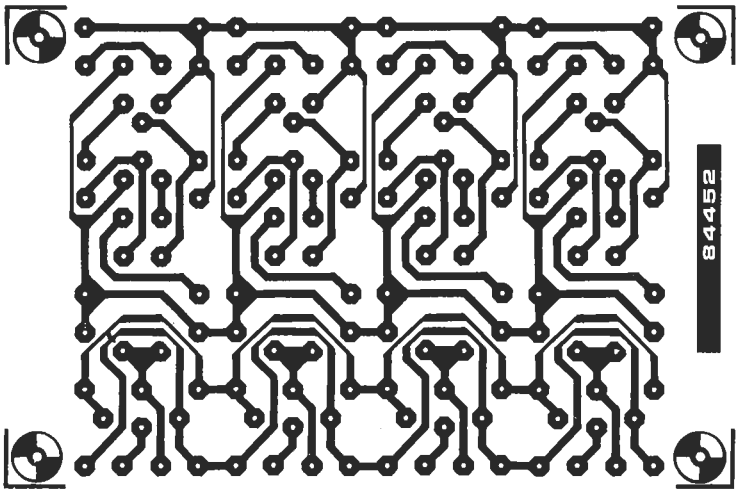


perfectamente identificadas por las etapas siguientes.
Cuando la señal de salida de A4 alcanza un pico positivo, A5 genera un pulso positivo; y cuando alcanza un pico negativo, es A6 quien genera el pulso negativo. El operacional A7 amplifica estos pulsos y proporciona una inequívoca señal de control a IC3, el filtro paso-banda digital.
Este filtro contiene dos monoestables en cascada, MMV1 y MMV2. Cuando el período del pulso de disparo en la entrada de MMV1 es menor de 35 ms ($f > 28$ Hz), la salida $\overline{Q}$ (pin 7) pasa a «0» lógico. Unicamente cuando el período de este pulso se hace mayor, esto es, cuando la frecuencia es menor de 28 Hz, MMV1 genera un pulso de disparo para el segundo multivibrador, MMV2. Mientras el período de este pulso sea menor de 45 ms ($f > 22$ Hz), la salida $\overline{Q}$ (pin 10) tiene un nivel alto.
El condensador C11 se carga a través de R34 y el comparador A8 bascula: su salida, que es la señal de control del transmisor en el «semáforo», adquiere un «1» lógico. Cuando el período del pulso de disparo de MMV2 es mayor de 45 ms, es decir, cuando la frecuencia es menor de 22 Hz, este monoestable genera unos pulsos que provocan la descarga continua de C11 a través de R35 y T1.
El nivel en la entrada no inversora de A8 desciende por debajo del nivel umbral del comparador.
La salida del circuito es un «0» lógico y no activa el semáforo.
En las pruebas realizadas, el circuito ha demostrado ser seguro, fiable y libre de ruido. Esto, junto con su ancho de banda de 6 Hz, hace que merezca la pena su montaje. ◀



Un ordenador sin periféricos no es más útil que una bicicleta sin ruedas. Pero cuantos más periféricos tengamos, ¡mayor peligro de encontrar problemas nos acecha! Normalmente, los enlaces entre periféricos y ordenador se hacen a través de un interface serie (V24 o RS232). El analizador que proponemos puede ser precioso en caso de dificultades de funcionamiento. Se intercala simplemente en serie entre los dos aparatos, aportando una carga tan pequeña que puede ser despreciada, con lo cual permite efectuar un test dinámico («on line»).
El circuito lleva dos transistores para el control de otros tantos LEDs. El color de éstos no tiene importancia; puede ser rojo-rojo o rojo-verde.
En presencia de un nivel positivo, a partir de 4,5 . . . 5,5 V, T1 conduce y D1 se ilumina. Si el nivel es negativo, a partir de −5,5 . . . −7 V T2 se convierte en conductor, provocando la iluminación de D2.
Si R4 se reduce a 15 K, el circuito se activará a partir de −3,5 . . . −5 V.
Hay que advertir que trabajamos con lógica negativa: según las normas RS232, un nivel negativo corresponde a un nivel lógico bajo («0»).
El circuito impreso que les proponemos contiene 4 módulos que controlan dos LEDs cada uno; una sola placa permite vigilar cuatro líneas simultáneamente: RxD, TxD,



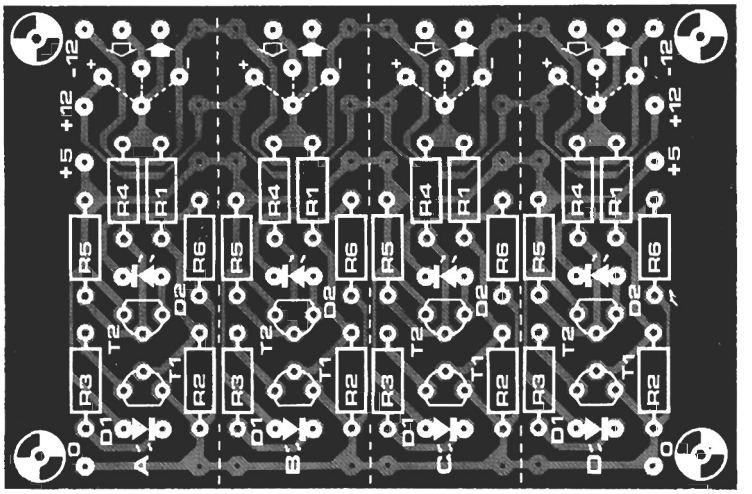


líneas exploradas a un nivel fijo durante la comprobación. En caso de instalar las tarjetas en una caja, prodremos reemplazar estos puentes por interruptores montados en el panel frontal de la caja. En este caso deben realizarse las conexiones más cortas posibles. En modo estático (ausencia de señal) el consumo es ridículo: 0,15 mA, y alcanza 27 mA en presencia de señal. En la mayoría de los casos podremos coger la tensión de alimentación del montaje directamente de la tensión de 5 V disponible en el ordenador.
El patillaje de la figura corresponde al conector de salida del ordenador.

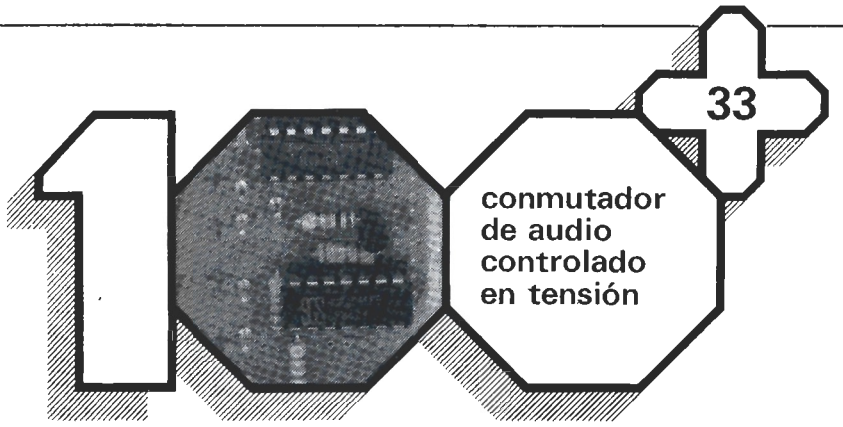
Lista de componentes
(para un solo circuito)

Semiconductores:
D1, D2 = LED, rojo ó
D1 = LED, rojo
D2 = LED, verde
T1 = BC 549C
T2 = BC 559C

Resistencias:
R1 = 8k2
R2, R5 = 1k2
R3, R6 = 120 Ω
R4 = 18 k

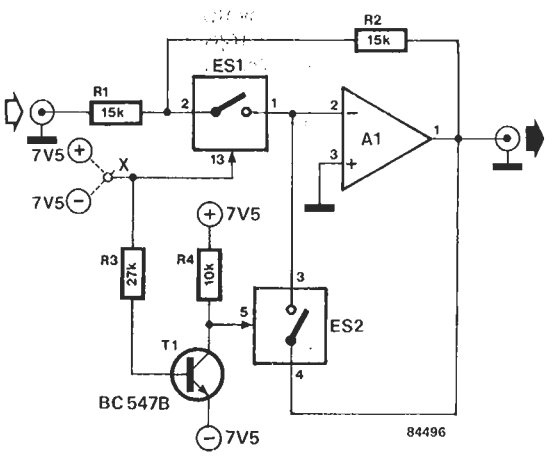


RxS y CTS, por ejemplo. Estas son las señales más importantes. Para aumentar el número de señales controlables a la vez, basta con añadir más tarjetas en paralelo. Los puentes cableados (líneas de puntos) sirven para mantener las

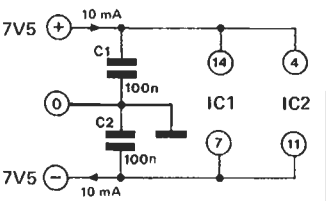


interruptores electrónicos de sonido

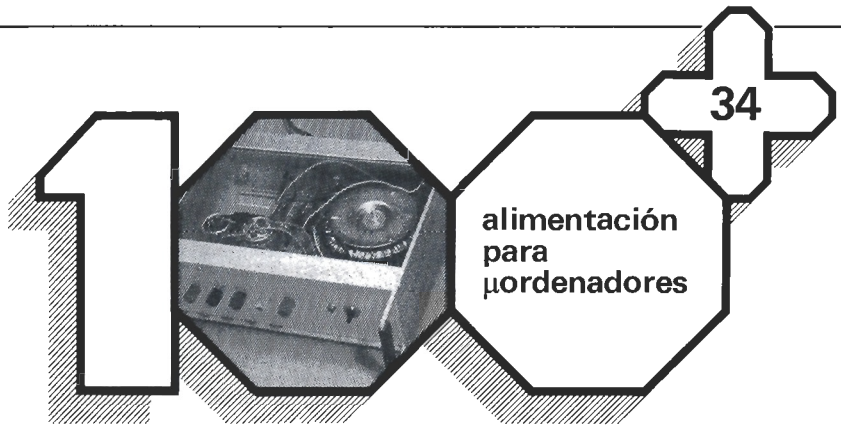
Por uno u otro motivo, a ves resulta interesante poder conmutar, de forma electrónica, las señales de audio. Un ejemplo de este tipo de conmutación es el circuito silenciador en receptores de FM. En ellos se sustituye por silencio un ruido molesto, cuando la señal portadora sea muy débil, o inexistente, cortando el recorrido de la señal eléctrica hacia el altavoz. Los conmutadores electrónicos del tipo 4016, ó 4066, desempeñan esta función con tanto éxito que parecen haberse diseñado en particular para esta clase de aplicaciones.
El montaje está alimentado por una tensión simétrica de ±7,5 V, pero el circuito integrado que contiene los conmutadores tiene simplemente +15 V. Tal disposición permite la conmutación de señales puramente alternas.
Veamos ahora cómo funciona. Cuando la entrada de control (X) está a +7,5 V, ES1 se cerrará y ES2 se abrirá. El conjunto funciona, entonces, como amplificador inversor de ganancia unitaria (A1 en combinación con R1 y R2). Si, por el contrario, X está a −7,5 V, se abrirá ES1 y se cerrará ES2. La señal de entrada se aplica a un divisor de tensión, una de cuyas ramas está constituida por las resistencias R1 y R2 en serie, y la otra rama es la impedancia de salida (muy baja) del



ES1,ES2 = ½ IC1 = 4066
A1 = ¼ IC2 = TL 084



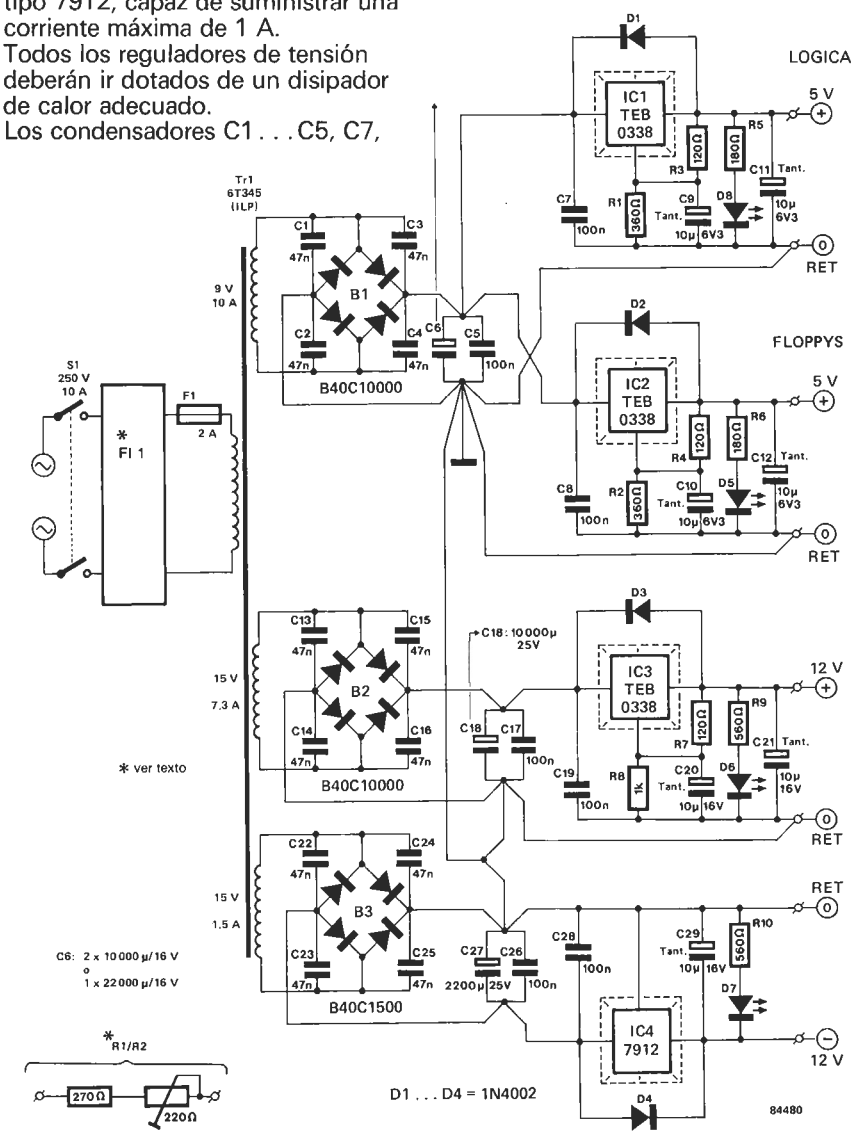
amplificador operacional A1. Esta impedancia de salida es tan pequeña ($R_0/(1 + A_0)$) porque la salida se realimenta directamente a la entrada inversora a través de ES2. La división de tensión, y por consiguiente la tensión de salida, es nula.
El artificio de esta disposición es la puesta en serie de ES1 en la línea de entrada de A1, por lo que forma parte de la sección responsable de la amplificación. El comportamiento no lineal, que podría haber dado lugar a una distorsión de la señal, se compensa, en gran medida, con la existencia del circuito de realimentación negativa, de modo que no resulten afectadas de forma desfavorable, ni siquiera las señales de alta fidelidad. Para esta clase de aplicación se recomienda emplear un amplificador operacional con bajo nivel de ruido. Además del TL084 utilizado en este montaje hay otros amplificadores que sirven perfectamente para esta función (entre otros podemos citar al TL074, de bajo ruido; el LF356 o el RC4136).
El circuito 4066 contiene cuatro conmutadores electrónicos; por ello un solo circuito integrado permite la realización de una versión ampliada del montaje, para la conmutación de dos canales (audición estereofónica, por ejemplo).

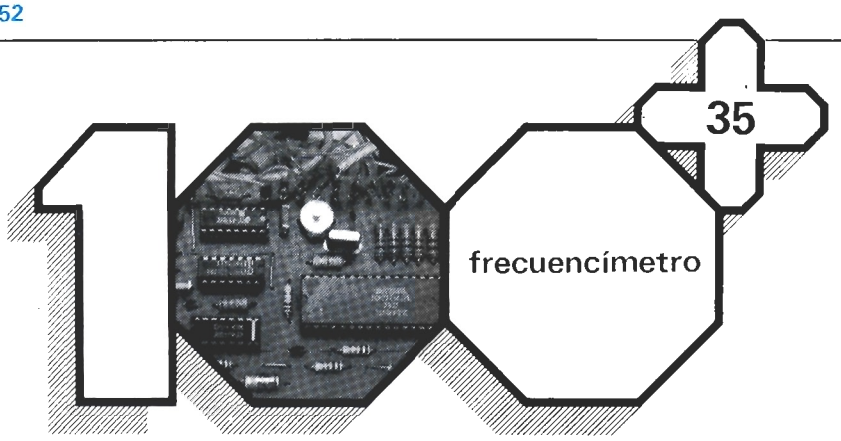


compuesta y compacta

Parece que aún no hemos publicado suficiente número de fuentes de alimentación. La cantidad de lectores que reclaman este tipo de montajes supera a las peticiones de otro tipo. Esperamos, por tanto, satisfacer a bastantes lectores con la publicación de este circuito. Se trata de una fuente de alimentación para µordenadores, que puede ser alojada en un espacio relativamente pequeño, debido sobre todo a la utilización de un transformador toroidal. Por supuesto, si el espacio lo permite, también pueden utilizarse transformadores sencillos.
Para las tensiones positivas hemos empleado el regulador de tensión tipo TEB o LM 0338, que permite fijar el voltaje de salida con dos resistencias exteriores: R1/R3, R2/R4 y R8/R7, respectivamente, para cada uno de los tres reguladores. Las resistencias R1 y R2 pueden sustituirse cada una por otra de 270 Ω, en serie con otra ajustable de 220 Ω, para conseguir un ajuste preciso de los +5 V de salida.
La máxima corriente que pueden suministrar estos reguladores es de 5 A, valor a partir del cual entra en acción un limitador de corriente interno. No obstante, la máxima corriente que puede extraerse de ambos reguladores simultáneamente es de 6 A, restricción impuesta por el secundario del transformador y que, por supuesto, puede evitarse utilizando transformadores independientes. En caso de que se desee aumentar por encima de los 6 A la corriente de salida, habrá que tener en cuenta la máxima corriente admisible a través del rectificador.

Para la obtención de los 12 V negativos se emplea un regulador tipo 7912, capaz de suministrar una corriente máxima de 1 A.
Todos los reguladores de tensión deberán ir dotados de un disipador de calor adecuado.
Los condensadores C1 . . . C5, C7, C8, C13 . . . C17, C19, C23 . . . C26 y C28 se encargan de suprimir las señales parásitas, además de evitar las eventuales tendencias por parte de los reguladores a entrar en oscilación. Estos condensadores deberán ser de poliéster metalizado.
C9, C10 y C20 estabilizan la regulación de la tensión continua.
Los diodos D1 . . . D4 protegen a los reguladores. Los LEDs D5 . . . D8 indican la presencia de voltaje en las salidas. Las resistencias R5, R6, R9 y R10 limitan la corriente por los LEDs.
Aunque superflua, la utilización de un filtro de red no perjudicará al montaje.





con buena precisión en bajas frecuencias

El circuito integrado 7226B de Intersil es el contador adecuado para realizar un frecuencímetro sencillo pero seguro, con el que se pueden medir frecuencias hasta 9 MHz. El circuito del medidor está compuesto por cuatro secciones funcionales distintas:

- etapa de entrada, T1, T2, N2, N3;
- multiplicador FF1, FF2, IC3, IC4, para frecuencias comprendidas entre 5 Hz y 1 KHz;
- contador, IC5;
- indicador, LD1 . . . LD6.

En general, el circuito es una aplicación típica del 7226B. Muchas otras se han publicado anteriormente en Elektor.

La función primordial de la etapa de entrada es convertir la onda de entrada (poco importa cuál sea su forma) en impulsos cuadrados, que se llevan al contador IC5 o bien directamente, o bien a través de un multiplicador. Esta etapa puede trabajar con señales de hasta 50 V_{ef}, lo cual es suficiente en la mayoría de los casos. Los diodos D1 y D2 conducen cuando la señal de entrada es superior a 600 mV, de forma que la impedancia de entrada es primordialmente R2, es decir, 1 M. El multiplicador por 100 es particularmente importante para bajas frecuencias (de 5 Hz a 1 . . . 2 KHz).

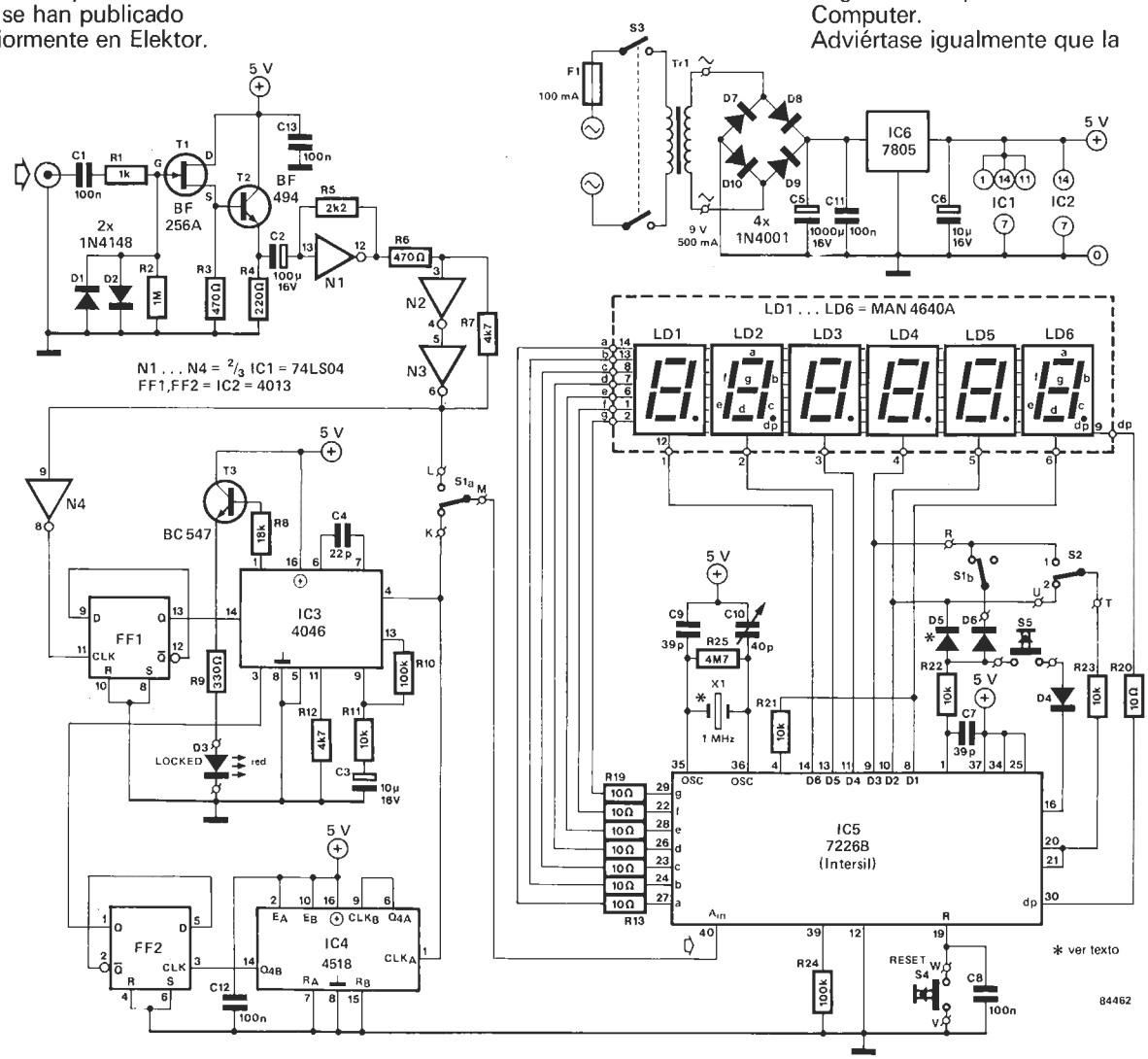
El contador, el 7226B de Intersil, contiene un oscilador a cristal, una base de tiempos, un decodificador de siete segmentos, un multiplexor y un conjunto de seguidores para excitar directamente los segmentos. En nuestro prototipo utilizamos un cristal de 1 MHz para excitar al oscilador, pero suprimiendo D5 puede utilizarse un cristal de 10 MHz (más barato). Los displays son los populares MAN 4640A.

La función de los interruptores es la siguiente:

- S1a conecta la etapa de entrada al contador, directamente o a través del multiplicador.
- S1b asegura la correcta posición del punto decimal cuando se utiliza el multiplicador.
- El inversor S2 selecciona entre los dos calibres de medida: uno rápido y por tanto inestable, y el otro más lento y más estable.
- S3 es interruptor de alimentación.
- S4 es el pulsador de reset.
- S5 sirve para comprobar el buen funcionamiento del display. Cuando se pulsa, deben iluminarse todos los segmentos.

Finalmente, nótese que la placa de circuito impreso (84462) no tiene previsto la ubicación de los displays. Estos deberán montarse sobre la placa 80089-2, diseñada originalmente para el Junior-Computer.

Adviértase igualmente que la



numeración de los displays aparece invertida con respecto a la reseña de Intersil.
El LED controlado por el PLL indica, al iluminarse, que el multiplicador de frecuencia constituido por FF1/FF2, IC3 e IC4 está ajustado sobre la frecuencia de la señal de entrada, la cual restituye multiplicada por 100, como ya indicamos.
El condensador variable C10 permite calibrar con precisión la frecuencia del oscilador integrado en IC5.
Si encuentra dificultades en el arranque del oscilador, le recomendamos modificar el valor de R25 (nosotros ya lo hemos reducido con respecto a las indicaciones del fabricante del integrado).
Para terminar, resulta bastante más fácil encontrar la versión 7226A que la 7226B. Ambos circuitos son totalmente compatibles, salvo que el primero de ellos controla los displays por ánodo común, mientras que el segundo está previsto para displays de cátodo común (como es nuestro caso); se pueden intercambiar perfectamente las salidas de control de los segmentos y las salidas de control de cada uno de los displays, como indica la tabla siguiente:
Mientras que para los segmentos «c» y «f» se toman las señales correspondientes, respectivamente, de los pines 15 y 16 del 7226B, las restantes uniones no cambian.

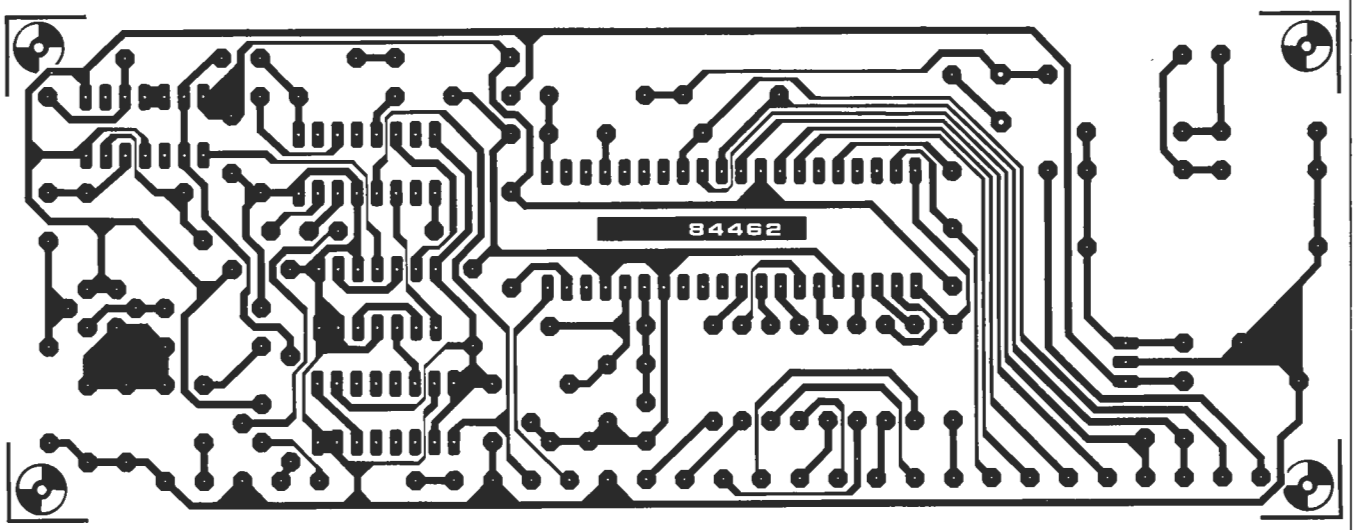
Lista de componentes

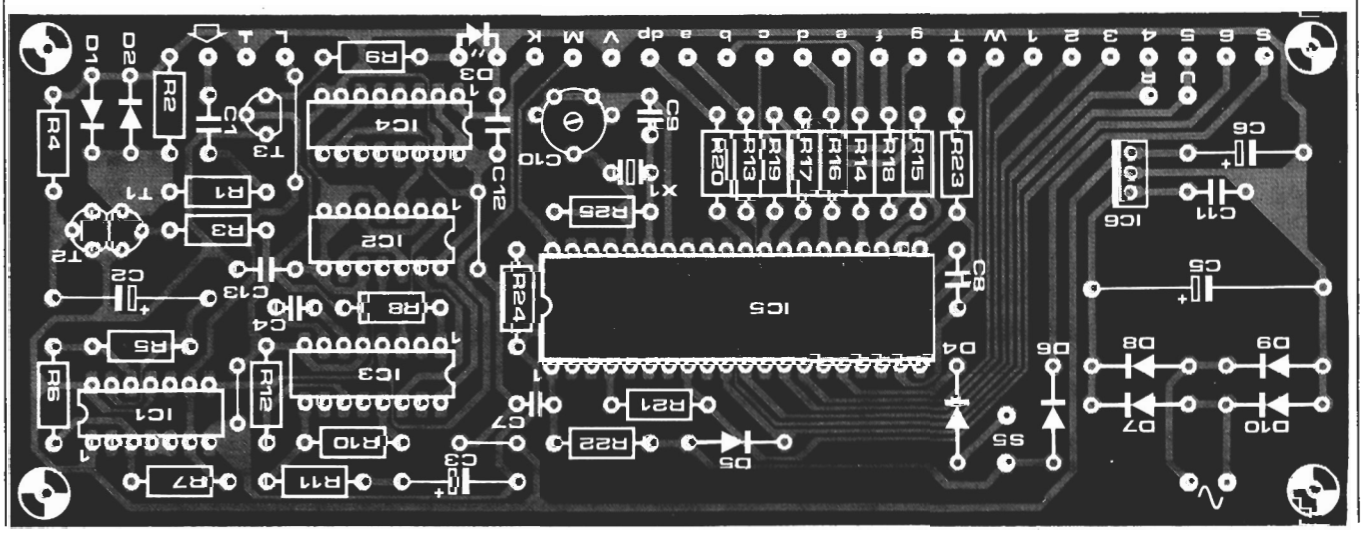
Resistencias:
R1 = 1 k
R2 = 1 M
R3,R6 = 470 Ω
R4 = 220 Ω
R5 = 2k2
R7,R12 = 4k7
R8 = 18 k
R9 = 330 Ω
R10,R24 = 100 k
R11,R21 . . . R23 = 10 k
R13 . . . R20 = 10 Ω
R25 = 4M7

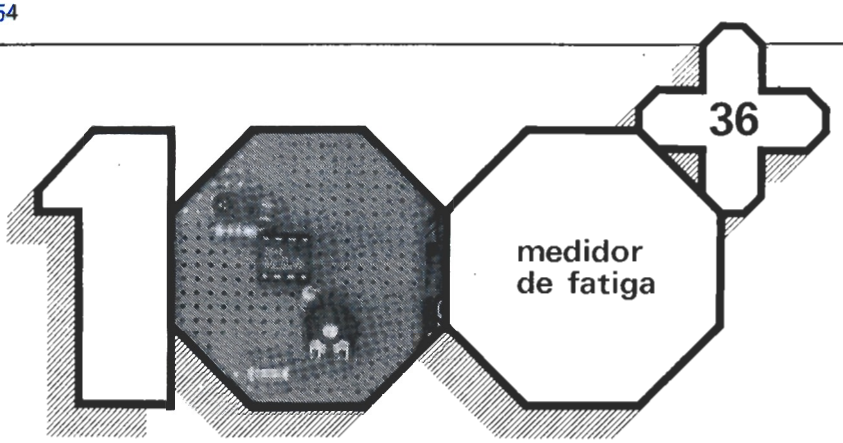
Condensadores:
C1,C8,C11 . . . C13 = 100 n
C2 = 100 µ/16 V
C3,C6 = 10 µ/16 V
C4 = 22 p
C5 = 1000 µ/16 V
C7,C9 = 39 p
C10 = 40 p trimmer

Semiconductores:
D1,D2,D4 . . D6 = 1N4148 (para DS, ver texto)
D3 = LED (rojo)
D7 . . . D10 = 1N4001
T1 = BF 256A
T2 = BF 494
T3 = BC 547
IC1 = 74LS04
IC2 = 4013
IC3 = 4046
IC4 = 4518
IC5 = 7226B (Intersil)
IC6 = 7805
Ld1 . . . Ld6 = MAN 4640A (cátodo común)

Varios:
S1 = interruptor inversor dos circuitos
S2 = interruptor inversor un circuito
S3 = interruptor DPST dos circuitos
S4 = pulsador (pulsar para conmutar)
S5 = pulsador opcional (pulsar para conmutar)
X1 = cristal de 1 MHz ó 10 MHz (soporte HC18 ó HC25) (ver texto)
Tr1 = transformador de red 9 V/0,5 A
F1 = fusible lento 100 mA, acción retardada
Placa de circuito impreso 84462 (frecuencímetro sin display)
Placa de circuito impreso 80089-2 (para el display)

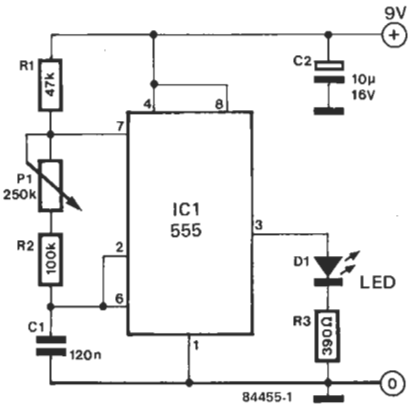






para medir la reacción ante una frecuencia luminosa

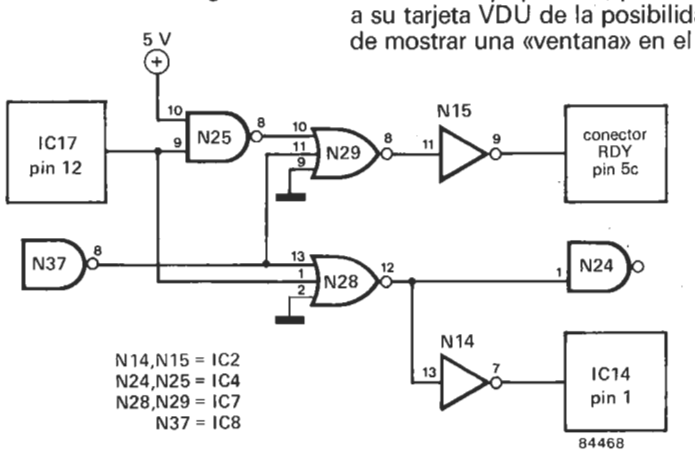
El ojo humano tiene una cierta inercia. Hay que tenerla en cuenta en la fabricación de tubos fluorescentes, en la proyección de películas o en las emisiones de televisión. Cuando el pestañeo sobrepasa una cierta frecuencia, el ojo es incapaz de detectarlo. Hay estudios que demuestran que la frecuencia de pestañeo más elevada que un ser humano es capaz de detectar depende de varios factores; los más importantes son el estado de fatiga y la cantidad de alcohol consumido. Este sencillo montaje permite verificar cómodamente, a cualquier hora del día (o de la noche), en qué estado de frescura nos encontramos, visualizando esta famosa frecuencia.
Es difícil encontrar un circuito más simple. El centro del montaje es un temporizador integrado del tipo 555, configurado como multivibrador aestable. Un LED que visualiza los cambios del multivibrador se coloca en la salida de éste. Actuando sobre el potenciómetro P1 se puede elegir cualquier frecuencia de pestañeo entre 20 y 50 Hz. La frecuencia de pestañeo máxima que es capaz de detectar un ser humano normal está comprendida entre 30 y 40 destellos por segundo.
Dada la naturaleza del circuito, no es de extrañar que el consumo de corriente sea tan sólo de 25 mA. Por ello sólo necesitará una pila de 9 V.

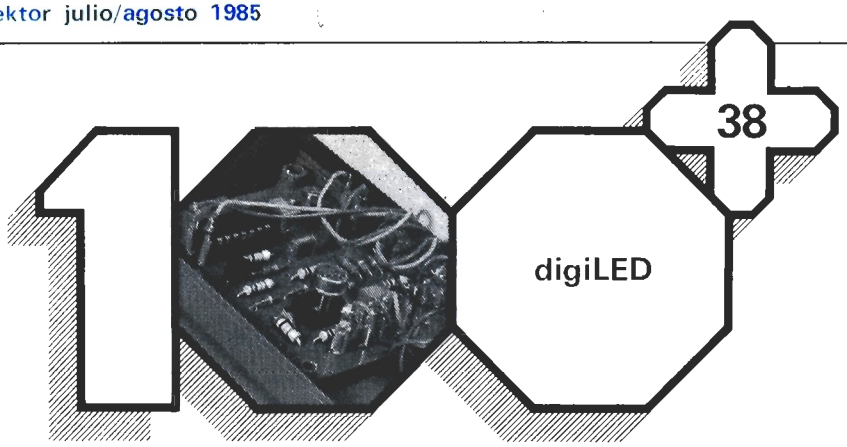


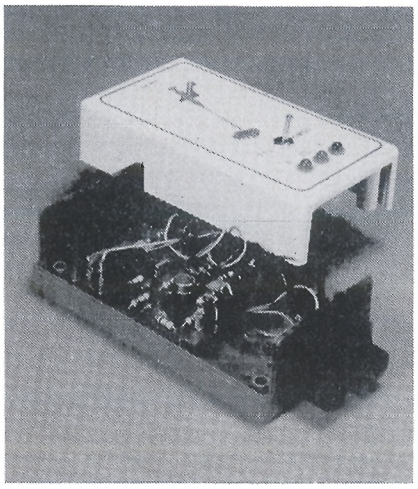


para la tarjeta VDU con el Junior Computer CMOS

En particular, cuando se realiza el listado de programas, la tarjeta VDU de Elektor (número 45, febrero 1984) permite la aparición de ruido (en forma de nieve) en la pantalla. Esta anomalía puede subsanarse con facilidad por medio de unas puertas lógicas instaladas en la tarjeta VDU, y que no se utilizan, en particular, con Junior Computer.
La astucia de este montaje consiste en parar el procesador cuando intenta escribir en la memoria RAM de vídeo durante el tiempo en que es activa la señal DEN («display enable»). Pero como solamente el 65C02 puede deterse durante la escritura, esta modificación es exclusivamente aplicable a los ordenadores Junior Computer provistos del procesador CMOS.
Este procedimiento aporta un pequeño retardo en la salida de un programa, pero esta circunstancia es difícilmente detectable en la práctica.
Para poder realizar la modificación se extraerán de su zócalo algunos de los circuitos integrados de la tarjeta VDU y se plegarán en 90° los pines indicados a continuación, de modo que salgan del zócalo del circuito integrado correspondiente:
IC2: pines 7, 9, 11 y 13
IC4: pines 1, 8, 9 y 10
IC7: pines 1, 8, 9, 10, 11, 12 y 13
IC8: pin 8
IC17: pin 1.
A continuación se interconectan juntos estos pines en la forma indicada en el esquema (las nuevas conexiones se señalan con líneas de trazo grueso). El pin 1 de IC17 queda simplemente al aire, mientras que el pin 2 de IC7 está ya conectado a masa. No olvide unir mediante puentes de hilo la patilla 1 de IC14 a la patilla 7 de IC12, y la patilla 12 de IC17 a la 9 de IC4 (N25), manteniéndolas siempre en sus zócalos respectivos, incluso después de soldar los hilos de conexión. Y ya puestos, puede dotar a su tarjeta VDU de la posibilidad de mostrar una «ventana» en el monitor, dentro de la cual se visualizarán todos los datos de la pantalla con nitidez. Todo lo que se precisa es una resistencia de 1 k conectada entre la patilla 5 de IC17 y el colector de T1.





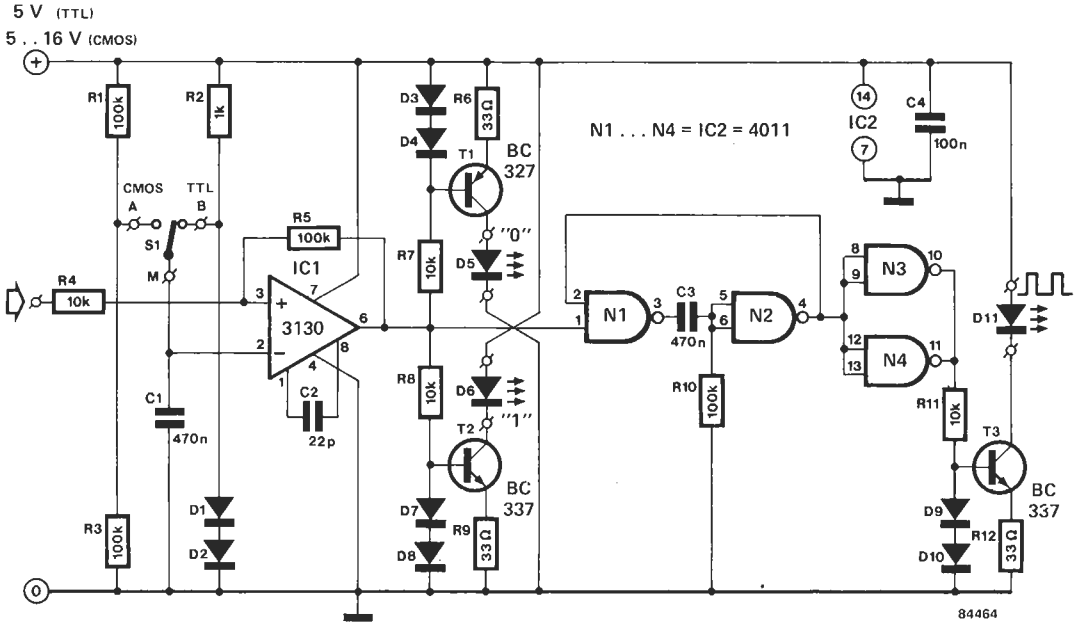


para comprobar circuitos digitales

Este montaje es poco usual en la medida de circuitos digitales. Lo hemos publicado, arriesgándonos a no ser comprendidos por nuestros lectores de siempre (¡otra vez una sonda para comprobar montajes digitales!, dirán), al menos quedarán satisfechos quienes deseen tener una colección de escarpelos y otros bisturís electrónicos. Sin embargo, este circuito posee una característica particular. Gran cantidad de sondas lógicas suponen que el circuito a medir se encuentra de forma estática, es decir, que los estados lógicos presentes en los diferentes puntos y patillas del circuito a medir permanecen estables, haciéndose en continua las medidas requeridas. Como se necesitan una inmensidad de impulsos (de reloj, de puesta a cero, desconexión conmutación...) para dar vida a este montaje digital, es muy delicado hablar de situación estática (es decir congelada). Una sonda adaptada a este tipo de situaciones y capaz de detectar uno o varios impulsos será sin ninguna duda un valioso añadido para vuestro equipo de medida.
El estudio del esquema correspondiente nos descubre que

Tabla 1

	nivel de conmutación		
TTL	5 V	L → H	1.67 V
		H → L	1.18 V
CMOS	5 V	L → H	2.67 V
		H → L	2.23 V
	15 V	L → H	8.10 V
		H → L	6.68 V



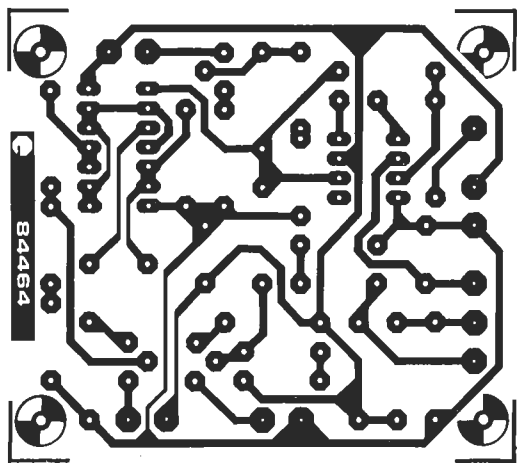
Lista de componentes

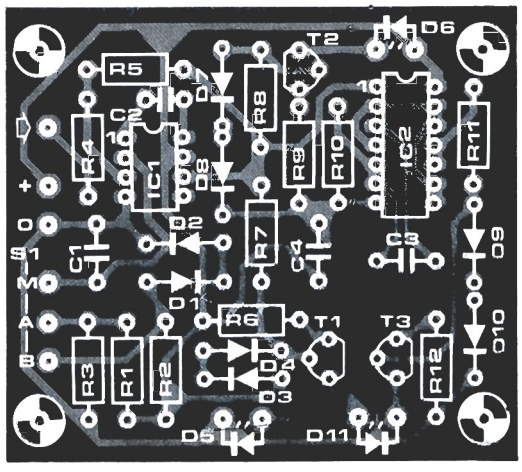
Resistencias:
R1,R3,R5,R10 = 100 k
R2 = 1 k
R4,R7,R8,R11 = 10 k
R6,R9,R12 = 33 Ω

Condensadores:
C1,C3 = 470 n
C2 = 22 p
C4 = 100 n

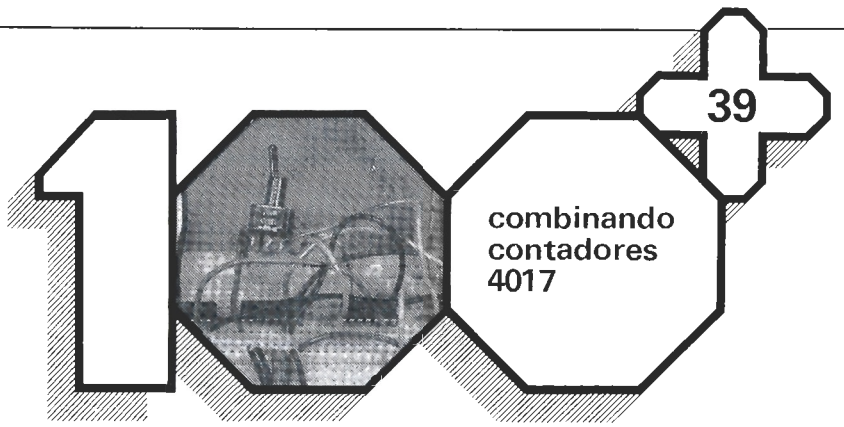
Semiconductors:
D1 . . . D4,
D7 . . . D10 = 1N4148
D5,D6,D11 = LED
T1 = BC 327
T2,T3 = BC 337
IC1 = 3130
IC2 = 4011

Varios:
S1 = interruptor de palanca, de un circuito



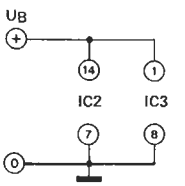


este montaje dispone de un inversor que permite medir también circuitos TTL y CMOS.
La alimentación de la sonda (que no consume más que 50 mA) es tomada del circuito a medir (con la ayuda de dos pinzas de cocodrilo, por ejemplo). Como toda sonda lógica eficaz, detecta sin ninguna ambigüedad la presencia de un nivel lógico alto («1») o bajo («0») por la iluminación de los LEDs D6 o D5 respectivamente. La entrada del montaje se hace por la entrada no inversora de un comparador con disparador Schmitt (IC1). La tensión de referencia, es decir, el nivel de tensión con el cual el nivel lógico medido es comparado, es diferente, según la familia lógica (TTL/CMOS). De ahí la presencia de un inversor de selección. La histéresis inherente a todo disparador Schmitt asegura una «zona muerta» que debe ser pasada antes de que el circuito reaccione al cambio de nivel. Así, cuando la sonda indica un cambio de nivel, es seguro que este cambio ha tenido lugar, y que la tensión medida no se encuentra en el interior del tramo de tensiones «sospechoso». La tabla 1 indica de una forma muy precisa las tensiones medidas en el prototipo en los puntos de basculamiento.
La detección de los impulsos se hace con la ayuda de las puertas N1 . . . N4 y los componentes asociados N1 y N2 forman, en combinación con C3 y R10, una báscula monoestable que reacciona con los flancos de bajada de la señal de entrada, provocando la iluminación temporal del LED D11 durante un intervalo que permite constatarlo. Un tren de impulsos se traducirá en una iluminación continua de D11 (iluminación relativamente fuerte, la constante de tiempo del monoestable asegura el salto del intervalo separando los impulsos). En estas condiciones, D5 y D6 se iluminan de forma que si se utilizan dos LEDs del mismo tipo y del mismo color, se puede estimar aproximadamente la relación cíclica, comparando sus intensidades luminosas respectivas. La sonda puede procesar frecuencias de hasta 400 KHz.
La construcción del circuito se simplifica utilizando el circuito impreso que proponemos. El conjunto ostenta, entre otras virtudes, sus reducidas dimensiones. Como auxiliar de laboratorio no tiene precio.



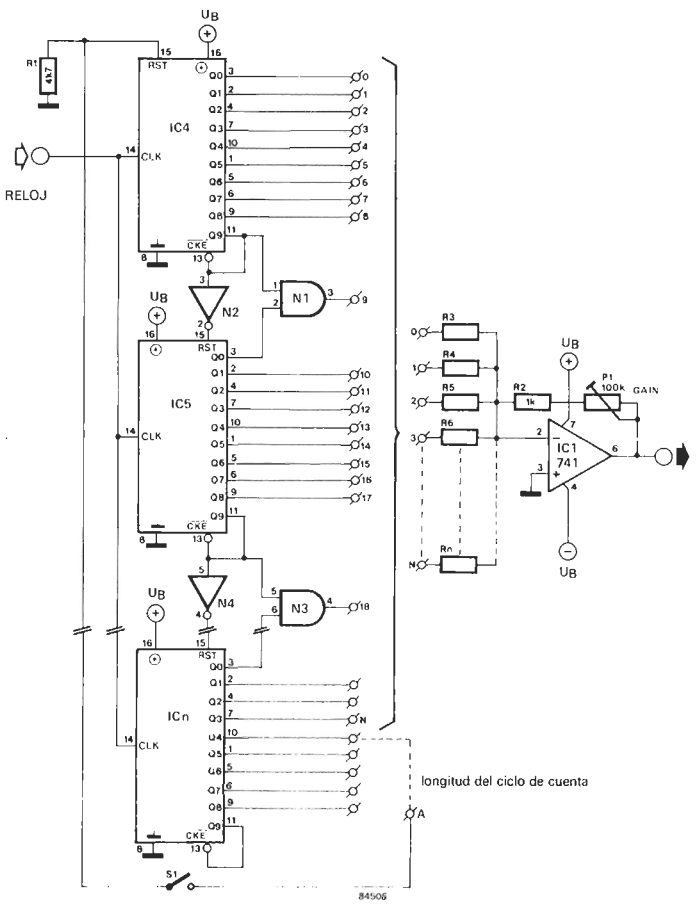
para aumentar su campo de aplicaciones

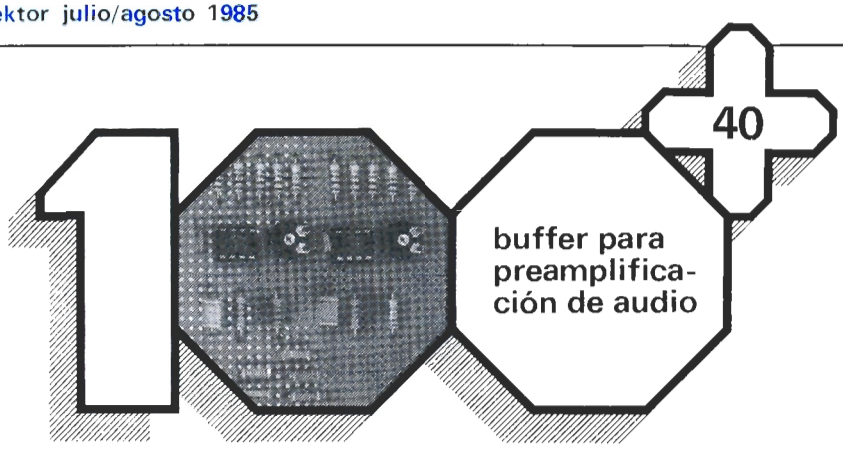
El circuito integrado CMOS 4017 es un contador decimal, ideal por ejemplo para realizar una exploración secuencial de matrices de pequeñas dimensiones. También puede utilizarse como divisor programable de frecuencia.
Hay ocasiones en las que un solo contador (divisor) no es suficiente para desempeñar la función requerida. Una solución es utilizar varios contadores en combinación, tal como se muestra en el esquema. Las puertas AND N1, N3..., junto con los inversores N2, N4, ..., aseguran que el nivel en la salida Q9 de los diversos contadores sea retenido en el terminal de salida correspondiente. La longitud de la cadena de contadores/divisores formada se determina simplemente por una conexión flotante (con S1 cerrado). Cuando se cierra momentáneamente el interruptor S1, la cadena será recorrida una sola vez, si el punto A se encuentra conectado al pin 11 de ICn.
Esta cadena de contadores puede igualmente servir de base para la realización de un generador de funciones sencillo. En esta aplicación las salidas de los contadores van conectadas a través de resistencias de diversos valores, a la entrada inversora de un amplificador operacional tipo 741.



5 V ≤ UB ≤ 15 V

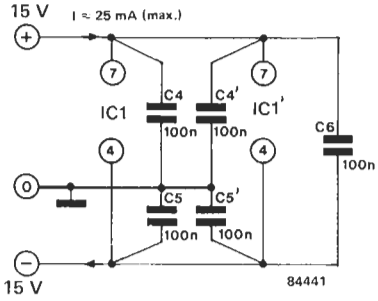
N1,N3 = 1/2 IC2 = 4081
N2,N4 = 1/3 IC3 = 4049
IC4 ... ICn = 4017

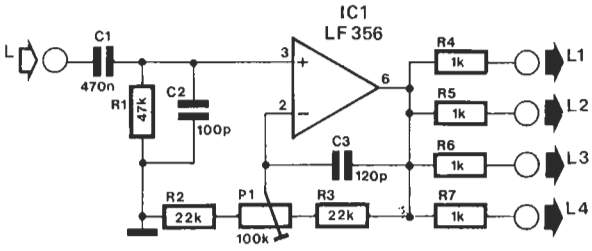


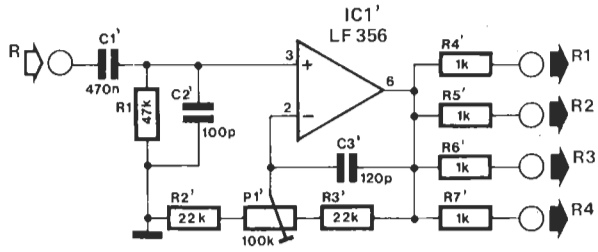


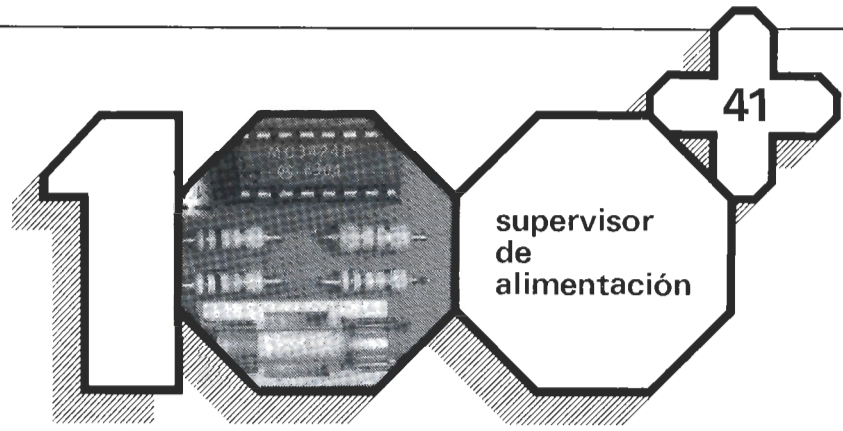
con ganancia variable

Este diseño tiene como fin la adaptación de una etapa de salida a un preamplificador. En efecto, el circuito no es más que lo que su nombre indica: un buffer entre un preamplificador de audio y una etapa de salida. Tiene, además, la posibilidad suplementaria de poder excitar simultáneamente más de un amplificador de salida.
La carga del preamplificador es estándar: 100 pF en paralelo con una resistencia de 47 k. Para una compatibilidad máxima se ha considerado que el amplificador operacional empleado debiera ser capaz de soportar, sin dificultades, cargas similares a un nivel de 10 V. Y estas condiciones las cumple plenamente el LF 356.
El factor de amplificación o ganancia puede ajustarse entre 1 y 5, con la ayuda de los potenciómetros situados en el bucle de realimentación de los amplificadores operacionales. Estos potenciómetros ajustables sirven también para equilibrar los niveles de salida de las dos etapas buffer. Si lo desea, puede ajustar este equilibrado con una fuente que suministre una señal de 50 Hz, y un polímetro ordinario. Estos 50 Hz se aplican a las dos entradas del circuito buffer y se ajusta un potenciómetro para obtener la ganancia requerida.
El polímetro, conmutado a una escala de c. a. adecuada, se coloca luego entre las dos salidas. Por fin, proceda al ajuste del segundo potenciómetro hasta conseguir una lectura del cero en el aparato de medida. ⋈



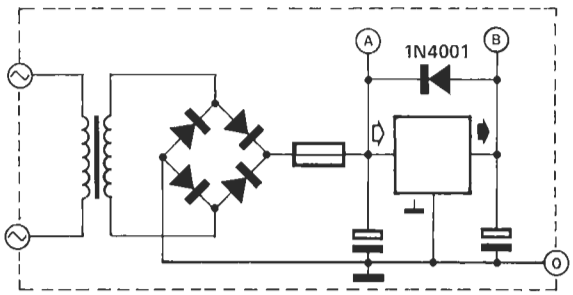




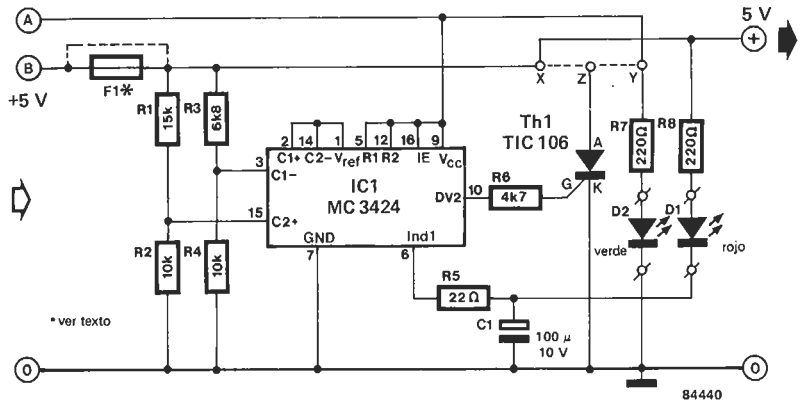


alguien le vigila muy de cerca...

Este circuito está basado en el MC 3424, un integrado «supervisor» de alimentaciones. Proporciona una protección de tipo «barra de cortocircuito» (crowbar) en dos canales, y puede resultar especialmente útil para sistemas de unidades de discos.
También protege a la línea de 5 V frente a altas o bajas tensiones, cuestión particularmente importante a la hora de alimentar nuestros queridos microordenadores.
Cada canal del MC 3424 incorpora un comparador de entrada y otro de salida. El canal 1 es el monitor de baja voltaje, mientras que el canal 2 se encarga de vigilar las sobretensiones... Los comparadores de entrada controlan la línea de alimentación regulada (patillas 3 y 15). Cada uno proporciona de 0 a (V_{CC} − 1,4) voltios en modo común. El porcentaje de histéresis viene determinado por las resistencias de las entradas inversoras. Una tensión de 2,5 voltios, disponible en la patilla 1, está permanentemente conectada a la entrada no inversora (patilla 2) del comparador 1 y a la entrada inversora (patilla 14) del comparador 2.
Cuando la tensión de la línea de alimentación cae por debajo de 4,2 V, el comparador de entrada del canal 1 (patillas 1 y 2) bascula, por lo cual la patilla 6 pasa a estado bajo, encendiéndose el LED rojo D1. Puede reemplazarse este LED por una rutina de interrupción en el ordenador, para almacenar los datos







almacenados y poner en marcha la batería de reserva.
Cuando la línea de alimentación sobrepasa los 6,2 V, el comparador de entrada del canal 2 (patillas 14 y 15) bascula y la patilla 10 pasa a estado bajo. El tiristor Th1 entra en seguida en acción, produciendo un cortocircuito entre alimentación y masa. Dependiendo de si es la línea de 5 V estabilizada o la línea no estabilizada (A) la que está conectada al ánodo del tiristor (puentes XZ o XY), se cortará el suministro de energía, o bien por el fusible F1 de la línea de 5 V, o bien por el corto producido sobre el condensador de filtraje de la fuente de alimentación protegida. Advierta que el diodo 1N4001 en la fuente de alimentación protegida es fundamental para que no se estropee el estabilizador. Si la alimentación a proteger dispone ya de un fusible, debe sustituirse el fusible F1 de la placa de circuito impreso por un puente. Además, en este caso el punto Z estará conectado al punto Y.

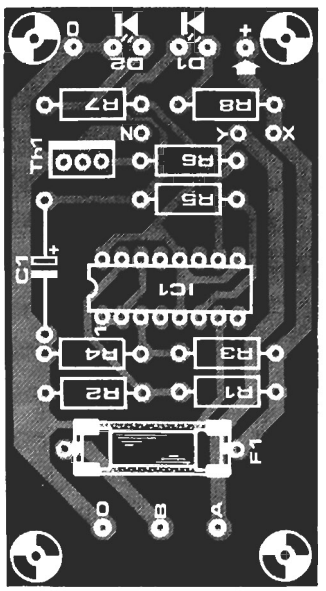
Si, por el contrario, se quiere utilizar el fusible F1, deberá puentearse Z con X.
Este monitor/supervisor puede construirse a partir de la disposición de pistas que se ve en la figura.
No olvide que la alimentación de IC1 debe provenir de alguna fuente distinta a la que desea proteger.

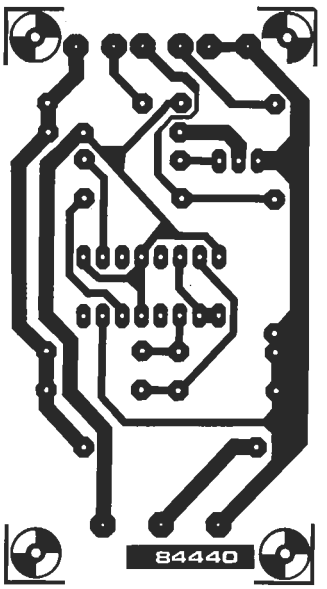
Lista de componentes

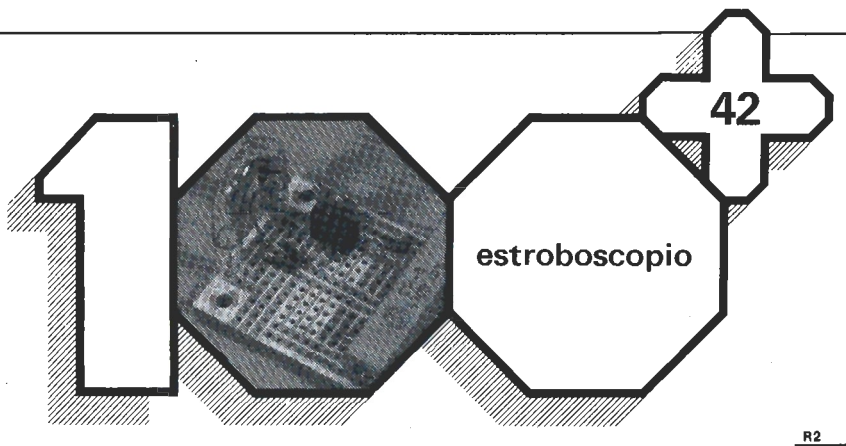
Resistencias:
R1 = 15 k
R2, R4 = 10 k
R3 = 6k8
R5 = 22 Ω
R6 = 4k7
R7, R8 = 220 Ω

Condensadores:
C1 = 100 µ/10 V

Semiconductores:
D1 = LED, rojo
D2 = LED, verde
IC1 = MC3424
Th1 = TIC106



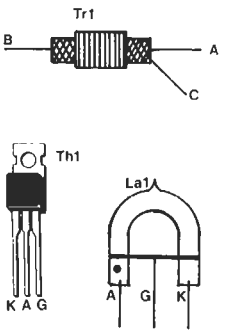


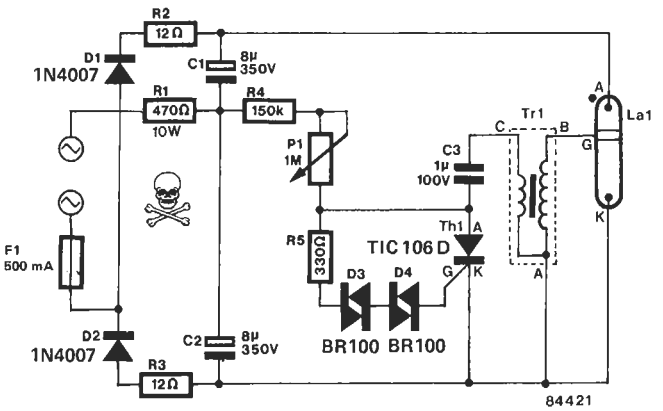


Aplicación estudiada para la luz de flash

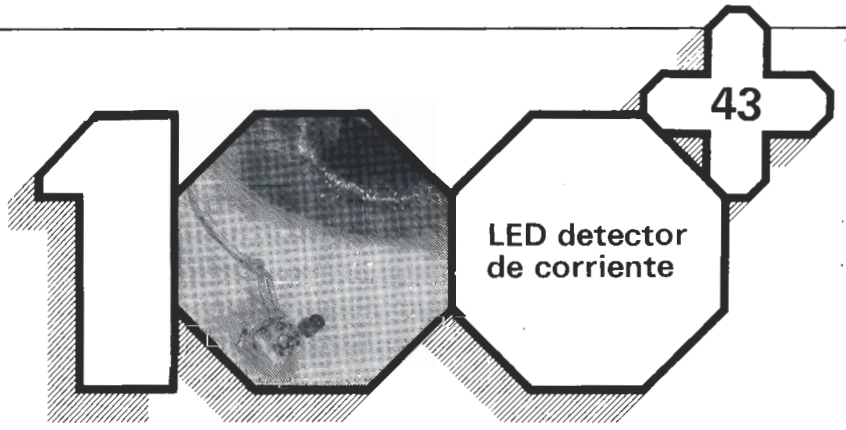
¡ATENCION! El circuito del estroboscopio va conectado directamente a la red y, por ello, los trabajos realizados con la unidad abierta son extremadamente peligrosos. Incluso después de haberse desconectado de la red, algunos condensadores pueden proporcionar una descarga mortal. El potenciómetro P1 debe tener un eje de nylon y ha de colocarse de tal forma que no se pueda tocar ninguna de sus partes metálicas: ignorar esto puede ser fatal.

Un estroboscopio es una máquina que produce destellos de luz de alta intensidad, a las frecuencias exactas deseadas, y que se utiliza principalmente en la medida de velocidades de giro y en fotografías de alta velocidad.
El corazón del circuito es, lógicamente, el tubo de descarga



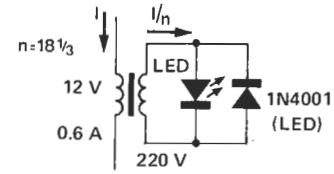


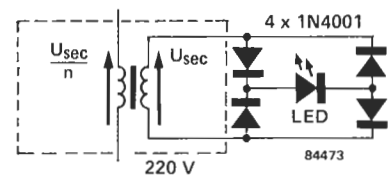
La1, diseñado en forma de U y con gas xenon en su interior (el xenon, Xe, es un gas noble). Nuestro tubo consta de dos electrodos (ánodo y cátodo) y un tercer terminal, la rejilla de encendido. Los diodos D1 y D2, junto con los condensadores C1 y C2, forman un doblador de tensión con el que se alcanza un voltaje de unos 600 V que se aplica directamente entre el ánodo y el cátodo del tubo.
Normalmente, el xenón, como otros gases, es un mal conductor de la electricidad; sin embargo, el campo eléctrico que se obtiene al aplicar 600 V entre ánodo y cátodo provoca una ionización de las moléculas y los átomos que se encuentran próximos a estos electrodos.
Los iones gaseosos son atraídos por los electrodos, y se crea una pequeña corriente de vacío. Para disparar el tubo, es decir, para para hacerlo conducir, se necesita una tensión de 5 a 10 KV en la rejilla. Alcanzado este nivel, el gas se hace conductor, y por el tubo circula una gran intensidad de corriente. La alta tensión que necesita la rejilla se la proporciona el transformador de encendido, Tr1.
Para obtener una tensión tan elevada en el secundario del transformador, la corriente a través del primario debe ser interrumpida muy rápidamente, y ésta es precisamente la misión del tiristor Th1.
El condensador C3 se carga debido a los 300 V en bornas del condensador C2 y a la baja impedancia óhmica que presenta el primario del transformador. Tan pronto como se alcanza la tensión umbral de los diacs D3 y D4, el tiristor conduce. Esto supone prácticamente cortocircuitar C3, que se descarga rápidamente sobre el bobinado primario del transformador e induce así una gran tensión en el secundario, provocando la conducción del tubo.
El ajuste del potenciómetro P1 determina el margen de carga de C3 y con ello el punto exacto de disparo del tubo. La resistencia R1 está conectada en la línea neutra y actúa como limitadora de corriente ya que, cuando el tubo conduce, es virtualmente un cortocircuito. Sin R1, el fusible F1 se podría fundir instantáneamente.
El tubo podría ser de 60 W, con transformador de encendido incorporado. Normalmente, el ánodo aparece identificado por un punto rojo.
Muy importante: el eje de P1 debe obligatoriamente ser de plástico; el no disponer de un potenciómetro de estas características impedirá el acceso al dispositivo desde el exterior, debido a sus peligrosas zonas metálicas.



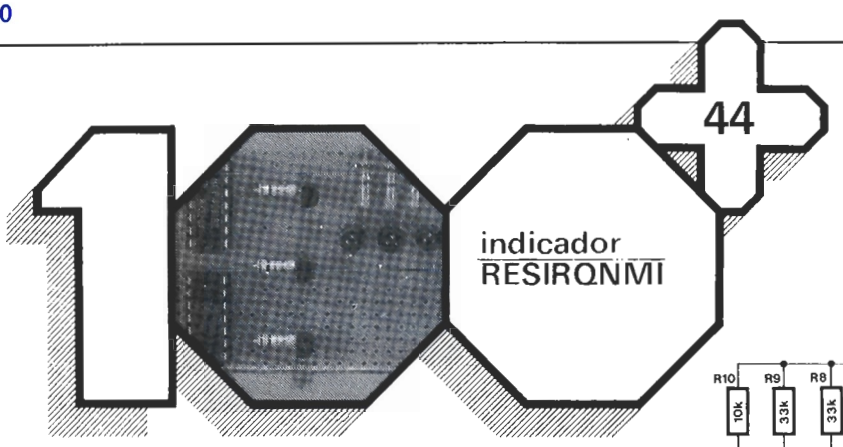
simple, pero efectivo

A veces es necesario, o al menos deseable, detectar la presencia de corrientes alternas; aunque, por regla general, si no es indispensable es mejor no hacerlo. Una solución sencilla para detectarlas puede ser utilizar un LED introducido en un esquema de resistencias serie/paralelo y/o diodos 1N4001. Esta forma de proceder tiene, sin embargo, un inconveniente: la caída de tensión en el LED. Existen otras técnicas más satisfactorias para realizar la función deseada. En el mundo de las máquinas eléctricas (generadores, alternadores) medir una corriente importante con la ayuda de un transformador de corriente (reductor de intensidad) es lo más normal del mundo. Otro transformador devuelve la corriente a medir al nivel conveniente para el instrumento de medida. Esta forma de hacerlo tiene la ventaja de aislar galvánicamente el instrumento de medida del aparato sobre el cual se efectúa la medición. Este aislamiento da una cierta seguridad, porque en la mayor parte de los casos el dispositivo en cuestión se alimenta de la red.
Veamos el lado práctico del diseño. En primer lugar, no va a ser necesario romper la hucha para comprar un transformador de corriente «especial», ya que vamos a utilizar un transformador ordinario. El arrollamiento de baja tensión está puesto en serie con el circuito que queremos determinar la corriente. El arrollamiento de 220 V recibe al (o los) LED y, si se presenta el caso, a otros aparatos de medida. Para la elección del factor de reducción es necesario tener en cuenta el valor de corriente máxima que debe circular en el devanado secundario y la corriente máxima permitida por el LED. La mejor explicación es un ejemplo con números. Supongamos que la corriente a detectar es de 0,6 A. En este caso se utiliza un transformador capaz de soportar en el secundario una tensión correspondiente a 0,6 A de corriente, por lo menos. Si se ha previsto dejar pasar una corriente de 30 mA en el circuito de medida, el factor de conversión será 1:20 (30:600); entonces necesitamos un transformador de 220 V/12 V.
La caída de tensión en el arrollamiento primario es relativamente pequeña. En el caso ideal, si la resistencia óhmica y el campo de dispersión magnético del transformador son despreciables, esta tensión es igual a la tensión en bornes del LED, dividida por el factor de reducción del transformador.
Hay que señalar, por último, que el secundario del transformador debe estar siempre cargado, tanto en los períodos positivos como en los





negativos. Por esta razón es necesario conectar un diodo o un segundo LED, como indica la figura, sobre él (un LED único convenientemente combinado con un puente). En el secundario, el primario se comporta como una bobina normal. Esto produce una caída de tensión más importante en el arrollamiento primario, y una tensión secundaria más elevada (peligrosa). La presencia de este diodo, montado según la figura, es indispensable de cualquier manera para proteger al LED de las tensiones inversas demasiado elevadas.



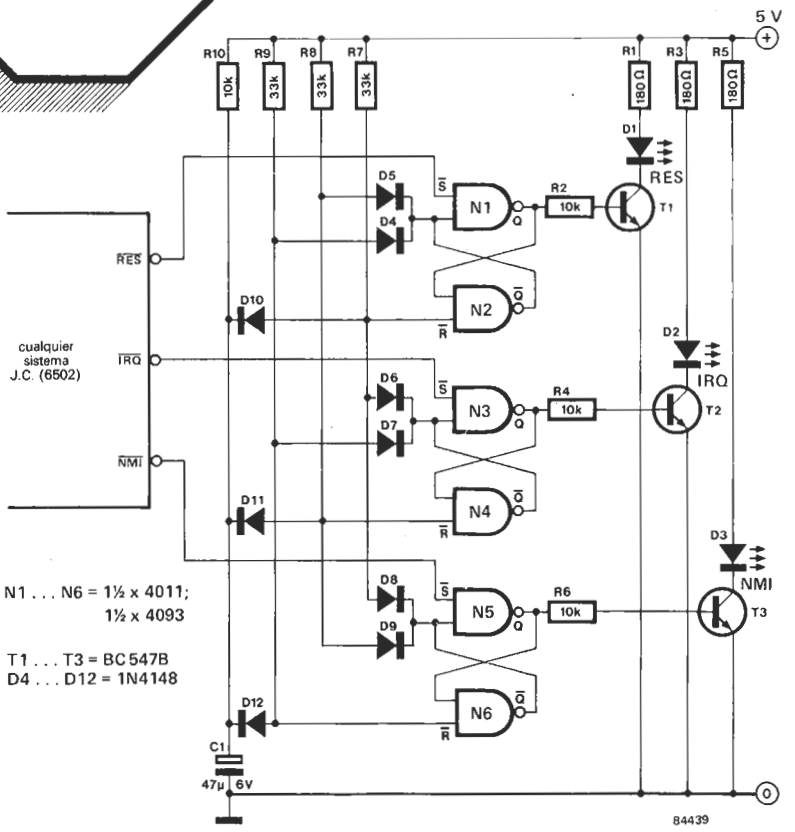
44 indicador RESIRQNMI

¡superútil para usuarios del 6502!

Este montaje se diseñó primariamente para los usuarios del 6502. Como todo buen indicador, indica, en este caso, cuál de las señales siguientes apareció la última:

$\overline{\text{RESET}} = \overline{\text{RES}} = 0$
$\overline{\text{INTERRUPT REQUEST}} = \overline{\text{IRQ}} = 0$
$\overline{\text{NON-MASKABLE INTERRUPT}} = \overline{\text{NMI}} = 0$

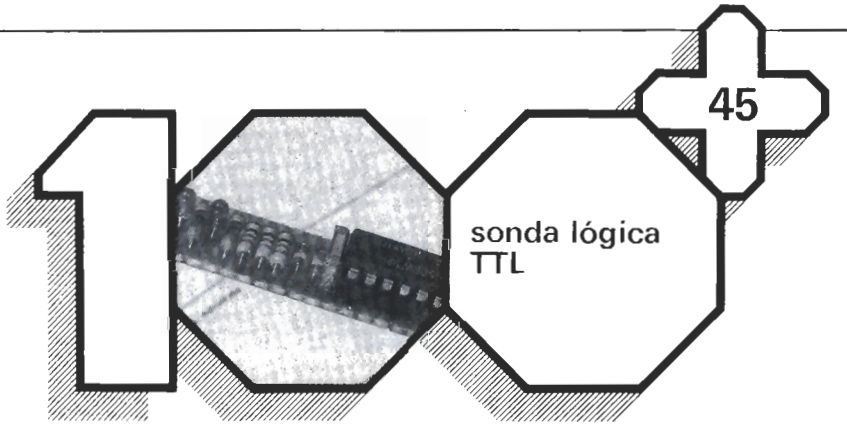
Esta información es de utilidad sobre todo cuando «falla» algún sistema basado en el microprocesador 6502. También es de utilidad durante la puesta a punto de un software específico para estos sistemas.
El circuito forma efectivamente un indicador tri-estado y está constituido por tres biestables realizados con dos puertas NAND cada uno de ellos. Cada biestable se activa por una de las tres señales citadas al principio. Cuando sucede esto, el biestable en cuestión efectúa la reposición de los otros dos a través de los diodos correspondientes (con un nivel bajo en las líneas RESIRQNMI).
El nivel lógico alto aparecido en la salida Q correspondiente hace que se encienda uno de los tres diodos LED. El nivel bajo aparecido en la salida $\overline{Q}$ de nuestro biestable trae consigo la puesta a cero de los otros dos biestables. Si alguno de los otros LEDs se iluminara, se apagaría inmediatamente.
El montaje tiene también una inicialización automática que habrá de suprimirse si ya existe en su sistema particular. La función más evidente de este circuito es, pues, indicar que $\overline{\text{RES}}$ fue la última (¡y la primera!) de las tres señales.



N1 . . . N6 = 1½ x 4011; 1½ x 4093

T1 . . . T3 = BC547B
D4 . . . D12 = 1N4148

Si existe la inicialización automática, el indicador RESIRQNMI asegurará el apagado automático de los tres diodos LED en el momento de la conexión.



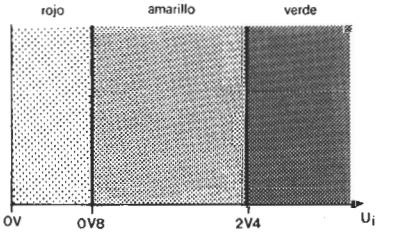
45 sonda lógica TTL

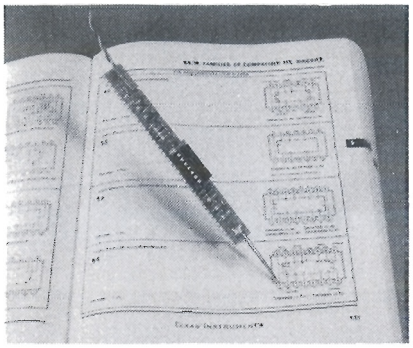
un pequeño, pero útil, probador de circuitos TTL

Los lectores asiduos a Elektor sabrán que a menudo aparecen publicados en la revista dispositivos de medida. El que ahora tienen ante ustedes es digno de tenerse en cuenta, sobre todo por su sencillez y utilidad para la comprobación de circuitos TTL.

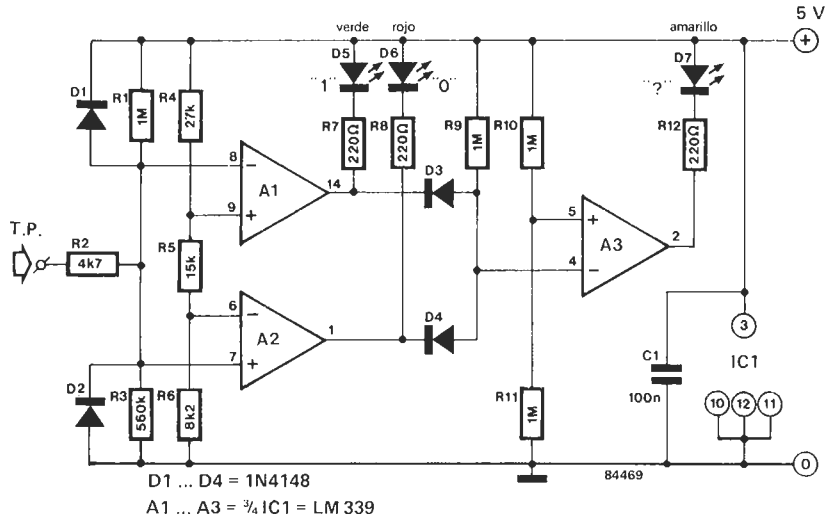
Uno de los tres LEDs de la sonda lógica, lucirá dependiendo del voltaje medido a la entrada de la misma (punto T. P.). Este nivel se aplica en primer lugar a una de las entradas de los comparadores A1 y A2. Del divisor de tensión formado por R4, R5 y R6, se toman los niveles de referencia para las otras entradas de los comparadores.

Los valores elegidos dan unos umbrales de 0,8 y 2,4 V, que corresponden a los dos extremos entre los que se encuentra el «área prohibida» en TTL. Si el nivel de tensión en el punto T. P. es menor que 0,8 V, la salida de A2 pasará a nivel bajo, provocando el encendido del LED rojo (D6). Si el voltaje supera los 2,4 V, será la salida de A1 la que dará un nivel bajo, permitiendo que luzca el LED verde (D5). En caso de que el nivel medido esté comprendido entre 0,8 y 2,4 V, ni A1 ni A2 presentarán



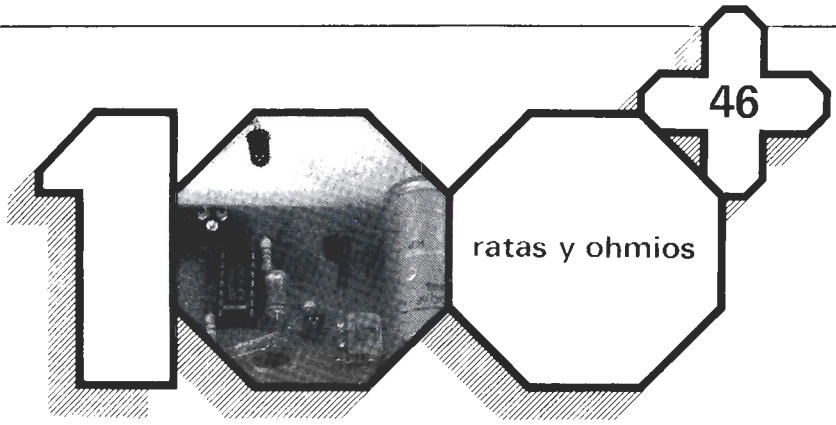


un nivel bajo en sus salidas, lo que supone que el nivel alto aplicado en la entrada no inversora de A3, a través de R9, hará que dicho comparador presente a su salida un nivel bajo, con lo que el LED amarillo (D7) lucirá. Lo mismo sucede cuando se encuentra al aire la entrada de la sonda (punto TP), ya que el divisor formado por R1 y R3 hace que aparezca una tensión de aproximadamente 1,8 V en las



D1 ... D4 = 1N4148
A1 ... A3 = ¾ IC1 = LM 339

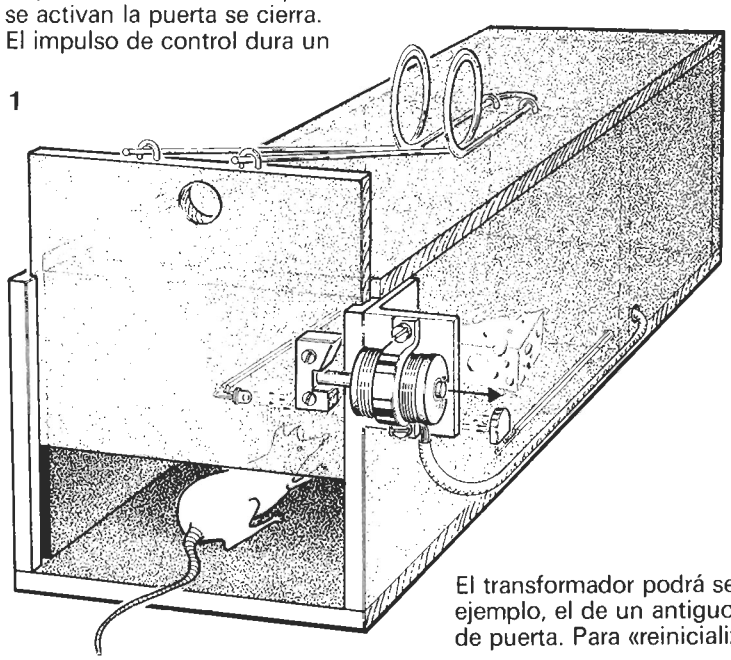
entradas no inversora e inversora de A1 y A2 respectivamente.
Los diodos D1 y D2 protegen al circuito de niveles de entrada fuera del margen de 0 a 5 V.
El circuito una vez montado puede convertirse en una atractiva sonda lógica. Todos los componentes pueden montarse en línea sobre una placa de circuito impreso alargada, que luego se introducirá en un tubo de plástico apropiado.



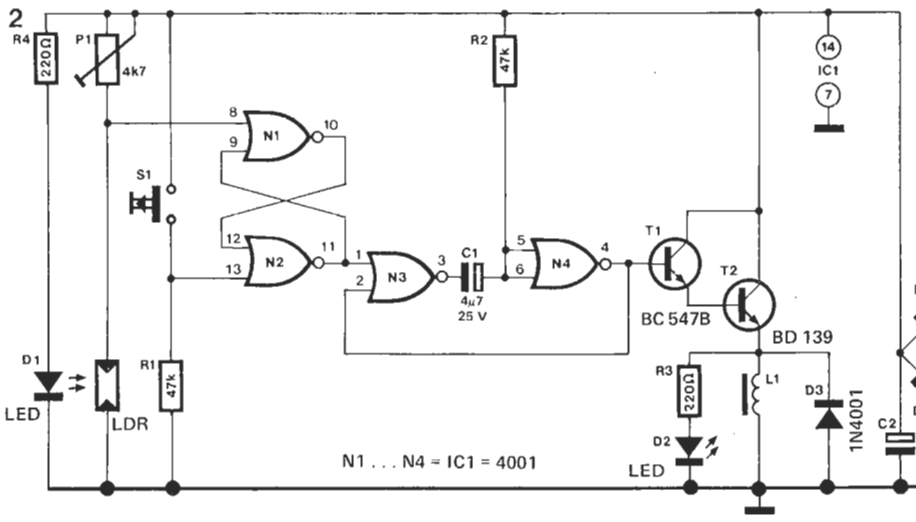
la solución electrónica a un viejo problema

Que Steinbeck nos perdone el juego de palabras de este título, al cual la más austera redacción no sabría resistirse. En cuanto a la rata, es de suponer que marcará esta edición 1985 del número julio/agosto de Elektor con una gran piedra blanca, ya que por primera vez en la historia de la electrónica «elektoriana» le ha sido consagrado por entero un montaje bajo la forma de esta ratonera electrónica. El croquis de la figura 1 bien vale diez líneas de prosa. Para disponer de la espina dorsal y la cola de nuestros roedores, hay que procurar colocar el cebo (queso o tocino) y la barrera de detección LED/LDR lo más lejos posible de la entrada. La puerta está accionada por el circuito de la figura 2, que de hecho se contenta con liberarla, confiándola a las duras leyes de la gravedad. Mientras la LDR está iluminada, su resistencia es débil, y la báscula N1/N2 está descansando (nivel lógico bajo). Cuando se interrumpe la iluminación de la LDR, la salida N2 pasa al nivel lógico alto, disparando al monoestable constituido por N3 y N4. El impulso resultante satura la etapa de salida, que dirige a su vez un electroimán o un solenoide dispuestos de tal forma, que cuando se activan la puerta se cierra.
El impulso de control dura un segundo, lo que es más que suficiente, sea cual sea el sistema adoptado. La presencia de la báscula N1/N2 asegura al montaje una inmunidad total a los ataques intempestivos que no dejará de provocar la rata haciendo los cien pasos en su jaula para digerir el tocino o el queso, mientras espera el café que usted no dejará de ofrecerle.
Encontraremos solenoides y otros electroimanes adecuados en las carcasas de los magnetófonos o lectores de casetes, así como en cualquier antiguo proyector de diapositivas. La tensión de alimentación puede extraerse de cualquier transformador con una tensión en el secundario de 8 . . . 12 V, siempre que tenga al menos 100 mA.

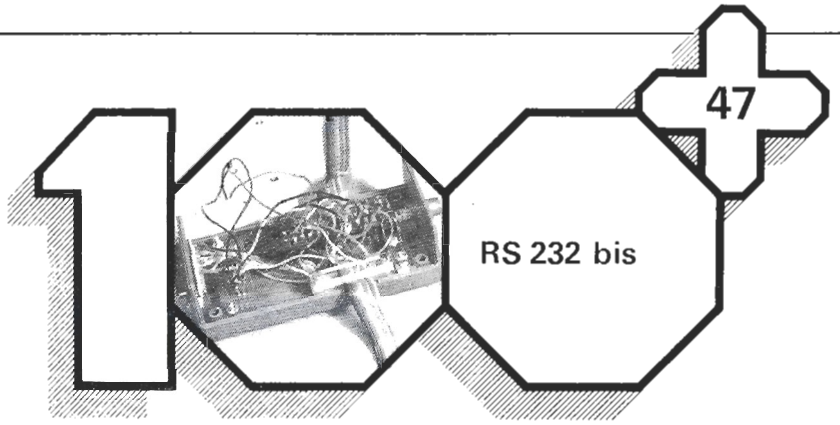
1



El transformador podrá ser, por ejemplo, el de un antiguo timbre de puerta. Para «reinicializar» la

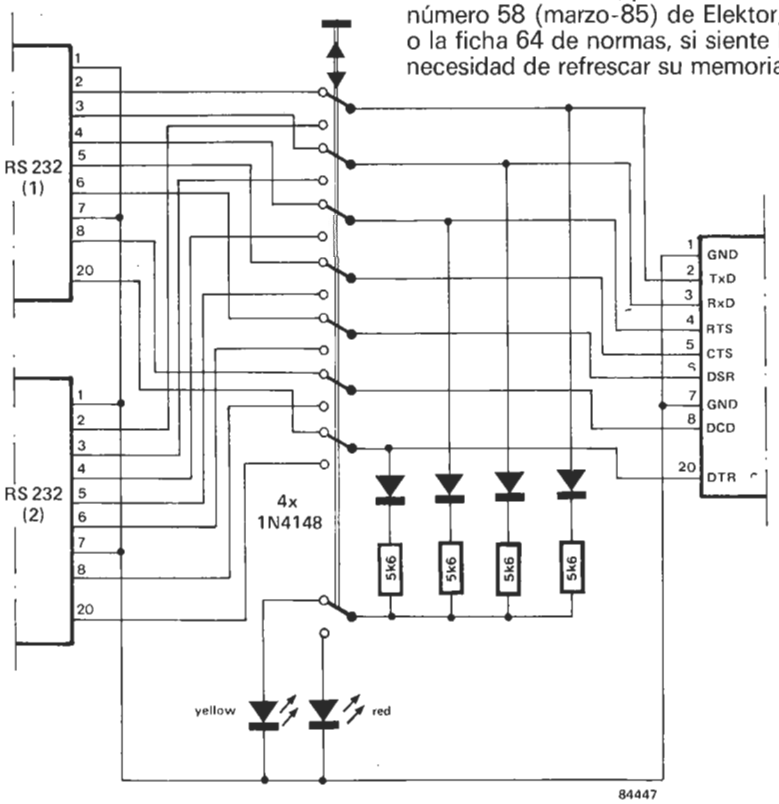


ratonera, es decir poner de nuevo la salida de N2 al nivel lógico bajo, sólo tendría que accionar ligeramente el pulsador S1.
La ratonera estará lista para actuar de nuevo cuando se ilumine el LED D2.



conmutador de dos canales RS 232

Los conectores tipo D utilizados generalmente en interfaces RS 232 son bastante robustos y capaces de soportar el desgaste provocado por las frecuentes inserciones y extracciones a que se ven sometidos. Sin embargo, para el usuario no resulta una tarea agradable tener que estar continuamente cambiando el conector RS 232 de un sitio a otro, como sucede, por ejemplo, cuando el ordenador dispone de una única salida y ha de controlar dos impresoras, o cuando una impresora es compartida por dos ordenadores... Resulta, además, que esta tediosa tarea se ve dificultada debido a que, por razones estéticas, los conectores suelen situarse en la parte posterior de los equipos, donde por lo general es más difícil el acceso.
Para solucionar el problema hemos diseñado un sencillo conmutador de línea RS 232 con dos entradas y una salida o una entrada y dos salidas, según sea el sentido de la transmisión. La parte más interesante del circuito son los dos LEDs conectados a cuatro de las líneas de transferencia de datos del interface. El LED (rojo o amarillo) correspondiente al canal en uso, parpadea cuando está teniendo lugar una transmisión de datos a través de las líneas, indicando de esta forma que no es oportuna la conmutación de canal. Cuando el LED deja de parpadear, es porque ha finalizado la transmisión y podemos conmutar, si lo deseamos, al otro canal.
Probablemente, el lector se haya preguntado por qué son necesarios los LEDs y por qué no es posible conmutar de un canal al otro en cualquier momento. Pues bien, si se desconectasen las líneas de un canal por el que está teniendo lugar una transferencia de información, incluso aunque tal desconexión dure un instante, los datos en ese canal quedarían indeterminados y podría recibirse una información falsa, ya que la mayoría de los interfaces RS 232 utilizan los circuitos integrados MC 1488 y MC 1489, que siempre tienen definido un nivel lógico en sus entradas, aunque éstas estén sin conectar (al aire).
Los números indicados en las líneas que aparecen en la figura corresponden al conector tipo D de 25 pines.
Para ampliar la información sobre las líneas del interface leer el artículo titulado «RS 232/V 24: todas las señales accesorias», publicado en el número 58 (marzo-85) de Elektor, o la ficha 64 de normas, si siente la necesidad de refrescar su memoria.



Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR

Los circuitos impresos marcados con asterisco (*) no están disponibles en el servicio EPS de Elektor.

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 completarse con un aerosol especial transparentizador, como el Pausklar 21 (ver la nota del final), 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.

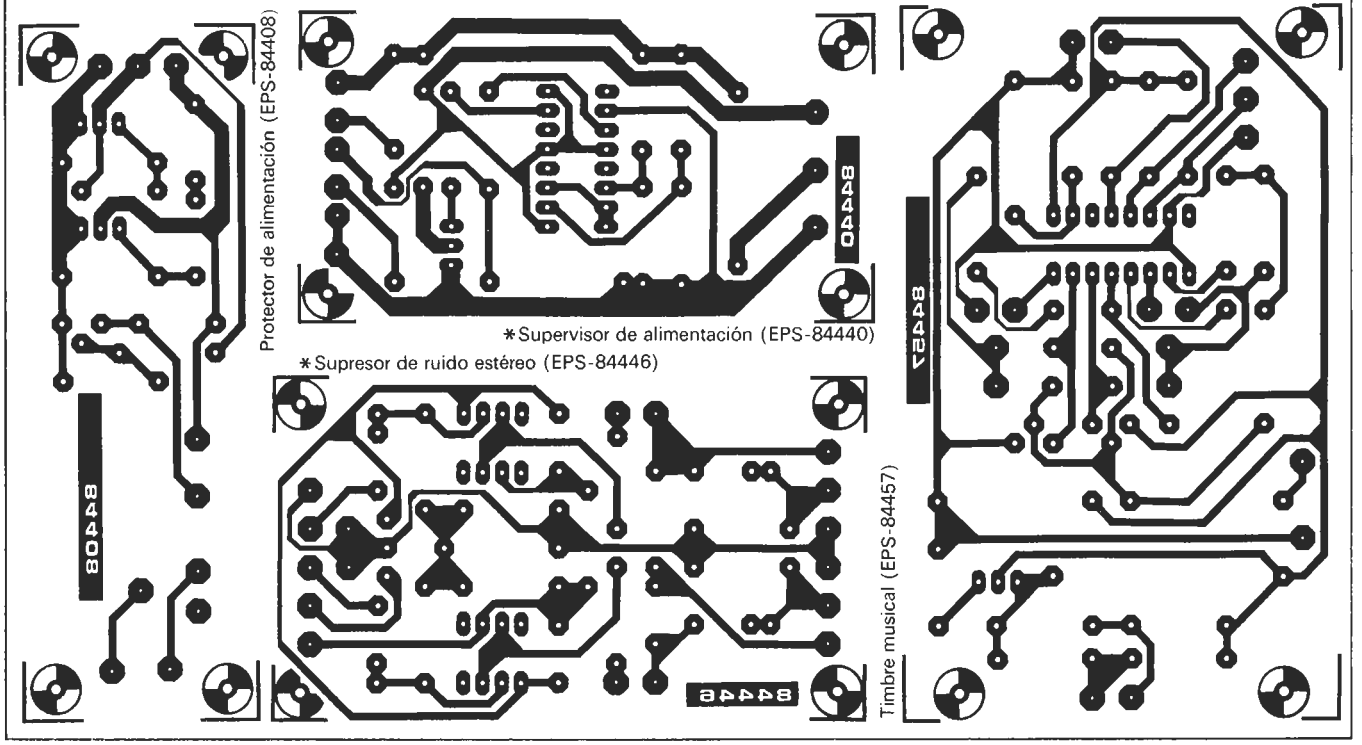
• El conjunto puede ahora ser expuesto a la luz ultravioleta. Para tiempos de exposición prolongados o cuando el papel no está perfectamente liso (sobre todo si no ha utilizado el aerosol transparentizador), es muy conveniente «emparedar» el papel contra la placa de circuito impreso por medio de una 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.

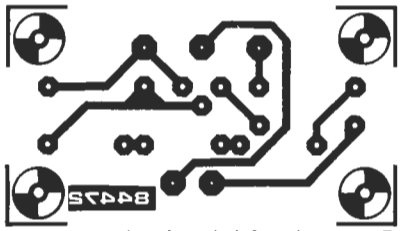
• Acabada la exposición retire el trazado de pistas recortado de la revista (puede serle útil de nuevo) y ponga la placa bajo el grifo de agua (¡... y ábralo, claro esta!). Una vez limpia, introdúzcala en una disolución de sosa cáustica (9 gramos por litro de agua). Una vez revelada la placa, puede ya 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!

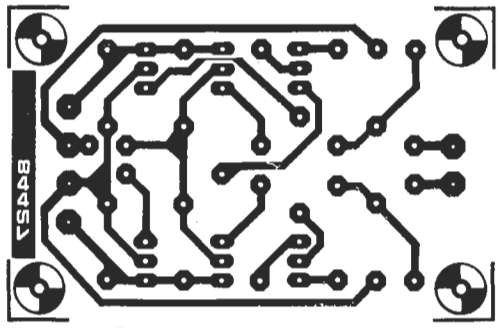
Debido a la gran dificultad que tenían muchos de ustedes para encontrar el aerosol transparentizador ISOdraft que habitualmente aconsejábamos, hemos realizado intensas gestiones para tratar de localizar un equivalente que resultara más fácil de hallar. Así hemos «descubierto» el PAUSKLAR 21 TRANSPARANT SPRAY, fabricado por Kontakt Chemie. En España lo distribuye Berengueras (ver página de quién y dónde) a un P. V. P. aproximado de 700 pesetas. A este establecimiento pueden dirigirse todos aquellos que no lo encuentren en sus proveedores habituales.



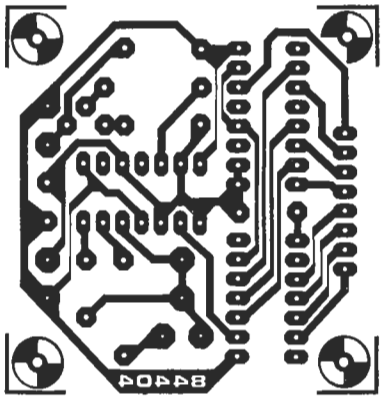
Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR



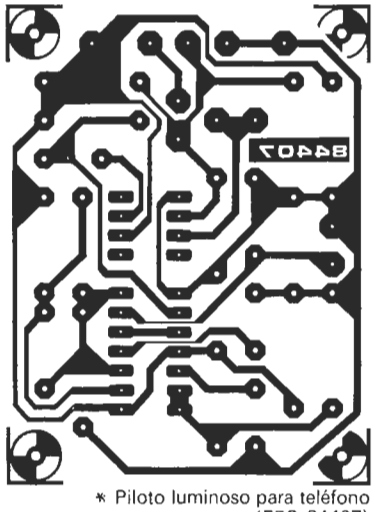
* Interface de infrarrojos para µP. Emisor (EPS-84472-1)



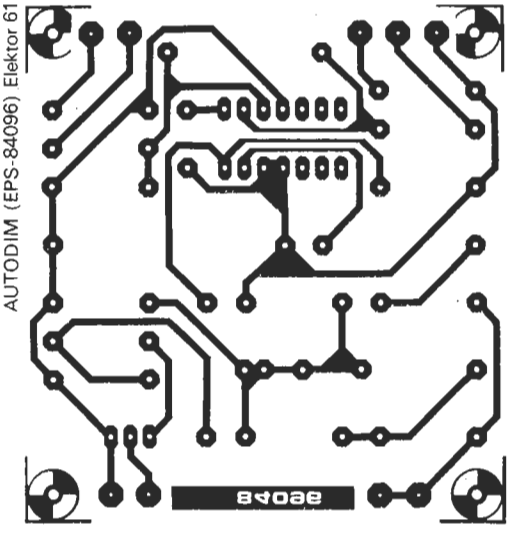
Control económico de motor (EPS-84427)



* «Click» para el Elekterminal (EPS-84404)

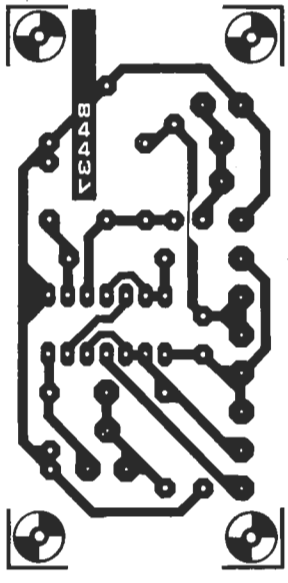


* Piloto luminoso para teléfono (EPS-84407)

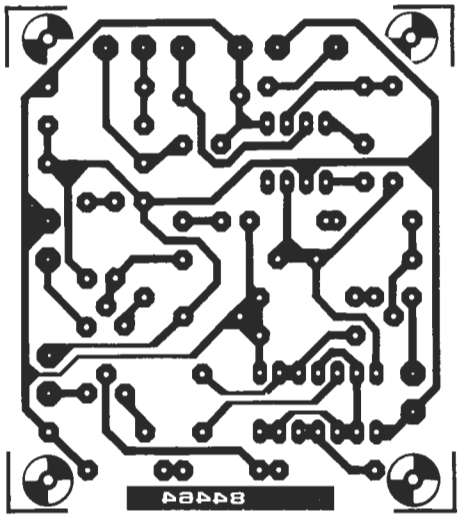


AUTODIM (EPS-84096) Elektor 61

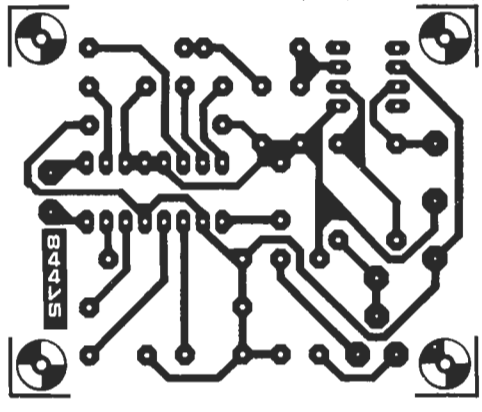
* Interface de infrarrojos para µP. Receptor (EPS-84472-2)



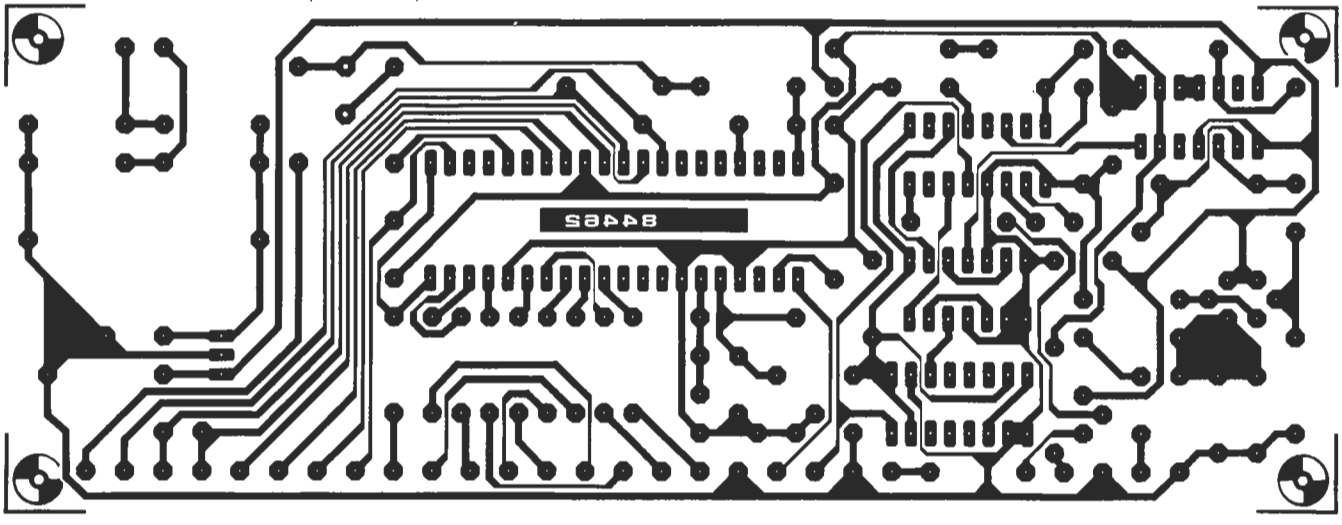
Alarma para frigorífico (EPS-84437)



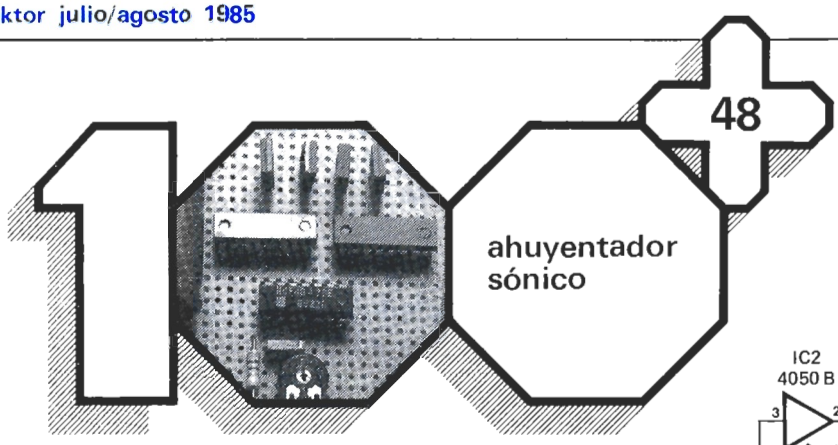
*DigiLED (EPS-84464)



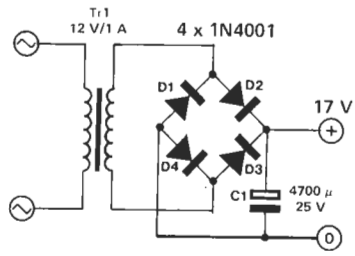
Frecuencímetro (EPS-84462)

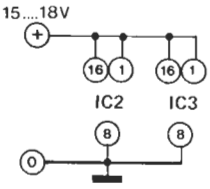


Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR



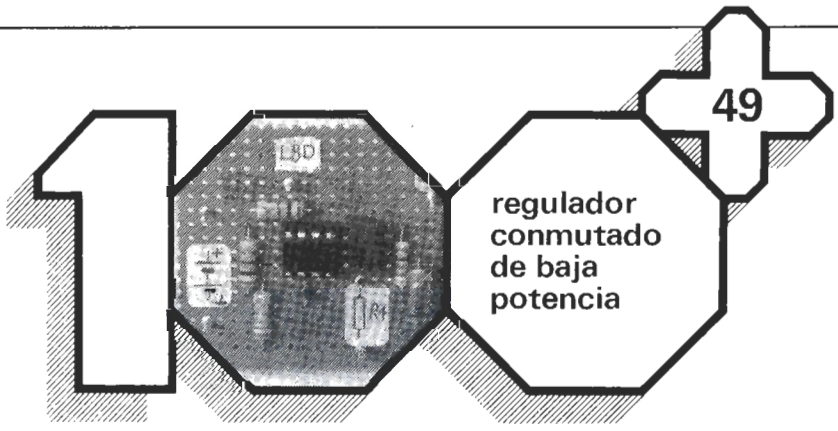
48 ahuyentador sónico





¡para alejar a los roedores!

Estarán de acuerdo con nosotros en que las ratas y ratones no son precisamente bienvenidos en casa. Sin embargo, algunos de nosotros preferimos no tener que matar a estos animales. Por ello hemos buscado una solución diferente, aunque probablemente no estén muy de acuerdo los gatos domésticos.
El circuito que presentamos emite un tono supersónico a través de un altavoz para alejar a estos visitantes indeseados.
El integrado de tipo CMOS 4047 está dispuesto para trabajar como oscilador de relajación, cuya frecuencia puede ajustarse entre 5 KHz y 30 KHz por medio de P1. Las salidas Q y $\overline{Q}$ atacan simultáneamente a seis amplificadores no inversores 4050 cada una de ellas (IC2 e IC3). Los seis amplificadores incluidos en este integrado, se conectan en paralelo para excitar directamente a los transistores de salida (T1/T2 y T3/T4 respectivamente). Este paso de salida es capaz de excitar cualquier tweeter piezoeléctrico.
La fuente de alimentación puede ser como la indicada en la figura. Desafortunadamente, no podemos responsabilizarnos de la efectividad eterna del circuito. Le aconsejamos que cambie de vez en cuando la frecuencia para no permitir a sus pequeños enemigos acostumbrarse al sonido.



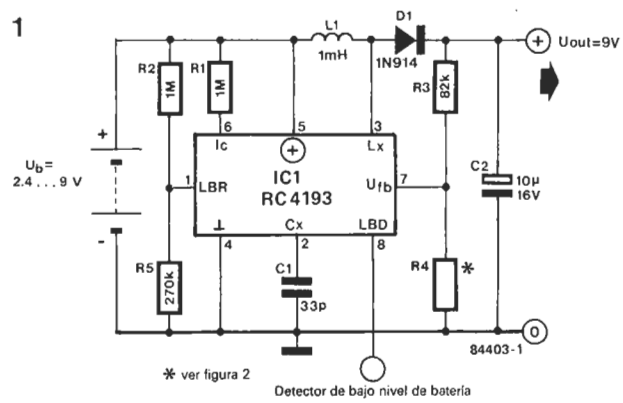
49 regulador conmutado de baja potencia

para equipos que funcionan «a pilas»

El regulador conmutado de baja potencia 4193 se comercializa en el acostumbrado encapsulado de 8 pines. Se trata de un integrado especialmente diseñado para equipos alimentados «a pilas». Para construir una fuente de alimentación con este chip, sólo hacen falta once componentes: cinco resistencias, dos condensadores, un diodo, una bobina, un 4193 y una pila de 2,4 a 9 voltios. La salida de esta alimentación permanecerá prácticamente constante a 9 voltios hasta que la batería haya caído a un potencial de 2,4 voltios. Una aplicación práctica del circuito es la que aparece en la figura 1.
El 4193 dispone de una tensión de referencia interna, por medio de la cual, y gracias a R1 (conectada entre la batería y el terminal de control (6) del integrado), puede fijarse la corriente de control I_C. Esta corriente varía entre 0,5 µA y 100 µA, sin afectar la forma de funcionamiento del integrado.
El valor de R1 viene definido por la ecuación:

$$R1 = [(U_b - 1{,}3)/I_C]\ k\Omega$$

1



donde U_b es la tensión de batería en voltios, e I_c la intensidad de control en mA.
La tensión de referencia no sólo se utiliza para proporcionar la intensidad de polarización, sino también como detector de bajo nivel de batería, y para fijar la tensión umbral del lazo de regulación interno para la comporación de la tensión de realimentación U_f (pin 7).
El nivel del indicador de baja tensión de batería, U_d, se selecciona mediante las resistencias R2 y R5. El valor de R2 viene definido por la siguiente ecuación:

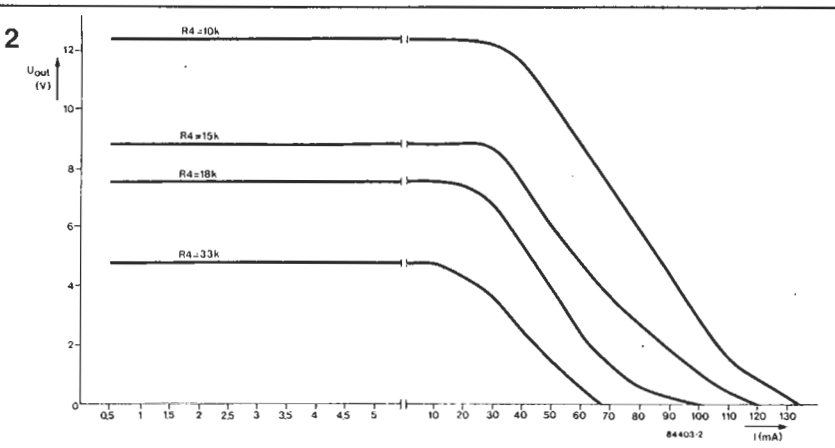
$$R2 = [10^3(U_d - 1{,}3)/5]\ k\Omega$$

El lazo de regulación integral desconecta al integrado cuando la tensión de realimentación desciende por debajo de 1,3 V.
El condensador C1 es el elemento que fija la frecuencia del generador interno en diente de sierra del lazo de regulación.
La tensión de salida U_o viene dada por la ecuación:

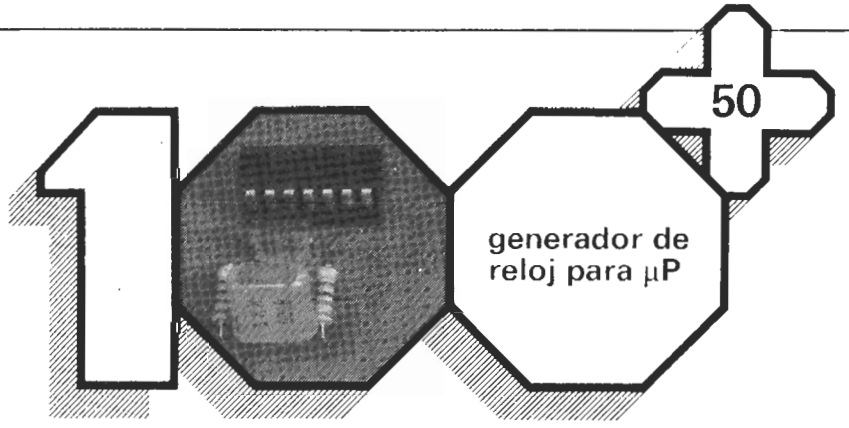
$$U_o = [1{,}3(R3 + R4)/R4]\ \text{voltios}$$

y está indicada en forma de gráfico en la figura 2, en función de la intensidad de salida (Id), para distintos valores de R4 (con R3 = 82 K y una tensión de entrada de $U_o/2$).

2



Nota de aplicación de RAYTHEON

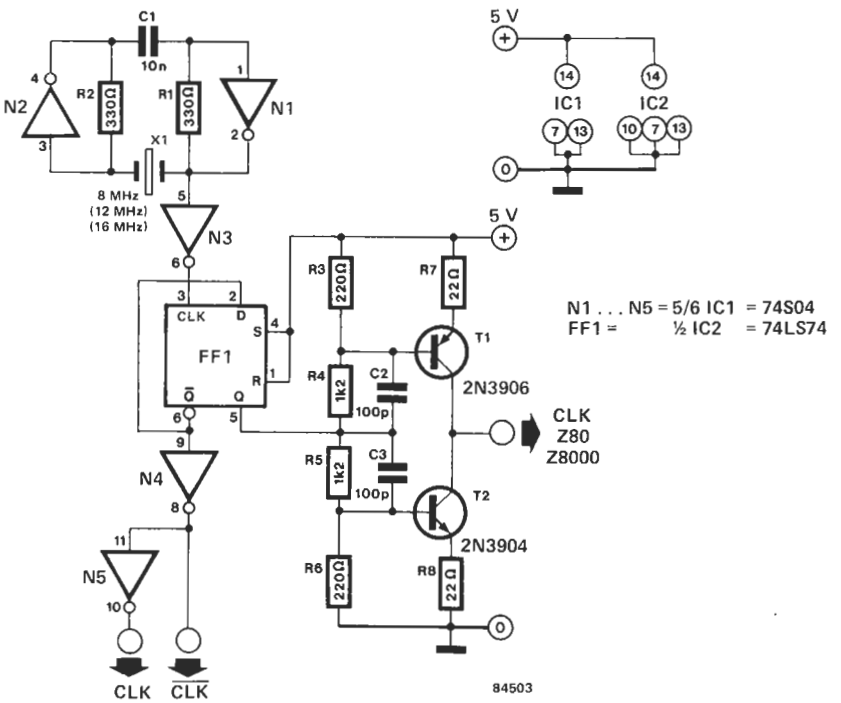


para frecuencias de hasta 10 MHz

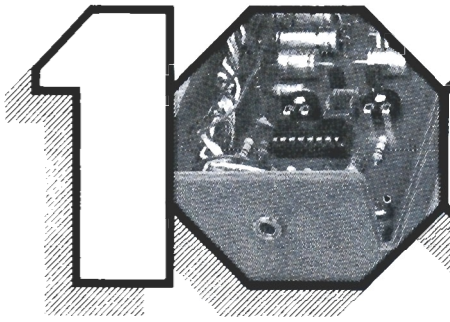
Si hay un mundo que no conozca las limitaciones de la velocidad, es el de los microprocesadores. Cada fabricante trata de hacerlo mejor que sus rivales: el Z80H con una frecuencia de 8 MHz, el 68000 con 12 MHz... Por ello, al aparecer este número, no sería sorprendente que se hubieran producido innovaciones. Pero dicho aumento de velocidad exige una señal de reloj correcta, con una perfecta simetría y unos niveles alto y bajo bien definidos. En particular, ello es indispensable en el caso de un microprocesador que funcione con una frecuencia de 8 MHz en adelante. El circuito que proponemos proporciona una señal de reloj de excelente calidad y puede emplearse con un cristal de cuarzo que oscile a una frecuencia inferior o igual a 20 MHz.
El oscilador propiamente dicho está basado en un par de puertas inversoras (N1 y N2). El cristal de cuarzo utilizado tiene una frecuencia doble de la necesaria en la unidad central de proceso (CPU). Su señal es amplificada y separada por N3. Luego, la frecuencia se divide por la mitad en el biestable D, FF1.
La señal $\overline{Q}$ disponible a la salida del mismo nombre de este circuito biestable se amplifica, separa e invierte (en N4 y N5) y podrá emplearse para realizar en el sistema una función distinta de la de reloj para la unidad central. La salida Q, por el contrario, suministra la señal destinada a la etapa de control MOS, constituida por T1 y T2. La señal de reloj obtenida tiene las características siguientes:

- señal de reloj de nivel alto, igual en el mínimo a $U_+ - 600$ mV;
- nivel máximo de la señal de reloj de nivel bajo: 0,45 V;
- tiempo de subida máximo de 10 ns para una capacidad de carga inferior a 35 pF.

El circuito puede utilizarse sin ningún problema para frecuencias de hasta 10 MHz (con un cristal de cuarzo de 20 MHz).



51 timbre musical



variaciones sobre un viejo tema

No pensamos que se nos pueda reprochar ser demasiado tradicionales por volver sobre el viejo tema del timbre «melodioso».

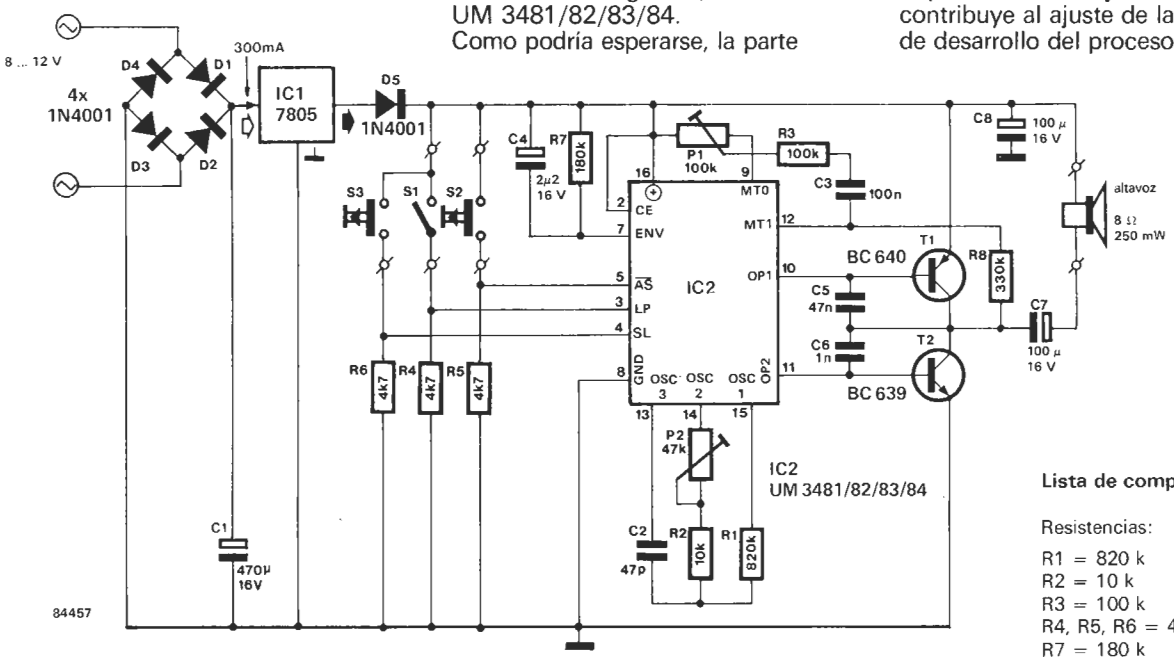
Nos parece interesante hacerlo cuando han aparecido nuevos componentes que pueden perfeccionarle. Este es el caso de un nuevo circuito integrado o, más propiamente, un «cuarteto» de circuitos integrados, los UM 3481/82/83/84.

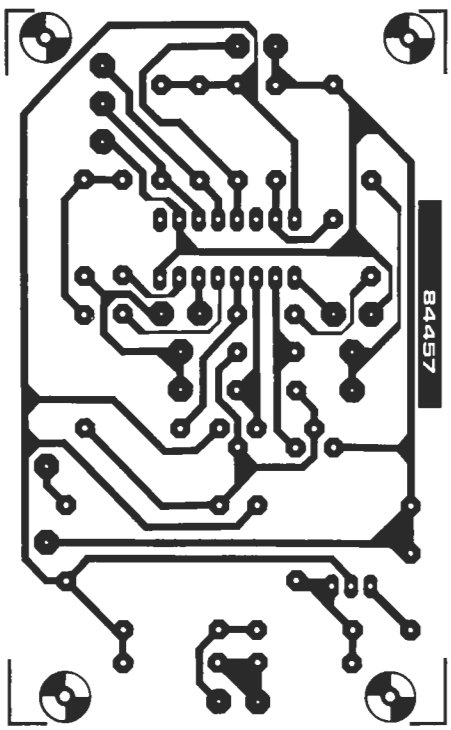
Como podría esperarse, la parte principal del diseño está contenida en el circuito integrado: oscilador, divisor de frecuencias, memoria ROM de programa, memoria ROM con 512 notas musicales, un generador de sonido, un generador de ritmo, un generador de timbre, un modulador, un mando de desarrollo de proceso y, por supuesto, un preamplificador.

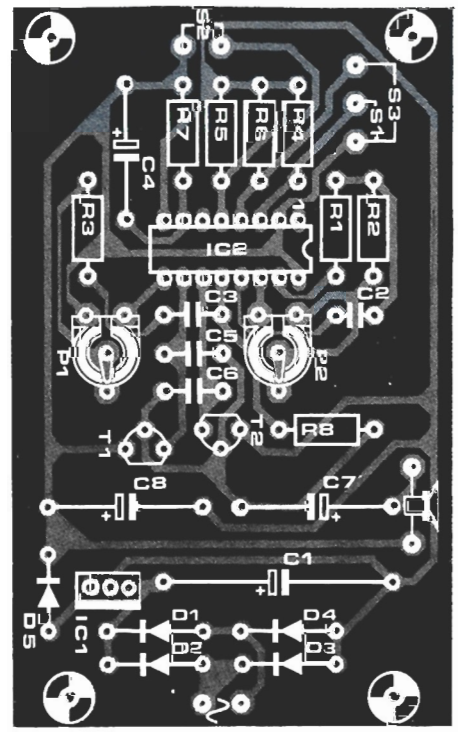
Aparte del circuito integrado, el montaje incluye una fuente de alimentación simple accionada por corriente alterna, con un regulador de tensión fijo (D1 . . . D4, C1, IC1), un amplificador push-pull formado por T1 y T2, para excitar el altavoz, y varios componentes más.

Las resistencias R1 y R2, el potenciómetro P2 y el condensador C2 son los encargados de determinar la frecuencia del oscilador.

El potenciómetro ajustable P2 contribuye al ajuste de la velocidad de desarrollo del proceso o, lo que







Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 820 k
R2 = 10 k
R3 = 100 k
R4, R5, R6 = 47 k
R7 = 180 k
R8 = 330 k
P1 = pot. ajustable, 100 k
P2 = pot. ajustable, 47 k

Condensadores:

C1 = 470 µ/16 V electrolítico
C2 = 47 p
C3 = 100 n
C4 = 2µ2/16 V electrolítico
C5 = 47 n
C6 = 1 n
C7, C8 = 100 µ/16 V electrolítico

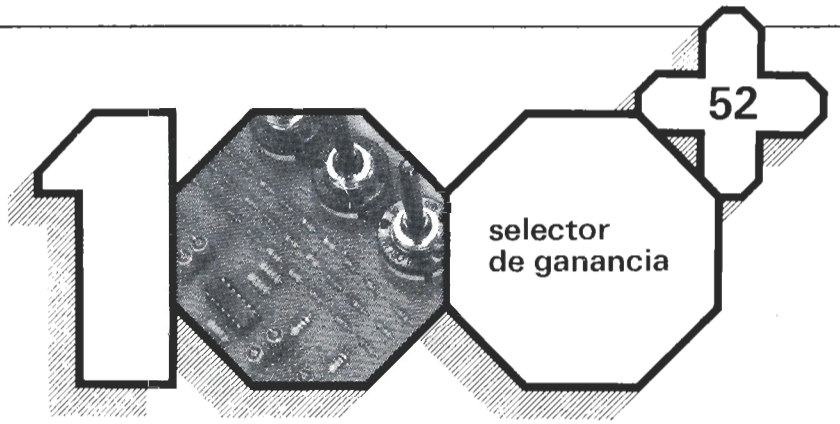
Semiconductores:

D1 . . . D4, D5 = 1N4001
T1 = BC 640
T2 = BC 639
IC1 = 7805
IC2 = UM 3841 . . . UM 3484 (ver texto)

Varios:

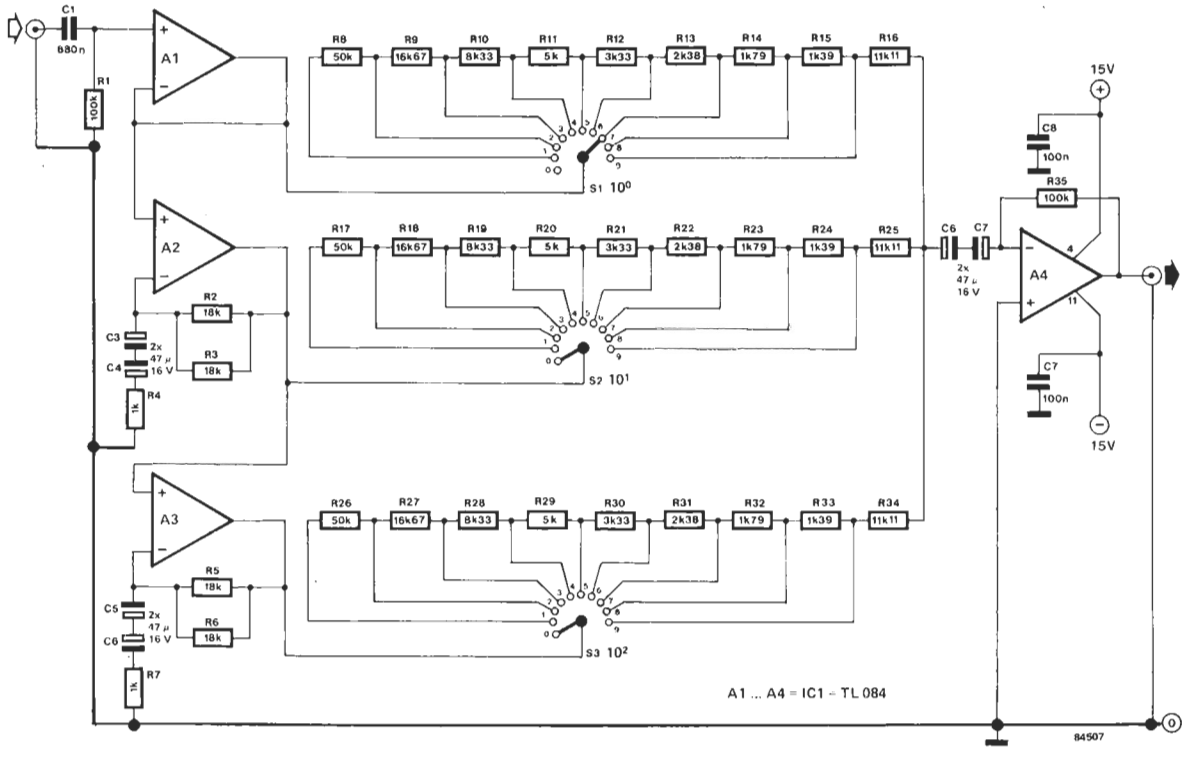
S1 = interruptor un circuito, SPST
S2, S3 = pulsador con resorte de contacto por presión
Altavoz miniatura 8 Ω, 250 mW
PCB 84457

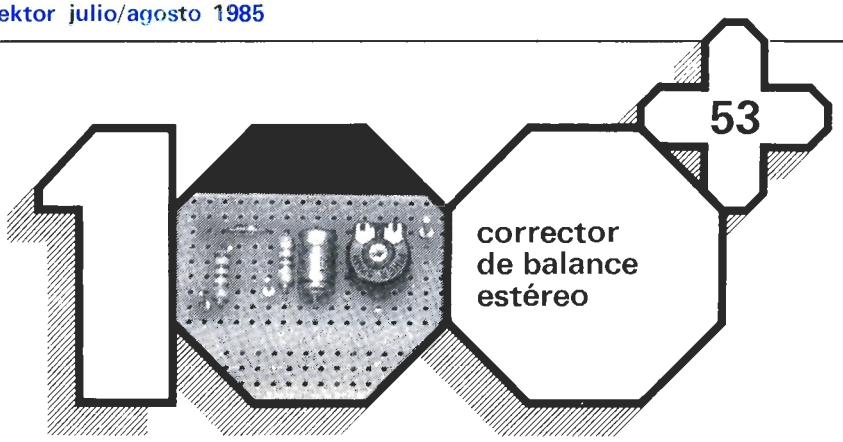
es lo mismo, la velocidad a la que se ejecuta la melodía.
La resistencia R7 y el condensador C4 aseguran un rendimiento óptimo del modulador interno.
La resistencia R3, el potenciómetro ajustable P1 y el condensador C3 forman el control de volumen que controla el preamplificador interno.
Los conmutadores S1 . . . S3 y las resistencias R4 . . . R6 constituyen los elementos de control. S2 es el pulsador del timbre. Si desea programar una melodía determinada, puede conectar un pulsador suplementario en paralelo con S2. Si el conmutador S1 está cerrado, las diferentes melodías existentes en memoria se ejecutan de forma sucesiva; cuando está abierto, solamente sonará la seleccionada por S3. Una melodía particular se elige cerrando S1 y pulsando continuamente S2, mientras que S3 se pulsa de forma repetida hasta que se haya conseguido la melodía deseada.
Hasta ahora, esta familia está constituida por cuatro circuitos integrados que difieren por su contenido melódico almacenado en ROM. El UM 3481 contiene ocho aires navideños, y el UM 3484, proporciona los sonidos de «big-ben» que suenan de una a doce veces en orden ascendente. El UM 3482 tiene doce melodías inglesas (entre las que podemos citar «Oh, my darling Clementine», «Home Sweet Home», «Happy Birthday to you», etc.), mientras que el UM 3483 contiene melodías internacionales tales como «Eau vive», «Marcha nupcial», «Lorelei», «The Last Rose of Summer», etc.



con escalas desde 0 hasta 999

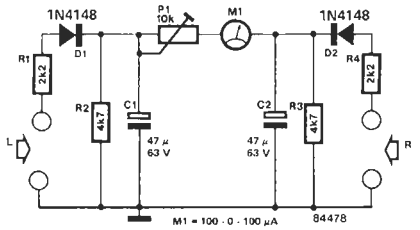
Un selector de ganancia es un preciso instrumento de medida que se intercala en el camino de la señal y que permite establecer una ganancia exacta entre 0 y 999, en incrementos de una unidad.
El amplificador A1, de ganancia unidad, actúa como un «buffer» (refuerzo de corriente) para la señal de entrada, la cual se aplica seguidamente a una cadena de resistencias R8 . . . R16 y de ahí al amplificador A4.
Los amplificadores A1 . . . A3 están conectados en cascada. Mientras que A1 tiene una ganancia unidad, A2 y A3 tienen un factor de amplificación de 10. Cada uno de ellos va seguido de una cadena de resistencias similar a la de A1; son R17 . . . R25 y R26 . . . R34 respectivamente. Y, como antes, la señal de las resistencias se aplica a A4. La ganancia depende de la posición en que se encuentren los conmutadores S1, S2 y S3. Como se puede observar en el circuito, las cadenas de resistencias, junto con R35, se encuentran en el bucle de realimentación negativa de A4.
El resultado es un amplificador sumador con un factor de amplificación entre 0 y 999.
La resistencia total de cada cadena de resistencias es de 100 K.
Si, por ejemplo, los tres conmutadores estuvieran en su posición 1, la ganancia total sería:
R35/R8 + . . . + R16 = 1
más 10 R35/R17 + . . . + R25 = 10
(ganancia en A2)
más 100 R35/R26 + . . . + R34 = 100
(ganancia en A2 + A3)
Total = 1 + 10 + 100 = 111.
Los valores no estándar de las resistencias de las cadenas se pueden obtener con la ayuda de otro de nuestros «circuitos del verano»: el «PARSER».





para puristas

El principio de la estereofonía reposa en una simetría perfecta de los dos canales de reproducción. Una señal monofónica aplicada a la entrada, debe atravesar la cadena de un extremo a otro, sin ser amplificada ni atenuada más en un canal que en el otro. No es extraño que esto cree dificultades de tipo mecánico, aunque a primera vista no lo parezca. Nos encontramos con que los potenciómetros estereofónicos, utilizados para el calibrado del volumen, no son siempre perfectamente simétricos. La diferencia de amplitud resultante de esta asimetría puede ser compensada con la ayuda del potenciómetro de balance. El calibrado debe hacerse con bases objetivas (medida) y no subjetivas (oído); esto es lo que permite el indicador aquí descrito. Las entradas del circuito deben estar unidas a las salidas HP del amplificador de potencia, al cual se le aplica la misma señal, preferentemente senoidal (generador de funciones), en los canales izquierdo y derecho. Si la aguja del galvanómetro M1 queda perfectamente inmóvil en su posición de reposo central (1), el calibrado de balance es perfecto. Toda desviación indica una asimetría que conviene corregir con el potenciómetro de balance, consiguiendo que la aguja se estabilice en su posición central. Ante todo habrá que regular P1 de forma que mientras la señal no esté aplicada más que a un solo canal a plena potencia, la desviación de la aguja sea máxima.

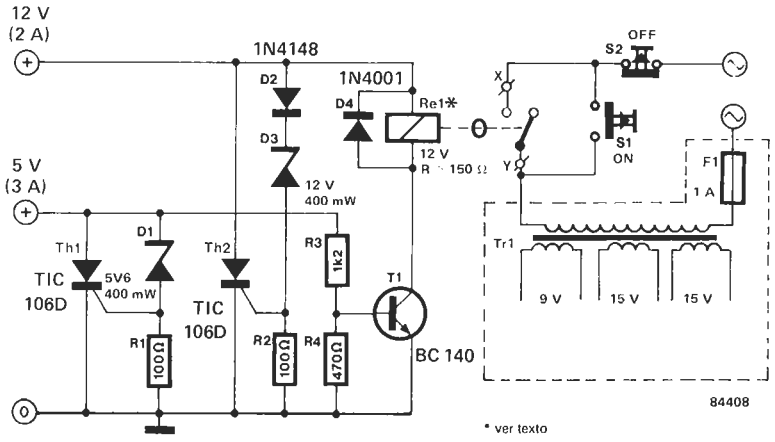




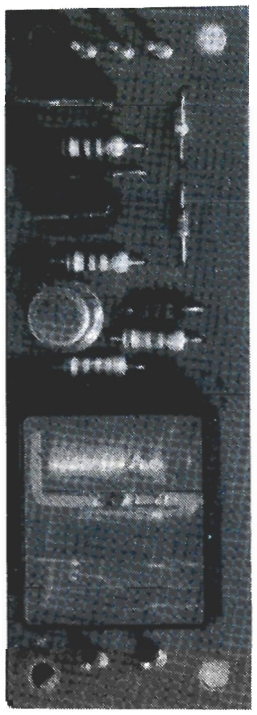
para microordenadores

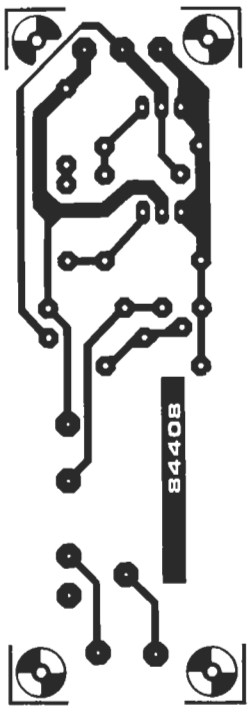
Sobretensiones y cortocircuitos no tienen por qué ser ya un peligro para su microcomputador.
Un fallo en la tensión de alimentación de una línea de 5 V y/o de 12 V puede tener dos causas: la alimentación es o demasiado elevada, o demasiado baja. Si la tensión baja, las consecuencias están generalmente limitadas a las memorias RAM, que se borrarán o perderán parte de la información. Un fallo por sobretensión, debida a un modesto regulador de tensión, por ejemplo, puede ser mucho más serio. La probabilidad que existe de que todos los transistores (de 40.000 a 100.000) sobrevivan es muy remota. Esta es una razón más que suficiente para encontrarle un sitio en el microordenador a nuestro circuito protector de alimentación. Este pequeño ángel de la guarda desconecta la fuente de alimentación del ordenador de la red cuando su salida se hace demasiado grande o si detecta un cortocircuito. Si, por ejemplo, la tensión en la rama de 5 V aumenta por alguna razón, empezará a conducir el zener D1 (para tensiones superiores a 5,6 V). Esto hace que el tiristor Th1 empiece a conducir, con lo cual cortocircuitará la línea de 5 V a masa. (Es esencial, por esta razón, que la fuente del ordenador posea limitación de corriente o un fusible rápido.) El cortocircuito hace que el transistor T1 se corte, con el resultado de desexcitar el relé Re1 e interrumpir la alimentación de red. La línea de 12 V está protegida con el mismo principio. Esta vez actúan D2, D3 y Th2. Cuando la tensión de esta línea supera los 12,7 V, empieza a conducir el tiristor Th2, con lo cual cortocircuita los 12 V a masa. La alimentación de la base del transistor T1 se anula de nuevo, por lo cual vuelve a desexcitarse el relé.
Si, por cualquier causa, existe un cortocircuito en el ordenador, el efecto es el mismo con la salvedad de que ahora no es nuestro circuito el que tiene que proporcionar el corto a masa, sino el propio ordenador.
Cuando se haya encontrado la falta, puede volverse a aplicar la tensión de red pulsando el botón S1.
Se ha previsto el circuito de un pulsador de apagado, S2, que puede ser muy interesante para el ZX Spectrum, ya que este ordenador no dispone de interruptor «on/off».
El circuito puede montarse en

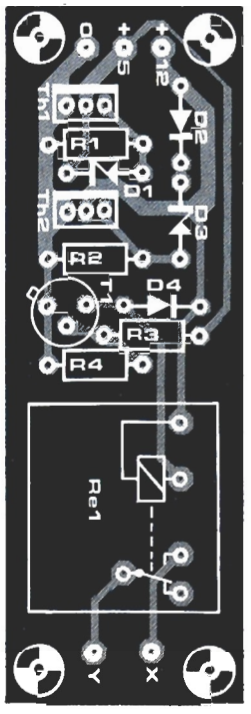
1



2







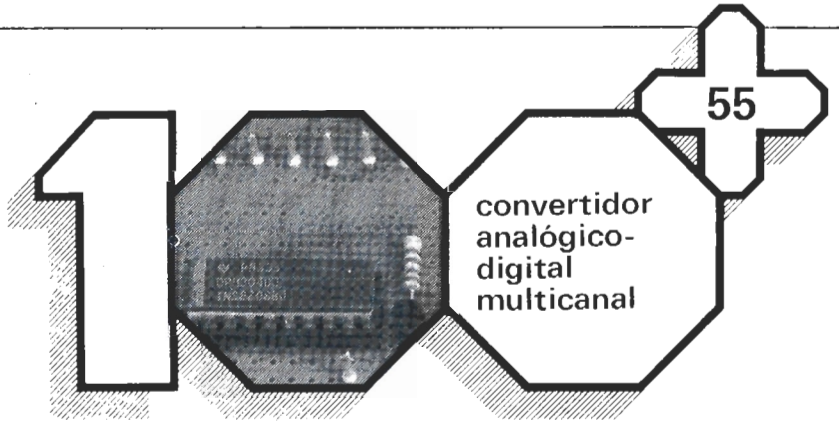
Lista de componentes

Resistencias:
R1, R2 = 100 Ω
R3 = 1k2
R4 = 470 Ω

Semiconductores:
D1 = 5V6 400 mW zener
D2 = 1N4148
D3 = 12 V 400 mW zener
D4 = 1N4001
T1 = BC 140
Th1, Th2 = TIC 106 D

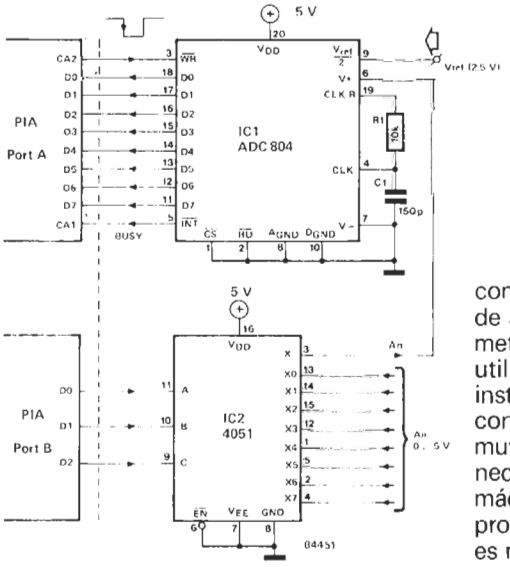
Otros:
F1 = fusible lento, 1 A
Re1 = relé 12 V, *ejemplo: Maplin HY 20 W*
S1 = pulsador de encendido
S2 = pulsador de apagado

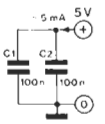
la placa de circuito impreso que proponemos. Está especialmente pensado para utilizarse con la fuente de alimentación para ordenadores publicada en esta misma revista, y puede acoplarse directamente a las líneas de 5 V y 12 V. Si piensa utilizar este circuito en algún ordenador que no tenga alimentación a 12 V, puede eliminar toda la parte dedicada a esta tensión. El relé deberá ser de 5 V y habrá de conectarlo a la línea de 5 V.

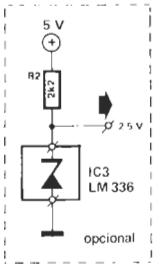


para control por ordenador

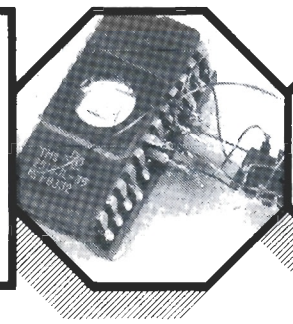
El uso de un sistema basado en microprocesador para el control por ordenador, se hace necesario a menudo para tratar un gran número de señales analógicas. Si exigimos un cierto grado de exactitud a estas señales, necesitaremos disponer de algunos convertidores A/D. Y éstos no son lo que se dice baratos...
El circuito que se ofrece aquí presenta la posibilidad de conectar ocho señales analógicas al multiplexor CD 4051. Las entradas de selección de canal A, B y C seleccionan la señal tratada en cada momento: si A, B y C toman los valores ØØØ respectivamente, seleccionamos el canal ANØ; si ØØ1, el canal AN1; si Ø1Ø, el AN2; y así sucesivamente. La señal analógica seleccionada —que debe estar comprendida entre 0 y 5 V— pasa directamente a la salida (pin 3) del CD 4051. Las entradas de selección de canal deben ser controladas, por ejemplo, por las tres líneas del puerto B de un interface adaptador de periféricos (PIA).
La actual conversión A/D, la lleva a cabo un integrado CMOS del tipo ADC 804, el cual transforma la señal analógica en un dato de ocho bits en 100 µs. Para el funcionamiento del reloj interno, se necesita una red RC externa (pines 4 y 19). El pin 9 necesita una tensión de referencia que debe ser exactamente la mitad del rango de medida.
El proceso de conversión comienza con el flanco anterior de la señal que llega al pin 3 ($\overline{WR}$). En el flanco posterior, el pin 5 adquiere una tensión de 5 V. Después de 100 µs, el pin tiene 0 V y el dato de ocho bits está disponible a la entrada del puerto A (DØ. . . D7). Como hay 256 posibles combinaciones, y el rango de medida es de 5 V, cada paso tiene un «ancho» de 19 mV.
El circuito se puede utilizar con prácticamente cualquier sistema basado en microprocesador que tenga un puerto disponible (PIA 6520-21; PIA 6820-21; VIA 6520; VIA 6522; Z80-PIO; 8255; etc.). La programación depende de las necesidades. Para operaciones relativamente lentas, como el control de calor, sistemas de alarma, estaciones meteorológicas y similares, se puede utilizar el BASIC con las instrucciones PEEK y POKE. Con controles «on-line» o en procesos muy rápidos, normalmente será necesario programar en código máquina, pues la velocidad de procesamiento de las instrucciones es mucho mayor.







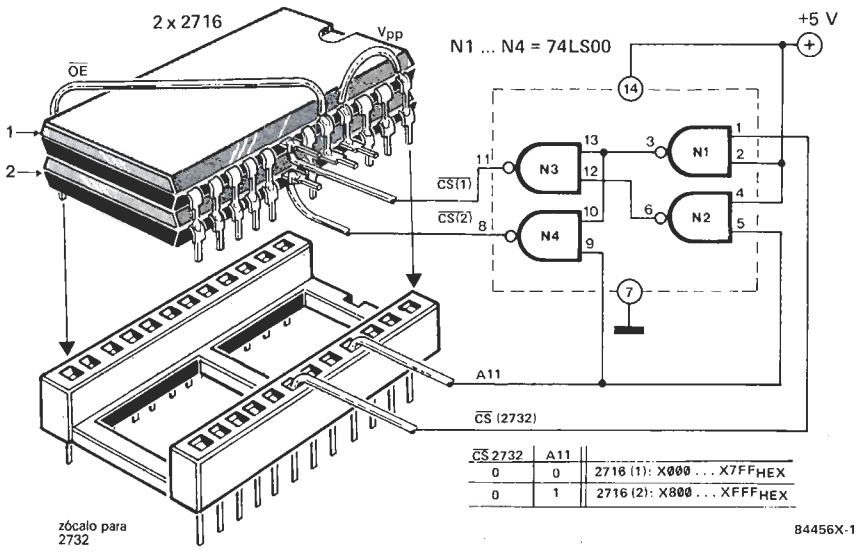
100 56



2×2716=2732

4096 bytes en dos EPROMs

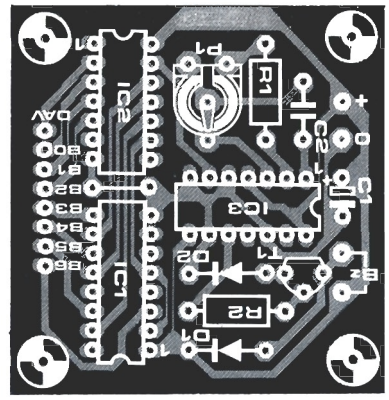
Casi todo aficionado a los montajes de microordenadores, tarde o temprano, experimenta una acumulación sistemática de determinados componentes de uso común, como la EPROM 2716, una memoria tan utilizada que no será difícil que tengamos por ahí alguna a mano. A pesar de su popularidad, la técnica avanza inexorablemente y ya existen memorias que ofrecen el doble de capacidad (2732 = 4096 × 8 bits), pero esto no significa que haya que tirar todas las 2716 que estén en nuestro poder. Nosotros pensamos que sería interesante conseguir 4 K de memoria a partir de dos 2716s, y como ello es posible, aquí presentamos la solución.
Todas las líneas previstas para una 2732 son usadas directamente por la pareja de 2716s, a excepción de A11, $\overline{CS}$ y V_{pp}. Cada pin de la 2716 es común a ambos integrados, excepto, claro está, $\overline{CS}$. Las señales de validación para este pin pueden obtenerse, tal como se ve en la figura, de las puertas NAND contenidas en un 74LS00. Cuando A11 presente un nivel lógico bajo, una de las EPROMs, la 2716 (1), es direccionada como si fuera el primer bloque de 2 K de la 2732. Se accede a la segunda EPROM, la 2716 (2), cuando se direcciona el segundo bloque de 2 K, al presentar A11 un nivel lógico alto.
No olvide aplicar los niveles lógicos apropiados en las entradas $\overline{OE}$ y V_{pp}, esto es, pin 21 conectado a +5 V y pin 20 a masa.
El proceso de construcción e instalación debe ser especialmente cuidadoso, procurando ocasionar las mínimas perturbaciones posibles en la tarjeta de circuito impreso.



100 57



click para el Elekterminal



un eficaz «toque» de atención

Una de las grandes ventajas de un ordenador es que, independientemente de lo que le pidamos, siempre lo hace sin protestar, ¡y siempre se queda silencioso! De vez en cuando, sin embargo, puede ser interesante que el ordenador haga algún tipo de ruido para llamar la atención al usuario. En el Basic KB-9, o en el ASCII del Junior, el carácter Ø7 es un «end of file» (final de fichero) y viene representado por el símbolo «BELL» (control + G en el teclado).

Lista de componentes

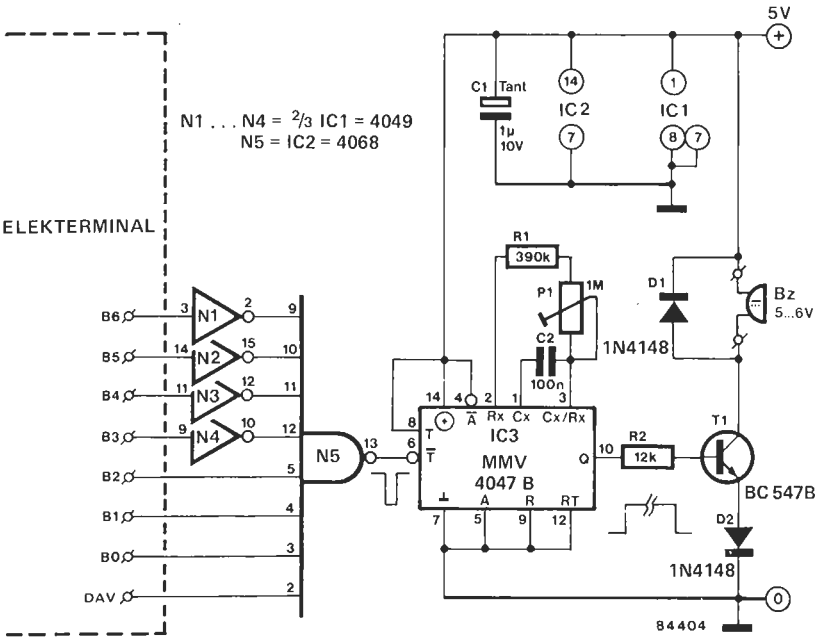
Resistencias:
R1 = 390 k
R2 = 12 k
P1 = pot. ajustable 1 M

Condensadores:
C1 = 1 µ/10 V Ta
C2 = 100 n

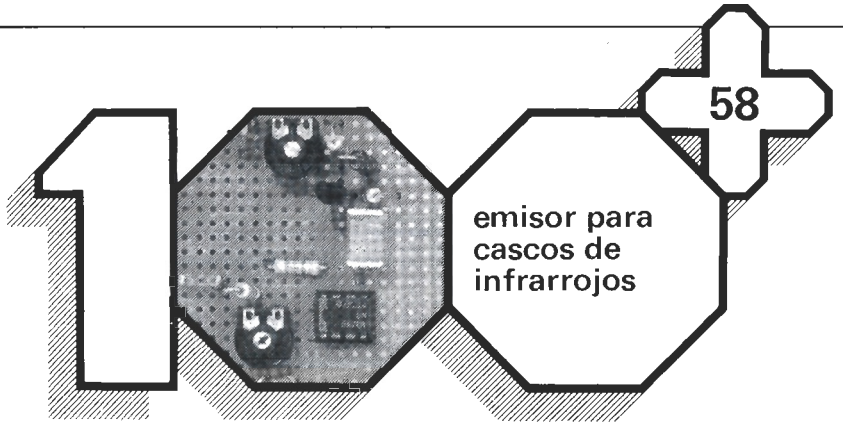
Semiconductores:
D1, D2 = 1N4148
T1 = BC 547B
IC1 = 4049
IC2 = 4068
IC3 = 4047B

Varios:
Bz = zumbador d.c. 5...6 V

El Junior ampliado no contiene esta señal, pero puede utilizarla si se conecta el circuito que presentamos. El esquema confirma lo sencillo que resulta el hardware del circuito ideado para producir la indicación sonora (BELL). Cuando aparece el carácter Ø7 en ASCII (que corresponde al 0000 0111 en binario) en el bus de datos B0. . . B6 de la UART del Elekterminal, la línea DAV está en estado alto (dato disponible: patilla 19 del UART), la salida de la puerta NAND (N5) adquiere un nivel lógico bajo. Esta salida va conectada a la entrada TRIGGER del multivibrador monoestable IC3. La amplitud del impulso obtenido a la salida depende de los componentes exteriores conectados entre las patillas 1, 2 y 3. Con el potenciómetro P1 puede variarse esta amplitud. La salida Q se pondrá durante un cierto tiempo a nivel alto, con lo cual comenzará a conducir el transistor T1, excitando el zumbador (Bz). El consumo de corriente es inferior a 20 mA.
La placa de circuito impreso para este circuito es muy pequeña, como podía suponerse. Lógicamente, esto



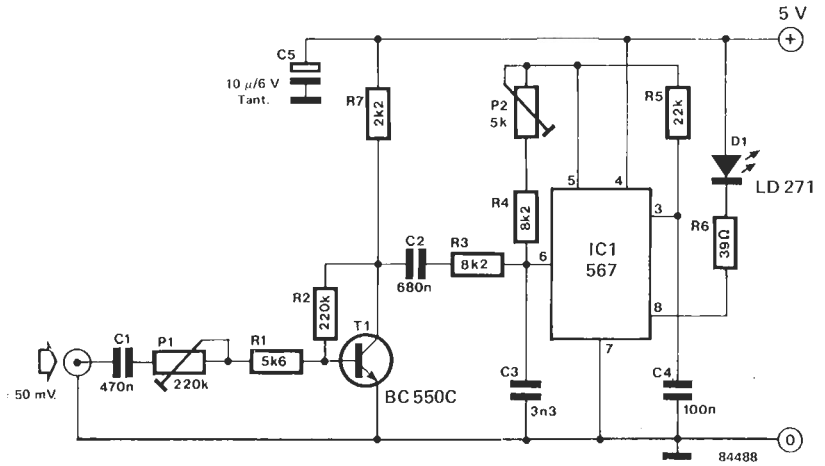
es una ventaja a la hora de instalar el circuito en la caja de cualquier Elekterminal. El montaje no tiene mayor dificultad. Conviene añadir que en el caso de que el sonido producido sea demasiado bajo, puede sustituirse D2 por un puente. El software de este circuito es aún más sencillo que el hard. Basta escribir: PRINT CHR $(7).

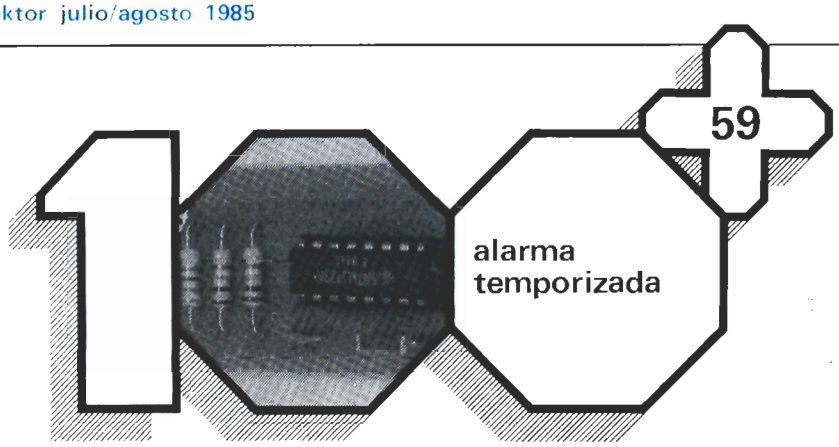


utilizable para otras señales de audio

En combinación con el receptor descrito en este mismo número de Elektor, este circuito permite obtener el casco de escucha de infrarrojos (IR) más sencillo que se pueda imaginar. Utiliza un sistema de modulación por anchura de impulso (MIA) que, a pesar de no ser idóneo para aplicaciones críticas de alta fidelidad, proporciona una calidad razonable y tiene un «radio de acción» admisible.
Nuestro emisor está basado en un circuito integrado decodificador de sonido, denominado LM 567. La disposición utilizada no es habitual, o «algo especial», pero las pruebas efectuadas nos han demostrado que su combinación de VCO y etapa de control de conmutación interna permite esperar una linealidad mucho mejor que la que se podría conseguir con un circuito basado en el clásico 555, por ejemplo.
Hablemos algo ahora sobre el funcionamiento del circuito.

Simplificando un poco, se puede decir que la señal de audio (nivel superior o igual a 50 mV pico a pico) se amplifica por el transistor T1 y sirve para modular IC1. El pin 6 del 567 es la entrada de disparo, de modo que la señal de audio se superponga a una señal triangular de alta frecuencia (de unos 50 KHz). Esto hace que la señal de salida rectangular sea modulada en anchura de impulso. El resto del circuito integrado se emplea como buffer, por lo que el 567 puede excitar directamente un diodo LED D1 (con una corriente máxima de unos 100 mA) sin necesitar la ayuda de componentes externos. La frecuencia de transmisión puede ajustarse entre 25 y 40 KHz por medio del potenciómetro P2.

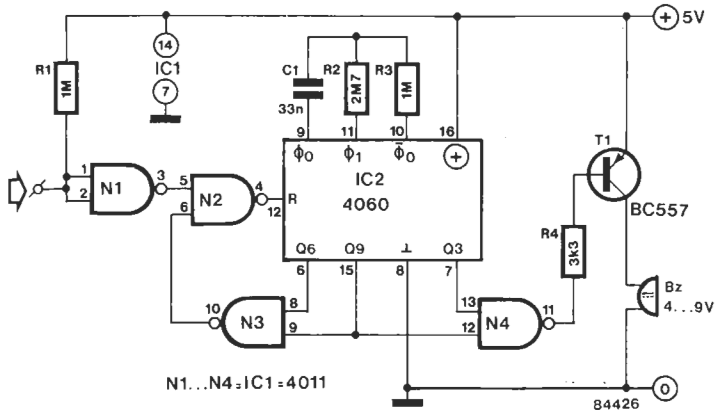




... para el hogar y el jardín

Una señal periódica de alarma tiene muchas aplicaciones en nuestra vida cotidiana: indicadores en los coches, apagado de luces, indicadores de nivel de líquidos, indicadores de nivel de líquidos, indicadores de límites en general, avisador acústico..., son sólo algunas de ellas.
El circuito comienza a operar en el momento en que aparece un «0» lógico a su entrada; después de aproximadamente 30 segundos el zumbador suena cuatro veces en intervalos de un segundo. Esto sucede cada 30 segundos hasta que a la entrada aparezca un nivel alto.
El circuito está basado en el integrado CMOS 4060, de 14 pines, que contiene un contador binario y un oscilador. La frecuencia del oscilador, f, viene determinada por la expresión:

$$f = \frac{1}{2{,}2 \times R3 \times C1}$$

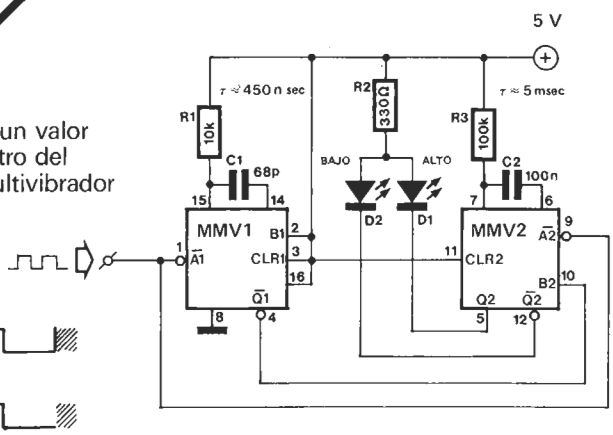


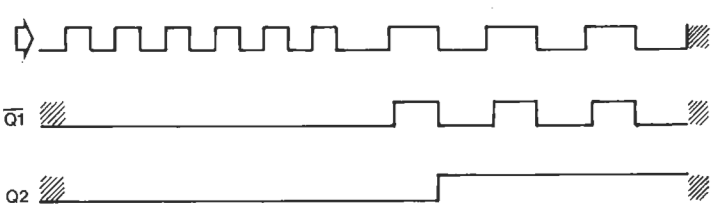
donde f está expresada en hertzios, R3 en ohmios y C1 en faradios.
El oscilador está internamente conectado a la entrada de reloj del contador. Tan pronto como la entrada de reset (pin 12) adquiere un nivel bajo, el contador se activa.
En principio, las salidas Q3, Q6 y Q9 están a «0» lógico, ya que el pin 12 recibe un nivel bajo cuando la entrada de N1 es «0». Después de 30 segundos la salida Q9 se hace «1». La señal de 1 Hz en Q4 se aplica entonces a la base del transistor T1; así, éste conecta y desconecta el zumbador con la misma frecuencia. Cuatro segundos más tarde es la salida Q6 (pin 6) la que también se hace «1». Como las dos entradas de la puerta NAND tienen ahora un nivel alto, su salida es un «0», el cual asegura que la entrada de reset (pin 12) de IC2, pase rápidamente a nivel alto. Así el contador pone todas las salidas a «0».
Si en la entrada del circuito permanece aún el «0» lógico, el proceso comienza de nuevo. Si no, la alarma cesa.



frecuencímetro de 1 bit

Esta vez no se trata de un frecuencímetro normal y corriente. Nuestro circuito proporciona una indicación visual de si la frecuencia de un tren de impulsos en la entrada es superior o inferior a un valor predeterminado. El centro del circuito es un doble multivibrador monoestable (MMV), redisparable (circuito integrado del tipo 74LS123) y con entrada Clear. El diseño encuentra fácil aplicación en sistemas de microordenadores que utilicen más de un reloj, por ejemplo un TRS80, dotado de la modificación de aumento de la frecuencia de reloj.

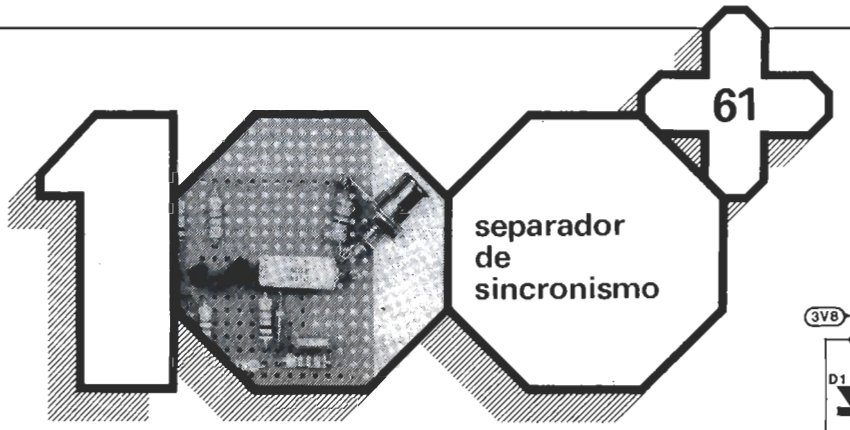




MMV1,MMV2 = IC1 = 74LS123

84454-1

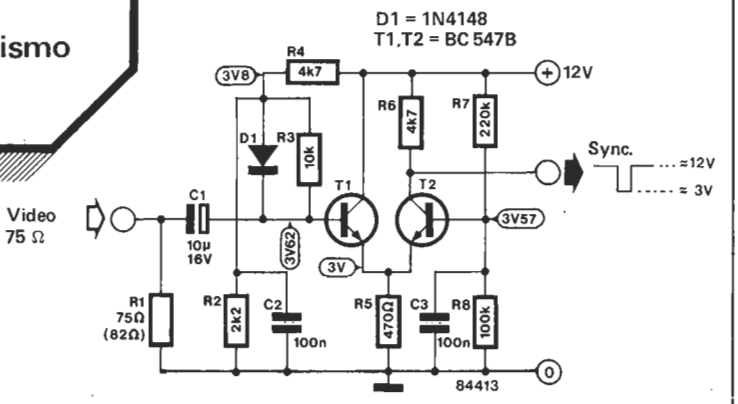
La frecuencia de referencia, f_r, viene determinada por la constante de tiempo R1/C1, que con los valores indicados en el esquema es de unos 0,45 µs, lo que da una frecuencia f_r igual a 2,2 MHz. Cuando la frecuencia de la señal de entrada, f_i, aplicada a la entrada $\overline{A1}$ de MMV1 es inferior a f_r, la salida $\overline{Q1}$ es capaz de seguir la señal de entrada. La entrada B2 del MMV2 pasa al estado lógico alto en el flanco de subida del impulso de disparo, de modo que MMV2 acepta el flanco de bajada de este último en la entrada $\overline{A2}$. La salida $\overline{Q2}$ pasa luego a nivel lógico bajo, lo que hace que se ilumine el LED indicador de frecuencia «baja».
Cuando f_i es superior a f_r, MMV1 se redispara antes de que haya transcurrido su período de impulso interno. Esto hace que la salida $\overline{Q1}$ de MMV1 y la entrada B2 de MMV2 se mantengan a nivel lógico bajo. En este caso se iluminará el LED indicador de frecuencia «alta».
Un impulso de error de unos 5 ms, aparece en MMV2 cuando se activa el circuito, lo que se indica por el encendido de D2. Este impulso de «reacción» es necesario para proporcionar al menos un impulso de puesta en marcha al reloj del circuito.



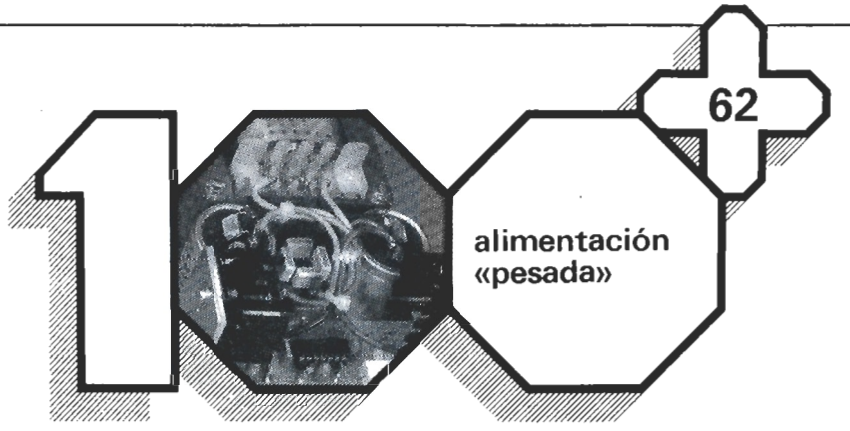
61 separador de sincronismo

señal de vídeo + separador síncrono = señal de sincronización

Este sencillo circuito es capaz de separar la sección de sincronización del resto de la señal de vídeo. Si se aplica a su entrada una señal de vídeo de al menos 0,5 V_{pp}, el circuito genera una señal de sincronismo más que respetable (9 V_{pp}), lo cual resulta francamente útil para el circuito de efectos de vídeo (conversor A/D rápido) descrito en esta misma revista.
El circuito está basado en un comparador formado por dos transistores. La entrada inversora del comparador (base de T2) se conecta a una tensión continua fija. Cuando la señal de vídeo en la entrada no inversora (base de T1) baja de la tensión aplicada a la base de T2 (alrededor de 3,6 V), se cortará el transistor T1 y empezará a conducir T2. Si se aplica una señal de vídeo a la entrada, la tensión en la base de T1 será ligeramente superior a la del transistor T2. Además, la base de T1 está provista de un diodo, que sólo permitirá pequeñas variaciones en sentido negativo (alrededor de 0,4 V). El resultado de esto es que la señal presente en la base de T1 nunca bajará de 3,2 V. Esta limitación de valores de tensión bajos implica que sólo una parte de la señal de entrada (supuesto que es mayor que el valor mínimo) afectará a la señal de salida.



Para tensiones positivas, T1 conducirá sin problemas y T2 se mantendrá cortado, por lo cual la tensión de salida se mantendrá cerca de los 12 V. En el momento de la sincronización, sin embargo, se cortará T1, por lo cual la señal de sincronismo aparecerá amplificada a la salida.
El consumo de corriente de este circuito es tan sólo de algunos miliamperios.

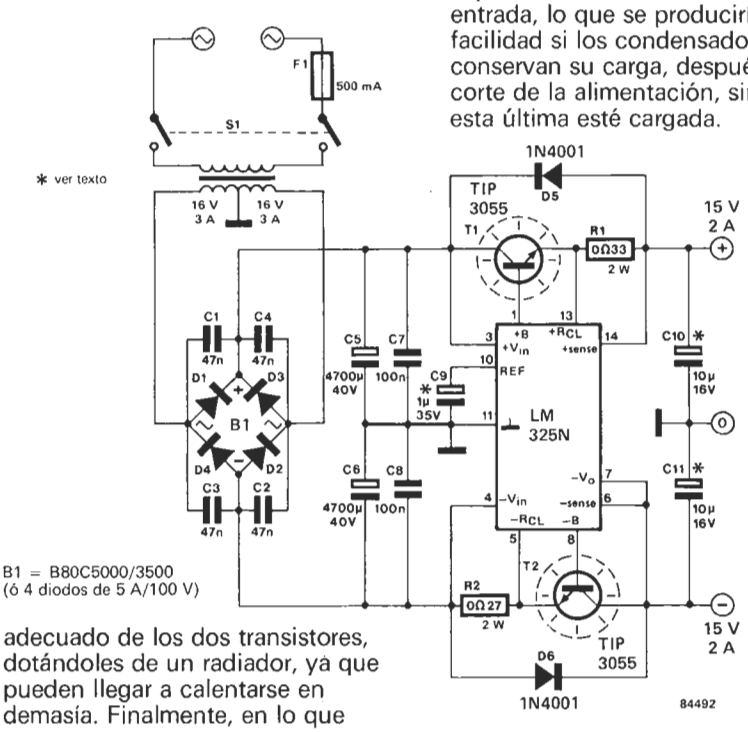


62 alimentación «pesada»

para amplificadores operacionales ±15 voltios a 2 amperios

A menudo necesitamos una alimentación de alta potencia para circuitos con un importante número de amplificadores operacionales o de otros circuitos integrados lineales (para mesas de mezcla o sintetizadores, por ejemplo). Conseguir esta alimentación con una tensión de salida ajustable, limitación en corriente regulable u otras funciones especiales, aumentaría inútilmente el coste y la complejidad. Por este motivo proponemos este montaje que «sólo» hace lo que su nombre indica: alimentar, pero, eso sí, lo hace perfectamente. ¡Y esto no es poco!
Este circuito está basado en un regulador de tensión integrado del tipo LM325, que tiene como característica principal proporcionar una tensión simétrica fija (de ±15 V). En realidad, se trata de un doble regulador de tensión, cuya primera sección proporciona la tensión de salida positiva, y la segunda, la tensión negativa. Para una aplicación «normal» (o mejor dicho, estándar), las patillas «B» (Boost), «R_{CL}» ($R_{current\ limit}$)

y «Sense» se conectan juntas en los reguladores positivo y negativo.
La corriente de salida está entonces limitada por el circuito integrado a 100 mA, lo que está bastante lejos de la potencia alta que habíamos previsto.
Sin embargo, aún no está perdido todo, puesto que dos transistores externos pueden excitarse por las salidas B y, de este modo, compensar la baja limitación de corriente del circuito integrado. La limitación de corriente real viene determinada por las resistencias R1 y R2, que protegen a ambos transistores y al circuito integrado. Tan pronto como la tensión a través de las resistencias limitadoras de corriente sobrepasa un determinado valor (0,7 V para el regulador positivo y 0,6 V para el negativo, a una temperatura de 25 °C), entrará en juego la limitación de corriente. Tal circunstancia se produce a una corriente de unos 2 A, con los valores dados de las resistencias.
La finalidad de los condensadores de 10 µF instalados a las salidas es evitar que oscile el circuito. Por ello, C10 y C11 deben situarse tan cerca como sea posible del circuito integrado. Estos dos condensadores deben ser de tántalo, al igual que C9. Es preciso asegurar un enfriamiento adecuado de los dos transistores, dotándoles de un radiador, ya que pueden llegar a calentarse en demasía. Finalmente, en lo que respecta a la función de los diodos D5 y D6, están destinados a impedir que la tensión de salida sea superior a la tensión existente a la entrada, lo que se produciría con facilidad si los condensadores conservan su carga, después del corte de la alimentación, sin que esta última esté cargada.

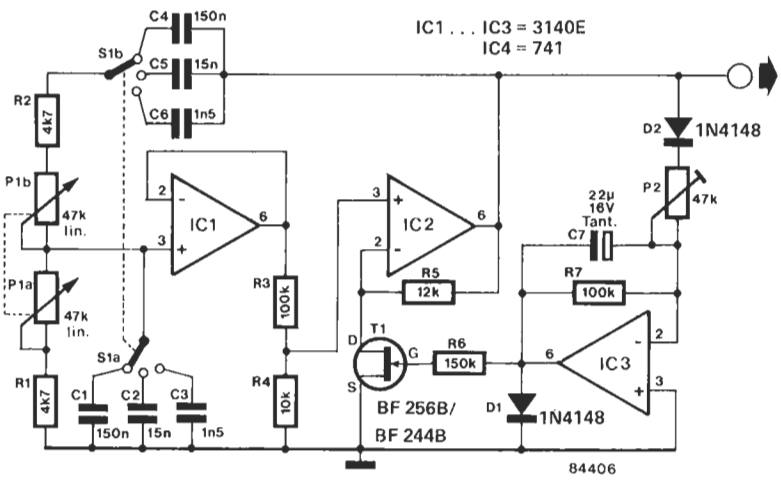


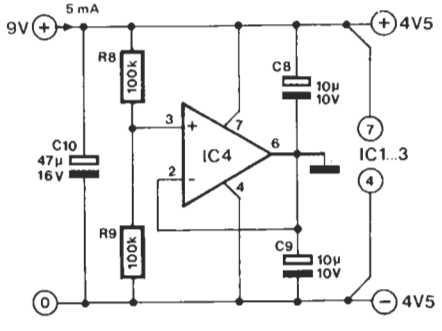
B1 = B80C5000/3500
(ó 4 diodos de 5 A/100 V)



con gran estabilidad

El oscilador en puente de Wien es un circuito utilizado frecuentemente, lo cual no es una sorpresa si se considera que tiene poca distorsión y que su frecuencia de resonancia puede ajustarse fácilmente. Esta frecuencia de resonancia depende de un par de resistencias (cada una de ellas igual a R) y un par de condensadores (cada uno de ellos igual a C), quedando definida por la fórmula: $f = 1/2\pi RC$. En el circuito de la figura, R es R1 + P1a (o R2 + P1b) y C es C1, C2 o C3 (o C4, C5 o C6). El oscilador propiamente dicho está formado por estos componentes junto con IC1, IC2 y sus componentes asociados. Una parte de la señal de salida de IC2 se introduce en el atenuador regulable construido en torno a IC3 y T1. Este FET, utilizado en el circuito como resistencia variable, forma parte del bucle de realimentación de IC2. La ganancia de este amplificador operacional, por lo tanto, depende de la tensión, y puede modificarse variando la tensión de control de T1, mediante P2. Este potenciómetro debe ajustarse para que el circuito oscile establemente. El margen de frecuencias del oscilador, con los componentes empleados en este circuito, se extiende desde 20 Hz hasta 22,5 KHz, con una distorsión no mayor del 2% aproximadamente.

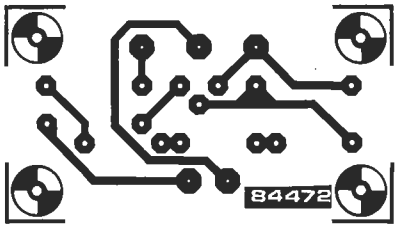


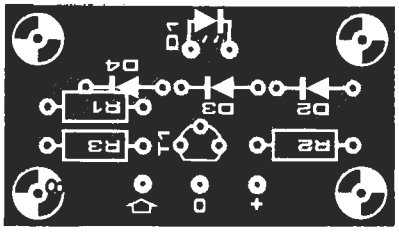


100 64 interface de infrarrojos para µP

transmita información en serie a su ordenador... ¡sin cables!

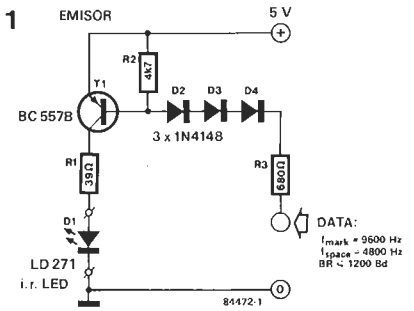
En general, las conexiones normales entre el ordenador y sus periféricos son muy efectivas, pero difícilmente podrían ser consideradas como decorativas. Un clable que «transporta» la información en serie puede ser sustituido por este interface de infrarrojos. El diseño no puede ser más sencillo: un simple transmisor y un receptor, construidos en torno a dos circuitos integrados.
Como muestra la figura 1, el transmisor utiliza el conocido transistor BC 557 B, para activar el LED de infrarrojos. El transistor es a su vez controlado por el microprocesador, de modo que se necesita un pequeño programa para que el ordenador genere las señales que necesita el transmisor.
Las frecuencias que se utilizan son 4.800 y 9.600 Hz, y la máxima cuota de baudios a estas frecuencias es de 1.200 baudios.





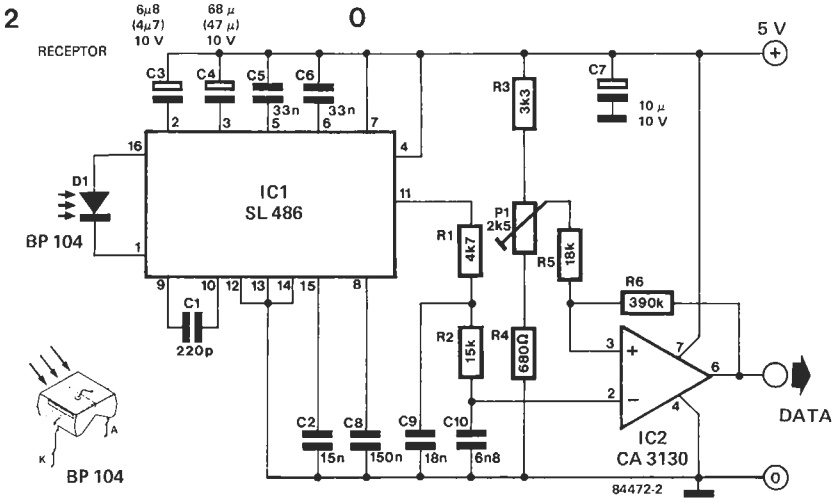
El receptor, ilustrado en la figura 2, utiliza un circuito integrado (el SL 486) especialmente desarrollado para aplicaciones de infrarrojos. Este integrado contiene varias etapas amplificadoras, un alargador de impulsos (en anchura) y un regulador de tensión. El diodo receptor D1 se conecta directamente a este integrado. El pulso de salida (alargado) pasa al filtro paso bajo formado por R1, R2, C9 y C10, y de aquí, se aplica al disparador de Schmitt IC2. El dato decodificado está disponible entonces en la salida de este chip.
A la hora de colocar los componentes sobre las placas de

1



circuito impreso de la figura 3 es importante recordar que la conexión del diodo receptor a la placa debe ser lo más corta posible.
Los 5 voltios de alimentación de ambos circuitos se pueden obtener del ordenador o de algún periférico.
El único ajuste que se necesita se calibra con P1, el cual se debe fijar de modo que el dato sea recibido sin errores.

2



Lista de componentes

– Transmisor

Resistencias:

R1 = 39 Ω
R2 = 4k7
R3 = 680 Ω

Semiconductores:

D1 = LED infrarrojo, p. ej. LD 271
D2 . . . D4 = 1N4148
T1 = BC 557B

Varios:

PCB 84472-1 (emisor)

Lista de componentes

– Receptor

Resistencias:

R1 = 4k7
R2 = 15k
R3 = 3k3
R4 = 680 Ω
R5 = 18 k
R6 = 390 k
P1 = 2k5 ajustable

Condensadores:

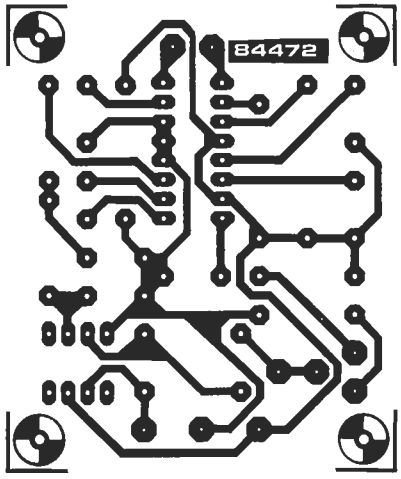
C1 = 220 p
C2 = 15 n
C3 = 6µ8 (4µ7)/10 V
C4 = 68 µ (47 µ)/10 V
C5, C6 = 33 n
C7 = 10 µ/10 V
C8 = 150 n
C9 = 18 n
C10 = 6n8

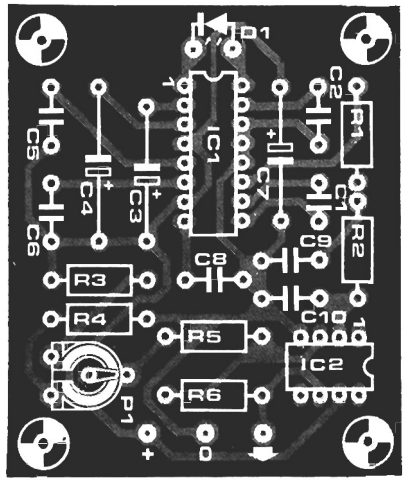
Semiconductores:

D1 = detector de infrarrojos, p. ej. BP 104
IC1 = SL 486
IC2 = CA 3130

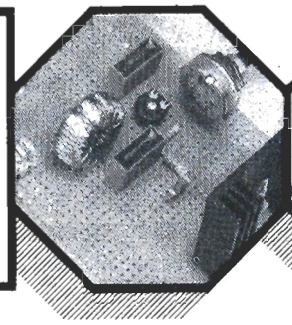
Varios:

PCB 84472-2 (receptor)





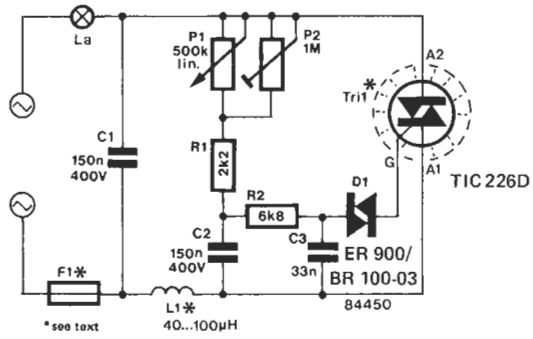
65 regulador de luminosidad de 1 kW



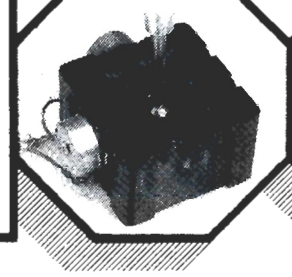
a partir de una fórmula probada

La mayoría de los reguladores de luminosidad existentes en el mercado sólo pueden manejar potencias pequeñas. El límite suele andar por algunos cientos de vatios. Muy rara vez se encuentra alguno que llegue al medio kilovatio.
El sencillo regulador que presentamos permite trabajar hasta hasta con potencias de un kilovatio. Está constituido por un triac, un diac y una red RC, en la cual el tiempo de carga y descarga del condensador C2 puede variarse por medio del potenciómetro P1. El condensador C1 y la bobina L1 actúan como circuito antiparasitario, que elimina los picos de ruido.

El ajuste se realiza mediante el potenciómetro P2 (llevando el cursor de P1 a máxima resistencia) de forma que la bombilla se acabe de extinguir. Si piensa utilizar una bombilla de más de 100 W, deberá proveer al triac de un disipador adecuado (resistencia térmica de 6 °C/W). L1 es un choque de aproximadamente 40 µH.
En el caso de querer llegar al kW, es necesario dimensionar la bobina para permitir un paso de corriente de 5 A y el fusible F1, de 6,3 A.

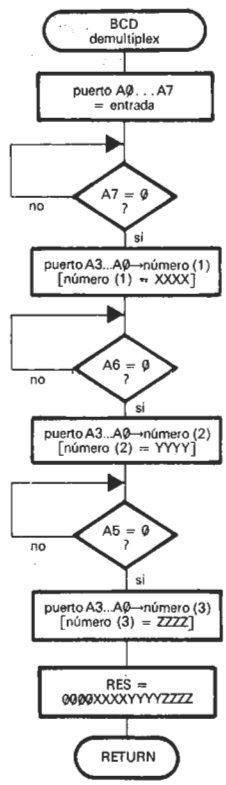


66 interface de joystick

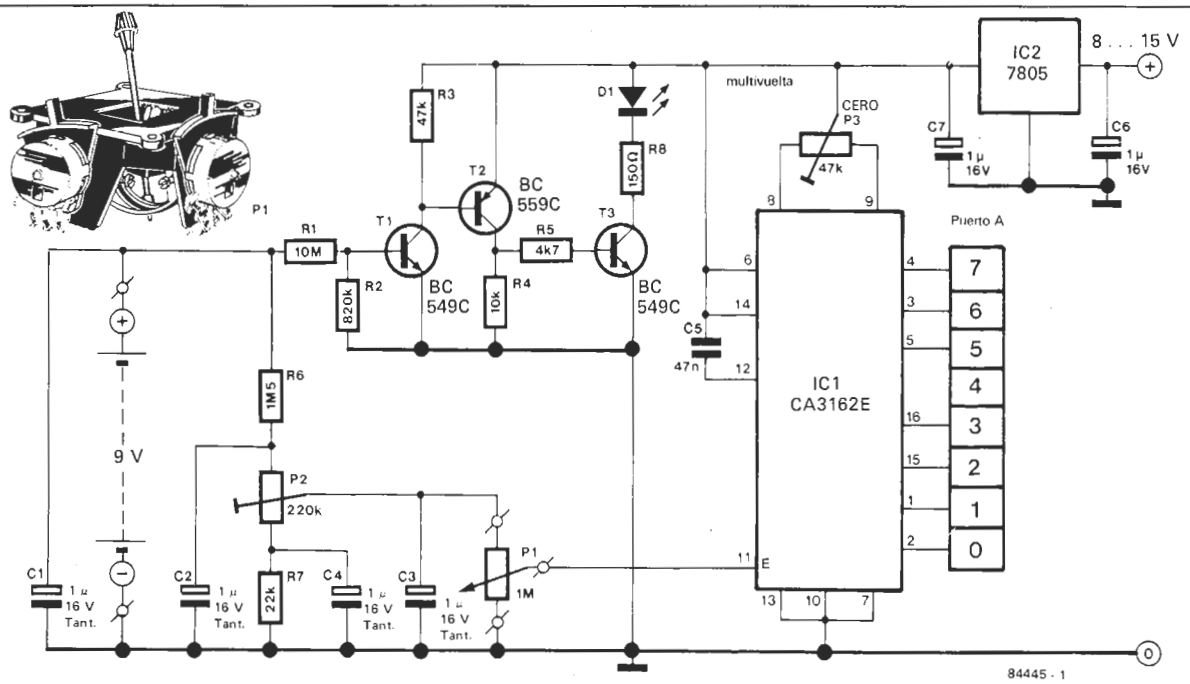


un diseño unidimensional barato

De la misma forma que es muy fácil implementar un control de «todo o nada» (cuatro situaciones identificadas con dos bits, u ocho situaciones con tres bits), es muy difícil realizar un control proporcional que no sea caro.
Cuando un lector nos sugirió que se podría utilizar un conversor analógico-digital, como el 3162, para convertir la tensión del potenciómetro del joystick en una sencilla palabra binaria, advertimos que se trataba de una buena idea.
El integrado utilizado es más que un simple conversor analógico-digital, ya que posee salida BCD multiplexada (4 bits: pines 2, 1, 15 y 16). La información necesaria para la multiplexación es suministrada por los pines 4, 3 y 5, siendo este último el menos significativo.
El software que controla el puerto de entrada debe interpretar esta información. La pauta que debe seguir el programa nos la da el organigrama de la figura.
Aparece un «0» en el puerto A (bits 7, 6 y 5), indicando que el código BCD en los bits 0...3 (que puede ser de 0000 a 1001) corresponde a la parte más significativa (cuatro bits), la siguiente cifra que aparezca será la parte menos significativa.
La posición del potenciómetro P2, que forma parte del divisor de tensión conectado al potenciómetro del joystick P1, determina si la escala de salida va de 0 a 255 (que se puede transmitir como un byte hexadecimal sencillo: FF_{HEX}) o de 0 a 999 (tres dígitos BCD).
La alimentación del circuito se puede realizar a través del microordenador al cual va conectado el joystick, o a través del regulador de tensión IC2 con una tensión de 8 a 15 V. La tensión de referencia aplicada al divisor R6/P2/R7 debe ser tan estable que no debe venir de la misma alimentación del circuito. Por ello se incluye una pequeña pila de 9 V, que será más que suficiente para los pocos microamperios que debe suministrar.
Naturalmente, esta pila se irá agotando con el tiempo, pero hemos incluido en el circuito un LED que nos avisará. Cuando la tensión de la pila cae por debajo de 8 V, T1 se bloquea, llevando inmediatamente al corte a T2 y T3. El LED D1, entonces, se apaga.
Una vez que el puerto de entrada ha



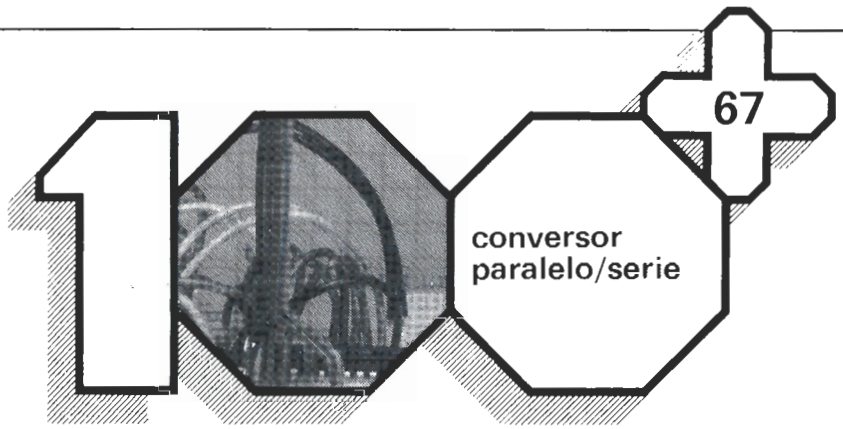
84445-2



sido programado, lo único que queda es calibrar el interface de la siguiente forma:

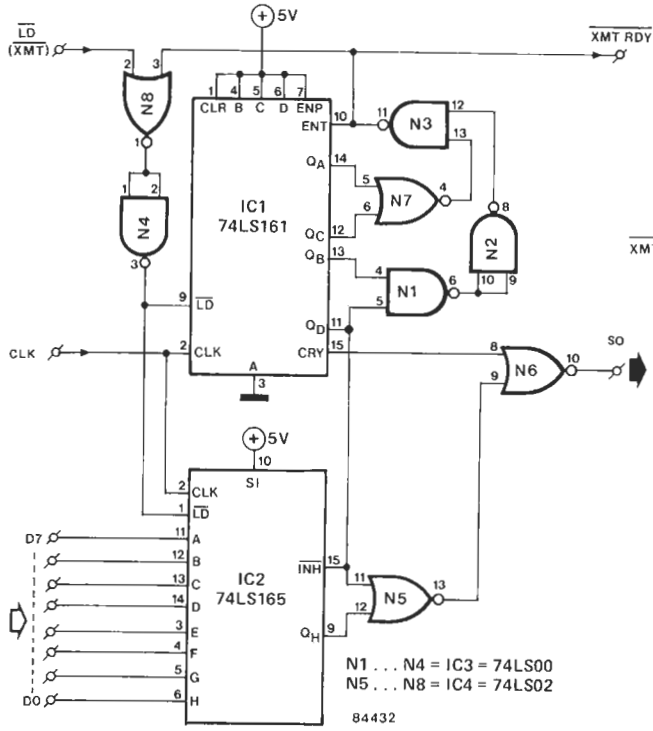
- mover la palanca de P1 completamente hacia masa y ajustar P3 hasta obtener una salida de cero (000 ó 001);
- mover la palanca de P1 tanto como sea posible hacia P2 y entonces ajustar este último potenciómetro hasta conseguir el valor máximo (254 ó 255, o bien, 998 ó 999).

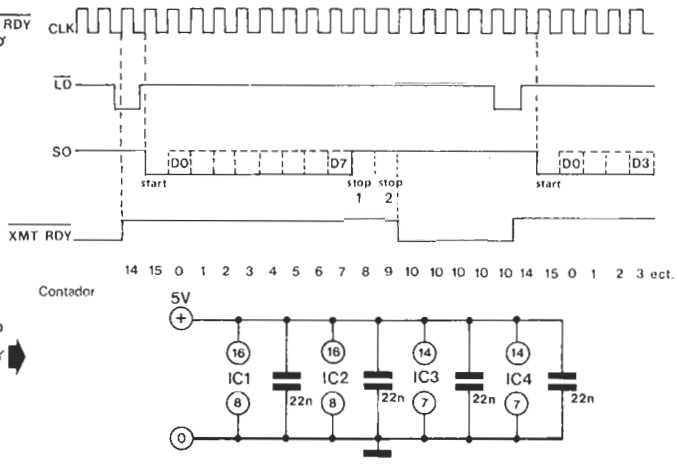
Sin embargo, este ajuste se puede modificar algo para evitar sobrepasar esos límites. Esto se puede hacer fijando el 005, por ejemplo, como límite inferior, y el 250 ó 994 como límite superior. De esta forma no tendrá necesidad de preocuparse por la estabilidad de la tensión de la pila.



adaptador de teclado

Los conversores paralelo/serie poseen una gran variedad de aplicaciones en ordenadores, por ejemplo como circuitos de interface en impresoras con entrada de datos en serie, o como adaptadores de teclado con salida en paralelo, cuando el ordenador dispone de interfaces serie y paralelo, pero ninguno de estos últimos está libre.
El circuito está basado en cuatro integrados de tecnología LSTTL: un contador binario síncrono de 4-bits, IC1; un registro de desplazamiento de 8 bits con carga en paralelo, IC2; cuatro puertas NAND de dos entradas, IC3; y cuatro puertas NOR también de dos entradas, IC4.
Como el circuito no tiene componentes discretos, ni que dependan del tiempo (L ó C), deberá tener en cuenta que el control lo realiza el propio sistema.
En estado de reposo, el contador binario tiene el valor 1Ø1Ø (10 en decimal). Esta condición es codificada por las puertas NAND N1 a N3 y la NOR N7 en una señal de stop para el contador (la salida de N3 = entrada ENABLE, en el pin 10 de IC1 = 0 lógico). La salida de N3 será «1» para cualquier otra combinación de las entradas de N1 y N7.
El registro de desplazamiento es inhibido por el nivel alto en la salida Q_D (pin 11) de IC1. Un nivel bajo de entrada en $\overline{LD}$ ($\overline{XMT}$), activa el proceso de conversión.
El contador se carga entonces al valor 111Ø (14 en decimal), con las entradas B, C y D a nivel alto, y la entrada A a nivel bajo. Al mismo tiempo, el registro desplaza el dato a la salida Q_H (pin 9).
Después de que $\overline{LD}$ se hace «1» de nuevo, el flanco de subida del siguiente pulso de reloj pone el contador en 1111 (15 en decimal). La salida CRY (carry) en el pin 15 del contador se hace «1», lo que provoca que la salida serie, SO, se haga «0» a través de N5 y N6.
Con el siguiente pulso de reloj, el contador se pone a ØØØØ, y esta condición se mantiene durante los siguientes ocho pulsos, hasta alcanzar la configuración Ø111 (7 en decimal); la salida Q_D es «0» durante este tiempo. En este período, IC2 «convierte» el dato en paralelo a dato en serie, secuencialmente, esto es, un bit por cada pulso de reloj.
Al noveno pulso, el contador se pone en 1ØØØØ (8 en decimal) y la salida Q_D se hace «1» otra vez.
Los dos siguientes pulsos de reloj hacen que N5 y N6 pasen los dos bits de stop («1» lógico). La siguiente posición del contador será 1Ø1Ø (10 en decimal) y hará que el conversor vuelva a las condiciones iniciales. La salida será «1», porque el bit de start es 0.
La señal $\overline{XMTRDY}$ es idéntica al nivel de salida de N3 y se aplica simultáneamente a una de las entradas de N8. Esta puerta, junto con N4, forma una función OR.
Como el nivel de $\overline{XMTRDY}$ es «1» es «1» durante la transferencia de datos, los pulsos en $\overline{LD}$ durante ese tiempo no tienen ningún efecto.
El circuito trabaja igualmente bien con la información en 8 bits o en





7 bits más paridad. Si trabajamos únicamente en 7 bits (sin paridad), la entrada D7 debería estar a nivel alto permanentemente: un tercer bit de stop no debe afectar de ningún modo a la mayoría de los sistemas. El consumo de corriente del conversor es del orden de 70 mA aproximadamente.



supresor de ruido estéreo

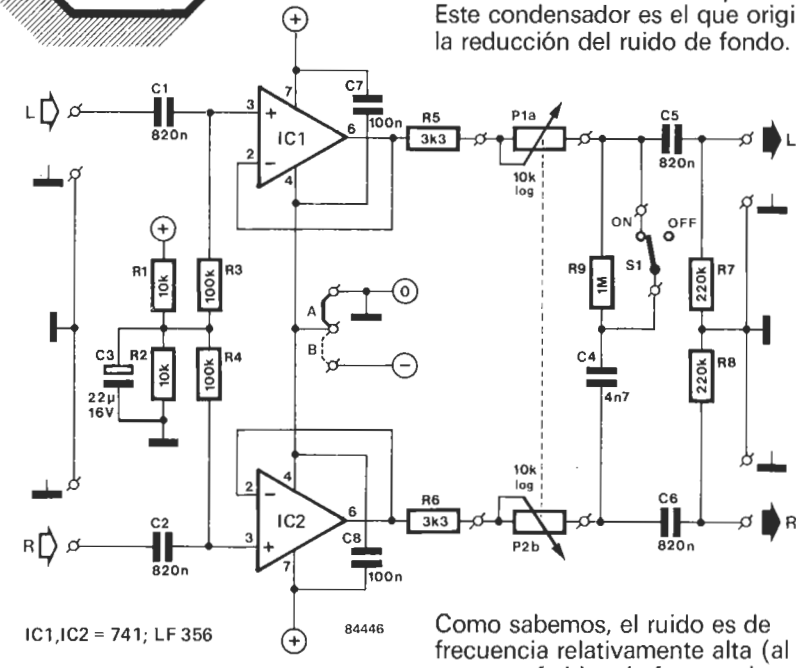
dependiendo de la separación de canales

La recepción de emisoras de FM suele estar acompañada de un ruido de fondo molesto, especialmente en las recepciones estéreo. Si se conmuta el receptor a mono, se podrá observar que la recepción mejora pero, desgraciadamente, se pierde el efecto estéreo. El circuito que presentamos en esta ocasión permite eliminar este desagradable ruido sin afectar prácticamente a la separación de canales. Mediante el potenciómetro P1 puede ajustarse la frecuencia de corte de este reductor de ruido, de forma que se obtenga el mejor compromiso entre ruido y efecto estéreo. El circuito se inserta simplemente entre el receptor de FM y el amplificador.

Las entradas y salidas del supresor de ruidos están aisladas mediante los condensadores de desacoplo C1, C2, C5 y C6. La impedancia de entrada viene definida por el valor resistivo de R3 y R4 (100 K). Estas resistencias sirven también para polarizar en continua la entrada de los operacionales IC1 e IC2.

La tensión de polarización se ha fijado a la mitad de la tensión de aplimentación, mediante el divisor formado por R1/R2.

El condensador C3 desacopla la componente alterna. Los amplificadores operacionales están, a su vez, dispuestos como adaptadores de impedancia (ganancia unitaria). A la salida de éstos se encuentra el potenciómetro estéreo, cuyo valor resistivo mínimo viene fijado por las resistencias R5 y R6 de 3,3 K. A la salida de estas resistencias variables se encuentra el condensador C4, conectado entre ambos canales cuando se cierra el interruptor S1. Este condensador es el que origina la reducción del ruido de fondo.



Como sabemos, el ruido es de frecuencia relativamente alta (al menos referida a la frecuencia intermedia de audio). El condensador tiene una impedancia inversamente proporcional a la frecuencia, esto es, a mayor frecuencia, menos dificultad ofrece el paso de corriente. Por lo tanto, a efectos de ruidos de fondo, no existirá separación de canales,

por lo cual estaremos en las mismas condiciones que si hubiéramos puesto el receptor en mono (en lo que se refiere a ruidos), pero no habremos afectado significativamente a la separación de canales global.
Por medio de P1 puede ajustarse la frecuencia de corte del reductor de ruidos, y así llegar a un compromiso entre separación de canales y ruido.
La respuesta en frecuencia de la señal suma (señal mono) no resulta influenciada por este filtro. Sólo la señal diferencia (señal estéreo) se recorta a frecuencias altas a razón de 6 dB/octava. La frecuencia de corte puede ajustarse mediante P1, entre 1,3 y 5,1 KHz. Mediante el interruptor S1 puede desconectarse este reductor de ruido. Cuando el interruptor está abierto, la señal de entrada alcanzará la salida sin ningún tipo de modificaciones.
La impedancia de salida depende fundamentalmente de la posición de P1 y es, como máximo, 14 K.
El consumo de corriente es aproximadamente de 10 mA.
La alimentación puede ser simétrica o asimétrica. Para alimentación simétrica entre +5 V y −5 V, se unirá el puente B, se puenteará R2 y se eliminarán R1 y C3. Para alimentación asimétrica, entre 9 y 30 V, deberá ser el puente A el que esté unido. En el caso de utilizar una fuente de alimentación simétrica, podrá alimentar el circuito entre ±5 y ±15 V.

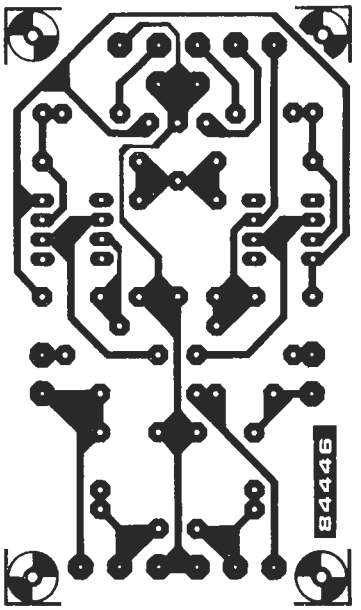
Lista de componentes

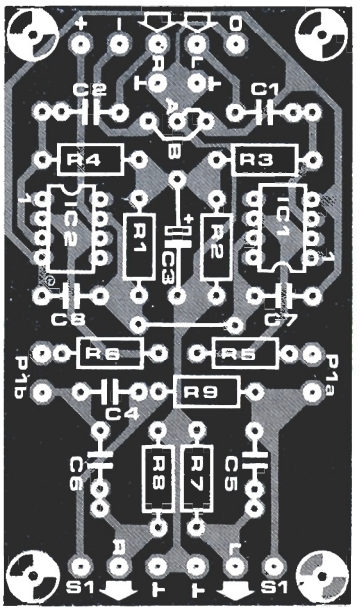
Resistencias:
R1, R2 = 10 k *
R3, R4 = 100 k
R5, R6 = 3k3
R7, R8 = 220 k
R9 = 1 M
P1 = 10 k pot. log. estéreo

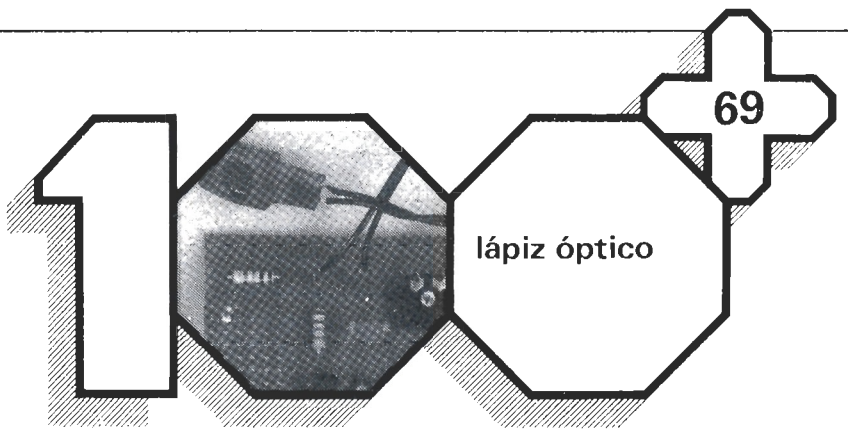
Condensadores:
C1, C2, C5, C6 = 820 n
C3 = 22 µ/16 V *
C4 = 4n7
C7, C8 = 100 n

Semiconductores:
IC1, IC2 = LF 356

Varios:
S1 = conmutador SPST
PCB 84446, un circuito inversor
* ver texto





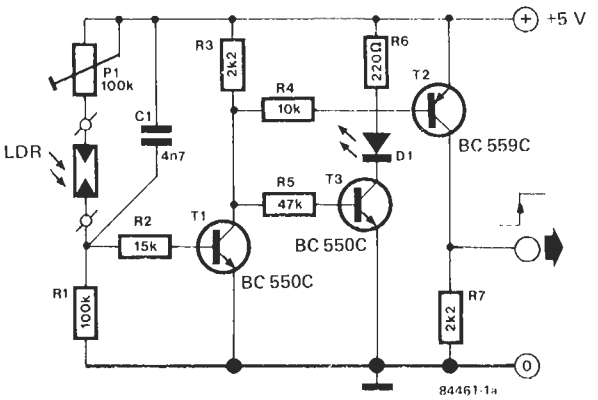


para dar con el punto justo en la pantalla del ordenador

Un lápiz óptico es un instrumento que permite introducir en el ordenador las coordenadas de un punto sobre la pantalla. Está basado en el principio de enviar un impulso al circuito de control de la pantalla, en el preciso momento en que el rayo catódico pasa por delante del lápiz. En el caso del VDU de Elektor, el control de la pantalla se realiza con el 6845. Cuando la entrada LPEN de este integrado (pin 3) pasa de nivel «0» a nivel «1», carga la dirección del punto que está escribiendo en los registros 16 y 17. Ahora seguiremos contando lo que ocurre después.

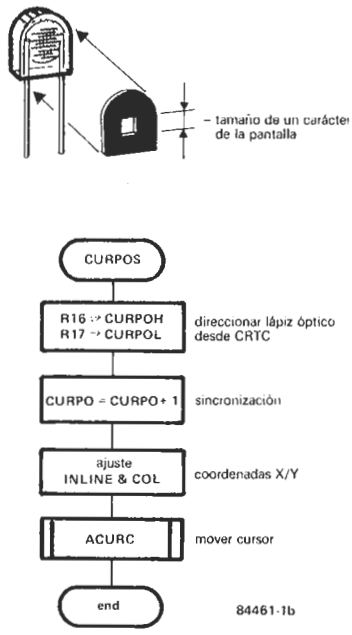
Como sensor utilizamos un LDR parcialmente cubierto con un trozo de cartulina. En el centro de la cartulina se hace un orificio del tamaño de un carácter de la pantalla. En el momento en que el rayo catódico pasa por delante de la ventana realizada sobre el LDR, cae instantáneamente la resistencia del LDR. Esto hace que T1 se ponga en conducción, que a su vez hace conducir a T2, de forma que su colector pase a nivel «0». Esta señal es justo la que necesitamos para atacar la entrada LPEN del 6845.
La señal presente en el colector de T1 en el momento en que la LDR baja su valor resistivo, corta al transistor T3, por lo cual se apaga momentáneamente el LED D1. Esto significa que la LDR está exactamente encima del carácter seleccionado. Para una correcta operación es necesario ajustar P1.

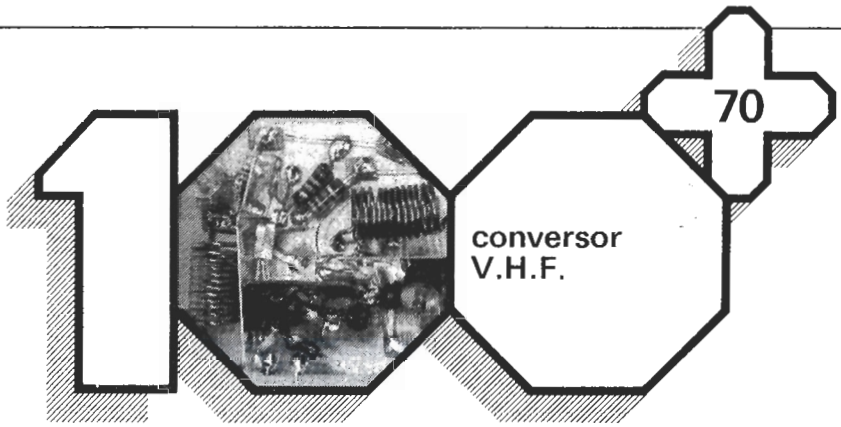
1a



Esto se realiza poniendo el lápiz delante de un carácter iluminado y retocando P1 hasta que se apague el diodo LED.
Como hemos dicho, en los registros 16 y 17 del CRTC se almacena la dirección del carácter seleccionado. Se trata entonces de una dirección comprendida entre ØØØØ y 3FFF (en hexadecimal) en algún lugar dentro de los 16 K de memoria direccionables por el CRTC 6845. Todo lo que queda es convertir esta dirección en información útil. Podríamos considerar a la información dada por el circuito como la distancia (offset) relativa (desde el principio de la pantalla) a la que se encuentra el punto direccionado. Si se suman estas dos direcciones se obtiene la posición real (posición absoluta) de memoria del punto direccionado, pudiéndose entonces cargar un carácter en esta posición. Otra posibilidad mucho más elegante es mover el cursor hasta esta posición. La información obtenida del CRTC debe entonces convertirse en coordenadas X-Y (vertical y horizontal), que se aprovechan para modificar los punteros COL (vertical) e INLINE (horizontal). Se llama entonces a la subrutina ACURC (ver el listado en Paperware 3) para posicionar el cursor. Como puede verse en el diagrama de flujo de la figura, debe modificarse la información obtenida del CRTC, ya que en la tarjeta VDU de Elektor se retrasan las señales CUR y DEN del CRTC, mediante los flip-flops FF1 . . . FF4, para compensar el retraso inherente entre el CRTC y los registros de desplazamiento. Por consiguiente, el carácter indicado por el lápiz no está en la dirección indicada por el CRTC (ya que ésta queda durante un par de nanosegundos en vacío), sino en la siguiente.

1b





para receptores de onda corta

Muchos radioaficionados de onda corta desearían que sus receptores pudieran ampliarse por encima de 30 MHz. El convertidor que describimos en esta ocasión hace posible añadir a su receptor una banda o de 30 a 60 MHz, o de 60 a 90 MHz.
Un convertidor transforma una cierta gama de frecuencias que no pueden ser procesadas por un receptor dado, en unas ondas que sí lo pueden. El nuestro es adecuado para dos gamas distintas: de 60 a 90 MHz o de 30 a 60 MHz.
En esencia, consta de una etapa preamplificadora de radiofrecuencia, un oscilador local y un mezclador. La señal recogida por la antena se aplica al preselector formado por el circuito sintonizado L1-D1-C1, un amplificador MOSFET (T1) y otro circuito sintonizado L2-D2-C2. Los diodos D1 y D2 son varicaps dobles, y permiten el ajuste fino de la frecuencia de resonancia de ambos circuitos sintonizados. Un varicap es un diodo polarizado inversamente, que actúa como condensador dependiente de la tensión aplicada. La tensión de polarización de ambos diodos se obtiene a través de un divisor de tensión compuesto por el potenciómetro multivuelta P1, el cual actúa, de esta forma, como ajuste fino de la frecuencia de sintonía de ambas etapas.
La señal presente a la salida del preselector, una vez amplificada, se aplica al mezclador compuesto por un MOSFET de doble puerta (T2). La otra señal a mezclar proviene del oscilador local. Este oscilador de cuarzo está construido alrededor de T3, y la frecuencia de oscilación puede ser de 30 MHz o 60 MHz, según el cristal utilizado. A la salida del mezclador se encuentra un filtro compuesto por L5-L6-L7-C8-C9, que permite únicamente el paso de la frecuencia diferencia entre la señal captada y la señal del oscilador, esto es, una frecuencia entre 0,1 y 30 MHz, que es el margen de frecuencias de la mayoría de los receptores de onda corta.
La forma de realizar las bobinas es la siguiente:
L1:

- 12 espiras de hilo de cobre barnizado de 0,8 milímetros de sección, sobre un núcleo toroidal tipo T50-12 con toma intermedia en la segunda espira, desde el punto de masa (para 30 . . . 60 MHz);
- 24 espiras de hilo de cobre barnizado de 0,8 milímetros de sección sobre un núcleo tipo T50-12 con toma intermedia en la cuarta espira desde el punto de masa (para 30 . . . 60 MHz).

L2b:

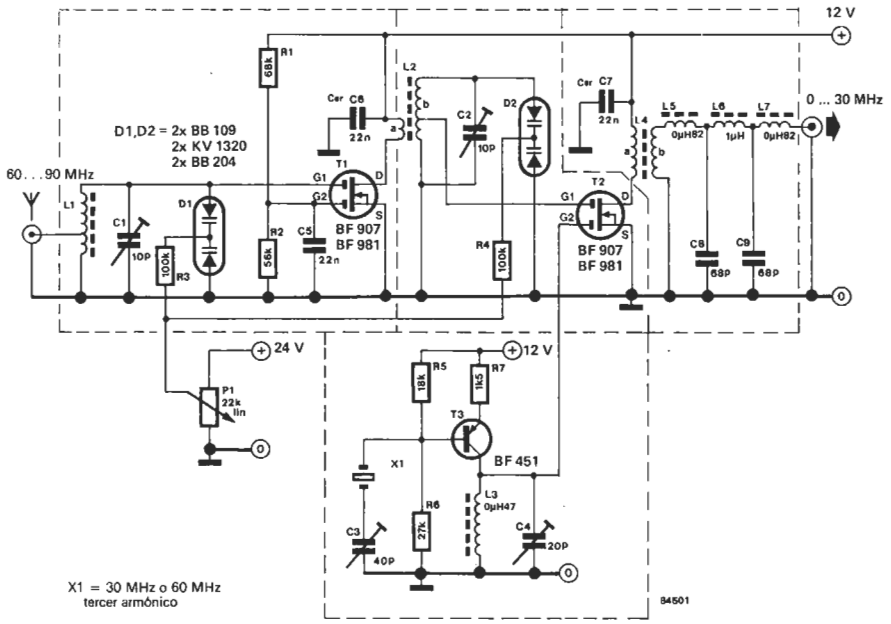
- 12 espiras de hilo de cobre barnizado de 0,8 milímetros de sección con toma intermedia en la cuarta espira desde el punto de masa (para 60 . . . 90 MHz);
- 24 espiras de hilo de cobre barnizado de 0,8 milímetros de sección con toma intermedia en la octava espira desde el punto de masa (para 30 . . . 60 MHz).

L2a:

- 2 espiras de hilo de cobre barnizado de 0,6 milímetros de sección (para 60 . . . 90 MHz);
- 4 espiras de hilo de cobre barnizado de 0,6 milímetros de sección (para 30 . . . 60 MHz).

L4 se realiza sobre un núcleo de ferrita, siendo el primario de 4 espiras de 0,2 milímetros de hilo de cobre barnizado, y el secundario de una espira de hilo de cobre barnizado de 0,3 a 0,4 milímetros.
Las bobinas L3, L5, L6 y L7 son modelos miniatura comerciales.
El ajuste del convertidos es muy sencillo. Si dispone de un frecuencímetro, ajuste C3 y C4 hasta que el oscilador trabaje exactamente a la frecuencia del cristal. Si no dispone de frecuencímetro, ponga los condensadores C3 y C4 más o menos en el centro de su recorrido: esto es, normalmente, suficientemente preciso. Seguidamente deberá sintonizarse los circuitos del preselector a la frecuencia deseada. Mediante P1, sintonice una estación

cercana a los 30 ó 60 MHz, dependiendo de la gama escogida, y alargue o reduzca cuidadosamente el tamaño de L1 y L2, hasta obtener la señal más fuerte posible.
Seguidamente, y usando de nuevo P1, sintonice una emisora cercana a los 60 ó 90 MHz y ajuste C1 y C2 para máxima señal.
El convertidor necesita dos tensiones de alimentación: una estabilizada de 12 V, para la mayor parte del circuito, y otra de 24 V, para la tensión de sintonía. El consumo de corriente es del orden de 40 mA para la línea de 12 V, y de únicamente 1 mA para la de 24 V.
NOTA: un preselector mejora la sensibilidad y selectividad del receptor. Normalmente, se trata de un amplificador de radiofrecuencia sintonizado, que amplifica la señal de entrada antes de ser amplificada y demodulada.

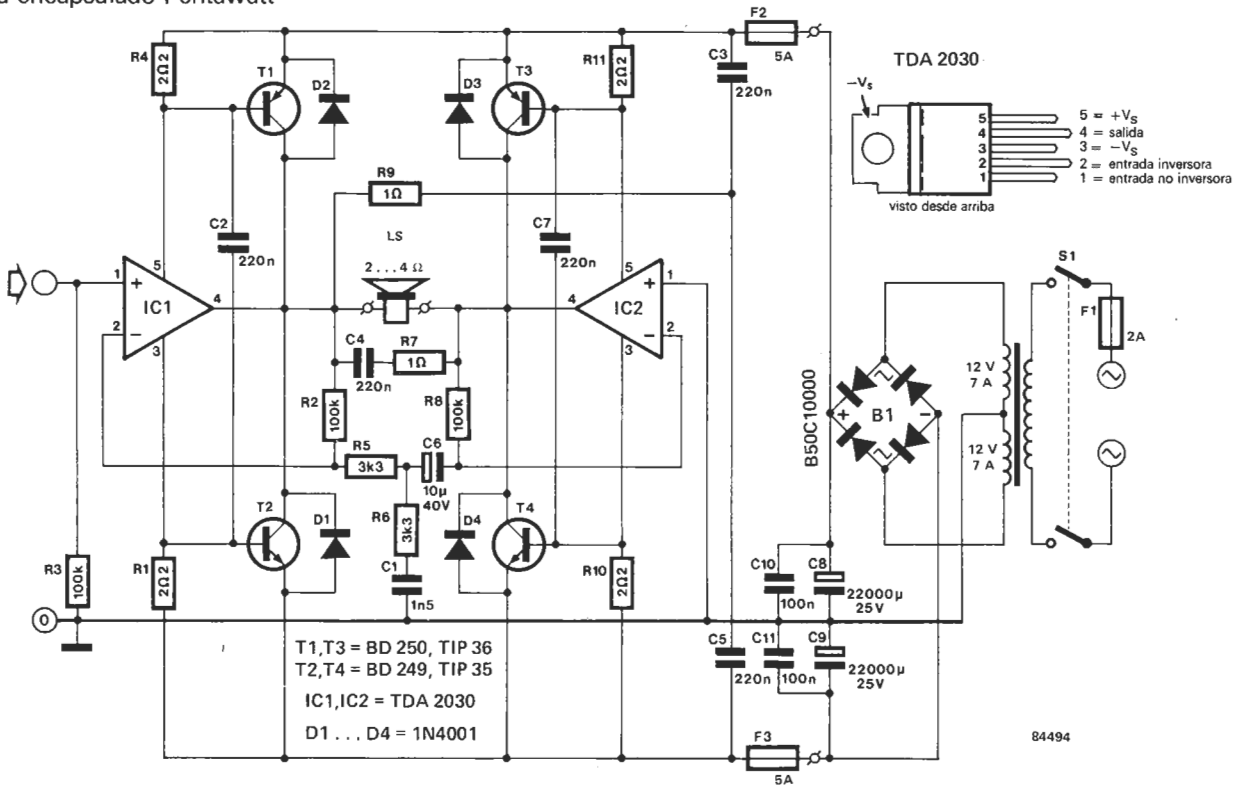


71 un pequeño amplificador de gran potencia



120 W sobre 4 Ω

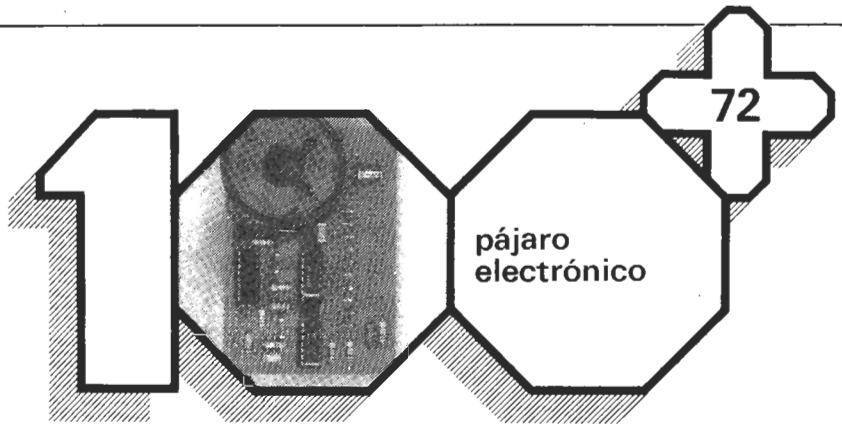
El TDA 2030 de SGS Ates, contiene en su encapsulado Pentawatt de cinco patillas un completo amplificador final de potencia.
Se trata de una etapa que trabaja en clase AB, y puede proporcionar 14 W sobre 4 Ω con una tensión de alimentación simétrica de ±14 V.
Este integrado es prácticamente indestructible, mientras no se supere la máxima tensión de alimentación, que está fijada en ±18 V. Posee, además, una protección contra cortocircuitos en su salida, y una limitación de temperatura. Con dos de estos integrados y algunos transistores de potencia de bajo coste, puede construirse un amplificador relativamente económico, capaz de dar una potencia apreciable sobre una carga de 2 a 4 Ω.
Sobre el esquema no hay mucho que decir. Se trata de una



aplicación típica de un amplificador de potencia en puente. Cada mitad del puente está constituida por un TDA 2030, que excita a dos transistores finales de potencia complementarios (T1, T2 y T3, T4). Los diodos D1 . . . D4 protegen a estos transistores de potencia frente a sobretensiones provocadas por la carga inductiva de las bobinas de los altavoces. La ganancia del conjunto viene dada aproximadamente por la fórmula:

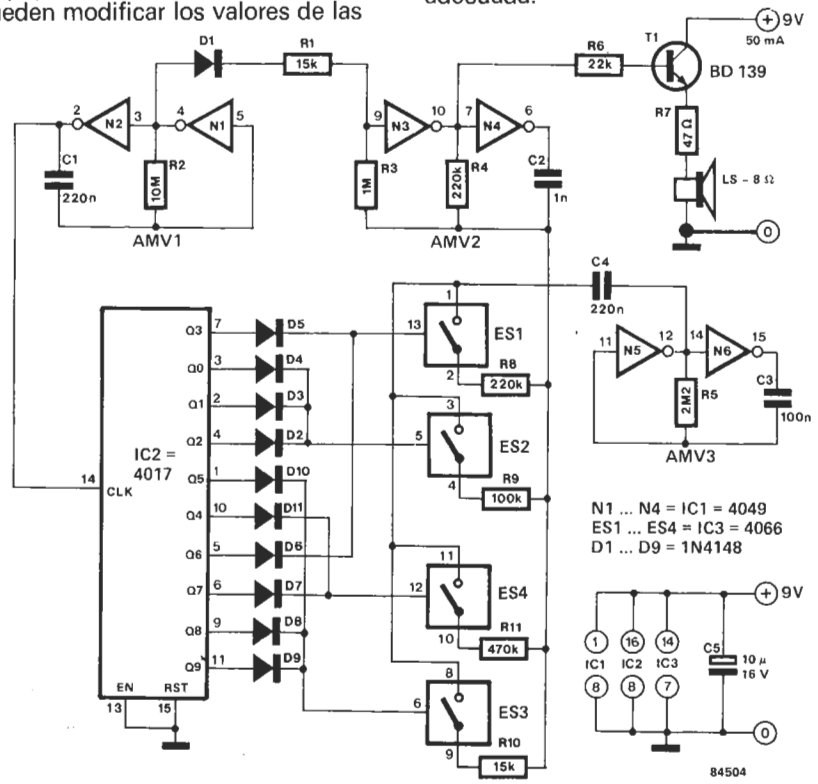
$$A = \frac{R2}{R5} + \frac{R8}{R5} + 1$$

Para los valores concretos de la figura se obtiene una ganancia de 37 dB. A la hora de modificar la ganancia deberá tener en cuenta que R2 y R8 deben de tener el mismo valor, y que no es conveniente elevar mucho la ganancia, ya que puede llegar a oscilar el circuito. Para los transistores de potencia utilizados puede reducirse la impedancia de los altavoces hasta un mínimo de 2 Ω. Con una fuente de alimentación adecuada puede suministrarse sobre 2 Ω una potencia de 200 W. Como es lógico, se necesitarán grandes disipadores en los transistores de salida, especialmente en este último caso. La distorsión que obtuvimos para máxima potencia era inferior al 1 %.
El transformador debe de ser de toma intermedia, con una tensión de ±12 V y una intensidad de al menos 7 A por secundario.
Es importante utilizar grandes condensadores de filtro en la alimentación, para no perder dinámica.



exótico, quizás, pero no mágico

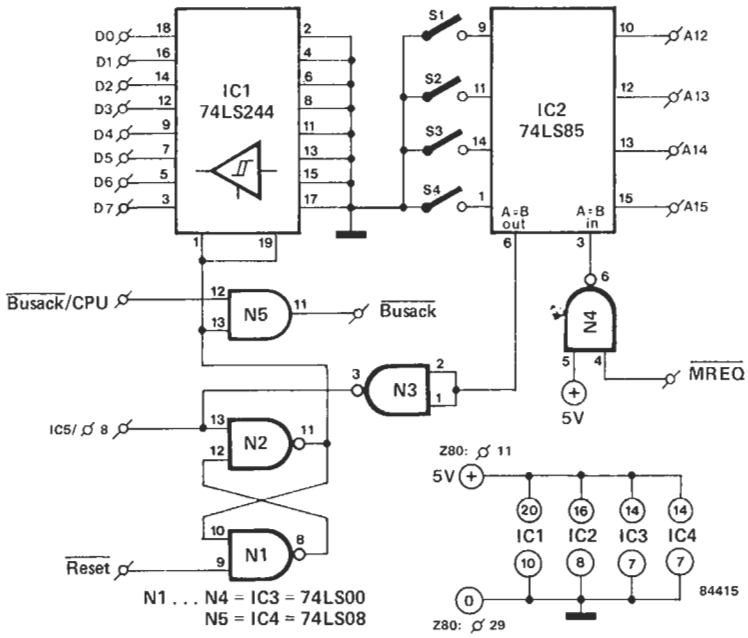
Vamos a satisfacer en este artículo la curiosidad que nos han manifestado algunos lectores preguntándonos por los «pájaros electrónicos». ¡Veamos de qué disponemos en este atractivo tema! Puesto que nuestro conocimiento de ornitología es bastante limitado, no nos atreveríamos a decir en qué tipo de pájaro se ha convertido el presente circuito, ¡aunque realmente suena exótico!
El circuito consta de tres osciladores amortiguados y un contador de décadas. Los osciladores son multivibradores aestables, AMV1 . . . 3, basados en dos inversores cada uno.
El oscilador AMV1 se utiliza como reloj contador IC2 y trabaja a una frecuencia inferior a un hertzio. Mientras es disparado el contador, un nivel lógico alto recorre las salidas Q0 . . . Q9, al ritmo que marca el reloj.
El oscilador AMV2 puede compararse con la garganta de un pájaro: su misión es generar un tono audible de alta frecuencia.
El oscilador AMV3 suministra una banda de frecuencias para modular la salida de AMV2 de forma que la salida final del circuito presente una señal parecida al canto de un pájaro en la naturaleza, en lugar de la emitida por un aparato de radio.
La frecuencia de salida de AMV3 depende del valor de la resistencia entre el condensador C4 y la resistencia R4, que será una de las R8 . . . R11, elegida por el conmutador respectivo. La conmutación de estas resistencias se efectúa mediante los conmutadores CMOS, ES1 . . . ES4, controlados por algunas de las combinaciones de las salidas del contador. Este dispositivo asegura que la salida final no presente un sonido monótono repetido, sino que tenga abundantes y ricas variaciones. Hay que hacer constar que se pueden modificar los valores de las resistencias R8 . . . R11, así como las combinaciones de las salidas del contador y las conexiones a ES1 . . . ES4. El circuito muestra sólo uno de los esquemas posibles. Es importante, sin embargo, que todas las salidas de IC2 estén conectadas a los conmutadores. Si hay varias salidas conectadas a un solo conmutador, deberán puentearse sus diodos de salida, como muestra el circuito, para prevenir cortocircuitos.
Además de los impulsos de disparo para el contador, AMV1 genera también impulsos de parada para AMV2. Cuando la salida de N1 (pin 4) está a nivel alto, la corriente pasa al pin 9 de N3 a través del diodo D1 y la resistencia R1. Esto obliga a AMV2 a dejar de oscilar, con lo que el pájaro se calla durante unos breves instantes.
Por último, hay que decir que el rendimiento del pequeño altavoz de salida puede mejorarse si se le coloca en una caja de resonancia adecuada.



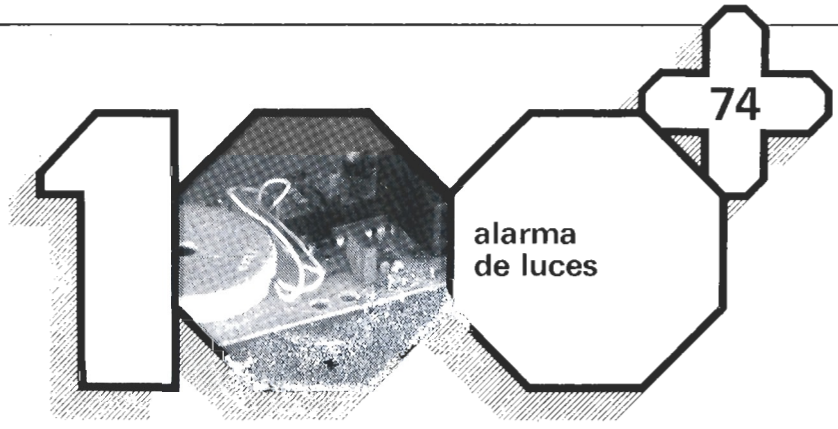


para la tarjeta CPU Z80 (Elektor, diciembre 1983)

Al provocar un reset en el µP Z80, el programa comienza a ejecutarse a partir de la dirección de memoria ØØØØ. No obstante, para muchas aplicaciones es deseable disponer de un bloque de RAM a partir de esta dirección, por lo que interesaría «trasladar» la dirección de salto por reset a otra zona dentro del mapa de memoria.
El circuito de la figura asegura una alta impedancia en los buffers del bus, hasta que la CPU consiga la nueva dirección del comienzo del programa monitor, tras un reset. Para ello se genera la instrucción NOP (no operación) cableada. Como el tiempo de ejecución de dicha instrucción es de 1 µs con un reloj de 4 MHz, los buffers del bus no pueden permanecer en el estado de alta impedancia más de 60 ms.
Hay que extraer la CPU de su zócalo y suprimir IC5 de la tarjeta Z80. Montar en una pequeña placa para wrapping, un zócalo de 40 pines wrapinado junto con el resto del circuito adicional. Levante ahora el pin 26 del zócalo correspondiente a la señal $\overline{BUSACK}$ de la CPU. Los pines de los buses de datos y de direcciones, así como



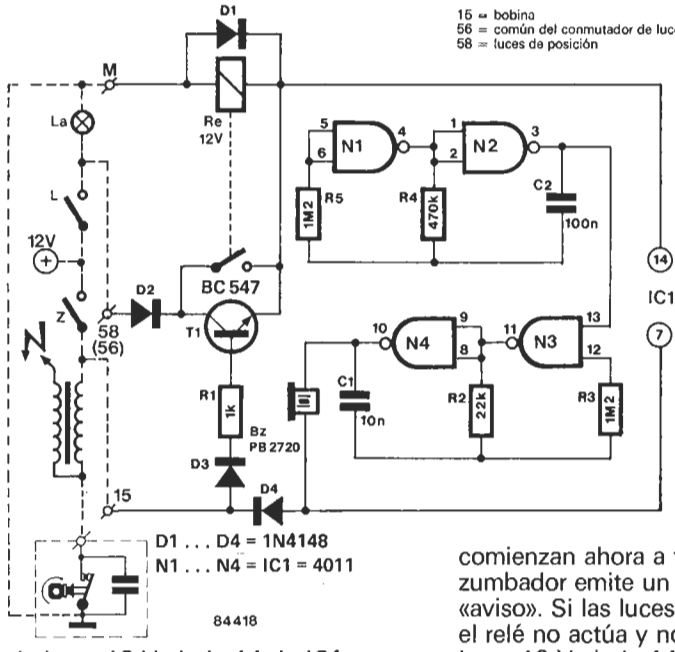
los de $\overline{RESET}$, $\overline{MREQ}$, +5 V y masa, se toman directamente del zócalo wrapinado. El circuito completo adicional se coloca en el zócalo de la CPU, en la tarjeta Z80, y la CPU en el zócalo wrapinado. La nueva señal $\overline{BUSACK}$ (pin 11 de IC4) se conecta al pin 26 del zócalo de la CPU en la tarjeta Z80; y el pin 3 de IC3, al pin 8 del zócalo de IC5 (¡el desaparecido!). Eso es todo.
Después de realizar las modificaciones indicadas, al aplicar un nivel bajo en la entrada $\overline{RESET}$ del biestable R-S formado por N1 y N2, la nueva señal BUSACK pasa a nivel bajo a través de N5 y todos los buffers del bus quedan en alta impedancia. La instrucción NOP (ØØ en hexadecimal) entra por el bus de datos a la CPU a través de IC1. Esta instrucción es ejecutada por el µP hasta que se obtiene la página de 4 K de memoria, seleccionada por los interruptores S1 . . . S4 en el comparador IC2. Acto seguido, el biestable cambiará su estado, pasando las salidas de IC1 a presentar una alta impedancia, siendo los buffers del bus liberados por la señal $\overline{BUSACK}$.
Un último consejo: si usted no se siente particularmente satisfecho con la elección de posición de los interruptores, le recomendamos que vuelva unos cuantos números atrás, concretamente al artículo «decodificando direcciones» (Elektor 48, mayo 1984).



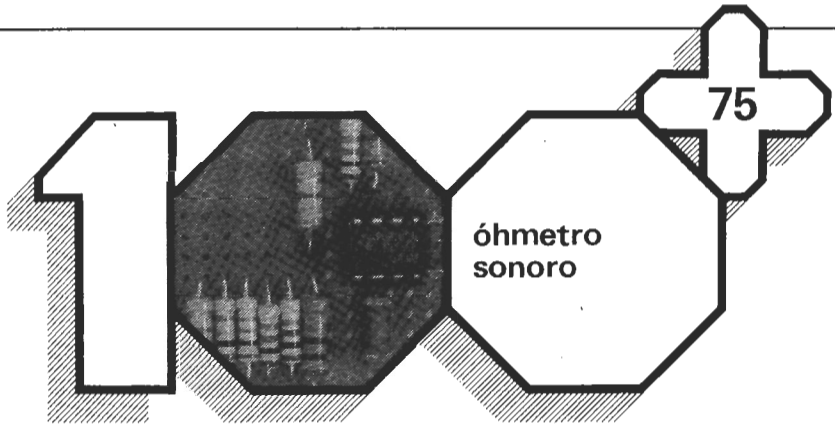
para proteger la batería de su coche

¿Quién no ha olvidado alguna vez apagar las luces del coche en una mañana nublada o al salir de un túnel? Esto no es demasiado problema si otros conductores, o los transeúntes, son tan amables que nos lo indican de alguna manera. Pero si no hay almas caritativas en los alrededores, probablemente encontraremos al final del día la batería «algo cansada».
Ciertos coches modernos ya traen de fábrica algún dispositivo de aviso, otros llevan la instalación eléctrica de forma que, sin el contacto puesto, sólo pueden quedar encendidas las luces de parking o pilotos de posición. La mayoría de los coches, sin embargo, no vienen provistos de este tipo de avisador. Es por esto, por lo que hemos desarrollado el siguiente «testigo de luces». Este tiene una ventaja sobre otros circuitos similares, y es que permite dejar cualquier luz encendida, aunque no esté el contacto puesto (por ejemplo en un paso a nivel).
El circuito está basado en dos multivibradores aestables, el primero

de los cuales está formado por las puertas NAND N1/N2 y sus componentes asociados. Trabaja como un reloj de frecuencia de 20 Hz, aproximadamente.
El segundo oscilador, basado en N3/N4, trabaja como un generador de tono de una frecuencia de unos 3.300 Hz.
El reloj y el generador de tono son controlados por un circuito lógico transistor-relé, que obtiene los datos del sistema eléctrico del coche.
La unidad «testigo» va conectada al sistema eléctrico del coche por los terminales 15, 58 (56) y M en el esquema de la figura. Esta es la nomenclatura DIN utilizada en la mayoría de los vehículos; si el suyo es una excepción, el 15 corresponderá al terminal de la bobina, el 56 al centro del interruptor de contacto, el 58 al terminal de las luces de «parking» y M a masa. Las líneas discontinuas del circuito nos muestran los bloques que pertenecen al coche: L es el conmutador de las luces, Z es el conmutador del contacto, y debajo están la bobina y los platinos.
Cuando se conectan las luces con el contacto puesto, el transistor T1 conduce. Al mismo tiempo, el relé Re actúa como un cortocircuito entre la unión colector-emisor de T1. Aunque esto conecta la línea



de los +12 V al pin 14 de IC1, los multivibradores aestables todavía no actúan, porque el pin 7 aún no está conectado a masa. Por ello, no hay ningún tono de alarma en el zumbador. Si ahora se quita el contacto, el pin 14 sigue teniendo los +12 V a través del relé. El pin 7 del integrado se conecta entonces a masa por los platinos a través de D4. Ambos generadores comienzan ahora a funcionar, y el zumbador emite un sonido de «aviso». Si las luces están apagadas, el relé no actúa y no le llegan los +12 V al pin 14 de IC1, con lo que los generadores paran.
Si desea que las luces queden encendidas, no tendrá más que actuar sobre el conmutador de éstas, y la alarma no sonará. Si el circuito presentara algún problema de funcionamiento, podrá solucionarlo uniendo el pin 7 de IC1 a la masa del vehículo, con una resistencia de 100 Ω.

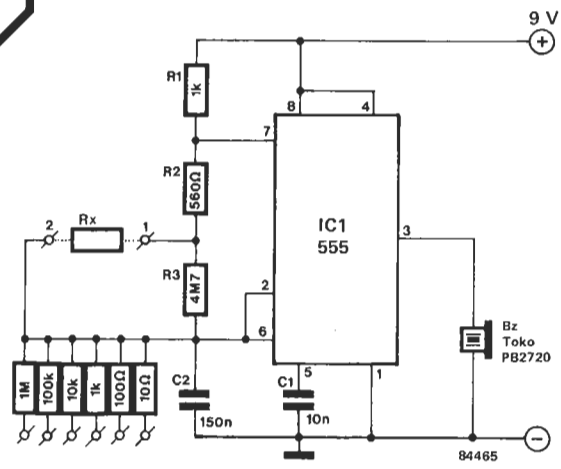


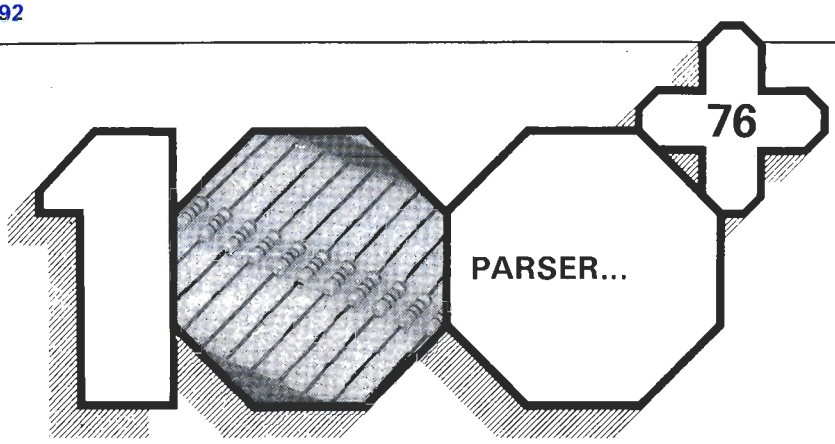
ideal para quien tiene buen oído

A veces resulta útil contar con un pequeño aparato que nos dé una indicación rápida del valor aproximado de una resistencia.
El circuito que muestra la figura permite comparar una resistencia desconocida con resistencias estándar y, de esta forma, indica entre qué valores de resistencias conocidas se encuentra.
El circuito está basado en el popular 555, bien conocido por muchos de nuestros lectores. Esta vez se encuentra configurado en forma de multivibrador monoestable. La salida del oscilador es utilizada para controlar un zumbador piezoeléctrico (Bz).
La frecuencia del oscilador es inversamente proporcional al valor de Rx (la resistencia desconocida), y se calcula a partir de la fórmula siguiente:

$$f = \frac{1}{\ln 2 \left[R1 + 2\left(R2 + \frac{R3 \cdot Rx}{R3 + Rx} \right) \right] C2} \text{ Hz}$$

donde ln2 es el logaritmo neperiano de 2, o sea, una constante igual a 0,6931, las resistencias están en ohmios, y C2 en faradios.
Sustituyendo una o dos resistencias conocidas por Rx, la nota musical emitida por el zumbador nos da una idea bastante buena del valor aproximado de Rx. Por supuesto, si usted posee un buen oído, quizás no tenga necesidad de utilizar las resistencias conocidas...
En este caso, recuerde que cuando Rx = 0, la frecuencia es de unos 4.500 Hz y que cuando Rx = ∞ (infinito), la frecuencia es de 2 Hz.






```
OK
RUN
.....................................

RESISTANCE? 16000
TOLERANCE IN %? 1
FROM 15840 TO  16160 OHMS

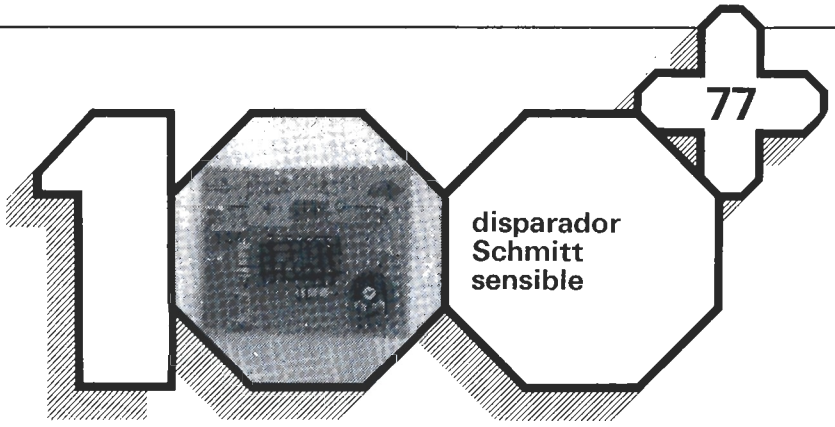
PARALLEL R'S
 18 K   !! 150 K= 16071.4286    .446 %
 27 K   !! 39 K= 15954.5455    -.285 %
SERIAL R'S
 15 K    + 1 K = 16000           0 %
 12 K    + 3.9 K= 15900        -.625 %

OTHERS=Y? N
```

una utilidad de ayuda al diseño

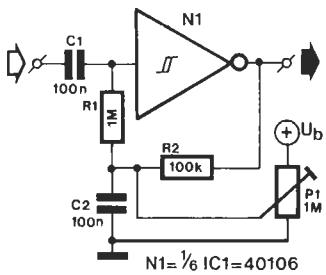
Si este PARSER no es propiamente un diseño, sí es un auxiliar de trabajo precioso a la hora de concebir circuitos. Es un programa en BASIC, que permite establecer rápidamente qué resistencias de valor estándar (E12) hay que poner en paralelo o en serie, para obtener con una precisión dada, un valor de resistencia «anormal» (no estándar). Cuando la tolerancia debe ser débil, este género de cálculos, sin duda posible de hacer a mano, se vuelve en seguida fastidioso, mientras que el programa PARSER lo hace tan sólo en cuestión de segundos. A condición de que dispongamos, por supuesto, de un micro-ordenador con intérprete BASIC.
El listado publicado aquí, con el pequeño ejemplo, nos parece suficientemente elocuente, y por eso juzgamos inútil cualquier otro comentario.

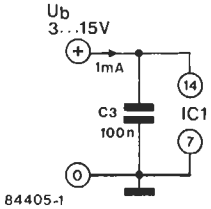
```
10  REM PROGRAM TO CALCULATE PARALLEL AND SERIAL RESISTORS
20  DATA 1,1.2,1.5,1.8,2.2,2.7,3.3,3.9,4.7,5.6,6.8,8.2
30  DIM R(12) FOR A=1 TO 12:READ R(A):NEXT A
40  FOR Q=1 TO 36:PRINT ".";:NEXT:PRINT:PRINT
50  X=1:Y=1 INPUT"RESISTANCE";R
60  IF R<.5 OR R>16400000 THEN PRINT "OUT OF RANGE" GOTO 40
70  INPUT "TOLERANCE IN %";T
80  L=R-(T/100)*R U=R+(T/100)*R
90  PRINT "FROM",L,"TO",U;"OHMS" PRINT
100  PRINT "PARALLEL R'S":A$="!!"
110  FOR Z=1 TO 7
120  FOR M=1 TO 12: IF R(M)*X>2*U OR R(M)*X<R THEN 160
130  FOR W=1 TO 7
140  FOR N=1 TO 12: IF R(N)*Y<R THEN 159
150  P=R(M)*X*R(N)*Y/((R(M)*X)+(R(N))*Y))
151  IF P<L OR P>U THEN 159
152  T1=(((100*P/R)-100)*1000:T1=INT(T1)/1000
153  R1=R(M)*X:K$="":K1$=""
154  IF X>100 THEN R1=R1/1000:K$="K"
155  IF X>100000 THEN R1=R1/1000:K$="M"
156  R2=R(N)*Y: IF Y>100 THEN R2=R2/1000:K1$="K"
157  IF Y>100000 THEN R2=R2/1000:K1$="M"
158  PRINT R1;K$;TAB(7)A$;R2;K1$;TAB(14);"=";P;TAB(29);T1,"%"
159  NEXT N:Y=Y*10 NEXTW.Y=1
160  NEXT M.X=X*10
161  NEXT Z
170  X=1:Y=1
180  PRINT "SERIAL R'S":A$="+"
190  FOR Z=7 TO 1 STEP -1
200  FOR M=12 TO 1 STEP -1: IF R(M)*X<L/2 OR R(M)*X>R THEN 1090
210  FOR W=7 TO 1 STEP -1
220  FOR N=12 TO 1 STEP -1: IF R(N)*Y>R THEN 1080
230  P=R(M)*X+R(N)*Y
1000 IF P<L OR P>U THEN 1080
1010 T1=(((100*P/R)-100)*1000:T1=INT(T1)/1000
1020 R1=R(M)*X:K$="":K1$=""
1030 IF X>100 THEN R1=R1/1000.K$="K"
1040 IF X>100000 THEN R1=R1/1000:K$="M"
1050 R2=R(N)*Y: IF Y>100 THEN R2=R2/1000:K1$="K"
1060 IF Y>100000 THEN R2=R2/1000:K1$="M"
1070 PRINT R1;K$;TAB(7)A$;R2;K1$;TAB(14);"=";P;TAB(29);T1,"%"
1080 NEXT N:Y=Y*10:NEXTW.Y=1
1090 NEXT M.X=X*10
1100 NEXT Z
1120 PRINT
1130 INPUT"OTHERS=Y";H$
1140 IF H$="Y" THEN 40
1150 END
```



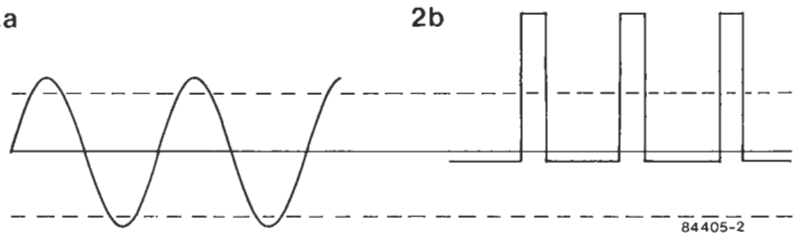
para señales asimétricas

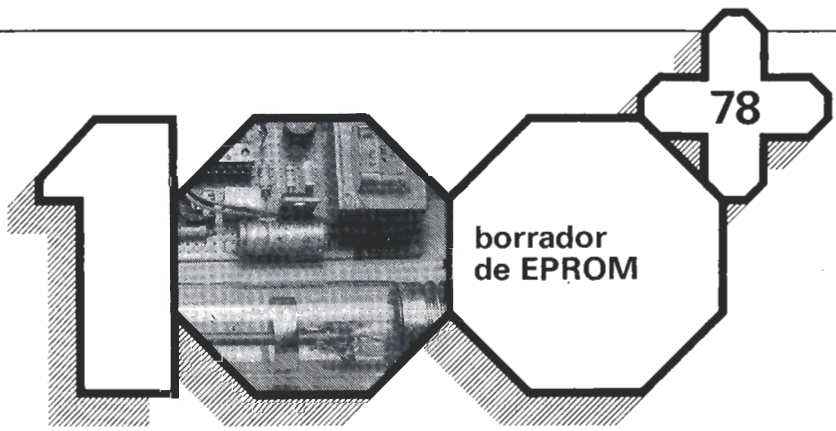
La utilización de un disparador Schmitt para generar una señal rectangular a partir de otra forma de onda es una práctica muy extendida. La condición necesaria y suficiente es que la señal sobrepase los dos umbrales de disparo del circuito Schmitt. Sobre todo con señales débiles, ello puede, en algunos casos, plantear problemas. El circuito descrito en la figura 1 permite el tratamiento de señales incapaces de sobrepasar incluso el umbral de disparo inferior. El empleo de un acoplamiento en alterna (mediante C1) y la realimentación a la entrada del nivel medio de la señal de salida (R1/R2/C2), hacen que el ajuste en corriente continua del disparador Schmitt se mantenga, de forma automática, en el centro de la banda definida por los dos umbrales de disparo, de modo que ya no sea necesario que la señal de entrada sea más grande que la histéresis (ver la figura 2a) para obtener unas «buenas» señales rectangulares a la salida. Si la señal 2b es aplicada a la entrada, no habrá salida. La entrada ideal de este circuito es una pequeña señal introducida al disparador Schmitt inversor por medio del condensador C1. La sensibilidad del circuito puede ajustarse por medio del potenciómetro P1, situándose entonces su tensión de entrada, con gran exactitud, entre los umbrales





de disparo inferior y superior. La red de realimentación negativa R1/R2/C2 promedia las señales de entrada y de salida, y así consigue que el ajuste elegido se mantenga, cualquiera que sea la forma de la señal de entrada.
Sin embargo, este circuito tiene un pequeño inconveniente y es que «adora» ponerse a oscilar. A falta de señal de entrada, el disparador Schmitt se comportará como un «perfecto» oscilador. Para impedirlo, en caso de aplicación de una señal a la entrada, es preciso conseguir que la constante RC de la red R2/C2 sea, como mínimo, diez veces más grande que la duración del período de la señal aplicada a la entrada (100 Hz con los valores indicados en el esquema; para otras frecuencias, hay que modificar el valor de C2). Se trata, pues, del disparador idóneo para el disparo automático de un osciloscopio, por ejemplo; pero, en cambio, no es muy útil para señales con un pequeño ciclo de trabajo, pues las pequeñas diferencias de amplitud producen trenes de pulsos quebrados a la salida.

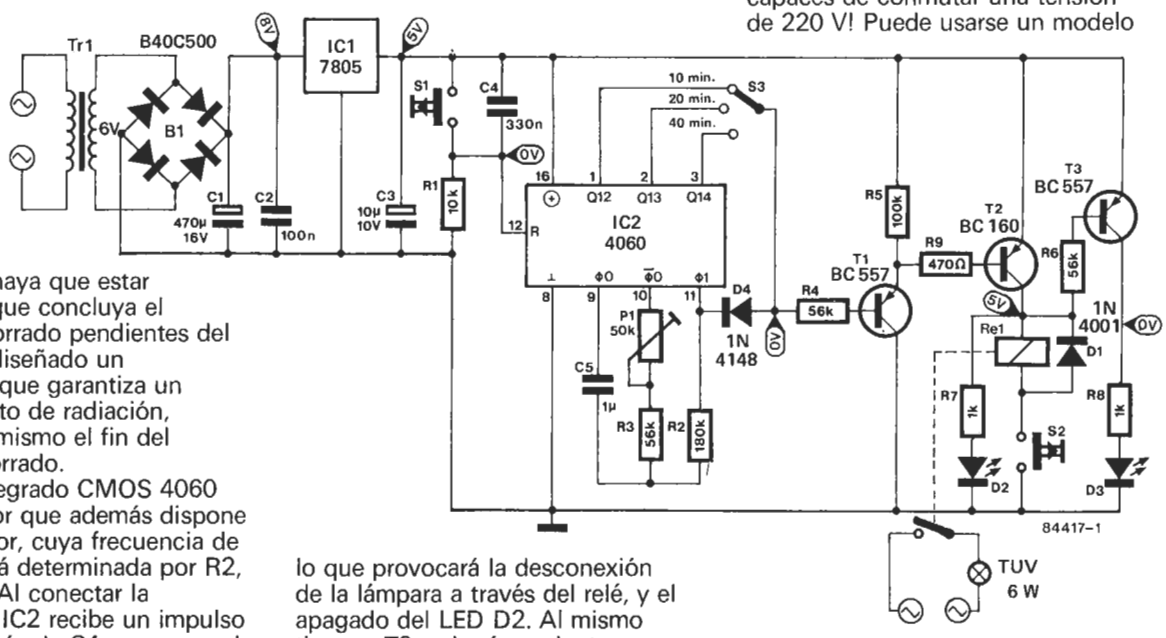




con cuenta-radiación

Para borrar una EPROM es suficiente, en principio, con una lámpara ultravioleta, que radie su luz frente a la ventana de la memoria, a una distancia correcta (de 2 a 3 cm), y durante un período de tiempo determinado por los fabricantes de EPROMs (normalmente entre 10 y 40 minutos).

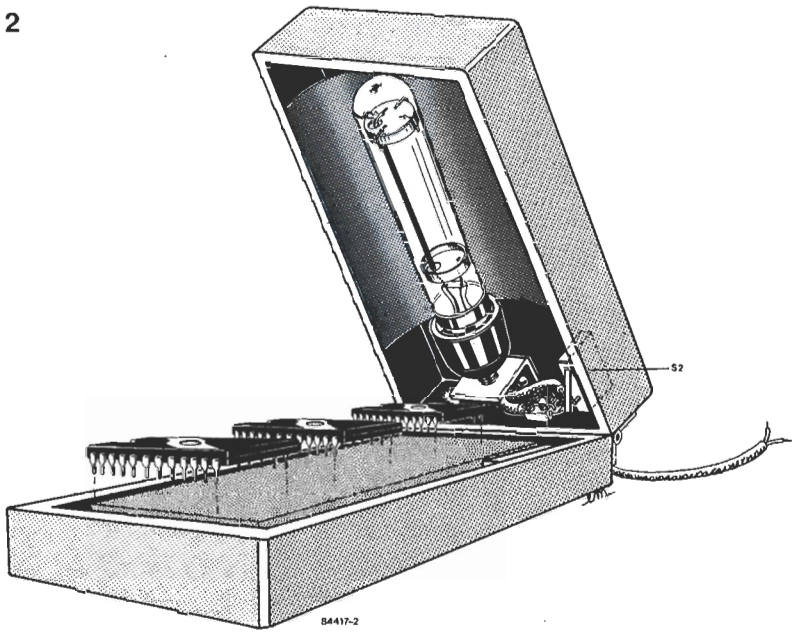
1

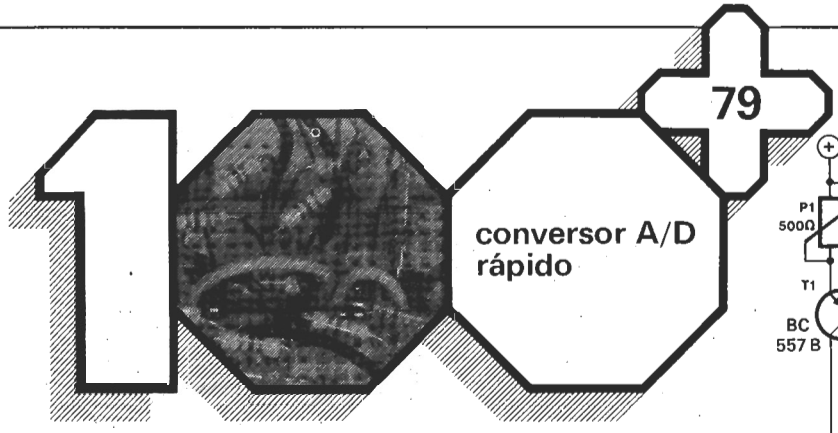


Para que no haya que estar esperando a que concluya el proceso de borrado pendientes del reloj, hemos diseñado un temporizador que garantiza un tiempo correcto de radiación, indicando asimismo el fin del período de borrado.
El circuito integrado CMOS 4060 es un contador que además dispone de un oscilador, cuya frecuencia de oscilación está determinada por R2, R3, P1 y C5. Al conectar la alimentación, IC2 recibe un impulso de reset a través de C4, comenzando entonces su ciclo de cuenta.
Las salidas Q12 . . . Q14 permanecen en estado lógico bajo, lo que hace que T1 y T2 conduzcan. Al cerrarse S2, se actúa el relé R1, encendiendo la lámpara UV. El LED rojo D2 luce indicando que la EPROM se encuentra en fase de borrado.
La base de T3 está conectada a la alimentación a través de T2, de forma que cuando éste conduzca, T3 permanecerá cortado. Cuando finalice el tiempo seleccionado por S3, la salida correspondiente de IC2 pasará a nivel lógico alto, cortando los transistores T1 y T2, lo que provocará la desconexión de la lámpara a través del relé, y el apagado del LED D2. Al mismo tiempo, T3 se hará conductor, iluminándose el LED verde D3 para indicar que el proceso de borrado ha concluido.
Para llevar a cabo la construcción del borrador hay que conseguir una caja apropiada, similar a la mostrada en la figura 2. La lámpara UV (por ejemplo una PHILIPS TUV/6 W) se fija en una de las mitades de la caja. El interruptor S2 hay que montarlo de forma que solamente cierre sus contactos cuando la caja esté completamente cerrada. Este detalle es muy importante. S3 ha de abrir sus contactos al abrir la caja, para impedir que la luz de la lámpara salga al exterior, pues *los rayos ultravioletas son extremadamente dañinos para la vista.*
La frecuencia del oscilador de IC2 puede ajustarse por medio de P1 de dos formas: con la ayuda de un osciloscopio o un frecuencímetro hasta conseguir 6,85 Hz; o midiendo el tiempo que tarda en pasar la salida Q12 de IC2 de 0 a 1 lógico, tras pulsar S1. Este tiempo ha de ser exactamente 10 minutos.
¡Tenga en cuenta a la hora de elegir el relé, que sus contactos han de ser capaces de conmutar una tensión de 220 V! Puede usarse un modelo adaptado para circuito impreso.
La fuente de alimentación puede ser cualquiera bien regulada y que suministre unos 6 V. El consumo de

corriente es alrededor de 5 mA (sin relé).
El modo de empleo del borrador es muy simple: colocar la EPROM a borrar en una superficie plana, y situarla en el interior de la caja; seleccionar con S3 el tiempo de borrado (10, 20 ó 40 minutos). Conviene pulsar S1 para asegurar que el contador es inicializado y que el tiempo de borrado sea correcto. Esta operación está especialmente indicada cuando el comienzo del ciclo de borrado no coincida con la conexión de la alimentación al circuito. El LED rojo encendido indica que el proceso de borrado está teniendo lugar. Cuando luzca el verde, puede retirarse la memoria.
Nota: una duración de 10 minutos nos parece un poco corta para garantizar un funcionamiento correcto; es preferible elegir un tiempo de 20 minutos como mínimo.

2

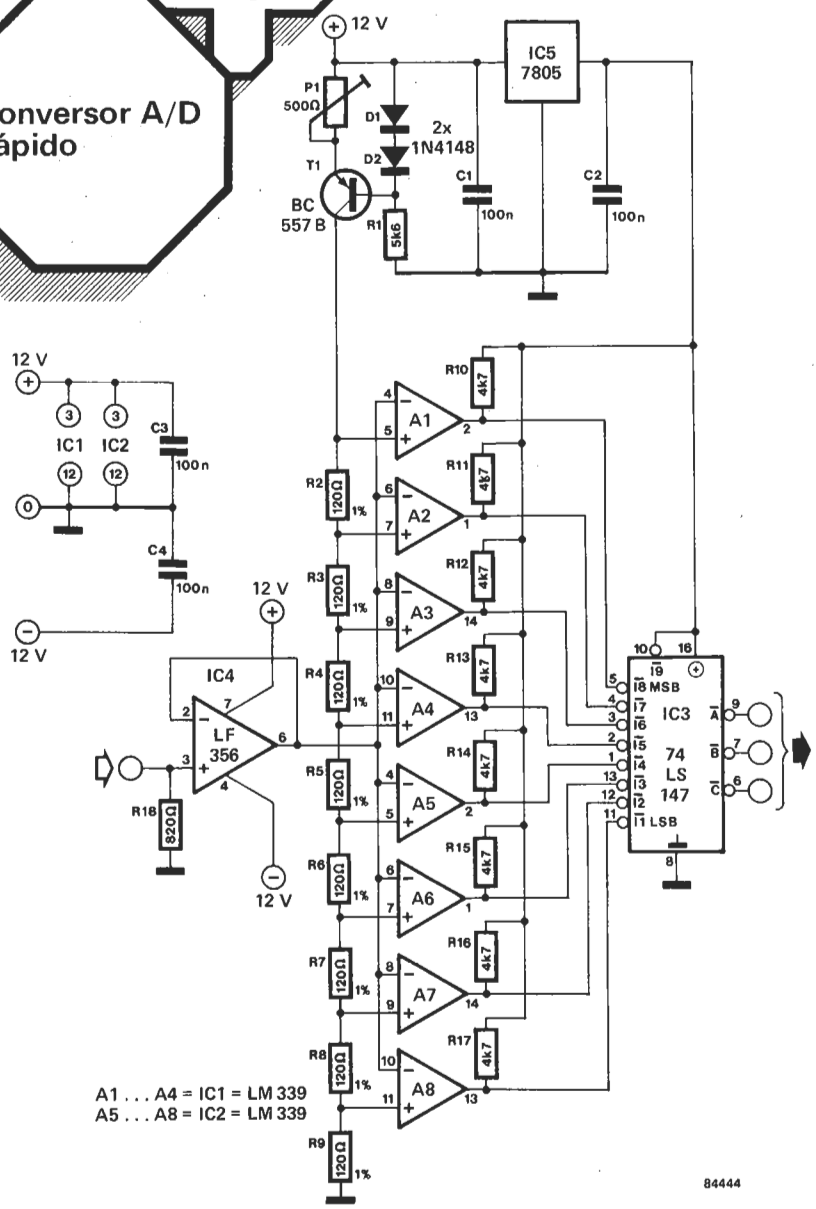




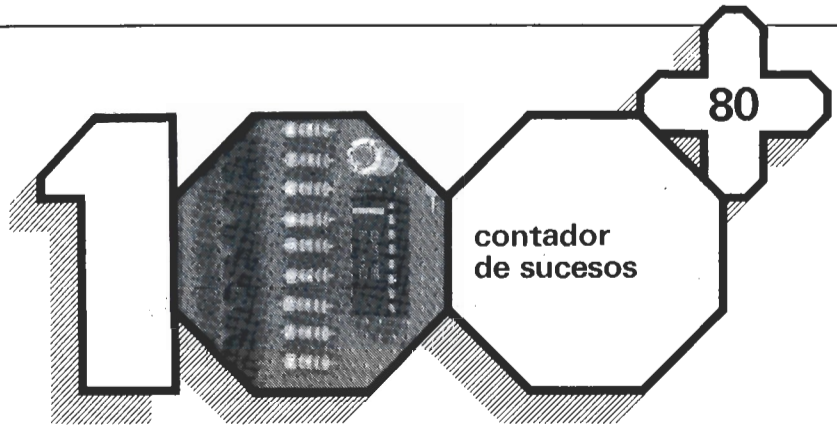
para frecuencias de hasta 500 KHz

El diseño de un conversor analógico digital rápido no tiene necesariamente que ser complejo. Esto se puede apreciar fácilmente en el circuito que presentamos.
En lugar de la habitual combinación generador de diente de sierra + comparador + contador + oscilador, hemos adoptado un sistema en el que se aplica una tensión de referencia a una serie de comparadores. Esta disposición se conoce con el nombre de «conversor paralelo». El retraso introducido normalmente en el proceso de cuenta es eliminado en beneficio de la rapidez de conversión.
El inconveniente de este sistema es que necesita un alto número de componentes, ya que cada paso requiere un comparador. De todas formas, en el caso que se presenta: conversor A/D de 3 bits, esto no es problema.
Los voltajes de referencia para los distintos comparadores se obtienen de un divisor de tensión compuesto por 8 resistencias del 1% de tolerancia (R2 . . . R9) y un generador de corriente construido en torno a T1.

El factor de conversión es seleccionado mediante el potenciómetro P1

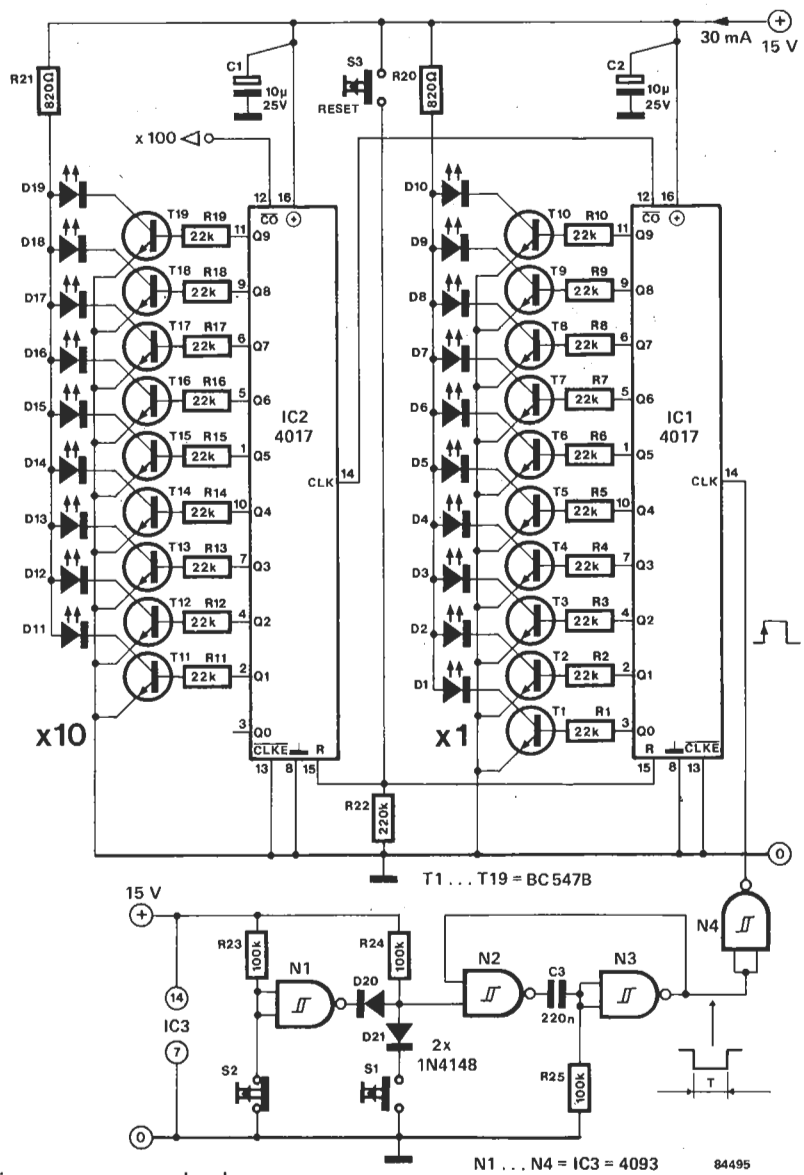


(U_{ref} = 1,5 . . . 9 V).
La señal analógica de entrada se aplica a través del amplificador de ganancia unitaria IC4 a las entradas inversoras de los 8 comparadores (A1 . . . A8).
Para la conversión a código binario se emplea un codificador con prioridad (74LS147), que proporciona el número del comparador más alto activado, codificado en 3 bits (salidas negadas).
Con los valores de componentes dados, el circuito puede funcionar hasta una frecuencia de 500 KHz.
Además de las aplicaciones usuales, este conversor puede emplearse para producir efectos especiales en una señal de vídeo, o para convertir una imagen blanco y negro en otra de color, cuando se usa junto con un combinador de vídeo. Si se aplica al conversor A/D una señal de vídeo PAL o SECAM, deberá conectarse en su entrada un filtro de rechazo de banda de 4,43 MHz. Para adaptar el circuito a la impedancia estándar de 75 ohmios de un cable de vídeo, habrá que conectar una resistencia de 82 ohmios en paralelo con R18 y el filtro de 4,43 MHz entre ambas.



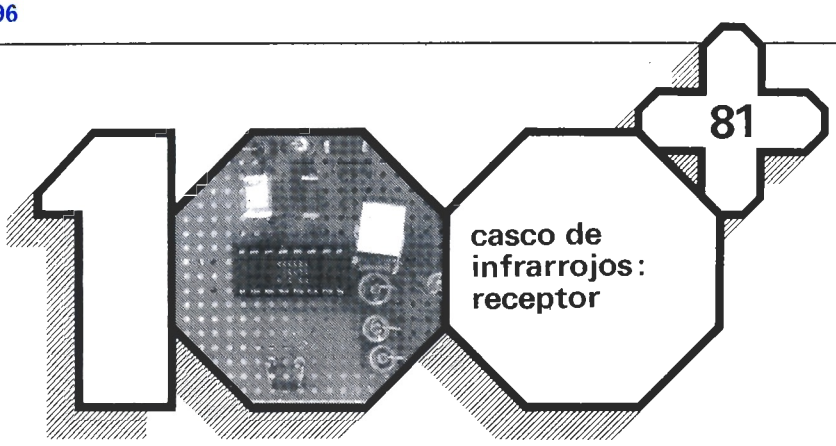
con indicación a LEDs

Un contador de sucesos, como era de esperar, cuenta sucesos, o, para ser más precisos, cuenta las veces que ocurre un suceso particular.
Nuestro contador puede parecer que es limitado en cuanto al número de bits, pues sólo puede contar hasta 99, pero en realidad se puede ampliar tanto como queramos.
La lectura se hace en dos líneas de LEDs: una para las unidades y otra para las decenas. Sólo un LED por cada línea (como mucho) lucirá al mismo tiempo, con lo que el consumo de corriente será bastante bajo, sobre todo si lo comparamos con los dos displays de 7 segmentos que necesitaríamos para el mismo fin.
El contador en cuestión está basado en dos contadores de décadas del tipo 4017. Cuando se pulsa el botón de reset, ambas salidas Q0 adquieren un nivel alto. Cada pulso de reloj que llega al pin 14 de IC1 hace que se ponga a «1» la siguiente salida. Al décimo pulso de reloj, la salida $\overline{CO}$ toma un nivel alto y se convierte en señal de reloj de IC2. Al mismo tiempo, IC1 es reseteado a cero. Después de 99 pulsos, ambos contadores se ponen a cero y la secuencia comienza de nuevo.
En principio, la salida $\overline{CO}$ (carry output) de IC2 se podría aplicar a la entrada de reloj de un tercer 4017 y así ampliar el contador indefinidamente.
Las salidas del 4017 no pueden activar directamente los LEDs; por ello se necesita una etapa «buffer» (excitadora), consistente en un transistor y una resistencia por cada salida. Una resistencia común (de 820 Ω con una alimentación de 15 V) por línea es todo lo que necesita cada integrado para que conduzca sólo un LED a la vez.



Algunas veces, estos pulsos se extraerán directamente de otro circuito. En este caso habrá que comprobar si la fuente de alimentación da la suficiente potencia, y si es necesario, modificar los valores de R20 y R21. Si no dispone de una fuente de impulsos, puede utilizar el circuito basado en N1 . . . N4, que hemos diseñado para el contador de sucesos. Se genera un pulso de reloj cada vez que S1 se cierra o S2 se abre, y para evitar problemas, los efectos del rebote se suprimen con N2, N3, C3 y R25.

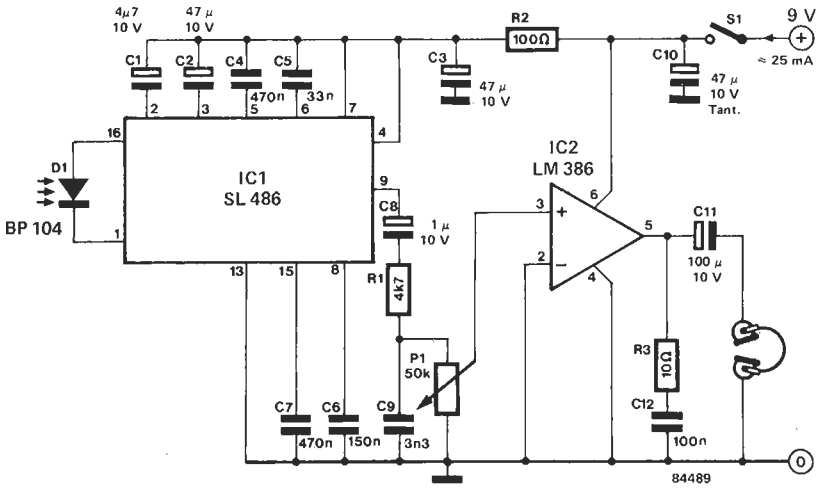
Lo único que nos queda ahora es considerar el reloj o el circuito que proporcione la señal equivalente.

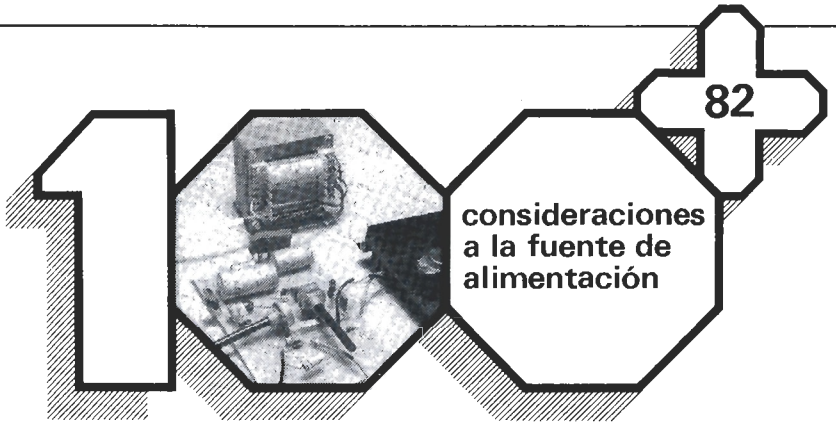


81 casco de infrarrojos: receptor

sin hilos

Este montaje, que se reduce a dos circuitos integrados y a algunos componentes más, constituye el módulo de recepción de un casco de escucha sin hilos de la máxima sencillez. La segunda parte de este sistema de emisión/recepción de infrarrojos de «fidelidad media», que es el emisor, se describe en otro montaje de este mismo número.
El principio de funcionamiento elegido es el de la modulación por anchura de impulsos (MIA).
La señal se transmite por el LED de infrarrojos en el emisor, y cuando el receptor «reconvierte» esta señal de infrarrojos (IR) en impulsos eléctricos, será una forma de onda rectangular, en la que la anchura de los impulsos corresponde a la información de audio. La señal obtenida después de la amplificación y del filtrado sólo ha de integrarse para poder recuperar la información de audio. ¿Qué podría ser más sencillo?
El SL486 es un circuito integrado concebido para aplicaciones de infrarrojos. Contiene un amplificador con control automático de ganancia y un filtro limitador, y resulta idóneo como receptor de un solo chip para nuestro sistema de casco sin hilos.
La señal captada por el fotodiodo de infrarrojos (un BP 104) se introduce en la entrada de IC1, mientras en la salida actúa el integrador constituido por la resistencia R1 y el condensador C9. Un amplificador integrado (IC2) eleva la señal de audio al nivel exigido por el casco.
Como este receptor reducido a su más simple expresión no dispone de una sección de filtrado, la existencia de fuentes de infrarrojos de tipo parásito (sol, luz artificial) puede, en ocasiones, ser enojosa y generar un ruido nada deseable.
El procedimiento más sencillo para proteger al receptor contra estas anomalías es proteger al LED de infrarrojos con un parasol, que podrá adoptar la forma de un trozo de tubo de PVC o, aún mejor, con una lente o un reflector de espejo colocado enfrente. Esta última idea es particularmente interesante porque, con un poco de imaginación y experimentando con una lente, se puede aumentar el alcance desde los 5 a 10 metros originales, hasta 20 a 50 metros, lo cual es digno de consideración para un circuito tan sencillo.



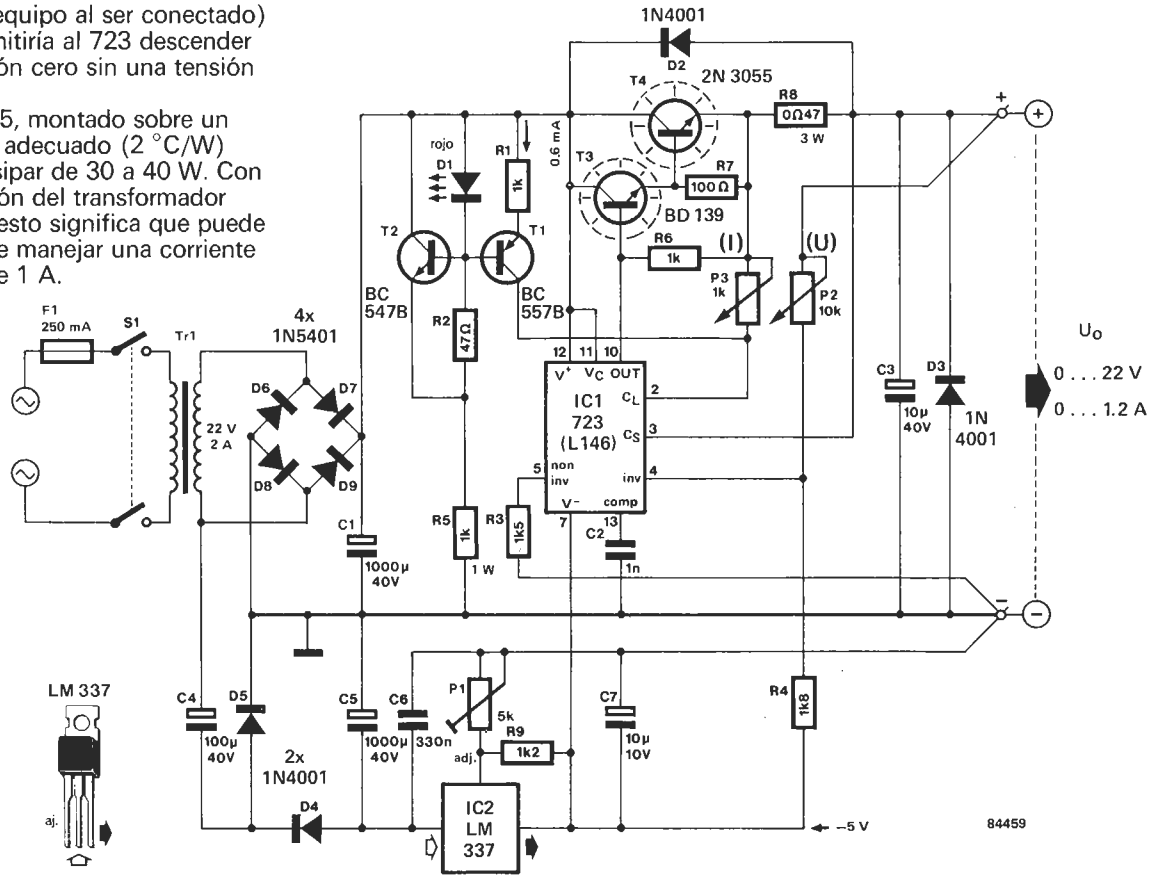


82 consideraciones a la fuente de alimentación

un nuevo vistazo al regulador de tensión 723

En su aplicación estándar, el regulador de tensión 723 proporciona una salida de 2 a 37 voltios, pero en muchos casos es necesario bajar hasta los 0 V. Para ello, se necesita una tensión negativa auxiliar: en el presente circuito esto se consigue con el regulador negativo LM337 (IC2). Pero no es suficiente con conectar un circuito adicional al mismo transformador del que se obtiene la alimentación positiva: para conseguir una tensión negativa, debe haber una carga en la alimentación positiva.
Esto se consigue con R5/T2, que aseguran que en todo momento circula corriente, mientras el interruptor principal está conectado.
También se puede ajustar la limitación de corriente al aplicar una tensión de 0,6 V entre el pin 2 (CL = current limit) y el pin 3 (CS = current sense). Esta tensión es la suma de las pequeñas caídas de tensión en R8 (proporcional a la corriente de salida I_O) y en P3. Esta última tensión es el producto de la resistencia de P3 y la corriente a través de T1. Una mayor estabilización de la base de T1 se consigue con T2. A pesar de esta doble estabilización, todavía queda un pequeño rizado (0,3%) en la corriente que entra a C_L.
La estabilización de la tensión se lleva a cabo en IC1: el zumbido y el ruido son menores de 1 mV, con una salida de 15 V, y 150 mA.
La tensión de salida crece linealmente con la resistencia de P2. El nivel máximo de salida se puede ajustar con P1.
La alimentación negativa tiene una constante de tiempo mayor que la sección positiva, de forma que cuando se desconecta la fuente, todavía permanece activa durante breves instantes. Si esto no estuviera previsto, la salida podría aumentar momentáneamente (lo que podría

dañar el equipo al ser conectado) y no permitiría al 723 descender a la tensión cero sin una tensión auxiliar.
El 2N3055, montado sobre un disipador adecuado (2 °C/W) puede disipar de 30 a 40 W. Con una tensión del transformador de 22 V, esto significa que puede fácilmente manejar una corriente de más de 1 A.

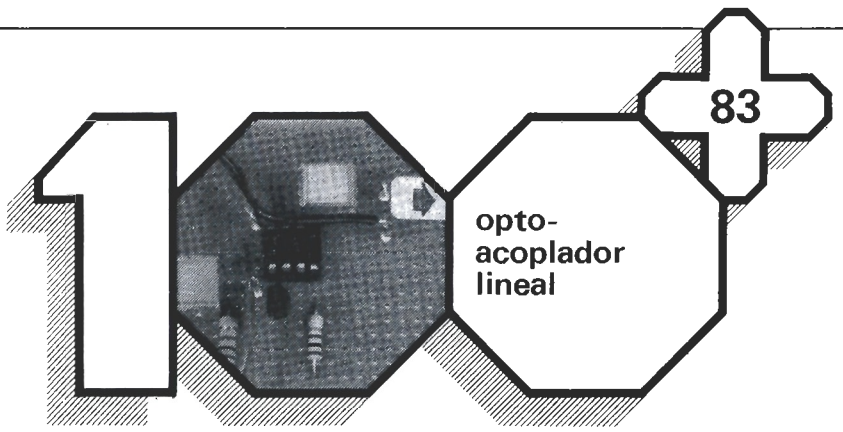


La elección del transformador es bastante crítica porque, estrictamente hablando, 24 V es ya una tensión demasiado alta para el 723, que tolera hasta los 36 V. Por eso es mejor utilizar el L146, una versión mejorada del 723, que puede manejar hasta 80 V. Procure, no obstante, que incluso así, la tensión del secundario del transformador no sea mucho mayor (unos pocos voltios), ya que de no hacerlo así, sobrepasaría los límites de tensión de los condensadores electrolíticos y de los transistores.

Algunas consideraciones finales que conviene tener presente:

- La tensión del secundario del transformador debe ser aproximadamente igual a la máxima tensión de salida deseada, sobre todo si ésta es mayor de 20 V.
- Asegúrese siempre de que la corriente que proporciona el transformador sea al menos 1,4 veces mayor que la corriente de salida.
- La tensión de salida es igual a: $P2 \times U_{neg}/R4$ voltios; U_{neg} se debería fijar alrededor de −5 V, con P1. Ajustado P1 (y con él U_{neg}) ligeramente, la tensión máxima de salida puede ser fijada exactamente en 22 V. Si la máxima tensión de salida es muy diferente a este valor, se debe adaptar R4 hasta que la tensión negativa permanezca sobre los −5 V anteriores.
- La máxima corriente de salida viene determinada por R8, y es igual a 0,6/0,47 = 1,28 A.
- ¡No permita que el 3055 disipe más de 40 W continuamente!

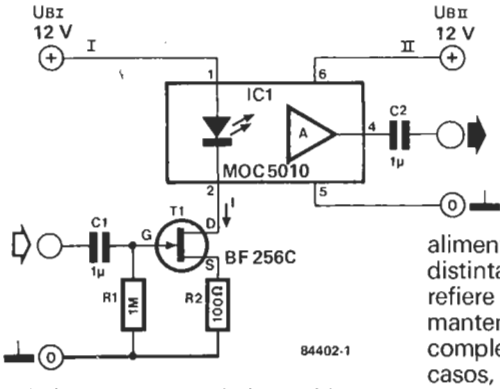
Finalmente: el retorno a masa se muestra intencionadamente con tres líneas paralelas para dar un punto de referencia claro donde, en última instancia, la tensión o la corriente es constante. Pero debido a las pequeñas e inevitables caídas de tensión que se producen siempre en los retornos a masa, la regulación será de cualquier modo menor si este retorno no se hace por separado.

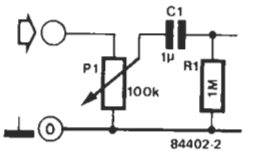


El opto-acoplador MOC 5010 puede utilizarse para aislar una parte de un circuito de otro (adaptaciones de audio, electrónica médica u otras aplicaciones).

Debido a su elevada resistencia aisladora (10^{11} Ω), el MOC 5010 es especialmente idóneo para circuitos conectados directamente a la red, tales como receptores de TV. Puede entonces aplicarse al «adaptador de sonido para TV» descrito en septiembre de 1982.
La banda pasante de este opto-acoplador es muy superior a la de sus predecesores: de 5 Hz a 100 KHz, por lo cual no hay que preocuparse de la respuesta de la señal de audio.
Básicamente, el MOC 5010 convierte una variación de corriente en su entrada en una variación de tensión a su salida. Las tensiones de entrada deben, por tanto, transformarse en variaciones de corriente. Esto puede realizarse con un transistor FET, como se indica en la figura. La pendiente que presenta la característica de salida de este FET, tal como está montado, es de 3 a 4 mA/V. El circuito

completo posee una ganancia de tensión de 0,75. Su entrada no debe superar los 2 V RMS, mientras el ancho de banda es de 118 KHz a −3 dB. La corriente de reposo drenador-fuente es de unos 10 mA. La trans-resistencia del amplificador A es de unos 200 mV/mA, por lo cual la ganancia del conjunto es de unos 0,6 a 0,8 (−4,5 . . . −2,0 dB). La impedancia de salida del amplificador es menor que 200 Ω. Puede conectarse un amplificador exterior a la patilla 4 del integrado. Si la tensión de entrada es superior a 2 V RMS, deberá utilizar un divisor de tensión como el indicado en la figura 2.
Si la ganancia del conjunto es demasiado pequeña, puede sustituir el FET T1 por un transistor



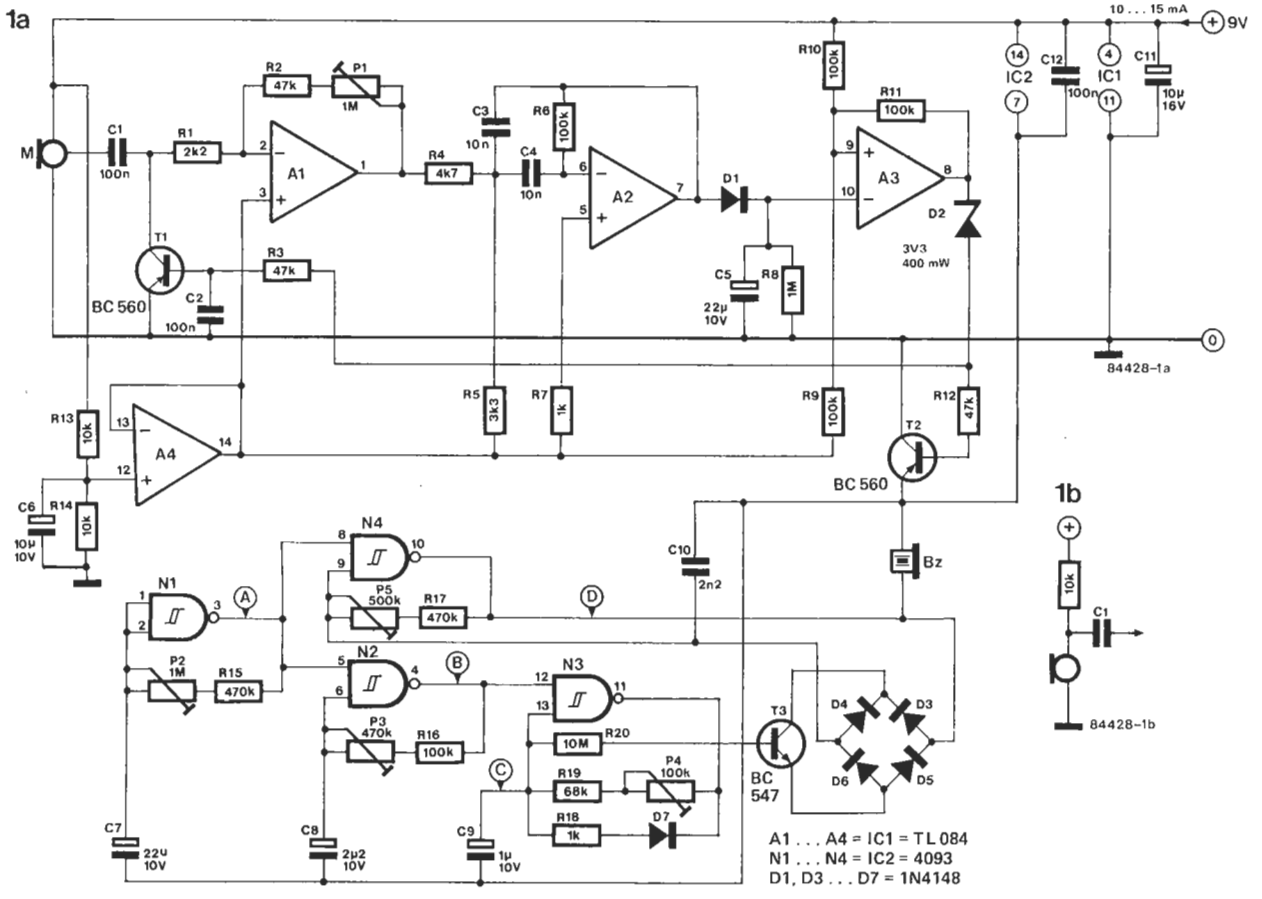


(también con 10 mA de intensidad de reposo), pero entonces el circuito es casi el mismo que se publicó en septiembre de 1982.
Es importante indicar que son necesarias dos fuentes de alimentación completamente distintas: ¡no sólo en lo que se refiere a los +12 V!, ¡también deben mantenerse dos líneas de 0 V completamente aisladas! En muchos casos, es posible obtener la tensión de +12 V para el elemento emisor del circuito, a partir de la alimentación del televisor: esto resulta relativamente sencillo si se dispone del esquema eléctrico del aparato.

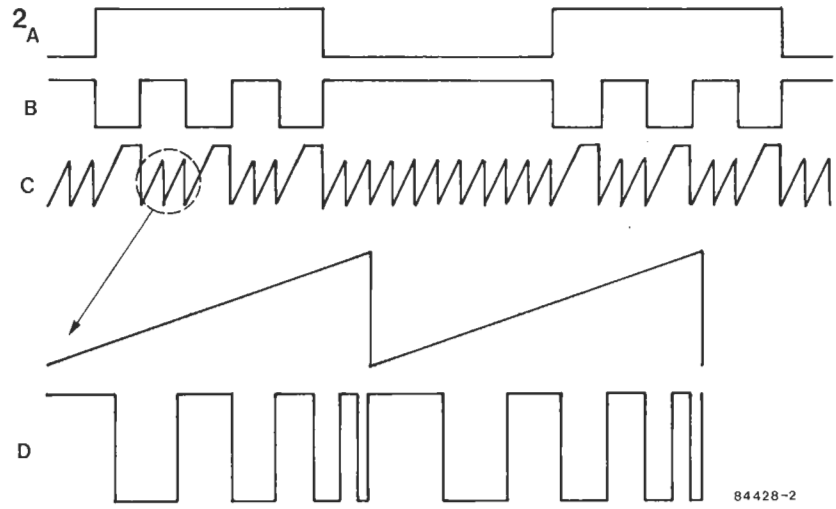


que responde a su dueño con un gorjeo

No es difícil, realmente, diseñar un pájaro electrónico si uno no es un experto ornitólogo. Pero dotarle de un oído que le permita reconocer la voz (o más exactamente, el silbido) de su dueño, ¡eso ya es otra cosa! Veamos cómo se puede hacer. El circuito necesario ha sido dividido en dos secciones. La primera está construida en torno a los amplificadores A1 . . . A4.
La señal captada por el micrófono es amplificada por A1 con ganancia ajustable entre 20 y 500 con el potenciómetro P1, antes de aplicarla a un filtro (A2) que sólo dejará pasar las frecuencias de un silbido «normal». Inmediatamente después pasa por la red D1/C5, que



rectifica y desacopla la señal, para adecuarla como disparo de A3. Este operacional funciona en el circuito como multivibrador monoestable.
Cuando alguien silba cerca del micrófono, la salida de este amplificador operacional A3 permanece a nivel bajo hasta que C5 se haya descargado a través de R8; después de alcanzado el nivel de disparo de A3, la salida de éste pasará a nivel alto. Mientras tanto, el transistor T2 conduce, estableciendo una conexión entre la masa de la última mitad del circuito y la masa de la alimentación.
Comentemos el papel que juega A4: este operacional crea un potencial de referencia para la entrada no inversora de los amplificadores A1 . . . A3, cuya tensión de salida varía simétricamente en relación a la tensión de alimentación. Esto nos permite ahorrarnos una alimentación simétrica positiva/negativa. Mientras la salida de A3 permanece activa (nivel bajo), T1 conduce y, consecuentemente, cortocircuita el micrófono, lo cual es necesario para evitar la realimentación positiva.
La red de retardo C2/R3 asegura que T1 continúa conduciendo durante un instante después que A3 ha cambiado de estado, pasando a nivel lógico alto (inactiva).
El gorjeo de respuesta del pájaro se produce en la segunda parte del circuito, y más exactamente en el oscilador controlado por tensión



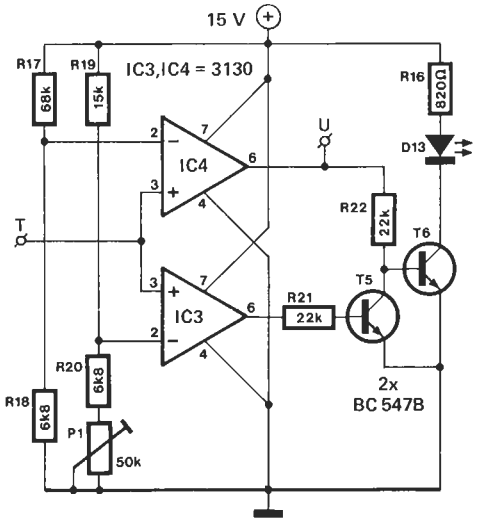
(VCO) formado por N4, P5, R17, D3 . . . D6, C10 y T3. Si la base de T3 es alimentada con un tren de pulsos en diente de sierra, de varios hertzios de frecuencia, se produce un ruido similar al gorjeo.
La señal en diente de sierra se genera en las puertas N1 . . . N3. La puerta NAND N1 proporciona una onda cuadrada al oscilador N2, que funciona solo cuando la salida de N1 está a nivel lógico alto (ver figura 2). Cuando la salida de N2 está a nivel alto, el generador de diente de sierra N3 produce un tren de pulsos, como se muestra en la figura 2c. El ruido consiguiente no puede, sin embargo, escucharse, pues el VCO está bloqueado por la señal de salida de N1 aplicada en el pin 8 de N4.
Tan pronto como la salida de N2 pasa a nivel bajo, N3 deja de oscilar y su tensión de salida tiende a adquirir el nivel lógico alto de alimentación. Esto ocurre porque N2 y N3 oscilan a frecuencias diferentes, con el consiguiente resultado: una señal en diente de sierra, totalmente arbitraria.
Esta señal es entonces modulada en frecuencia por N4 para excitar al zumbador piezoeléctrico (Bz).
Las frecuencias de los osciladores pueden variarse a gusto con P2 . . . P5, para producir el margen de trinos deseado.
Si la cápsula del micrófono electret posee dos terminales en lugar de tres, el circuito de entrada deberá modificarse, como indica la figura 1b.



monitor para calefacción central

con indicación a LED

Uno de los mayores gastos anuales en las viviendas de hoy es el del combustible para la calefacción central. Aparte de mantener la temperatura ambiental lo más baja que permita la comodidad, no es mucho lo que podemos hacer por reducir el importe. Nos limitamos a ajustar la temperatura, y dejamos que el termostato de la habitación, y la caldera de la calefacción central, hagan lo que estimen oportuno.
Pero hemos de hacer algo para evitar, por ejemplo, que los contactos del termostato de la caldera estén abiertos, en cuyo caso nuestra demanda de calor no siempre se satisfará de forma inmediata. Esto puede suceder si el termostato está ajustado a una temperatura inferior a la temperatura máxima (90 . . . 100 °C), lo que se recomienda hacer al principio y al final del período de calefacción.
El circuito indica diversas condiciones por medio de tres diodos LEDs. D1 señala una demanda de calor, y D2 y D3 indican, respectivamente, una respuesta, positiva o no, a esta solicitud (ver figura 1). Comencemos por el primero. D1 se apaga cuando la entrada de N3 está a nivel lógico alto. Esto es lo que ocurre al existir 24 V de corriente alterna en los contactos abiertos del termostato de ambiente (TA) (tensión rectificada a través de R15, D7, R7 y C4) o a falta de la tensión de 24 V, debido a la apertura de los contactos del termostato de la caldera (TC), con lo que la resistencia externa entre los puntos Z e Y será «infinita». En estas condiciones, la entrada de N3 (pines 12 y 13) se lleva a nivel lógico alto por medio del divisor de tensión que constituyen R7/D7/R15/R1.
D5 y D6 actúan como detectores de corriente. T4 conduce en los semiperíodos de la tensión de red, en los cuales la caldera está en funcionamiento. Entonces, C2 se descarga con mayor rapidez (a través de R5 y de T4) que cuando se recarga (a través de R4 y de R5).
Las entradas de N1 están a nivel lógico «0», por lo que se iluminará D2. La situación es algo diferente para el diodo LED D3. Si el quemador se mantiene apagado cuando más calor se necesita, ambas entradas de N2 estarán al nivel lógico «1», por lo que su salida será «0» y se iluminará el diodo LED.
Un tren de impulsos de 50 Hz es constantemente introducido en una entrada de N4. Estos impulsos se transmitirán a la salida si la segunda entrada es «1». Este es el caso,



cuando está funcionando el quemador, por lo que esta salida podría utilizarse como medida del consumo de combustible de la calefacción central.

El circuito para un quemador de calefacción central suele ser muy similar al mostrado en la figura 2. También se indica un conmutador de bomba optativo. Es preciso añadir un condensador C6 = 10 µF (6,8 µ y 3,3 µ en paralelo), para evitar una indicación permanentemente errónea de demanda de calor, puesto que, de no estar instalado, habría siempre una resistencia externa debida al circuito optoacoplador primario en el conmutador de la bomba. Por otra parte, se necesitan cuatro diodos (D14 . . . D17) para compensar el umbral elevado en el mismo optoacoplador (debido a D5 y D6). Estos cuatro diodos son necesarios también si se instala el detector de diodos LED antes citado. En algunos casos, la caída de tensión debida a la resistencia de los dos hilos de conexión es incluso superior a la tensión de umbral del optoacoplador.

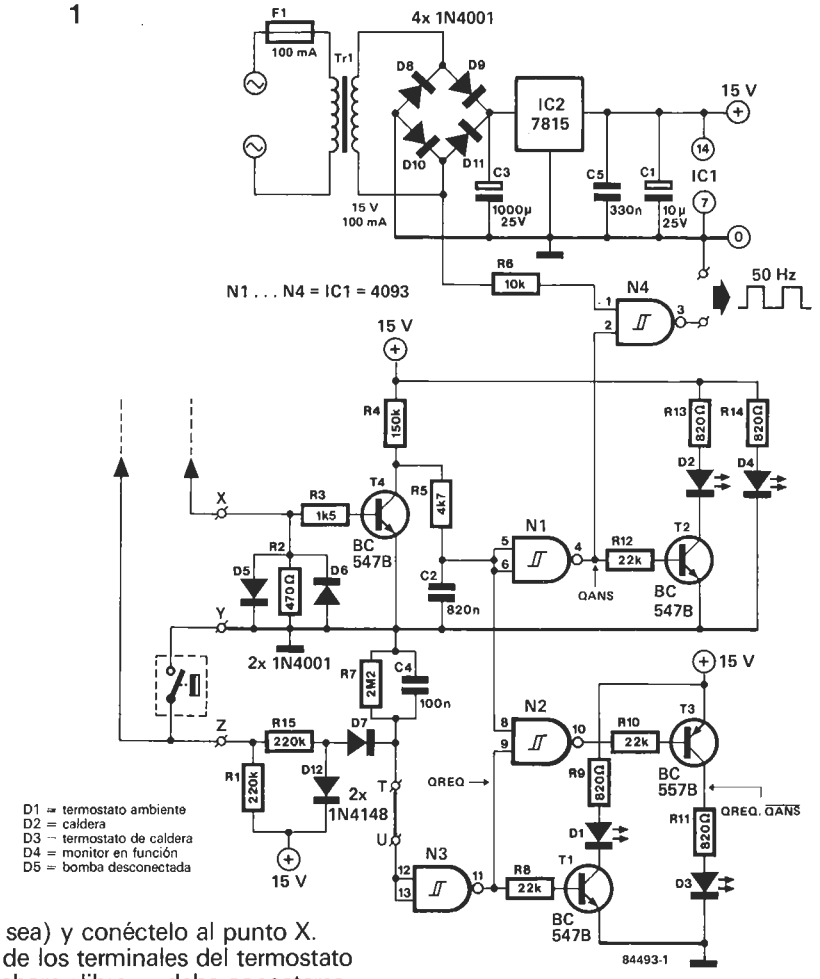
Si un conmutador de la bomba se incluye en su sistema de calefacción central, puede añadirse al monitor otro diodo LED, D13. Sustituya el puente T-U, indicado en la figura 1, por el comparador de ventana basado en IC3 e IC4. El diodo LED D13 se iluminará siempre que se ponga en marcha la bomba, si esto no es debido a que el termostato requiere más calor. Luego vuelve a desconectarse, y el circuito del quemador pasa a un estado de reserva («stand-by») y sólo habrá una pequeña tensión a través de los contactos del termostato del recinto.

Este monitor de calefacción central debe montarse a ser posible cerca del termostato de la habitación. Para su instalación, corte primero uno de los dos hilos que van al termostato (sin importar cuál de ellos sea) y conéctelo al punto X. Uno de los terminales del termostato está ahora «libre» y debe conectarse a Y. El otro terminal debe conectarse a Z por medio de un trozo de hilo. Si su caldera está provista de un control externo de bomba, tendrá que añadir C6 y D14 . . . D17. Está rigurosamente prohibido para cualquier persona no autorizada (incluido usted mismo) realizar cualquier cambio dentro del circuito del quemador de la calefacción central. El monitor descrito puede «encargarse» de ello, e incluso cuando esté desconectado, no influirá en el funcionamiento de la calefacción central. ¡Se trata de un circuito completamente pasivo!

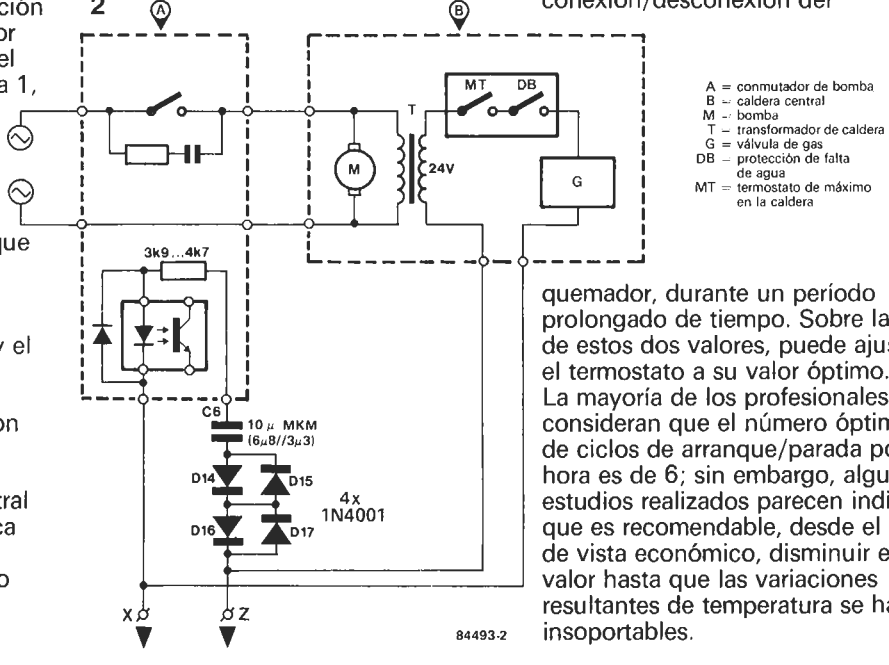
También es posible modificar el comportamiento de la calefacción central con el empleo de este monitor, ya que posibilita la determinación del tiempo que dura la conexión y desconexión del quemador. La utilización de la salida de N1, como señal de reloj para el «contador de sucesos» descrito en este mismo número, permite contar también el número de ciclos de conexión/desconexión del quemador, durante un período prolongado de tiempo. Sobre la base de estos dos valores, puede ajustarse el termostato a su valor óptimo.

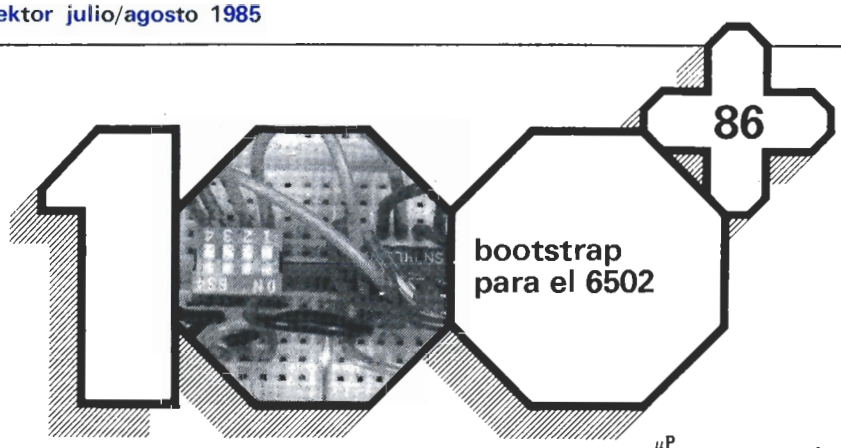
La mayoría de los profesionales consideran que el número óptimo de ciclos de arranque/parada por hora es de 6; sin embargo, algunos estudios realizados parecen indicar que es recomendable, desde el punto de vista económico, disminuir este valor hasta que las variaciones resultantes de temperatura se hagan insoportables.

1



2

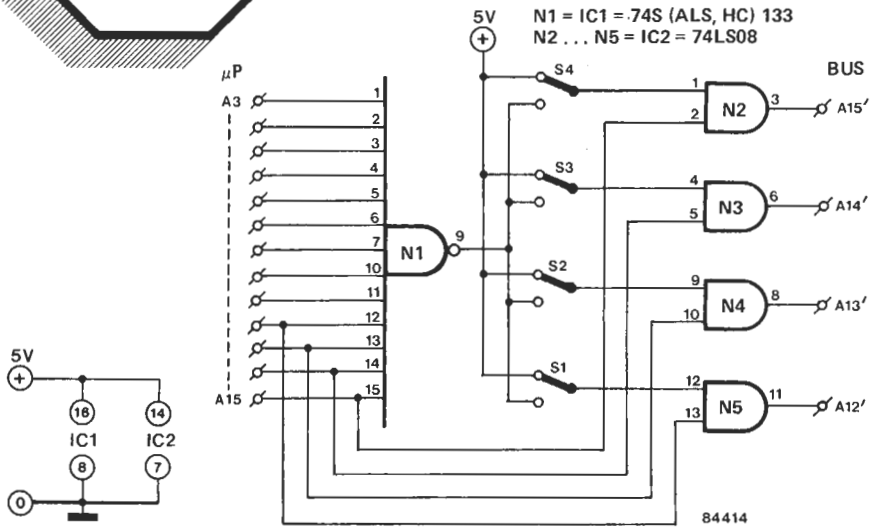


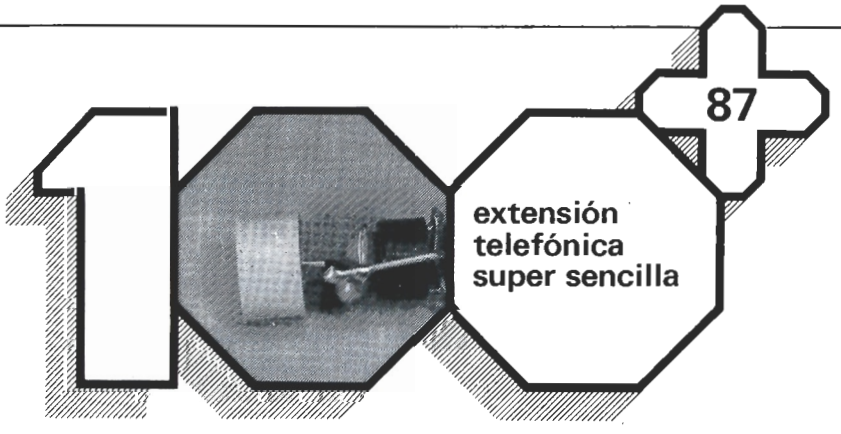


86 bootstrap para el 6502

un paseo por la CPU

Durante la rutina de inicialización, el procesador 6502 lo primero que busca es el vector de comienzo, que se encuentra en las direcciones $FFFC y $FFFD de ROM. Esta es una instrucción fija que no se puede cambiar, y que apunta a una zona de memoria PROM, la cual, en la mayoría de los ordenadores es muy difícil de acceder para el usuario.
El circuito descrito aquí hace que el 6502 busque el vector de comienzo en una dirección elegida por el usuario: $XFFC/$XFFD, donde X es cualquier valor hexadecimal entre 0 y E. En esta dirección, la CPU encontrará el vector que le conducirá a la rutina de comienzo escrita por el usuario (en EPROM), en vez de a la rutina estándar escrita por el fabricante.
La única modificación del hardware que se necesita para conseguir esto es conectar el circuito de la figura entre el 6502 y su bus. Ahora, cada vez que la CPU mande una dirección entre $FFF8 y $FFFF, el bus recibirá una dirección entre $XFF8 y $XFFF, donde X es determinada por el usuario a través de cuatro conmutadores (o cuatro puentes cableados). La decodificación de la dirección es algo menos precisa que la necesaria para direccionar sólo el µP cuando su salida direcciona $FFFC y $FFFD. Si S4, por ejemplo, está en la posición de +5 V, A15' es igual a A15, pero si se selecciona la otra posición, A15' = $\overline{A15}$ (bien entendido, esto ocurre sólo cuando la propia salida de N1 está a nivel bajo, esto es, cuando el procesador direcciona la zona $FFF8...$FFFF).
Para utilizar este circuito, las líneas A3...A15 del bus deben entrar a N1, y la unión entre las salidas A12...A15 del 6502 y el bus del sistema se debe cortar: estas líneas se conectan a las líneas A12'...A15' de nuestro circuito de «rodeo».
Cada una de las líneas A12...A15 se conecta a una de las entradas de las puertas AND N2...N5.
La segunda entrada de cada una de estas puertas es el nivel lógico que fija el usuario por medio de los conmutadores. La palabra binaria resultante constituye el valor hexadecimal de X en la dirección de destino $XFFC y $XFFD.
En la mayoría de los casos, esta zona de memoria se encuentra en EPROM, y, aparte del vector de reset, probablemente contendrá la rutina de inicialización.
Recuerde que, por supuesto, el cambio descrito aquí también implica que los vectores IRQ y NMI (XFFE/XFFF y XFFA/XFFB respectivamente) y las rutinas correspondientes deben ser modificadas adecuadamente.



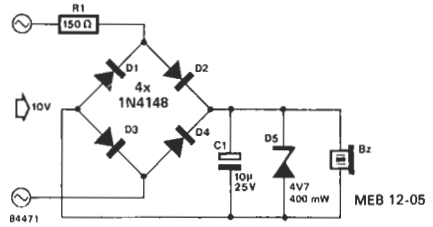


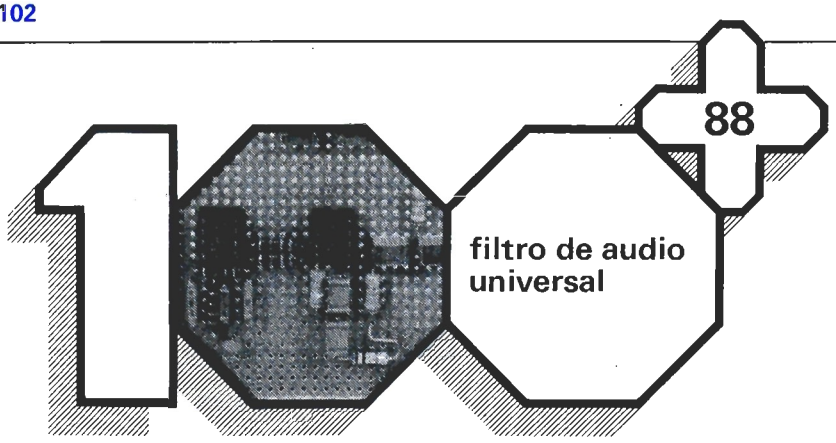
87 extensión telefónica super sencilla

¡oiga el timbre del teléfono donde está usted, y no donde está el teléfono!

Un nuevo tipo de zumbador piezoeléctrico miniatura y con oscilador integrado ha dado vida a la más simple extensión electrónica del timbre de la puerta o del teléfono, que nunca se ha visto.

Sólo siete componentes habituales hacen falta para que el zumbador se ponga a sonar cuando se le aplique la tensión correspondiente.
A diferencia con un resonador, este tipo de zumbador se pone a sonar cuando se le aplica una tensión continua.
Un puente construido con cuatro diodos 1N4148 rectifica la tensión alterna proporcionada por el timbre; un diodo zener y una resistencia en serie impiden que esta tensión supere la tensión máxima admitida (5 voltios). Una resistencia en serie de 150 ohmios (como en el esquema) es adecuada para una tensión alterna de entrada de unos 10 V como máximo. Si la tensión en cuestión supera este valor será preciso volver a calcular el valor de esta resistencia, aplicando la ley de Ohm ($U = R \times I$), teniendo en cuenta que la corriente a través del zumbador no ha de ser superior a 25 mA.

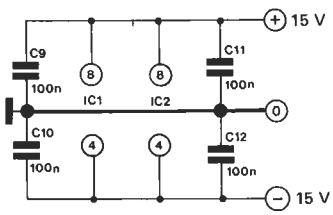


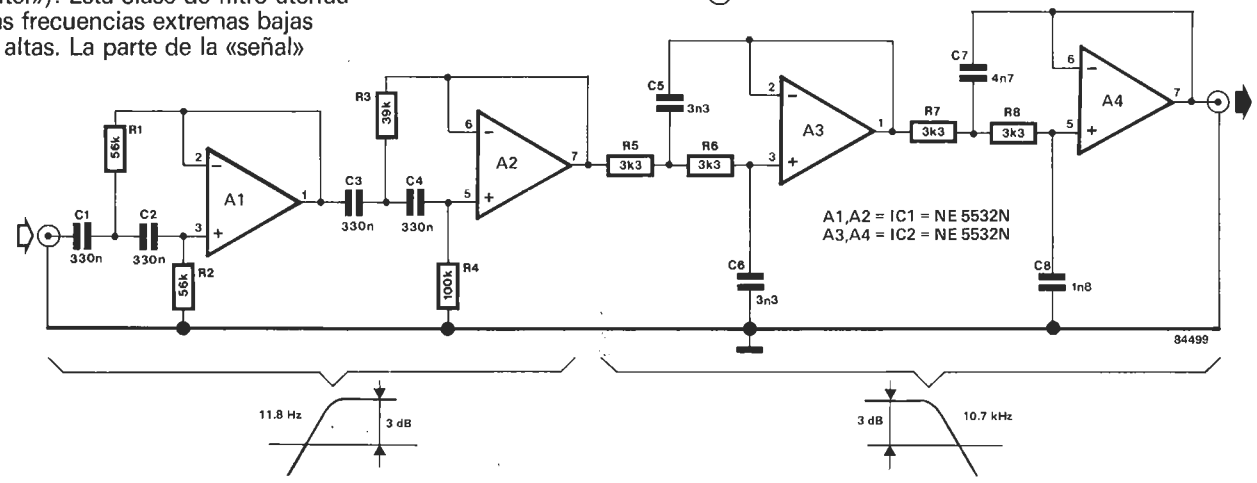


88 filtro de audio universal

para discos gastados, rayados, o con ruido de fondo

Se trata de una denominación un poco peculiar, para lo que se acostumbra a llamar filtro de ruido y de zumbido («noise and rumble filter»). Esta clase de filtro atenúa las frecuencias extremas bajas y altas. La parte de la «señal» situada en estas gamas tiene, por regla general, una influencia más bien nefasta sobre la calidad de la señal de audio en su conjunto. Otra forma de considerar este circuito es como filtro pasobanda de gran anchura, concebido para la parte más importante del espectro audible.

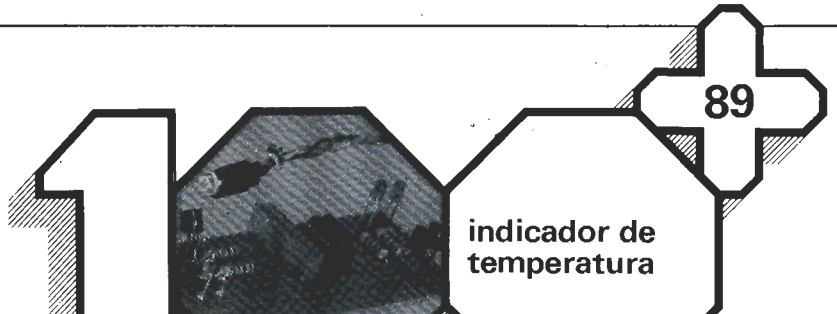




La disposición es bastante sencilla, puesto que esencialmente está constituido por dos filtros en serie, uno de rechazo a nivel bajo, seguido por otro de rechazo a nivel alto. Cada filtro individual está formado por un par de etapas de filtros de segundo orden en cascada, para obtener una gran pendiente de 24 dB/octava. Las frecuencias de corte son 11,8 Hz y 10,7 KHz, con los valores de los componentes dados en el esquema. La idoneidad de estos puntos depende de la aplicación, y no hay dificultad alguna en cambiarles. La frecuencia de 11,8 Hz puede aumentarse reduciendo el valor de los condensadores C1 . . . C4, o puede disminuirse incrementando la capacidad. Todos estos condensadores deben tener el mismo valor. La frecuencia de corte del filtro alto puede modificarse también cambiando el valor de las resistencias R5 . . . R8. Como en los condensadores, estas cuatro resistencias deben tener todas ellas el mismo valor, pero este valor puede reducirse para aumentar la frecuencia de corte, o elevarse para disminuir la frecuencia.

Los amplificadores operacionales empleados son circuitos integrados de bajo nivel de ruido, y hay dos en cada chip. Se requieren dos circuitos integrados para cada canal.

El consumo de corriente por canal es de unos 20 mA.



89 indicador de temperatura

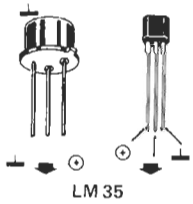
... del café

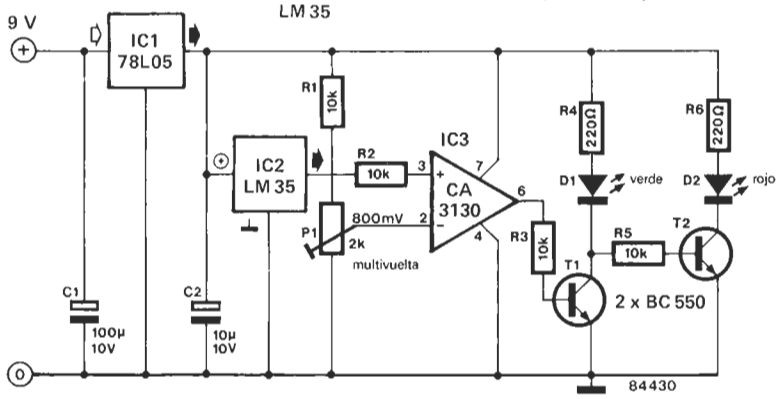
¿Hay algo tan relajante, tras una dura jornada de trabajo, como estirarse en un sofá, con una cafetera a mano? La respuesta a la pregunta de si el café tan penosamente ganado, tiene igualmente buen gusto, depende de dos cosas: del número de granos de café utilizados para producirlo (de su densidad en definitiva) y de la temperatura del líquido moreno. No vamos a discutir sobre el primer elemento, pues esto es sólo cuestión de gustos. Las opiniones son varias: algunos lo prefieren muy cargado y otros, sin embargo, prefieren que tenga el color del té... Sólo nos vamos a interesar por el segundo elemento, es decir, la temperatura, bastante menos sujeta a la diversidad de gustos, pues la mayoría admite que está mejor cuando su temperatura alcanza o rebasa los 80 °C. Por otra parte, no todas las cafeteras llevan termómetro incorporado, así que seremos muchos los que construyamos este termómetro o indicador de temperatura.

Como muestra el esquema, la parte electrónica no es muy importante: se limita a un regulador de tensión integrado, un convertidor temperatura/tensión, un comparador, dos transistores y los LEDs asociados, a los que hay que añadir menos de una decena de componentes.

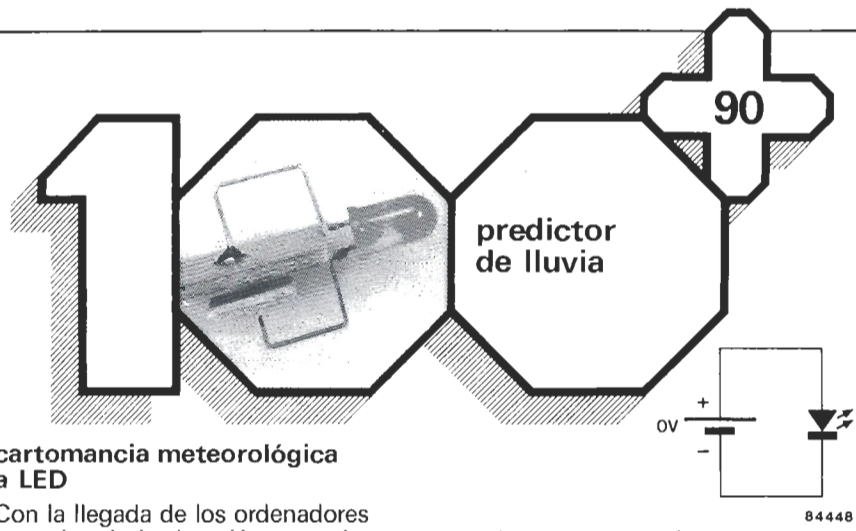
El principio utilizado para controlar

la temperatura es simple. Si el café no está a la temperatura ideal, la salida de IC3 se encuentra a nivel bajo, lo que lleva al bloqueo al transistor T1.
En estas condiciones, T2 conduce y el LED rojo se ilumina: el café está demasiado frío...
Cuando la temperatura es buena (80 °C o más), se ilumina el LED verde.
Veamos un poco detalladamente lo que ocurre en realidad. La temperatura medida por IC2 se convierte en tensión. Para esto hace falta que el LM35, en su disfraz de transistor, se introduzca en el líquido marrón (o negro). Hay que vigilar, por tanto, que las tres conexiones del circuito integrado estén aisladas. Sólo una pequeña parte del LM35 debe sobresalir, y esto puede conseguirse fijando el censor de temperatura, en la punta de una pluma o bolígrafo, o sellando los terminales del integrado con algún tipo de pegamento inocuo, o bien introduciéndolo en un manguito termoencogible.





Un aumento de la temperatura produce un aumento proporcional de la tensión de salida de IC2, a razón de 10 mV por grado centígrado o Celsius. Si admitimos que el café está «en su punto» a 80 °C, habrá que ajustar por medio de P1, a 800 mV, la tensión de referencia (apicada a la entrada inversora de IC3). Cuando la tensión llega a la otra entrada del comparador (su entrada no inversora) alcanza ella también 800 mV (= 80 °C), el comparador bascula, y la salida pasa entonces al nivel alto. El transistor T1 se pone a conducir y T2 se bloquea, provocando el apagado del LED rojo. El LED verde señalará que el café se encuentra ya a la temperatura ideal. ¡A su salud! ⏮



cartomancia meteorológica a LED

Con la llegada de los ordenadores ha mejorado la situación, pero de todas formas las previsiones meteorológicas no tienen aún toda la exactitud que se espera de ellas. Esto nos obliga a prever, con los pobres medios que tenemos, si es necesario regar el césped esta tarde, o si es preferible esperar la previsible apertura de las compuertas celestes. De hecho, somos una multitud los que cada mañana damos unos golpecitos al cristal de nuestro barómetro, y a continuación estrujamos nuestro cerebro para recordar la relación entre un nivel de mercurio y el tiempo (¿bueno o malo?). Existen, por supuesto, otras técnicas para prever el tiempo, técnicas ancestrales que se vienen utilizando desde hace siglos.
La pregunta propuesta es de una simplicidad infantil: ¿va a llover hoy o no? La respuesta no debería exigir demasiada imaginación.
Es para responder a esta pregunta para lo que nosotros hemos concebido esta versión «electrónica» de un contestador meteorológico automático. No vamos a entrar en los detalles de esta maravillosa técnica, pero si la tecnología de este montaje le interesa, o simplemente le intriga, consulte la bibliografía dada al final de este artículo (también le servirá para refrescar sus conocimientos de inglés).
Un LED apagado indica la ausencia de lluvia en las próximas veinticuatro horas. Si el LED está encendido, le recomendamos echar mano al impermeable o el paraguas. El cuadro adjunto recoge los resultados de varios meses de ensayos efectuados en el transcurso del verano de 1983 (junio a septiembre) en distintos lugares.
Falta decir que las medidas de exactitud no son siempre las mismas de un año para otro. Si su predictor obtiene unos resultados ligeramente inferiores, no piense inmediatamente que está averiado: esta dispersión puede ser debida al hecho de que usted no vive exactamente en el lugar en que han sido efectuadas las medidas, o simplemente a que las condiciones meteorológicas no son las mismas que las del año pasado.
Este montaje es muy flexible: se puede conectar a una pila que genere una tensión un poco más elevada (pila R6 semidescargada, por ejemplo). Esta segunda versión es conveniente en los países mediterráneos y en los meses de verano, ya que la indicación que da tiene un significado diferente: la intensidad de la luminosidad del LED, expresada en microcandelas µcd (1 cd = 0,0796 lumen, ver ficha 100) indica la probabilidad de exactitud en la previsión meteorológica. ⏮

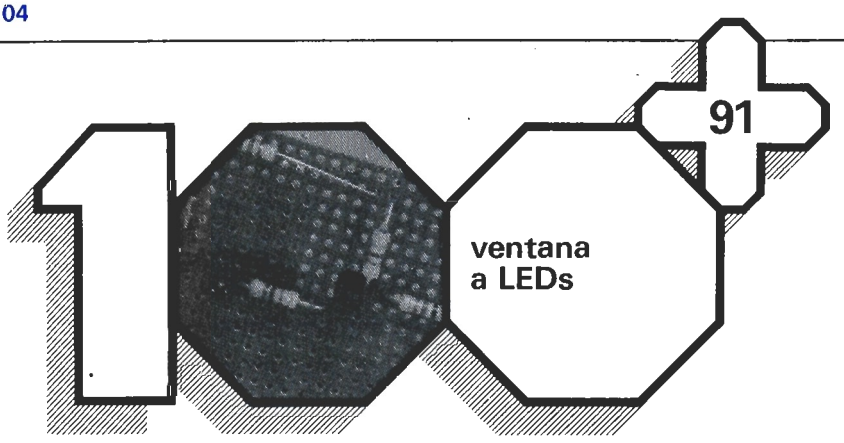
BIBLIOGRAFIA

Zen and the art of inverse diffractive coefficients (volumen 4).

Tabla

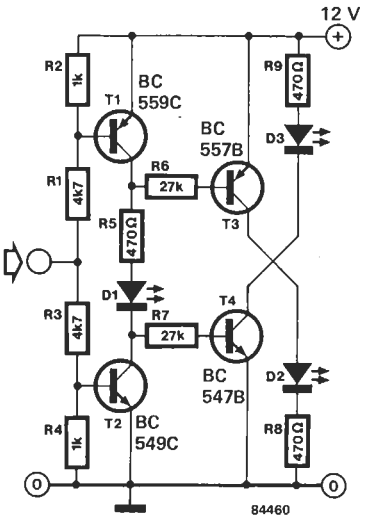
Exactitud de las previsiones durante el periodo de ensayos:

Italia	94%
España	93%
Alemania Occidental	78%
Suiza	80%
Bélgica	78%
Países Bajos	85%
Irlanda del Norte	91%
Gales	87%
Escocia	89%
Inglaterra	80%



un circuito de referencia, fácil de hacer

A menudo es interesante (a veces incluso necesario) saber si un amplificador está saturado, o si ciertos valores límites (termómetro, alimentación...) están desfasados. No siempre es posible utilizar un comparador de ventana «totalmente equipado», y es entonces cuando el circuito descrito aquí puede presentar mayor interés.
Cuando la tensión de entrada se sitúa entre 3,5 y 8,5 V, los transistores T1 y T2 conducen (T3 y T4 están bloqueados): el LED D1 se enciende para indicar que la señal de entrada se encuentra en el interior de la ventana.
Cuando el nivel de entrada sobrepasa los 8,5 V, aproximadamente, T2 y T3 conducen (T1 y T4 están bloqueados): el LED D2 se enciende, indicando que el nivel de entrada sobrepasa «el límite superior de la ventana».
Por último, cuando la señal de entrada cae por debajo de los 3,5 V T1 y T4 conducen, el LED D3 se ilumina indicando que la señal de entrada se sitúa por debajo de su nivel de base.
El consumo de corriente se determina en cada uno de los casos por las corrientes de los LEDs: 20 mA como máximo, valor que puede ser sobrepasado en los momentos de conmutación. Si la entrada (unión R1/R3) está desconectada, la tensión de entrada es aproximadamente la mitad de la tensión de alimentación (6 V), y entonces D1 se ilumina. El punto de unión puede llevarse a masa por medio de una resistencia de 5,6 K, en cuyo caso será D3 el que se encienda.

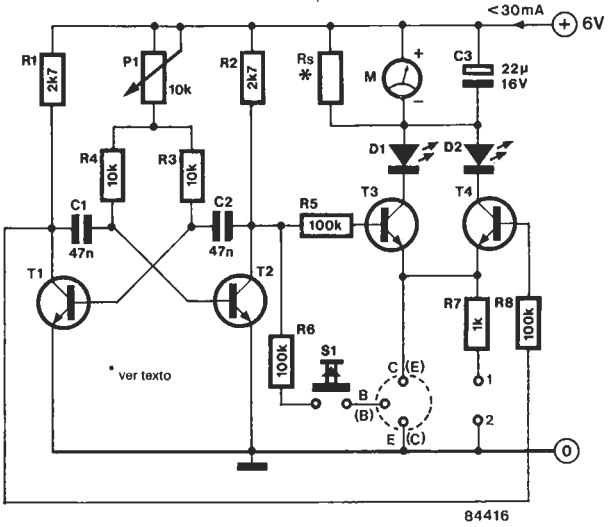




¿PNP o NPN?..., ésa es la cuestión

Los prueba-transistores no son algo nuevo en Elektor. Casi todos los años aparece por lo menos uno distinto; sin embargo, hay muy pocos que puedan identificar si un transistor es PNP o NPN. Aunque es cierto que esta distinción no se utiliza muy a menudo, podemos en ocasiones encontrarnos con una caja entera de transistores, y no saber de qué tipo son. Aunque normalmente los datos del fabricante darían en seguida la respuesta a esta pregunta, también es más que probable que no dispongamos precisamente de las características del transistor que nos interesa. En estas ocasiones, un aparato como el que presentamos aquí puede ser sumamente útil.
El manejo es muy sencillo: el transistor a probar se inserta en el zócalo preparado a tal efecto, y se pulsa el botón S1. Si las patillas del transistor corresponden a las indicadas en el zócalo como B-C-E, se trata de un transistor tipo «NPN», y se iluminará el LED D1. Si, por el contrario, se ilumina D2, es que el patillaje corresponde a (B)-(C)-(E): esta vez se trata de un transistor «PNP».
¿Cómo funciona? Los transistores T1 y T2 forman, junto a la circuitería exterior, un multivibrador aestable, cuya frecuencia puede fijarse mediante el potenciómetro P1.
El transistor en prueba se conecta a la salida de una de las ramas del multivibrador (colector de T2), a través de una resistencia de protección (R6). Si el transistor en

T1...T4 = BC547B
D1, D2 = LED

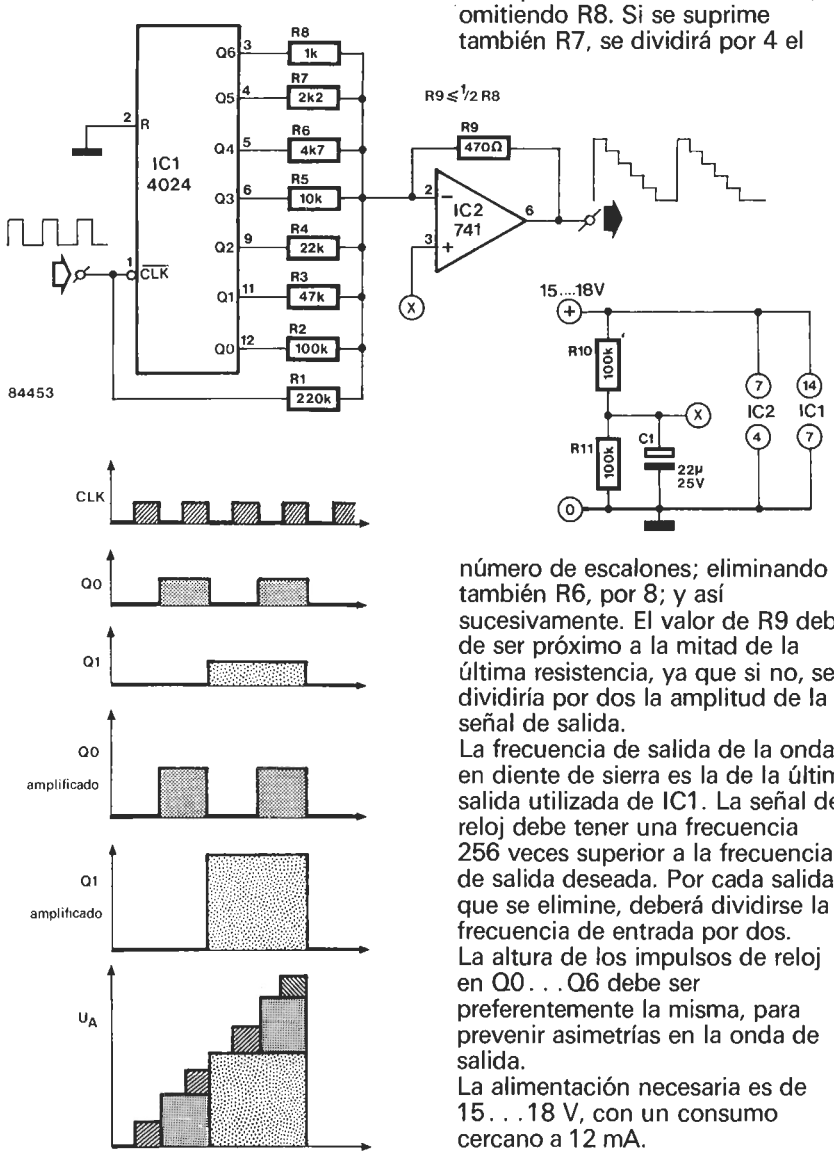


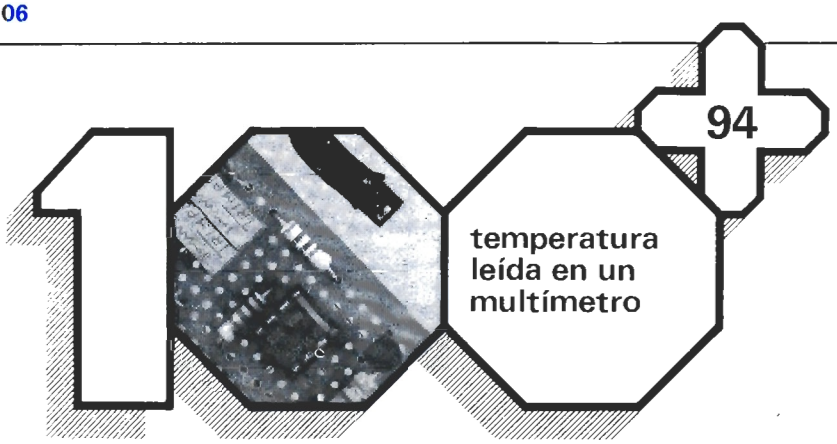
cuestión es de tipo NPN, conducirá cuando T2 esté cortado. Al mismo tiempo, conducirá T3 y se iluminará D1. Si, por el contrario, el transistor es de tipo PNP, conducirá cuando lo haga T2. En estas condiciones, T3 estará bloqueado. Como la tensión de colector de T1 estará a nivel alto, permitirá la conducción de T4 y, por consiguiente, será D2 el que se ilumine.
Los terminales 1 y 2 se han añadido para poder comprobar la conductividad de un cable o la continuidad de una pista, por ejemplo. Existirá conductividad cuando se iluminen ambos LEDs. Estos terminales pueden utilizarse también para identificar el ánodo y el cátodo de un diodo: los LEDs permanecerán apagados cuando el cátodo se conecte al punto 1, y se iluminarán cuando sea el ánodo el que esté conectado a este punto.
El medidor M indica la corriente que pasa a través del transistor.
El condensador C3 alisa y filtra la onda cuadrada generada por el multivibrador. Si no se quiere utilizar este indicador, basta conectar los ánodos de los LEDs a la alimentación positiva, a través de una resistencia Rs de 330 Ω.
La tensión de alimentación no debe ser superior a 6 V, para que, en el caso de intercambiar accidentalmente las patillas de emisor y base del transistor en prueba, no se sobrepase la máxima tensión inversa emisor-base permisible (que suele ser del orden de 6 V).



de onda rectangular a triangular

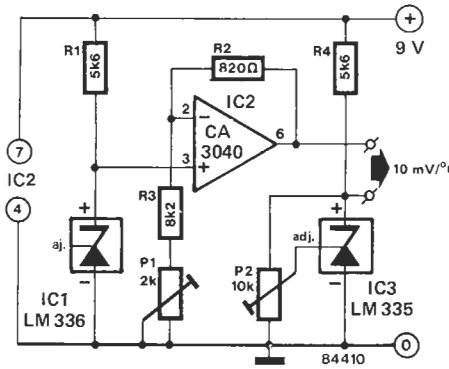
Los generadores en diente de sierra se aplican a circuitos electrónicos en muchas ocasiones. Una aplicación típica se encuentra en música electrónica, donde es necesario convertir la salida triangular de un divisor de octavas en una onda en diente de sierra. También se ven aplicaciones de estas ondas en instrumentos de medida, para proporcionar la señal de control para un convertidor analógico-digital.
A pesar de la simplicidad del esquema propuesto, este circuito proporciona una onda de salida más que aceptable. Los impulsos (externos) de reloj se aplican a un contador de siete bits de tipo CMOS (IC1 = 4024). Las señales de salida del contador (Q0 . . . Q6) se aplican conjuntamente con la señal de entrada a un amplificador operacional, conectado como sumador. Los valores de las resistencias (R1 . . . R8) se han elegido de forma que una sea la mitad de la anterior. En otras palabras, R2 = 1/2 R1, R5 = 1/2 R4, y así sucesivamente. El efecto resultante es que la ganancia del amplificador operacional se duplica en cada salida (Q) sucesiva de IC1. Por ejemplo, el factor de amplificación de la salida Q2 es el doble que el de la salida Q1. Como cada salida es de frecuencia mitad que la salida anterior, esto implica que, cuanto mayor es la frecuencia, menor es la ganancia, como se ve en la figura 1. Si se utilizan resistencias de gran precisión, serán simétricos los sucesivos pasos del diente. Con los valores indicados se pueden obtener pequeñas desviaciones de linealidad.
La característica tensión-tiempo muestra claramente cómo se forma cada uno de los escalones. Para entender mejor la figura, no hemos incluido la inversión que proporciona el operacional. En realidad, la onda obtenida será de escalones descendentes. Cuando se requiera de escalones ascendentes, puede añadirse un segundo operacional con ganancia unitaria a la salida. La onda de salida tiene 256 escalones. Este valor puede reducirse a la mitad, omitiendo R8. Si se suprime también R7, se dividirá por 4 el número de escalones; eliminando también R6, por 8; y así sucesivamente. El valor de R9 debe de ser próximo a la mitad de la última resistencia, ya que si no, se dividiría por dos la amplitud de la señal de salida.
La frecuencia de salida de la onda en diente de sierra es la de la última salida utilizada de IC1. La señal de reloj debe tener una frecuencia 256 veces superior a la frecuencia de salida deseada. Por cada salida que se elimine, deberá dividirse la frecuencia de entrada por dos.
La altura de los impulsos de reloj en Q0 . . . Q6 debe ser preferentemente la misma, para prevenir asimetrías en la onda de salida.
La alimentación necesaria es de 15 . . . 18 V, con un consumo cercano a 12 mA.

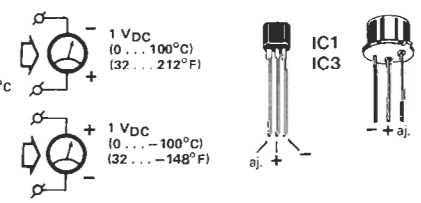




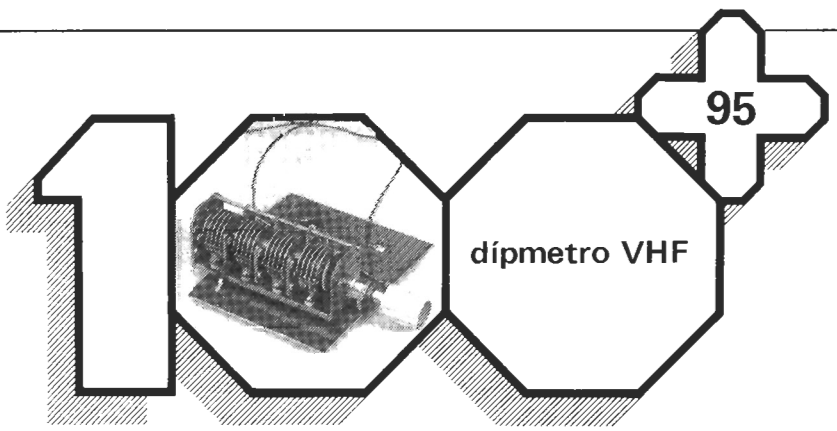
«¿Cuántos voltios por debajo de cero?»

El multímetro es el elemento más frecuente en el equipo de medida del aficionado a la electrónica. Hay buenas razones para ello, aunque a pesar de todo sus posibilidades son limitadas. Hablando de amperios, de voltios o de ohmios, estará como pez en el agua. Tratándose de grados, ya no ocurrirá lo mismo: el multímetro quedará estupefacto. Sin embargo, las posibilidades del multímetro se pueden aumentar fácilmente añadiendo un conversor temperatura/tensión, como el que se describe en este artículo.
El sensor de temperatura utilizado en este montaje es un LM 335, con una característica de temperatura lineal de 10 mV/°K. Este componente está calibrado de tal forma que da una tensión de salida de 2,73 V a 0 °C (273 °K). El LM 336, en el esquema es un diodo zener muy estable, de 2,5 V, cuya salida alimenta la entrada de IC2. El factor de amplificación (ganancia) del CA 3040 puede ser regulado entre 1,08 y 1,10 gracias a P1, que debe ajustarse para obtener 2,73 V a la salida de IC2 cuando IC1 está a 0 °C. El circuito está ahora calibrado a 0 °°C.
La calibración a 0 °C se realiza por comparación con un termómetro de precisión. Cuando el LM 335 está a esta temperatura, P2 debe estar ajustado para dar una lectura de 1 V entre los bornes de salida del montaje. La precisión de la lectura de la temperatura dada por este último depende, en cierta medida, del multímetro utilizado. Cuanto mayor es la resolución, mejor es la precisión. Las conexiones del multímetro, por supuesto, deben invertirse cuando las temperaturas a medir son inferiores a 0 °C.
Este circuito puede también medir grados Fahrenheit. En este caso, el «bajo cero» se ajusta a 32 °F (2,73 V en la salida de IC2).
A 212 °F, P2 se ajusta para dar 0,9 V entre los bornes de salida. Un grado Fahrenheit equivale a 5 mV; por eso un medidor de 1 V leerá desde 32 a 232 °F.



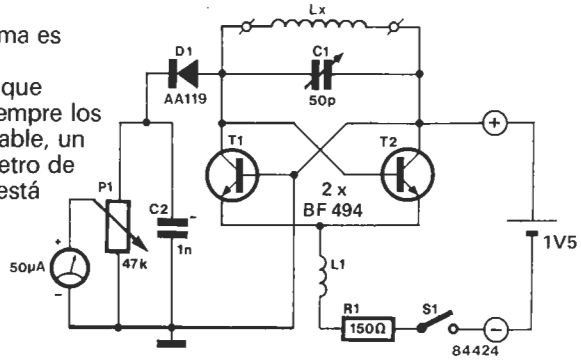


El consumo de corriente del circuito es de unos 10 mA.



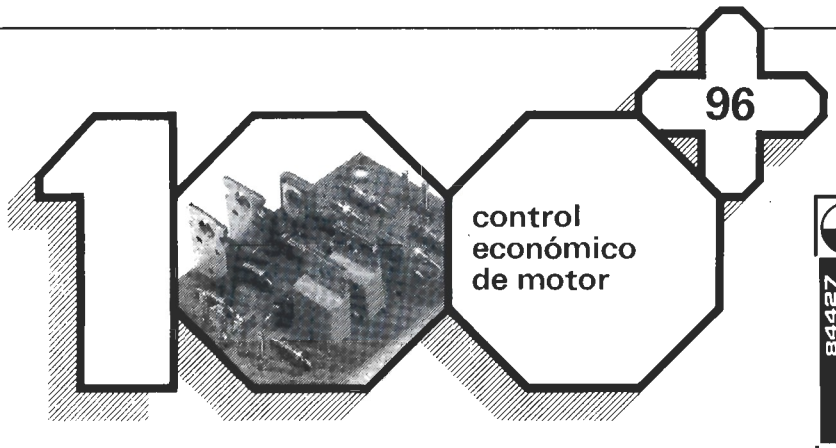
un simple medidor de frecuencia de resonancia

En nuestros días se ha bautizado como puerta dip (gate dip) o dípmetro a este aparato que, bajo la forma transistorizada actual, constituye un auxiliar indispensable en el arsenal de instrumentos de medida de la electrónica amateur HF.
Pensemos un poco en quienes no conocen todavía este instrumento. Un «dípmetro»..., ¿qué es eso? Dicho con pocas palabras, es un tipo de frecuencímetro simplificado. Permite determinar la frecuencia resonante de los circuitos LC (circuitos que constan únicamente de una bobina y un condensador). No es necesario que los circuitos en cuestión radien, por lo cual no hay que intercalarlos en el circuito, pueden ser medidos sin realizar ninguna unión galvánica.
¿Cómo funciona? El esquema es muy gráfico y le ayudará a entenderlo. Los elementos que forman un dípmetro son siempre los mismos: un oscilador ajustable, un rectificador y un galvanómetro de bobina móvil. El oscilador está construido con los transistores T1 y T2. La sintonía se consigue con ayuda de la bobina Lx y del condensador variable C1. La bobina Lx se coloca de forma que sobresale de la caja en la cual está colocado el montaje. Esto permite un cambio fácil (la bobina nueva da acceso a otra gama de frecuencias). Cuando se conecta el medidor de frecuencias, la tensión de oscilación producida es rectificada (por D1 y C2), y se produce una resistencia en la aguja del galvanómetro, resistencia que puede ajustarse por medio de T1. Hasta ahora no hemos dicho nada de particular sobre Lx; hablemos ahora de la bobina Lx acoplada inductivamente a la bobina de un



L1 – 10 espiras de hilo de cobre de 0,5 mm de diámetro, sin soporte
Lx – ver texto

circuito LC, cualquiera que sea, pero que tenga una frecuencia de resonancia igual a la frecuencia del oscilador de nuestro medidor. Como la frecuencia es la misma, la tensión en bornes del galvanómetro de bobina móvil cae y la resistencia de la aguja disminuye, con lo cual disminuye la lectura en el medidor.
En la práctica, esto sucede de la forma siguiente: se pone el medidor en funcionamiento y se actúa sobre P1 para obtener la resistencia máxima o la mayor posible.
A continuación se coloca la bobina del circuito LC, del que se quiere averiguar la frecuencia resonante, tan cerca como sea posible de Lx, actuando sobre C1 hasta que la desviación de la aguja señale «hueco» sensible (de ahí el término «dip»). Se puede entonces leer la frecuencia en la escala graduada de C1.
Es evidente que es esta graduación la que constituye el problema. Para efectuarla, necesitamos disponer de un segundo medidor o con más rigor, un frecuencímetro.
En el esquema adjunto se ha insertado una bobina constituida por dos espiras de hilo de cobre de 1 mm de diámetro y con un diámetro interior de unos 15 mm, que permite abarcar una gama de frecuencias entre 50 y 150 MHz aproximadamente. L1 está constituida por 10 espiras de hilo de cobre de 0,5 mm de diámetro, arrolladas en un cilindro de 5 mm de diámetro sin núcleo. La solución más práctica, que permite un intercambio cómodo de las bobinas, consiste en arrollarlas sobre el cuerpo de una clavija macho DIN para altavoz, la caja del medidor está equipada con la toma hembra DIN de chasis correspondiente. Hay que señalar algunas cosas: si el oscilador se construye con la ayuda del BF494, será difícil sobrepasar los 150 MHz. Si el dominio que usted desea está situado fuera de estas frecuencias, será necesario reemplazar estos transistores por BFR91, por ejemplo. Estos deberán permitirle a usted llegar hasta los 250 MHz. En cuanto a C1, el condensador ajustable se puede elegir entre varias soluciones: o bien utilizar un buen condensador de aire de la marca Jackson Bros (C 804), o bien utilizar un condensador de mica (más o menos caro) de 2 × 100 pF, conectando en serie sus dos secciones; o utilizar un (viejo) condensador de acoplamiento FM cuádruple, el cual está conectado las cuatro secciones en paralelo (estas secciones se hacen en la mayor parte de las veces entre 10 y 14 pF). Se llega así en algunos casos a necesitar 50 pF.
Como conclusión: todo medidor como el descrito puede servir en principio para medir también una tasa de absorción o un campo de fuerza. Es suficiente que el medidor esté apagado, y buscar en vacío la máxima desviación contraria del galvanómetro de bobina móvil.



para ahorrar componentes y energía

En esta época de brazos articulados teledirigidos, de ratones electrónicos, de limpiazapatos automáticos y otros sistemas exóticos automatizados, muchas personas luchan todavía por conseguir un dispositivo que permita dirigir un motor. Este gasto de energía es injustificado, ya que, como lo prueba el esquema, es relativamente fácil, con sólo algunos componentes, construir un regulador de motor simple. Para simplificarles la tarea, hemos diseñado también el circuito impreso de nuestro economizador.
El circuito de control del motor tiene dos entradas; si las dos se encuentran a nivel alto de tensión (12 V), no pasa, evidentemente, nada.
En cuanto una de las entradas (la entrada A, por ejemplo) recibe un nivel de tensión próximo a cero, el transistor de control T5 se satura, los transistores T1 y T4 conducen, y el motor se pone a dar vueltas en un sentido o en otro; llegamos en este momento a la explicación del calificativo «económico», con que hemos bautizado a nuestro control de motor.
El lector atento habrá advertido desde el principio que cada pareja de transistores en puente es controlada por un único transistor. Esta técnica ha permitido economizar no solamente un buen número de componentes, sino también la energía que se habría gastado en dirigir esos transistores de más. Pero ¿qué pasa cuando T5 o T6 se saturan? T1 se pone, como ya hemos dicho, a conducir y, simultáneamente, la corriente circula desde T1, a través de T5, hasta llegar a la base de T4, el cual se pone también a conducir.
Resumiendo, nos servimos de la corriente de base de T1 y T3 para controlar a los transistores T4 y T2 respectivamente, realizando de esta forma un control común.
Hay otros dos componentes de cuya importante función no podemos olvidarnos: los diodos D5 y D6. Ellos se encargan de evitar que cualquier componente se convierta en humo, cuando pongamos simultáneamente a masa las dos entradas A y B. Pensemos por un momento en el procedimiento puesto en marcha. Supongamos que no hay tensión aplicada a la entrada

Lista de componentes

Resistencias:

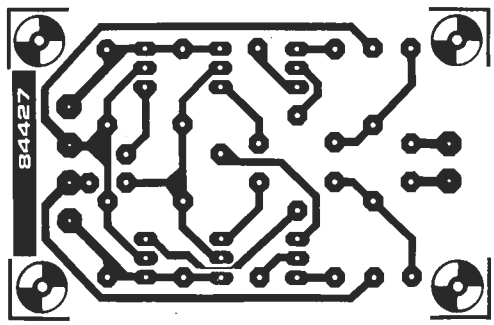
R1 . . . D4 = 120 Ω
R5 . . . R8 = 2k7

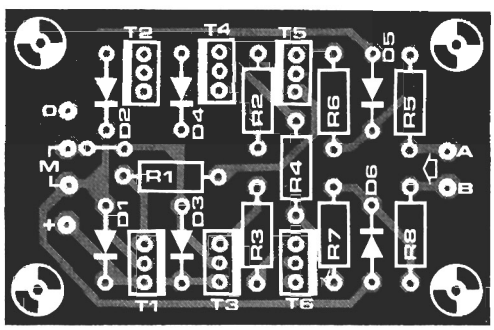
Semiconductores:

D1 . . . D4 = 1N4001
D5, D6 = 1N4148
T1, T3 = BD 242
T2, T4 = BD 241
T5, T6 = BD 140/BD 136

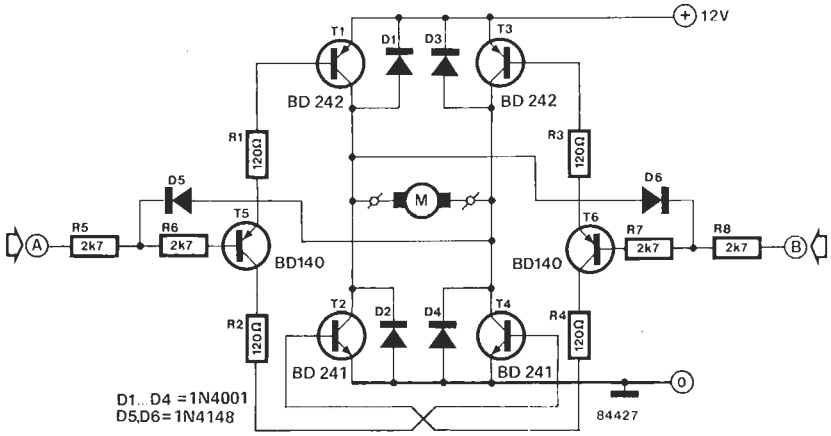
Varios:

PCB 84427

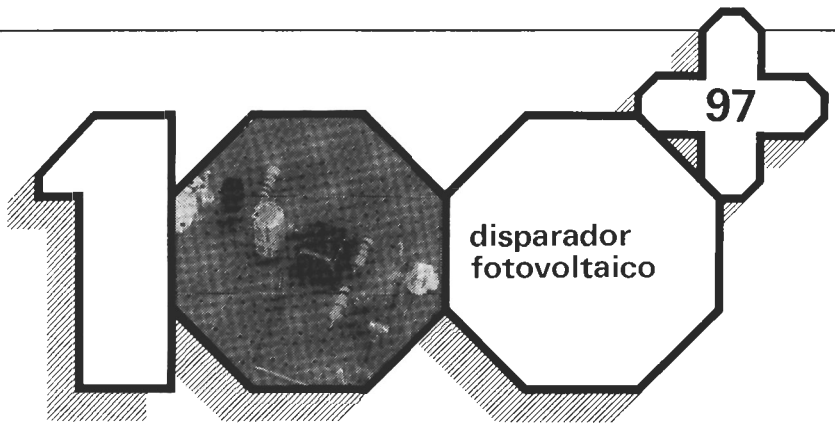




A (0 V). T1 y T4 se saturan de tal forma que el ánodo de D6 queda de hecho conectado a la línea de 12 voltios. Si hacemos que no haya tensión aplicada a la entrada B, el transistor T6 no puede conducir (y tampoco conducirán los transistores correspondientes del puente: T2 y T3), ya que su base continúa siendo positiva debido a D6. No puede haber activación de la entrada B hasta que la tensión en la entrada A no alcance el nivel alto (y a la inversa, evidentemente). La regulación de la velocidad del motor puede hacerse por modulación de la anchura de impulsos. En otras palabras, no poniendo A (o B) constantemente a masa, sino proporcionándole impulsos de longitud variable. Cuanto más estrechos son los impulsos, más deprisa gira el motor.
Si queremos dirigir motores más potentes, sustituiremos T1 . . . T4 por darlingtons capaces de soportar la corriente consumida por cada motor en particular.

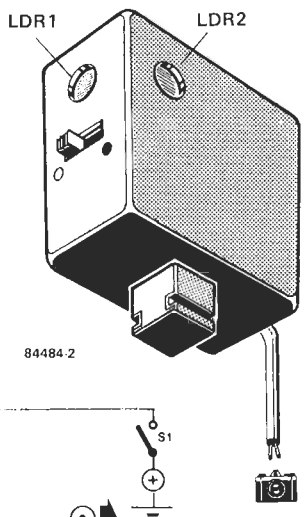


Algunos detalles para finalizar. Hemos escogido un modo de funcionamiento, en el cual la entrada es activa a nivel bajo, ya que de esta forma podemos dirigirla, sin problema, con lógica TTL. Las salidas TTL son, en efecto, capaces de llevar algunos mA hacia masa, pero sólo pueden proporcionarse una corriente muy débil entre ellos y, desde luego, no la suficiente para controlar un transistor. Esta es la razón por la que elegimos este modo de funcionamiento. Hay que señalar, por otro lado, que si la tensión de alimentación del motor supera los 5 V, las puertas TTL del montaje deberán tener salidas en colector abierto. La corriente máxima que el motor puede exigir es de alrededor de 1 A. En reposo, este montaje, prácticamente, no consume corriente.

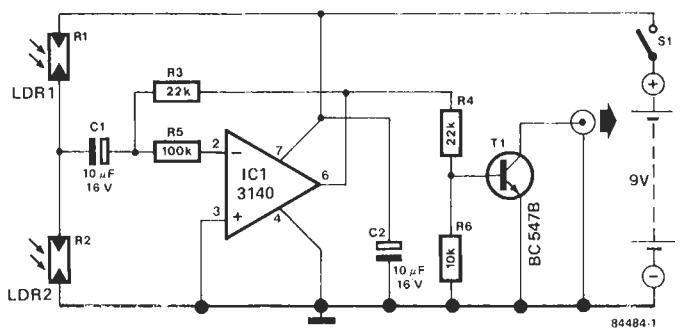


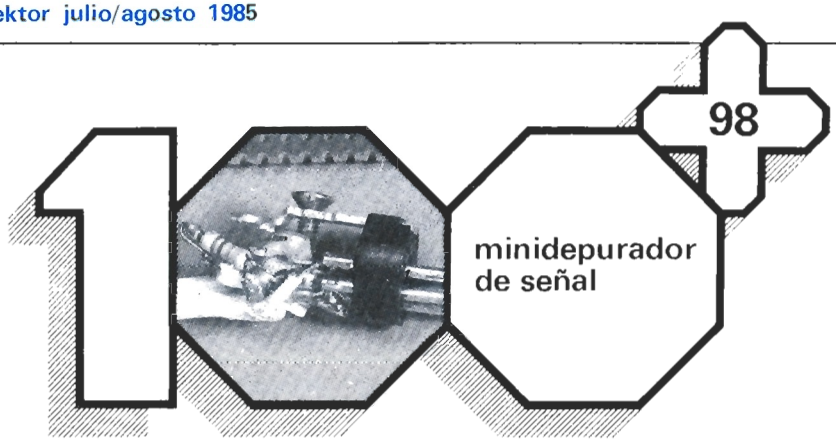
Nada más simple, lo hay en cualquier parte. Sí, pero son mecánicos, su tamaño no sobrepasa unas decenas de centímetros, y además son caros. Un disparador de control remoto no es verdaderamente interesante más que a partir de algunos metros, y si es posible, sin cable. Con el accesorio de la figura 1 se dispone de un desconector fotoeléctrico.
El circuito puede instalarse en una pequeña caja con conector para flash (ver figura 2) y fijarse a la cámara en lugar del flash. Este sencillo circuito está basado en un amplificador operacional CA3140, montado como diferenciador. Para que el transistor T1 pase a conducir, es necesario que la entrada inversora del amplificador operacional sufra una variación de potencial suficientemente brusca y de corta duración: esto es lo que pasa cuando uno de los dos LDR, montados como divisor de tensión simétrico, está de pronto más iluminado que el otro. Puesto que se ataca a la entrada inversora, el LDR más iluminado deberá ser el que produzca la caída de tensión en el pin 2 de IC1, o sea la de LDR2; se obtiene el mismo resultado oscureciendo ligeramente a R1, o iluminando a R2. Las variaciones lentas de luz ambientales (paso de nubes, por ejemplo) no afectan al funcionamiento del circuito, ya que las dos LDR sufren la modificación al mismo tiempo.
Este procedimiento permite el accionamiento automático del disparador fotoeléctrico a distancias respetables. Puede adaptarse este circuito a las circunstancias del momento de utilización, variando el valor de R4 que determina el umbral de conmutación de T1, y/o variando R3 que determina la sensibilidad del circuito. Se supone, por supuesto, que el aparato a controlar puede ser activado por un dispositivo de conmutación electrónica como el propuesto.
El consumo de corriente varía entre 1,5 y 5 mA, por lo que se puede utilizar una pila de 9 V como fuente de alimentación.

2



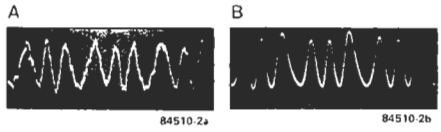
1



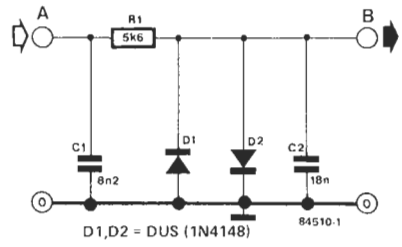


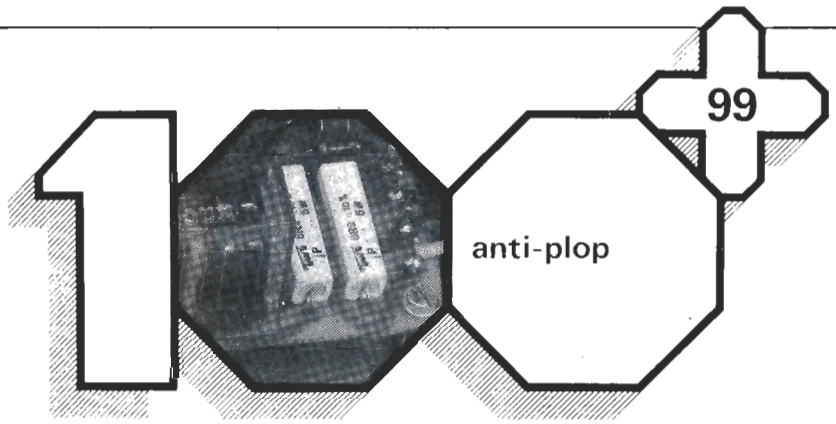
filtro FSK para ordenadores

Un problema bien conocido por los usuarios de ordenadores personales es la dificultad de intercambiar software en cinta de casete, escrito por otro ordenador del mismo tipo. Una de las razones principales de esta dificultad es la diferencia entre el ajuste del azimut de las cabezas de las dos grabadoras. Desde el punto de vista teórico, la cabeza de lectura/escritura de cualquier grabadora debe estar montada exactamente formando un ángulo de 90° con respecto a la cinta; en la práctica, no suele ser así. Tratar de cargar un programa de fuente «extranjera» plantea con frecuencia grandes dificultades. Si la técnica utilizada en la codificación de las señales es la modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK), este circuito minidepurador puede constituir la solución adecuada. Permite evitar pérdidas de tiempo considerables (del orden de horas en el caso de los primeros TRS-80 modelo I) en la búsqueda del nivel de lectura correcto.



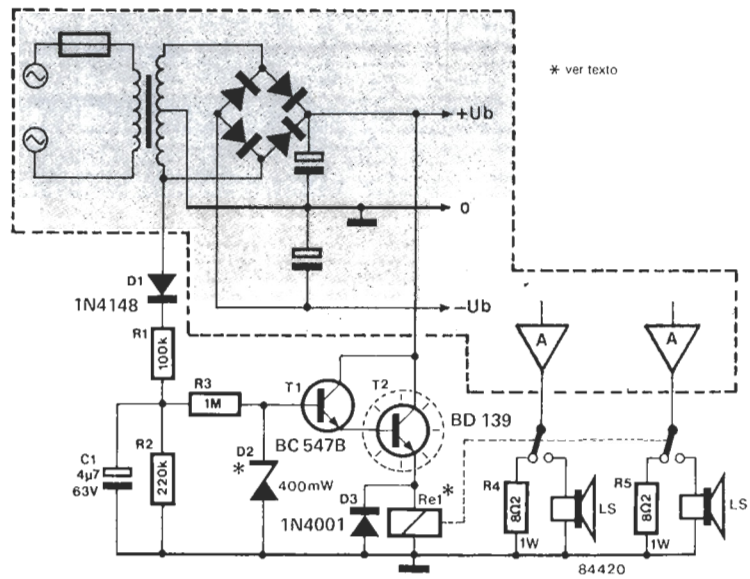
Puesto que este filtro no tiene más que cinco componentes, no resultará difícil encontrarle un lugar de instalación en el ordenador, o incluso en el interior de la clavija de adaptación.
El funcionamiento del montaje es muy sencillo: R1 y C2 constituyen un filtro paso bajo con una frecuencia de corte de unos 1.600 Hz. Como en las señales de FSK, se escriben los «0» y los «1» en forma de señal sinusoidal, de 1.200 y de 2.400 Hz respectivamente, este filtro elimina todos los ángulos y crestas de la señal (ver figura A). El resultado de este tratamiento queda patente en la figura B. Los dos diodos están concebidos para limitar la señal a ±600 mV.
El minidepurador se conecta a la salida del altavoz o de los auriculares del casete (HP o EAR). ⏮





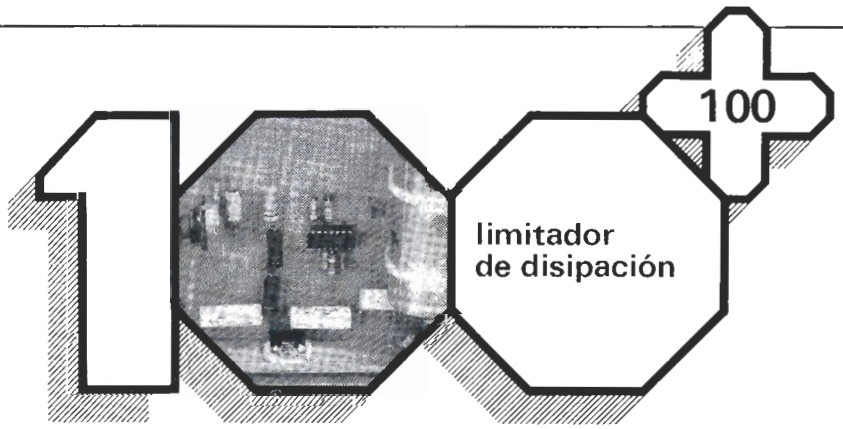
para etapas de potencia

La aplicación de este dispositivo de retardo a la conexión/desconexión de una etapa de potencia no requiere más explicación. Todo el mundo habrá escuchado en más de una ocasión el «plop» que emiten los altavoces conectados a una etapa de potencia, cuando ésta se enciende o se apaga. Estos «plops» no son únicamente desagradables, además pueden ser peligrosos para la integridad de los altavoces.
Al enchufar el amplificador, aparece en su salida una tensión continua durante un tiempo bastante largo (al menos en comparación con la frecuencia más baja del amplificador) que hace sufrir a los altavoces y muy especialmente al de bajos.
El circuito que presentamos ofrece una solución técnica tan sencilla como eficaz. El diseño resulta económico y de fácil construcción. Al conectar el amplificador, unos relés mantienen desconectados los altavoces, el tiempo suficiente para extinguir el «plop». La tensión continua que aparece a la salida del amplificador se descarga ahora a través de una resistencia adicional, conectada por medio del relé, al amplificador. El circuito está especialmente pensado para amplificadores modernos, con tensiones de alimentación simétricas (máximo ±60 V) y puede utilizarse incluso en los casos en que



exista un condensador de desacoplo a la salida.
El funcionamiento del circuito es muy sencillo: del transformador de la fuente de alimentación del amplificador se extrae directamente la tensión de referencia, que se rectifica en media onda y se filtra al pasar por D1 y la red RC formada por R1/C1/R2, que a la vez divide la tensión de alimentación para adecuarla a nuestro circuito. La tensión en bornes de C1 debe ser 5 V mayor que la tensión nominal del relé seleccionado. Los valores que se indican en el esquema son adecuados para una tensión de alimentación del amplificador de 45 V, y una tensión de relé de 24 V. Si se requieren otras tensiones, deberán seleccionarse los componentes de forma adecuada.

La tensión del relé es particularmente importante, ya que debe ser al menos 2 V inferior a U_b. No olvide que los contactos del relé deben ser capaces de soportar intensidades muy fuertes: del orden de 10 A son usuales (dependen, como es lógico, de la potencia del amplificador).
Cuando se conecta el amplificador, se carga C1 a una tensión de 29 V, a través de R1 (en nuestro ejemplo). Durante el tiempo que dura la carga del condensador C1, se mantiene desexcitado el relé, por lo cual no están conectados los altavoces a la salida del amplificador. Al cabo de 5 segundos, aproximadamente, D2 alcanza su tensión zener ($U_Z = U_{re} + 1{,}4$ V) y permite que el par darlington formado por T1/T2 conduzcan, con lo cual se excitará el relé y se conectarán los altavoces al amplificador. El valor asignado a C1 asegura un retardo de unos 5 segundos antes de que esto ocurra, y este tiempo es suficiente para que el amplificador se estabilice de forma que no aparezca el «plop».
Cuando se apaga el amplificador ocurre lo mismo que antes, pero en secuencia invertida y mucho más rápidamente: C1 se descarga a través de R2 mucho más rápidamente que los condensadores de filtro de la etapa de potencia, por lo cual se desexcita el relé y, como consecuencia, se desactivan los altavoces, mucho antes de que pueda aparecer el «plop».
Por último, debemos advertir que, incluso con buena refrigeración, T2 no debe sobrepasar nunca los 5 W ($P = I_{re} \times (U_b - U_{re})$).

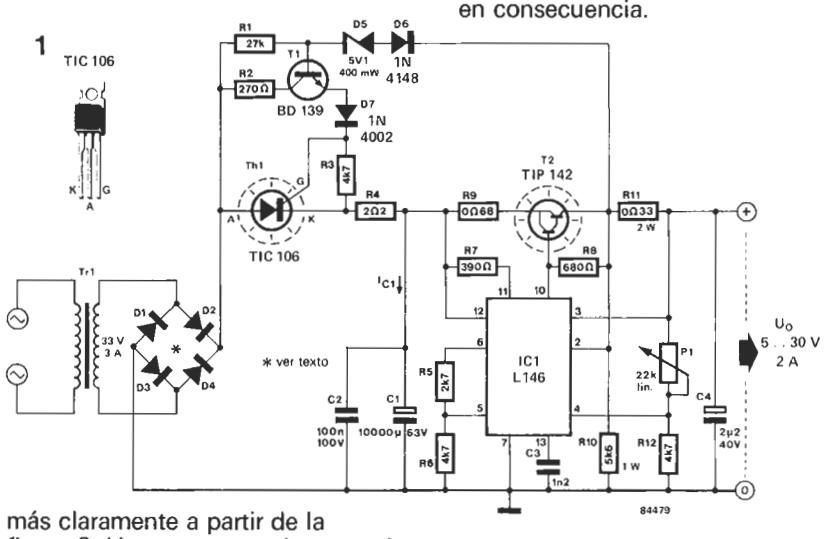


para fuentes de alimentación variables

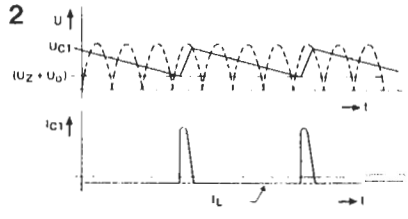
La mayoría de las fuentes de alimentación de red actuales incorporan un circuito integrado como regulador de tensión.
Es indudable que estos circuitos simplifican el diseño y dan lugar a una unidad más compacta. Ocurre así tanto en los dispositivos de salida fija como en los de salida variable. Estos últimos plantean, sin embargo, un problema: la disipación de potencia. Cuando la tensión de salida es baja, la carga débil y la tensión de entrada se mantiene elevada, el problema llega a ser importante, y la disipación en el regulador de tensión será máxima.
Esta pérdida puede reducirse al mínimo con un pequeño coste, mediante el circuito que presentamos.
En este circuito los componentes adicionales van conectados entre el rectificador en puente y el condensador C1.
Inmediatamente después del encendido, la tensión zener, Uz, aparece en bornas de D5, haciendo que entre en conducción el transistor T1. La corriente que atraviesa T1 se dirige luego a la puerta del rectificador controlado de silicio (SCR) Th1. Este último entra en conducción y la corriente producida carga el condensador C1 a través de R4. Solamente cuando C1 esté cargado, el regulador IC1 proporcionará una tensión de salida U_O, al nivel establecido con el potenciómetro P1.
Lo que sucede a continuación se ve más claramente a partir de la figura 2. Una vez que se ha cargado C1 a su tensión máxima U_{C_1}, la corriente a través de Th1 cae por debajo del valor de sostenimiento y se bloquea el SCR. La alimentación de la carga es suministrada ahora solamente por C1, que, naturalmente, se descarga.

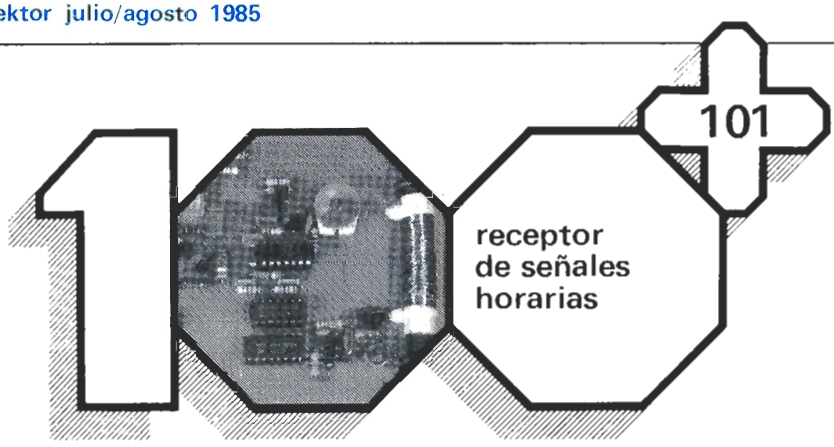
La velocidad de la descarga dependerá del valor de la corriente de carga, I_L. Cuando el valor de U_{C_1} se hace igual a la tensión zener en D5 (U_Z) más la tensión de salida U_O, ajustada con el potenciómetro P1, el transistor T1 entra en conducción, con lo que se ceba el tiristor Th1. C1 se carga de nuevo, y se reinicia el proceso. Su duración (entre un semiciclo y varios ciclos sucesivos) varía según la magnitud de la carga. Los diodos D1 . . . D4 deberán ser diodos de rectificación de 10 amperios, debido a la importancia de los valores máximos de la corriente. La tensión de entrada máxima del regulador IC1 es de 80 V, y la tensión de salida puede variar entre 5 V y 50 V.
Por supuesto, el transformador, el condensador C1 y los diodos D1 . . . D4 deberán dimensionarse en consecuencia.

1



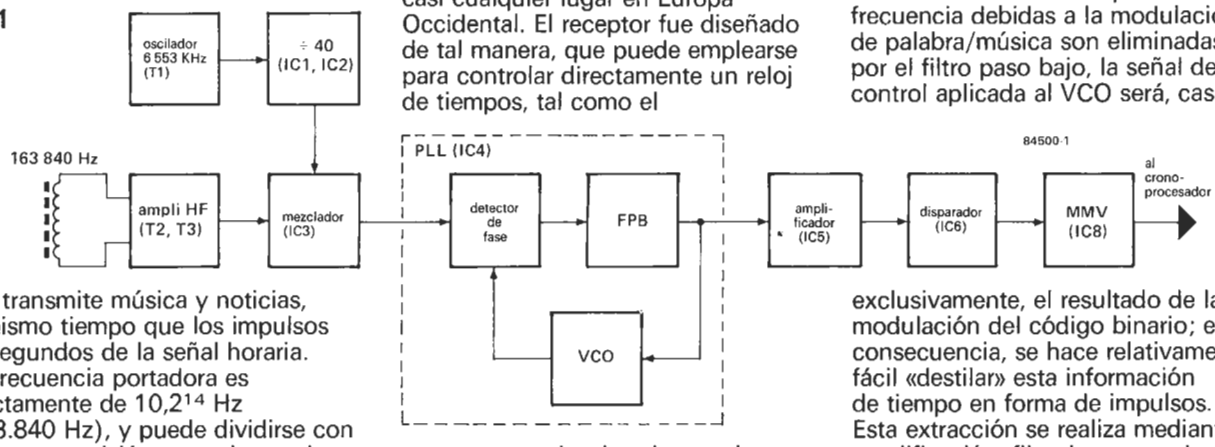
2



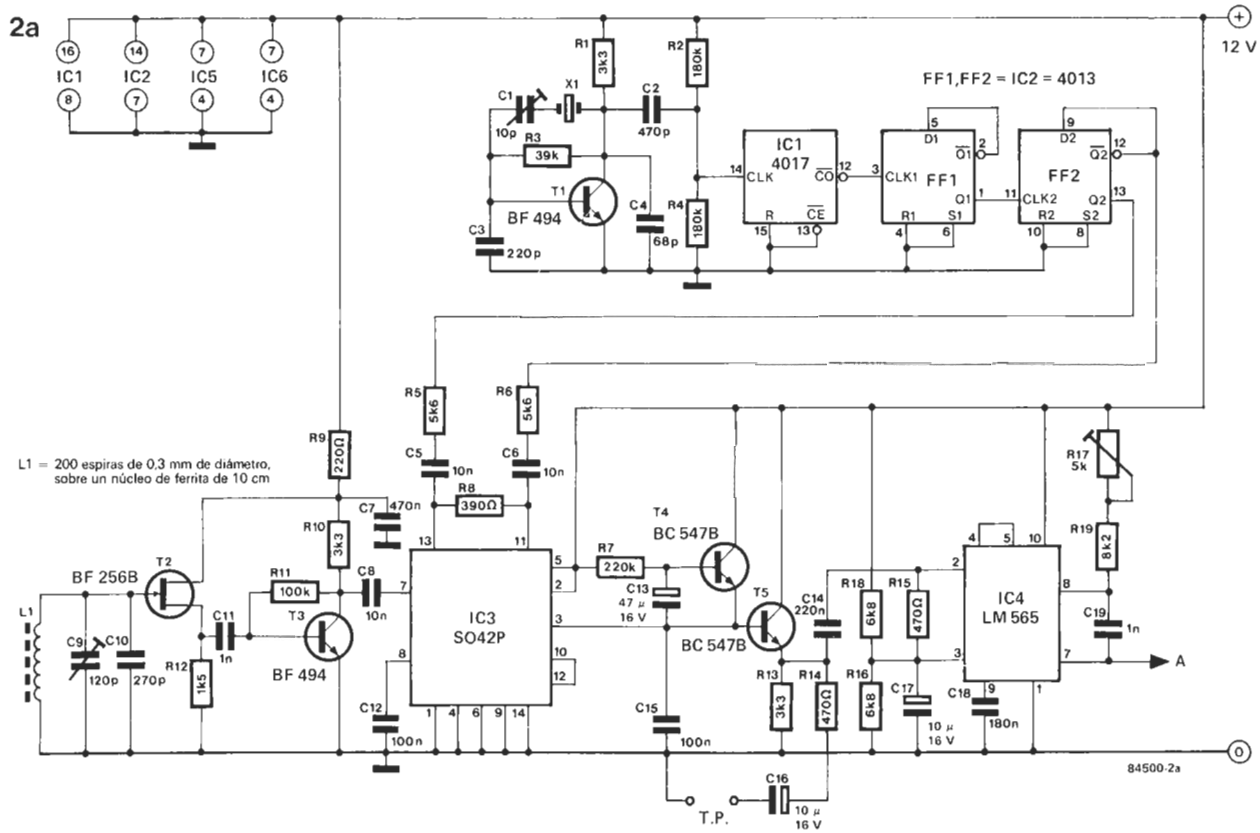


En muchos países puede obtenerse una señal horaria exacta, sintonizando una emisión determinada. Sin ir más lejos, en Francia hay una emisora de onda larga conocida como «France Inter», que transmite música y noticias, al mismo tiempo que los impulsos de segundos de la señal horaria. Su frecuencia portadora es exactamente de $10{,}2^{14}$ Hz (163.840 Hz), y puede dividirse con bastante precisión para obtener la señal de base de tiempos requerida. El código horario emitido cada minuto por France Inter contiene información binaria codificada con el empleo de una serie de impulsos simples y dobles. Este sistema facilita el proceso de la señal para un receptor de radio modificado. Con este montaje se puede recibir la señal horaria de Inter France en casi cualquier lugar en Europa Occidental. El receptor fue diseñado de tal manera, que puede emplearse para controlar directamente un reloj de tiempos, tal como el cronoprocesador descrito en el número de septiembre de 1982 de Elektor. El diagrama de bloques del montaje se ilustra en la figura 1. La señal de entrada detectada por la bobina de antena de ferrita se amplifica primero antes de introducirse a un mezclador, en donde se combina con la señal procedente de un oscilador a cristal de 6.553 KHz, cuya frecuencia se divide por 40 (163,825 KHz). La señal diferencia a la salida del mezclador tiene una frecuencia de unos 60 Hz, y pasa a un circuito PLL, en donde se efectúa, por medio de un detector de fase, su comparación con una frecuencia de VCO de 60 Hz. La diferencia entre las dos frecuencias se toma como señal de corrección para controlar el VCO a través de un filtro paso bajo. Las diferencias citadas son en gran medida producidas por la existencia de modulación en la señal de entrada. Como las variaciones rápidas de frecuencia debidas a la modulación de palabra/música son eliminadas por el filtro paso bajo, la señal de control aplicada al VCO será, casi exclusivamente, el resultado de la modulación del código binario; en consecuencia, se hace relativamente fácil «destilar» esta información de tiempo en forma de impulsos. Esta extracción se realiza mediante amplificación, filtrado y posterior envío de la señal a un multivibrador monoestable (MMV), a través de un circuito disparador, que recorta los impulsos «a medida» para el

1

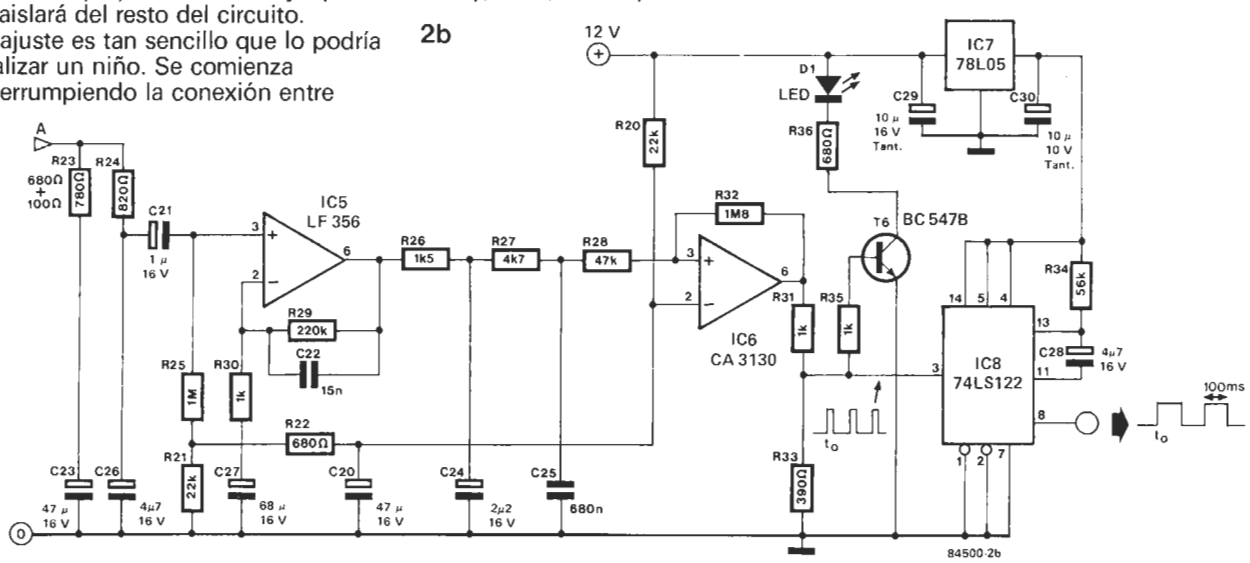


2a



cronoprocesador.
En la figura 2 se da el esquema del circuito. Resulta fácil obtener la relación entre los dos diseños, y localizar los diversos módulos que forman el circuito, con ayuda de la numeración. La construcción del montaje no exige precauciones especiales y basta rodear el oscilador (T1) con un blindaje que le aislará del resto del circuito.
El ajuste es tan sencillo que lo podría realizar un niño. Se comienza interrumpiendo la conexión entre las patillas 4 y 5 de IC4, y luego instalando una resistencia de 1 k entre la patilla 4 y masa.
A continuación, se compara la frecuencia de la señal en la patilla 4, con la existente en el punto de prueba (identificado como TP). Esto puede realizarse con unos auriculares sensibles, y ajustando R17 y/o C1, hasta que las dos frecuencias sean idénticas.
Todo lo que queda por hacer es ajustar C9 en la sección de entrada del receptor, de modo que los impulsos de los segundos escuchados en TP sean lo más fuertes posible. Si todo va bien, el LED D1 se iluminará cada vez que se reciba un impulso de segundo.

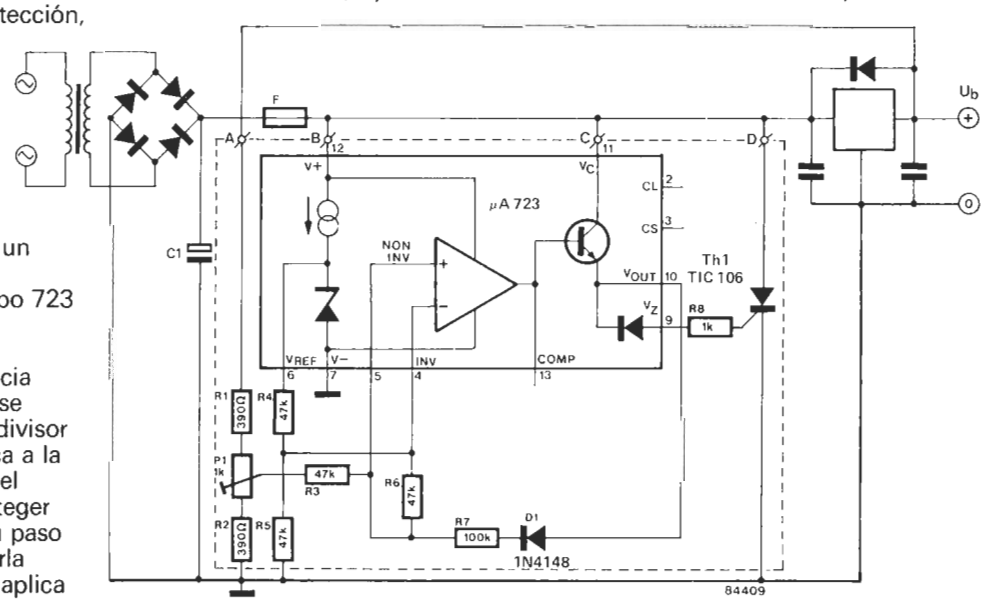
2b



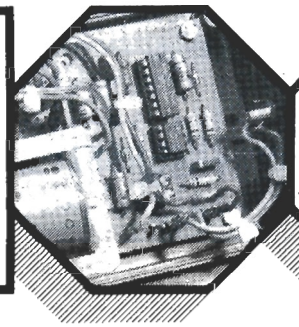


adaptable a la mayoría de las fuentes de alimentación

Aunque este circuito utiliza un tiristor como elemento de protección, no actúa como barrera de cortocircuito, sino quemando un fusible.
Un regulador de tensión de tipo 723 actúa como comparador y controlador del tiristor. El 723 genera una tensión de referencia de 7,15 V en la patilla 6, que se divide por dos al atravesar el divisor de tensión (R4/R5) y se aplica a la entrada inversora (patilla 4) del comparador. La tensión a proteger (en el punto A) se divide a su paso por R1, P1 y R2, para adecuarla a una tensión de 3,57 V, y se aplica a la entrada no inversora del comparador (patilla 5). La tensión de disparo puede ajustarse por medio de P1 entre 4,5 y 17 V.
Los puntos B, C y D se conectan a la línea de alimentación no regulada. Nótese que la tensión de alimentación del 723 (patilla 12) no debe ser inferior a 9,5 V. Si la tensión que obtiene el puente es inferior a este valor, deberá alimentarse el 723 con un voltaje auxiliar (punto B) mayor de 9,5 V. Cuando la tensión en A sobrepasa el valor estipulado por P1, bascula el comparador, pasando las patillas 9 y 10 del 723 a estado alto, por lo cual se dispara el tiristor (de tipo TIC106 o similar). Esto equivale a un cortocircuito franco en bornas del condensador C1, que hace que se funda el fusible F1. El tiempo de respuesta de este circuito, a una sobretensión, es de 1 a 2 µs.



103 piloto luminoso para teléfono



«vea» el sonido del teléfono

En muchas circunstancias, no solamente la dureza de oído impide escuchar el sonido del timbre del teléfono. A veces, aun teniendo una excelente capacidad acústica, puede resultar difícil escuchar el timbre por encima del ruido del aspirador o de la radio. El circuito que presentamos permite que el sonido del teléfono se «vea» con la ayuda de una lámpara de destellos.
Es perfectamente factible instalar varias lámparas en paralelo y situarlas en diferentes lugares.
El inductor L1 está conectado al teléfono mediante una ventosa de aspiración, y puede ser necesario probar varias posiciones en el teléfono, para conseguir los mejores resultados.
Una tensión de referencia de unos 4,8 voltios, proporcionada por el divisor de tensión R1/R2, se aplica a la entrada no inversora del amplificador operacional IC1 de forma directa, y a la entrada inversora a través de L1/P1.
El potenciómentro se ajusta para obtener los mismos niveles de tensión en ambas entradas del amplificador operacional. Entonces, la salida de IC1 estará a nivel lógico bajo.
Cuando suena el teléfono se induce una tensión alterna en L1, haciendo que el potencial en la entrada no inversora de IC1 supere periódicamente al de la entrada inversora. Ello da lugar a un tren de impulsos rectangulares a la salida del amplificador operacional. Los flancos de bajada de estos impulsos disparan la primera mitad de IC2, a través de C8. Esta mitad del circuito integrado funciona como multivibrador monoestable (MMV), cuya salida tendrá un nivel bajo durante el intervalo de retardo. Cuando llega un impulso al pin 6 de IC2, se dispara el temporizador y la salida (pin 5) pasa a nivel alto. Mientras la salida está a nivel alto, los impulsos subsiguientes en el pin 6 no tienen ningún efecto, y solamente cuando el multivibrador se haya puesto a 0, el siguiente impulso en el pin 6 disparará el temporizador. El impulso de salida tiene una anchura de unos 5 segundos, que viene determinada por los valores de R4 y C3.
La segunda mitad de IC2 funciona como multivibrador aestable, produciendo trenes de impulsos rectangulares cuando su entrada de «reset» (pin 10) está a nivel alto, lo que sucede mientras es disparado el multivibrador. La frecuencia de repetición de los impulsos viene determinada por los valores de R5, R6 y C6. La señal de salida en la patilla 9 del multivibrador aestable activa y desactiva el relé Re. Como la separación de los impulsos es de solamente un segundo, el relé, y por lo tanto las lámparas asociadas se activarán y desactivarán cinco veces.
En condiciones de reposo y con una alimentación de 6 V, el circuito consume unos 10 mA (por supuesto, sin incluir al relé). El consumo será un poco superior con un relé, que convendrá elegir en función de su tensión de trabajo, sus dimensiones y su potencia de conmutación.
Como esta elección es bastante «abierta», no hemos previsto su emplazamiento en el diseño del circuito impreso de la figura 2. ◀

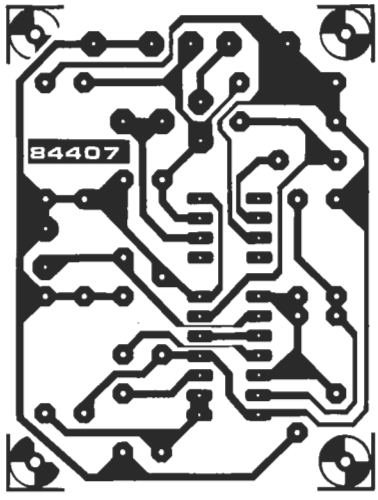
Lista de componentes

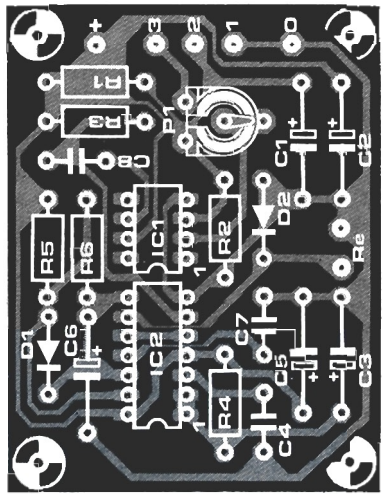
Resistencias:
R1 = 15 k
R2 = 10 k
R3, R5, R6 = 100 k
R4 = 470 k
P1 = 1 M pot. aj.

Condensadores:
C1 = 1 µ/16 V
C2, C3, C5 = 10 µ/16 V
C4, C7, C8 = 10 n
C6 = 4µ7/16 V

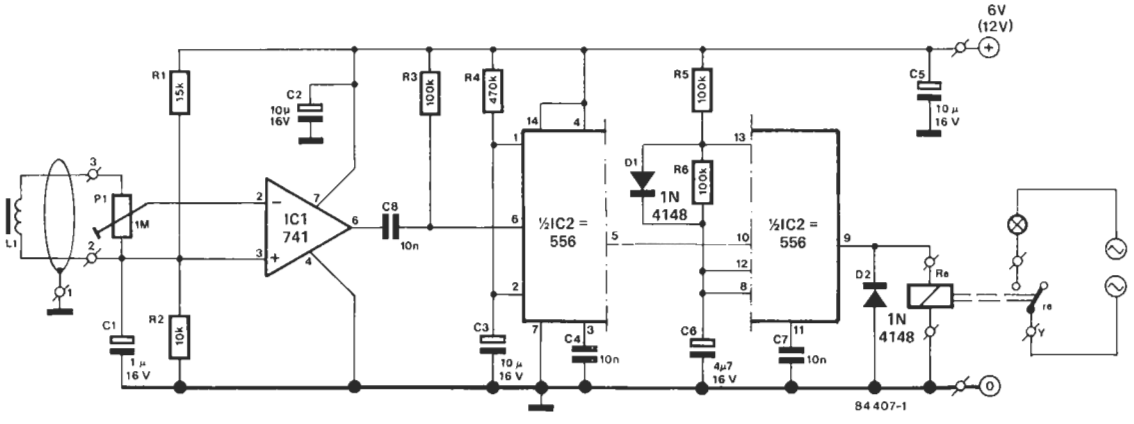
Semiconductores:
D1, D2 = 1N4148
IC1 = 741
IC2 = 556

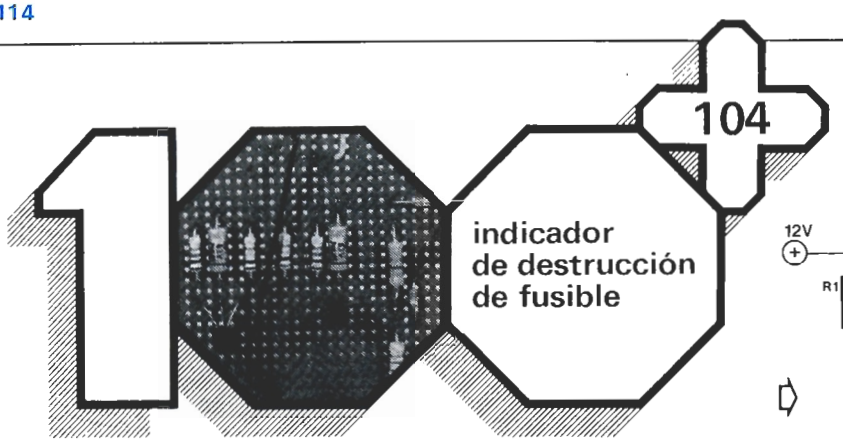
Varios:
L1 = captador telefónico con ventosa
Re = relé, ver texto





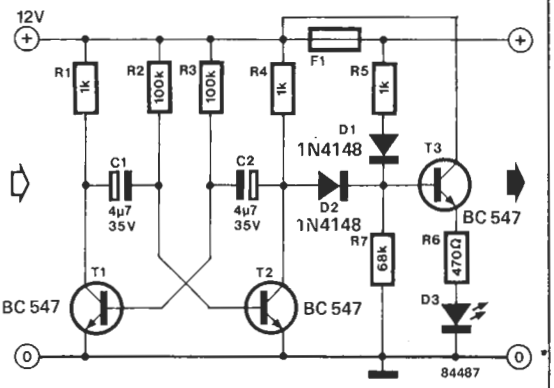




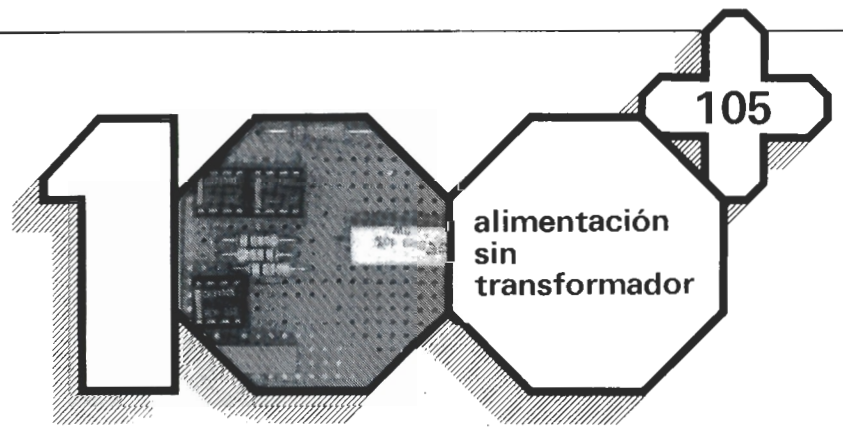


para circuitos de baja tensión

Este circuito, como su propio nombre indica, sirve para señalar la destrucción de un fusible instalado en una línea de alimentación de baja tensión. Mientras el fusible está en buen estado, un diodo LED permanece iluminado de forma continua, mientras que la destrucción del fusible hace que dicho diodo parpadee. Si se utilizan los valores dados en el esquema, el circuito es adecuado para una alimentación de 12 V y bastará doblar o dividir por dos todos los valores de las resistencias, si se tiene una tensión de alimentación de 24 o de 6 V.
Nuestro indicador está constituido por un multivibrador aestable (basado en T1 y T2) y por una etapa de control de LED (T3). El conjunto del montaje, a excepción de R5, está conectado a la alimentación antes del fusible. De esta forma, el multivibrador estará en funcionamiento mientras esté presente la tensión de alimentación. La salida del multivibrador aestable está conectada, a través del diodo D2, a la entrada de la etapa de control del diodo LED (la base de T3). Mientras el fusible esté en buen estado, T3 recibe, de forma permanente, una corriente de base a través de R5 y D1, que da lugar a la iluminación continua del diodo LED D3. El multivibrador se mantiene en funcionamiento, pero debido a la existencia del diodo D2, es incapaz de influir sobre el comportamiento del diodo LED. En caso de destrucción del fusible, el recorrido de la corriente de base a través de R5 quedará interrumpido. Entonces, el multivibrador «toma las riendas» y provoca el parpadeo del diodo LED.



El consumo de corriente de este circuito es de unos 30 mA, la mayoría de los cuales van a parar al diodo LED.
Si piensa colocar este circuito en un dispositivo alimentado a pilas es recomendable elegir para D3 un diodo LED de alto rendimiento y adaptar el valor de R6 en función de la corriente más débil exigida por este tipo de diodo LED.



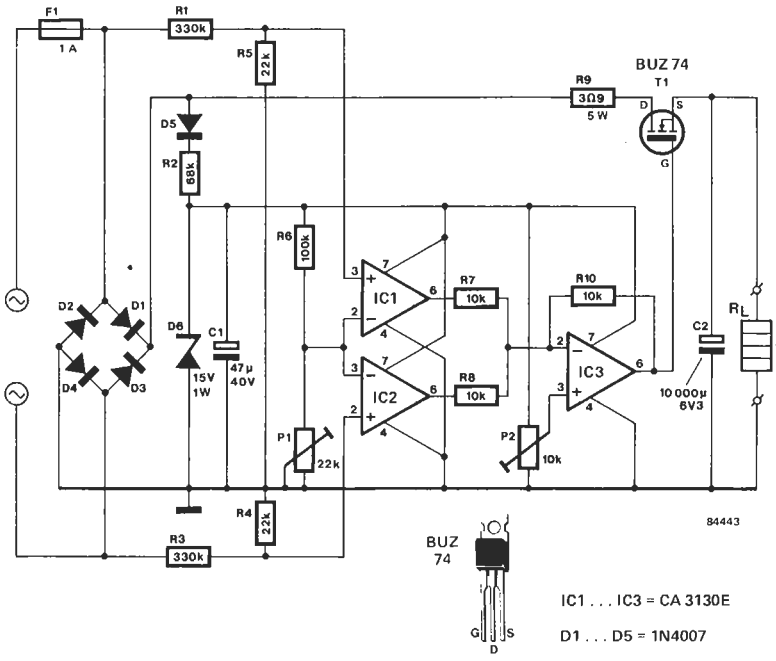
para ahorrar espacio y dinero

Advertencia: Este circuito ha de montarse y cablearse con el máximo cuidado, puesto que la tensión de la red está presente en varios puntos del circuito.

La tensión intermitente proporcionada por los diodos rectificadores D1...D4, tiene un valor máximo de 310 V. Esta tensión se aplica al drenador del transistor MOSFET de potencia T1, a través de la resistencia limitadora R9. Un circuito de control asegura que el transistor MOSFET solamente conduzca durante pequeños intervalos inmediatamente antes y después de que la tensión de red pase por cero. Durante estos instantes, el valor intantáneo de la tensión intermitente no es superior a 5 V. En el curso de este breve intervalo se recargará el condensador de filtrado C2, y durante el resto del tiempo será él quien proporcione la corriente de salida. Esta es la razón de que este condensador tenga un valor tan alto: 10.000 µF. El valor máximo del impulso de la corriente de carga alcanza, durante unos instantes muy cortos (¡afortunadamente!), unos 4 amperios, e incluso algo más, en el momento de la conexión.
La estabilidad de la tensión de salida es principalmente función de la carga conectada a la salida. La corriente máxima disponible a la salida es de 110 mA. La alimentación para el circuito de control se obtiene a través de la resistencia R2, el condensador C1 y los diodos D5 y D6. Este circuito de control es un comparador de ventana basado en tres amplificadores operacionales. Para quienes sientan curiosidad por conocer los fundamentos del funcionamiento de un comparador de ventana, haremos una observación: es preciso tener en cuenta que las dos tensiones semiperiódicas que forma la tensión continua pulsada se hacen negativas, y ello es así al considerar la tensión umbral de los diodos.
La calibración correcta del circuito de control es, pues, muy importante. Antes de aplicar la tensión de red por primera vez, ajuste P1 en la posición central de su recorrido y gire P2 de modo que el cursor esté al potencial de masa. A continuación, aplique la alimentación y compruebe la tensión de trabajo del circuito. Conecte un polímetro a la salida y accione P2 hasta que aparezca una tensión de salida. Ajuste esta última hasta un valor de 4,8 a 5 V, con la ayuda del potenciómetro P1.
El campo de aplicación de este montaje está restringido por consideraciones de seguridad. Ni que decir tiene que no se podrá utilizar para alimentar un dispositivo que haya de estar aislado por medios galvánicos de la red. Lo mismo se

aplica al caso de aparatos sensibles a los «parásitos de la red».
Sin embargo, es adecuado sobre todo para montajes «confinados» en un espacio demasiado estrecho para admitir la presencia de un transformador. Este montaje sólo debe emplearse para alimentar equipos instalados con buen aislamiento, en una caja de plástico. Los equipos alimentados por esta fuente no deberán conectarse a otros equipos mediante cable. Estas conexiones, si fueran necesarias, deberían efectuarse solamente mediante optoacoplador.
La disipación de calor en T1 y R9 sólo llega a alcanzar los 3 W, por lo que no habrá problemas de temperatura. Durante el montaje, han de respetarse rigurosamente las precauciones habituales a tener en cuenta con los circuitos alimentados por la red.

Aplicación Siemens

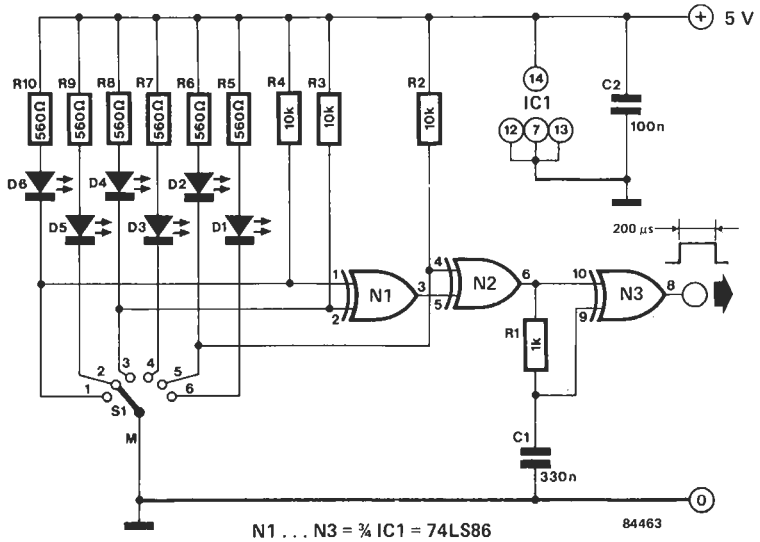


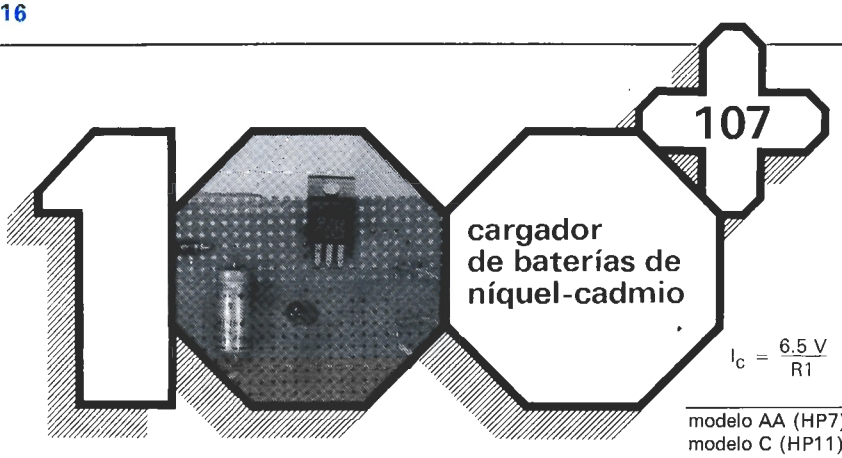
106 indicador de conmutación



un pulso por cada posición del conmutador

Algunas veces es necesario generar un pulso en el momento de activar mecánicamente un conmutador.
El circuito que proponemos hace exactamente eso, y además, con un reducido número de componentes. Incluso se puede ampliar fácilmente para más contactos. El esquema de la figura representa el caso de un conmutador de seis posiciones.
Para detectar cuándo se realiza la conmutación, se utilizan dos puertas EXOR (N1 y N2). N1 atiende a las posiciones de 1 a 4, y N2 a las posiciones 5 y 6. Los LEDs D1 a D6 visualizan la posición seleccionada del conmutador. Cada vez que se produce una conmutación, el nivel a la salida de N2 cambia, con lo cual se activa el multivibrador formado por R1, C1 y N3. Con los valores fijados, se crea un pulso de 200 µs a la salida de N3 (pin 8).
Al montar el circuito no debemos olvidar que las entradas de N1 y N2 llevan resistencias pull-up y, por tanto, siempre hay presente un nivel definido. Los valores de las resistencias no son en absoluto críticos. Se puede prescindir de los diodos LEDs así como de sus resistencias si no deseamos una indicación visual de la posición del conmutador. Si queremos ampliar el número de posiciones del conmutador tendremos que añadir otras puertas EXOR. Estas nuevas puertas deben conectarse de la misma forma que N2. Así por ejemplo, para un conmutador de ocho posiciones, necesitaríamos otra puerta EXOR, que iría colocada entre N2 y el monoestable, con la entrada libre conectada a la posición 7 del conmutador, y en la posición 8, el LED y su resistencia.
La tecnología de fabricación de las puertas EXOR puede ser indistintamente TTL o CMOS. Se pueden utilizar integrados tales como el 74LS86, 74HC86, 4030 ó 4070. En TTL, el pulso de salida no tendrá siempre el mismo ancho, ya que el multivibrador se ve afectado por los diferentes niveles de la señal. La tensión de alimentación en TTL o en la versión HCMOS es de 5 V; en los demás casos puede ser de 3 a 15 V.
La longitud del pulso de salida del monoestable (pin 8 de N3) se puede variar jugando con los valores de R1 o/y C1. Si utiliza puertas CMOS, el valor de R1 puede llegar a ser de algunos megaohmios. El consumo del montaje con CMOS es de 10 mA aproximadamente, mientras que con TTL se alcanzan los 20 mA.





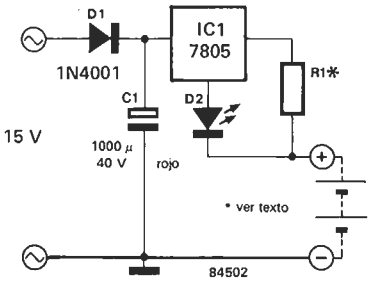
107 cargador de baterías de níquel-cadmio

basado en una fuente de corriente

Los reguladores de tensión de la serie 78XX/79XX se han hecho tan conocidos en su aplicación principal, que tendemos a olvidarnos de que pueden emplearse también como fuentes de corriente. Esta clase de fuente de corriente puede ser de gran utilidad en muchas aplicaciones, entre ellas la carga de baterías de NiCad, como demuestra nuestro circuito.
Comencemos hablando del principio de funcionamiento del montaje.
Al echar un vistazo al esquema, da la impresión de que no es muy complejo. El circuito está basado en un regulador de tensión fijo, conectado de manera que una carga constante esté colocada entre los terminales que suministran la tensión fija. El resultado de esta disposición es evidente: al ser constantes la tensión y la carga, la corriente tiene que serlo también.
El dispositivo completo, constituido por el regulador de tensión más la carga, puede conectarse en serie con una carga variable, sin que ello tenga consecuencia alguna sobre la corriente. Por supuesto, todo ello a condición de que la tensión de entrada sea suficientemente elevada. El esquema tiene un elemento «extra» en el diodo LED instalado en serie con el terminal de masa del circuito integrado para indicar la carga. Mediante esta conexión, circulará una corriente constante de 8 mA $\pm$ 1 mA, que es función de la corriente de salida seleccionada, y que ha de añadirse a esta corriente de salida, circulando ambas a través del diodo LED.
Al elegir el valor de R1, hay que tener en cuenta la caída de tensión suplementaria de 1,5 V, debida a la existencia del diodo LED.
Hemos citado la posibilidad de utilización de esta fuente de corriente para la obtención de un cargador de baterías de CdNi.
A diferencia con los acumuladores de plomo, estas baterías exigen cargarse a corriente constante.
Los fabricantes habituales de acumuladores de CdNi aconsejan una corriente de carga igual a 1/10 de la capacidad nominal, durante un período de 14 horas. Las baterías que no estén completamente descargadas no precisan un período tan largo. Por regla general, las baterías no se deteriorarán cargándolas durante un tiempo superior al recomendado.
Es recomendable descargar completamente las baterías de NiCad de vez en cuando, y luego volverlas a cargar de forma inmediata, puesto que esta operación puede contribuir a hacerlas funcionar a pleno rendimiento, el tiempo más largo posible.
La tabla adjunta indica varios tipos diferentes de baterías, con la corriente de carga recomendada, y el valor que debe emplearse para

$$I_c = \frac{6.5\ V}{R1}$$

	capacidad de la batería (Ah)	corriente de carga (1/10 C) (mA)	R1 (Ω)	corriente de carga (mA)
modelo AA (HP7)	0.5	50	120 (½W)	54
modelo C (HP11)	1.8	180	39 (3W)	150
modelo D (HP2)	4.0	400	18 (5W)	330
PP3	0.11	11	560 (½W)	12



R1. En el caso de una corriente de carga superior o igual a 150 mA, se recomienda sustituir el rectificador de media onda (realizado con el diodo D1) por una rectificación de onda completa (con la utilización de un puente), de modo que se limite la gran caída de tensión en bornes del condensador de filtro (1).
El número máximo de células que pueda cargarse de forma simultánea, depende de la tensión del transformador. Si suministra 15 voltios, este número es de 4 aproximadamente (depende también de la magnitud de la corriente de carga, del valor del condensador y de la calidad del transformador); con 24 voltios pueden cargarse 10 células. La corriente de salida procedente del transformador debe ser 1,5 veces superior a la corriente de carga.

elektor

Servicio de fotocopias de ELEKTOR

Algunos números de ELEKTOR están en vías de desaparición. En la actualidad, se encuentran ya agotadas las revistas ELEKTOR N.º 1, 2, 4/5, 6, 7 (año 80). Los lectores que estén interesados en recibir las fotocopias de alguno de los artículos publicados en las mencionadas revistas (¡sólo las agotadas!), pueden dirigirse al **Servicio de Fotocopias ELEKTOR.**

El precio es de 150 Ptas. por artículo (incluidos los gastos de envío).

Al formular su pedido de fotocopias, debe indicar claramente:

- Las siglas SFE en el sobre.
- El título del artículo y el número de la revista en el que apareció publicado.
- Su nombre y dirección completa.

NOTA: *el pago de las fotocopias se realizará al solicitarlas, adjuntando un talón bancario a nombre de ELEKTOR o a través de giro postal*

libros

Sensores y analizadores

Harry N. Norton
Gustavo Gili, S. A.
Barcelona, 1984
590 páginas
4.500 ptas. (aprox.)
ISBN: 84-252-1193-X



Con unas pretensiones realmente importantes, este libro viene a sumarse a la escasa bibliografía de calidad disponible en castellano sobre sensores, transductores y analizadores. El autor quiere cubrir la totalidad de los dispositivos existentes, mostrando los diseños más comunes y sus características y prestaciones. Con las lógicas limitaciones que supone intentar condensar todo esto en un único libro, debemos reconocer que se acerca bastante a su objetivo.
Correspondiendo a su carácter de texto de referencia para Escuelas Técnicas, tiene un carácter marcadamente pedagógico. Incorpora para cada una de las magnitudes o propiedades cuyos métodos de análisis o detección va a tratar, una explicación de los conceptos básicos. Abundan las fotos, esquemas y tablas, y destaca el cuidadoso manejo de las unidades empleadas. Comienza con dos capítulos de introducción a la materia: «Sistemas de instrumentación» (bastante flojo, con insuficiente explicación del acondicionamiento de datos y de los sistemas de control), y «Aspectos fundamentales de los transductores» (más amplio, centra al lector y le hace más fácil seguir cualquiera de los temas de los restantes capítulos).
Los transductores se han clasificado según el tipo de magnitud que miden: mecánica de sólidos, de fluidos, acústicas, térmicas, ópticas, radiación nuclear, eléctricas y magnéticas, y propiedades y análisis de composiciones químicas. Cada uno de estos capítulos se cierra con una magnífica bibliografía que, por desgracia, será accesible a muy pocos, pues son en su mayoría libros y publicaciones americanos.

Estructura	9
Claridad	8
Amplitud	10
Profundidad	8
Utilidad	8
Relación calidad/precio	7

Introducción al microprocesador 8086/8088 (16 bits)

Christopher L. Morgan
y Mitchell Waite
McGraw-Hill. Madrid, 1985
340 páginas
1.980 ptas. (aprox.)
ISBN: 84-85240-97-9

Cuando todavía no se ha acabado de aceptar del todo la presencia cotidiana de los primeros microprocesadores de 8 bits (Z80, 8080, 6502, 6800, ...), éstos empiezan a quedar anticuados. Las cada vez mayores necesidades de gestión de memoria, su abaratamiento, el funcionamiento multiusuario y multitarea..., todo ello exigía unos chips más potentes y rápidos. La respuesta fueron los microprocesadores de 16 bits. Intel presentó en 1978 el 8086 y el 8088, con una arquitectura interna de 16 bits en ambos, pero con un bus de datos de 8 bits en el caso del 8088 que lo hacía compatible con sistemas anteriores.
Sobre estos chips (8086 y 8088), los dos necesarios para incrementar la potencia del sistema y capaces de trabajar en paralelo con ellos (el Procesador de Datos Numérico 8087 y el Procesador de Entrada/Salida 8089) y aquellos otros que flexibilizan su aplicación y empleo se centra el libro. Con una redacción sumamente clara y escasísimos errores de imprenta (cosa de agradecer especialmente si tenemos en cuenta lo fácil que resulta introducir entre tantos números de identificación alguno equivocado), los autores nos van introduciendo en las características de hard y soft de esta familia (iAPX86), uno de cuyos más obvios e importantes motivos de interés y atracción es que IBM seleccionara el 8088 como CPU de sus ya archifamosos PC's. El estudio del 8086/8088 incluye también la relación con sus antecesores 8008, 8080 y 8085, y comparación (un tanto parcial, eso sí) con sus coetáneos 6800 y Z8000. Los otros dos procesadores de la familia (8087 y 8089) se llevan cada uno su más que interesante capítulo, quedando los controladores programables del sistema (8259 de interrupciones y 8027 de DMA) y de periféricos (8251 serie, 8255 paralelo, 8257 de CRT y 8272 de discos flexibles) agrupados junto a los necesarios chips de interface en otro, necesariamente menos detallado. Para facilitar el entendimiento del juego de instrucciones del 8086/8088, incorpora 11 programas con detallada explicación e instrucciones sobre cómo ensamblarlos, encadenarlos, cargarlos y ejecutarlos.
Un curioso capítulo, «Estado actual: programas y productos del 8086/8088», y 3 apéndices que contemplan las mejoras que se están desarrollando en la iAPX86, el iAPX432 de 32 bits y el juego de instrucciones completo del 8086/8088, cierran este buen libro, al que sólo con precauciones deberían acercarse los que, cuando menos, no conozcan ya algo el mundo de los microprocesadores de 8 bits.

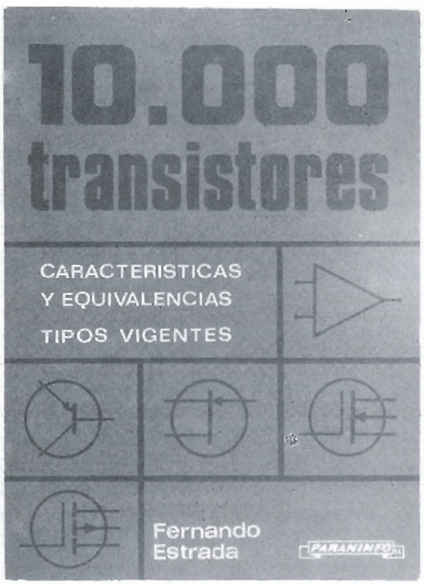


Estructura	8
Claridad	10
Amplitud	10
Profundidad	9
Utilidad	9
Relación calidad/precio	9

libros

10.000 transistores. Características y equivalencias. Tipos vigentes

Fernando Estrada
Paraninfo. Madrid, 1984
2.ª edición
400 páginas
1.000 ptas. (aprox.)
ISBN: 84-283-1077-7



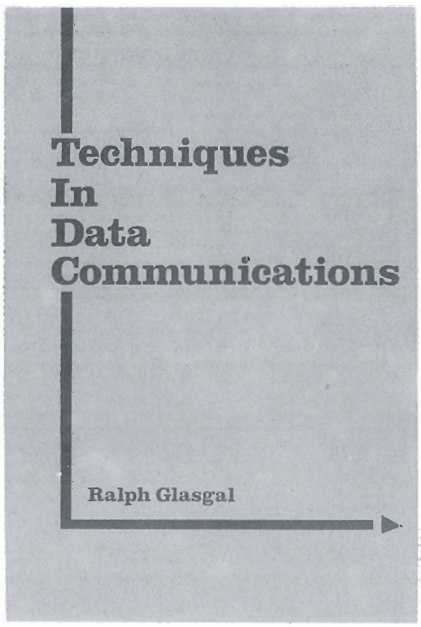
Como cabe deducir del título, los objetivos de este libro son bastante distintos de los que pueda pretender «Transistores, equivalencias» también comentado. El «10.000 transistores...» busca ofrecer una guía rápida que facilite la localización del transistor que reúna unas ciertas características que deseamos, o lograr averiguar las particularidades de ese transistor que hemos encontrado en un circuito.
De cada uno, ordenado alfanuméricamente, facilita:
- fabricante, materia de base, polaridad;
- modelo de cápsula;
- tensión, intensidad y potencia máximas permitidas;
- B (h_{FE}) con montajes en emisor común;
- amplificación de corriente;
- capacidad interna C-B con emisor abierto;
- frecuencia máxima de utilización;
- aplicaciones (entre 65);
- equivalencias.

Para completar su utilidad el libro presenta en las últimas ochenta páginas la forma y conexionado de todos los modelos referenciados.

Techniques in data communications

Ralph Gasgal
Artech House Inc.
Dedham, 1983
2.ª edición
En España:
PAYMA, S. L. (91) 7332050
209 páginas
11.949 ptas. (aprox.)
ISBN: 0-89006-112-X

Complemento de otro de los libros que presentamos en meses pasados (RS-232 made easy, Elektor, núm. 61), éste tiene unos objetivos más generales, pues pretende dar una visión global de las distintas técnicas de comunicación de datos en serie utilizadas.
El primer capítulo sitúa al lector frente a este tipo de comunicaciones, definiendo sus señales, control, normalización y protocolos. El segundo se refiere a las distancias cortas; describe el uso de excitadores de línea, modems nulos y de distancia limitada, y redes locales.



Tras una breve referencia a las redes conmutadas, pasa a tratar de los modems asíncronos y síncronos, llamadas automáticas, conmutación, multiplexores estadísticos y simples, concentradores y convertidores de formato.
El último capítulo está dedicado a los equipos de prueba y detección de errores.
Aunque define bien los temas, el libro cae por lo general en un exceso de teorización y generalización que seguramente sólo serán capaces de aprovechar convenientemente los que posean conocimientos previos sobre la transmisión de datos.

Estructura	8
Claridad	8
Amplitud	9
Profundidad	8
Utilidad	7
Nivel inglés necesario	7
Relación calidad/precio	6

Transistores, equivalencias

De Muiderkring
Paraninfo. Madrid, 1980
9.ª edición
312 páginas
600 ptas. (aprox.)
ISBN: 84-283-1059-9

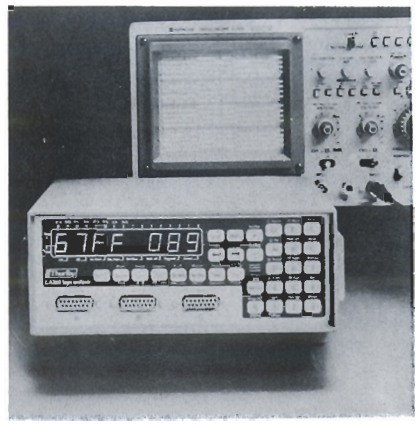
Típico libro de equivalencias que incluye más de 22.000 transistores alfanuméricamente ordenados. Para cada uno de ellos, proporciona los siguientes datos:
- material/clase (germanio, FET, fototransistor...);
- polaridad;
- fabricante;
- equivalente y casi equivalente europeo, americano y japonés;
- tipo complementario;
- aplicación típica (entre 23).



mercado

Analizador lógico de bajo precio

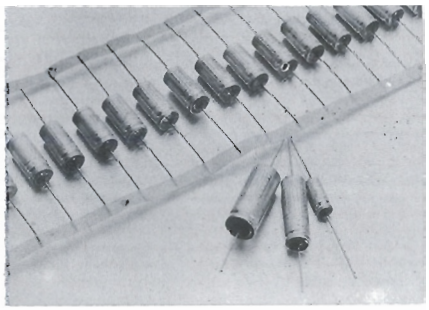
Un osciloscopio y una sonda lógica no son suficientes para descifrar los complejos circuitos electrónicos actuales. El analizador lógico ha llegado a ser la herramienta esencial, tanto en laboratorios de hardware como de software. Permite registrar la actividad de varios puntos que posean señales digitales para, posteriormente, ser examinadas detalladamente. El LA-160 de Thurlby Electronics posee, además, un precio bastante más bajo que los analizadores convencionales.
Entre sus características se encuentran poseer 16 canales ampliables a 32, con 2.000 bits de memoria por canal, una memoria de referencia no volátil con capacidad para 200 palabras y frecuencias de trabajo de 10 ó 20 MHz, según el modelo. Un microprocesador 6502 controla el sistema, mientras una memoria CMOS RAM alimentada por batería guarda la información durante varios meses. El dispositivo posee además un reconocedor de palabra de 16 bits, combinado con cuatro cualificadores de reloj, aunque también acepta señales de reloj externas, registrando datos síncronamente con el reloj del circuito bajo test.
Una rutina de salida de datos permite la comunicación con un ordenador a través de un puerto serie y, por medio de módulos de ampliación, puede utilizarse para medir tiempos de retardo en el disparo, la rutina de transmisión de datos a una impresora o el análisis de firmas.



MOLHER Electrónica, S. A.
Parque Eugenia de Montijo, 94
28047-Madrid
Tel. (91) 462 78 42

Condensadores electrolíticos radiales «de larga vida»

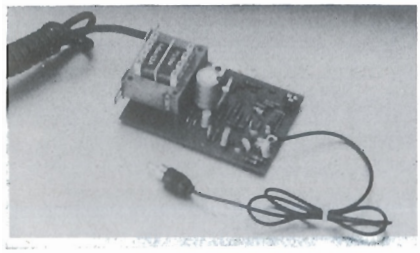
RIFA ha presentado su nueva serie de condensadores electrolíticos radiales PEG 704. Se trata de condensadores de electrólito sólido de muy larga vida y excelentes características eléctricas. Admiten tensiones inversas considerables, su diseño es completamente hermético, las terminales son de cobre estañado, el polo negativo está conectado a la caja y tienen aislamiento plástico.
Las excelentes características eléctricas de la serie PEG 704 se deben al uso del dióxido de manganeso de baja resistencia, como cátodo. Debido a su sólida construcción mecánica, estos condensadores se pueden utilizar en equipos móviles y en aviación. Las aplicaciones típicas son: filtrado, acoplos y desacoplos, almacenamiento de energía en telecomunicaciones, fuentes de alimentación de altas prestaciones, proceso de datos, control de procesos y medidas cuando sea de gran importancia una larga vida y gran fiabilidad. Debido al alto rango de temperatura que permiten y a la poca influencia de la temperatura en sus características eléctricas, estas series cumplen los requisitos necesarios para su utilización en equipos exteriores, tales como electrónica de automoción. La gama de capacidad disponible va de 2,2 a 2.200 mF, con tolerancia de −20 a +20 % en tensiones de 4 a 35 VDC, con un rango de temperatura de −55 a +125 °C, y cumpliendo las especificaciones I.E.C. 384-4 Long Life Grade 55/125/56, DIN 41.240, tipo 1A.

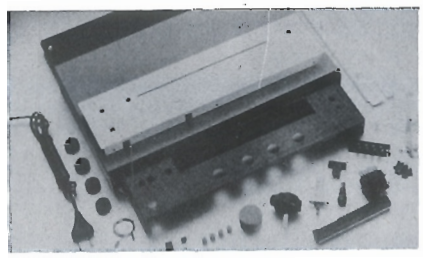


AMITRON, S. A.
Avda. de Valladolid, 47 A
28008-Madrid
Tel. (91) 248 79 59

Kits electrónicos «VIEKIT»

VIETA AUDIO ELECTRONICA, Sociedad Anónima, empresa conocida en nuestro país como pionera de la fabricación y distribución de equipos electrónicos de alta fidelidad, introduce ahora en el mercado del kit electrónico la marca VIEKIT, orientada hacia las áreas de electrónica industrial, audio, telecomunicaciones, microprocesadores...
Del catálogo inicial de VIEKIT cabe destacar:
- Emisor de FM de alta fidelidad, a través de la instalación de red de 220 V.
- Receptor de FM de alta fidelidad, a través de la instalación de red de 220 V.
- Baffle amplificador (Booster) de 15 W RMS, que permite la ubicación del receptor de FM y permite realizar sonorizaciones sin necesidad de instalación.
- Amplificador estereofónico de 30 + 30 watios, 8 ohmios, de total simetría complementaria. Mueble con carátula de aluminio extrusionado, de diseño exclusivo.
- Sintonizador estereofónico completo, de indicación analógica, y mueble exclusivo de aluminio extrusionado.
- Sintonizador digital con mueble exclusivo de aluminio extrusionado.





VIETA AUDIO ELECTRONICA, S. A.
Bolivia, 239
08020-Barcelona
Tel. (93) 307 47 12

elektor

Ventas

Osciloscopio a buen precio, ideal para pequeño taller de montaje de Eratele, funcionando perfectamente. Laureà Colom. Folch i Torres, 39. Roda de Ter (Barcelona). Teléfono 8540524. A partir 7 tarde.

Superexpander, 8 k RAM, cartuchos AVENGER y SARGON y libros para VIC 20, a buen precio. Llamar noches.
Martín Santiago Vidal. C/. Pla dels Cirerers, 20, 3.° 2.ª. Barcelona. Teléfono 3506880.

ZX Spectrum Plus por 30.000 pesetas, en perfecto estado, y ZX Spectrum 48 K por 20.000, con garantía. Juan Luis Isequilla García. C/. Salastokieta, 2, 2.° D. Las Arenas (Vizkaya).

Fuente estabilizada y regul. de 0 a 30 V, 2 A, totalmente montada en caja con voltímetro, protegida. 3.500 pesetas.
Francisco Javier Fernández Arregui. Barriada Itálica, 27. Santiponce (Sevilla). Teléf.: 393407.

Mira color PAL PROMAX MP443, sin estrenar. Rebajo 4.000 pesetas de su precio.
José Guerrero. General Sueiro, 41, principal, puerta 2. 50008 Zaragoza. Teléf.: (976) 222860.

AMSTRAD con casete incorporado y monitor de fósforo verde, completamente nuevo, por 65.000 ptas. José Enrique Ortiz García. C/. Priorato, 40. Leganés (Madrid). Teléfono 6870023.

50 electroimanes Agut, tipo EL-100/2, sin estrenar; fuerza de arrastre, 10 Kg; sistema de accionamiento tirante.
José Isidro Huerta Crisologo. Don Bosco, 13, 4.° C. Salamanca. Teléfono (923) 223558).

VIC-20 + data casete + 40 juegos + manual, todo en buen estado, por 35.000 ptas. Comprado en diciembre de 1984.
Francisco Javier Fernández I. C/. Ramirones, 3. Porriño (Pontevedra).

Ordenador compatible Apple 64 K, con unidad de disco e impresora, todo o por partes. Comprado en diciembre de 1984.
Juan Quetglás. Joaquín María López, 41 dupl. 28615 Madrid. Teléfono 4460979.

Elektor, colección completa 1980 a 1985, con sus estuches, todo por 11.000 ptas.
Carlos Toca López. Apartado 148. Sanlúcar de Barrameda (Cádiz). Teléfono (956) 364035 (14 a 17 horas).

Sintetizador KORG-POLY 61-M, a convenir.
Rafael Castilla. Modesto Lafuente, número 20. 28010 Madrid. Teléfono 4463272.

Polímetro ICE supertester 680 R, con funda protectora, puntas y accesorios, por 4.000 pesetas, sin gastos de envío.
Francisco Javier Fernández. Barriada Itálica, 27. Santiponce (Sevilla).

Commodore 64, sin uso, incluido casete, por sólo 40.000 ptas.
Gabriel Bou. Ibi, 42. Alcoy (Alicante). Teléf.: (965) 334938.

Los 51 primeros números de *Resistor*, en perfecto estado, por 4.500 pesetas. Regalo tres libros de electrónica.
Manolo Teléf.: (94) 4932936.

Calculadora científica Panasonic más impresora. Calcula estadística e histogramas. En perfectas condiciones. 9.000 ptas.
Julio Antonio. Valencia-10. Teléfono (96) 3696221. De 2.30 a 3.00.

Calculadora científica alfanumérica programable. Hewlett-Packard HP-41 CV. 25.000 ptas.
Francisca Sánchez. Montejurra, 10, 3.° A. 28017 Madrid. Teléfono 6985003.

Emisor FM 88-108 MHz, 3 W, gran alcance, totalmente completa, vendo por 3.000 ptas. Enviaré contra reembolso. Escribir.
Nicasio Tovar. Apartado 85. Murcia.

Decodificador de Morse RTTY y ASCII, modelo Deco 1000, nuevo, reloj incorporado.
Manuel Real Bonilla. Anselmo Clavé, 59. Arenys de Mar (Barcelona). Teléf.: (93) 7920853.

Mi Computer, fascículos del 35 al 45 inclusive, a 150 pesetas unidad. 1.600 lote. Perfecto estado.
Juan A. Menjíbar Contreras. Fontordera, 6, 2.° 1.ª. Tona (Barcelona).

Casio FX-750P, nueva (febrero de 1985); Basic; RAM 4-8 K, ampliables; ROM 27 K; manual del usuario y programas, por 17.000 ptas. Emilio Trujillo Fragoso: Azcona, 60, 1.° A. 28028 Madrid. Teléfono 2562439.

Spectravideo SV-318 por 35.000 pesetas; con casete, 40.000 ptas. Antonio Miranda Dguez. San Roque, 9. Paterna (Huelva).

AIM-65 + ensamblador + Basic + caja + alimentador red y baterías Ni-Cad y equipo Sommerkamp TS-340-DX. A convenir.
Miguel López Alonso. Barcelona. Teléf.: (93) 3754387. A partir de 19 horas.

VIC-20 + manual del usuario + tres cintas de juegos y aplicaciones, todo seminuevo, por 19.000 ptas. ¡Regalado!
Alfredo Martín Martín. C/. General Yagüe, 4, 3.° derecha. Collado Villalba (Madrid).

Amplificador estéreo 2 × 40 W, Kit Pantec, por sólo 3.000 pesetas. Francisco Domínguez. Apartado de Correos 14970. Madrid.

AIM 65 con libros, fuente de alimentación, Basic e interface de vídeo, por 95.000 pesetas.
José Luis Sinovas Uribe. Avenida de Extremadura, 6, 3.° C. San Sebastián de los Reyes (Madrid). Teléfono 6544367.

Compras

Imprenta que imprima un folio, o multicopista portátil, en buen estado.
Gaspar Fernández Muñoz. Reyes Católicos, 1. Membrilla (Ciudad Real).

Circuito impreso del Mini-frecuencímetro de Elektor, revista 2, original o fabricación casera.
Francisco José Forcada Sánchez. Plaza Clavé, 30, 2.° A/ 12001 Castellón.

ZX Spectrum y periféricos, sus esquemas. Pago gastos.
Juan López Gallardo. C/. Les Agudes, 52, bajos 1.ª. 08033 Barcelona.

Desearía comprar un osciloscopio de doble trazo, 20 MHz, a ser posible Hameg, Promax o marca parecida.
José Tomás Mesas Valera. Boteros, 35, 1.° A. San Clemente (Cuenca). Teléf.: (966) 300198.

Comunicaciones e intercambios

Quedaría muy agradecido si algún lector me cediese las fichas 55, 56, 57 y de la 1 a la 48 de Elektor. Gracias.
Sergio Sánchez Alonso. C/. Conde Borrell, 172. Barcelona.

Intercambio programas C64 en cinta o disco. Poseo gran variedad. Indicar preferencias: juegos o utilidades.
Rafael Borrell Viñas. Pza. Manent, 2 A, 1.º 1.ª. Santa Coloma de Gramanet (Barcelona).

Busco técnico para la reparación de un ordenador Superbrain QD.
José Luis Gómez. Plaza de la Reina, 5, esc. izqda., 2 A. 37001 Salamanca.

Joven estudiante de electrónica pide correspondencia en inglés o español.
José Hernández. 7, Bellis St. Daisy Hill, 4128 QLD. Brisbane (Australia).

Deseamos contactar con personas que tengan material didáctico de electrónica e informática, bajo precio.
Jorge Roig. Xifre, 74, 3.°. 08026 Barcelona. Teléf.: 2567275.

Esquemas de microordenadores, preferible Sinclair. Pagaré gastos.
Víctor Barrero. C/. Pintor Murillo, número 25. Móstoles (Madrid). Teléfono 6146038.

Deseo contactar con algún lector que hubiera conseguido el tubo contador para el contador Geiger.
Juan Francisco Mataró. Pasatge Casamitjana, 7. 08005 Barcelona. Teléfono (93) 3077828.

Desearía que algún lector que tenga la Yaesú FT-290, me hablara sobre ella y cada una de sus funciones. Gracias.
César Manuel López Martín. C/. Morería, 2, 3 B.

Cambio vobulador modelo GT 250 A, de LME, por datassette Commodore modelo C2N.
Joaquín Ferrer Gallego. Plaza Ribadeo, 4, 12.° 4.ª. 28029 Madrid. Teléfono 2018721.

Busco esquema del walky-talky, modelo número 3-5975-C, de General Electric. Pagaré gastos fotocopias.
Juan C. Rei Padín. Apartado 6. Bueu (Pontevedra).

Busco programa para RTTY, para ZX Spectrum, en listado o casete.
Juan Carlos Pérez Arribas. Nicasio Gallego, 4. 28010 Madrid. Teléfono (91) 4468938.

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).

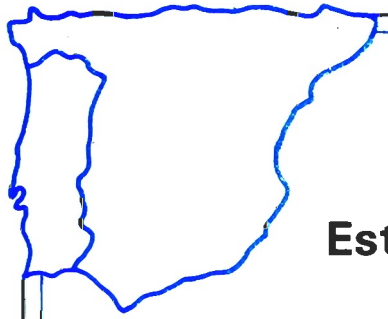
DATOS PERSONALES

Nombre: _____

Dirección: _____

Recorte o fotocopie el recuadro y envíelo a:

ELEKTOR
Av. Alfonso XIII, 141; bajo
28016 MADRID
*** Ponga en el sobre las siglas AB**



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
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.

BALEARES
Ciudadela
Electrónica Menorca. Ibiza, 6.
Mahón
Electrónica Menorca. Miguel de Veri, 50. Teléf. 971/36 60 58.

BARCELONA
Berengueras. Diputación, 219. Teléf. 93/323 36 51.
***Distronic.** 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.
Sabadell
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

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.

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

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 Diez. Av. Portugal, 95. Teléf. 987/41 29 53.

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

LOGROÑO
Suministros Electrónicos Logroño. A. Sagastuy, 1. Teléf. 941/22 16 69

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
***Digital, S. A.** Pilar de Zaragoza, 45. Teléf. 91/246 49 90
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 Luvi. Vizcaya, 6. Teléf. 91/230 44 84.
Esmaes. Oca, 41. Teléf. 91/461 90 27.
Esel. Embajadores, 138. Teléf. 91/472 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.
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

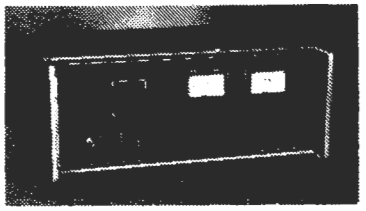
VIZCAYA (Bilbao)
Electrosón. Alameda de Urquijo, 71. Teléf. 94/41 23 66.
***Micro Componentes Elec.** Joaquín Zuazagoitia, 9. Teléf. 94/441 02 89
Radio Rhin. Alameda de Urquijo, 32. Teléf. 94/443 15 50
Celmar. Joaquín Zuazagoitia, 3. Teléf. 94/441 35 38

VIZCAYA (Baracaldo)
Micro Comp. Elec. Zuloko, 2. Teléf. 94/4999098

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.

EMISORA LIBRE MONTADA
88-108 MHz
FM STEREO - 45 W.



EMISOR MONO DE 4 W. 19.000 pts.
LINEALES DE 250 W.
ANTENAS DE EMISIÓN
RADIO-ENLACES EN VHF,
TX Y RX.

ELECTRÓNICA
VICHE, S.L.

Envíos a toda España
Llano de Zaidia, 3 - Tel. (96) 347 05 12/13
(Junto Gasolinera Torreta)
46009 VALENCIA

KITS PROFESIONALES



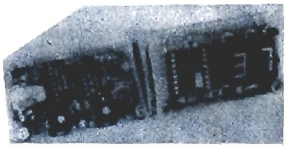
Kit J1060 : Contador universal
* frecuencias de cc(dc) a 10 MHZ
* periodos de 0,5µs a 10 s
* contador de unidades
* intervalo de tiempo
* proporción de frecuencia
* ICM 7216 B ; 8 digitos + desbordamiente
* alimentation 5 a 6 V
* a combinar con el Kit J1100 (para medir hasta 150 MHZ)

precio : 15490 ptas



kit J1100 : Ampli HF / Prescaler
* alimentación 5 V ; 50 m A max
* dimensions (mm) 85 x 60
* completo con conectores BNC y interruptores
* amplificador 1 HZ a 10 MHZ
* sensibilidad 50 m V ef. sinus.
* salidas 5 V onda cuadrada
* prescaler 1 MHZ - 150 MHZ
* división por 10 (event. por 20, 40)
* sensibilidad 400 m V

precio 4090 ptas



Kit J1080 : Unidad hygrómetro
* medida de la humedad relativa de 15 % a 90 %
* tensión de salida 10 m V/ %
* alimentación 9 - 15 V
* a combinar con sistema de visualización
* sensor de la marca valvo

precio : 3289 ptas

Kit J1084 : Hygrómetro
* como J1080 pero completado con visualización digital de 2 digitos.

precio : 6585 ptas



J1070 Termómetro LCD / Termostato doble
* termómetro 3 1/2 digitos LCD
* de – 55 °C a + 125 °C ; lectura a 0,1°C
* linealidad tipica ± 0,2 °C ; fácil ajuste
* termostato con dos temperaturas de conmutación
* ajuste con precisión de 0,1°C
* lectura de la temperatura ajustada con el termómetro
* fácil adaptación de histéresis y temperatura ajustada
* salidas en colector abierto
* alimentación : 9 V/10 m A
* J1070 : Termómetro y termostato 10070 ptas
* J1073 : Solo termómetro 7133 ptas
* J1076 : Solo termostato 3850 ptas

Hay más de 25 kits tal como: generador de funciones; voltimetro - 99 mV a 999 mV ; alimentación 5 V, 9 V, 12 V,)5 V ; contador 4 digit ; temporizador programable , base de tiempo con cuarzo ; hygrómetro ; termómetro a led 0 LCD ; frecuencimetro 10 MHz cronometro etc.

Soliciten folleto explicativo gratuito. Envíos contra reembolso.
Pedidos inferiores a 12.000 pts: 500 pts de gastos de envío. Superiores sin gastos.

H halelectronics

BELGICA
Avda de Stalingrad, 87-1000 Bruxelles-Tfl.: 07-32-2511-82-47.

ESPAÑA
Apartado N.° 95027-Barcelona

lista de precios

Revista elektor

	P.V.P.	Suscrip.
• Colección 1981 (11 revistas)	2.125	1.850
• Colección 1982 (11 revistas)	2.400	2.040
• Colección 1983 (11 revistas)	3.000	2.520
• Colección 1984 (11 revistas)	3.250	2.720

Números sueltos:

• Número 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
• Números 38/39	500	420
• Números 44, 45, 47, 48, 49 52, 53, 54 y 55	275	230
• Números 50/51	500	420
• Números 56, 57, 58, 59, 60 y 61	300	250
• Números 62/63	600	500

Suscripción (1 año)

España: 3.000 ptas. Europa (correo por superficie): 3.800 ptas. Europa (correo aéreo): 4.100 ptas. América (correo superficie): 4.800 ptas. ó 30 $. América (correo aéreo): 7.100 ptas. ó 45 $.
Derechos envío certificado: España: 300 ptas. Extranjero: 800 ptas.

Libros

	P.V.P.	Suscrip.
• DIGILIBRO1 (con circuito impreso)	1.300	1.150
• FORMANT (con cassette demostración)	1.400	1.250
• JUNIOR COMPUTER-1	1.150	1.000
• JUNIOR COMPUTER-2	1.300	1.150
• JUNIOR COMPUTER-3 (Inglés o Francés)	1.600	1.400
• JUNIOR COMPUTER-4 (Inglés o Francés)	1.600	1.400
• CURSO TECNICO	700	625
• 300 CIRCUITOS	1.150	1.000
• RESI y TRANSI	1.100	950
circuito impreso	700	700
• ELECTRONICA LOGICA Y MICROPROCESADORES	2.300	2.000
• GUIA DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS	2.200	1.900

Estuches

• Año 1981	450 Ptas.
• Año 1982	450 Ptas.
• Año 1983	450 Ptas.
• Año 1984	450 Ptas.
• Año 1985	450 Ptas.

INSTITUTO DE TECNOLOGIA ELECTRONICA **Ratelson** C/ Irati, 7. Tel. 250 19 78. Madrid (ESPAÑA)

CURSOS DE ELECTRONICA
DIGITAL Y ANALOGICA

CURSOS INTENSIVOS "FIN DE VERANO" a celebrar desde el **9 al 30 de SEPTIEMBRE**

● TAMBIEN CURSOS ORDINARIOS E INTENSIVOS DESDE SEPTIEMBRE-OCTUBRE

→» ATENCION: CERRAMOS DURANTE AGOSTO (del 1 al 27)

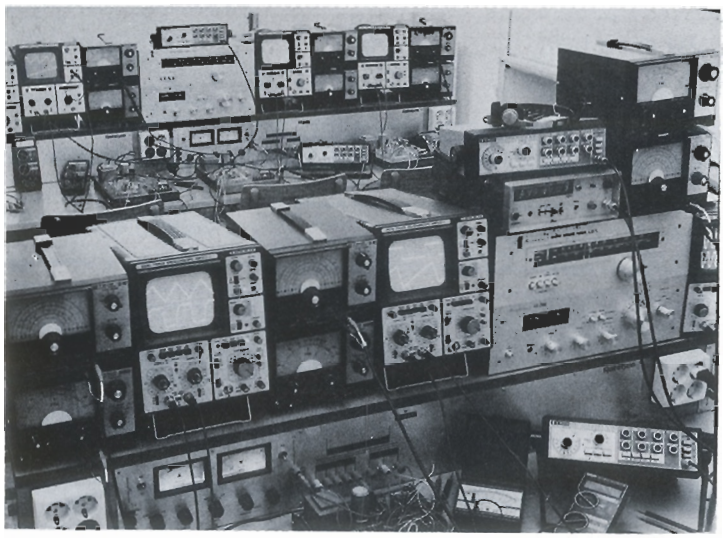
CONSULTENOS AHORA,SIN COMPROMISO,Y RESERVE CON TIEMPO SU PLAZA.
INFORMACION telefónica o personal:de 10.30 a 13 y de 17.30 a 20 horas.Lunes a jueves.

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

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,envíe este cupón a **RATELSON**,C/IRATI,7.**28002 Madrid** (ESPAÑA).

Nombre _____ Apellidos _____
Domicilio _____
Ciudad y provincia _____ C.Postal _____
Teléfono _____ Interesado por cursos de _____
_____
Mis estudios o conocimientos son _____

EK. j.a.s.85

Ratelson. Departamento de Publicidad.

Servicio de fotocopias de ELEKTOR

Algunos números de ELEKTOR están en vías de desaparición. En la actualidad, se encuentran ya agotadas las revistas ELEKTOR números 1, 2, 4/5, 6, 7 (año 1980). Los lectores que estén interesados en recibir las fotocopias de alguno de los artículos publicados en las mencionadas revistas (¡sólo las agotadas!), pueden dirigirse al **Servicio de Fotocopias ELEKTOR.**

El precio es de 150 pesetas por artículo (incluidos los gastos de envío).

Al formular su pedido de fotocopias, debe indicar claramente:

- Las siglas SFE en el sobre.
- El título del artículo y el número de la revista en el que apareció publicado.
- Su nombre y dirección completa.

NOTA: *El pago de las fotocopias se realizará al solicitarlas, adjuntando un talón bancario a nombre de ELEKTOR o a través de giro postal.*

Thurlby LA-160

low-cost logic analyser system

- 16 ó 32 canales.
- Análisis de estados y tiempos.
- Reloj de 20 MHz.
- 2 K por palabra.



El analizador lógico personal ya está a su alcance.

MOLHER electrónica s.a.

Parque Eugenia de Montijo, 94
Tels.: 462 25 62 - 462 78 42
Télex: 46519 MOL E.
28047 MADRID (España)

SORTEO ELEKTOR

10 junio 1985

Este mes, el ganador del magnífico polímetro digital ha sido nuestro suscriptor número 6.080

D. DANIEL MARTINEZ GUAITA
Picasent (VALENCIA)

¡El próximo puede ser usted! No olvide que Elektor sortea un polímetro digital entre sus suscriptores TODOS LOS MESES

elektor

Dirección
Administración
Redacción
Contabilidad
Suscripciones
Pedidos y distribución
Consultas técnicas (lunes de 12 a 15 horas)

Tfnos. 2505820/2505579 (centralita)

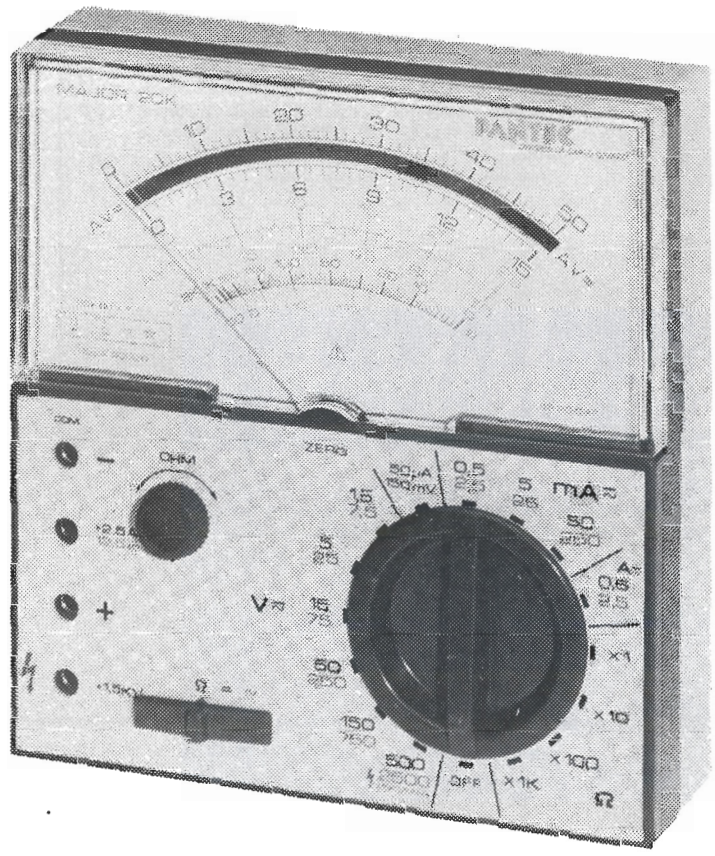
Publicidad

Tfno. 4576923

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

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!



450 Ptas.

PEDIDOS A:
MAILING ELECTRONICA
Carretera Granada, 21
ALCAUDETE (Jaén)
Teléfono (953) 56 02 47

Mailing electrónica

¡¡DISPONIBLE YA!!

EL NUEVO CATALOGO 1985-1986 DE MAILING ELECTRONICA

LA MAYORIA DE UDES. YA LO CONOCE: EL MAYOR DE ESPAÑA, MAS DE 140 PAGINAS TAMAÑO FOLIO CON MILES DE COMPONENTES ELECTRONICOS Y KITS EN EXCLUSIVA. INCLUYENDO PRECIOS QUE SE ACTUALIZAN SEMESTRALMENTE.

PRECIO CATALOGO	ENVIADO JUNTO A PEDIDO DE MATERIAL	**225** pts.
	ENVIO CORREO CERTIFICADO (GIRO O SELLOS)	**300** pts.
	ENVIO CONTRA REEMBOLSO	**385** pts.

MOS-FET PROFESIONAL 400 W. R.M.S. 8Ω
NUMERO UNO EN VENTAS DURANTE EL AÑO 1984.

KIT MODULO 400 W:
3 PLACAS CON 2SK135 Y 2SJ50.
RESISTENCIAS PELICULA METALICA 1%-DETECCION DE CONTINUA Y SOBRECARGA DESCONECTAN ALTAVOCES MEDIANTE RELE 10 AMP.
RELACION SEÑAL RUIDO 120 DB. PRECIO KIT MODULO **17.890.**

FUENTE PARA MOS-FET 400 W:
UN TRANSFORMADOR TOROIDAL 40-0-40 12,5 AMP.
UN PUENTE RECTIFICADOR 25 AMP. 400 V.
DOS CONDENSADORES 10.000 µF. 63 V DE 8 AMP. DE EFICIENCIA.
UN RADIADOR PARA PUENTE. PRECIO FUENTE **20.210**

DISPONEMOS DE TIRAS DE RADIADOR CORTADAS A PETICION Y MUEBLES. (RAK) CON VENTILADORES PARA VENTILACION FORZADA

KIT MODULO DE 75 A 200 W MOS-FET CON 2SK135 Y 2SJ50 DEPENDIENDO DE LA TENSION DE ALIMENTACION **6.595**

TRANSISTORES SUELTOS 2SK135 Y 2SJ50 UNIDAD **2.600**

MONTATELO BIEN CON MAILING

digital s.a.

LA TIENDA DE ELECTRONICA DE VANGUARDIA

ELEKTOR'S-KIT

- MODERNA TECNOLOGIA
- FUNCIONAMIENTO GARANTIZADO
- SERVICIO DE REPARACION
- ELECTRONICA AVANZADA

NOVEDADES

REF	DENOMINACION	P.V.P.
224	PROTECCION DE ALIMENTACION	2 413 PTAS
225	CONTROL ECONOMICO DE MOTOR	1 583 PTAS
226	ALARMA PARA FRIGORIFICO	1 695 PTAS
227	ANALIZADOR DE LINEAS	1 503 PTAS
228	FRECUENCIMETRO INTERSIL	19 124 PTAS
229	ALIMENTACION PARA MICROORDENADOR	10 125 PTAS

- **COMPONENTES ACTIVOS**
- **COMPONENTES PASIVOS**
- **CIRCUITOS INTEGRADOS**
- **MICRO-CIRCUITOS**
- **BIBLIOTECA TECNICA**
- **HERRAMIENTAS**
- **ORDENADORES PERSONALES**
- **HARDWARE**
- **SOFTWARE**
- **KITS**
- **INSTRUMENTACION**
- **ETC**

digital s.a.

ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO

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.

TIENDA
C/. Pilar de Zaragoza, 45
28028 MADRID

TELEFONOS:
(91) 246 49 90
246 56 63

VISA

Los Kits diferentes.

VIEKIT pone a su alcance los Kits que usted esperaba, derivados de la industria electrónica más avanzada.

Por eso son diferentes.
Porque su montaje y ensamblado se realizan según los métodos utilizados en la producción industrial de grandes series.

Porque en sus criterios estéticos intervienen destacados diseñadores.

Por su sencillez de montaje y su máxima fiabilidad.

Porque **VIEKIT** ofrece amplia diversidad de aplicaciones: Electrónica Industrial, Audio, Telecomunicación, Microprocesadores..

Y, sobre todo, por su avanzada tecnología en diseño, materiales y concepción.

Compruébelo usted mismo: remítanos el cupón adjunto y recibirá una detallada descripción de los kits que, actualmente, le ofrece **VIEKIT**.

Deseo recibir amplia información sobre los kits **VIEKIT**. Mis datos son:

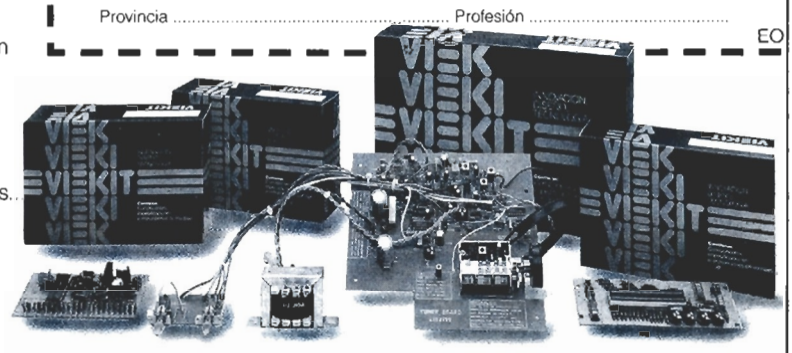
Nombre .....

Dirección .....

Población ..... C.P. .....

Provincia ..... Profesión .....

EO



VIEKIT

Marca registrada de **VIETA AUDIO ELECTRONICA, S.A.** Bolivia, 239 - 08020 BARCELONA (ESPAÑA)

RADIO WATT

Componentes y kits radio • TV y electrónica • Equipos de telecomunicación

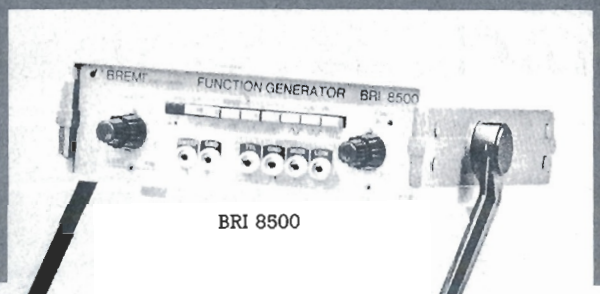
EXAR · HARRIS · National Semiconductor · RCA Solid State · TRW · signetics · GENERAL INSTRUMENT · FAIRCHILD · SGS · THOMSON-CSF · Zilog · HEWLETT hp PACKARD · SIEMENS · TELEDYNE · Synertek · MOTOROLA · Sprague · TEXAS INSTRUMENTS

LE PRESENTAMOS LAS MEJORES MARCAS, OFRECIENDOLE LOS COMPONENTES QUE USTED NECESITA. NO DUDE EN CONSULTAR LO QUE BUSCA

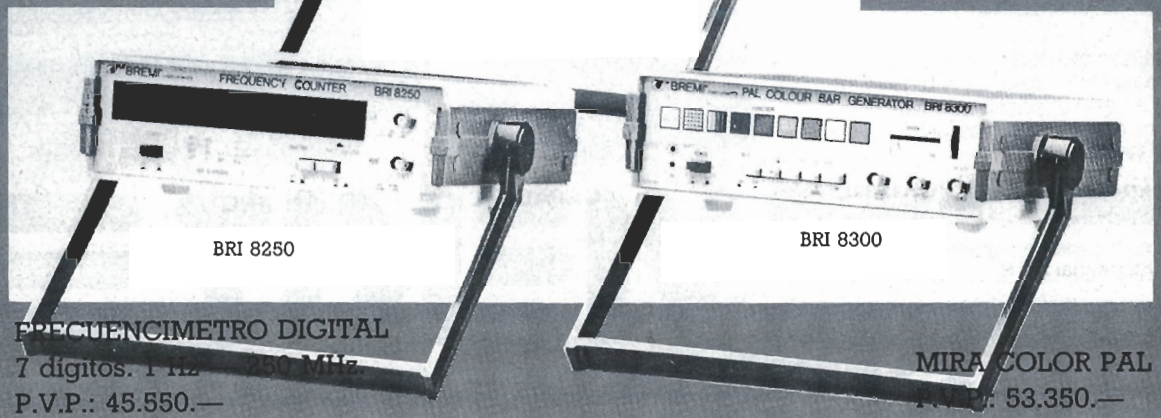
Passeig de Gràcia, 126 - 130 Barcelona - 8 Tel. (93) 237 11 82 *

BREMI® INSTRUMENTACION DE CALIDAD

GENERADOR DE FUNCIONES
1 Hz — 200 kHz.
P.V.P.: 36.600.—



BRI 8500

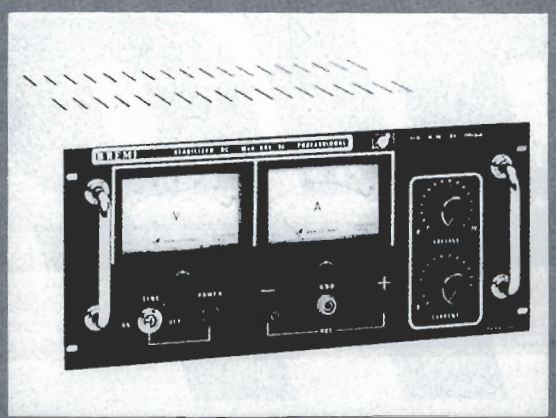


BRI 8250

BRI 8300

FRECUENCIMETRO DIGITAL
7 dígitos. 1 Hz — 250 MHz.
P.V.P.: 45.550.—

MIRA COLOR PAL
P.V.P.: 53.350.—



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	20.300.—
BRS 33	0÷30 V/5 A, 2 medidores	41.500.—
BRS 39	0÷30 V/10 A, 2 medidores	70.600.—

GAMA DE INSTRUMENTOS

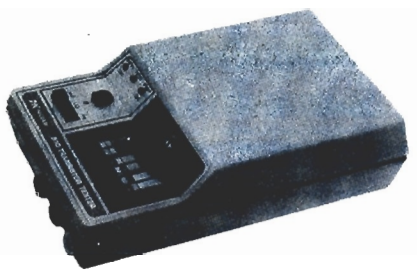
Modelo	Características	P.V.P.
BRI 8600	Frecuencímetro 8 dígitos. 1 Hz a 600 MHz	70.550.—
BRI 8800	Frecuencímetro 9 dígitos. 1 Hz a 1 GHz	95.800.—
BRI 8510	Generador de funciones. Display digital. 0,1 Hz a 2 MHz	83.300.—
BRI 8520	Generador de funciones. 0,1 Hz a 2 MHz	58.000.—
BRI 8530	Generador de impulsos. 5 Hz a 5 MHz	36.800.—
BRI 8004	Capacímetro digital. 1 pF a 9.999 μF	36.800.—
BRI 9030	Multímetro digital. 3 1/2 dígitos. 10 A	37.300.—
BRI 8007	Medidor digital de inductancias. 1 μH a 2 H	63.700.—

PACISA

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

Sonytel

INSTRUMENTACION DE VANGUARDIA



MODELO 510

MEDIDOR DE TRANSISTORES PORTATIL

TRANSISTORES NPN-PNP.

TRANSISTORES FET canal N y P.

SCR'S.

DARLINGTON, etc., etc.

PESO: 450 grs.



MODELO 830

CAPACIMETRO-AUTORANGING

MEDIDOR DE CONDENSADORES DIGITAL-PORTATIL con escala 3 1/2 DIGITOS LCD.

0,1 picofaradios a 200 milifaradios.

Precisión:0,2%

Resolución: 0,1 pF.

PESO: 725 gr.



"El problema del mundo es un problema de comunicaciones" (EINSTEIN)

** GRUAS
** TRANSPORTES
** AMBULANCIAS
** POLICIA
** OBRAS PUBLICAS
** PARTICULARES

DIVISION: radiocomunicaciones

-- AHORRE TIEMPO Y DINERO
-- UTILICE NUESTRA EXPERIENCIA

* RADIOTELEFONOS DE ALTA TECNOLOGIA PARA PERSONAL NO EXPERTO

* PARA DONDE NO ES OPERATIVA NI RENTABLE UNA INSTALACION TELEFONICA.

ENTRE EN SALDRA GANANDO

LA MAYOR RED DE VENTAS CON EL MAS AMPLIO STOCK

CLARA DEL REY, 24 - MADRID-2

ALMERIA	Hermanos Machado, 8	951/23 91 00
BADAJOZ	Avda. Villanueva, 16	924/23 32 78
CADIZ	Gral. Queipo de Llano, 17	956/22 46 53
CORDOBA	Arfe, 3	957/23 45 74
	Av. de los Mozárabes, 7	957/41 19 19
CORUÑA, LA	Avda. de Arteijo, 4	981/25 99 02
CUENCA	Dalmacio G. Izcara, 4	966/22 18 52
FERROL, EL	Tierra, 37	981/35 30 28
GRANADA	Manuel de Falla, 3	958/25 03 51
HUELVA	Ruiz de Alda, 3	955/24 39 78
JAEN	Avda. de Madrid, 16	953/22 19 40
JEREZ	José Luis Diez, 7	956/34 47 08
LINARES	Pas. del Generalisimo, 3	953/69 17 15
LUGO	Ronda Muralla, 129	982/21 72 13
MADRID	Cartagena, 132	416 04 47
	Maudes, 4	234 34 05
	Paseo de las Delicias, 97	227 52 06
MADRID	Oca, 40	461 43 07
MALAGA	Salitre, 13	952/31 05 40
ORENSE	Concejo, 11	988/24 26 95
OVIEDO	Fray Ceferino, 36	985/28 93 49
PONTEVEDRA	Salvador Moreno, 27	986/85 82 72
SEVILLA	Pages del Corro, 173	954/27 92 52
	Adriano, 32	954/22 86 79
VALLADOLID	León, 1 y 2	983/35 25 80
VIGO	Gran Via, 52	986/41 08 24
	Travesia de Vigo, 154	986/27 87 16
ZARAGOZA	Corona de Aragón, 21	976/35 48 12
CATALUÑA: SOLE		
BARCELONA	Muntaner, 10	93/254 58 46
GERONA	Santa Eugenia, 59	972/21 14 16
TARRAGONA	Cronista Sesse, 3	977/20 16 37
VILAFRANCA	Luna, 8	93/892 28 12

¡en este espacio puede ir su anuncio!...

Llámenos al (91) **457 69 23/250 58 20**

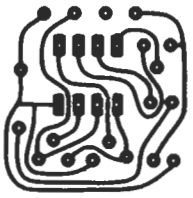
ELECTRONICA SANDOVAL S.A.

EL MAS EXTENSO SURTIDO EN:

— COMPONENTES ELECTRONICOS.
— KITS DE MONTAJE ELECTRONICOS.
— MICROPROCESADORES.
— VIDEOS.
— ALTA FIDELIDAD.
— TV. COLOR.

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

CIRCUITOS IMPRESOS T.G.



DISEÑO Y FABRICACION.

SERVICIO URGENTE.
Prototipos.

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

LUGO

COMPONENTES
AUTOSERVICIO
BARQUILLO, 40
4198742-4198751

EDIMAR
ELECTRONICA DIGITAL Y ANALOGICA
San Emilio 20 MADRID 17

Instrumentos de laboratorio y equipos didácticos

— Fuentes de alimentación.
— Generadores de señal.
— Osciloscopios.
— Entrenadores lógicos.
— Entrenadores de E. industrial, etc.
— Generador de funciones de 0,01 c/s o 1 MC/S.

Se necesitan representantes introducidos en provincias



Actividades y Componentes Electrónicos S. A.

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

ELECTRONICA LUVI

ORDENADORES PERSONALES
KIT ELECTRONICOS
ALARMAS CONTRA ROBO

Teléfono 230 44 84
Vizcaya, 6 MADRID-7

S.I.M.

COMPONENTES ELECTRONICOS

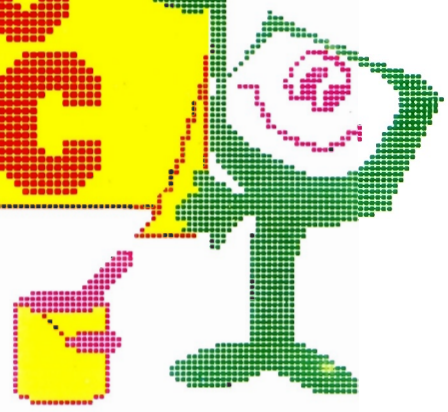
S.I.M. Pone a su disposición una amplia gama de componentes y materiales electrónicos suministrables por correo.

☎ 733 98 65 - 230 86 29
MADRID

INDICE DE ANUNCIANTES

Anunciante	*Página*
Actrón	7/8-130
Circuitos impresos T.G.	7/8-130
Digital	7/8-126
Edimar	7/8-130
Electrónica Lugo	7/8-130
Electrónica Luvi	7/8-130
Electrónica Sandoval	7/8-130
Electrónica Viche	7/8-123
Halelectronics	7/8-123
Hameg	7/8-008
Mailing Electrónica	7/8-126
Molher	7/8-124
Pacisa	7/8-128
Pantec	7/8-125
Radio Watt	7/8-127
Ratelson	7/8-119
Sandoval	7/8-007
SIM	7/8-130
Sonytel	7/8-129
Tempel	7/8-132
Trío	7/8-002
Vieta	7/8-127

VIDEO BASIC



UN CURSO DE LENGUAJE BASIC EN CASETE, PARA ORDENADORES SPECTRUM Y COMMODORE

VIDEO BASIC ES LA MANERA MAS SENCILLA Y AMENA DE APRENDER BASIC POR POCO DINERO Y CON UN **‹PROFESOR PERSONAL›** (el ordenador), QUE VIGILA CONSTANTEMENTE SU BUEN APRENDIZAJE. ADEMAS, EN CADA CASETE VA INCLUIDO UN FABULOSO VIDEOJUEGO.

La obra consta de 20 entregas formadas cada una por una casete y un fascículo. Junto con las entregas 4, 8, 12, 16 y 20 se envía de **REGALO** a los suscriptores este **MAGNIFICO ESTUCHE** para archivar la obra.



APARICION QUINCENAL

APRENDER BASIC ES HOY TAN IMPORTANTE COMO APRENDER INGLES. ¡NO DEJES PASAR ESTE VERANO SIN ESTUDIARLO!

Recorte o copie este cupón y envíelo a Ediciones Ingelek, S. A. Apdo. Correos 61294. 28080 MADRID.

☐ Deseo suscribirme a VIDEOBASIC a partir del n.º 1. Esta suscripción comprende los 20 fascículos más 20 casetes y el OBSEQUIO de 5 estuches para conservar la obra completa.

El importe de la suscripción lo haré efectivo del siguiente modo:
☐ Tres plazos mensuales contrarreembolso de 3.800 ptas. (El primer plazo lo abonaré con la primera entrega.)
☐ Un solo pago de 11.000 ptas.
Si usted ya tiene algunos de los números aparecidos, puede realizar una suscripción parcial indicando desde qué número desea suscribirse y descontando 550 pesetas por cada uno de ellos para obtener el precio total de la suscripción.
☐ Deseo suscribirme a VIDEOBASIC a partir del n.º _____ por el importe de _____ pesetas.
Marco con una X en el casillero correspondiente la forma de pago que más me conviene.

☐ Talón bancario ajunto a nombre de INGELEK, S. A.
☐ Giro postal n.º _____
☐ Contra reembolso del importe más gastos de envío.
☐ Tarjeta de crédito VISA n.º _____
☐ Tarjeta de crédito MASTER CARD n.º _____
Fecha de caducidad de la tarjeta. _____

Nombre del titular de la tarjeta _____

Firma,

NOMBRE _____ EDAD ____
APELLIDOS _____
DOMICILIO _____
CIUDAD _____ PROVINCIA _____
C. POSTAL _____ TELEFONO PROFESION _____

Indique con una X a cual de las versiones de VIDEOBASIC desea suscribirse:
☐ VERSION COMMODORE ☐ VERSION SPECTRUM

OSCILOSCOPIOS

KIKUSUI



OSCILOSCOPIOS

- De uso general.
- De memoria digital (GP-IB).
- De memoria de persistencia.
- Programables (GP-IB).

FUENTES DE ALIMENTACION

- Gran gama de intensidades (0-500 △.)
- Gran gama de tensiones (0-1000 V.)
- Programables (GP-IB).
- Dobles, simétricas

OTROS INSTRUMENTOS

- Generadores.
- Medidores wow-flutter.
- Medidores de rigidez.
- Medidores de aislamiento.
- Multímetros digitales.

tempel sa

Viladomat, 140 bis
Tel. 254 44 01/02
Telex 50.056 TMPL
Barcelona-15

Rda. Segovia, 35
Tel. 265 74 14
Madrid-5

Eduardo Coste, 14-3º
Tel. (94) 463 51 01
Las Arenas (Bilbao)