

elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 38/39
julio / agosto 1983

500 ptas.

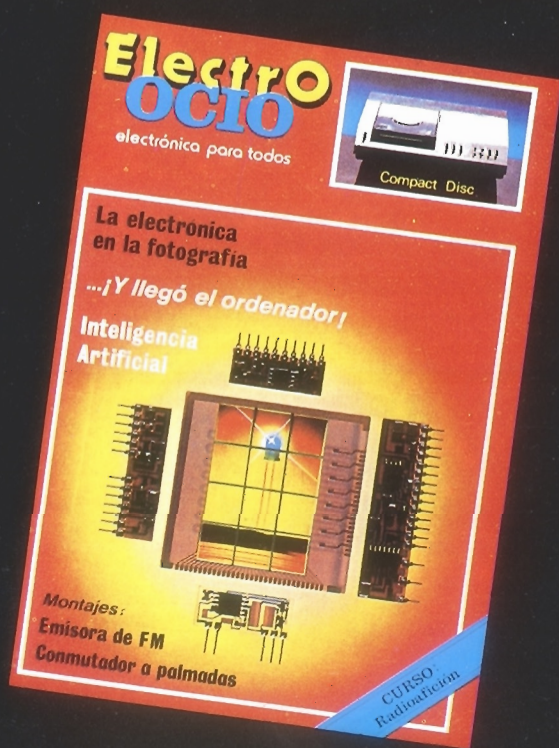
**circuitos
del verano - 83**

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

La revista mensual de
divulgación tecnológica

Electro OCIO

electrónica para todos



¡Entre en la nueva era tecnológica...
y aprenda a dominar a las máquinas!

circuitos del verano 83

- 7-03 Sumario.**
7-08 Servicio EPS.
7-15 Circuitos del verano 83.
7-17 Teletipo Elektor.
- 1 Medidor de continuidad.
 - 2 Interface cassette para el TRS-80.
 - 3 °C/Hz.
 - 4 Alarma doble.
 - 5 Temporizador digital.
 - 6 Comprobador de pilas económico.
 - 7 Interface RS-232.
 - 8 VCOTA.
 - 9 Oscilador—inversor.
 - 10 Interface serie para teclado.
 - 11 Multivibrador con una puerta CMOS.
 - 12 Amplificador A + B.
 - 13 Estabilizador de baja tensión.
 - 14 Generador de tensiones controlado por tensión.
 - 15 Mezclador de vídeo—señales.
 - 16 Amplificador VMOS para la banda de 26 a 30 MHz.
 - 17 Protección para polímetros.
 - 18 Base de tiempos económica y ultra-precisa.
 - 19 Consola de mezcla sin pretensiones.
 - 20 Convertidor de frecuencia.
 - 21 Convertidor para varicaps.
 - 22 El amplificador PDM mas sencillo del mundo.
 - 23 Oscilador marcha/paro estable.
 - 24 El Elekterminal: una interface para impresora.
 - 25 Oscilador a cristal.
 - 26 VCF de 12 dB.
 - 27 Filtro controlado por tensión.
 - 28 Vobulador logarítmico digital.
 - 29 Timbre telefónico.
 - 30 Oscilador TTL controlado por tensión.
 - 31 25 V: una tensión de programación.
 - 32 Convertidor de alta tensión.
 - 33 Oscilador gráfico.
 - 34 Encendido automático del alumbrado exterior.
 - 35 Sonda lógica.
 - 36 Clignoty.
 - 37 Salvaguarda de la memoria.
 - 38 Medidor de campo.
 - 39 Amplificador de potencia estéreo.
 - 40 Medidor de campo con FET.
 - 41 Convertidor RTTY.
 - 42 Disparador Schmitt con un OTA.
 - 43 Generador de impulsos.
 - 44 Cerradura sin llave para el automóvil.
 - 45 Generador de efectos sonoros.
 - 46 Telemando a infrarrojos - Emisor.
 - 47 Telemando a infrarrojos - Receptor.
 - 48 Bio-interface para microprocesador.
 - 49 Detector de humo.
 - 50 Circuito medidor de la relación cíclica.
 - 51 Indicador de rotación de fases.
 - 52 Termómetro ultrasimple.
 - 53 Temporizador con control de triac.
 - 54 Receptor mi-fi.
 - 55 Super-fuente de 5 V.
 - 56 VCO generador de señales.
 - 57 Puerta OR-Exclusiva con un operacional.
 - 58 Mejora de la legibilidad en el osciloscopio.
 - 59 Disparador Schmitt con conmutador analógico.
 - 60 Sierra para poliestireno expandido.
 - 61 Cara o cruz.
 - 62 Preamplificador para magnetófonos.
 - 63 Modo mono-ciclo para el Junior Computer.
 - 64 Alimentación universal JA-83.
 - 65 Convertidor CA/CC.
 - 66 Disparador fotovoltaico para flash auxiliar.
 - 67 Generador de efectos luminosos.
 - 68 Generador de onda cuadrada.
 - 69 SUPRA.
 - 70 CAG sin complicaciones.
 - 71 Vúmetro a LEDs.
 - 72 VCF universal.
 - 73 Cargador rápido para acumuladores NiCad.
 - 74 Medida de temperaturas con un voltímetro.
 - 75 Transportador de octava.
 - 76 Comparador de ventana simplificado.
 - 77 Generador de tensión triangular y positiva.
 - 78 Control de las luces traseras.
 - 79 Flash esclavo.
 - 80 Alimentación simétrica con amplificador operacional.
 - 81 Oscilador BF de amplitud estable.
 - 82 Amplificador recíproco para tensiones continuas.
 - 83 Descongelador de cerradura para automóvil.
 - 84 Tercera mano...
 - 85 Regulador de la velocidad de rotación.
 - 86 Generador de frecuencias.
 - 87 Conmutador automático para etapas de salida.
 - 88 Interruptor fotosensible.
 - 89 Detector de líquidos.
 - 90 Convertidor RMS.
 - 91 Amplificador miniatura con control de tono activo.
 - 92 Llamada a los vectores del Junior Computer.
 - 93 Regulador de tensión económico.
 - 94 Interface para pulsador.
 - 95 Monoestable con un operacional.
 - 96 Control para motor eléctrico de CA.
 - 97 Mini-programador de EPROMs.
 - 98 Limitador de disipación.
 - 99 Emisor FM de prueba.
 - 100 Convertidor de OC.
 - 101 Atenuador activo.
 - 102 LED omnívoro.
- 7-112 Juegos TV en EPROM.**
7-119 El duende de Elektor.
7-120 Mercado.
7-125 Índice de anunciantes.
7-126 Anuncios Breves.



elektor claves

año 4, núm. 38/39

julio/agosto 1983

Redacción, Administración y Suscripciones: Av. Alfonso XIII, 141.-bajo, dcha. Madrid-16. Teléf. 250 58 20. Télex: 49371 ELOC E Ingelek, S.A.

Edita: Ernesto Medina Muñoz

Presidente: Antonio M. Ferrer Abelló

Director: Paul Holmes

Redactor jefe edición internacional: E. Krempelsauer

Editor adjunto: Francisco Lara

Redactor jefe de la edición española: J. Barendrecht, G. H. K. Dam, P. Theunissen, K. Diedrich, A. Nachtmann, G. Nachbar, K. S. M. Walraven

Cuerpo de redacción: J. Ignacio Alegría, Ignacio Garrido, A. S. Bernal, Inmaculada de la Torre Nieves Clemente, Avda. Alfonso XIII, 141. Teléf. 250 55 79. Madrid-16

Colaboradores: María Antonia Buitrago

Publicidad: Santiago Ferrer

Contabilidad: María González-Amezúa

Distribución: Gráficas ELICA. Boyer, 5. Madrid-32

Suscripciones: COEDIS, Valencia 245. Barcelona S.A.I. Avda. de los Palos Grandes; Ed. Monte-Ulia 1^{er} piso, 14 CARACAS, Teléf. 284 78 48

Distribución España: ENEKA, S. A. Avda. Gral. Rondeau, 1534. Montevideo. Teléf.: 90 79 44

Distribución Venezuela: Cía Americana de Ediciones SRL. Sud América, 1532, 1290. Buenos Aires. Teléf.: 21 24 64

Distribución Uruguay:

Distribución Argentina:

Depósito legal: GU. 3-1980 ISSN 0211-397X

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 Sari BP 53; 59270 Bailloul, Francia.
 Elektor, Via Rosellini, 12, Milano-Italia.
 Elektor E.P.E. Xanthoulis, Karaiskaki 14, Voula. Atenas-Grecia.

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.

LISTA DE PRECIOS

Número sencillo: 250 ptas. Número doble: 500 ptas.
 Suscripción por un año: España, Gibraltar y Andorra: 2.500 ptas.
 Portugal (correo de superficie): 3.000 ptas.
 Extranjero (correo aéreo): 4.500 ptas. ó 40 \$

La revista Elektor tiene carácter mensual, publicándose cada año 10 números sencillos y uno doble correspondiente a julio/agosto.

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	SE Libros y revistas atrasadas
CD Cambio de dirección	ESS Servicio de Software
EPS Circuitos impresos	P Publicidad
SC Servicio comercial	AB Anuncios breves

Copyright © 1983. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
 © 1983. 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



¿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: μ A 741, LM 741, MC 641, MIC 741, RM 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_{CE0} máx.	20 V
I_C máx.	100 mA
h_{FE} mín.	100
P_{tot} máx.	100 mW
f_T mín.	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

Pertenece al tipo DUS los siguientes: BA127, BA217, BA128, BA221, BA222, BA317, BA318, BAX13, BAY61, IN914, IN4148.

Y pertenecen al tipo DUG: OA85, OA91, OA95, 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 = 0,00000000047F
 10 = 0,01 μ F = 10^{-8} F

El valor de la tensión de los condensadores no electrolíticos se supone, por lo menos, de 60V; 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:

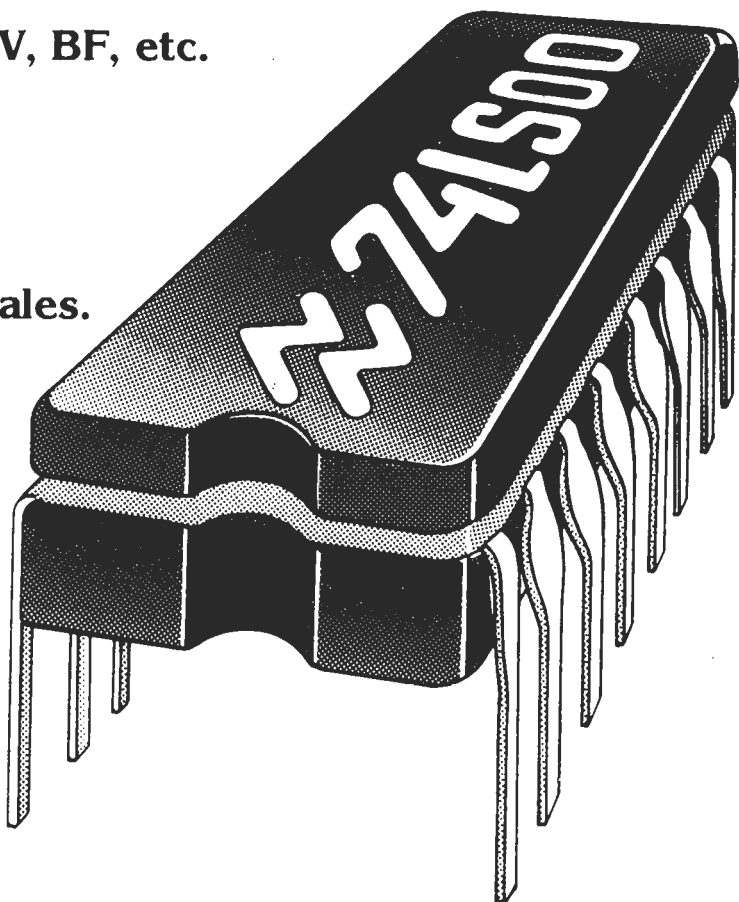
Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

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



SU NOMBRE LO DICE TODO EN ELECTRONICA

- Amplificadores operacionales
- Amplificadores lineales. TV, BF, etc.
- Reguladores tensión
- Transistores
- Transistores FET
- Circuitos Integrados digitales. Serie TTL
- Circuitos Integrados digitales. Serie TTL's
- Circuitos Integrados digitales. Serie MM 74C
- Circuitos Integrados digitales. Serie MM 74HC
- Circuitos Integrados digitales. Serie C'MOS



ITT DISTRIBUCION
 UNA DIVISION DE STANDARD ELECTRICA
 Miguel Angel, 21 - 3º
 Telex: 27461 - MADRID, 10



(91) 419 09 57

Amplio stock
Pedidos por teléfono
Entrega inmediata
Envíos urgentes



distribución

Gama completa de componentes para la industria

RADIO WATT

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

EXAR **HARRIS** **National Semiconductor**

RCA Solid State

TRW signetics

GENERAL INSTRUMENT 

FAIRCHILD

SSS


THOMSON-CSF

 **ilog**

HEWLETT  **PACKARD**

SIEMENS

 **TELEDYNE**

 **Synertek***

 **MOTOROLA**

Sprague

TEXAS INSTRUMENTS 

Clave 31

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 *

¡Ya en España!

BBC

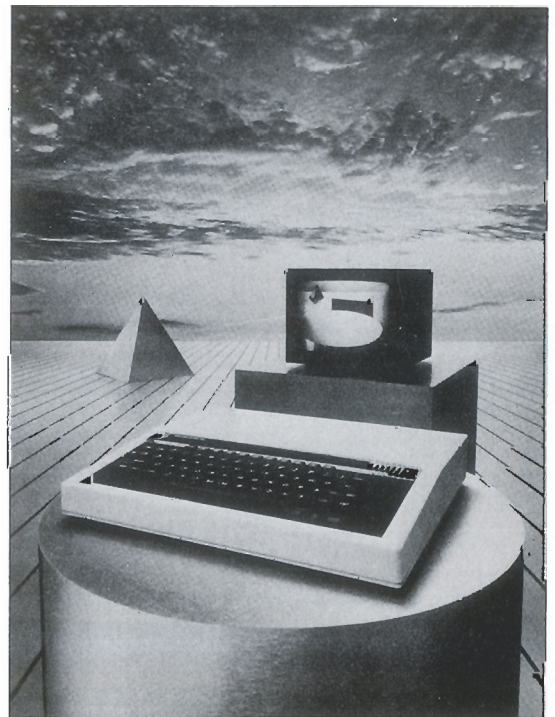
- * EL MEJOR HARDWARE
- * EL MEJOR SOFTWARE

Podríamos empezar diciendo que utiliza un 6502 de 2 MHz y que junto con él puede emplear un segundo microprocesador 6502 ó Z80, con sus correspondientes 64 K más de RAM y CP/M 2.2; que ofrece una resolución gráfica de 640 = x 256 puntos iluminables, sintetizador de sonido y vocal, el más potente BASIC del mercado por muchos años, combinable además con el ENSAMBLADOR, posibilidades de expansión y conexiones de todo tipo, 16 colores, PASCAL, LISP y FORTH...

... pero necesitaríamos casi toda la revista para acabar con la lista.

 **DISTRIBUIDORA DE
INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA S.A.**

Infanta Mercedes, 89 - Teléf. 279 30 85 - MADRID-20



Clave 53

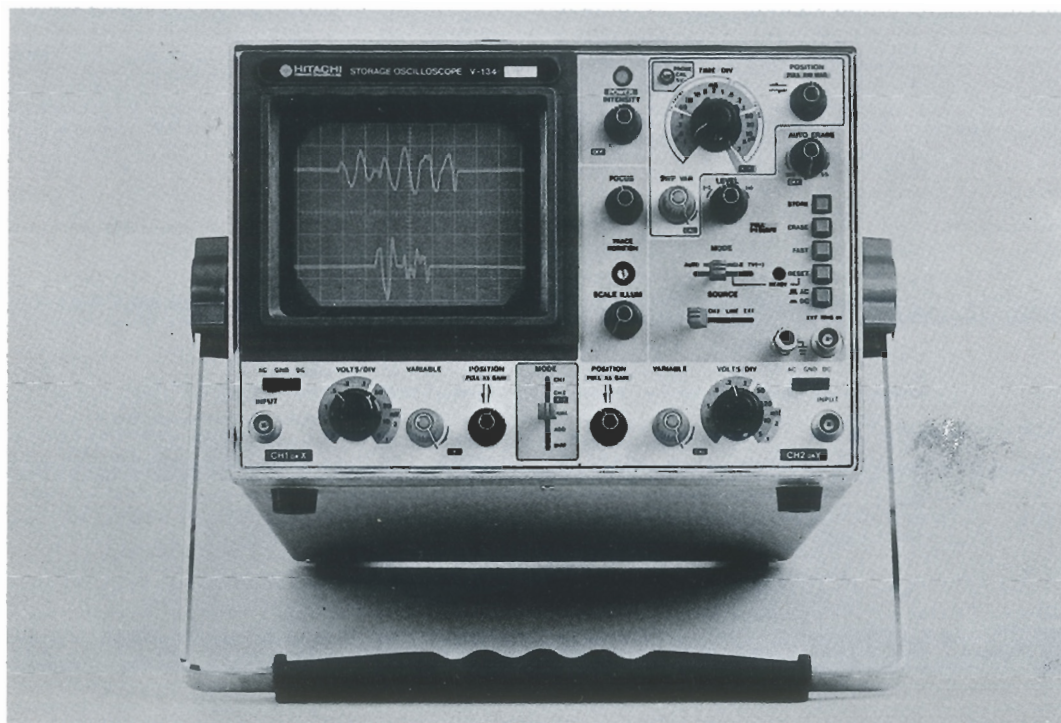


DEPARTAMENTO DE
INSTRUM. ELECTRONICA



DURO, PORTATIL, SEGURO: HITACHI DOS AÑOS DE GARANTIA

V-134/MEMORIA



V-151-F: 15 MHz/1 canal, 1 mV/div.
V-202-F: 20 MHz/2 canales, 1 mV/div.
V-203-F: 20 MHz/2 canales, 1 mV/div. Barrido retardado.
V-209: 20 MHz/2 canales, 1 mV/div. Baterías y red.
V-302-F: 30 MHz/2 canales, 1 mV/div.
V-352-F: 35 MHz/2 canales, 1 mV/div.
V-353-F: 35 MHz/2 canales, 1 mV/div. Barrido retardado.

V-550-B: 50 MHz/2 canales, 1 mV/div. Doble base de tiempos.
V-509: 50 MHz/2 canales, 1 mV/div. Doble base de tiempos. Red y bat. (opción).
V-1050: 100 MHz/2 canales, 0,5 mV/div. Doble base de tiempos.
V-134: 10 MHz/2 canales, 1 mV/div. MEMORIA

Clave 46



DEPARTAMENTO DE
INSTRUM. ELECTRONICA

MADRID-5: Ronda de Atocha, 17 - Tel.: 228 52 00*

DELEGACIONES: Alicante, Barcelona, Bilbao, Coruña, Granada, Oviedo, Las Palmas, Sevilla, Valencia, Valladolid y Zaragoza.

SERVICIO EPS

formant

FORMANT sintetizador musical

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

Carátulas:

Interface	9721-F	
VCO	9723-F	
VCF 12 dB	9724-F	
VCF 24 dB	9953-F	
RFM	9951-F	
ADSR	9725-F	
DUAL VCA	9726-F	
LFO	9727-F	
NOISE	9728-F	
COM	9729-F	

Todas las carátulas a 460 ptas./unidad.

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

OFERTA VALIDA DEL 1 DE JUNIO AL 31 DE AGOSTO DE 1983

		PVP	Oferta
77059	Fuente de alimentación de 0-10V	330	265
79007	Juego del Tula	630	500
81047	Termómetro de baño	625	495
81051	Xilófono	410	330
80515-1	Sensor escaparate	400	320
80515-2	Sensor escaparate	870	695
81005	Timbre sensorial	445	355

Los circuitos impresos incluidos en esta oferta sólo se servirán a particulares y por correo.

MULTIMETROS kaise

CON MEDICION DE TEMPERATURA Y COMPROBACION DE TRANSISTORES



Clave 22

- Protección contra caídas (golpes)
- Protección contra sobrecargas
- Fácil manejo con solo 2 terminales
- Extraplano ligero y robusto
- Comprobación de transistores
- Medición de continuidad por zumbador
- Medición de temperaturas de - 50° C a + 250° C

SERVICIO POSTVENTA GARANTIZADO PARA TODA ESPAÑA
CONSULTE EN LAS TIENDAS ESPECIALIZADAS

REPRESENTANTE
EXCLUSIVO:



tempel sa

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

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



¡a la venta!

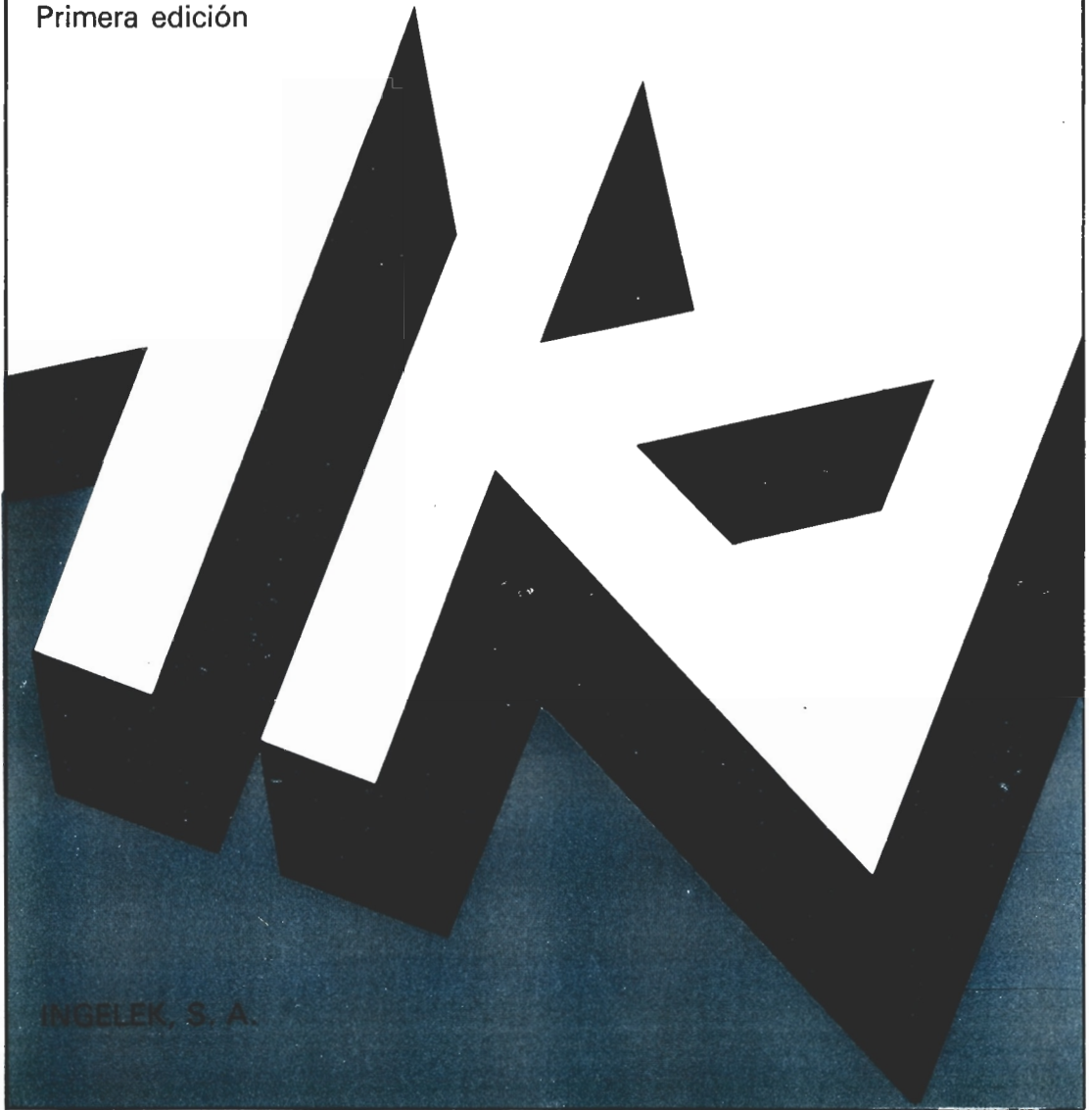
Servicio libros de Elektor

Para iniciarse en la electrónica
o refrescar conocimientos

curso técnico

de introducción
a la electrónica

Primera edición



P. V. P.: 575 ptas.
Suscriptores: 500 ptas.

INGELEK, S. A.

Escrito en el estilo claro y conciso tradicional de «Elektor», este libro será de gran utilidad tanto para los principiantes que quieren introducirse en el apasionante mundo de la electrónica como para los profesionales que quieran refrescar sus conocimientos básicos. El curso técnico de introducción a la electrónica le proporcionará la máxima información sobre los circuitos fundamentales de la electrónica con un mínimo de teoría y de fórmulas.



Sonytel



Sinclair ZX Spectrum

- A todo color - 8 colores disponibles, brillo e intermitencia controlables
- Sonido-Altura y duración variables
- Alta definición
- Grabación y carga a alta velocidad
- VERIFICACIONES Y FUSION para programas y ficheros

gratis

Con su SPECTRUM un cassette de demostración y juegos

Solicite:

Catálogo a todo color
Biblioteca de programas y libros
Catálogo de accesorios

Precios

PVP: 39.900 (16K) y 52.900 (38K)

Clave 45

LA MAYOR RED DE VENTAS CON EL MAS AMPLIO STOCK

CLARA DEL REY, 24 - MADRID (2)

ALMERIA Hermanos Machado, 8
BADAJOZ Avda. Villanueva, 18
CADIZ General Queipo de Llano, 17
CORDOBA Arfe, 3
Avda. de los Mozárabes, 7
CORUÑA, LA Avda. de Arlejo, 4
CUENCA Dalmacio García Izcarra, 4
FERRAD, EL Tierra, 37
GRANADA Manuel de Falla, 3
HUELVA Ruiz de Aída, 3
JAEN Avda. de Madrid, 16

Tel.: 951/23 91 00
Tel.: 924/23 32 78
Tel.: 952/22 46 53
Tel.: 957/23 45 74
Tel.: 957/41 19 19
Tel.: 961/25 99 02
Tel.: 988/22 18 52
Tel.: 981/35 30 26
Tel.: 958/23 03 51
Tel.: 959/24 39 76
Tel.: 953/22 19 40

JEREZ José Luis Díez, 7
LINARES Pasaje del Generalísimo, 3
LUGO Ronda Gral. Primo de Rivera, 30
MADRID Cartagena, 132
Maudes, 4
Paseo de las Delicias, 97
MADRID Oca, 40
MALAGA Salitre, 13
ORENSE Concejo, 11
OVIEDO Fray Ceferino, 36
PONTEVEDRA Salvador Moreno, 27

Tel.: 956/34 47 06
Tel.: 953/60 17 15
Tel.: 982/21 72 13
Tel.: 416 04 47
Tel.: 234 34 05
Tel.: 227 52 08
Tel.: 481 43 07
Tel.: 989/24 26 95
Tel.: 985/28 93 49
Tel.: 986/65 82 72

SEVILLA Pages del Corro, 173
Adriano, 32
VALLADOLID León, 1 y 2
VIGO Gran Vía, 52
Travesía de Vigo, 154
Corona de Aragón, 21
ZARAGOZA CATALUÑA: SOLÉ
BARCELONA Muntaner, 10
GERONA Santa Eugenia, 59
TARRAGONA Cronista Sesca, 3
VILAFRANCA Luna, 8

Tel.: 954/27 92 52
Tel.: 954/22 86 79
Tel.: 983/36 25 80
Tel.: 986/41 08 24
Tel.: 986/27 87 16
Tel.: 976/35 48 12
Tel.: 93/254 58 46
Tel.: 972/21 14 16
Tel.: 977/20 16 37
Tel.: 93/982 26 12

¡Para estar al día!

VIAJA con **elektor** a **sonimag21**

SALON INTERNACIONAL DE LA IMAGEN EL SONIDO Y LA ELECTRONICA
BARCELONA DEL 26 DE SEPTIEMBRE AL 2 DE OCTUBRE
DIAS 26, 27, 28 y 29 PROFESIONALES, DIAS 30, 1 y 2 PUBLICO

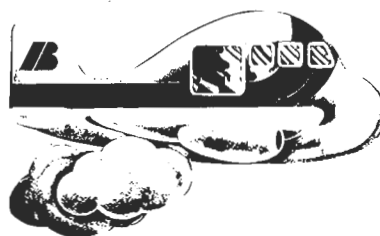
elektor siempre pendiente de los acontecimientos que tienen lugar en el sector electrónico organiza un viaje a **sonimag21** para todos sus lectores y amigos.

Las características básicas del viaje son:

- Excursiones alternativas para acompañantes.
- Información previa sobre Sonimag en particular y Barcelona en general.
- Pase especial para visitar la feria así como catálogo de expositores.
- Están previstas salidas desde varios puntos de España.

Viaje en avión

- Salida desde Madrid el día 26 de Septiembre
- Regreso desde Barcelona el día 29 de Septiembre
- Tres noches en Barcelona
- Alojamiento en hotel de 3 estrellas con desayuno incluido. Posibilidad de hotel de 4 estrellas (con suplemento)
- Grupo mínimo: 30 personas
- **Precio: 16.700 pts. por persona**
- ULTIMO DIA DE INSCRIPCION: 29 de Julio



Viaje en autocar

- Salida desde Madrid el día 30 de Septiembre
- Regreso desde Barcelona el día 2 de Octubre
- Dos noches en Barcelona
- Alojamiento en hotel de 3 estrellas con desayuno incluido
- Grupo mínimo: 30 personas
- **Precio: 7.700 pts. por persona**
- ULTIMO DIA DE INSCRIPCION: 5 de Septiembre



Otros puntos de origen o fechas de viaje

- Consultar VIAJES ECUADOR

Para mayor información y reservas dirigirse a:

En Madrid: VIAJES ECUADOR; C/ Príncipe de Vergara, 207; Teléf.: 457 06 05 y 457 06 07.
Resto de España: Agencia de VIAJES ECUADOR MAS CERCANA A SU DOMICILIO.

DIRECCION
TECNICA

VIAJES
VE ECUADOR

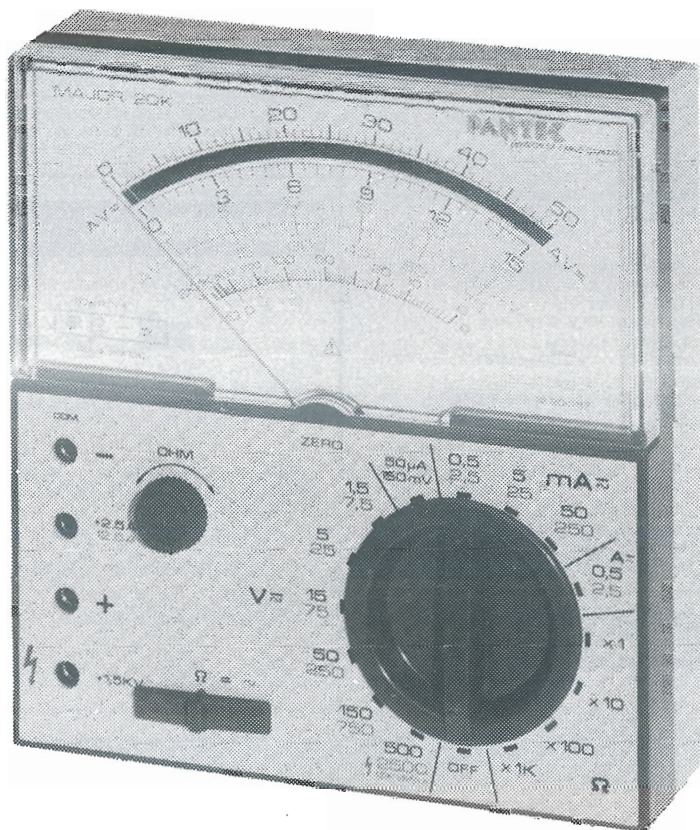
ORGANIZACION INTERNACIONAL DE VIAJES
90 OFICINAS PROPIAS A SU SERVICIO

G.A.T. n.º 68



**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.º - MADRID-2 - Teléfs. 413 0011 - Telex 23684
ALEMANIA - AUSTRIA - BELGICA - U.S.A. - FRANCIA - HOLANDA - ITALIA - SUIZA

Clave 20



Sinclair ZX Spectrum

- 16K: 34.950 ptas.
- 48K: 46.950 ptas.



EL PRECIO INCLUYE: ALIMENTADOR, CABLES PARA CASSETTE NORMAL Y TV (COLOR O B/N), CASSETTE DE DEMOSTRACIÓN, MANUAL EN INGLÉS, MANUAL EN CASTELLANO Y CASSETTE DE PROGRAMAS.

MICROPROCESADOR Z80A ■ 8 COLORES ■ 2 INTENSIDADES ■ SONIDO POR ALTA VOZ INTERNO ■ 40 TECLAS MÓVILES CON AUTO-REPETICIÓN Y SONIDO ■ MAYÚSCULAS, MINÚSCULAS, CARACTERES GRÁFICOS, INVERSOS Y DEFINIBLES ■ CÓDIGO ASCII ■ PANTALLA DE 24x32 CARACTERES ■ GRÁFICOS DE ALTA RESOLUCIÓN (256x192 PUNTOS) ■ BASIC SINCLAIR AMPLIADO EN 16K ROM ■ ALMACENAMIENTO DE DATOS Y PROGRAMAS EN CASSETTE (1.500 BAUDIOS) ■ CONECTOR DE EXPANSIONES.

PRONTO: MICRO-DRIVES 100K, INTERFACE RS232, MANDOS PARA JUEGOS, ETC.

A LA VENTA:

KIT DE AMPLIACIÓN RAM 32 K: 6.950 ptas.
ADAPTADOR DE MÓDULOS ZX81: 2.450 ptas.
AMPLIFICADOR DE SONIDO: 3.990 ptas.

PROGRAMAS DISPONIBLES

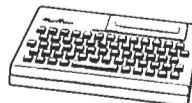
- ADAPTADOR PROGRAMAS BASIC ZX81: 1.490 ptas.
- MASTERFILE (BASE DE DATOS): 2.990 ptas.
- ENSAMB./DESENSAMB.: 2.490 ptas.
- FORTH: 2.990 ptas.
- SUPERAJEDREZ: 2.490 ptas.
- JUEGOS A 1.190 ptas. C/U.:
- COMECOCOS ■ GULPMAN ■ STORMFIGHTER
- JUEGOS A 1.490 ptas. C/U.:
- SPYNADS ■ GALAXY WARLORDS

PARA ESTAR SIEMPRE AL DÍA Y SACARLE EL MÁXIMO PARTIDO A SU MICRO-MICRO-ORDENADOR:

- INSCRIPCIÓN 1983 CLUB NACIONAL USUARIOS ZX81 Y OTROS MICRO-MICRO-ORDENADORES: 2.500 ptas. (BOLETINES 5 a 10). BOLETINES ATRASADOS (1 A 4): 1.200 ptas.

NewBrain

EL ORDENADOR PROFESIONAL



A: 74.950 ptas.
AD: 82.950 ptas.

32K RAM. 28K ROM ■ PANTALLA DE 24x40 Ó 30x80 CARACTERES ■ 512 CARACTERES (MAYÚSCULAS, MINÚSCULAS, GRÁFICOS, GRIEGOS, ACENTOS, ETC.) ■ VISOR DE 16 CARACTERES OPCIONAL ■ TECLADO MECÁNICO CON REPETICIÓN ■ GRÁFICOS ALTA RESOLUCIÓN HASTA 250x640 PUNTOS ■ POTENTE EDITOR DE PANTALLA PAGINADA ■ CONEXIONES PARA TV, MONITOR, IMPRESORA Y COMUNICACIONES (RS 232) Y 2 CASSETTES NORMALES CON CONTROL REMOTO DEL MOTOR ■ LENGUAJE BASIC EXTENDIDO ■ EL PRECIO INCLUYE: ALIMENTADOR, CABLES PARA TV Y UN CASSETTE Y MANUAL EN INGLÉS.

PRONTO DISPONIBLES: UNIDADES DE DISCO, CP/M, AMPLIACIONES DE MEMORIA, ETC.
■ MÓDULO BATERÍAS: 18.950 ptas.

PROGRAMAS: 1.000 ptas. C/U.

- BASE DE DATOS ■ CONTABILIDAD PERSONAL ■ ENTRETENIMIENTOS I ■ ENTRETENIMIENTOS II.

ORIC-1

54.950 ptas.

- 48K RAM ■ COLOR ■ SONIDO 3 CANALES ■ ALTA RESOLUCIÓN GRÁFICA ■ INTERFACE IMPRESORA.

Sinclair ZX81



NUEVOS MICRO-PRECIOS AHORA SÓLO: 13.450 ptas.

EL PRECIO INCLUYE:
■ ALIMENTADOR, CABLES PARA CASSETTE NORMAL Y TV, MANUAL EN INGLÉS, MANUAL AMPLIADO EN CASTELLANO Y CASSETTE DEMOSTRACIÓN ■ IDEAL PARA INICIACIÓN A LA MICRO-INFORMÁTICA Y PROGRAMACIÓN, JUEGOS, GESTIÓN DOMÉSTICA Y PERSONAL, EDUCACIÓN, ETC. ■ 1K RAM ■ BASIC EN 8K ROM ■ MICROPROCESADOR Z80 A ■ ALMACENAMIENTO DE DATOS Y PROGRAMAS EN CASSETTE (250 BAUDIOS) ■ GRÁFICOS DE 44x64 PUNTOS ■ PANTALLA DE 24x32 CARACTERES ■ CONECTOR DE EXPANSIONES ■ 40 TECLAS SENSITIVAS.

SUPER OFERTA ESPECIAL: ZX81 + 16K RAM PACK SÓLO 20.950 ptas.

- IMPRESORA ZX: 16.950 ptas.
- CONECTOR HEMBRA: 700 ptas.
- 5 ROLLOS PAPEL: 2.625 ptas.
- CONECTOR MACHO: 300 ptas.
- INVERSOR DE VIDEO: 1.790 ptas.

MEMOTECH + ZX81 = LA ESTÉTICA DEL CONJUNTO

NO MÁS BORRADOS ACCIDENTALES DE MEMORIA



- MEMOPAK 16K (AMPLIABLE): 7.950 ptas.
- MEMOPAK 32K (AMPLIABLE): 14.950 ptas.
- MEMOPAK 64K (56K ÚTILES): 17.950 ptas.

- MEMOPAK INTERFACE RS232: 12.950 ptas.
- MEMOPAK INTERFACE CENTRONICS + CABLE PARA IMPRESORA NORMAL 80 COLUMNAS (MAYÚSCULAS Y MINÚSCULAS): 13.950 ptas.
- MEMOPAK ALTA RESOLUCIÓN GRÁFICA (192x256 PUNTOS) CON GRAN NÚMERO DE INSTRUCCIONES GRÁFICAS INCORPORADAS: 11.950 ptas.
- TECLADO PROFESIONAL MEMOTECH CON BUFFER: 14.950 ptas.



IMPORTADOR EXCLUSIVO PARA ESPAÑA BUSCAMOS DISTRIBUIDORES

- MEMOPAK EPROM: ENSAMBLADOR Z80: 7.950 ptas.
- MEMOPAK EPROM: MEMOCALC (HOJA DE CÁLCULO): 7.950 ptas.
- MEMOPAK EPROM: MEMOTEXT (PROCESADO TEXTOS): 7.950 ptas.

Superprogramas ZX81

VIDEO JUEGOS

- SUPER COMECOCOS: 1.190.-
- SUPER GULP: 990.-
- FROGGER: 1.190.-
- ALUNIAJE: 1.190.-
- BATALLA ESPACIAL 3D: 1.190.-
- ASTEROIDES: 990.-
- DANGER TRACK: 990.-
- \$CRAMBLE: 990.-
- \$CRASHBOOT + COMECOCOS: 990.-
- SUPER DEFENDER: 990.-
- SUPER JUEGOS (9 DE 1K): 990.-
- CASSETTE UNO (11 DE 1K): 990.-
- CASSETTE 2 (9 DE 16K): 1.590.-
- EL ACORRALADO: 990.-

MÚSICA

- ORQUESTA: 990.-

JUEGOS INTELIGENTES

- ZX AJEDREZ II: 1.990.-
- GUERRA DE BARCOS: 990.-
- MISIÓN GALÁCTICA: 990.-
- EDUCATIVOS**
- GEOGRAFÍA ESPAÑA: 1.390.-
- UTILIDADES**
- SUPERGRÁFICOS: 1.490.-
- VIDEOGRÁFIC: 1.890.-
- ESCAPARATES: 990.-
- COMPIADOR: 1.890.-
- ENSAMB./DESENSAMB.: 1.890.-
- RAPID SAVER: 1.490.-
- ALTA RESOLUCIÓN: 1.490.-
- GESTIÓN**
- BASE DE DATOS: 2.790.-
- S. CONTROL STOCKS: 2.790.-
- VSI-PLAN: 1.890.-

BUSCAMOS DISTRIBUIDORES

ACCESORIOS

- CAJA 15 CINTAS VÍRGENES C-15: 1.350 ptas.
- CAJA 15 CINTAS VÍRGENES C-30: 1.800 ptas.
- MONITOR FOSFORO VERDE 12": 24.950 ptas.
- MONITOR FOSFORO VERDE 9": 20.450 ptas.
- MONITOR COLOR RGB 14": 69.950 ptas.

JUPITER ACE

32.100 ptas.



PROGRAMABLE EN EL REVOLUCIONARIO LENGUAJE FORTH (ULTRA-FLEXIBLE, RÁPIDO, COMPACTO Y ADAPTABLE) ■ PROBABLEMENTE EL MICRO-ORDENADOR MÁS RÁPIDO DEL UNIVERSO.

3K RAM (1K ÚTIL) ■ 8K ROM (VOCABULARIO DE 140 PALABRAS FORTH) ■ 40 TECLAS MÓVILES CON AUTO-REPETICIÓN ■ MAYÚSCULAS, MINÚSCULAS, CARACTERES GRÁFICOS, INVERSOS Y RE-DEFINIBLES (ALTA RESOLUCIÓN DE 256x192 PUNTOS) ■ SONIDO POR ALTA VOZ INTERNO ■ PANTALLA DE 24x32 CARACTERES ■ ALMACENAMIENTO DE DATOS Y PROGRAMAS EN CASSETTE (1.500 BAUDIOS) ■ CONECTOR DE EXPANSIONES ■ MICROPROCESADOR Z80 A ■ EL PRECIO INCLUYE: ALIMENTADOR, CABLES PARA CASSETTE NORMAL Y TV, MANUAL EN CASTELLANO, CASSETTE DE DEMOSTRACIÓN Y CATÁLOGO DE PROGRAMAS.

- AMPLIACIÓN 16K: 10.700 ptas.
- AMPLIACIÓN 48K: 19.500 ptas.
- ADAPTADOR MEMORIAS ZX81: 2.950 ptas.

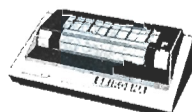
EN PREPARACIÓN: INTERFACE IMPRESORA, COLOR

SEIKOSHA

IMPRESORAS GRÁFICAS

SIMPLEMENTE LA MEJOR RELACIÓN CALIDAD/PRECIO ■ INTERFACE CENTRONICS DE ORIGEN ■ IMPRESIÓN AGUJAS UNIHAMMER

- GP80 ■ 80 COLUMNAS ■ 30 CARACT/SEG. ■ MAYÚSCULAS, MINÚSCULAS (CÓDIGO ASCII) ■ CARACTERES EXPANDIDOS ■ PAPEL 8".



44.900 ptas.

- GP100 ■ IDÉNTICAS CARACTERÍSTICAS QUE GP80 ■ PAPEL HASTA 10": 56.900 ptas.
- GP250 ■ 50 CARACT/SEG. ■ INTERFACE RS232 INCORPORADO ■ CARACTERES DOBLE ALTO/DOBLE ANCHO ■ RESTO COMO GP100: 64.900 ptas.
- I/F RS232 PARA GP80 Y GP100: 13.000 ptas.

LIBROS

20 SIMPLE ELECTRONIC PROJECTS FOR THE ZX81: 1.590 ptas.

- THE ZX81 POCKET BOOK: 1.660 ptas.
- MANUAL JUPITER ACE EN CASTELLANO: 900 ptas.
- GUÍA PRINCIPANTE NEW BRAIN (C.CASSETTE): 1.000 ptas.
- CUADERNOS DE FORTH
- MANUAL AMPLIADO ZX81
- MANUAL AMPLIADO ZX-SPECTRUM
- MANUAL CÓDIGO MÁQUINA ZX81
- LIBRO PROGRAMAS ZX81
- LIBRO PROGRAMAS ZX-SPECTRUM
- LIBRO ACCESORIOS ZX81

■ CATÁLOGO COMPLETO: 100 PTAS. EN SELLOS

En preparación en castellano

ENVÍENME: FECHA

ENVÍO GIRO/TALÓN CONFORMADO PTAS.

PARA ENVÍOS C/REEMBOLSO MANDAR 20% A CTA.

NOMBRE

APELLIDOS

DOMICILIO

POBLACIÓN D.P.

PROVINCIA

■ TARJETA VISA/MASTERCARD N.º

CADUCA FIRMA

■ GIRO POSTAL N.º FECHA

GASTOS ENVÍO: 400 PTAS. REEMBOLSO O TARJETA DE CREDITO

200 PTAS. CUALQUIER OTRA FORMA

Ventamatic micro-informática

Avda. de Rhode, 253 - Apartado 168

ROSAS (GERONA) - Tel. (972) 25 56 16

ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO - ENVÍOS INMEDIATOS A TODA ESPAÑA - TODO EN STOCK - 6 MESES GARANTÍA

EXPOSICIÓN, VENTA Y CURSOS DE BASIC Y CÓDIGO MÁQUINA CON ZX81 EN BARCELONA:

C/. Rocafort, 241, entlo. (DILVIS)



circuitos del verano 83



Cada año presentamos a nuestros lectores diez números de Elektor: de enero a junio y de septiembre a diciembre. En los meses de julio y agosto, nuestra revista se convierte en un producto muy distinto: el número doble de «CIRCUITOS DEL VERANO».

Desde luego, su estructura no es la habitual en Elektor, ya que incluye bastantes más circuitos y páginas, pero tampoco es un libro, aunque sí comparte con éste su volumen y su naturaleza de guía práctica o «mina de ideas para montaje».

Dada la considerable cantidad de circuitos, no resulta nada fácil definir en pocas palabras el contenido de este número doble. En cualquier caso, año tras año, intentamos mejorar el nivel y la

categoría de nuestros «Circuitos del Verano». Estamos seguros que este año hemos aventajado al anterior, y que nuestras páginas rebosan más de ideas que de burbujas el champán.

Tal y como ya es habitual, todos los circuitos publicados han sido comprobados para que su montaje no presente problema alguno... aunque, bien es cierto, que hay una excepción. Una de nuestras tradiciones —¡la que toca celebrar en estas fechas!—, es la de «colar» entre los montajes del número doble un circuito fantasma. Este año se trata del circuito... ¡mejor será dejarle el placer de descubrirlo! Como pista, le diremos que, en nuestra opinión, este circuito «especial» funciona, si bien, no hemos podido reunir las condiciones necesarias para poder comprobarlo...

El próximo año —¡ya vendrá el verano!... no les quepa la menor duda— seguiremos en nuestro esfuerzo por mejorar el contenido. Pero, basta ya de frases serias (¡afortunadamente, sólo nos ha dado por castigarles con una editorial al año!) y pasemos a cosas más agradables: ¡pase página... hay más de 100 circuitos esperándole!

La redacción

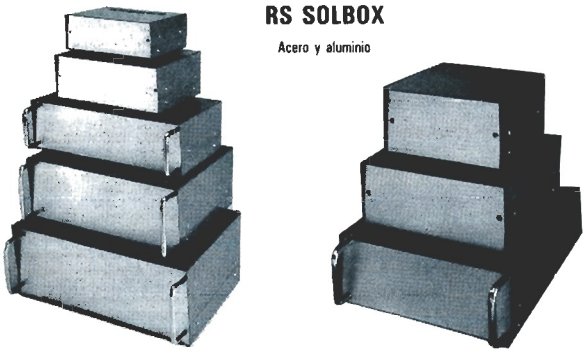
RETEX

GAMA Y DISEÑO

CAJAS METALICAS Y DE PLASTICO PARA EL AFICIONADO Y EL PROFESIONAL

RS SOLBOX

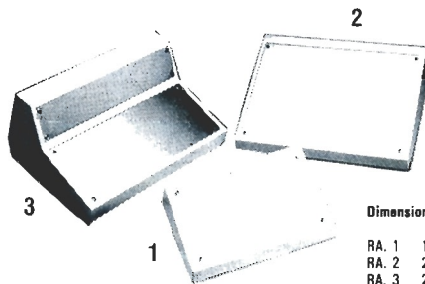
Acero y aluminio



Dimensiones exteriores

RS. 1Y	152 x 55 x 117	RS. 5Y	182 x 80 x 265 Con asas
RS. 2Y	122 x 70 x 144	RS. 6Y	262 x 80 x 144 Con asas
RS. 3Y	202 x 70 x 144	RS. 7Y	282 x 100 x 195 Con asas
RS. 4Y	152 x 70 x 194	RS. 8Y	352 x 120 x 235 Con asas

Con chasis vertical y viguetas extrusionadas para montaje.



RA. ABOX

PUPITRES DE PLASTICO ABS CON PANEL DE ALUMINIO

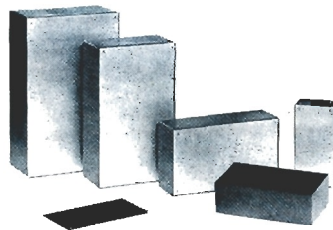
Admite C.I. normalizados de 100 x 160 y 160 x 233

Dimensiones exteriores y del panel

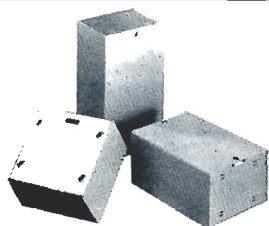
RA. 1	190 x 120 x 60 - 35	175 x 100
RA. 2	265 x 185 x 80 - 35	250 x 160
RA. 3	265 x 185 x 115 - 35	250 x 100 + 250 x 50

RP. POLIBOX

Plástico ABS y tapa de aluminio



RP. 0 GA	80	45	30
RP. 1 GA	110	55	35
RP. 2 GA	125	70	40
RP. 3 GA	155	90	50
RP. 4 GA	190	110	60
RP. 5 GA	220	135	75



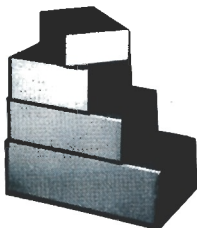
RU. MURBOX

Para fijar a la pared. Guías para C.I.

Acero y aluminio

Dimensiones exteriores

RU. 1	73 x 73 x 54
RU. 2	73 x 103 x 54
RU. 3	73 x 133 x 54

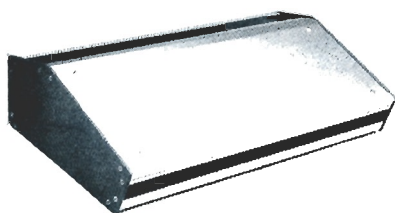


RV. VISEBOX-2

Dim. ext.

Acero y aluminio

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

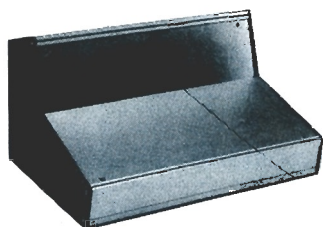


RD. DATABOX

Pupitres

Totalmente de aluminio
Más de 70 modelos y medidas con uno o dos paneles a distinta pendiente. Dimensiones del panel principal; entre 88 x 241 mm. y 310 x 482 mm.

SOLICITEN CATALOGO



KEYBOX

Pupitres de aluminio

Hasta 95 variantes, en modelos y medidas.

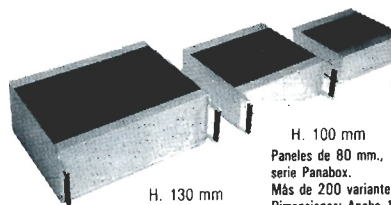
SOLICITEN CATALOGO



RM. MINIBOX

Aluminio lacado

Código	A mm.	H mm.	P mm.
RM 121	40	25	55
RM 222	55	25	75
RM 231	40	35	75
RM 234	105	35	75
RM 331	55	35	105
RM 334	125	35	105
RM 441	55	45	125
RM 462	85	60	125
RM 543	105	45	155
RM 563	105	60	155
RM 574	125	75	155
RM 643	125	45	175
RM 674	155	75	175
RM 762	125	60	205
RM 785	205	105	205



OCTOBOX RN. PANABOX

Aluminio extrusionado

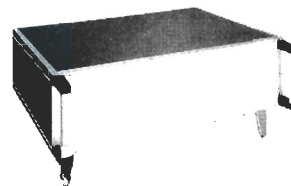
H. 80 mm

H. 100 mm

Paneles de 80 mm., 100 mm., 130 mm. y 180 mm. en la nueva serie Panabox.

Más de 200 variantes, con y sin asas.
Dimensiones: Ancho 150 mm., 200 mm., 250 mm., 300 mm., 400 mm. y hasta 500 mm. las mayores.
Profundidad: 150 mm., 200 mm., 250 mm., 300 mm., y hasta 550 mm. las mayores.

SOLICITEN CATALOGO



EUROBOX

Aluminio extrusionado
Profesional. Para instrumentación

3223.63	345 x 135 x 290 mm.
3233.63	345 x 135 x 350 mm.
3223.84	467 x 135 x 290 mm.
3233.84	467 x 135 x 350 mm.
3226.63	345 x 265 x 290 mm.
3236.63	345 x 265 x 350 mm.
3226.84	467 x 265 x 290 mm.
3236.84	467 x 265 x 350 mm.

Alturas de panel: 3U y 6U.
Kits de adaptación para tarjetas y módulos de norma europea (DIN 41494/2)

SOLICITEN CATALOGO

RETEX, S. A.

Jerusalem, 10
Teléf. (93) 335 55 62
Télex 57620 E
L'HOSPITALET (Barcelona)

Pº de la Florida, 31
Teléf. (91) 248 64 63
MADRID-8

SE FACILITA CATALOGO DEL MODELO INTERESADO

teletipo elektor teletipo elektor teletipo

Resultados electorales en 3 horas

En las recientes Elecciones Municipales y Autonómicas, el Ministerio del Interior encomendó el tratamiento de la información electoral a la Compañía ENTEL.

La red de recogida de datos de cada una de las mesas correspondía a ordenadores SECOINSA SERIE 40, pertenecientes al INSALUD, por lo que se solicitó el soporte de SECOINSA (empresa de la División de Electrónica e Informática del INI), tanto para modificar las configuraciones de los equipos, instalando los elementos necesarios para el desarrollo de las comunicaciones, como para realizar los oportunos programas de aplicaciones.

La puesta en marcha y soporte de la red durante la jornada electoral ha supuesto la movilización de 136 técnicos de SECOINSA.

Durante las 3 semanas anteriores se realizó la puesta a punto de 56 equipos de la serie 40 y de 437 terminales a ellos conectados.

El día 8 se inició el proceso a las 8 h. de la mañana con la recogida de datos referentes a la apertura de cada una de las 80.000 mesas electorales, transmitiéndose a las 12 h. y a las 18 h. los respectivos avances de participación. Tras el cierre de los Colegios electorales, se efectuó la captura de los datos relativos a las actas de cada mesa y su comunicación al sistema central cada 20 minutos.

Como resultado de estas transmisiones, a las 11.40 se pudo conocer el 57% de los escrutinios en la mayoría de las circunscripciones

electorales, llegando en algunas de ellas este porcentaje, a alcanzar el 80%.

Tanto por la compleja estructura electoral, como por la elevada dispersión de los datos existentes, la mecanización del proceso electoral/83, ha supuesto un óptimo planteamiento informático.

Desde el pasado mes de mayo, SECOINSA se encuentra en la C/ Almagro, 40, Madrid-4; Telef: 435 78 36 - 435 48 20; Telex 46454 SECI E/ 46499 ENEL-E.

Aparatos de radio en forma de camiseta

Las camisetas son los regalos promocionales ideales. Son baratas de fabricar, populares y un medio efectivo de difundir un mensaje. En este aspecto, los publicitarios y los anunciantes muestran un entusiasmo comparable al de los fabricantes de regalos promocionales.

Por si fuera poco, la moda de las camisetas ha avanzado un paso más con la producción de aparatos de radio en forma de camiseta; se trata de un artículo que combina la función práctica de la radio con el papel, ampliamente aceptado, de la camiseta como medio publicitario.

La empresa que ha diseñado este innovador aparato de radio en forma de camiseta, y que ha encargado ya su fabricación, es la General Products Company, de Hong Kong.

Mr. Chu (Gerente de la citada empresa) prevee una muy buena demanda para este producto, dado que no sólo es atrayente, sino que además es un regalo promocional ideal.

Las radios en forma de ca-

miseta, con mandos de sintonización y de volumen situados en los hombros, se presentan en tres colores, —blanco, rojo y naranja— y con mensajes publicitarios adecuados a cada actividad promocional.

Scotch entra en el video 8 mm.

Scotch ha firmado recientemente un acuerdo con el OCLI (Optical Coating Laboratory Inc.) para desarrollar una cinta de video adaptada al nuevo formato 8 mm.

El OCLI es un laboratorio tecnológico especializado en proyectos de reconversión de productos ya fabricados para su utilización en otras aplicaciones. Reflectores y lentes para paneles de energía solar, sistemas ópticos por rayos láser y aplicaciones en el sector de la fotografía, son algunos de los campos donde el laboratorio californiano ha desarrollado sus actividades.

La nueva mini-cassette, fabricada bajo un sistema que está siendo perfeccionado por el OCLI en exclusiva para Scotch, incorpora en la superficie del soporte una fina película de metal, que sustituye al revestimiento convencional de óxido y metal. De esta forma, la cinta ocupa un espacio sensiblemente inferior al habitual, permitiendo su bobinado dentro de una carcasa de reducidas dimensiones.

El Barclays Bank adquiere 150 sistemas de Digital

El Barclays Bank PLC ha realizado un pedido a Digital Equipment Company Li-

mited de 150 sistemas PDP-11/23 para que actúen como interventores de Sucursales. El pedido está valorado en varios millones de libras.

Las funciones del Interventor de Sucursal incluyen las de un dispositivo de manejo de mensajes capaz de trabajar con los equipos actuales y futuros de terminales y comunicaciones. Sin embargo, los sistemas están diseñados para ser la piedra angular de una arquitectura de proceso de información, con la que el Banco podrá disponer de las posibilidades de captura de datos y flujos de información necesarios para apoyar su negocio.

El sistema basado en PDP-11 es un elemento básico en la forma de pensar del Barclays sobre una arquitectura de proceso de datos para el futuro. Podrá prestar apoyo para aplicaciones en potencia tales como automatización de oficina, correo electrónico y diarios y sucursales, proceso de datos sobre una base de datos local e informática personal.

Textronix anuncia la adquisición de VR Information System

VR Information System, firma de software de Austin, Texas, será subsidiaria de Tektronix, Inc., encuadrando dentro de la División de Informática Gráfica. Los términos en que se promulgue la negociación no han sido todavía revelados.

VR es un suministrador de software para circuitos integrados y ha instalado productos a compañías líderes en semiconductores y computadores. Se continuarán vendiendo sus productos y

teletipo elektor teletipo elektor teletipo

elektor teletipo elektor teletipo elektor

apoyando a los clientes desde su centro general de Austin. No se han planteado cambios de personal y su actual dirigente continuará siéndolo.

Actualmente el soporte para Europa no está disponible; pero se está ideando un plan para que en un futuro no lejano se consiga su implantación.

Televisión en relieve

Dos sociedades alemanas propondrán próximamente una televisión tridimensional no exigiendo ninguna modificación en la electrónica de tratamiento de la señal ni en la técnica de difusión. El principio retenido es un desplazamiento del color rojo de 0,7 ns con relación a los otros componentes de la imagen. El receptor está equipado con un codificador que puede ser instalado en cualquier tipo de aparato. De cualquier forma, para poder ver las imágenes en tres dimensiones, el telespectador deberá ponerse unas gafas coloreadas al efecto.

Feroz competencia en la industria telefónica

En general, los precios de los teléfonos ordinarios exportados por las fábricas de Hong Kong han caído entre un 25 y un 40 por ciento en los 15 últimos meses. Esto significa que un teléfono electrónico de una pieza con las funciones básicas que costaban más de 10 dólares USA FOB (1.370 ptas.) a principios de 1.982, cuestan ahora entre 5,50 dólares USA (754 ptas.) y 7,50 dólares USA (1.028 ptas.). A este ritmo de des-

censo de precios, ¿quién puede sobrevivir a la feroz competencia?

Primer Congreso Nacional de Videotex

Entre los días 8 y 10 de junio de 1983 se ha celebrado en el Salón de Actos del Ministerio de Transportes, Turismo y Comunicaciones el Primer Congreso Nacional de Videotex-IBERTEX 83 que pretendió dar a conocer y promover el uso y las posibilidades del Videotex.

Sonimag cambia de fecha

Las fechas de Sonimag en 1984 serán del 1 al 7 de Octubre, lógicamente ello, no supone ninguna variación para las fechas de Sonimag 21 que, como saben, son del 26 de Septiembre al 2 de Octubre de 1983.

Haga volar un helicóptero desde su muñeca

Los aspirantes a pilotos — aunque todavía les falten algunos años para poder realmente tomar los mandos de control en sus manos— pueden, de todas formas, experimentar el placer de volar con un nuevo juguete procedente de Hong Kong.

Tung Yuen Industrial Co. Ltd., fabricante de Hong Kong, es quien convierte en realidad los sueños de estos jóvenes pilotos, con su nuevo helicóptero Flyaway que despegar desde la esfera de un reloj.

El juguete completo consta de tres partes, un reloj con la novedad de una am-

plia esfera que funciona como helipuerto, un helicóptero con rotores, y una palanca de funcionamiento. Tras encajar el helicóptero en el helipuerto, se inserta la palanca en la base de la esfera. Se tira entonces de la palanca, fuerte y rápidamente, y el helicóptero sale volando.

Escuche su peso

El problema que presentan la mayor parte de las básculas actuales es que uno se tiene que agachar, o si no volverse bizzo, para conseguir leer los diminutos números que se encuentran metro y medio más abajo, en la punta de los pies.

Con el desarrollo de la tecnología electrónica, esto se ha solucionado un tanto gracias a la ayuda de un cable y una pantalla digital situada al nivel de la vista, donde pueden leerse las cifras.

Sin embargo, un fabricante de Hong Kong ha ido aún más lejos, produciendo una báscula de precisión que literalmente «dice» el peso, ya sea en libras o en kilos.

Esta revolucionaria báscula parlante electrónica, se presentó por primera vez por la Barney Hong Kong Limited en el 1983 International Summer Consumer Electronics Show que se celebró en Chicago del 5 al 8 de Junio.

El Weight Talker, así denominada, tiene un interruptor convenientemente situado, y responde automáticamente anunciando «Por favor colóquese sobre la báscula». Cuando la báscula computerizada ha registrado el peso de la persona en la plataforma, el meca-

nismo tarda unos dos segundos en estabilizarse. Entonces anuncia «Su peso es de x libras/kilos». El Weight Talker tiene un interruptor lb/kg.

Como la báscula funciona con control electrónico, no requiere mucha energía, y una única pila alcalina de 9V es suficiente para mantener el Weight Talker en funcionamiento durante más de 1.000 pesadas. La báscula computerizada se desconecta automáticamente cuando no registra ningún peso. No obstante, y como si se tratara de un ser vivo, anuncia su necesidad de alimentación diciendo «mi pila está gastada», para indicar que es necesario cambiar la batería. Después de este anuncio, seguirá funcionando durante otras 20-30 pesadas. La báscula tiene también un control de sonido para ajustar el volumen al nivel deseado.

No satisfechos con esta báscula única, nos han revelado que tienen una serie de productos completamente nuevos para ser presentados en el CES. Uno de éstos incluye un medidor de humedad con música para las plantas.

Aunque los medidores de humedad para las plantas fueron introducidos en el mercado hace ya un año o dos, la Barney les ha añadido un nuevo detalle. El «Melody Plant Sentry» proporciona un control constante de la humedad del suelo, y toca una agradable melodía cuando la tierra está seca para indicar que la planta necesita ser regada. Funciona con una única pila pequeña de 1,5 V y está fabricado con material de larga duración para evitar la corrosión; no perjudica ni a la planta ni a la tierra.

elektor teletipo elektor teletipo elektor

P.C.M. Verhoosel

medidor de continuidad

un comprobador de conexiones sospechosas

A diferencia con los comprobadores de continuidad de indicación acústica, presentamos en esta ocasión un instrumento con indicación óptica. Ello tiene la ventaja de superar el inconveniente que suponía el ruido ambiental respecto a los de tipo acústico, sobre todo en los casos en los que el usuario es un poco «duro de oído».

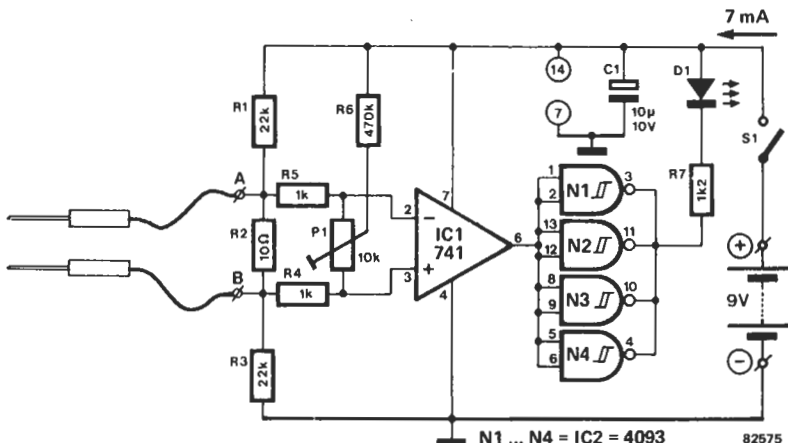
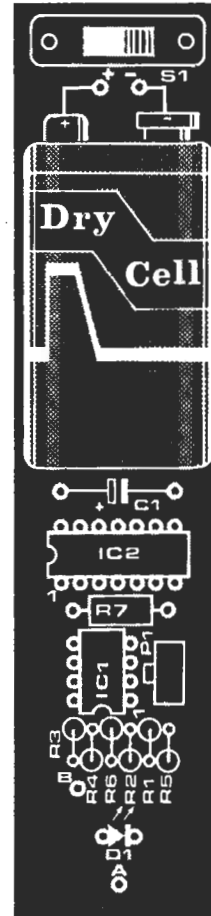
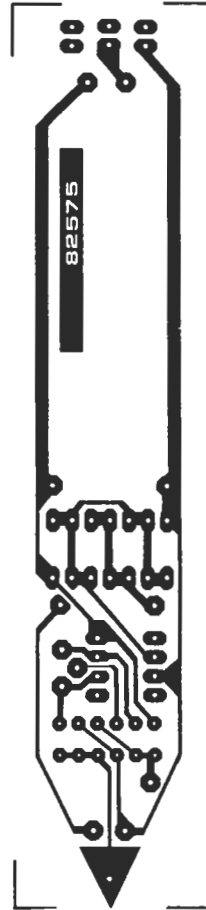
Desde el punto de vista circuital, la diferencia radica fundamentalmente en la sustitución del zumbador por un diodo LED para señalar un buen contacto.

Los aspectos teóricos de este circuito son muy elementales y por ello, nos limitaremos a comentar el procedimiento de calibración. La característica más notable de este dispositivo es su gran precisión: es capaz de establecer la diferencia entre una muy buena conexión y una resistencia un poco superior a 1 ohmio. Para la calibración podemos colocar una resistencia de 1 ohmio entre las sondas y ajustar P1 hasta que el LED esté a punto de indicar una falta de continuidad. Retirar la resistencia y cortocircuitar las sondas. Al hacerlo debe iluminarse el diodo LED. Para cerciorarse de que es correcta la calibración, coloque una resistencia de unos pocos ohmios (3,3 ohmios por ejemplo) entre las sondas. Si el LED se ilumina ahora, el procedimiento de calibración tendrá que repetirse.

Después de lograr un ajuste correcto, sólo se tolerarán resistencias inferiores a 1 ohmio. Un valor por debajo de esta magnitud, se interpretará como un buen contacto o un cortocircuito, según sea el caso.

Hay que tener presente que la alimentación del circuito objeto de comprobación debe desconectarse ya que, de no ser así, podría deteriorarse nuestro aparato.

Mientras el LED se mantenga encendido sólo durante cortos períodos de tiempo, el consumo del medidor no superará los 8 mA. Por consiguiente, la pila debe durar un año como mínimo, incluso en condiciones de empleo más intensivo.



Lista de componentes

Resistencias:

- R1, R3 = 22 k
- R2 = 10 Ω
- R4, R5 = 1 k
- R6 = 470 k
- R7 = 1k2
- P1 = 10 k ajustable

Condensador:

- C1 = 10 µ/10 V

Semiconductores:

- IC1 = 741
- IC2 = 4093
- D1 = LED rojo (3 mm)

Varios:

- S1 = interruptor

2

interface de cassette
para el TRS-80«limpieza» en la
grabación de datos

El TRS-80, al igual que sus hermanos siameses el Video-Genie y el LNW-80, es un ordenador personal con buenas prestaciones, si bien, su interface para cassette suele producir al usuario más de una depresión nerviosa. Nunca se ha llegado a conocer a fondo la causa de los problemas que hacen tan delicada la lectura de las cintas magnéticas, aunque abundan los proyectos de modificación que permiten mejorar las características. El montaje que presentamos parece dar muy buenos resultados... pero no nos pregunten cuál es la causa intrínseca de este indiscutible perfeccionamiento.

El TRS 80 registra impulsos de reloj y de datos en la cinta con una amplitud constante. El intervalo que separa dos impulsos de reloj es de 2,4 ms. Un nivel lógico alto («1») se representa por un pulso complementario, insertado entre dos impulsos de reloj; esto es: escrito 1,2 ms después del primer impulso de reloj. Si este impulso suplementario es inexistente, significará que el dato está a nivel lógico bajo («0»). La ironía que caracteriza a este proceso radica en el hecho de que, en el momento de la grabación, la amplitud de los impulsos es constante (el potenciómetro de volumen no tiene ninguna influencia) lo que, lamentablemente, no ocurre cuando se realiza la reproducción (el ajuste del po-

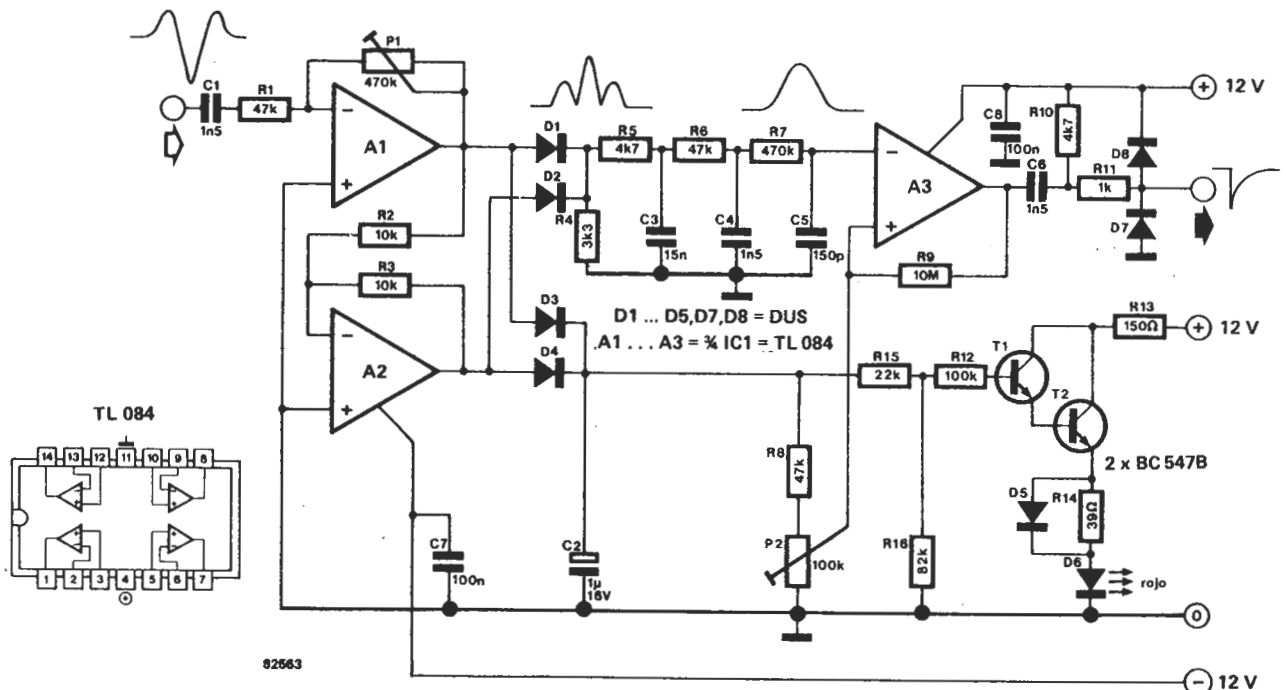
tenciómetro es muy crítico). Una posible explicación es que un impulso parásito es capaz de transformar un nivel lógico «0» en un nivel lógico «1» y que, por otra parte, la desaparición de un impulso puede transformar un «1» en un «0». Si es un impulso de reloj el que se «evapora», puede ocurrir que el impulso de datos siguiente se identifique como señal de reloj, con las consecuencias desastrosas que cualquiera puede imaginar.

La reproducción de una cassette de calidad comercial plantea problemas todavía más grandes. Estas cassettes suelen grabarse a gran velocidad, con lo que una señal «perfecta» rectangular se transforma en una especie de senoide más o menos «deforme». Las señales de sus propias grabaciones sufren de la misma enfermedad, aunque su gravedad es menor.

Con este montaje pretendemos subsanar tales anomalías realizando una especie de integración de las señales grabadas en la cinta. Al proceder de esta forma se obtienen una serie de ventajas: los pequeños impulsos parásitos se eliminan por medio del filtro paso-bajo

(R5, R6, R7 y C3, C4, C5) y no se transforman en datos erróneos. Asimismo, se subsana el fenómeno de «agujeros» magnéticos en la cinta, ya que, incluso si la señal no «pasa» muy bien, los transistores que siguen al impulso principal permanecerán y, al ser objeto de integración, proporcionarán una amplitud suficiente para sintetizar una señal correcta. Con el fin de que no se pierdan estos impulsos, los amplificadores operacionales A1 y A2 se utilizan como un rectificador de doble alternancia, con lo que se tiene la ventaja adicional de que la fase de la señal procedente de la platina de cassette carece de importancia. La señal rectificadada se transmite al filtro y también a un detector de picos D3/D4 y C2. Cuando la amplitud de la salida de la platina de cassette varía un poco (debido a que se utiliza un tipo de cinta distinto o antiguo) no se precisa de ningún ajuste crítico del nivel de salida.

La señal filtrada se compara en A3 con una parte de la señal de pico rectificada. De este modo, el comparador se hace independiente de la amplitud de entrada (dentro de unos límites razonables). Ello



significa que P2 debe emplearse para establecer un nivel adecuado, de forma que los datos lleguen «limpios» a la salida. La combinación de C6 y R10 convierte los datos en cortos impulsos con una amplitud de salida de 5 V, idealmente adecuada para la transmisión al

flip-flop incluido en el TRS-80 y especialmente concebido para este propósito. D6 sirve de indicador de tal forma que se iluminará si la señal transmitida es de suficiente amplitud (algunos voltios). El potenciómetro P1 servirá para ajustar

este nivel. El consumo de corriente es sólo de unos miliamperios que se podrán extraer de la alimentación del TRS-80. Hay que señalar que el diodo LED D6 puede consumir hasta 50 mA, si se incluye en el montaje. ¡Es cuestión de pensárselo!

3 ° C/Hz

conversión de la temperatura en frecuencia

Aunque el convertidor de temperatura a tensión suele ser más ordinario, un convertidor de temperatura a frecuencia resulta de mayor utilidad cuando se trata de utilizar circuitos digitales para la medida de la temperatura. Este tipo de convertidor puede conectarse a un frecuencímetro o incluso a un microprocesador, sin necesidad de recurrir a un convertidor A/D suplementario. La precisión del montaje es ejemplar. El factor de conversión de 10 Hz/° C se mantiene lineal en cerca de 0,3° C dentro del intervalo comprendido entre 5 y 100° C. Un «pseudodiodo Zener», el LM 335 (realmente, un circuito integrado en cápsula de plástico de tipo transistor), se utiliza como sensor de temperatura. La patilla ADJ no se emplea en esta aplicación. La tensión a través de este «diodo Zener» está directamente relacionada con la temperatura absoluta en grados Kelvin:

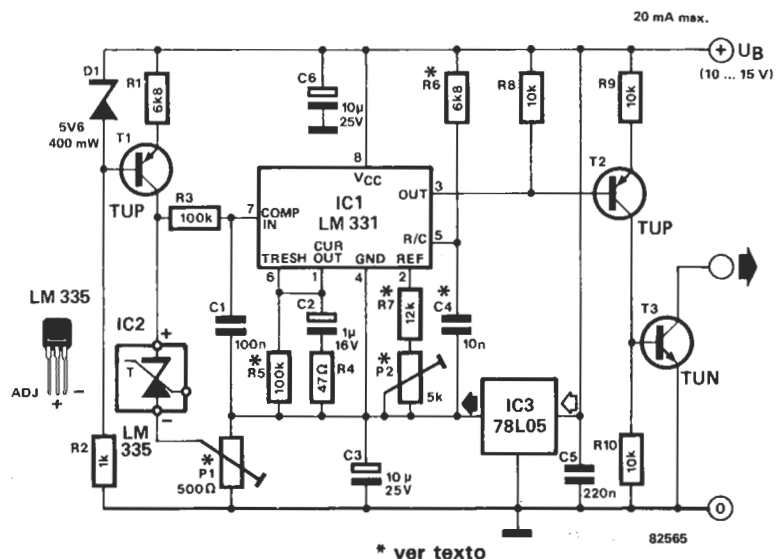
$$U_{LM335} = 10 \cdot T \text{ (mV)}$$

$$(0^\circ \text{ Kelvin} = -273^\circ \text{ C})$$

Por consiguiente, a 0° C la tensión será exactamente de 2,73 V. La alimentación del LM355 se efectúa por medio de la fuente de corriente construida en torno a T1. Para poder calibrar el convertidor de tensión/frecuencia LM331 en grados centígrados, es preciso compensar la tensión correspondiente a 0° C (o sea 2,73 V) con una tensión negativa de la misma magnitud. En lugar de utilizar una tensión de alimentación negativa se puede emplear un pequeño truco. El regulador de +5 V, IC3, «refuerza» la conexión de masa de IC1 a +5 V respecto al común de la alimentación, con lo que la desviación de entrada puede compensarse ahora mediante el potenciómetro P1. En el otro extremo, el LM335 se alimenta a través de la fuente de corriente basada en T1. La salida del LM331 (IC1) es una onda

cuadrada, que fluctúa desde +5 V (masa para este circuito integrado) al valor de la alimentación positiva. No resulta difícil relacionar esta señal con la de 0V, siendo dos transistores de conmutación T2 y T3 los que se «encargan» de esta conversión de nivel. T3 tiene su salida en colector abierto, por lo que puede utilizarse fácilmente para excitar a circuitos lógicos CMOS o TTL. Como alternativa, pueden conectarse frecuencímetros, dotados de entrada de c.a. directamente a la patilla 3 de IC1 y pueden omitirse T2 y T3. A la hora de calibrar el circuito, una mezcla de agua y hielo machacado proporciona una buena referencia de 0° C. Con la ayuda de P1 se ajusta la tensión entre la conexión (+) del sensor (IC2) y la patilla 4 (masa) de IC1 a cero voltios. Para la etapa siguiente, es preciso disponer de una referencia de unos 50° C (agua caliente, por ejemplo, cuya temperatura se haya medido cuidadosamente, con dos termómetros preferible-

mente). Con P2 se ajustará la frecuencia de salida de modo que corresponda a la temperatura medida. Para 39° C por ejemplo, se ajustará la frecuencia a 390 Hz. Si se toman para R5, R6 y R7 resistencias de película metálica, se contribuirá, en gran medida, a una mejor estabilidad térmica del montaje. Para C4, también se recomienda utilizar un condensador de policarbonato. El «non plus ultra» será el empleo de potenciómetros Cermet para P1 y P2. Si el circuito se emplea para medir la temperatura del aire, ello traerá consigo inevitablemente un calentamiento de IC2, con el riesgo de tener una desviación de +0,5° C. Para subsanarlo, después de haber efectuado una calibración detenida y de haber comparado los resultados con los de un termómetro de referencia, se corregirá la eventual desviación con la ayuda de P1. Otra solución consiste en impedir el autocalentamiento del sensor incorporándole un radiador térmico.



* ver texto

82565

4

alarma doble

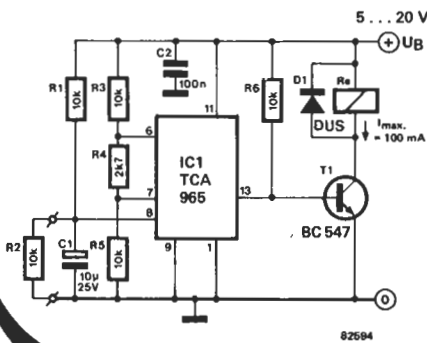
basada en una idea de M. Prins

¡«zancadilla» electrónica para ladrones!

La mayoría de los sistemas de alarma pueden subdividirse en dos categorías. En la primera, es la «creación» de un contacto lo que dispara al sistema; en la segunda, es la «ruptura» de una línea la que «hace saltar el polvorín». La característica común a los dos procesos

es que ambos han de mantenerse secretos. En los dos casos, se supone que el intruso es lo bastante amable e ingenuo para activar el sistema, mediante la apertura o cierre del contacto. Los miembros de este «gremio» de cacos han seguido cursos de «reciclaje» y conocen las soluciones a los problemas planteados. En algunos casos, están actualizados y familiarizados con los más recientes avances tecnológicos en sistemas de alarma. Incluso los «aficionados» tienen conocimientos nada despreciables sobre electrónica y sobre los sistemas de alarma más frecuentes. En conclusión, el ladrón medio puede determinar fácil y rápidamente sobre qué principio se basa el sistema y, al menos, intentar desactivarlo, con lo que las consecuencias son fácilmente previsibles. El circuito que vamos a describir preten-

de plantear un problema bastante más difícil, ya que ni un puente, ni el corte de un hilo, pueden impedir el disparo de la alarma. En efecto, cuando la tensión aplicada a la patilla 8 del circuito integrado se haga más elevada que la existente en la patilla 6 o más débil que la presente en la patilla 7, el circuito integrado excitará a T1. Este último se pondrá en estado de conducción y activará al relé Re. Cuando el hilo que va a R2 sea objeto de corte, o cortocircuitado, se producirá una de las condiciones antes indicadas y se activará la alarma. Nos encontramos, pues, ante una alarma especial puesto que es doble: de contacto y de ruptura. Con la ayuda del relé (que tendrá una tensión de bobina igual a la tensión de alimentación U_B) se podrá activar cualquier sirena o claxon que hará poner «pies en polvorosa» a los intrusos.



5

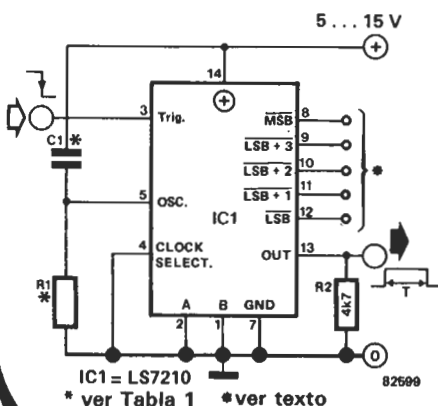
temporizador digital

para programar largos períodos de temporización

La versión analógica de este circuito integrado es nuestro viejo conocido: el integrado temporizador 555. La versión digital que utilizaremos en

este montaje es el LS 7210, que permite programar retardos desde 11 μ s a 42 minutos. El circuito integrado contiene un oscilador al que están conectados exteriormente los componentes que determinan su frecuencia (R1 y C1). Según los valores dados a estos dos componentes y en función de la tensión de alimentación, se obtiene una de las frecuencias dadas en la tabla adjunta. Si se pone la patilla 4 del circuito integrado a nivel lógico bajo («0»), se activa su oscilador interno. La siguiente fórmula permite calcular la duración de la temporización: $T = (1 + 1,023 \cdot N) / F$, en donde F representa la frecuencia del oscilador tal como se da en la tabla 1 y N es el factor de multiplicación elegido a través de la conexión de las patillas 8... 12. Las patillas dan los valores siguientes a N: patilla 12 = 1, patilla 11 = 2, patilla 10 = 4, patilla 9 = 8, patilla 8 = 16. Veamos un ejemplo. Si deseamos dar a N el valor 25

será preciso poner a «0» (a masa) las patillas siguientes: 8, 9 y 12. Si la frecuencia elegida para el oscilador es de 0,013 Hz, se obtendrá una temporización de unos 34 minutos. En este modo de funcionamiento, el circuito integrado trabaja como un monoflop redisparable. La salida pasa a estado lógico alto («1»), cuando un flanco negativo se aplica a la entrada de disparo (patilla 3). Transcurrido el período de temporización, la salida conmuta automáticamente al nivel lógico «0», siempre que no se apliquen a la entrada impulsos de disparo. Si esto último sucede, volverá a iniciarse el período de retardo preestablecido, pero la salida se mantendrá a nivel alto. Un flanco positivo de entrada no tendrá ningún efecto sobre la temporización. De este modo, se puede conseguir, en principio, cualquier duración de la temporización mediante la conexión en cascada de varios circuitos integrados. La



salida del C.I. está constituida por un FET montado con drenador abierto. Por consiguiente, para obtener una conmutación correcta de «0» a «1», es indispensable instalar en el montaje la resistencia de «posicionamiento» R2 que lleve a la línea a nivel lógico bajo (pull-down resistor). Sin embargo, si la salida ha de emplearse como una fuente de corriente, puede omitirse esta resistencia.

R (kΩ)	C (pF)	+ U _B /V		
		5	10	15
47	100	128 kHz	139 kHz	185 kHz
	200	79 kHz	83 kHz	85 kHz
	500	37 kHz	37 kHz	36 kHz
	1000	22 kHz	21 kHz	20 kHz
	50000	610 Hz	500 Hz	475 Hz
470	100	15 kHz	16 kHz	16,5 kHz
	200	9 kHz	9,5 kHz	9,5 kHz
	500	4 kHz	4 kHz	4 kHz
	1000	2,4 kHz	2 kHz	2 kHz
	50000	63 Hz	51 Hz	47 Hz
2000	100	4,2 kHz	4,7 kHz	5 kHz
	200	2,5 kHz	2,7 kHz	2,8 kHz
	500	1,1 kHz	1,1 kHz	1,1 kHz
	1000	670 Hz	617 Hz	610 Hz
	50000	17 Hz	14 Hz	14 Hz
10000	10μF	,02 Hz	,015 Hz	,013 Hz

Tabla 1. Frecuencia del oscilador en función de los valores de R1, C1 y de la tensión de alimentación + U_B.

6

comprobador de pilas económico

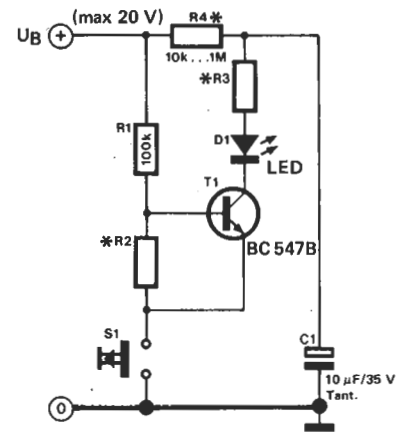
detectado con un destello el estado de las pilas

La misión de un comprobador de pilas es emitir un veredicto sin apelación sobre el estado de una pila. Una de las mejores formas de saberlo es medir la tensión de la pila bajo carga. Por supuesto, el propio circuito de prueba no debe constituir una carga adicional considerable durante el procedimiento de medida. El comprobador de pilas que presentamos tiene la ventaja de consumir una cantidad insignificante de energía. Un breve destello del LED indica que el nivel de tensión de las pilas bajo examen es todavía suficiente. Dicho destello se produce como consecuencia de la descarga del condensador C1 a través del diodo LED D1, lo que sólo es posible cuando las pilas suministran una tensión suficiente.

Al pulsar el conmutador S1 se hará conductor el transistor T1, de modo que C1 se podrá descargar a través del diodo LED, por intermedio de la resistencia limitadora de corriente R3. La tensión mínima requerida viene determinada por el divisor de tensión R1/R2. El valor correspondiente a R2 y R3 debe calcularse con las fórmulas siguientes:

$$R2 = \frac{0,6 \times R1}{U_b \text{ min.} - 0,6} [\Omega]$$

$$R3 = \frac{U_b - 1,4}{0,2} [\Omega]$$



* voir texte 82517

Por ejemplo, si la tensión mínima admisible es de 6,5 V (para una pila de 9 voltios), se tendrá R2= 10 k y R3= 39 ohmios.

El valor de R4 podrá tomarse entre 10 k y 1 M; el hecho de tomar un valor más grande hace al montaje todavía más económico, pero también más lento puesto que han de transcurrir unos 10 segundos (si R4 = 100 k) antes de ver la indicación correspondiente, lo que se debe a que C1 debe cargarse primero a través de R4.



7

interface RS-232

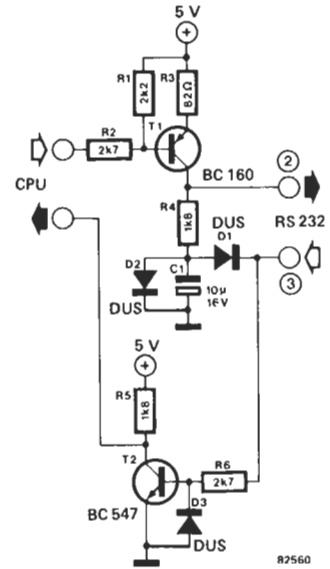
sin tensión de alimentación negativa

En la mayor parte de los casos, la conexión entre un microordenador y su periférico, sea un simple terminal, impresora o teletipo, se efectúa a través de un interface RS 232. Ello suele requerir una tensión positiva comprendida entre +5 V y +15 V (nivel lógico «0») y una tensión negativa de -12 V a -5 V para el nivel lógico «1».

La mayoría de los microordenadores trabajan con niveles lógicos compatibles TTL, esto es: entre 0 y +5 V, lo que significa que la alimentación positiva del interface RS 232 no plantea ninguna dificultad, puesto que se puede tomar de la tensión de 5 V no estabilizada disponible en el microordenador. La obtención de la tensión negativa es más difícil, puesto que los microordenadores más modernos tienen memorias dinámicas RAM y EPROM que no requieren

alimentación negativa. Si el dispositivo que se quiere conectar al ordenador (por ejemplo, una impresora) dispone de interface RS 232, entonces, podemos extraer una tensión negativa de la patilla 3 del conector RS 232 en situación de reposo. El condensador C1 se carga a través del diodo D1 y suministra al transistor (T1) una tensión negativa.

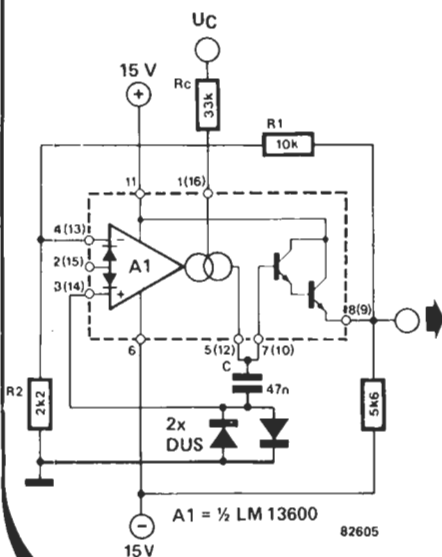
T2 convierte el nivel negativo de la transmisión RS 232 en el nivel lógico positivo de 5 V para el ordenador. Por supuesto, el montaje no funcionará correctamente si no se dispone de un verdadero interface RS 232 en uno u otro extremo (transmisor o receptor) y se colocan en ambos extremos dos interfaces «cuasi-RS 232» del tipo que presentamos.



8

VCOTA

un sencillo VCO construido con el 13.600



Esta aplicación del circuito integrado «milagro» LM/XR 13.600, permite construir un oscilador controlado por tensión que proporciona una señal triangular. El OTA está acoplado con realimentación negativa por medio del divisor de tensión que constituyen R1 y R2. Esta realimentación negativa de la salida hacia la entrada se realiza a través de C, que tiene un régimen de carga y descarga lineal. La corriente que atraviesa a C pasa también a través de uno de los dos diodos y, por consiguiente, los umbrales de disparo se encuentran a +/- 0,6 V.

Hagamos algunos cálculos. La fórmula que permite hallar la frecuencia es la siguiente:

$$F \approx \frac{U_c + 15}{2,4 C \cdot R_c} \text{ [Hz, V, F]}$$

La tensión de salida es:

$$U = 1,2 \cdot \frac{R1 + R2}{R1}$$

$$U = 1,2 \cdot \frac{R1 + R2}{R2} \text{ [V] (pico a pico)}$$

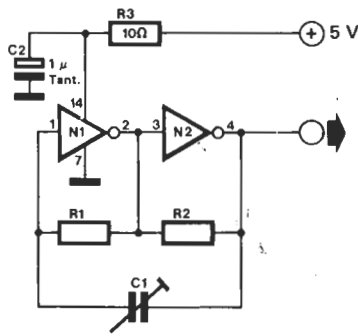
Hemos supuesto como premisa que la tensión diferencial de entrada para el OTA es siempre tal que la corriente que atraviesa a C sea igual al máximo, I_{ABC}, que, a su vez, es prácticamente igual a:

$$\frac{U_c + 15}{R_c}$$

9

oscilador-inversor

convertible en oscilador a cristal



N1,N2 = 74LS04
R1,R2 = 560 Ω ... 4kΩ
C1 = 20 pF ... 80 pF

82524

No se trata, simplemente, de un generador más de señales rectangulares de entre los muchos ofrecidos. Este montaje presenta una característica no muy común: su frecuencia es variable y admite el ajuste dentro de un amplio margen. En efecto, con estas prestaciones se llena una laguna importante en el terreno de los dispositivos osciladores que se suelen ofrecer.

El circuito propiamente dicho está constituido por dos inversores y algunos componentes externos. Los elementos que determinan la frecuencia son las resistencias R1 y R2, así como el condensador ajustable C1. Los valores de los componentes dados en el esquema permiten hacer variar la frecuencia dentro

del margen que va desde 800 kHz a 12 MHz. Estas son las resistencias que definen, a «grosso modo», el campo de variación de las frecuencias, mientras que C1 proporciona el ajuste fino. Los valores de las resistencias no son realmente críticos; sin embargo, es importante que ambas tengan valores idénticos.

El circuito es también utilizable como un oscilador a cristal de alta estabilidad. Todo lo que hay que hacer es sustituir el condensador variable por un cristal de cuarzo de la frecuencia deseada. Así, por ejemplo, si se quiere construir un oscilador que tenga una frecuencia de 1 MHz, el cristal tendrá que ser —¡cómo no!— de 1 MHz.

10

interface serie para teclado

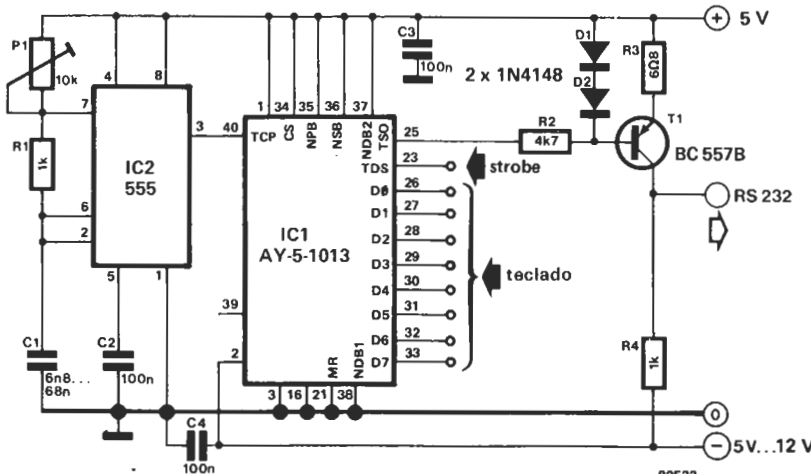
Con un poco de suerte, a veces es posible adquirir un teclado de alta calidad sin tener que pagar demasiado. La mayor parte de estos teclados tienen una salida en paralelo que suministra un código Baudot o ASCII. Al intentar conectarlo a un ordenador personal se plante-

arán algunos problemas, debido a que la mayoría de los ordenadores están provistos de un interface serie RS 232. Con este circuito se logrará solventar este problema. El montaje convierte el código paralelo Baudot o ASCII, en una señal homóloga en serie. La conversión

de señales se realiza por medio de una UART (Transmisor-receptor asincrono universal), de la que sólo se utiliza la zona transmisora.

Un generador de reloj, construido sobre la base del célebre circuito integrado 555, establece la velocidad de transmisión en baudios. Es preciso que la frecuencia de reloj sea 16 veces superior a la velocidad de transmisión elegida. La señal serie de datos está presente en la patilla 25 de la UART, de donde el transistor T1 la extrae y eleva al nivel exigido por el interface RS 232. La elección de los niveles lógicos aplicados a las patillas 37 y 38, permite seleccionar la longitud de la palabra serie. La elección de los niveles lógicos presentes en las patillas 39 y 35 de la UART definen el tipo de paridad («par» o «impar») gracias a la primera patilla, y la presencia o no de «bit de paridad» (selección realizada a través del posicionamiento de la patilla 35).

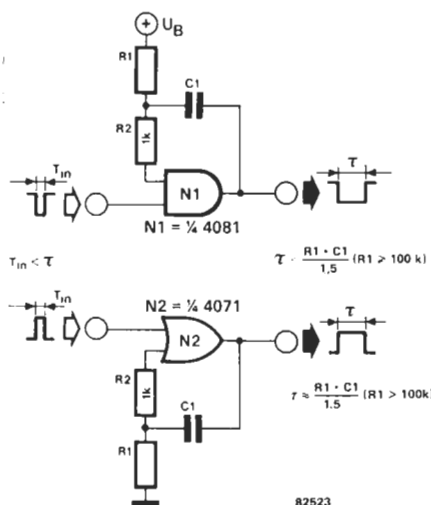
Si se respetan las conexiones ilustradas en el esquema, la palabra dato tendrá una longitud de 7 bits y no incluirá un bit de paridad (no se utiliza la patilla 39).



82533

11

multivibrador con una puerta CMOS



Por definición, un monoestable («monoflop») es un dispositivo lógico en un solo estado estable. Cuando recibe un impulso de disparo, el circuito «bascula» del estado inestable al estado estable. Esta duración de disparo de un monoestable depende de los valores dados a una red RC. Nada nuevo hasta ahora. Cualquier aficionado a la electrónica sabe que es posible realizar un circuito de este tipo de varias formas. Para construir un monoestable, se puede utilizar un circuito integrado previsto para ello, no obstante, existe una técnica todavía más sencilla y netamente más económica que es la de emplear una sola puerta lógica.

En principio, puede inducirse a una puerta (aplicando un impulso a su entrada) a que abandone su estado de reposo y a que regrese al mismo después de transcurrido un cierto período. Para ob-

tener un funcionamiento de tal naturaleza, es preciso colocar una red diferenciadora a la entrada (esto es, una célula R-C) que determinará la duración de disparo de la puerta. Sin embargo, este circuito tiene algunos defectos que no trataremos por ahora.

En la figura adjunta se muestran dos configuraciones posibles para un monoestable de puerta única, que se caracterizan por tener ambos una realimentación regenerativa. Ello mejora considerablemente la pendiente del flanco del impulso de salida. Si se quiere lograr un funcionamiento sin problemas, es preciso controlar que el impulso de entrada sea más corto que el impulso de salida, que se calculará en función de los valores de los componentes. Y lo que es más, R1 debe tener un valor óhmico mínimo de 100 kilohmios.

12

amplificador A + B

un amplificador clase A con rendimiento de clase B

En el mundo del audio, los amplificadores de clase A son muy conocidos por su baja distorsión y su gran disipación de calor. Los fabricantes siempre han intentado diseñar un amplificador que tenga las ventajas de la clase A sin sus inconvenientes (calor). En el transcurso de los años, se han propuesto diversas soluciones. Una de ellas se debe al fabricante japonés Matsushita, que desarrolló un método ingenioso para hacer funcionar un amplificador de 350 W en clase A, sin problema de producción de calor.

El amplificador que presentamos funciona según el mismo principio, pero con una modificación importante: la potencia de salida se reduce de forma considerable con el fin de simplificar la construcción. Al fin y al cabo, se trata de un «circuito de verano» y no de un «circuito para todo el año».

Echemos un vistazo al esquema. En la parte izquierda se muestra un amplifica-

dor de potencia relativamente ordinario, con una etapa de salida que está constituida por un circuito integrado TDA 1.034. La etapa de entrada final, constituida por los transistores T1... T4, trabaja en clase A. La disipación se mantiene baja, ya que la etapa final se alimenta mediante ± 5 V. Sin embargo, esta tensión de alimentación es demasiado débil para permitir al amplificador proporcionar potencia suficiente. Por este motivo, el cero de esta alimentación simétrica de 5 voltios está conectado a la salida de un segundo amplificador de potencia simple, constituido por los transistores T5... T8 e IC2. Este amplificador funciona en clase B, recibe la misma señal de entrada que el primer amplificador y se alimenta con una tensión simétrica más elevada de ± 18 V. La ganancia de este segundo amplificador es igual a la del primero. El altavoz está conectado, por una parte, a la salida del primer amplificador y, por otra parte, al cero de la alimentación simétri-

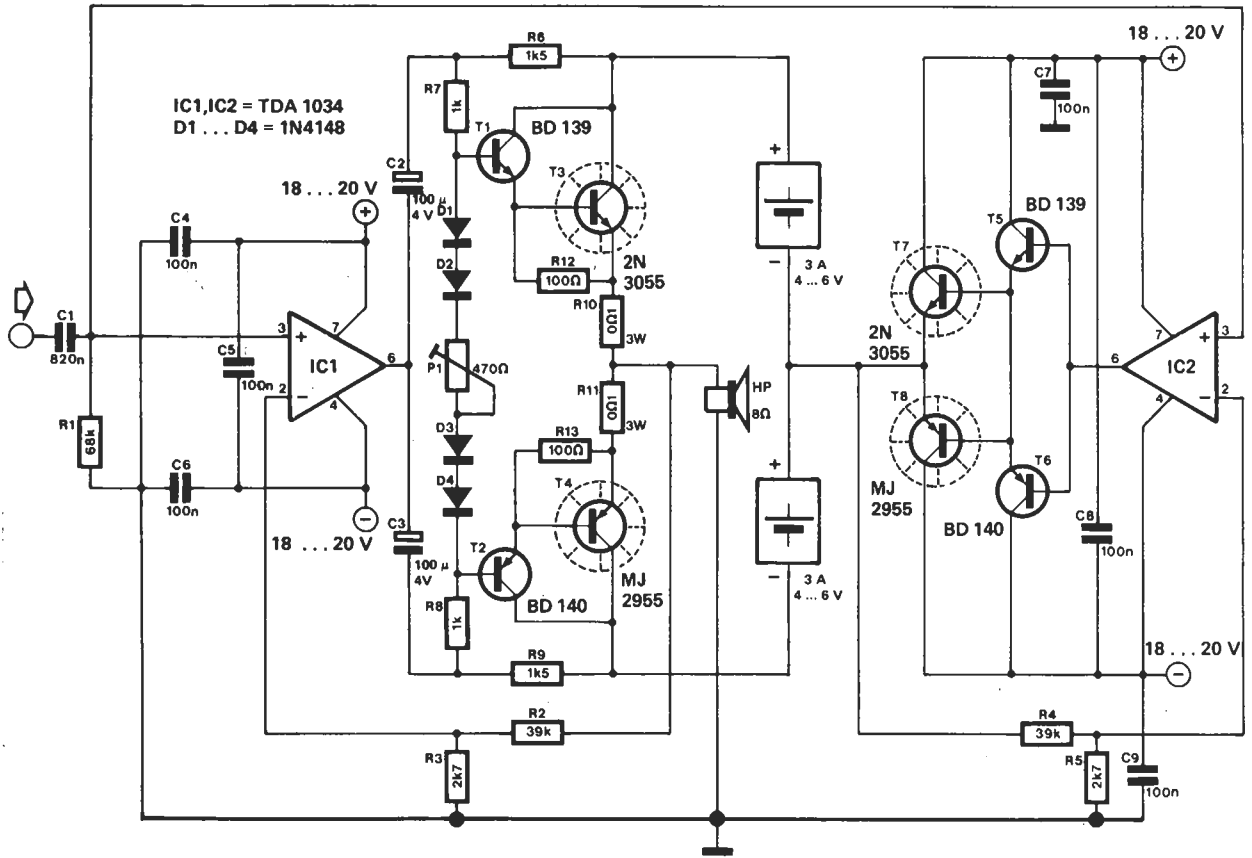
ca de 18 V. El cero de la alimentación de 5 V está conectado a la salida del segundo amplificador.

Supongamos que enviamos una señal de entrada. Los dos amplificadores se pondrán a conducir simultáneamente. Ello trae consigo, a través del cero de la alimentación de 5 voltios, la producción por parte del segundo amplificador de una tensión que tiene, precisamente, el nivel y la polaridad adecuada para que el primer amplificador proporcione la potencia elegida al altavoz. En el curso de la parte positiva de la señal, se encuentra en el colector de T3 la tensión de control necesaria más 5 V; durante la parte negativa de la señal, en el colector de T4 se encuentra la tensión de control necesaria más 5 V (esta última es, naturalmente, negativa). De esta forma, el amplificador trabaja en clase A, pero la disipación sigue siendo casi la misma que la del amplificador clase B, pues la tensión de alimentación está relacionada con la señal de entrada.

Cuando se utiliza este método, es obligado que el amplificador de entrada (IC1) pueda excitarse hasta el mayor nivel de la tensión de alimentación. Por consiguiente, IC1 se alimenta con +/− 18 V. Asimismo, la alimentación de 5 V debe proporcionar una corriente que, al menos, sea igual a la corriente máxima

que circula a través del altavoz. La potencia suministrada por este amplificador es de unos 15 vatios sobre 8 ohmios (¡estamos en clase A!). Cuando se construya el circuito, habrá que cerciorarse de que la alimentación de 5 V esté completamente separada de la alimentación de 18 voltios. Es conve-

niente emplear un transformador de red con dos devanados secundarios completamente separados y con una toma central o, todavía mejor, optar por el empleo de dos transformadores independientes. Sólo el cero de la alimentación de 18 V sirve como masa para el circuito y el altavoz.

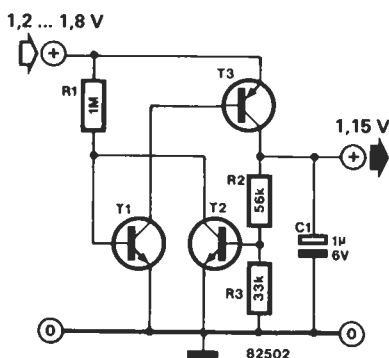


82555

13

estabilizador de baja tensión

regulador de tensión para pilas



La tensión suministrada por una pila de 1,5 V varía de 1,7 a 1,2 V, según su grado de descarga. Este circuito puede ser muy útil cuando hay que alimentar a un dispositivo con una baja tensión constante. Con una tensión de entrada de 1,2 V... 1,8 V, este estabilizador produce una tensión relativamente constante de 1,15 V con una corriente máxima de

5 mA. T2 se bloquea con una tensión mínima de 1,2 V para una carga de 5 mA. La tensión de salida tiende a aumentar con una tensión de entrada más alta, lo que hace que T2 conduzca, lo que se traduce en la reducción de la corriente de base de T1 y T3 (indirectamente), de modo que la tensión de salida se mantendrá a 1,15 V.

T1 = T2 = BC 172C, BC 549C
T3 = BC 252C, BC 559C

La impedancia interna de esta alimentación de baja tensión es de 1 a 2 ohmios. La tensión de salida sólo se reducirá en 70 mV cuando se altere la tensión de la pila entre 1,8 V y 1,2 V.

82502

14

generador de funciones controlado por tensión

El circuito integrado utilizado en este montaje es un viejo conocido de los lectores de Elektor: Se trata del famoso XR 2206. Nada, pues, de extraordinario a no ser la «curiosa» etapa de control basada en IC2, en lugar del potenciómetro con el que estamos familiarizados. Los lectores puedan sospechar que todo ello tiene algo que ver con el control por tensión... ¡y, desde luego, han acertado! Esencialmente, la frecuencia de este generador depende del valor del condensador C3 y del nivel de corriente en la patilla 7.

Según la ley de Ohm, esta corriente es función de la tensión y de la resistencia; en la patilla 7, la tensión está estabilizada a 3 V por el propio circuito integrado. La corriente a través de R5 depende, pues, de la tensión existente en la salida (patilla 6) de IC2.

Evidentemente, si la tensión es de 3 V, no habrá ninguna corriente a través de R5. La corriente máxima de $3V/1k = 3mA$ se producirá cuando la salida de IC2 sea de 0 voltios. Puede deducirse que la frecuencia es directamente proporcional al nivel de la tensión de salida de IC2 y,

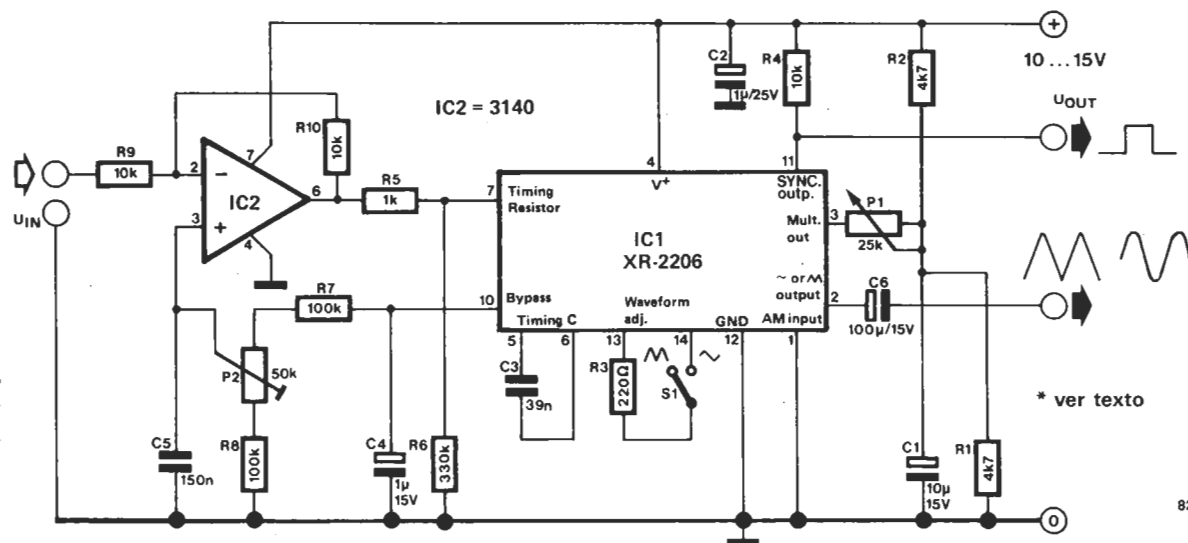
por consiguiente, cuanto más baja sea la tensión y cuanto más alta sea la corriente, tanto más alta será la frecuencia. Se espera de un vobulador que su frecuencia varíe en función de una señal de control y es por ello por lo que IC2 está montado como amplificador inversor, de modo que la frecuencia «siga» a U_{in} . La gama de la tensión de control se extiende desde $U_{in} = 0 V$ a $U_{in} = 3 V$. La frecuencia más elevada se obtiene con $U_{in} = 3 V$; más allá de este valor ya no aumenta la frecuencia. Para evitar el deterioro del circuito integrado es preciso que la tensión U_{in} no se haga negativa. La frecuencia más baja posible viene determinada por el valor más bajo de R6, a través de la cual todavía se permite circular una pequeña corriente hacia la patilla 7, cuando U_{in} esté a 0 V. La frecuencia de salida más baja puede ajustarse por medio de P2. Ello puede realizarse midiendo la tensión a través de R5 y ajustarla a 0 V girando P2. También es posible ajustar «de oído» la frecuencia de salida más baja, que será de unos 80 kHz con los valores indicados en el esquema. La frecuencia más alta será de unos 25 kHz y puede calcularse como sigue:

$$f = \frac{U_{IN}}{3 \cdot R5 \cdot C3} + \frac{1}{R6 \cdot C3}$$

(Hz, V, Ω , F)

La frecuencia será de 8,5 kHz/V cuando $R5 = 1k$ y $C3 = 39n$.

Si $C3 = 100 n$, la gama de frecuencias irá de 30 Hz a 10 kHz (3,3 kHz/V). Una gama de 10 Hz a 3 kHz puede conseguirse cuando $C3 = 330n$ (1 kHz/V). El generador propiamente dicho está construido sobre la base del 2206, en su versión normal. La conmutación entre la onda sinusoidal y la triangular se realiza mediante S1, mientras que P1 permite el ajuste de la amplitud de la señal de salida (máximo de $3 V_{cc}$ para la sinusoide y de $6 V_{cc}$ para la onda triangular, con $U_b = 12 V$). Cualquier contenido de corriente continua en la salida se filtrará por medio de C6. La impedancia de salida es de unos 600 ohmios. La otra salida del C.I. es una onda cuadrada simétrica cuya amplitud está en correspondencia con la tensión de alimentación.



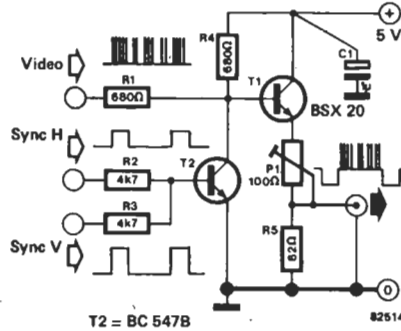
15

mezclador de vídeo señales

¡la combinación correcta de las señales de video y sincronismo!

El dispositivo que suele denominarse terminal (esto es, el interface entre el ordenador y la pantalla de video), debe proporcionar, en su salida, no sólo la señal de video propiamente dicha, sino también dos señales de sincronización. Cabe recordar que nuestro Elektterminal contiene también un videomezclador que combina ambas señales obteniendo una señal de control única para su visualización en pantalla.

Las señales de sincronización, «H sync» y «V Sync», tienen una acción sobre la desviación horizontal y vertical del haz electrónico, mientras que la videoseñal contiene las informaciones que consti-



T2 = BC 547B
tuyen la imagen visible en la pantalla. Las tres señales se combinan en la etapa de mezcla, que constituyen los tran-

sistores T1 y T2. La mezcla de las señales de sincronización se realiza por medio de T2, transistor que, con las resistencias R2 y R3, constituye una puerta NOR. El transistor T1 trabaja como seguidor de emisor.

La amplitud de la señal de salida puede ajustarse con la ayuda del potenciómetro ajustable P1, lo que permite adaptar el montaje a cualquier monitor de TV o receptor de televisión. Los aparatos que no dispongan de entrada de video deben recibir la señal a través de un modulador. El mezclador de videoseñales está adaptado para anchos de banda que llegan hasta 25 MHz.

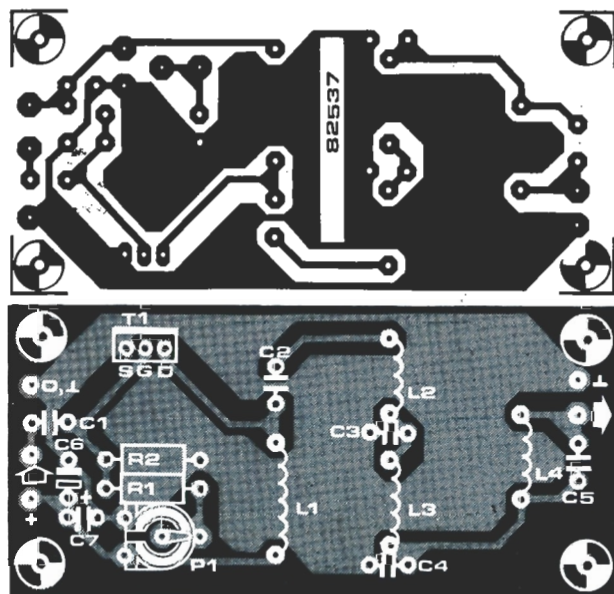
16

amplificador VMOS para la banda de 26 a 30 MHz

Para algunas aplicaciones muy particulares, los FETs de potencia VMOS tienen importantes ventajas con respecto a su competencia bipolar. Tomemos el ejemplo del VN66AF de Siliconix. Su precio es muy similar al de un buen transistor de potencia de alta frecuencia, pero su resistencia en un montaje como el que presentamos es claramente más grande. También tienen poca tendencia a oscilar. La aplicación más común para los VMOS FETs está en los amplificadores de potencia, aunque ello no es motivo para desecharlos para cualquier otro uso. Se han utilizado satisfactoriamente en preamplificadores y en amplificadores de RF. En este caso particular, empleamos el VMOS como amplificador de RF para la banda de aficionados de 10 metros (26 a 30 MHz).

Por medio de este circuito podemos transformar a pequeños transmisores de unos 200 mW en equipos de relativa potencia, capaces de suministrar entre 2 y 3 W.

El diseño es bastante sencillo. La red de filtro de ajuste fijo, situada en la salida, suprime el ruido con una atenuación de los armónicos de hasta 55 dB. Si se res-



petan al pie de la letra las especificaciones contenidas en la lista de componentes dada, el filtro no exigirá un ajuste complementario. Dejamos a la discre-

ción de los expertos en RF la realización de algunas modificaciones. Hemos dejado abierta la posibilidad de ajuste de la corriente de drenador (I_d)

del FET, por medio de la acción sobre P1, de forma que se capacite al amplificador para cualquier forma de modulación. Si la amplificación tuviera que ser lineal (en AM o en BLU, por ejemplo), es preciso ajustar la corriente de drenador en reposo a unos 20 mA. Si se desea utilizar el amplificador en clase C (en FM o en onda continua pura), se actúa sobre P1 de manera que no circule ninguna corriente de reposo. Si el destino del montaje es servir de amplificador de antena, la corriente de reposo se elegirá entre 200 y 300 mA. El diseño del circuito impreso facilita, en gran medida, la construcción del mon-

taje. todas las bobinas empleadas son de aire con un diámetro interior de 9 mm (construidas por arrollamiento sobre un mandril) con espiras apretadas. L1 tiene 12 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,6 mm de diámetro L2 y L4 están constituidas por 5 espiras de hilo de cobre esmaltado de 1 mm y L3 tiene 8 espiras del mismo tipo de hilo con un diámetro de 1 mm. Como última recomendación podemos indicar que es conveniente proveer el FET de una refrigeración adecuada, ya que una temperatura demasiado elevada es uno de los pocos fenómenos que le afecta desfavorablemente.

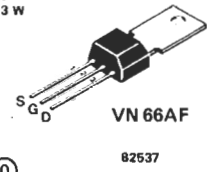
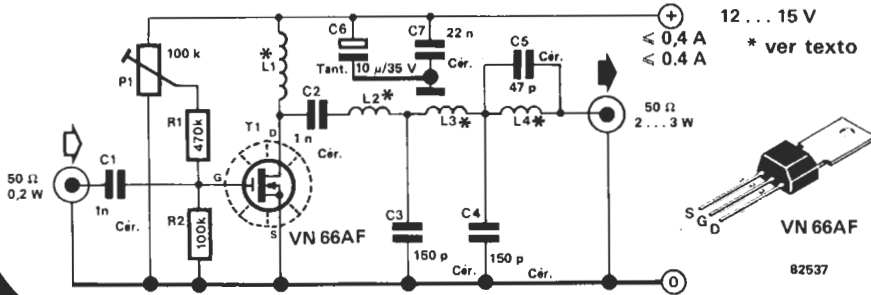
Lista de componentes

- Resistencias:**
 R1 = 470 k
 R2 = 100 k
 P1 = 100 k ajustable
- Condensadores:**
 C1, C2 = 1 n cerámico
 C3, C4 = 150 p cerámico
 C5 = 47 p
 C6 = 10 µ/35 V tántalo
 C7 = 22 n cerámico

Semiconductor:
 T1 = VN66AF (Siliconix)

- Bobinas: ***
 L1 = 12 espiras de hilo de Cu esmaltado de 0,6 mm Ø
 L2, L4 = 5 espiras de hilo de Cu esmaltado de 1 mm de Ø
 L3 = 8 espiras de hilo de Cu esmaltado de 1 mm de Ø

* espiras apretadas de diámetro interior = 9 mm

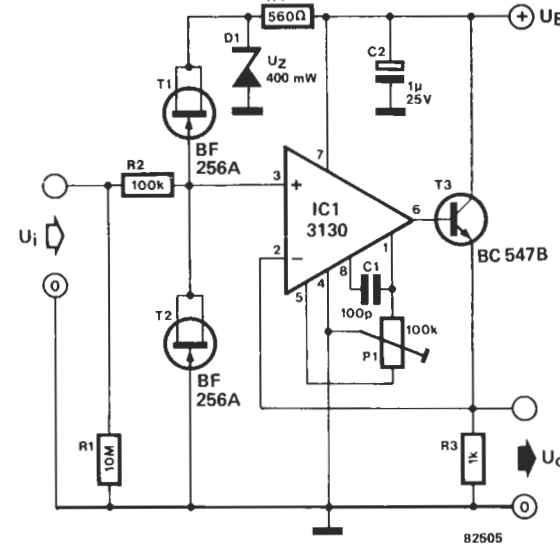


17 protección para polímetros

En la mayor parte de los casos, la protección de la entrada de alta impedancia del amplificador de medida de un voltímetro digital está asegurada por dos diodos. Uno de los diodos está conectado entre la entrada y la tensión de funcionamiento positiva y el otro diodo entre la entrada y la tensión de funcionamiento negativa. No hay nada que objetar a esta forma de conseguir una protección frente a sobretensiones. Si se quiere que su empleo no ocasione error de medida, es obligado utilizar diodos de muy débil corriente de fuga. Dichos diodos existen ciertamente, pero son difíciles de encontrar y, además, suelen ser bastante caros. Estas son algunas de las razones por las que el electrónico aficionado prefiere utilizar diodos universales de silicio (DUS), del tipo 1N4148, en los instrumentos de medida que ha de construir por sí mismo. Ello significa que con una impedancia de entrada de 1 megohmio, la corriente de fuga del diodo da lugar a una tensión de compensación («offset») de algunos mV para el amplificador de entrada, en razón a la corriente de fugas que lo caracteriza. Dado que en la actualidad re-

sulta muy frecuente la necesidad de medir con exactitud tensiones de bajo nivel, el empleo directo de diodos DUS se convierte en un método a descartar. Sustituyendo los diodos por FETs, se obtiene el siguiente resultado. Con una tensión de polarización inversa de 15 V,

5 V ≤ U_B ≤ 15 V
 U_Z = U_B - 2 V



el diodo tiene una corriente de fugas de 5,2 nA, mientras que cuando el diodo está constituido por un FET del tipo BF256A la corriente de fuga cae a 12 pA (j). Ello permite aumentar la resistencia de entrada, sin la menor dificultad, hasta 10 megohmios.

En la figura 1 se muestra el montaje de entrada destinado a un voltímetro de alta impedancia y concebido según el principio que acabamos de enunciar. R1 representa la resistencia de entrada de 10 megohmios antes citada. T1 y T2 son los FET de protección, capaces de soportar una corriente máxima de 10 mA. El amplificador operacional IC1 está montado como seguir de tensión. Ello

permite tener una resistencia de salida relativamente pequeña, de modo que el control de potencia por la salida del amplificador operacional pueda realizarse sin la menor limitación. La tensión de funcionamiento U_B puede elegirse en una amplia gama de 5 a 15 V. La calibración se hace de forma muy sencilla: se ajusta P1 de manera que en la salida se encuentre exactamente la misma tensión que la que se aplica en la entrada

(100 mV sirven perfectamente). En principio, la entrada puede protegerse contra tensiones de hasta 1.000 V. Sin embargo, no hay que perder de vista, en estas condiciones extremas, que la resistencia de entrada y el circuito impreso deben ser (una elegida y el otro proyectado) capaces de soportar una tensión tan elevada (habrá que vigilar la separación de las pistas en el caso del circuito impreso).

18

base de tiempos económica y ultraprecisa

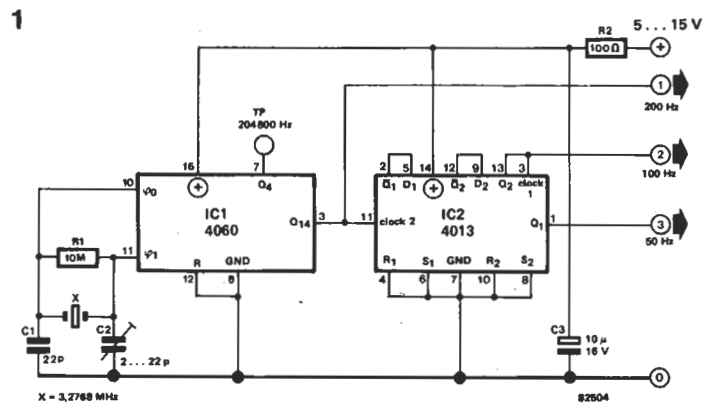
¡50 Hz en el bolsillo!

Un cristal de cuarzo no muy caro, algunos circuitos integrados CMOS ordinarios... y ya dispone de una base de tiempos a cristal de gran precisión. El circuito opera con una gama de frecuencias de 50 Hz, 100 Hz o 200 Hz (a diferencia con otras bases de tiempos antes presentadas que sólo suministraban una frecuencia de 50 Hz). La frecuencia de referencia de 50 Hz constituye una base de tiempos ideal para la construcción o calibración de relojes electrónicos, frecuencímetros y otros dispositivos de precisión. Este montaje permite también «liberar» a algunos aparatos que funcionan con la colaboración la frecuencia de red. Así, por ejemplo, le permitirá instalar en su automóvil un reloj digital alimentado originalmente a partir de la frecuencia de red. IC1 contiene un oscilador y un divisor por 2^{14} . Siempre que el bucle del oscilador esté correctamente calibrado, actuando sobre C2, la salida de la patilla 3 (Q14) producirá una onda cuadrada de 200 Hz. Con la ayuda de los dos biestables de IC2, esta tensión de onda cuadrada se divide por 2 y luego, por 4, dando lugar a las dos salidas de 100 Hz y de 50 Hz (patilla 1). Los lectores que dispongan de un frecuencímetro pueden calibrar el circuito conectando simplemente dicho frecuencímetro a la patilla 7 de IC1 (Q4) y ajustando C2 hasta que se disponga de una lectura de 204.800 Hz en el punto TP. Si no dispone de este instrumento, bastará con dejar a C2 en posición media, con lo que se tendrá suficiente exactitud para la mayor parte de las aplicaciones. En este caso, se dispondrá de una frecuencia de 200 Hz en la patilla 3 del IC1 (salida Q14). Esta frecuencia sufre una nueva división al pasar por los dos flip-flops contenidos en IC2, lo que permite disponer de una frecuencia de 50 Hz en la patilla 1 de IC2.

La salida de 100 Hz es de utilidad para la construcción de contadores digitales.

Se podrán obtener períodos más largos conectando uno o varios divisores por 10 a continuación de la salida de 100 Hz. La tensión de alimentación del montaje

puede elegirse dentro de un amplio margen: de 5 a 15 V. Según la tensión de alimentación, el consumo de corriente se sitúa entre 0,5 y 2,5 mA.



Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 10 M
R2 = 100 Ω

Condensadores:

C1 = 22 p
C2 = 2 ... 22 p ajustable
C3 = 10 μ/16 V

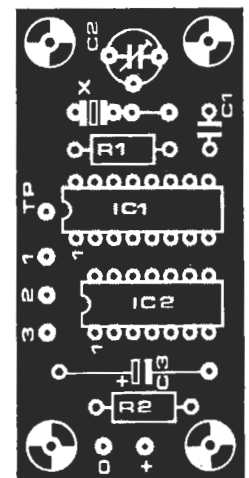
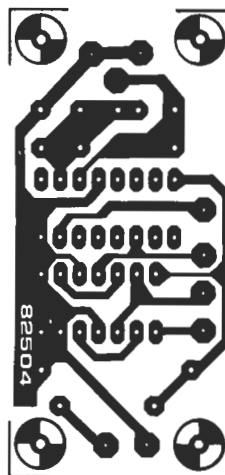
Semiconductores:

IC1 = 4060
IC2 = 4013

Varios

X1 = Cuarzo de 3,2768 MHz (cápsula HC18)

2



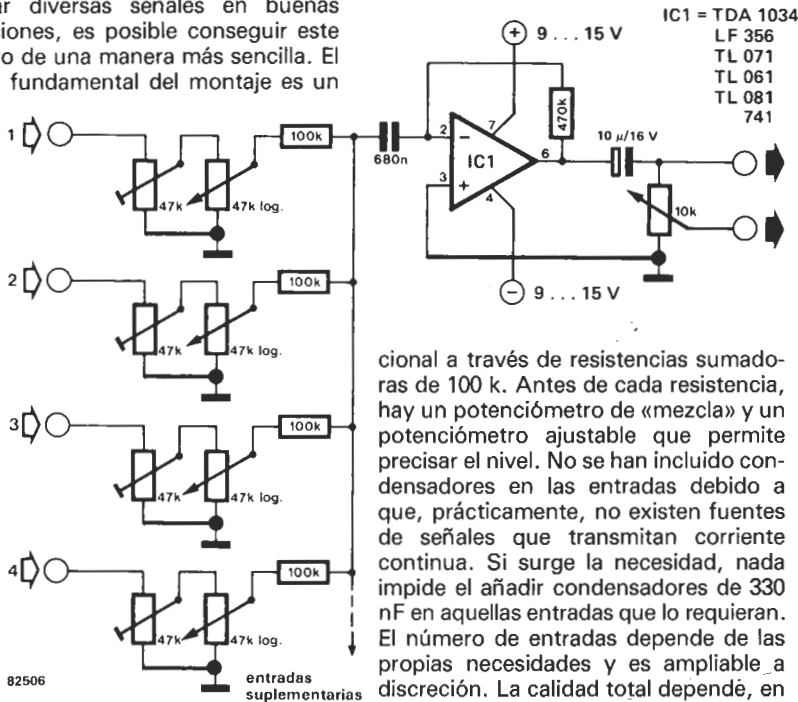
19

consola de mezcla sin pretensiones

¡con un solo amplificador operacional!

La mayor parte de los circuitos mezcladores de audio que hemos presentado hasta ahora, requieren un número relativamente importante de componentes. Cuando el único objeto de la consola es mezclar diversas señales en buenas condiciones, es posible conseguir este objetivo de una manera más sencilla. El núcleo fundamental del montaje es un

amplificador operacional que trabaja como amplificador-sumador. Las diversas señales de entrada se envían a la entrada negativa del amplificador opera-



cional a través de resistencias sumadoras de 100 k. Antes de cada resistencia, hay un potenciómetro de «mezcla» y un potenciómetro ajustable que permite precisar el nivel. No se han incluido condensadores en las entradas debido a que, prácticamente, no existen fuentes de señales que transmitan corriente continua. Si surge la necesidad, nada impide el añadir condensadores de 330 nF en aquellas entradas que lo requieran. El número de entradas depende de las propias necesidades y es ampliable a discreción. La calidad total dependé, en

gran medida, del tipo de amplificador operacional utilizado. Los tipos recomendados son el TL071 o el TL081, si bien un 741 trabajará también de forma satisfactoria. La ganancia de la señal que ha sufrido la adición es de 4,7. Un potenciómetro instalado en la salida permite ajustar el nivel de la señal suma.

La salida del montaje está protegida frente a cortocircuitos y su impedancia es tan débil que es posible conectarle directamente un casco auricular de «alta impedancia» (de unos 2 kilohmios). La impedancia de la entrada depende, sobre todo, del ajuste del curso de los dos potenciómetros de 47 k y se sitúa en las proximidades de 40 kilo-ohmios. Por este motivo, es posible conectar a esta consola de mezcla las fuentes de señales habituales, tales como sintonizador, grabadoras de cinta o magnetófono a cassette, sin que ello plantee problema alguno. Los micrófonos dinámicos y los giradiscos con fonocaptor magnético exigen, sin embargo, la presencia de un pequeño preamplificador.

Para un sistema estéreo, basta con construir un montaje doble y utilizar potenciómetros dobles (en tándem). El circuito puede alimentarse con pilas de 9 voltios, dado que el consumo de corriente del amplificador operacional es de fracciones de miliamperios.

R. van den Brink

20

convertidor de frecuencia

Una nueva aplicación del TBA 120

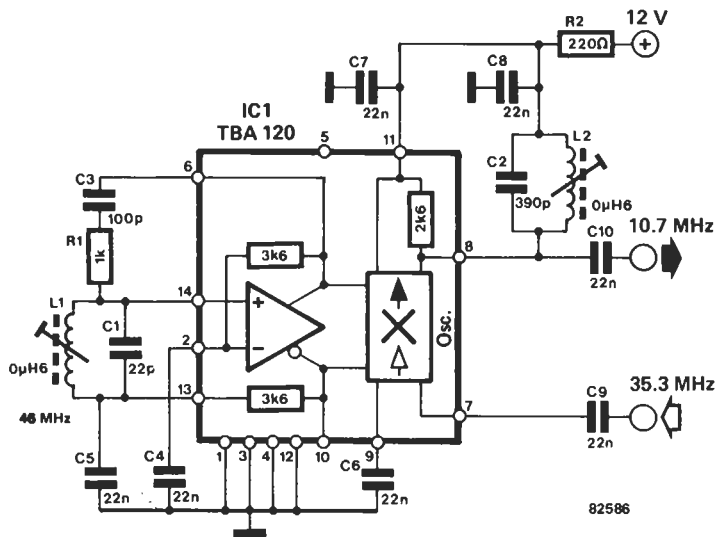
En los últimos años, el TBA 120 ha llegado a ser uno de los circuitos integrados que más se utiliza en las técnicas de alta frecuencia. En efecto, aunque inicialmente el TBA 120 fue concebido como amplificador de F.I./demodulador de FM, puede también emplearse para una amplia gama de aplicaciones. El convertidor que vamos a describir es un ejemplo significativo.

Para construir un convertidor, es preciso disponer de una etapa de mezcla y de un oscilador. En el caso que nos intere-

sa, comenzamos por aislar el multiplicador existente en el circuito integrado. A continuación, se realiza el oscilador acoplado selectivamente, a través de un circuito resonante (L1/C1), el subconjunto de amplificación del TBA 120. El oscilador funcionará a una frecuencia de 46 MHz con los valores indicados en el esquema. Se obtiene, así, un convertidor que transforma una señal de 35,3 MHz en una señal de 10,7 MHz ($46 - 35,3 = 10,7$). Dadas las condiciones del circuito, este convertidor puede servir pa-

ra convertir la señal de F.I. de un sintonizador de TV a la frecuencia intermedia de un receptor de FM.

Evidentemente, el circuito puede aplicarse también para otras frecuencias, modificando el circuito resonante (L1/C1) y el filtro de salida (L2/C2). Cuando la frecuencia del oscilador es considerablemente inferior a 46 MHz, los valores de R1 y de C3 han de aumentarse ligeramente. Sin embargo, su valor no es muy crítico y puede determi-



narse, con bastante facilidad, después de alguna experimentación. La construcción de este convertidor es de una sencillez notable, debido al hecho de que sólo se requieren unos pocos componentes. No obstante, hay que prestar atención a las reglas básicas que hay que observar cuando se trabaja con circuitos de RF; veamos:

- Si va a construir su propio circuito impreso, deje la superficie cobreada lo más extensa posible, ya que servirá de masa.
- Mantenga las pistas de cobre y el cableado con la menor longitud posible.
- Utilice la distancia más corta, desde el punto que se quiere desacoplar a masa, para situar los condensadores de desacoplo C4... C8.

21

convertidor para varicaps

¿Cómo pasar de 3 a 30 voltios?

Cuando más se eleva la tensión aplicada a sus extremos, tanto más notables son las características de los varicaps. Un varicap del tipo de 30 V tiene, para la misma variación de capacidad, un factor Q netamente más elevado que el que caracteriza a un varicap del tipo de 9 voltios, por ejemplo. Las características de intermodulación de los primeros son también claramente mejores.

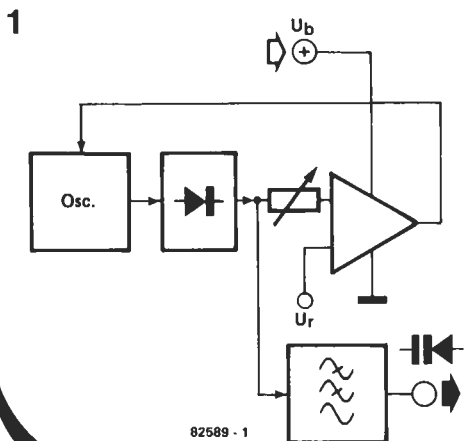
Estas tensiones elevadas plantean un problema casi irresoluble, puesto que en el caso de aparatos alimentados por pilas la obtención de una tensión de sintonía de 30 voltios, a partir de una baja tensión de alimentación, sólo puede lograrse con la ayuda de un convertidor. El esquema muestra el diseño correspondiente a un convertidor especialmente construido para esta finalidad. El circuito integrado LM 10C, de National Semiconductor, que contiene

dos amplificadores operacionales y una fuerte de referencia interna, resulta ideal para esta aplicación.

El oscilador está construido sobre la base de un MOSFET de doble puerta (tipo BF 900) y funciona a una tensión de alimentación de 1,5 V. El nivel de la tensión de salida del convertidor se controla a través de la tensión de alimentación del oscilador. A diferencia con la mayor parte de los convertidores, este tipo no ha de conmutarse, por lo que no habrá ninguna distorsión.

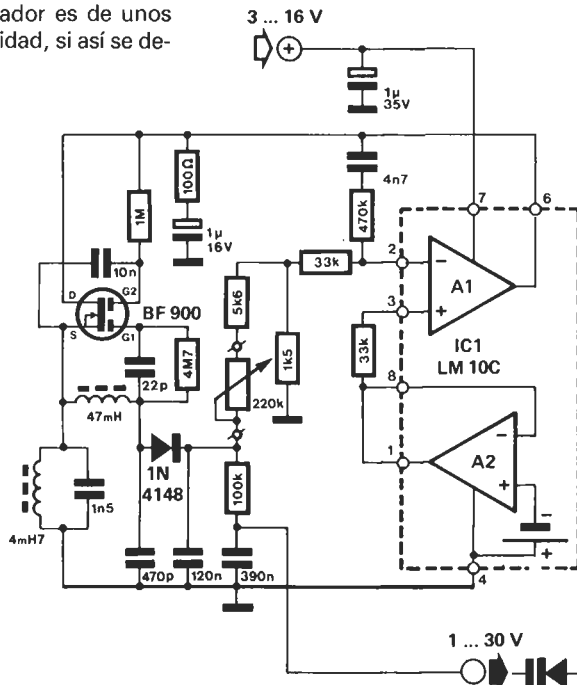
La frecuencia del oscilador es de unos 28 kHz. Existe la posibilidad, si así se de-

sea, de conectar a una de las entradas del amplificador operacional, a través de una resistencia en serie, una tensión de CAF (control automático de frecuencia); la elección de la entrada es función de la polaridad de la tensión inyectada. Si se respetan los valores de los componentes dados en el esquema adjunto, se puede elegir, con la ayuda de un potenciómetro de 220k, una tensión de salida dentro de la gama comprendida entre 1 y 30 voltios. La tensión de alimentación puede variar desde 3 a 16 voltios.



82589 - 1

2



82589 - 2

22

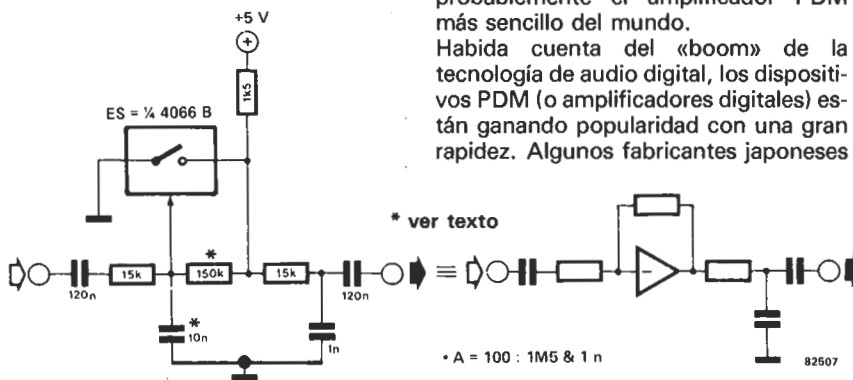
el amplificador PDM más sencillo del mundo

El montaje que vamos a describir es un verdadero amplificador PWM (Pulse Width Modulation), aunque se tiende a sustituir esta denominación por la de PDM (Pulse Duration Modulation) o modulación por duración de impulsos. Un amplificador PDM está constituido

por un modulador de duración de impulsos, que convierte una señal de audio analógica en una señal PDM digital, y por un amplificador conectado a un integrador que juntos convierten la señal PDM amplificada en una señal analógica. Este circuito particular es probablemente el amplificador PDM más sencillo del mundo.

Habida cuenta del «boom» de la tecnología de audio digital, los dispositivos PDM (o amplificadores digitales) están ganando popularidad con una gran rapidez. Algunos fabricantes japoneses

están incluyendo la tecnología PDM incluso en sus gamas actuales de equipos amplificadores estereofónicos. El circuito que describimos está basado en el hecho de que la curva de transmitancia de un conmutador 4066 CMOS (versión B), provisto de buffers, tiene una fuerte pendiente. Así es posible obtener, de manera fiable, una ganancia importante. A la derecha de la figura se representa el equivalente analógico de este elemento de amplificación. La versión analógica comprende un amplificador analógico inversor que, lamentablemente, no puede alcanzar un índice de distorsión digno de la alta fidelidad. Los valores dados a los componentes del esquema permiten obtener una ganancia de 10; sustituyendo por 1,5 mega-ohmios y 1 n los valores referenciados con un asterisco (*), se puede conseguir una ganancia de 100.



23

oscilador marcha/paro estable

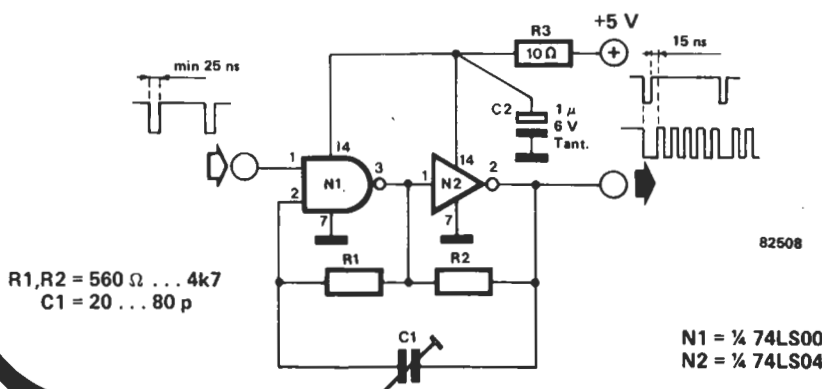
Los osciladores de esta clase son indispensables en los circuitos de interface de video. Estos osciladores han de sincronizarse con los impulsos del reloj

de caracteres y producir de 7 a 12 impulsos hasta la aparición del próximo impulso del reloj de caracteres. Hay dos aspectos que es importante destacar:

1) Ante todo, es preciso que el oscilador oscile con un pequeño retardo de unos 15 ns, de manera que se evite una superposición del flanco de subida de la señal de entrada y del primer impulso de la señal de salida.

2) Por otra parte, se exige que el oscilador se detenga inmediatamente después de que la señal de control adquiera el nivel lógico bajo («0»).

El oscilador mostrado en el esquema adjunto cumple con las exigencias anteriores. Comienza a oscilar con un pequeño retardo cuando la señal de entrada pasa a nivel lógico alto («1») y se para inmediatamente después de que se aplique a la entrada un nivel lógico bajo. De esta forma se obtiene un «tiempo muerto» en la señal de salida del oscilador.



24

el elekterminal: un interface para impresora

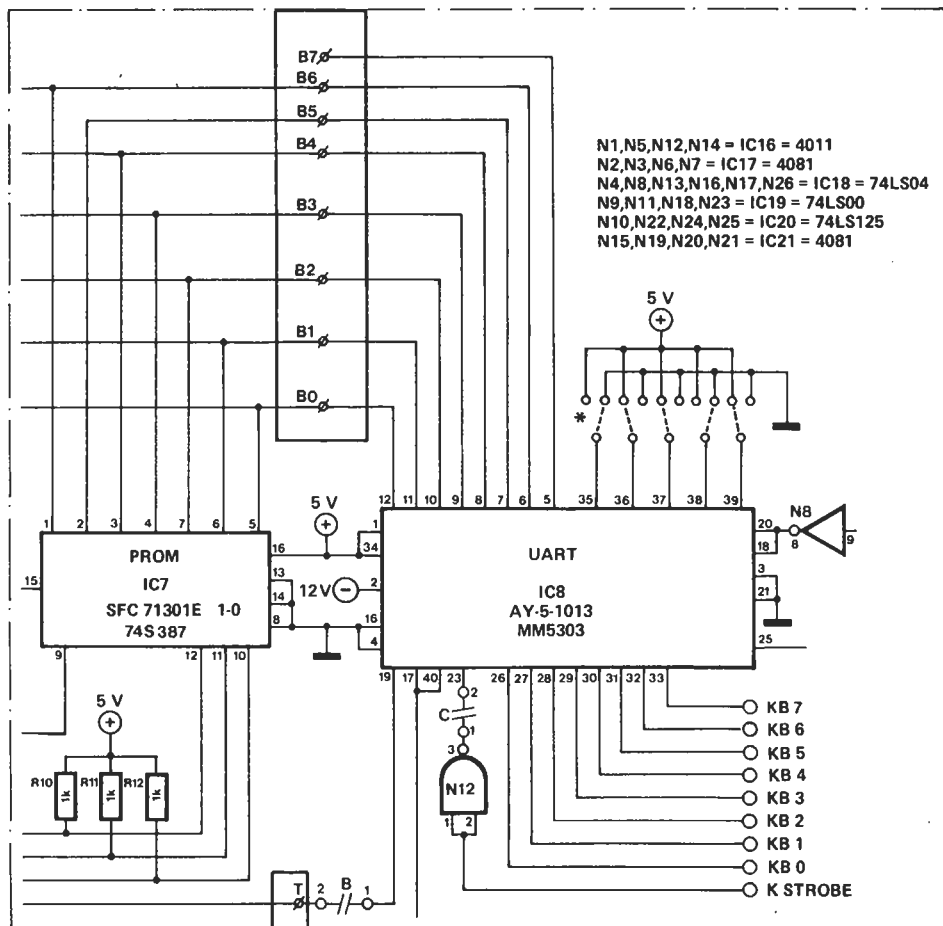
Es bastante fácil conectar el Elekterminal, o cualquier otro terminal provisto de una UART, a una impresora de bajo coste. La mayor parte de estas últimas incorporan lo que se denomina una «interface Centronics» (Centronics fue uno de los líderes en el campo de las impresoras comerciales y, en consecuencia, su diseño lo han adoptado un gran número de fabricantes y ha llegado a convertirse en norma industrial). Tal es el caso, por ejemplo, de la impresora Epson MX80. La ventaja de emplear dicha impresora es que las rutinas de E/S no tienen que alterarse. El Elekterminal tiene ya una UART que convierte la salida de datos serie del ordenador en un código paralelo de 8 bits para las RAMs de video. El código así obtenido puede, sin problema alguno, servir directamente para controlar la impresora en modo paralelo. Para lo anterior, hay que prever las conexiones siguientes:

1. Las líneas de datos D0... D7 del conector Centronics deben unirse a los puntos B0... B7 del Elekterminal. En el esquema original de este último no se encuentra la patilla B7, puesto que no se utilizaba. En consecuencia, hay que efectuar esta conexión directamente al terminal 5 de la UART.
2. La entrada «Strobe» del conector Centronics se conecta al punto T existente en el circuito impreso del Elekterminal. En principio, una vez efectuadas estas conexiones, el conjunto impresora + Elekterminal debería estar en condiciones de funcionar. Si la impresora no escribe más que «tonterías» (debido a que llegan datos mientras está en curso de impresión), habrá de aplicarle los «remedios» siguientes:
3. Conectar la línea «Printer-busy» del conector Centronics directamente a la línea «Clear to send» del port de salida serie del sistema (en la ACIA por ejemplo) y no a través del Elekterminal.

En consecuencia, se interrumpirá el flujo de datos que llega a la salida, cuando la impresora está en curso de impresión.

4. Conectar una resistencia de 4K7 entre la línea CTS y masa (nivel lógico bajo). De este modo, la línea pasa a nivel lógico bajo («0») cuando la impresora no está en uso y así se puede trabajar sin impresora.

Un punto muy importante a considerar es que la UART debe recibir la configuración de bits correcta desde el ordenador. El formato de dicha configuración es de 8 bits, sin bit de paridad y con 2 bits de parada. La no observancia de este formato hace que la impresora sea incapaz de identificar un bit de peso fuerte conteniendo un «1», lo que suprime, en el caso de la MX-80, las posibilidades gráficas.



25**oscilador a cristal****...para una base de tiempos estable**

Cuando se quiere obtener una base de tiempos de calidad, se suele utilizar un cristal de cuarzo para resonancia serie; el aficionado sabe que esta alternativa proporciona una mayor estabilidad que la permitida por la resonancia paralelo. El elemento activo de un oscilador de resonancia serie debe responder a dos factores muy importantes:

1) El desplazamiento de fase entre la entrada y la salida debe ser nulo (es decir, igual a 0°).

2) La entrada y la salida deben tener una pequeña impedancia, de modo que no se degrade el factor Q del cristal. Ello es importante habida cuenta de que la estabilidad es proporcional a este factor Q, entre otras cosas.

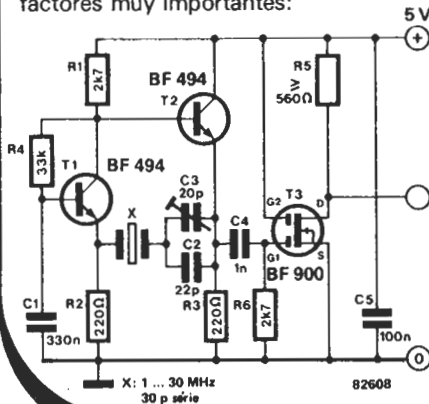
Tan claro como el «agua de roca» es que un oscilador a cristal, diseñado con tecnología CMOS, nunca será capaz de cumplir con las exigencias que acabamos de mencionar.

En tecnología TTL, se constata efectivamente una rotación de fase muy pequeña (hasta una frecuencia de 10 MHz), si bien, en la mayor parte de los casos, es imposible respetar la exigencia del segundo factor.

El montaje adjunto es capaz, por sí mismo, de respetar las dos exigencias planteadas.

Si se respetan los valores de los componentes dados en el esquema, la exigencia primera se satisface hasta una frecuencia de 30 MHz como máximo. Se podrá trabajar a frecuencias más altas, pero, en este caso, hay que sustituir los transistores T1 y T2 por transistores de otro tipo (tal como el BFR 91) y disminuir también el valor de las resistencias R1... R4.

También se respeta la exigencia segunda, puesto que se comprueba, observando el esquema, que las dos patillas del cristal están conectadas a una baja impedancia. En efecto, por un lado nos encontramos con el transistor montado en base común (T1) y por el otro lado, con un transistor montado en colector común (T2). El MOSFET que actúa como buffer de salida asegura un aislamiento prácticamente ideal entre el oscilador y el montaje que se quiere controlar.

**26****VCF de 12 dB****Filtro paso-bajo de tipo Butterworth controlado por tensión**

Desde su aparición, en los primeros años de la década de los 70, los OTAs han llegado a ser un componente clásico en los filtros controlados por tensión (VCF). Ello es especialmente cierto en el caso del OTA XR 13600, puesto que ya contiene las etapas amplificadoras-separadoras necesarias. La versión doble tiene un funcionamiento con excelente sincronismo y resulta idónea para filtros de segundo orden. Concretamente, es un filtro paso-bajo de este tipo el que vamos a considerar en este circuito. El excelente sincronismo entre los OTAs y la calidad de las etapas de amplificación-separación («buffers»), permite obtener una gama de modulación de varias décadas, que se caracteriza por su muy buena linealidad. La frecuencia límite de -3 dB del filtro (F_g) depende, por una parte, de la transconductancia g_m del OTA y, por otra parte, de los va-

lores dados a las resistencias R y R_A y a los condensadores $C/2C$. La fórmula que permite calcular F_g es la siguiente:

$$F_g = \frac{R_A \cdot g_m}{(R + R_A) \cdot 2\pi C}$$

¿Cómo se puede determinar el valor de g_m ? De forma muy simple: a la temperatura ambiente ordinaria (¡no tropical!) g_m vale $19,2 \cdot I_B$, sabiendo que I_B es la corriente que circula a través de R_C para penetrar por las patillas 1 y 16 del circuito integrado. La tensión existente en estas patillas es cerca de 1,2 V más positiva que la tensión de alimentación negativa; es decir, que para una tensión de alimentación de ± 15 V, esta tensión será de -13,8 V. Ahora es fácil cal-

cular el valor de g_m para el caso que acabamos de exponer, aplicando la fórmula anterior como sigue:

$$g_m = 19,2 \cdot \frac{U_C + 13,8 V}{2 \cdot R_C}$$

El 2 que figura dividiendo se debe al hecho de que la corriente que atraviesa a R_C se divide para introducirse en los dos OTAs (patillas 1 y 16).

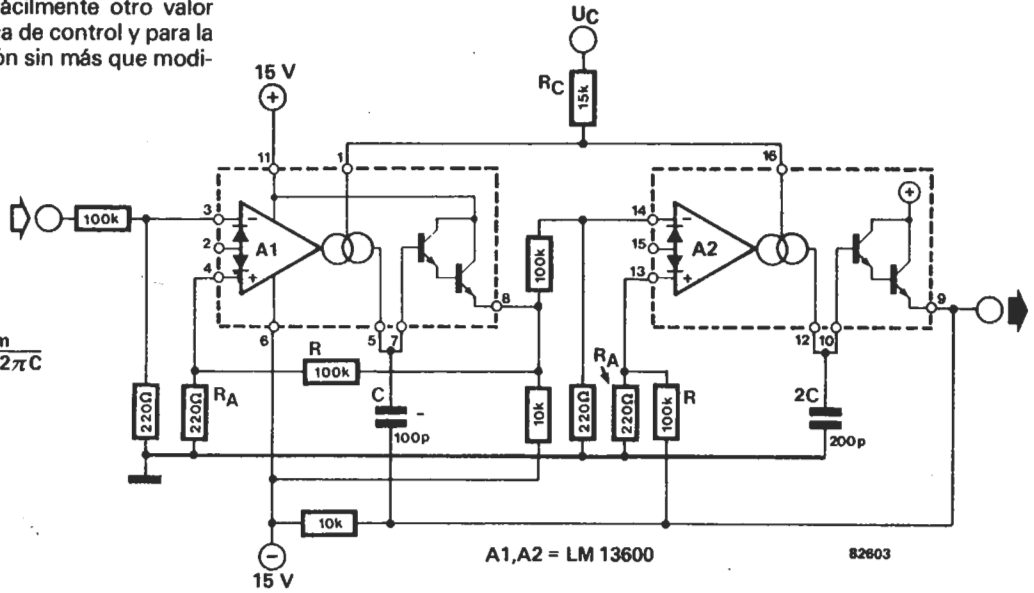
Los datos con los valores indicados en el esquema son:

característica de control: unos 2 kHz por voltio

f_g a $U_C = 0$ V : 28 kHz
 f_g a $U_C = -13$ V : 1,5 kHz
 f_g a $U_C = +6$ V : 40 kHz

Puede obtenerse fácilmente otro valor para la característica de control y para la gama de modulación sin más que modificar C y R_C.

$$F_o = \frac{RA \ gm}{(R + RA) \ 2\pi C}$$



27

filtro controlado por tensión

Con un super OTA del tipo 13600

En el esquema adjunto se muestra una aplicación del circuito LM/XR 13600 de National Semiconductor que se utiliza, en este caso, como una especie de filtro de estado variable. En el circuito se incluye una salida de filtro selectivo (u1) y un filtro paso-bajo (u2). La frecuencia central del filtro selectivo y la frecuencia de corte del filtro paso-bajo pueden ser influidas por el nivel de tensión de control u_c. Los dos condensadores de integración C determinan el margen en que estas frecuencias pueden variarse. Las fórmulas correspondientes son:

$$\rho = j\omega ; \tau = \frac{C}{S} ; S = 19,2 \cdot I_{ABC} ;$$

$$I_{ABC} \approx \frac{u_c}{2 R_C} ; R_C = 15 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{u_1}{u_i} = \frac{42 \rho \tau}{462 \rho^2 \tau^2 + 21 \rho \tau + 1}$$

(filtro selectivo paso-banda)

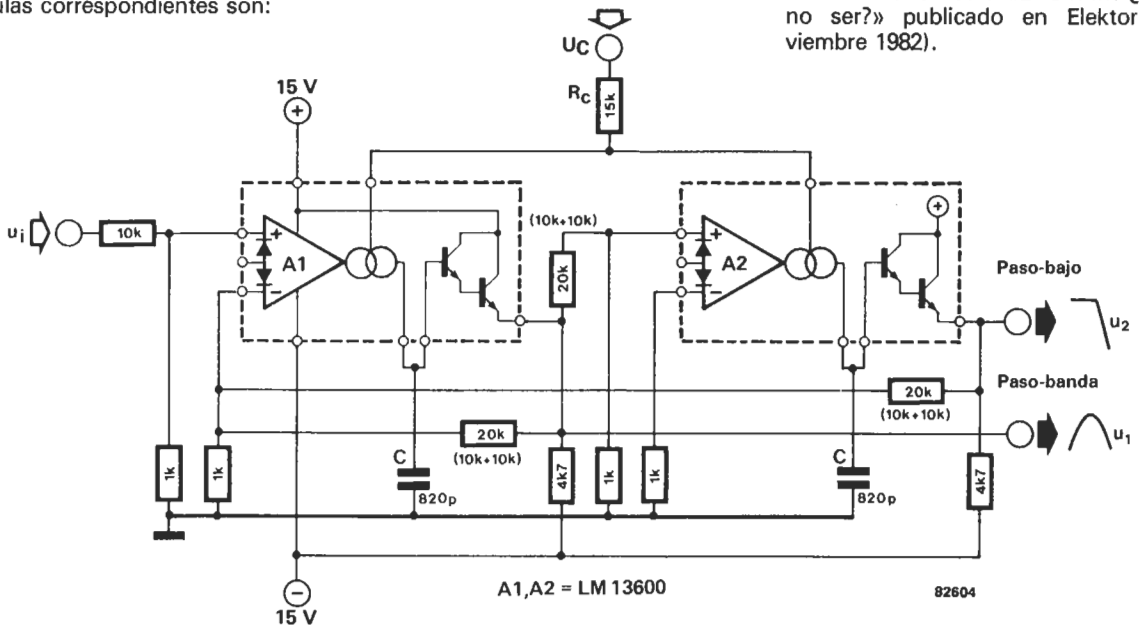
$$\frac{u_2}{u_i} = \frac{2}{462 \rho^2 \tau^2 + 21 \rho \tau + 1}$$

(filtro paso-bajo)

La frecuencia de corte puede expresarse respecto a la frecuencia central como sigue:

$$f_c \approx 1/21 \tau$$

Los interesados en esta materia pueden consultar el artículo «El OTA... ¿ser o no ser?» publicado en Elektor Noviembre 1982.



J. Meijer

28

vobulador logarítmico digital

Este circuito proporciona una salida de barrido logarítmica por medios digitales y se ha diseñado pensando en su empleo junto al generador de funciones controlado por tensión descrito en el n.º 14 de este mismo número de nuestra revista.

En el esquema del circuito aparece un contador binario de 14 bits, cuya entrada de reloj está conectada a la salida de

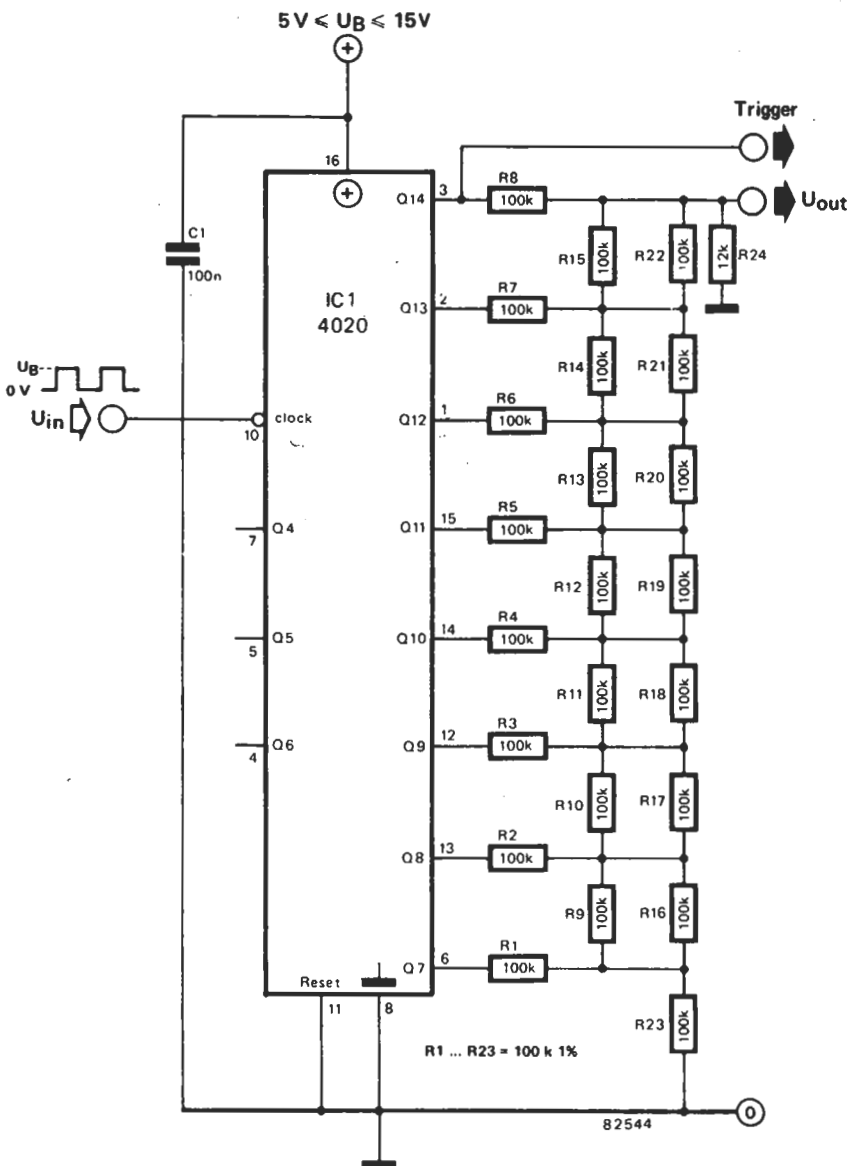
sincronismo de un generador de funciones. Las ocho salidas más altas del 4200 están conectadas a una red de resistencias que convierten el código digital en un nivel de tensión c.c. equivalente (convertidor D/A). En consecuencia, el nivel de c.c. puede variar desde 0 voltios a $1/5 \cdot U_b$ en 256 pasos. Las salidas inferiores no están conectadas, lo que significa que el nivel de tensión de c.c.

en U_{out} aumenta en un solo paso con cada 128 impulsos de reloj. Esta salida puede conectarse a la entrada de barrido de un generador de funciones controlado por tensión. La frecuencia suministrada por el generador se incrementa (y, por tanto, la frecuencia en la salida de sincronismo) cada vez que aumenta la tensión de control. Ello significa que la tensión de c.c. y la frecuencia aumentan en un régimen casi exponencial, que es exactamente lo que necesitamos para obtener un barrido logarítmico.

Cuando se conecte el punto U_{out} del generador de funciones controlado por tensión a la conexión U_{in} del vobulador, la resistencia R9 (situada en la entrada de IC2) debe sustituirse por un puente de hilo. En consecuencia, ya no habrá una tensión logarítmica en el punto U_{out} , sino solamente en la salida de IC2. El funcionamiento del conjunto se mantiene idéntico al que hemos descrito. La combinación del montaje vobulador y del generador de funciones es alimentada por una tensión de 12 V. El conjunto puede calibrarse como se indica a continuación.

Conectar temporalmente la patilla de reset del 4020 a la tensión de alimentación (+12V). A continuación, ajustar la frecuencia en la patilla 11 del XR 2206 a 80 Hz. Volver a conectar, ahora, la patilla de reset a 0 voltios. Cuando el conjunto se pone bajo tensión, la frecuencia de barrido (la frecuencia de reloj de IC1 o vobulación) comenzará en el punto más bajo (80 Hz) y se mantendrá en esta frecuencia durante casi un segundo. Transcurrido este período de tiempo, la frecuencia aumentará en un paso (o nivel) y así sucesivamente, cada vez con mayor rapidez, hasta alcanzar una frecuencia de 20 kHz.

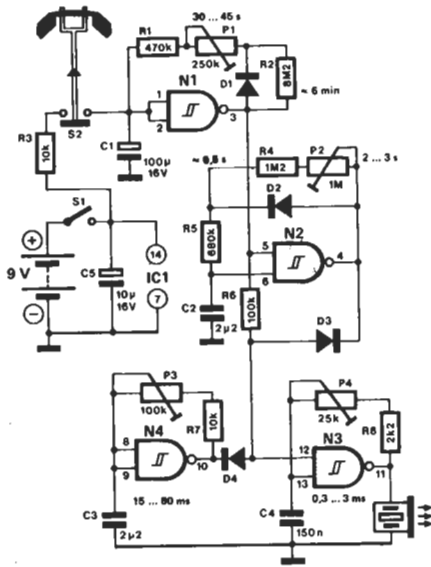
La velocidad de barrido, o de vobulación, puede doblarse conectando las resistencias R1... R8 del circuito de barrido a las salidas Q6... Q13, en lugar de hacerlo a las salidas de Q7... Q14. Conectando estas resistencias a Q5... Q12 se incrementa esta frecuencia en un factor de 2 de nuevo y finalmente, la velocidad inicial del reloj puede multiplicarse incluso por 8, mediante la conexión a las salidas Q4... Q11.



29

timbre telefónico

¡una imitación perfecta!



N1 ... N4 = IC1 = 4093
D1 ... D4 = 1N4148

A muchos adultos les sorprende el placer que experimentan los más jóvenes miembros de la casa con un teléfono de juguete. A sus ojos, el uso del teléfono es algo consustancial con la «madurez». Es un fenómeno de psicología en el que no pretendemos entrar, de ahí que únicamente nos limitemos a aportar un mayor realismo al juguete infantil. Se trata de un circuito que cada 6 ó 7 minutos hace sonar el timbre de un teléfono de juguete. Cuando el niño descuelga el «aparato», se interrumpe el sonido y el «propietario» puede entablar toda clase de diálogos imaginarios con sus «relaciones sociales». Al colgar el teléfono, el circuito vuelve a temporizar. Al cabo de 6 a 7 minutos volverá a sonar y lo hace de una forma «cuasi-perfecta», digna de haber vencido en un concurso de imitaciones. El circuito se basa en cuatro disparadores Schmitt N1... N4, configurados, cada uno, como oscilador. El sonido audible es producido por N3 y N4. El disparador Schmitt N3 emite la frecuencia de base que modulará la señal emitida por N4. Naturalmente, este conjunto no debe oscilar permanentemente y de

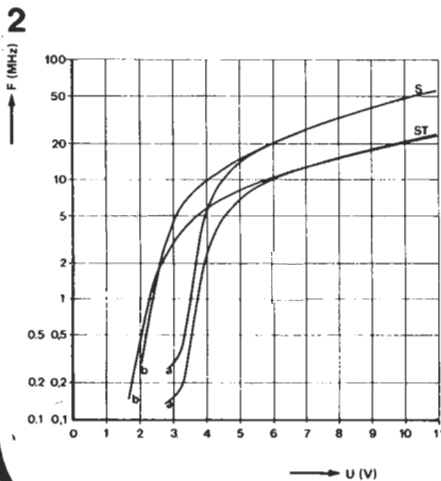
ello se encarga el circuito de temporización construido entorno a N1. El intervalo entre llamadas es de unos 6 minutos, pero si el niño exige una mayor frecuencia se le puede complacer reduciendo el valor de C1. En todo caso, el sonido del timbre siempre se puede interrumpir al descolgar el aparato. En el esquema se incluyen dos interruptores cuya función es esencial. S2 es un pulsador, cerrado en reposo, que debe montarse de tal manera que cuando se descuelgue el teléfono, la entrada de N1 quede inmediatamente conectada a la tensión de +9V, a través de la resistencia de 10k. En ese preciso momento, el oscilador queda bloqueado y se interrumpe el sonido del timbre. Cuando se descuelga el teléfono, el oscilador N1 se «pone a trabajar»; es decir, al cabo de 6 a 7 minutos volverá a sonar el timbre... a condición de que S1 esté siempre cerrado. Este interruptor asegura la función de conexión/desconexión del circuito, lo que resulta imprescindible para la salud mental de los padres, abuelos y demás miembros de la familia.

30

oscilador TTL controlado por tensión

N. Rohde

¡sin circuitos integrados especiales!



Todos conocemos el problema que se plantea cuando se necesita urgentemente un VCO y no se encuentra en el comercio el circuito integrado ideal, por tratarse de un componente muy especializado. Como no queremos que estas dificultades le «encanezcan», le presentamos nuestra solución en forma de un pequeño circuito VCO-TTL que proporciona resultados muy satisfactorios. Cuando un oscilador debe proporcionar una frecuencia variable, es deseable recurrir al control por tensión. Para el control de la tensión puede emplearse un potenciómetro de ajuste manual o bien un circuito de control especializa-

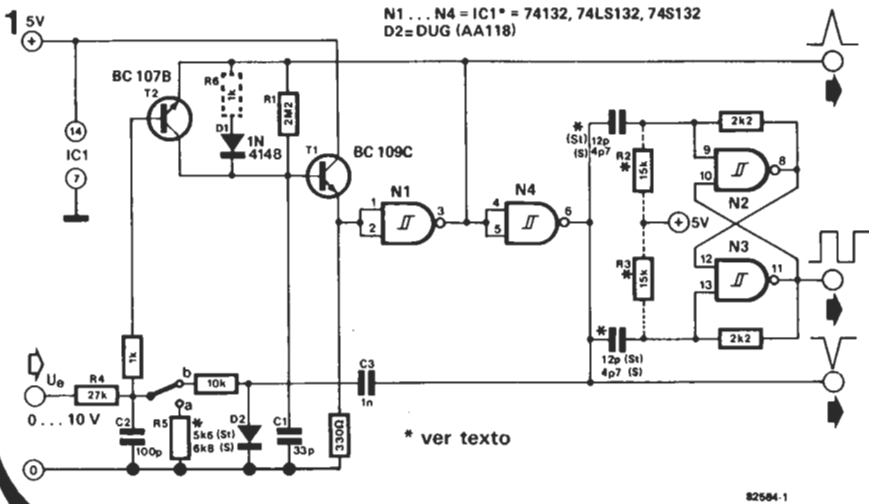
do. Para que tenga carácter universal, el circuito debe tener una amplia gama de frecuencias y alimentación con el fin de poder adaptarse a la mayor parte de las aplicaciones. Nuestro circuito particular dispone de una gama de frecuencias con un factor 1:1000 y puede utilizarse desde la BF hasta 50 MHz. La base del circuito es un oscilador más que convencional: un disparador Schmitt en TTL. Un seguidor de emisor, realizado con T1, precede al disparador N1, del que aumenta la resistencia de entrada, y permite valores altos para la resistencia de realimentación R1. A continuación hay una etapa de

control de la frecuencia en paralelo con R1. La inclusión de D1 garantiza una carga rápida del condensador, que se descarga a través de T2. Esta descarga es controlada por la tensión de entrada U_i . Por consiguiente, la salida de la puerta consiste en un tren de impulsos de forma puntiaguda con una frecuencia variable. Estrictamente hablando, R1 es superflua, pero contribuye a garantizar el «cebado» del oscilador incluso en ausencia de una tensión de control en la entrada. La duración del impulso varía en fun-

ción del tiempo de propagación del disparador N1; en tecnología TTL «standard» y en tecnología TTL-LS es de unos 30 ns y en TTL-S sólo es de 15 ns. Debido a la gran brevedad del impulso (casi inutilizable directamente en la mayor parte de los casos), se le hace pasar a través de un divisor por dos que lo restituye con una relación cíclica simétrica. Según el tipo de circuito utilizado, el límite de la frecuencia de este divisor es de 15 MHz (TTL y TTL-LS o de 30 MHz (TTL-S)). Teniendo en cuenta que la capacidad del condensador de acoplo es

muy pequeña, hay que evitar cualquier carga capacitiva excesiva al nivel del cableado; también se recomienda desacoplar la tensión de alimentación entre las patillas 7 y 14 del circuito integrado TTL, mediante un condensador cerámico de 10 a 100 nF.

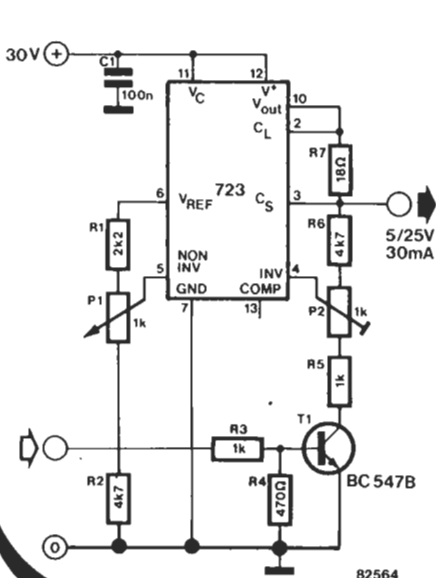
Para los circuitos integrados de tecnología TTL y TTL-LS, hay que prever las resistencias R2 y R3 para impedir que oscile el divisor. Una realimentación negativa simple permite linealizar el circuito de control, realizado alrededor de T2: se trata de una red de enclavamiento (C3/D2) y de filtro (C2). En los bornes de C2 aparece una tensión negativa proporcional a la frecuencia, que se opone a la tensión de control en la base de T1. R4 determina la eficacia de la realimentación negativa y se ha diseñado, en este caso, para una gama de tensiones de control de 0 a 10 V. Si se dispone de una tensión de control más elevada, se puede aumentar el valor de R4, lo que mejora la linealidad al mismo tiempo. En la figura 2 se ilustra la curva de respuesta del oscilador según la tecnología empleada: TTL-LS = curva St; Schottky = curva S; TTL = curva S. La realimentación negativa puede suprimirse con la ayuda de S1; las curvas que tienen la indicación «b» corresponden a la posición «b» de S1, esto es: con realimentación negativa.



82584-1

31

25 V: una tensión para programar EPROMs



82564

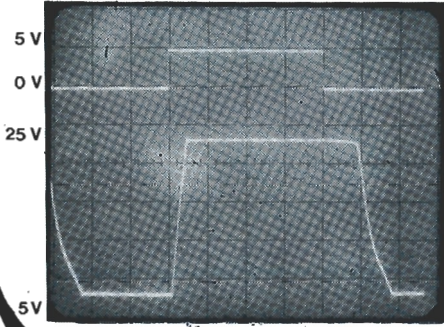
El nivel de precio de las EPROMs más modernas es la prueba de su popularidad y se puede afirmar sin miedo a equivocarse que son programadas por millones de usuarios. Tomemos por ejemplo una de las EPROMs más concidas: la 2716 (que no requiere más que una sola tensión de programación de 25 V). En régimen de utilización normal, la tensión aplicada es de 5 V y la de 25 V sólo hace su aparición en el curso de la programación. No obstante, no queda prohibido mantener esta última tensión durante el procedimiento de verificación de una EPROM recientemente programada. Esta observación no es válida para todas las clases de EPROM disponibles en el mercado, ya que en algunas de ellas hay que conmutar continuamente ambas tensiones. De lo anterior se deduce que una fuente de alimentación adecuada para

EPROMs ha de satisfacer ciertos requisitos: simplicidad, rapidez (un criterio subrayado por el fabricante que exige, por ejemplo, una velocidad comprendida entre 0,5 y 2 μ s), precisión (sin peligro de tensión insuficiente o excesiva) y protección contra los cortocircuitos. Todo lo anterior lo cumple perfectamente nuestro viejo conocido: el 723.

Como se muestra en el esquema, el montaje es el de una alimentación de 5 voltios ordinaria. La tensión de referencia existente en la patilla 6 se lleva a 5 V mediante la acción del potenciómetro P1 y se transmite a la entrada no inversora (patilla 5). Mientras que T1 se mantiene bloqueado, la totalidad de la tensión de salida se transmite a la entrada inversora (patilla 4) y la salida se encuentra, por consiguiente, a 5 voltios.

R7 se «encarga» de la limitación de la corriente.

¿Pero qué ocurre con la tensión de 25 V que necesitamos? Se obtiene modificando el bucle de realimentación nega-



tiva de la patilla 4. La tensión de salida se aumenta añadiendo un divisor de tensión a esta sección del circuito. T1 activa el divisor de tensión. Tan pronto como se excita la base del transistor, el 723 proporciona la tensión de 25 voltios. Para obtener diversos niveles de tensión, habrá que modificar los valores de R5, R6 y P2.

El procedimiento de calibración es el siguiente. Utilizar P1 para ajustar la tensión de salida a 5 voltios sin excitar a T1. A continuación, excitar T1 aplicando 5 V a R3 y ajustar la tensión de salida a 25 V con P2. ¡Eso es todo lo que hay que hacer!

En el oscilograma adjunto, la traza superior representa la señal que controla T1 (entre 0 y 5 voltios) y la traza inferior muestra la señal de salida. El C.I. 723 es

especialmente rápido debido a que, en este caso, no se utiliza la patilla 13 (entrada de compensación de frecuencia). Ha de hacerse notar también que es preciso que transcurra un cierto tiempo (unos 2 μ s) antes de que la tensión de salida vuelva a tomar un nivel bajo, aunque la señal de control tenga ya nivel bajo. Ello se debe al hecho de que T1 tarda algún tiempo en bloquearse de nuevo. Si este fenómeno resultara molesto para la aplicación que hayamos elegido, se puede suprimir sustituyendo T1 por un interruptor CMOS (por ejemplo, el 4066) o por un FET (un BS 170 sirve perfectamente). En este caso, se puede suprimir R3 y R4. El empleo de un verdadero transistor de conmutación (un BSX 20) proporciona también resultados muy satisfactorios.

E. Stöhr

32

convertidor de alta tensión

Fuente de alimentación para laboratorio de 0 V a 10.000 V...

El convertidor de alta tensión que le proponemos se ha concebido en dos versiones. A partir de una fuente de alimentación de 30 voltios, el circuito que presentamos puede proporcionar una alta tensión desde 0 a 3 kV (tipo 1) o de 0 a 10 kV (tipo 2). Las puertas N1... N3 están conectadas como multivibrador astable (MVA) y excitan a la configuración Darlington T1/T2 con una señal de onda cuadrada de 20 kHz. Los transistores no se llevan a estado de saturación por medio de esta pequeña corriente, que está limitada por la resistencia R4 y, por consiguiente, pueden pasar al corte con gran rapidez.

Este desacoplo rápido produce un impulso de unos 300 V en el devanado primario de Tr1. En el devanado secundario se dispone, entonces, de una alta tensión cuyo valor es función de la relación de los números de espiras de cada uno de los devanados. En el subconjunto rectificador I tiene lugar una rectifica-

ción de una sola alternancia. La versión II dispone de una etapa suplementaria constituida por una cascada de rectificación (multiplicador de tensión), lo que explica por qué la versión II es capaz de proporcionar una tensión de salida tres veces mayor que la disponible en la versión I.

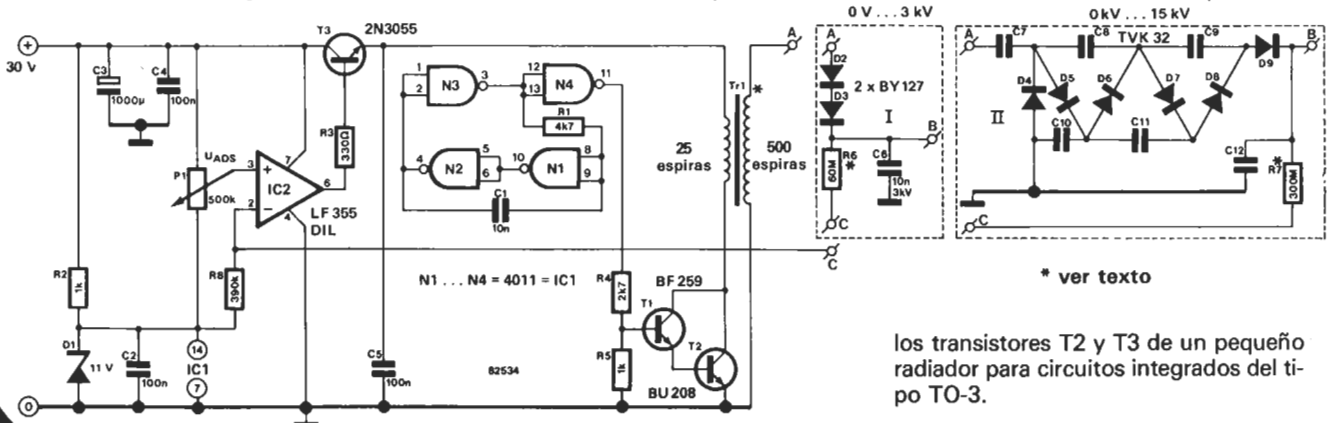
IC2 regula la tensión de salida. El amplificador operacional compara la tensión a través de P1 con la existente en la unión de los divisores de tensión R6/R8 ó R7/R8. Si la salida es superior al nivel de tensión preestablecido, IC2 reducirá la tensión de alimentación de la etapa de salida a través de T3. La parte más importante del circuito es el transformador. Aun cuando sea bastante esencial, su construcción no es tan crítica. Se pueden emplear distintos tipos de núcleos de ferrita que tengan un diámetro de unos 30 mm. El núcleo no debe tener entrehierro ni poseer una in-

ducción cuyo valor se sitúe en las proximidades de 2000 nH.

El devanado primario está constituido por 25 espiras (de 0,7 mm a 1 mm de diámetro) de hilo de cobre esmaltado y el secundario por 500 espiras de hilo de cobre de 0,2 a 0,3 mm de diámetro. Los devanados primario y secundario deben estar adecuadamente aislados entre sí. Con respecto a las altas tensiones, el constructor debe prestar especial atención a los puntos siguientes:

- El condensador C6 debe ser capaz de soportar una tensión mínima de 3 kV.
- Para evitar la aparición de cargas disruptivas, las resistencias R6 y R7 estarán constituidas por varias resistencias individuales de 10 mega-ohmios, conectadas en serie.

El consumo de corriente del montaje es del orden de 50 mA (sin carga) y de 350 mA cuando la potencia suministrada está comprendida entre 2 y 3 vatios. Se recomienda encarecidamente proveer a



* ver texto

los transistores T2 y T3 de un pequeño radiador para circuitos integrados del tipo TO-3.

33

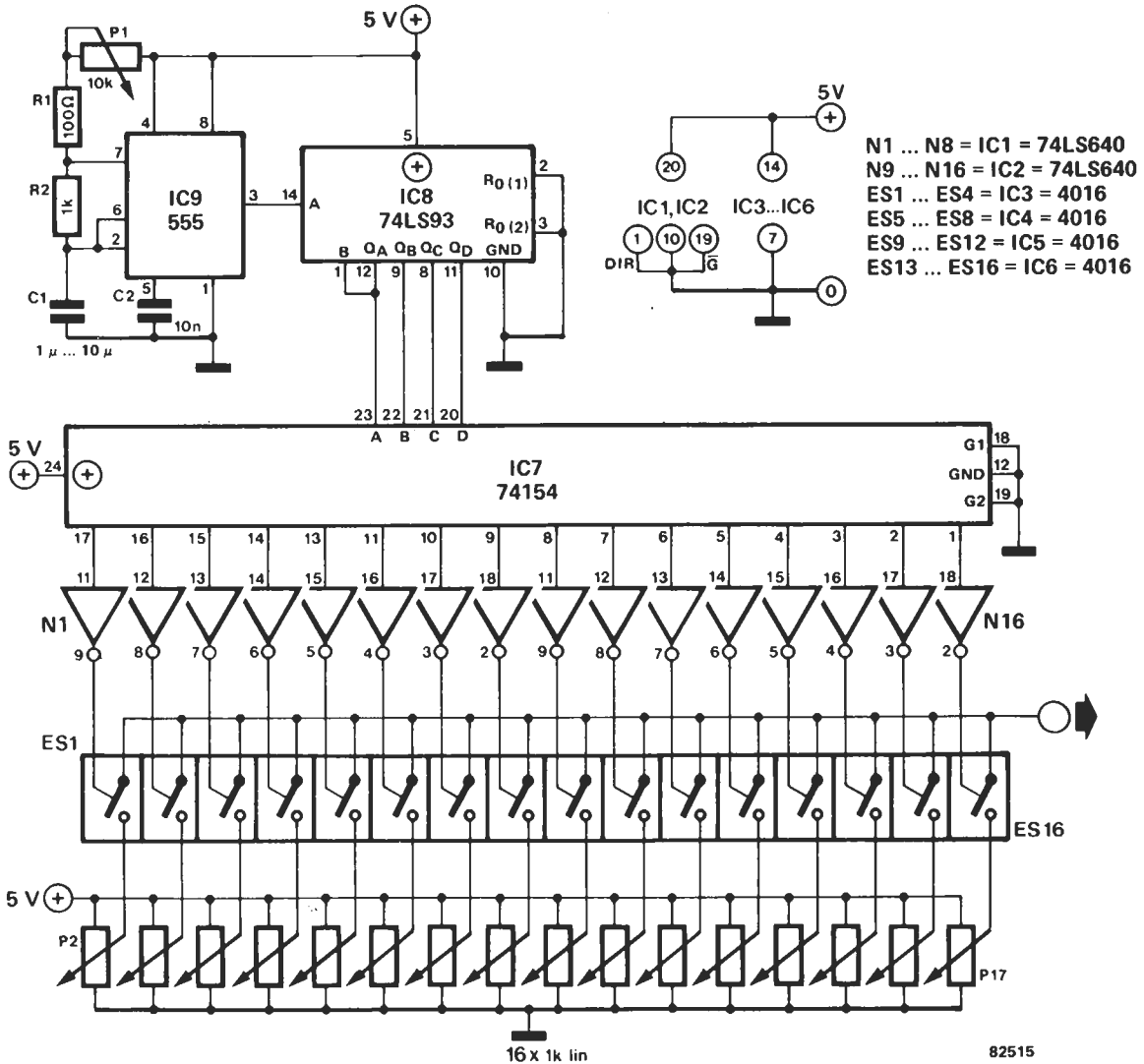
oscilador gráfico

Un generador de formas de onda

El título de este montaje no recuerda vamente la noción de ecualizador gráfico. La idea que ha regido el nacimiento del oscilador gráfico es también la de permitir la lectura directa de la curva de respuesta elegida, considerando simplemente las posiciones de un cierto número de potenciómetros deslizantes. La única diferencia es que en el montaje que presentamos no se trata de definir una curva de respuesta, sino la representación de una forma de curva. Si se considera detenidamente el esquema adjunto del oscilador gráfico se ve inmediatamente de que se trata. Se define un nivel de tensión continua entre 0 y 5 V con la ayuda de los potenciómetros P2 a P17. Estas tensiones variadas se aplican a los interruptores electrónicos ES1... ES16 y luego, están disponibles en la salida del montaje.

Podríamos considerar que aquí hemos acabado la descripción del montaje al haber alcanzado el objetivo de nuestros esfuerzos, aunque, no obstante, hay una característica adicional interesante que el circuito tiene que ofrecer. Cuando se conecta un osciloscopio a la salida, aparece en la pantalla una forma de onda que puede ajustarse hasta contener 16 escalones. El número de escalones depende de la posición de los diversos interruptores (aunque sólo a condición de accionar los interruptores a una velocidad suficiente). La parte superior del esquema es la que se «encarga» del control del ritmo de conmutación que se repite indefinidamente. El contador IC8 proporciona, en sus salidas, al ritmo de los impulsos generados por IC9, una configuración de bits que representa, en forma binaria,

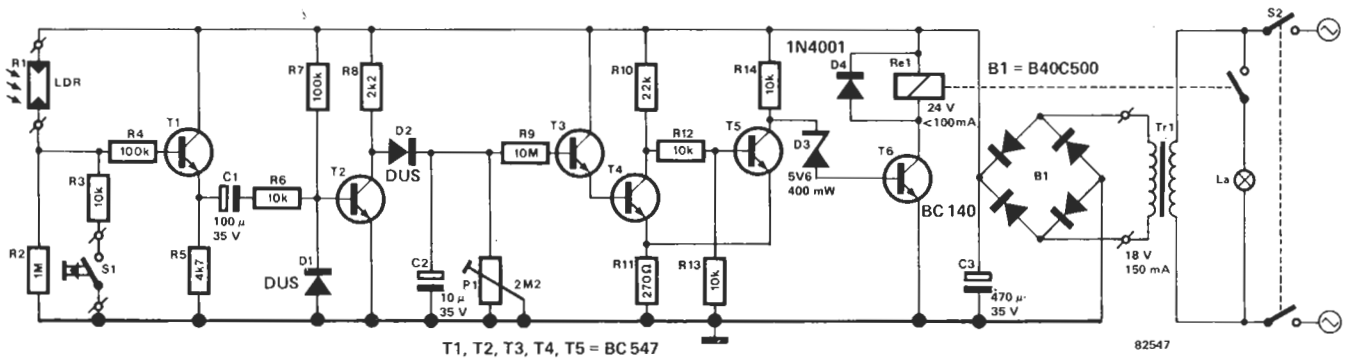
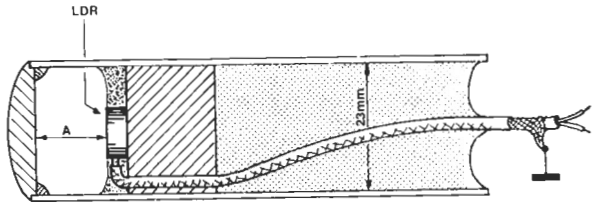
los números decimales que van de 0 a 15. Estos controlan al multiplexor IC7, de modo que su salida pase a nivel bajo siempre que los datos de entrada se direccionen hacia la salida correspondiente. Veamos un ejemplo: si A = «1», B = «0», C = «1» y D = «0», la salida 5 de IC7 estará a nivel bajo («0»). Los interruptores electrónicos se cierran con un nivel lógico alto («1») lo que explica la presencia de los 16 inversores (N1 a N16) que hacen que una tensión continua correcta se aplique a la salida. Se puede variar la frecuencia de reloj dentro de una gama relativamente amplia, accionando el potenciómetro P1 y el condensador C1. Con C1 = 1 nF, se dispone de una gama teórica de frecuencias que va de 123 a 710 kHz; si C = 10 µF, la frecuencia podrá variar de 123 a 710 Hz.



34

encendido automático del alumbrado exterior

El objeto de este circuito es encender automáticamente una luz exterior para iluminar la entrada de su casa al llegar una visita. El principio del montaje se basa en una fotorresistencia LDR, sobre la cual incide la luz de un farol, por



ejemplo. La LDR está montada de modo que esta iluminación queda interrumpida cuando alguien se presente en la puerta de entrada. Con el fin de obtener un efecto directivo adecuado, se montará la LDR en un trozo de tubo de manera que haya suficiente luz incisa sobre la LDR. Esta última está conectada al resto del montaje a través de cable blindado. Si la iluminación de la LDR queda in-

terruptida por la alta estatura de un visitante, aumentará la resistencia de la LDR, con lo que el transistor T1 emitirá un impulso negativo, que llegará al transistor T2 a través de C1 y de R6. T2 estaba inicialmente en estado conductor, pero queda bloqueado durante el impulso negativo. Mientras dura este bloqueo, el condensador C2 puede cargarse a través de R8 y de D2. Cuando la tensión existente en los bornes del condensador es superior a 2 voltios aproximadamente, el disparador Schmitt, construido sobre la base de T3, T4 y T5,

basculará, T6 se hará conductor, se activará el relé y se encenderá el alumbrado exterior. La velocidad a la que se descarga C2 se ajusta por medio de P1. Cuando la tensión en los bornes de C2 cae por debajo de 1,5 V, el disparador Schmitt vuelve a estado de reposo, T6 se pondrá al corte desactivando el relé y apagando, en consecuencia, la luz. La duración máxima que se puede seleccionar con la ayuda de P1 es del orden de un minuto. Si se quiere conseguir una mayor duración, hay que aumentar el valor de C2. En paralelo con la resistencia R2 hay otra resistencia y un pulsador S1. Este interruptor está montado en la puerta de modo que se cierra mientras la puerta esté abierta. En estas condiciones, la luz estará encendida y se apagará al cerrar la puerta. Cuando se instale el fotodetector provisto de la LDR, es importante que el tubo que contiene la LDR (y la lente) queda situado, con respecto a la fuente de luz, de modo que la tensión medida en la unión de R1 y R2 no sea inferior a 3 voltios y no superior a 20 voltios. De ser así, podemos garantizar el funcionamiento perfecto del montaje.



35

sonda
lógicaIndicación instantánea
de estados lógicos

Todo queda dicho al echar un vistazo al esquema del circuito. El transistor T1 y sus componentes inmediatos (R3, R4, D5 y D6) constituyen una fuente de corriente para los diodos LED D3 y D4. De esta forma y dentro de ciertos límites, la corriente que circula a través de los LEDs es de unos 12 mA con independencia del valor de la tensión de alimentación. Los cátodos de los LEDs están unidos a masa a través de N1 o de N2, inversores que provocarán su iluminación.

Los LEDs se encienden y se alimentan por medio de una fuente de corriente constante. La función de la segunda parte del montaje depende de la tensión aplicada a la conexión «libre» de R1. Si, por ejemplo, se le aplica una tensión elevada (con respecto a masa), N1 invertirá este nivel lógico alto y, por consiguiente, pondrá a masa el cátodo de D3. El diodo LED D3 se iluminará para indicar la presencia de un nivel lógico alto («1»). Por su parte, D4 permanece apagado, ya que su cátodo está al nivel lógico alto. Sólo se iluminará cuando se aplique a R1 una tensión muy pequeña (inferior a 1/3 de la tensión de alimentación). En este caso, este nivel lógico bajo («0») se transmite al cátodo de D4, después de haber sufrido una doble inversión. Los diodos D1 y D2 sirven para asegurar la protección del montaje contra una tensión de entrada que sea superior a 100 voltios.

La resistencia de entrada de alta magnitud R2 (10 mega-ohmios) tiene varias funciones. Limita la carga presentada al circuito objeto de prueba.

También corta la entrada del primer inversor N1 cuando está desconectada la entrada de prueba. De esta forma, el montaje no se pondrá a «desvariar» en caso de aplicación a la entrada de medida de cualquier señal parásita. El conjunto nos proporciona una sonda lógica muy sencilla, capaz de detectar los niveles lógicos en TTL y en CMOS.

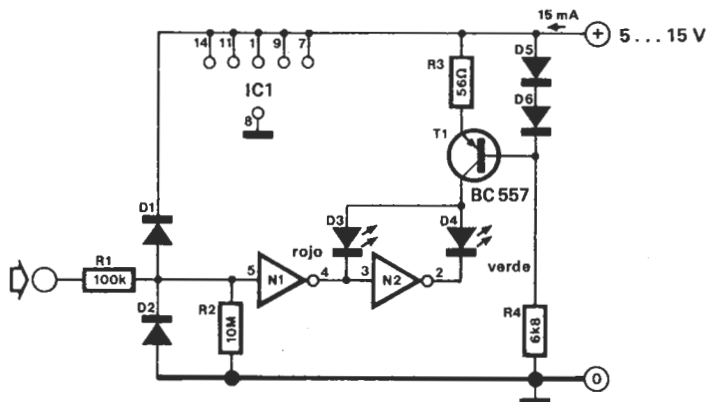
Para los montajes TTL, los niveles lógicos detectados por la sonda lógica no corresponden exactamente a los valores normalizados. Ello es perfectamente suficiente para una medida aproximada. Si se aplican a la entrada del montaje una serie de impulsos, los dos LEDs se iluminarán en función de la frecuencia de la señal. A no ser que la frecuencia sea muy reducida, ambos LEDs aparecerán.

La sonda lógica no precisa de alimentación propia. Posee, en efecto, un dispositivo de adaptación automática de nivel, puesto que la tensión de alimentación de la sonda se toma directamente del montaje bajo examen. Ello permite que la sonda lógica reaccione correctamente a los niveles lógicos del montaje «paciente».

La sonda puede alojarse dentro de un trozo de tubo de plástico o incluso en el

interior de un bolígrafo grande. El «lápiz» lógico tiene en uno de sus extremos una punta de medida y en el otro dos cables de conexión provistos de pinzas (de cocodrilo o de prueba). Basta, entonces, con conectar las dos pinzas (¡respetando la polaridad!) a la alimentación del montaje objeto de examen, para leer en los LEDs el nivel lógico del punto con el que entra en contacto la punta de prueba.

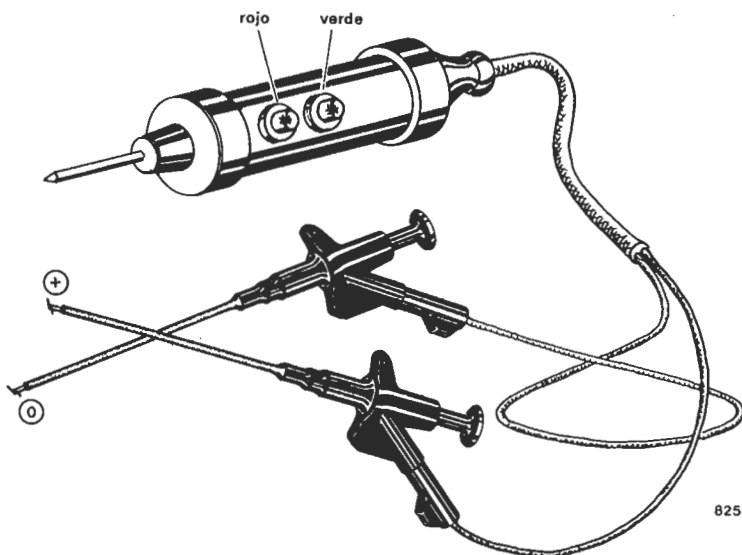
1



D1,D2,D5,D6 = 1N4148
N1,N2 = 1/2 IC1 = 4049

82529

2



82529

J. Meijer

36

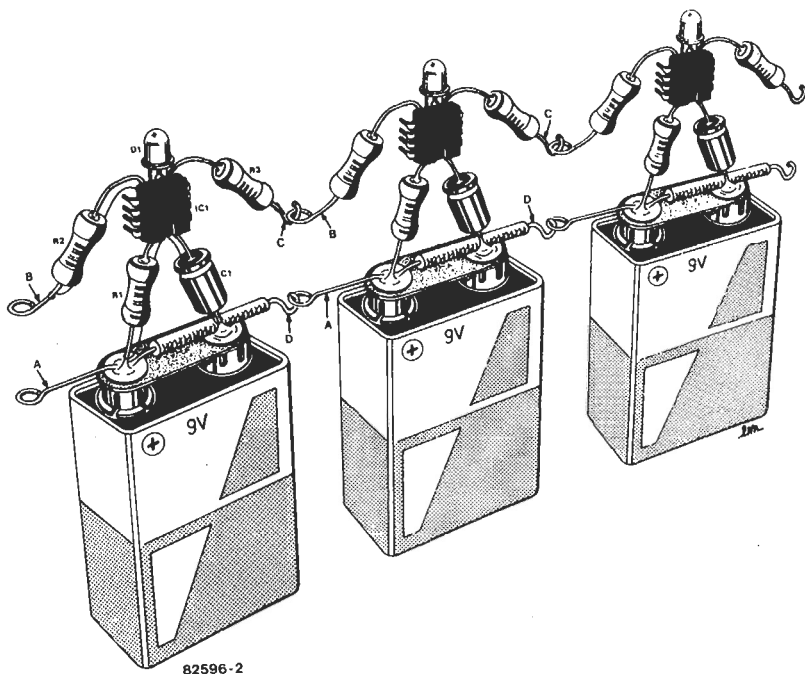
clignoty

¡Una nueva criatura en el mundo de la electrónica!

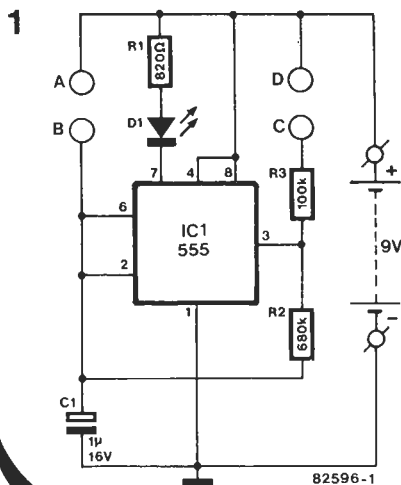
La electrónica puede atravesar las fronteras de la Tierra y crear criaturas extra-terrestres. Le presentamos a una de ellas: Clignoty. Se trata de un ser mítico nacido de la mano y de la imaginación fértil de un electrónico.

Su construcción interna se muestra en la figura 1. El corazón de Clignoty es un circuito temporizador del tipo 555, que trabaja como generador de señales rectangulares. El LED que parpadea no está conectado a la salida (patilla 3), como muchos lectores podrían esperar, sino a la salida de descarga en la patilla 7. La razón de esta peculiaridad es el hecho de que la salida normal se utiliza para

2



mamente conectadas a la pila a través del conector adecuado. Los dos brazos, dos resistencias, se terminan en un gancho uno de ellos y en ojete el otro. Lo mismo se aplica a las conexiones A y D (no hay que olvidarse el manguito aislante). Finalmente, hay que asociarlos como se ilustra en la figura 2, con lo que las conexiones eléctricas quedarán establecidas de forma automática.



excitar los demás miembros de la familia de Clignoty. Puesto que se trata de seres simbióticos, se puede conseguir una familia completa viviendo en completa armonía.

En la figura 2 se muestra el aspecto exterior de una familia de esta naturaleza. Las piernas, constituidas por una resistencia y un condensador, están fir-

37

salvavarda de la memoria

...en caso de fallo de la alimentación

Para las memorias RAM volátiles nada hay más enojoso que la desaparición momentánea de la tensión de alimentación. Si acontece tal fallo, se producirá inevitablemente la «volatilización» de los datos almacenados en la RAM. Dada la importancia de esta pérdida de in-

formación, se han concebido muchos circuitos para subsanar el problema. El montaje que presentamos constituye también una solución.

Para empezar se añade a la alimentación original un puente rectificador B2, un relé Re1 que tiene una resistencia en se-

rie R1 (contacto de ruptura) y una fuente capaz de suministrar una tensión de «socorro» de 10 a 15 voltios. El montaje debe ser capaz de detectar también, con la mayor rapidez posible, la desaparición de la tensión de alimentación primaria. Tan pronto como Re1 ya no esté

activado, las pilas entran en acción. Para realizar esta transferencia es preciso invertir un cierto tiempo. Durante este intervalo, el condensador C1 debe ser capaz de suministrar la corriente necesaria.

Cualquier pequeña caída de tensión en los bornes de este condensador la compensará el regulador IC1. También puede utilizarse un relé de c.a. y, en este caso, puede suprimirse el rectificador en puente B2. Cuando se utiliza un relé de corriente continua, su tensión de mantenimiento debe ser unos 1,2 voltios inferior a la del secundario del transformador. La siguiente fórmula debe aplicarse para establecer el tipo correcto.

$$R_1 = \frac{2/\pi \cdot U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} - U_m - 1,2}{I_m}$$

$$I_m = \frac{U_m}{R_{\text{Re1}}}$$

luego:

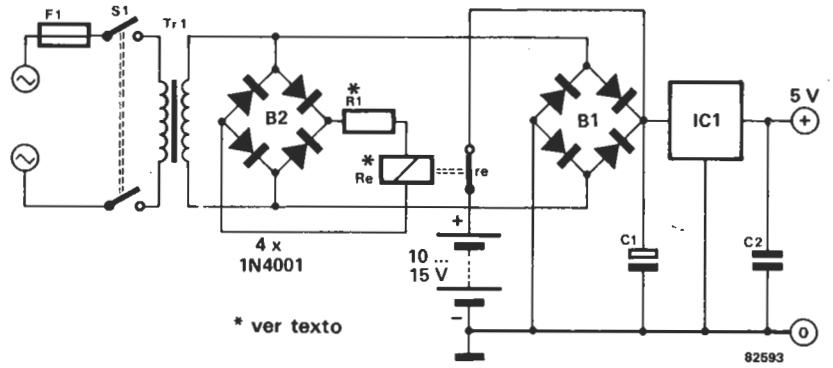
$$R_1 \approx \frac{(0,9 \cdot U_{\text{eff}} - 1,2 - 1) R_{\text{Re1}}}{U_m}$$

en donde:

- R₁ = resistencia en serie (en ohmios)
- R_{Re1} = resistencia de la bobina del relé
- U_m = tensión de umbral
- I_m = corriente de umbral

y 1,2 V es la caída de tensión admisible a través del rectificador en puente. El relé tiene una inercia suficiente para efectuar la «soldadura» durante los períodos (cortos) en el curso de los cuales la tensión o la corriente cae por debajo del valor de mantenimiento del relé. Sin embargo, atraeremos su atención, una vez más, sobre el hecho de que la inercia del relé debe ser pequeña con respecto a la de C1. Cuanto más estrictas sean las tolerancias funcionales, tanto más rápida será la conmutación a la fuente de ali-

mentación de reserva. Hay que tener presente que esta última no ha de alimentar necesariamente al sistema completo, sino solamente a las RAMs. De este modo, el acumulador durará mucho más. También puede asegurarse la recarga de este acumulador a partir de la tensión existente en los bornes de C1, a través de una resistencia en serie. Esta resistencia se colocará en paralelo con los contactos del relé y su valor dependerá del tipo y características del acumulador (NiCad) que se utilice.



38

medidor de campo

... con salida de audio

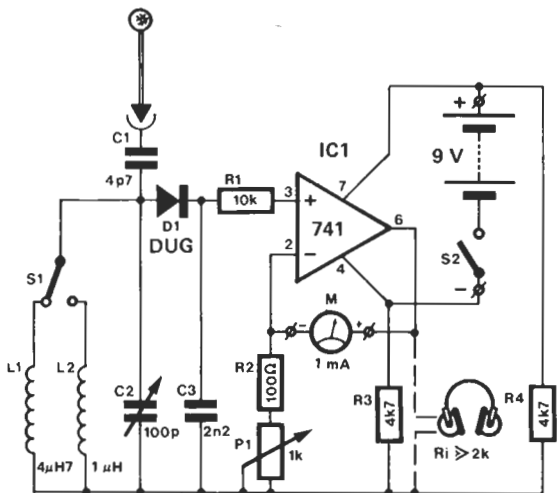
Un medidor de campo es un instrumento de gran utilidad para determinar la característica de radiación de una antena direccional. Dicho de otro modo, se trata de una herramienta casi indispensable.

Una antena auxiliar muy corta recupera la señal de alta frecuencia emitida. L1 o L2 y C2 constituyen una red resonante paralelo, que es posible sintonizar entre 6 y 60 MHz. A continuación, la señal de RF se alimenta al diodo D1, que consti-

tuye una etapa demoduladora/rectificadora. Finalmente, la señal se encamina a la entrada no inversora del amplificador operacional IC1. La ganancia de este amplificador operacional y, por consiguiente, la sensibilidad del medidor de 1 mA a fondo de escala se ajusta mediante P1.

A lo largo de su verificación en el laboratorio el prototipo se mostró muy sensible y altamente selectivo.

El medidor de campo es utilizable para una amplia variedad de aplicaciones: por ejemplo, con la ayuda de la antena auxiliar, podemos emplearlo para auscultar las diversas etapas de un emisor. Si se conecta un casco auricular de alta impedancia (no inferior a 2K2), entre la salida del operacional y masa, se obtiene un receptor/detector que permite controlar la modulación de sonido propia del emisor.



39

amplificador de potencia estéreo

¡Con un solo circuito integrado!

El circuito integrado de National Semiconductor LM 2896, contiene no uno, sino dos amplificadores de salida de alta calidad. Por otra parte, es capaz de funcionar a una tensión de alimentación que puede llegar hasta 15 voltios. La potencia suministrada por este circuito integrado es de 2,5 vatios por amplificador sobre una carga de 8 ohmios y con una tensión de alimentación de 9 voltios.

Cuando se montan los dos amplificadores en puente. La potencia se eleva hasta 9 W. Habida cuenta del número muy restringido de componentes adicionales necesarios, este montaje resulta idóneo para su incorporación al automóvil, bien sea bajo la forma de amplificador para emisora de AM/FM, o bien como amplificador adicional («booster»).

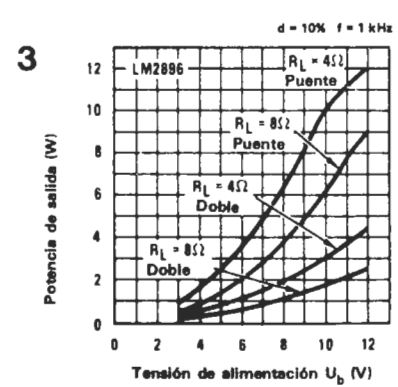
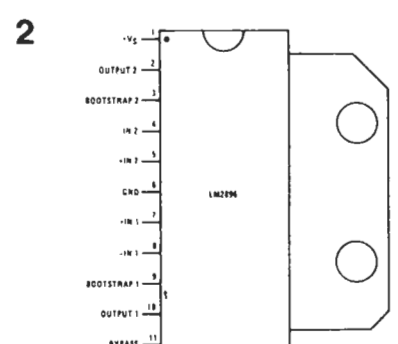
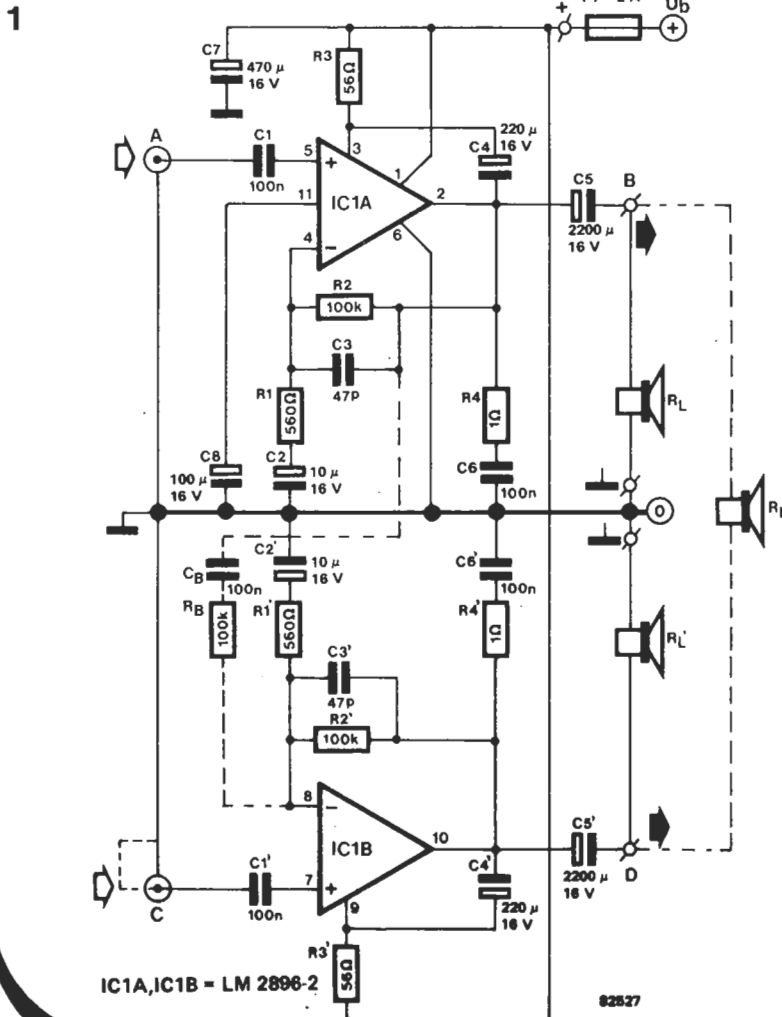
En la figura 1 se muestra el esquema del montaje. Se descompone en dos partes idénticas: una para el canal derecho y otra para el canal izquierdo. La realimentación negativa está asegurada con la ayuda de las resistencias R1, R2 y del condensador C2; el ancho de banda viene determinado por el condensador C3 montado en paralelo con R2 (los componentes del segundo canal tienen la misma denominación que los del primero, a los que se les ha añadido un apóstrofe). La red R4/C6 asegura la estabilidad del montaje. R3 y C4 sirven, por su parte, para la elevación artificial de la impedancia («bootstrapping») y permiten así aumentar la capacidad de modulación del amplificador. El condensador C8 sirve para eliminar los últimos sobrepulsos de la tensión de ali-

mentación. Cuando se trabaja en modo estereofónico, es necesaria la inclusión de condensadores de acoplo (C5) en la salida.

En la figura 2 se muestra el trazado de pistas de cobre y la disposición de los componentes para la versión estereofónica, con el empleo de un solo circuito integrado. Un potenciómetro logarítmico de 10k, situado en la entrada, es suficiente para controlar el volumen de salida. Cuando se utiliza el amplificador en «modo puente», han de realizarse algunos cambios, que se indican mediante líneas de trazos tanto en el esquema como en el circuito impreso. Evidentemente, para conseguir alta potencia en estéreo, es necesaria la colaboración de dos circuitos completos.

En la figura 3 se ilustra la curva característica que indica la relación entre la potencia de salida y la tensión de alimentación del amplificador, para diferentes modos y cargas.

Cuando se trabaja en «modo puente», deben añadirse RB y CB y eliminarse los condensadores de acoplo C5, sustituyéndolos por puentes de hilo conductor. Además, habrá que conectar a masa la entrada de IC1B (punto C en el cir-



IC1A, IC1B = LM 2896-2

82527

cuito impreso) y deberá conectarse el altavoz entre los puntos B y D del circuito impreso.

Hay que tener presente que para aplicaciones de alta potencia, el circuito integrado requerirá un radiador térmico adecuado (sobre todo, en el caso de montaje en puente). La caja en la que se aloje el montaje puede servir eventualmente de elemento refrigerador.

Lista de componentes

Resistencias:

- R1, R1' = 560 Ω
- R2, R2' = 100 k
- R3, R3' = 56 Ω
- R4, R4' = 1 Ω
- R_B = 100 k (sólo para montaje en puente)

Condensadores:

- C1, C1', C6, C6' = 100 n
- C2, C2' = 10 μ/16 V
- C3, C3' = 47 p
- C4, C4' = 220 μ/16 V
- C5, C5' = 2200 /16 V (suprimido en la versión en puente)
- C7 = 470 μ/16 V
- C8 = 100 μ/16 V
- C_B = 100 n (sólo en la versión en puente)

Semiconductor:

- IC1 = LM 2896-2

Varios:

- F1 = fusible 2 A

Si se decide a utilizar la red como alimentación, es preciso construir una pequeña fuente basada en un regulador de tensión integrado del tipo 7812. El con-

sumo de corriente es del orden de 1 A (si R_L es de 4 ohmios) a plena potencia de salida.

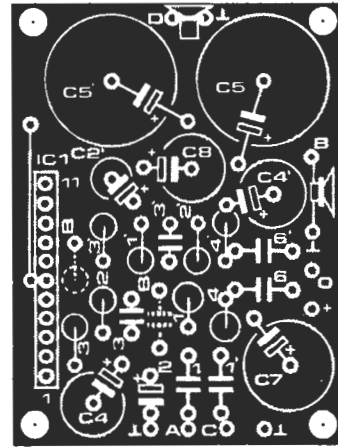


Tabla 1
Características técnicas

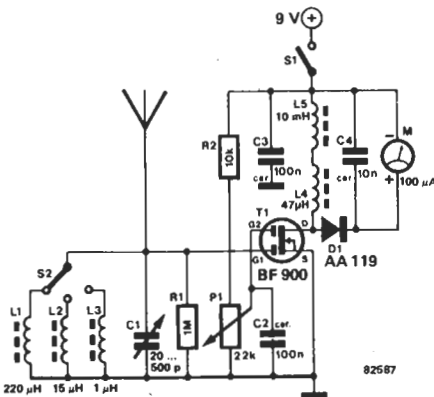
Alimentación:
Corriente de reposo:
Potencia de salida:
Distorsión:
(F = 1 kHz, U_B = 12 V, R_L = 8 Ω)
a 50 mW:
a 1 W:
Ganancia en tensión:
Sensibilidad de entrada:
Impedancia de entrada:
Respuesta en frecuencia:
(- 3 dB)

	estéreo	en puente
Alimentación:		5...15 V
Corriente de reposo:		40 mA máximo
Potencia de salida:		ver figura 3
Distorsión:		
a 50 mW:	0,09 %	
a 1 W:	0,14 %	
Ganancia en tensión:	180	360
Sensibilidad de entrada:		20 mV
Impedancia de entrada:		100 k
Respuesta en frecuencia:	30 Hz... 30 kHz	30 Hz...20 kHz

40

medidor de campo con FET

... con amplificación RF



Un indicador de potencia de campo constituye una valiosa ayuda cuando se trata de elegir la antena que tenga la ganancia más elevada. Con tal objeto, se comparan entre sí las energías radiadas por cada una de las antenas (lo que se denomina comparar las potencias de campo). No hay que pensar que este procedimiento sólo tiene utilidad para radioaficionados, puesto que es también un dispositivo valioso para el control a distancia de modelos teledirigidos. Hay tres razones que hacen que se exija una gran sensibilidad a este tipo de indicadores de potencia de campo. En primer lugar, debe existir una distancia igual al mayor número posible de longitudes de onda entre el instrumento de medida y el transmisor. En segundo lugar, un

indicador muy sensible permite el empleo de señales de prueba relativamente débiles. En tercer lugar, la mayor parte de los emisores tienen una potencia de salida relativamente débil (del orden de 500 mW). Es por esta razón por lo que nuestro medidor de campo dispone de una etapa de amplificación basada en T1: un MOS-FET de doble puerta. P1 permite ajustar la ganancia al valor que se desee. El conmutador de tres posiciones, S2, permite seleccionar una de las tres gamas siguientes: 480kHz ... 2,4 MHz (L1); 2,4 ... 12 MHz (L2) y 12 ... 40 MHz (L3). Una varilla de unos 30 cm será suficiente para servir como antena. Desde luego, y al igual que con todos los circuitos de RF, hay que operar con cuidado y precisión durante la construcción del mismo.

41

convertidor RTTY

Dos elipses para la recepción de teletipos

RTTY significa teletipo por radio. En la teletransmisión por radio se transmiten los datos en diversos códigos, siendo uno de los más importantes el código Baudot. Para la recepción de mensajes de teletipo, transmitidos en el formato Baudot, se necesita un convertidor RTTY, tal como el que vamos a describir. El convertidor RTTY sólo contiene un C.I., el TL 084, y unos pocos componentes externos. El circuito integrado incluye cuatro amplificadores operacionales, sobre cuya base se construyen las etapas de limitación y de filtro.

En la figura 1 se muestra la cadena de elementos necesarios para la constitución de un radio-teleimpresor en el mo-

do Baudot. El convertidor establece el enlace entre el receptor de onda corta y el teletipo. Su misión es convertir las señales que le llegan del receptor en señales de salida digitales. Si no se dispone de un teletipo en código Baudot, pero sí de un ordenador individual con interfaz de video, se podrá recibir y convertir la señal RTTY en la forma que ilustra el diagrama de bloques de la figura 2. Además del convertidor RTTY, se precisa un convertidor Baudot/ASCII (por ejemplo: el Junior Computer) y un terminal de video (tal como el Elekterminal). Dicho de otro modo, un ordenador puede encargarse de la conversión de Baudot de 5 bits a ASCII de 7 bits. Ello supone, sin em-

bargo, que se está en condiciones de transcribir el subprograma de recepción para señales en serie. Este subprograma debe respetar los imperativos siguientes:

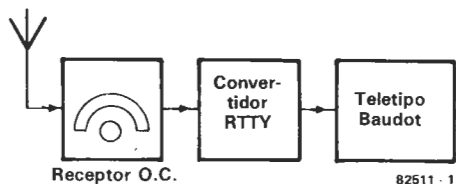
- Recepción de una señal en serie constituida por:
 - 5 bits de datos.
 - 1 bit de comienzo («start»).
 - 1 bit de parada («stop»).
- Una velocidad de transmisión de:
 - 45 baudios.
 - 50 baudios.
 - 75 baudios.
 - 110 baudios.

La descripción completa del software necesario para hacer funcionar al Junior Computer como un convertidor Baudot/ASCII queda fuera del objeto normal de este número de nuestra revista. Nos limitaremos, pues, a detallar el hardware correspondiente al convertidor RTTY. El diagrama de bloques de la figura 3 muestra como funciona el circuito. La entrada del convertidor está conectada en paralelo con el altavoz (o auriculares) del receptor de onda corta. Las dos audiofrecuencias para los puntos y rayas (impulso-pausa) son aplicadas a un amplificador-limitador, cuya función es limitar a $\pm 5V$ la señal del altavoz. Los filtros de puntos y rayas, que siguen al amplificador, extraen de la mezcla de señales limitadas las frecuencias correspondientes y las rectifican. Estas tensiones rectificadas llegan a un sumador, que realiza también la función de limitador. Se dispone, así, en la salida del sumador de la señal RTTY decodificada que podrá atacar directamente a un teletipo Baudot.

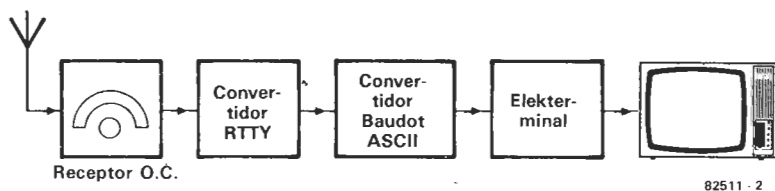
El filtro de marcas (puntos) tiene una F.I. fija de 1275 Hz. En el filtro de espacios (rayas), la F.I. puede convertirse de 1445 Hz a 2125 Hz, pasando por 1700 Hz. En consecuencia, el desplazamiento de frecuencia entre los filtros anteriores es de 170 Hz, 425 Hz y 850 Hz, respectivamente, dependiendo de la frecuencia F.I. seleccionada. Se ha añadido una gama suplementaria a las tres frecuencias fijas disponibles; dentro de esta gama, es posible hacer variar la frecuencia de manera continua entre 170 y 1000 Hz. Para recibir correctamente la mayor parte de las transmisiones en RTTY, suele ser necesario un desplazamiento de frecuencia de 425 Hz.

En la figura 4 se da el esquema de principio del convertidor RTTY completo. El amplificador operacional cuádruple constituye el núcleo fundamental del montaje. El amplificador-limitador de entrada

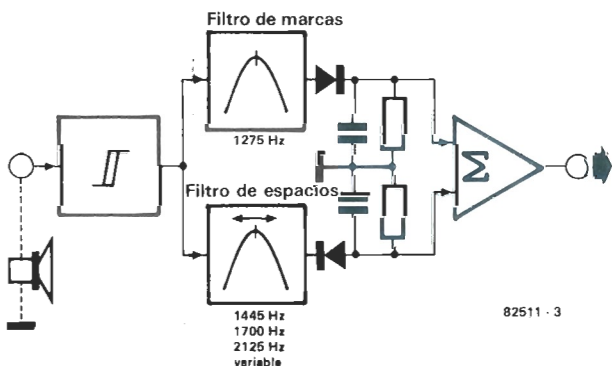
1

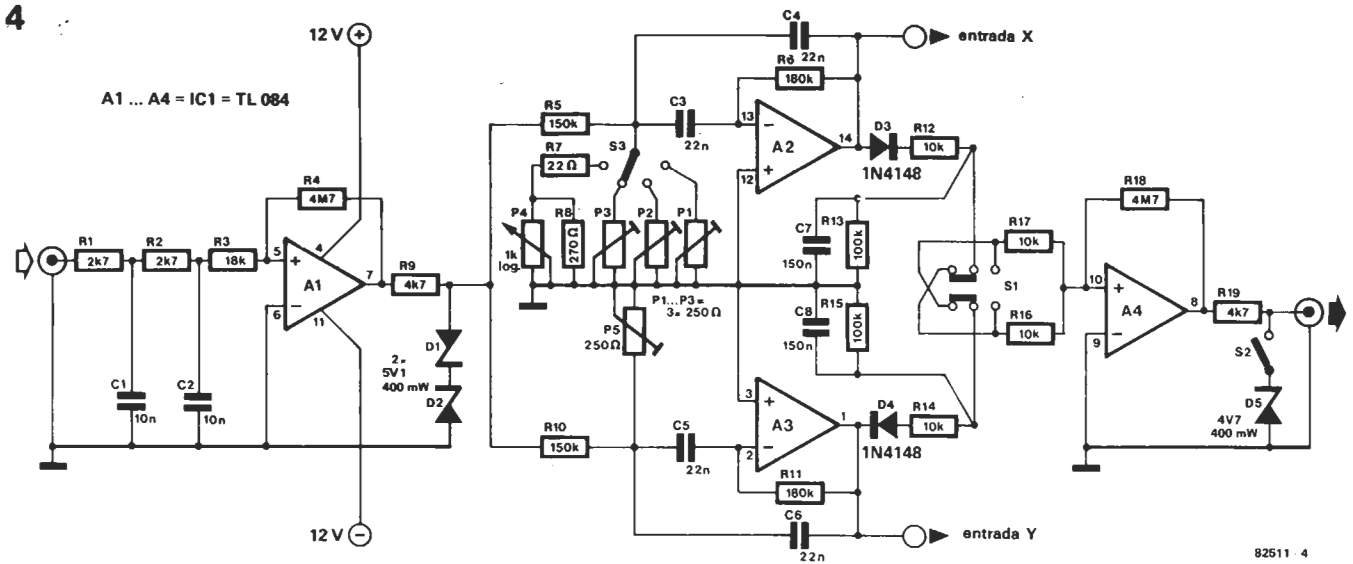


2



3



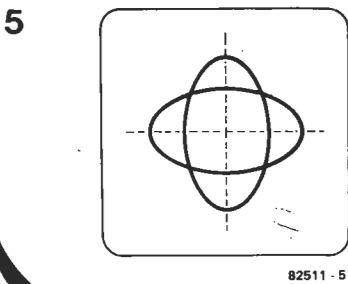


está construido entorno al amplificador operacional A1. Los diodos Zener D1 y D2 sirven para la limitación de la señal. Como se ha indicado, el filtro de marcas

(A3) no dispone más que de una sola frecuencia central, que se ajusta a 1275 Hz con la ayuda de P5. El filtro de espacios (A2) está provisto de un bucle de realimentación múltiple variable. Como resultado, el circuito puede conmutar a frecuencias F.l. diferentes, ajustables a 1445 Hz, 1700 Hz y 2125 Hz por medio de los potenciómetros preajustables P1 ... P3, respectivamente. P4 ajusta el desplazamiento de frecuencia en la gama de 170 Hz a 1000 Hz. Las salidas de los dos filtros pueden excitar las entradas X-Y de un osciloscopio, de forma directa. El convertidor está ajustado para una recepción óptima cuando una figura de Lissajous,

semejante a la de la figura 5, aparece en la pantalla del osciloscopio. Después de su filtrado, las tensiones han de ser rectificadas. Esta tarea es misión de los diodos D3 y D4. A continuación se encuentran los filtros paso-bajo R12/C7 y R14/C8 que alisan la señal. El amplificador operacional A4 trabaja como sumador; esto es suma las señales rectificadas.

El conmutador S1 permite invertir la señal de marca-espacio si el montaje de identificación que sigue utiliza lógica negativa. Si el interruptor S2 está cerrado, el diodo Zener D5 limita la señal de salida a nivel TTL.

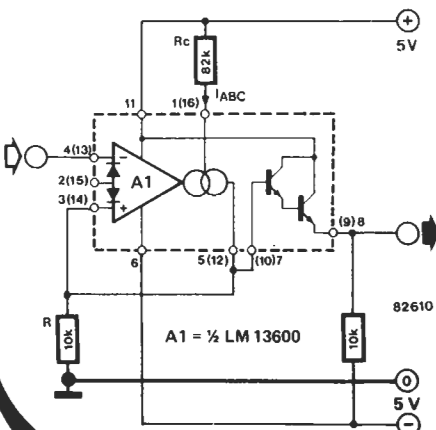


82511 - 5

42

disparador Schmitt con un OTA

... conmutaciones con el 13600



Cuando la tensión diferencial de entrada de un amplificador operacional de transconductancia (OTA), tal como el LM/XR 13600, es muy positiva o muy negativa, la corriente de salida tiene un valor igual a su valor máximo : $= M / |I_{ABC}$. Si, además, la tensión de salida (aplicada a la resistencia de carga R) es igual a la tensión existente en la entrada positiva, estaremos en presencia de un disparador Schmitt caracterizado por umbrales de conmutación iguales a $= M / |I_{ABC} \cdot R$ (en voltios) y que tienen, por consiguiente, una histéresis de conmutación que es función de I_{ABC} : $2 \cdot |I_{ABC} \cdot R$ (voltios). La corriente de

control (I_{ABC}) puede modificarse actuando sobre el valor de R_c . Eventualmente, es posible conectar una tensión de control, U_c , en los bornes de R_c , de manera que se obtenga una histéresis controlada en tensión. El valor de la histéresis se calcula a partir de la siguiente formula:
 histéresis = $2 \cdot R \cdot (U_c + 3,81 / R_c)$ (voltios).

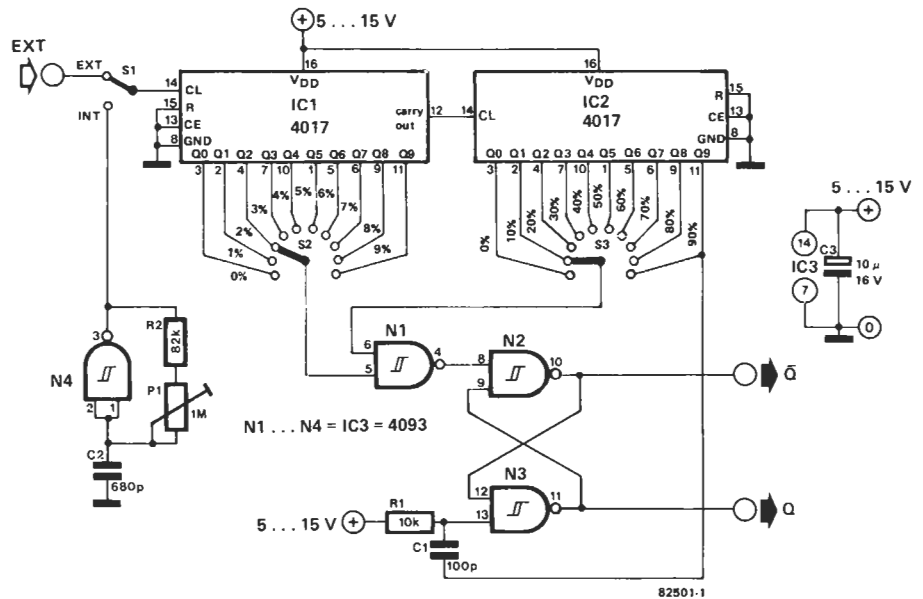
(Aplicación Exar/National)

43

generador de impulsos

Con la ayuda de este circuito, el ciclo de utilización, o la relación cíclica de una señal puede ajustarse, con gran exactitud, en intervalos del 1% dentro del margen que va desde el 1% al 99%. Al mismo tiempo, es posible mantener la frecuencia de la señal completamente independiente del ajuste del ciclo de utilización. Un generador de impulsos de esta exactitud es de utilidad cuando se trata de ajustar un aparato de medida o un montaje que detecta la relación cíclica de una señal para su medición o transmisión. El tipo de circuitos en mente son los servomandos y los aparatos de medida del ángulo de corte de fase.

El generador de impulsos descrito en la figura 1 puede construirse con el empleo de tres circuitos integrados CMOS. Los contadores decimales, IC1 e IC2, están montados como divisores por 10. El flanco negativo de la señal Q9 de IC2 (que corresponde al flanco positivo de Q0) dispara al biestable N2/N3 a través de R1/C1. La salida Q del montaje pasa a nivel lógico alto. El estado del contador válido, en un instante determinado, llega a la puerta N1 por intermedio de los conmutadores S2 y S3. Tan pronto como se alcanza la indicación del contador

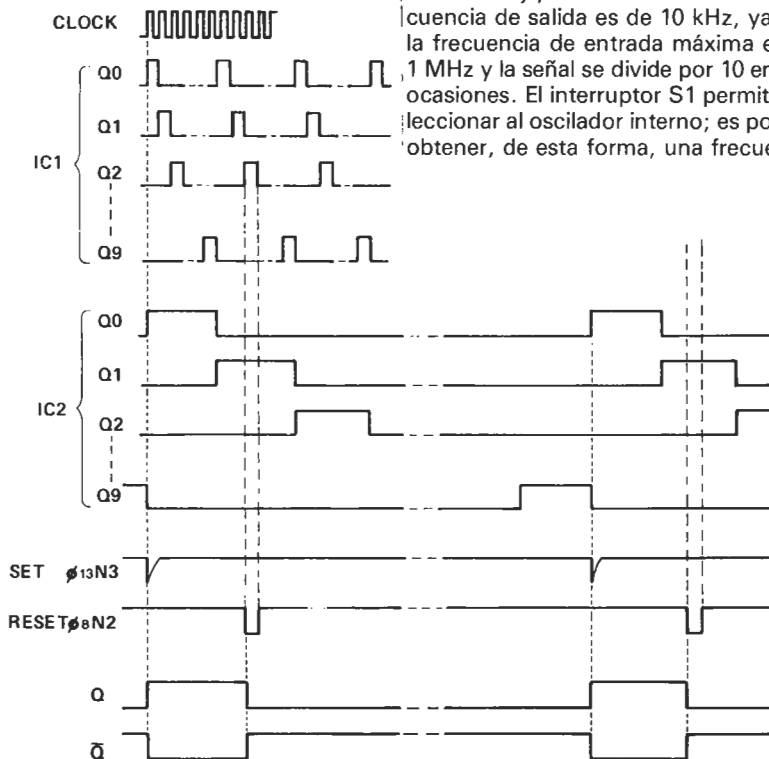


seleccionado, la puerta N1 envía un impulso de inicialización al flip-flop y la salida Q pasa a nivel lógico bajo. En la figura 2 se representa el cronograma de los diversos impulsos generados por los dos circuitos integrados. La señal de reloj puede ser externa. La frecuencia de salida es de 10 kHz, ya que la frecuencia de entrada máxima es de 1 MHz y la señal se divide por 10 en dos ocasiones. El interruptor S1 permite seleccionar al oscilador interno; es posible obtener, de esta forma, una frecuencia

de salida variable entre 20 y 200 Hz (ajustable gracias a P1) cuando la tensión de alimentación es de 12 V. Una tensión de alimentación diferente (comprendida entre 5 y 15 V) proporciona un campo de ajuste distinto. Además, la gama de frecuencias puede variarse seleccionando un nuevo valor para C2.

Volvamos al cronograma. A título de ejemplo, se ha establecido una relación cíclica, o ciclo de utilización, del 12% (ver figura 1). Inicialmente, el impulso de posicionamiento («set») hace que Q pase a nivel alto. Pero tan pronto como Q2 de IC1 y Q1 de IC2 tengan nivel alto, Q regresará a nivel bajo y así sucesivamente. Si se desea, por ejemplo, ajustar el ángulo del punto de encendido de un motor de 4 cilindros de combustión interna, habrá que tener en cuenta lo siguiente. El ángulo de cierre se define como un cierto periodo de tiempo, durante el cual las conexiones del ruptor están cerradas. Ello corresponde a la duración del periodo en el que la señal se encuentra a nivel lógico bajo. Esta definición está en oposición completa con la de relación cíclica. ¿Cuáles son las implicaciones de esta contradicción? Si el ángulo máximo de cierre es de 90° y el ángulo de cierre que se desea ajustar es de 54°, por ejemplo, se deducirá la relación cíclica a seleccionar con el empleo de la fórmula siguiente:

$$(90^\circ - 54^\circ) / 90^\circ \cdot 100\% = 40\%.$$



82501-2

44

cerradura sin llave para el automóvil

Esta cerradura codificada es de construcción extremadamente sencilla; está basada en un circuito integrado especialmente desarrollado para esta clase de aplicaciones. Su destino privilegiado es, sin duda alguna, el automóvil, en donde puede realizar una función doble: la primaria de actuar como un eficaz antirrobo y la función secundaria de «evaluar su capacidad de conducción» ¡En efecto, si se «ha pasado» en su estimulación alcohólica es muy probable que tenga grandes problemas para introducir una combinación cifrada actuando sobre un teclado!

Basta con echar un vistazo al esquema para percatarse de que la base del montaje es un circuito integrado: el LS 7220. La alimentación del montaje se toma directamente de la batería. La entrada de validación («enable») del circuito integrado, está conectada, a través de una resistencia, al contacto de puesta en marcha del vehículo. La salida de control de enclavamiento («lock-control») controla a un relé a través de un transistor. El contacto de conmutación del citado relé se toma de la línea que va al ruptor. Un teclado de 12 teclas permite introducir el código secreto.

Veamos como funciona en la realidad. El conductor entra en su vehículo y gira la llave de contacto; dicha acción activa la cerradura electrónica a través de la entrada de validación. La salida de control de enclavamiento queda a nivel lógico

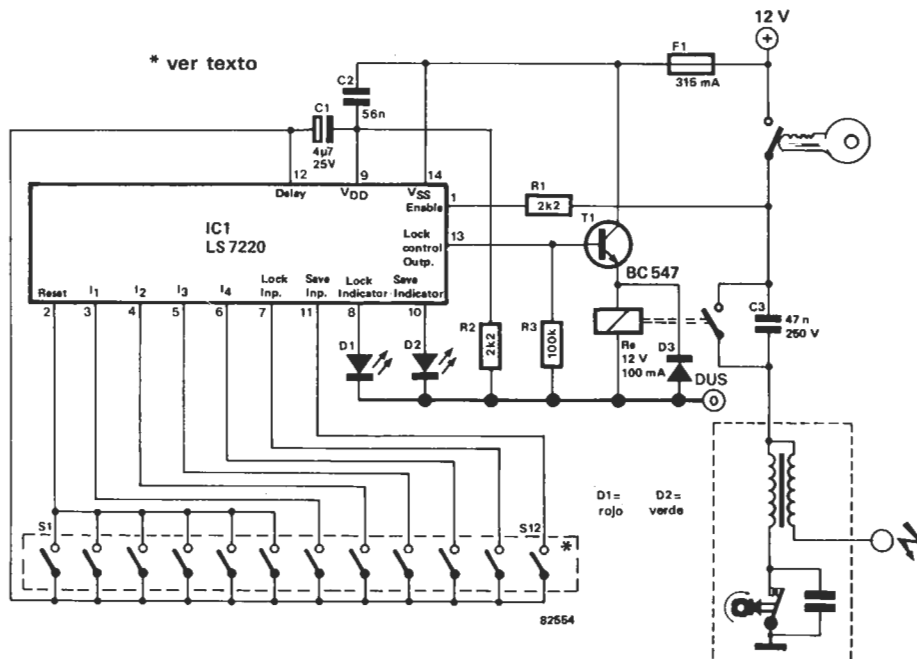
bajo («0»), lo que impide la puesta en marcha del vehículo. Si el conductor acciona sucesivamente y en el orden adecuado, las teclas correspondientes a las entradas 11, 12, 13 y 14, se activará el relé, excitado por el transistor T1 y el motor podrá arrancarse. El diodo LED rojo que, en condiciones normales, indica un enclavamiento cuando está encendido, se apagará con tal de que el código introducido sea correcto y el relé esté activado. Dicho LED está encendido en la situación de enclavamiento, si la entrada de validación («enable») está a nivel lógico alto. Si se han pulsado las teclas en un orden erróneo, o si se ha oprimido una de las teclas conectadas a la entrada de puesta a cero («reset»), no se activará el relé y habrá que volver a introducir el código completo. Cuando se saca la llave de contacto (lo que trae consigo la parada del motor por desconexión del contacto), el relé se desactiva transcurridos unos 10 segundos. A partir de este instante, es imposible volver a arrancar el vehículo si no se conoce el código secreto ... ¡y si no se posee la llave!

El teclado dispone de dos teclas suplementarias con funciones especiales. La tecla de salvaguarda («save») permite conservar en memoria el código que se acaba de introducir. Supongamos que se quiere parar en alguna parte y salir del vehículo; entonces, se puede accionar la tecla de salvaguarda (S12) y cortar el en-

cendido del motor. El circuito integrado guarda en memoria el código cifrado y se enciende el LED verde D2. Cuando se vuelva a subir al vehículo, se puede volver a arrancar el motor sin tener que introducir el código. Se anula el estado de salvaguarda por medio de la pulsación de la tecla de enclavamiento (S11).

La temporización que proporciona el montaje no es sólo práctica sino indispensable. En efecto, permite volver a arrancar el motor con varias tentativas de ser necesario (por ejemplo, si se cala el motor en una intersección de calles). Se dispone, así, de 10 segundos después de cada giro de la llave a fondo a la izquierda (después de cada tentativa de arranque). La duración de la temporización depende del valor de C1.

El teclado puede estar constituido por elementos sueltos montados juntos pero, sin duda alguna, un teclado prefabricado resultará más atractivo. El código se determina conectando las 4 teclas que lo constituyen, en el orden de los dígitos, a las cuatro patillas 3...7 del circuito integrado. Dos teclas suplementarias están conectadas a las entradas de salvaguarda y de enclavamiento y las teclas restantes están conectadas a la entrada de puesta a cero. El relé utilizado debe ser robusto y capaz de soportar unos 5 amperios, puesto que su contacto de conmutación se toma de la línea que conecta la bobina al ruptor.



45

generador de efectos sonoros

...para el ordenador de juegos T.V.

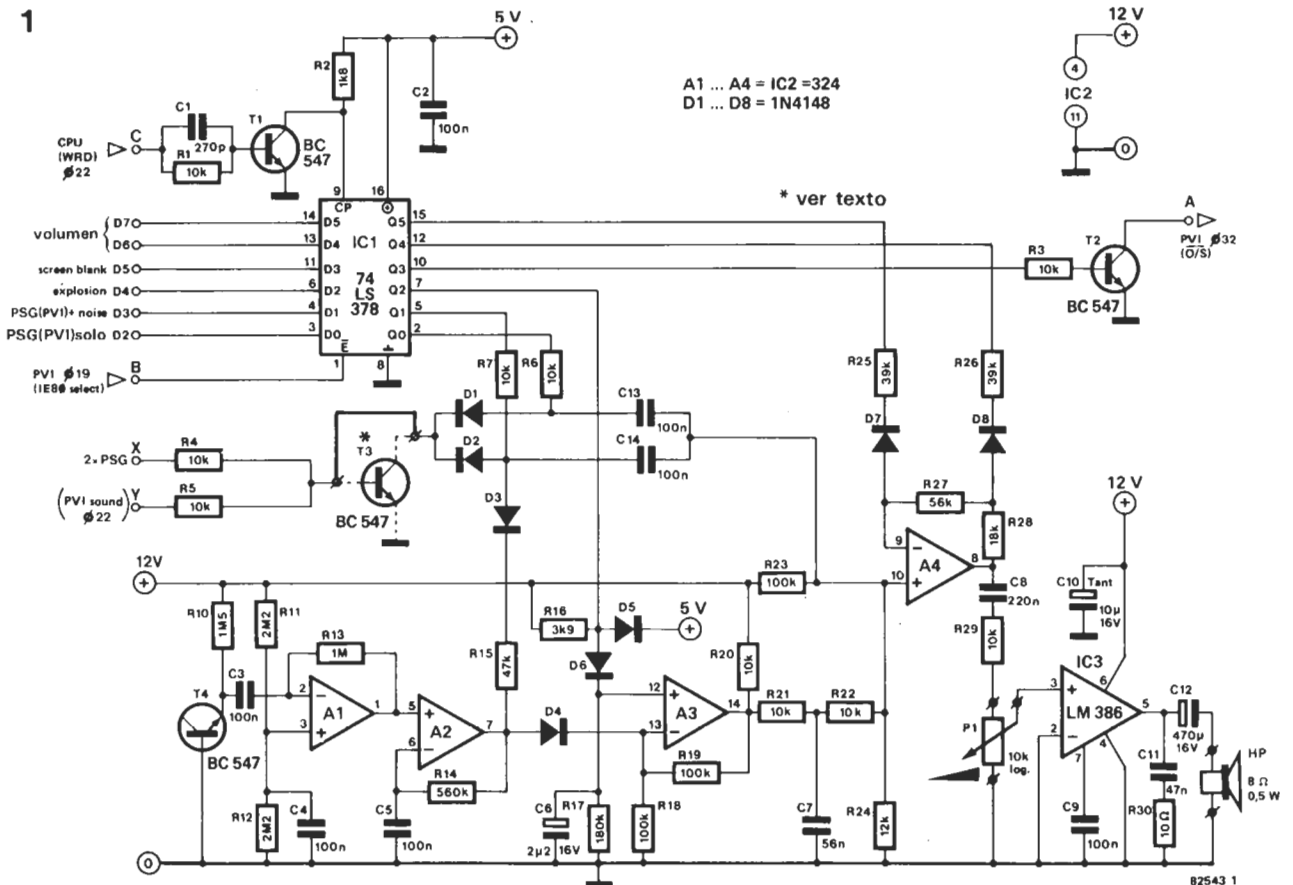
La mayor parte de los sistemas de juegos de televisión disponibles en el mercado permiten al usuario oír realmente lo que está sucediendo en la pantalla. Con este circuito se pretende dar al ordenador de juegos T.V. de Elektor las mismas posibilidades.

En el lado izquierdo del circuito se indican todas las conexiones que han de realizarse con la placa de circuito impreso del ordenador de juegos T.V. (sin olvidar el punto A situado a la derecha del esquema). Las líneas de datos D2 a D7 entran a través de los biestables tipo D, contenidos en IC1. Los datos que se encuentran en las entradas se transfieren a las salidas cuando llega el flanco negativo del impulso de reloj, a condición de que el circuito integrado haya recibido una orden de validación («enable») por intermedio de la patilla 1, conectada al punto B. Esto último se realiza a través de la dirección 1E80. Según el dato que se encuentre en esta dirección, el

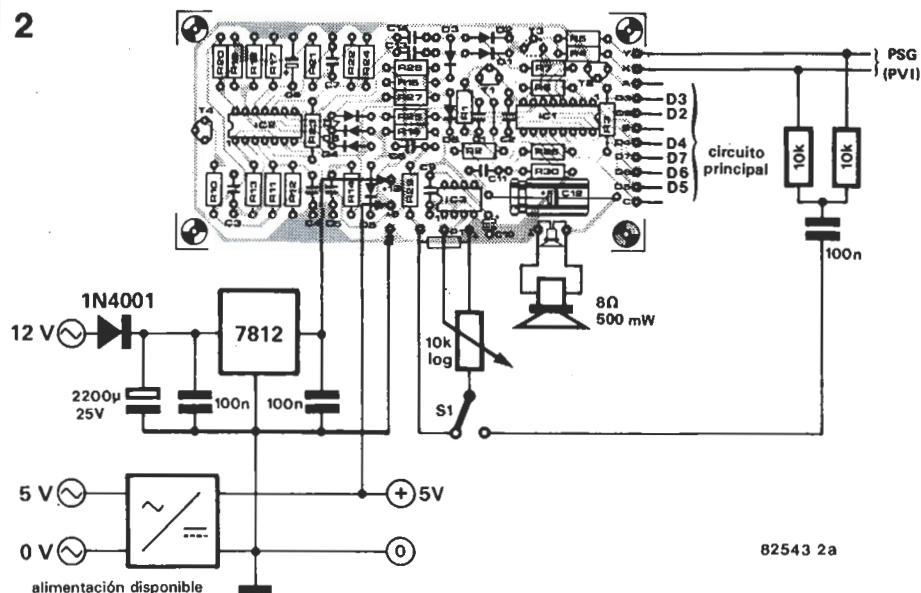
resto del montaje producirá un sonido determinado en función de los elementos disponibles en las entradas de datos. T4, montado como fuente de ruido, constituye la base fundamental del generador de efectos sonoros. A1 y A2 amplifican esta señal hasta un nivel utilizable, con lo que se dispondrá, en la salida de A2, de una señal de ruido de amplitud suficiente. A3 se «encarga» de la producción del ruido de una explosión. En presencia de un nivel lógico alto («1») en la línea de datos D4, A3 deja pasar bruscamente el sonido. Si muy poco tiempo después, D4 pasa a nivel lógico bajo («0»), el ruido va decreciendo lentamente, ya que C6 debe descargarse todavía a través de R17. Después de haber atravesado un filtro paso-bajo simple, constituido por R21 y C7, la señal llega al amplificador programable A4. La ganancia de A4 depende de los datos existentes en las líneas D6 y D7. La amplificación cambia con relaciones de vo-

lumen de 1x, 1,5x, 3x y 4x, obteniéndose el volumen más potente cuando están presentes los datos 00. A continuación está el potenciómetro de volumen P1, seguido de un pequeño amplificador integrado (IC3) que controla directamente a un altavoz.

Los puntos X e Y están conectados a las salidas de los dos generadores de sonido programables de la ampliación del ordenador de juegos T.V. Se pueden combinar los generadores de sonido programables con el circuito que presentamos para conseguir efectos sonoros aún más complejos. Si se dispone de un ordenador para juegos T.V. en versión básica (sin ampliación), se empleará la entrada Y: conexión de la patilla 22 del interface de video programable (PVI). En este caso, no se requiere el transistor T3 de la placa principal del ordenador de juegos. El generador de sonidos precisa de una tensión de 12 voltios, que no existe en propio ordenador. Si, por casualidad, el



2

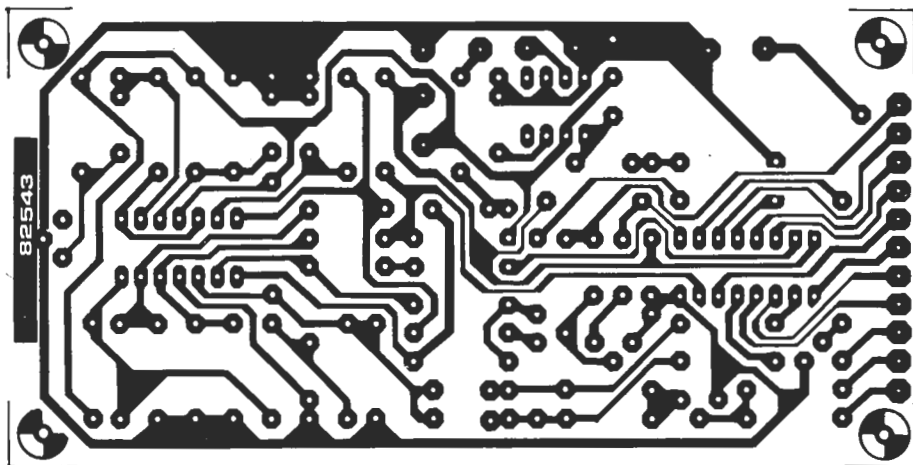


transformador de alimentación del ordenador dispone de una toma intermedia de 12 voltios, bastará con añadir un diodo, un condensador de filtro y un regulador integrado del tipo 7812 para construir una alimentación simple tal como muestra la figura 2.

El consumo de este montaje es de 15 mA para la línea de 5 V y de 150 mA para la de 12 V (si el volumen está ajustado al máximo).

Un conmutador inversor (S1) puede incorporarse al montaje para permitir que el generador de sonidos quede fuera de servicio en los programas que no utilizan sus posibilidades. En este caso, cada salida del generador de sonidos programable queda conectada a una resistencia de 10K. Las dos resistencias están interconectadas y su punto común está unido al inversor a través de un condensador de 100 nF. El contacto central del inversor está conectado a un lado de P1; uno de los contactos extremos al condensador de 100 nF y el otro contacto extremo está soldado a la conexión de R29,

4



Lista de componentes

- Resistencias:**
 R1,R3 ... R7,R20 ... R22,
 R29 = 10 k
 R2 = 1k8
 R8 y R9 no existen
 R10 = 1M5
 R11,R12 = 2M2
 R13 = 1 M
 R14 = 560 k
 R15 = 47 k
 R16 = 3k9
 R17 = 180 k
 R18,R19,R23 = 100 k
 R24 = 12 k
 R25,R26 = 39 k
 R27 = 56 k
 R28 = 18 k
 R30 = 10 Ω
 P1 = 10 k pot. log.

- Condensadores:**
 C1 = 270 p
 C2 ... C5,C9,C13,C14 = 100 n
 C6 = 2µ2/16 V
 C7 = 56 n
 C8 = 220 n
 C10 = 10 µ/16 V tántalo
 C11 = 47 n
 C12 = 470 µ/16 V

- Semiconductores:**
 D1 ... D8 = 1N4148
 T1,T2,T4 = BC547
 T3 = BC 547
 (suprimido en la versión Elektor)
 IC1 = 74LS378
 IC2 = 324
 IC3 = LM386 (fabricante:
 National Semiconductor)

- Varios:**
 HP = altavoz 8 Ω /0,5 W

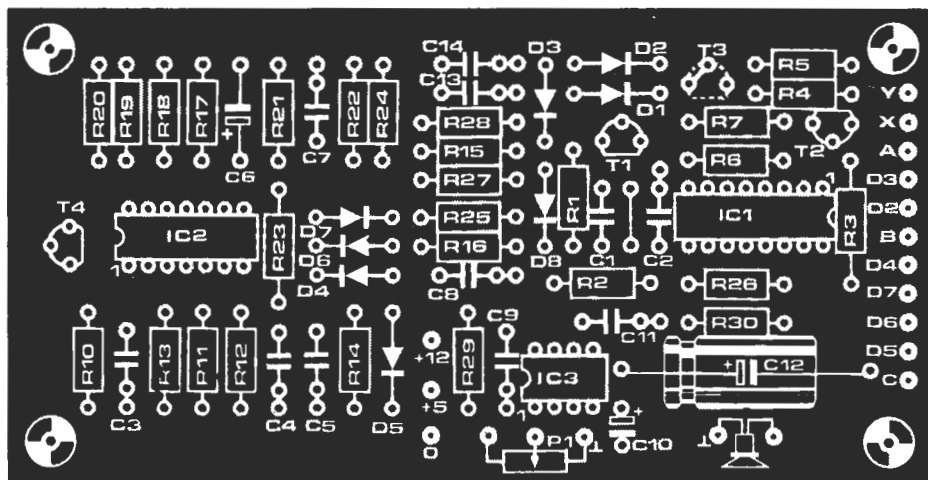
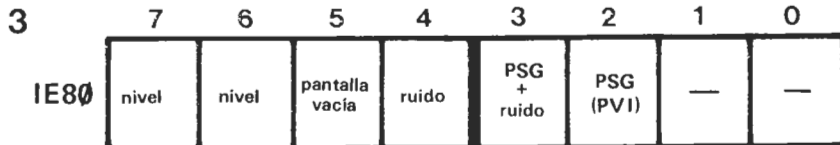


Tabla 1

0900	7620
2	0C1E89
5	9A7B
7	04FF
9	CC1FC7
C	0410
E	CC1E80
11	12
2	9A7D
4	20
5	C8F8 (1E80)
7	09EA (1E89)
9	1A7C
B	C8ED (1FC7)
D	1B63



que estaba inicialmente unida a P1. De esta forma es muy fácil pasar de los GSPs al generador de sonidos, manteniéndose el nivel prácticamente igual en las dos configuraciones. Los detalles se muestran en la figura 2a. La figura 2b presenta las funciones de los diversos bits. Para dar una idea de las po-

sibilidades de este montaje, damos en la tabla 1 un pequeño programa de demostración. Al pulsar la tecla WCAS se producirá el efecto de explosión; si el generador de sonidos se desconecta, la explosión se sustituye por un fuerte zumbido.

82543-2 b

46

telemando a infra-rojos

Circuito emisor

Un sistema de control remoto que tenga 20 canales con funciones analógicas sólo puede construirse recurriendo a circuitos integrados especiales. Cualquier otro método requeriría una gran cantidad de componentes. Sin embargo, todo se facilita gracias a Plessey, firma que produce una gama de circuitos integrados especialmente concebidos para esta finalidad. Hemos elegido tres de estos circuitos para nuestro sistema de control remoto por infrarrojos, con el objeto de que sea lo más universal posible.

Nuestro montaje permite la transmisión de 32 órdenes cuando se utiliza en conjunción con el receptor y los circuitos asociados.

El transmisor está constituido esencialmente por un teclado, un circuito integrado (IC1), el circuito de emisión propiamente dicho basado en el diodo y una pila compacta. De forma similar a una calculadora de bolsillo, las órdenes transmitidas por el teclado se llevan a una ma-

triz de 4 x 8 teclas. Hay que hacer notar que si se accionan dos teclas simultáneamente, el circuito integrado no responde ni a una ni a otra. No vamos a entrar en los detalles de la codificación / decodificación de las informaciones proporcionadas por el teclado, simplemente nos limitaremos a decir que se trata de un código binario de 5 bits.

Este código se transmite por medio de los diodos transductores de infrarrojos D1 y D2. El circuito emplea una modulación particular de anchura de impulsos, dado que son los intervalos que separan a dos impulsos los que se modulan en duración (o en longitud). El emisor proporciona una secuencia de 6 impulsos de la misma longitud, cuyos intervalos contienen la información correspondiente al código binario: un intervalo largo equivale a un bit de nivel lógico bajo, mientras que un intervalo corto equivale a un bit de nivel lógico alto.

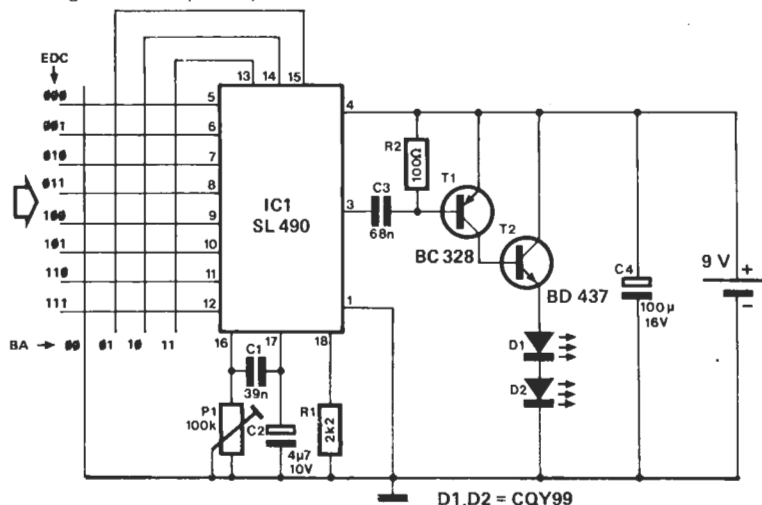
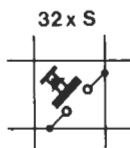
La longitud del impulso y la del intervalo

pueden ajustarse con la ayuda de P1. La relación entre los niveles lógicos bajo y alto es de 1,5 aproximadamente. La anchura del impulso es de unos 3 ms mientras que el intervalo entre dos palabras de instrucciones es de unos 54 ms. El transmisor radiará una señal de luz infrarroja cuando la salida en la patilla de 3 IC1 sea un nivel lógico alto.

En estas condiciones, los diodos y el transistor T2 son atravesados por una corriente impulsional durante cerca de 1,5 ms, corriente cuya magnitud puede llegar a los 8A (!).

El circuito integrado contiene también un conmutador electrónico de reserva, que reducirá el consumo de corriente en reposo a 6µA cuando no está en uso (entre accionamientos de teclas).

Código SL 490 = EDCBA



D1, D2 = CQY99

82567

47

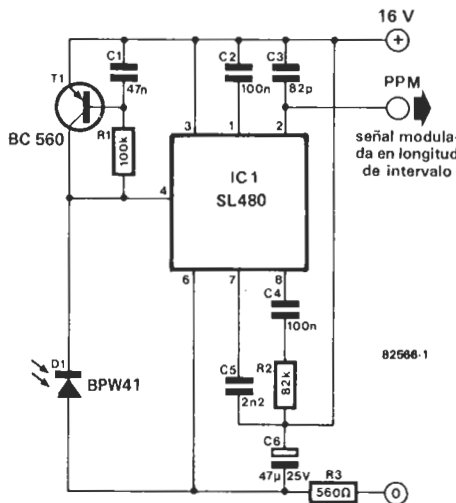
telemando a infra-rojos

Circuito receptor

Acabamos de presentar el circuito emisor del telemando a infrarrojos, construido entorno al circuito integrado especial SL 490, ahora vamos a ocuparnos del receptor asociado, en el que intervienen los circuitos integrados SL 480 y ML 920. El transistor de entrada de IC1 tiene su base polarizada por el transistor discreto T1. El diodo de recepción está polarizado de la misma forma. La etapa de entrada de IC1 precede a tres amplificadores diferenciales y a la salida (patilla 2) en la que estará presente la señal afectada con la modulación de los intervalos entre impulsos (¡no lo olvide!). No cabe imaginar algo más simple. IC2 decodifica la señal modulada para extraer de la misma informaciones digitales y analógicas destinadas a la salida del telemando. Aunque inicialmente diseñados para control remoto de T.V., estos circuitos integrados pueden utilizarse también para controlar equipos de alta fidelidad, de alumbrado, juguetes y modelos teledirigidos.

En la figura 1 se muestra el esquema del amplificador de impulsos. Este consiste en tres etapas de ganancia, estando cada una desacoplada por condensadores para conseguir la atenuación progresiva de las bajas frecuencias y con ello suprimir el ruido de audiofrecuencia. La red transistor-condensador, colocada en la base de T1, simula de forma activa una inducción, con lo que se impide la saturación del didodo D1. Dicho de otro modo, se supera el problema de que una intensa luz ambiente, tal como la luz solar, sature al diodo receptor.

El fotodiodo D1 (provisto de buffer) envía impulsos negativos a la entrada del



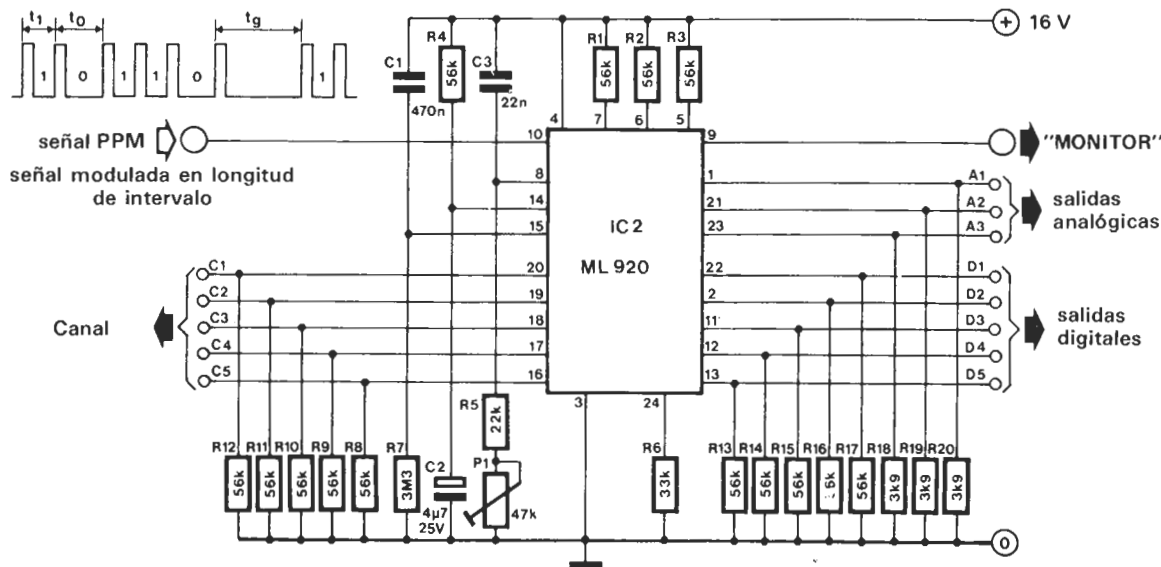
circuito integrado. A continuación, esta entrada se amplifica con las tres etapas internas y, finalmente, se invierte para obtener una modulación de intervalos de impulsos de pendiente positiva, compatible con las entradas del codificador MOS.

En la figura 2 aparece el esquema del receptor real, basado en el ML 920. Este circuito demodula la señal recibida, pero no en componentes de «todo o nada». Dispone de 13 salidas que pueden dividirse en tres grupos: 3 salidas analógicas (A1 ... A3), 5 salidas digitales (D1 ... D5) y 5 canales (C1 ... C5) que son salidas de conmutación. Estas cinco últimas salidas permiten la conmutación de hasta 20 canales de televisión. El número del canal elegido en el lado emisor (1 ... 20) aparece en código binario (EDCBA: 00000... 10011) en las salidas C1 ... C5,

en donde se mantienen hasta que aparezca un nuevo código de canal.

Con cada cambio de canal, la salida D4 proporciona un breve impulso. Si se selecciona un canal cuyo número es superior a 20, las salidas C1 ... C5 no cambian de estado. En este caso, D4 ya no emite un impulso. También es posible recorrer los 20 canales consecutivamente. Si se introduce el código «10101», se dispara la escrutación de los 20 canales de forma consecutiva. El código «11101» produce la inversión del sentido de escrutinio. Si fuera preciso disponer de la información de canal como salidas separadas (en lugar de en binario), puede utilizarse un circuito integrado de tipo CMOS (por ejemplo, el 4514) para decodificar la información a partir de la salida binaria. En este caso, el constructor debe tener presente que el ML 920 funciona con lógica negativa. Un nivel lógico «0» se interpreta como tensión de trabajo y un nivel lógico «1» equivale a 0 voltios. En su aplicación clásica (T.V.), las salidas analógicas de IC2 se utilizan para controlar el color, el volumen y el brillo. Proporcionan tensiones que evolucionan del mínimo al máximo, en 16 escalones sucesivos (ascendentes o descendentes), cuando son emitidos y recibidos los códigos correspondientes. La salida D2 sólo pasa a nivel lógico bajo cuando la salida analógica está a cero (ausencia de color). Cuando el volumen está al mínimo, es la salida D1 la que pasa a nivel lógico bajo. Si el ajuste de volumen se pone al mínimo por segunda vez, la salida D1 vuelve a pasar a nivel lógico alto.

La instrucción «NORMAL» pone las tres salidas analógicas a un potencial que



equivale a la tercera parte del valor máximo. La salida D3 proporciona la información de conmutación encendido/ apagado del televisor. Hay que observar que el receptor deberá estar provisto de una alimentación independiente de la que tie-

ne el aparato objeto de telemando, a falta de la cual el receptor se desconectaría al hacerlo el equipo controlado. El circuito de recepción dispone de un solo elemento de ajuste (P1), que deberá ajustarse de tal forma que la salida «MO-

NITOR» (patilla 9) proporcione una señal rectangular cuya relación cíclica (o ciclo de utilización) sea equivalente al 5% de la duración de un nivel lógico bajo de la señal modulada en anchura de intervalo.

48

bio-interface para microprocesador

¡Conéctese a su sistema basado en microprocesador

ECG, EMG y EEG son expresiones comunes para los «bioelectrónicos», pero para los aficionados a la electrónica, catalogados como «normales», les serán casi de ciencia ficción. Para estos últimos, indicaremos que ECG significa electrocardiograma, EMG electromiograma y EEG electro-encefalograma, todas ellas, expresiones relativas al registro de la actividad cardiaca y de los fenómenos electrónicos. Las señales de mayor amplitud son suministradas por el corazón, mientras que las del cerebro son las más débiles.

Son muchos los entusiastas de los microprocesadores que están deseosos de encontrar aplicaciones nuevas e interesantes. Pero, lamentablemente, no siempre se dispone de los interfaces adecuados para cada aplicación específica. La misión de este circuito es, precisamente, suplir dicha carencia.

Los electrodos consisten en placas de co-

bre, conectadas a la entrada del circuito a través de cable blindado (del tipo utilizado en BF). En la primera ojeada al esquema, detectamos de inmediato la estructura característica del amplificador diferencial de entrada (o amplificador de instrumentación), construido a partir de los amplificadores operacionales A1...A3, cuyas entradas presentan una impedancia muy elevada. La señal de salida de este amplificador se aplica al filtro paso-bajo, constituido por A4, para llegar finalmente al diodo «emisor» localizado en el optoacoplador.

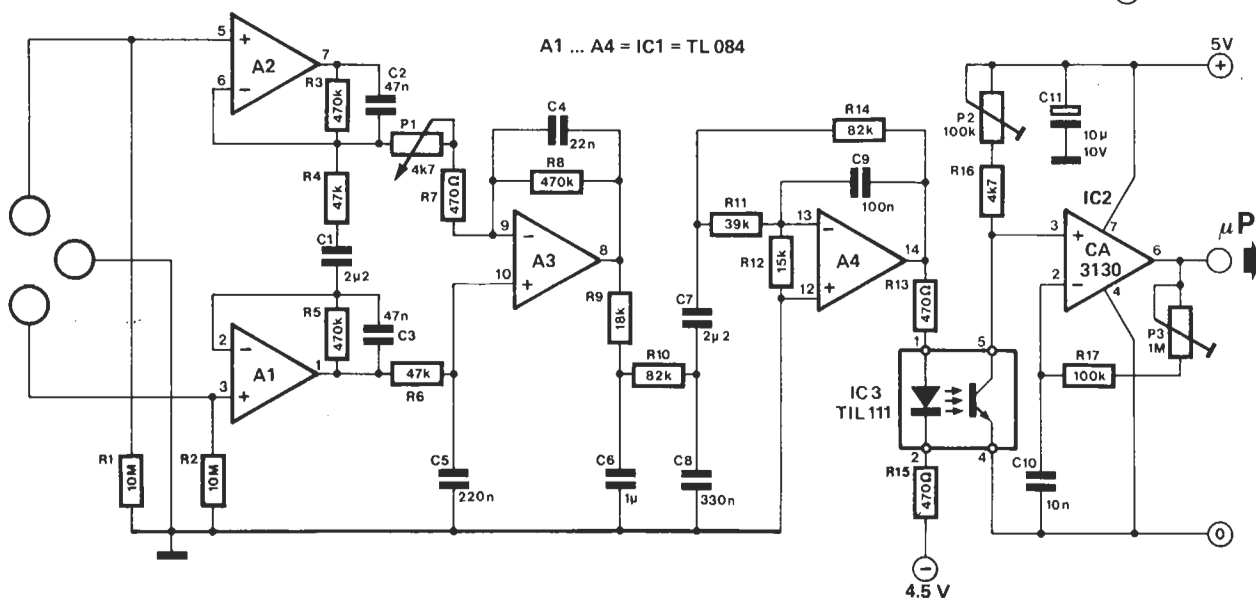
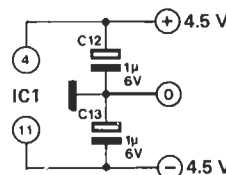
Una observación importante: es recomendable obtener las tensiones de alimentación de IC1 a partir de dos pilas de «petaca» de 4,5 V. Este es el medio más seguro para conseguir un perfecto aislamiento galvánico entre la red de instrumentación y la alimentación del microprocesador que, normalmente, estará tomada de la red de distribución eléctrica.

Esta absolutamente prohibido utilizar una fuente de alimentación asociada a la red eléctrica para alimentar a IC1.

El «transistor receptor» del optoacoplador canaliza la señal hacia IC2, en donde se convierte en una señal modulada por anchura de impulso.

El potenciómetro ajustable P2 permite regular la relación cíclica de la señal de salida al 50% cuando la entrada del amplificador diferencial está cortocircuitada. P3 permite ajustar la frecuencia de la señal de salida, mientras que P1 determina el factor de amplificación (ganancia) de la etapa de entrada.

El desarrollo del software se deja a la iniciativa del constructor.



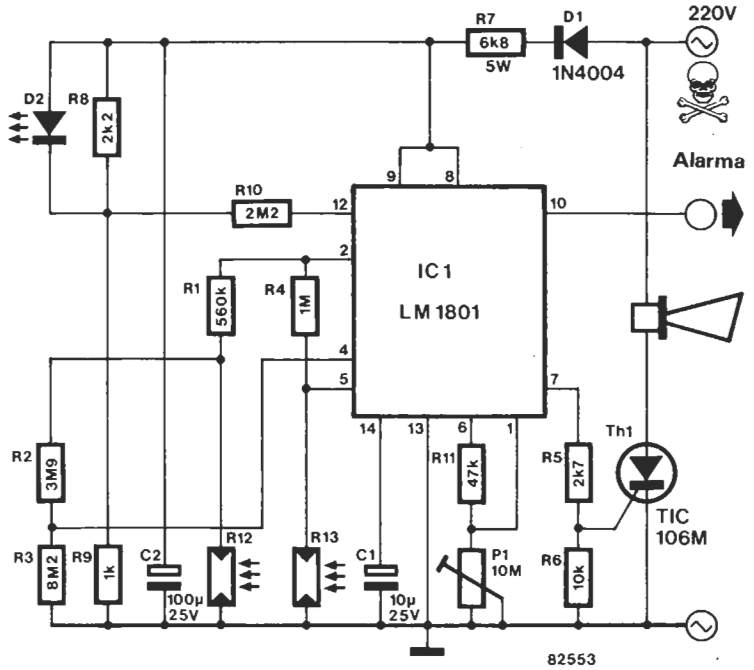
49

detector de humo

... con detección óptica

Los detectores de humo son parte integrante de cualquier sistema de alarma sofisticado. Los aficionados al bricolage electrónico se encuentran ante el gran obstáculo de que la mayoría de los detectores de gases tienen una pequeña cámara de ionización con un minúsculo núcleo de material radioactivo. El principio de funcionamiento de este montaje es completamente distinto, ya que no está basado en un detector de gases de este tipo, sino en dos foto-resistencias (LDR) iluminadas por un diodo LED. Un circuito integrado especializado, el LM 1801, permite reducir de forma asombrosa el número de componentes necesarios. Se trata, en efecto, de un circuito integrado para la detección de humos, que comprende, entre otros elementos, un comparador y un transistor de control integrados. Es capaz de proporcionar dos tensiones de referencia.

El montaje está conectado directamente a la red, como se muestra en el esquema. La tensión de alimentación se obtiene por medio de una rectificación monoalternancia, realizada por el diodo D1. El condensador C2 se ocupa de las tareas de filtrado. La tensión de alimentación se



mantiene a un valor constante gracias a un diodo Zener, que se encuentra en el interior del propio circuito integrado. Las resistencias R1 y R4, asociadas a las dos LDRs R12 y R13, constituyen un montaje en puente de Wheatstone, uno de cuyos puntos nodales (el común entre R4 y R13) está conectado a una de las entradas del comparador y el otro punto nodal (R1 y R12) lo está al divisor de tensión R2/R3.

El punto nodal en el que se unen R2 y R3 está conectado a la otra entrada del comparador. Las dos LDRs están iluminadas por el diodo LED D2. Cuando se rompe el equilibrio entre las dos ramas del puente (en presencia de humos), el comparador bascula y el tiristor Th1 queda activado a través del transistor de control integrado. Este último acciona la sirena, o cualquier otro sistema acústico o luminoso dispuesto para atraer la atención. No hay que olvidar que el tiristor sólo conduce la mitad del tiempo y es preciso, pues, que la sirena utilizada se adapte a tal circunstancia.

El potenciómetro P1 permite ajustar la sensibilidad del montaje. Ocasionalmente, se puede actuar sobre el valor de la resistencia R1.

La parte más difícil de la construcción es la colocación del diodo LED y de las LDRs. Resulta muy conveniente alojar a estos componentes en el interior de una caja dividida en dos partes. La primera mitad de la caja debe ser estanca a la luz, aunque concebida de tal forma que permita la circulación de aire entre el LED y una de las LDR. La segunda mitad de la caja también debe ser estanca, pero esta vez al aire, ya que el aire que contenga debe servir de referencia; por lo demás, debe permitir la iluminación de la segunda LDR a partir del único LED emisor.



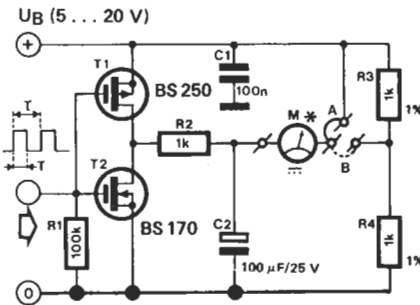
50

circuito medidor de la relación cíclica

...directamente en % sobre un voltímetro

La relación cíclica de una señal rectangular puede medirse de muy diversas formas; la que adopta este circuito consiste en controlar alternativamente a dos FET-VMOS y emplear un voltímetro para realizar una medida de corriente continua. La conmutación de los FETs corre a cargo de los propios impulsos de entrada. La red R2/C2 proporciona el valor medio de la señal alterna que se le aplica:

$$U_m = T/\pi \cdot U_b$$



* ver texto

82568

Esta tensión continua puede ser objeto de diversas interpretaciones.

Por una parte, el voltímetro indica la relación cíclica directamente en porcentaje (puente A); por otra parte, puede detectarse la condición de simetría de la señal, o lo que es lo mismo su relación cíclica del 50% (puente B). En este caso, resulta oportuno utilizar como indicador un instrumento de medida con el cero en el punto central, aunque, desde luego, también es perfectamente utilizable un voltímetro digital.

Si la relación cíclica es del 50%, la tensión continua será exactamente igual a la mitad de la tensión de alimentación. Como el otro polo del instrumento está también conectado a la alimentación a través de R3/R4, éste no será atravesado por ninguna corriente.

Si se elige el primer modo de interpretación comentado anteriormente, se podrá efectuar la lectura de la relación cíclica expresada directamente en %. Si la escala está graduada de 0 a 10 V (para $U_b = 10 V$), basta con añadir un 0 al valor leído en el cuadrante del instrumento, para obtener el porcentaje correspondiente a la relación cíclica de la señal de

entrada. Si el cuadrante está graduado de forma distinta, será necesario convertir el valor obtenido en función del valor más elevado de la escala (que corresponde, por supuesto, al 100% si es igual a U_b). Por supuesto, resultará muy cómodo confeccionar una escala y adherirla al panel indicador.

Los FET-VMOS se prestan perfectamente a esta aplicación debido a su muy pequeña resistencia interna (unos 3 ohmios en el caso del BS170 y 9 ohmios en el BS250).

En cualquier caso, hay que tratar de respetar las siguientes características: el nivel lógico alto de la señal rectangular debe ser de $U_b - 0,8V$ ($U_{bmin} = 5V$), mientras que el nivel bajo no debe exceder de 0,8 voltios. De no respetar estos valores, los dos FETs se harán conductores simultáneamente, con lo que la alimentación quedará cortocircuitada. Por supuesto, la magnitud de la tensión de alimentación debe estar comprendida dentro del margen definido (de 5 a 20 V).

Una observación final: la resistencia interna del aparato de medida debe ser al menos de 100 k.

51

indicador de rotación de fases

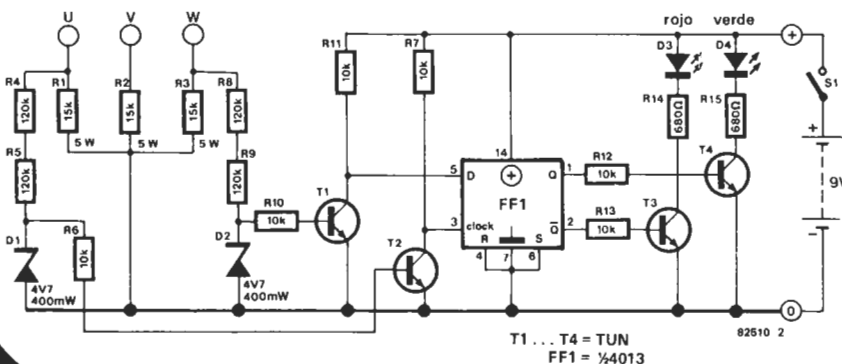
... para instalaciones trifásicas

Cuando se quiere conectar un motor trifásico a la red, es muy importante conectar las fases en el orden correcto puesto

que, de no ser así, el motor gira en sentido opuesto al adecuado. El indicador que describimos en este artículo se ocu-

pa de indicar si el orden de fases elegido es correcto o incorrecto.

Un motor trifásico tiene tres conexiones que denominamos U, V, W. Las tres fases de la red, que en nuestro ejemplo están identificadas con las letras R, S, T deben estar conectadas al motor en el orden de sucesión correcto. Lo que importa en este montaje no es saber con exactitud cual es la fase que llega a cada conexión, sino que lo importante radica en saber que la secuencia de las fases es la correcta (así, si se conectan respectivamente R, S, T a U, V y W, no hay problema alguno; lo que también sucede si se efectúan las conexiones siguientes: R, S, T a V, W y U, respectivamente).



T1...T4 = TUN
FF1 = ¼4013

82510 2

Nuestro indicador tiene tres elementos de conexión (U, V y W). Si las tres fases están conectadas en la secuencia correcta, se iluminará el diodo LED verde; si, por el contrario, el orden es incorrecto, será el LED rojo el que se iluminará.

En la figura adjunta se puede observar la evolución en el tiempo de las tres tensiones desfasadas respecto al neutro. Se constata que, en el momento del paso por cero de una de las fases, la segunda es positiva y la tercera, negativa. El montaje utiliza esta característica para verificar la conexión correcta de las distintas fases.

Cuando las tres fases de la red están conectadas a los bornes U, V y W, se observa en el punto nodal de R1, R2 y R3 (estrella artificial) una tensión igual al potencial neutro. El indicador mide las ten-

siones de fase con respecto a este punto nodal. El biestable FF1 verifica la polarización del borne W en el momento del paso por cero negativo de la tensión aplicada al borne U (ello es lo que indica la línea vertical de trazos añadida al gráfico). Si las conexiones de las fases R, S y T están practicadas en el orden correcto, se debería detectar, en este preciso instante, una tensión negativa en el borne W. De ser así, T1 se encontrará en estado de reposo con lo que aparecerá un nivel lógico alto («1») en la entrada (D) de FF1.

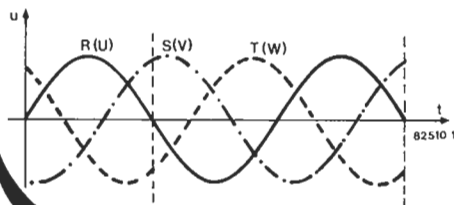
En el momento del paso por cero negativo del borne U, el transistor T2 se hace conductor, lo que se traduce en la aparición de un flanco de subida (positivo) en la entrada de reloj de FF1: al encontrarse un nivel lógico alto en la entrada D, éste se transmite a la salida Q. T4 pasa, a su vez, a estado conductor y el LED verde (D4) se ilumina para evidenciar la «conexión correcta» de las diversas fases.

Si dos fases están invertidas, será un nivel lógico bajo el que estará presente en la entrada D cuando el flip-flop FF1 reciba la señal de reloj positiva. En conse-

cuencia, aparecerá un estado lógico bajo en la salida Q y un nivel lógico alto la salida \bar{Q} . Esta situación se pone de manifiesto con la iluminación del LED rojo (D3). Para solventar el error de conexión, basta simplemente con invertir dos de las fases (poco importa cuales). Los diodos D1 y D2 tienen por objeto proteger a los transistores, bien sea contra una corriente de base demasiado intensa o bien contra la posible aplicación accidental de una tensión negativa en su base.

De nuevo, nos encontramos en este montaje con la presencia de la tensión de red; sólo podemos aconsejarle, por evidentes razones de seguridad, que opte por montar el indicador de fase en una caja de plástico.

También hay que procurar que el interruptor esté perfectamente aislado. La alimentación del montaje se efectuará con la ayuda de una pila de 9 V, ya que no resulta práctico recurrir a una fuente de alimentación a partir de la red. Por último, hay que precisar que si una de las fases no está conectada, la indicación que proporcione el montaje será completamente aleatoria.



52

termómetro ultra-simple

Un LED por grado centígrado

Este termómetro electrónico puede dividirse en tres subconjuntos: un captador (sensor) de temperatura, constituido por el circuito integrado LM335, un amplificador basado en el integrado 723 y un detector de nivel analógico con 5 etapas del tipo TL489.

El sensor de temperatura (IC1) recibe una corriente prácticamente constante, pro-

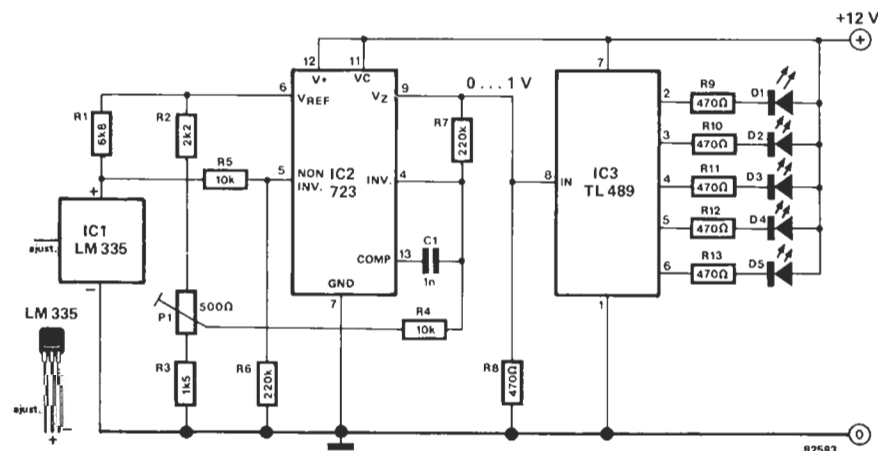
porcionada por la salida de referencia del 723. Con ello es posible efectuar un ajuste estable del punto cero y llegar a obtener una medida que se traducirá en una indicación de temperatura relativamente precisa. El 723 está montado como amplificador de ganancia 20.

Para poder controlar hasta los 0 voltios la salida de este circuito integrado, se uti-

liza la salida Zener del mismo (patilla 9) y se aplica a las entradas inversora (patilla 4) y no-inversora (patilla 5) un nivel de tensión continua. La salida de IC2 está conectada al detector de nivel analógico (IC3).

Según el nivel de la tensión aplicada a la entrada de este circuito integrado, se iluminarán uno o varios diodos LEDs. Puesto que la sensibilidad del captador es de 10 mV/°C y la ganancia del 723 es de 20, se deduce que el TL489 requiere un aumento en el nivel de tensión de 200mV en su entrada para iluminar cada LED sucesivo. Por consiguiente, se iluminará un solo LED por cada elevación de un grado centígrado.

El ajuste es de una simplicidad casi infantil. El potenciómetro P1 permite ajustar el campo de medida (5°C) entre 18 y 23°C, por ejemplo. Si se quiere ampliar el campo de medida de temperatura, hay que cambiar los valores de las resistencias R6 y R7. Así, al tomar R6 = R7 = 100K, se trabaja con un salto de temperatura de dos grados por LED.



53

temporizador mono-circuito con control de triac

Los circuitos temporizadores especializados que pueden encontrarse en el comercio son muy numerosos. He aquí un nuevo circuito de esta categoría fabricado por Valvo, cuya referencia es UAA 3000 y cuyas características son notables:

- conexión directa a la red
- control directo de un triac de salida
- detección integrada de paso por cero (cualquier sistema antiparásitos se hace superfluo)
- la temporización no es perturbada incluso por una interrupción relativamente larga de la alimentación a partir de red (algunos segundos)
- compacto y fácil de activar.

Frente a una serie tan completa de ventajas, el único inconveniente que presenta es que la temporización sólo puede hacerse de minuto en minuto, de 1 a 15 minutos o bien de hora en hora, de 1 a 15 horas.

En cualquier caso, el circuito de la figura 1 es un ejemplo de sencillez. El circuito integrado se alimenta directamente a partir de la red; aunque también puede funcionar, con una alimentación negativa y una señal de reloj negativa. Ello explica la polarización particular de C1, cuyo polo positivo está conectado a masa. Este condensador permite que la temporización se mantenga en caso de una interrupción breve de la alimentación. Antes de pasar a la selección del intervalo de temporización, hay que determinar si se trata de horas o de minutos. Para operar en modo «horario» no se efectúa el puente J5, puente que, sin embargo, resulta indispensable para trabajar en modo minutos. La programación de la temporización propiamente dicha se realiza en código BCD a través los puentes

J1 ... J4. En la tabla adjunta quedan reflejadas las conexiones asociadas a cada tipo de temporización. Si el puentado se realiza por medio de interruptores, la tarea de programación se verá facilitada en gran medida.

Una vez que se ha programado la duración, basta con accionar el pulsador S1 para disparar el temporizador. De inmediato, un impulso de disparo negativo ceba al triac.

El valor de la resistencia R4 determina la corriente de disparo: para $R4 = \infty$, será de 6,5 mA; para $R4 = 0$ ohmios, la corriente de disparo pasa a 40 mA. Con el valor de 5K6 que hemos considerado en este caso, la corriente será de unos 15 mA. Este es un valor adecuado para el tipo de triac que indicamos en el esquema. El detector de paso por cero de las alternancias está conectado a la red a tra-

vés de R3 y, de este modo, el cebado del triac se realiza de tal forma que ningún impulso de alta frecuencia de lugar a perturbaciones en la red.

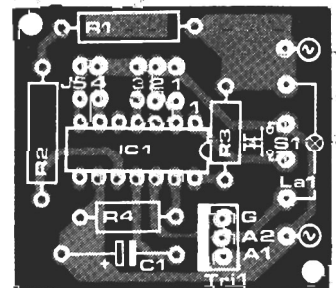
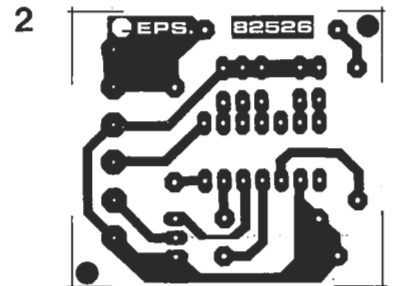
Con el triac utilizado en el esquema y sin refrigeración, se pueden controlar cargas inferiores o iguales a 200 vatios. No obstante, pueden llegar a controlarse cargas muy superiores (de hasta 800 vatios) a condición de proporcionar una refrigeración adecuada al triac.

En la figura 2 se ilustra una placa de circuito impreso que facilitará la realización del temporizador. Sus dimensiones son lo bastante reducidas como para que el circuito pueda montarse junto con el temporizador, dentro de una caja de tipo empotrable.

Desde luego este circuito temporizador está abierto a cualquier otra aplicación que brote del ingenio del aficionado.

	Minutos	Horas
1	J1, J5	J1
2	J2, J5	J2
3	J1, J2, J5	J1, J2
4	J3, J5	J3
5	J1, J3, J5	J1, J3
6	J2, J3, J5	J2, J3
7	J1, J2, J3, J5	J1, J2, J3
8	J4, J5	J4
9	J1, J4, J5	J1, J4
10	J2, J4, J5	J2, J4
11	J1, J2, J4, J5	J1, J2, J4
12	J3, J4, J5	J3, J4
13	J1, J3, J4, J5	J1, J3, J4
14	J2, J3, J4, J5	J2, J3, J4
15	J1, J2, J3, J4, J5	J1, J2, J3, J4

Tabla. Uniones a efectuar para la programación de horas o minutos.



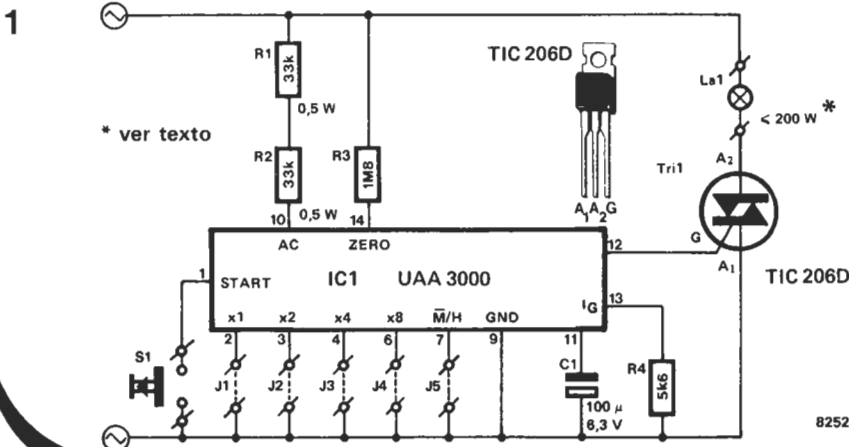
Lista de componentes

Resistencias:
 R1, R2 = 33 k/0,5 W
 R3 = 1M8
 R4 = 5k6

Condensadores:
 C1 = 100 µF/3 V

Semiconductores:
 IC1 = UAA3000 (Valvo)
 Tri1 = TIC206D

Varios:
 S1 = pulsador



54

receptor mi-fi

...«media-fidelidad» en la recepción

Algunas de las emisoras más populares del marco europeo (como, por ejemplo, Radio Montecarlo o Radio-Luxemburgo) emiten en onda larga (LW) y su recepción satisfactoria sólo es posible en determinadas zonas. La calidad de la recepción de este tipo de emisoras se suele situar en un nivel que podríamos calificar como del de «media fidelidad». Cualesquiera que puedan ser los medios técnicos desarrollados, es imposible pretender una recepción de alta fidelidad debido al pequeño ancho de banda. Sin embargo, es relativamente fácil conseguir un nivel de fidelidad medio, que denominaremos «mi-fi», con el empleo exclusivo de componentes normalizados. La mejora que podemos lograr en la recepción llega a ser muy notable con respecto a la que suele ser habitual en las recepciones en modulación de amplitud (AM).

La característica sobresaliente de este receptor es su concepto no muy convencional. La etapa de sintonía del receptor sirve también como antena activa, que puede emplazarse en las condiciones más favorables para obtener la mejor recepción posible. Además, dicha etapa está completamente separada del resto del receptor, es decir del demodulador y de la zona de salida BF.

El conjunto es fácil de alojar en una pequeña caja que se colocará cerca del amplificador de la cadena de alta fidelidad y se conectará a una entrada libre (aux.) del mismo. La antena activa está conectada al demodulador por medio de un cable coaxial. Este cable asegura la transferencia de la señal de alta frecuencia re-

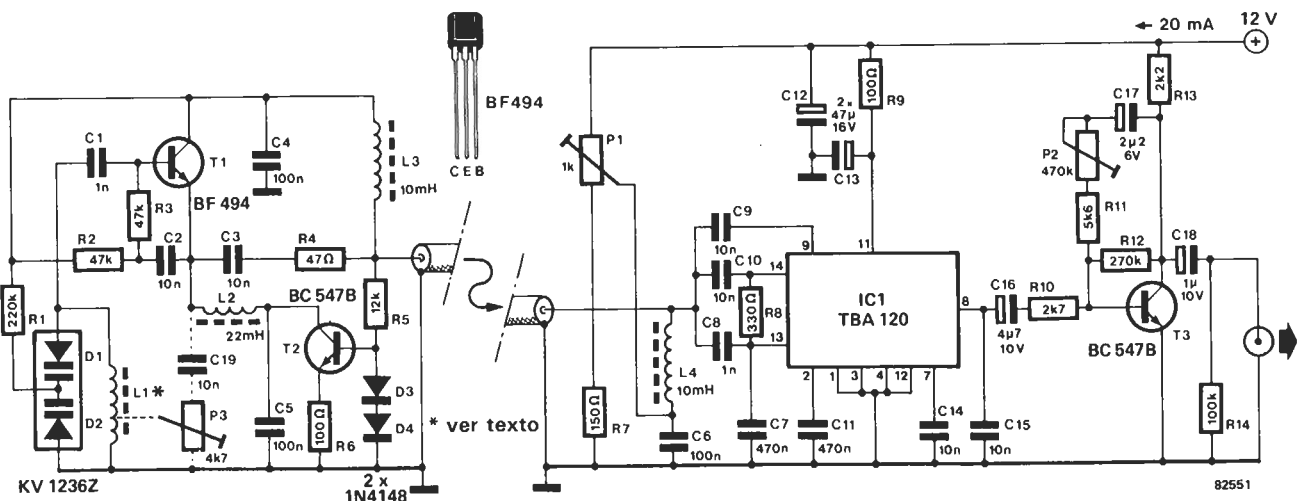
cibida y de la tensión de sintonía que sirve también de tensión de alimentación para la antena activa.

La caja de la antena (de plástico) contiene un circuito de entrada sintonizado, que está constituido por una varilla de ferrita (L2) y un doble diodo capacitivo de tipo varicap. T1, montado como seguidor de emisor, desacopla a alta impedancia la señal producida por el circuito de entrada, de forma que se logre una selectividad suficiente. La fuente de corriente, construida entorno a T2, actúa como resistencia de emisor para T1. La señal recibida no sufre amplificación en la etapa situada alrededor de la antena activa; esta función corre a cargo de la zona de amplificación del TBA 120 que se encuentra en la caja del demodulador. La bobina L2 está concebida para proporcionar una componente inductiva a la impedancia de emisor de T1, antes de la fuente de corriente. La bobina L3 desacopla la tensión de alimentación que sirve también de tensión de salida de alta frecuencia de la antena activa. L4 asegura una función idéntica en el lado del demodulador. La sintonía se obtiene por medio de P1, que será un potenciómetro ajustable si sólo se desea recibir una emisora o bien un potenciómetro multi-vuelta si se quiere conservar la posibilidad de captar diversas emisoras.

El circuito integrado TBA 120 desempeña la función de amplificador y demodulador cuasi-síncrono para la señal proporcionada por la antena activa. Aparte del método no habitual utilizado para la modulación, el receptor sigue el principio de amplificación directa. Por lo que respecta

al superheterodino, este modo de funcionamiento se diferencia por el hecho de que está a salvo de los ruidos parásitos debidos a los productos de mezcla. Esta ventaja se «paga» con una selectividad y una sensibilidad más limitadas. Por consiguiente, el aficionado no debe esperar milagros de este receptor, sobre todo en las horas nocturnas o cuando se trata de captar una emisora alejada. La calidad en la recepción de emisoras próximas es satisfactoria. P2 permite actuar sobre la ganancia del transistor de salida T3 y ajustar así el nivel de salida al de la entrada del amplificador. De ser necesario, es posible aumentar ligeramente la selectividad añadiendo la realimentación positiva, representada con línea de trazos en la zona de la antena activa.

Todas las bobinas tienen una inductancia muy precisa, a excepción de L1, que está constituida por una varilla de ferrita de 10 mm de diámetro y de 20 cm de longitud, sobre la que se han devanado 250 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm de diámetro para las ondas largas y 80 espiras de hilo de 0,3 mm de diámetro para las ondas medias. La toma intermedia destinada a la realimentación positiva (ver esquema) se practica, aproximadamente, a una cuarta parte del número total de espiras contadas a partir de la base (extremo unido a masa). Algunas precauciones finales: es preciso mantener lo más cortos posibles todos los hilos de interconexión, incluidos los puentes. La longitud del cable coaxial no es una magnitud crítica.

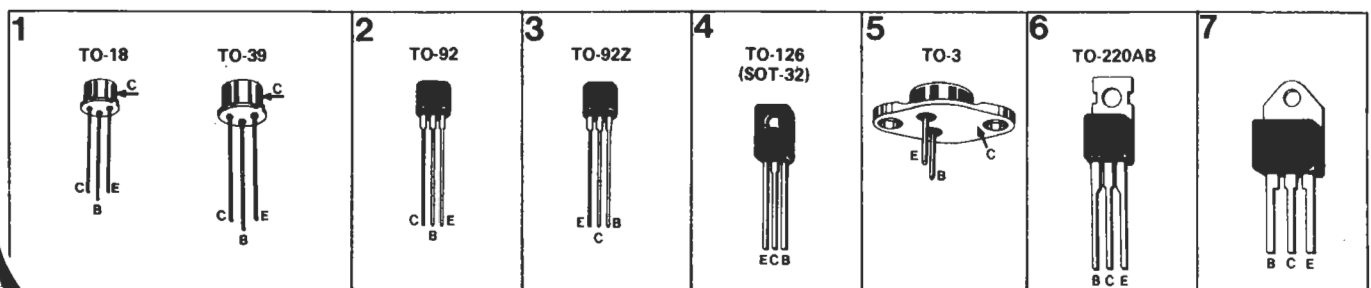


transistores

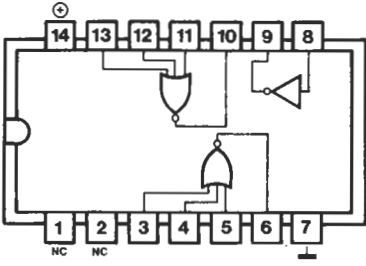
Tipo	PNP NPN	max U _{CEO} (V)	max I _c (mA)	P _{max} (mW)	hFE/I _c (mA)		compl.	fig.
BC 107	N	45	100	300	>110	2	BC 177	1
BC 108	N	20					BC 178	1
BC 109	N	40	1000	3700	>40	100	BC 179	1
BC 140	N						60	BC 160
BC 141	N	40	100	300	>70	2	BC 161	1
BC 160	P	60					BC 140	1
BC 161	P	60	100	300	>110	2	BC 141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

Tipo	PNP NPN	max U _{CEO} (V)	max I _c (A)	P _{max} (W)	hFE/I _c		compl.	fig.
BD 131	N	45	3	15	>40	0,5 A	BD 132	4
BD 132	P						BD 131	4
BD 135	N	60	1	8	>40	0,15 A	BD 136	4
BD 136	P						BD 135	4
BD 137	N	80	1,5	20	>20	3 A	BD 138	4
BD 138	P						BD 137	4
BD 139	N	45	2	25	40	0,15 A	BD 140	4
BD 140	P						BD 139	4
BD 169	N	32	4	36	>85	0,5 A	BD 139	4
BD 170	P						BD 170	4
BD 170	P	45	6	65	>30	0,3 A	BD 169	4
BD 183	N						BD 183	5
BD 233	N	60	2	30	>25	1 A	BD 234	4
BD 234	P						BD 234	4
BD 235	N	80	10	80	>40	1 A	BD 235	4
BD 236	P						BD 236	4
BD 237	N	45	8	62,5	>750	3 A	BD 237	4
BD 238	P						BD 238	4
BD 240	N	25	125	>25	1,5 A	—	BD 240	6
BD 241	P						BD 240	6
BD 242	N	32	4	36	>85	0,5 A	BD 239	6
BD 243	P						BD 242	6
BD 244	N	45	6	65	>30	0,3 A	BD 241	6
BD 245	P						BD 244	6
BD 246	N	60	2	30	>25	1 A	BD 245	7
BD 249	P						BD 249	7
BD 250	N	45	8	62,5	>750	3 A	BD 246	7
BD 435	P						BD 250	7
BD 436	N	80	4	40	>40	—	BD 247	7
BD 437	P						BD 436	4
BD 438	N	45	4	36	>85	0,5 A	BD 437	4
BD 439	P						BD 438	4
BD 440	N	60	2	30	>25	1 A	BD 439	4
BD 441	P						BD 440	4
BD 442	N	80	10	80	>40	—	BD 441	4
BD 643	P						BD 442	4
BD 644	N	45	8	62,5	>750	3 A	BD 442	4
BD 645	P						BD 644	7
BD 646	N	60	2	30	>25	1 A	BD 645	7
BD 675	P						BD 646	7
BD 676	N	45	8	62,5	>750	3 A	BD 646	7
BD 677	P						BD 675	7
BD 678	N	60	4	40	>40	—	BD 676	4
BD 679	P						BD 678	4
TIP 31	N	40	10	80	>20	0,5 A	BD 677	4
TIP 32	P						BD 679	4
TIP 33	N	60	4	40	>40	—	BD 680	4
TIP 34	P						BD 680	4
TIP 35	N	80	4	40	>40	—	BD 679	4
TIP 36	P						BD 679	4
TIP 41	N	70	15	115	>20	4 A	BD 680	4
TIP 42	P						TIP 41	6
TIP 122	N	100	15	125	>1000	5 A	TIP 42	6
TIP 127	P						TIP 122	6
TIP 142	N	25	100 m	0,3	>20	10 mA	TIP 127	6
TIP 147	P						TIP 142	7
TIP 2955	N	70	15	115	>20	4 A	TIP 147	7
TIP 3055	P						TIP 2955	7
2N3055	N	25	100 m	0,3	>20	10 mA	TIP 3055	7
MJ 2955	P						MJ 2955	5
2N2955	P	—	—	—	—	—	2N3055	5

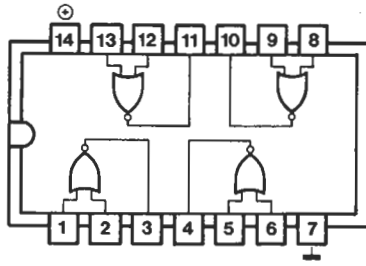
1) darlington
 2) max: U_{CEO}:
 ... A = 60 V
 ... B = 80 V
 ... C = 100 V



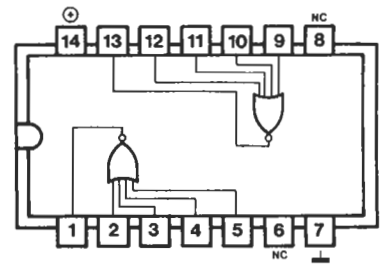
DUAL 3-INPUT NOR-GATE PLUS INVERTER
4000



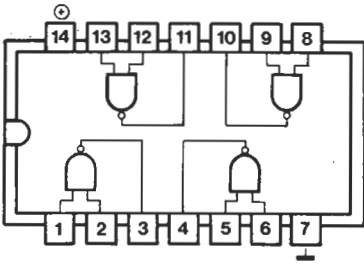
QUADRUPLE 2-INPUT NOR GATE
4001



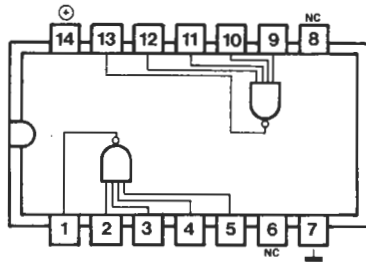
DUAL 4-INPUT NOR-GATE
4002



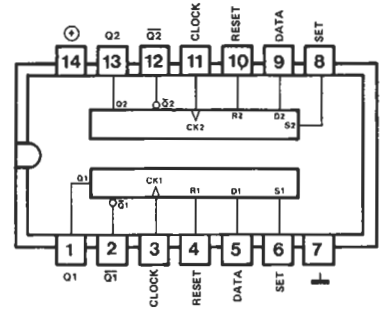
QUADRUPLE 2-INPUT NAND GATE
4011



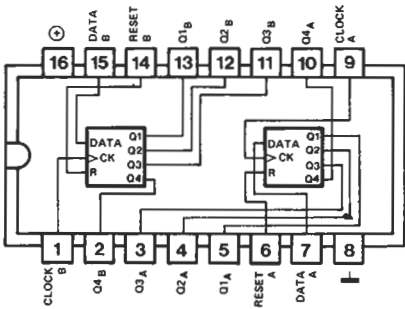
DUAL 4-INPUT NAND GATE
4012



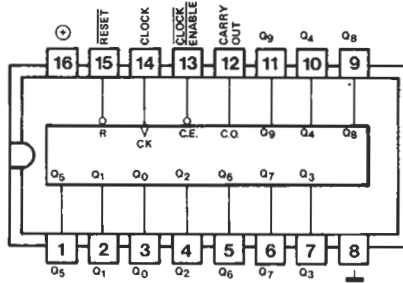
DUAL D-FLIP-FLOP
4013



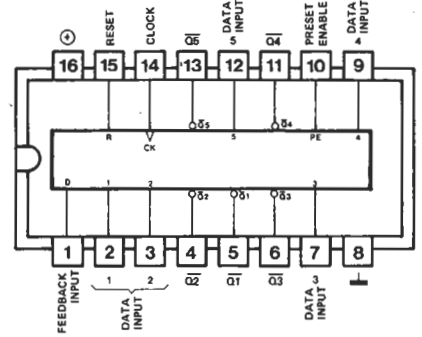
DUAL 4-BIT STATIC SHIFT REGISTER
4015



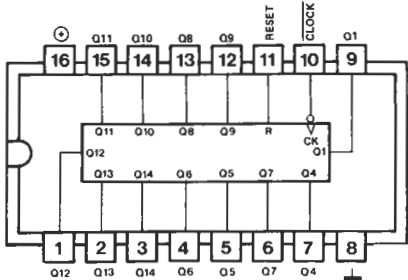
DIVIDE-BY-10 SYNCHRONOUS COUNTER
4017



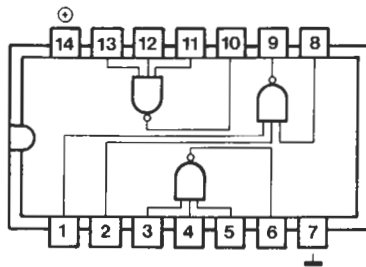
SYNCHRONOUS PRESETTABLE DIVIDE BY 'N' COUNTER
4018



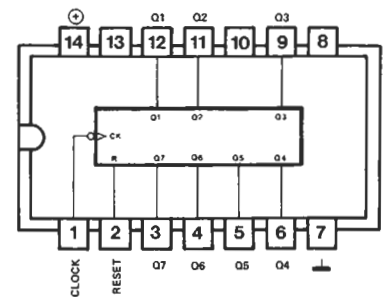
14-BIT BINARY RIPPLE COUNTER
4020



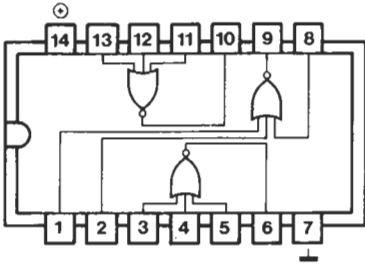
TRIPLE 3-INPUT NAND-GATE
4023



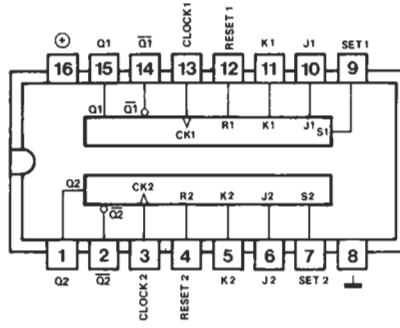
7-STAGE BINARY RIPPLE COUNTER
4024



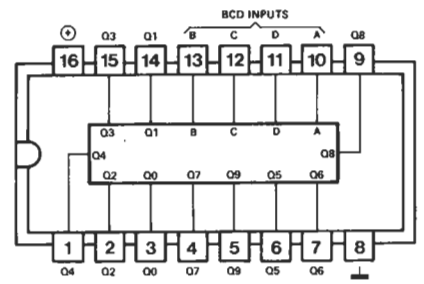
TRIPLE 3-INPUT NOR-GATE
4025



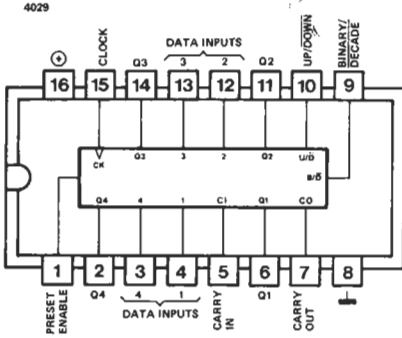
DUAL JK FLIP-FLOP
4027



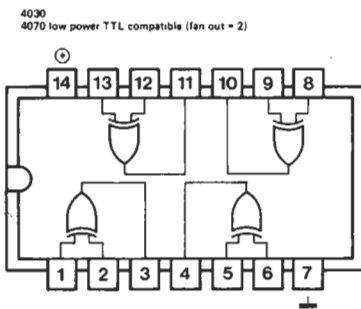
BCD-TO-DECIMAL DECODER
4028



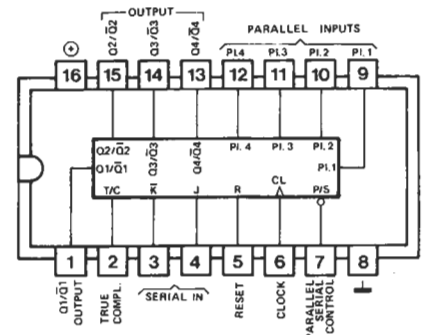
SYNCHRONOUS PRESET TABLE BINARY/DECADE
UP/DOWN COUNTER
4029



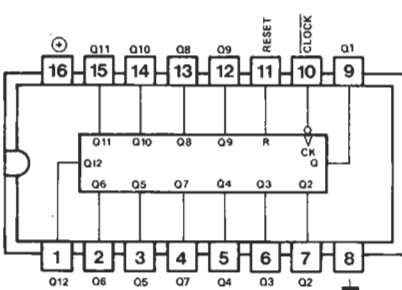
QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-OR-GATES
4030



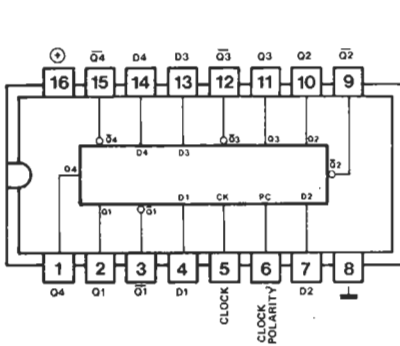
4035
4-BIT
PARALLEL-IN/PARALLEL-OUT
SHIFT REGISTER



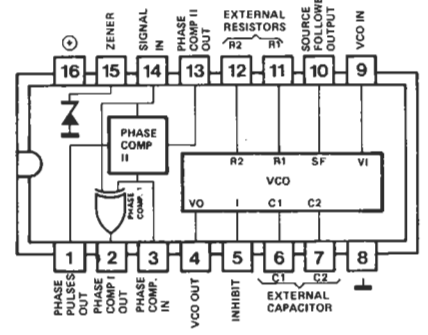
12-BIT BINARY RIPPLE COUNTER
4040



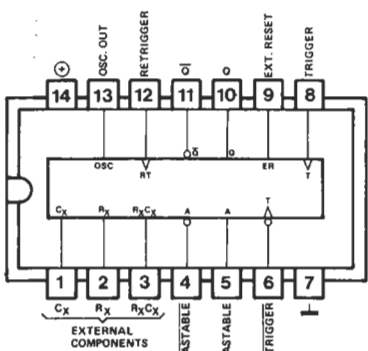
QUAD CLOCKED 'D' LATCH
4042



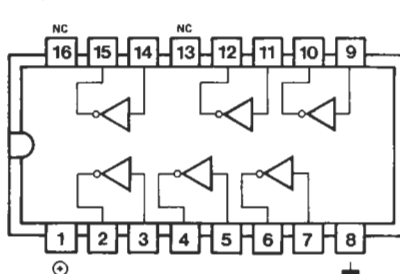
MICROPOWER PLL
4046



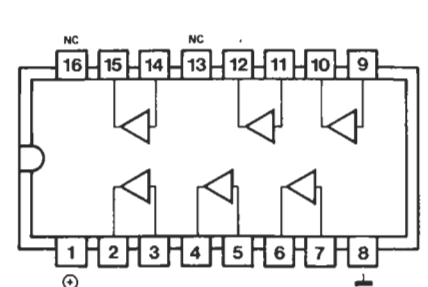
MONOSTABLE/ASTABLE MULTIVIBRATOR
4047

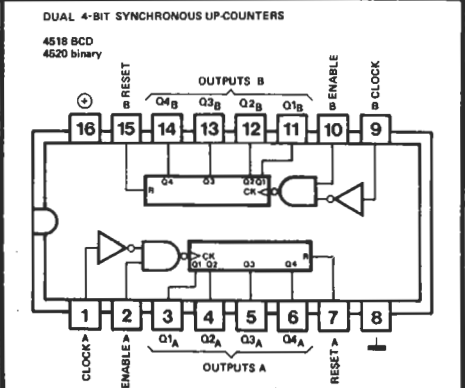
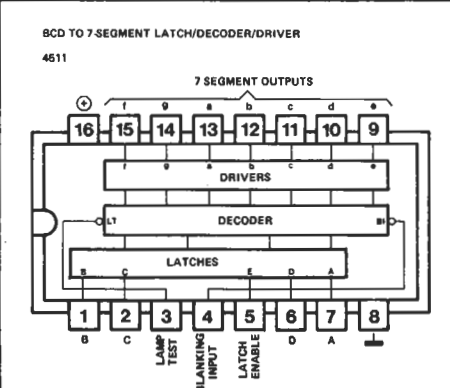
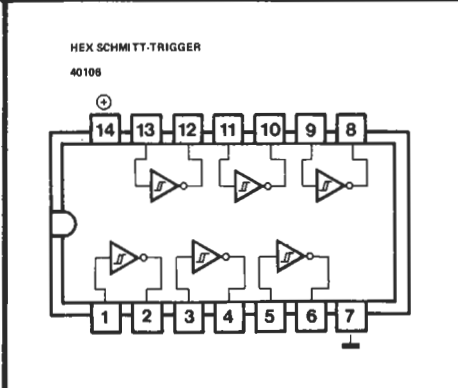
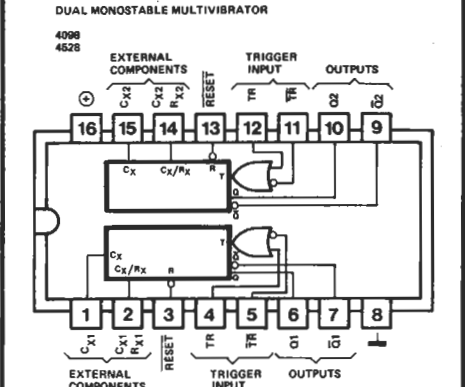
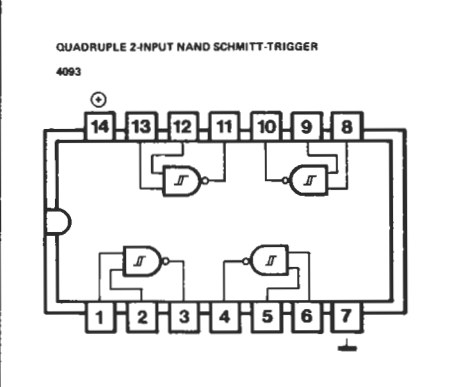
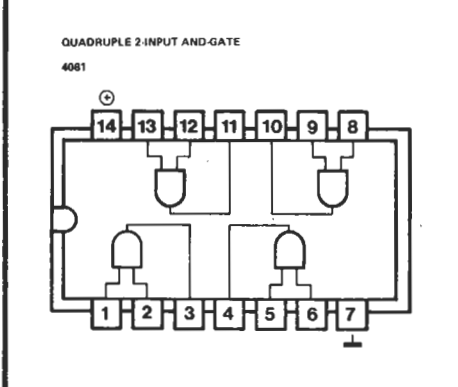
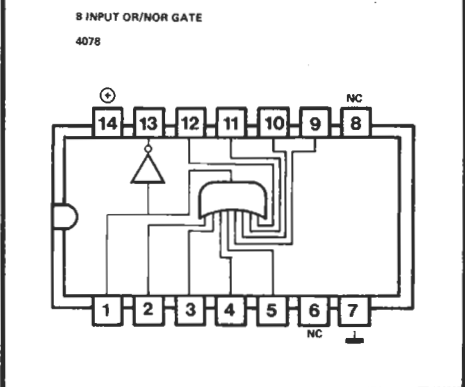
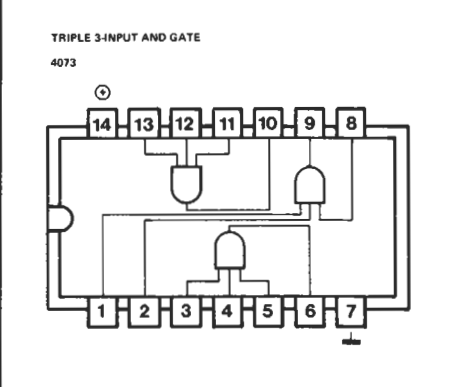
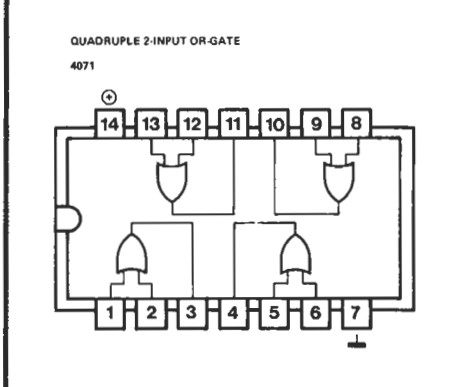
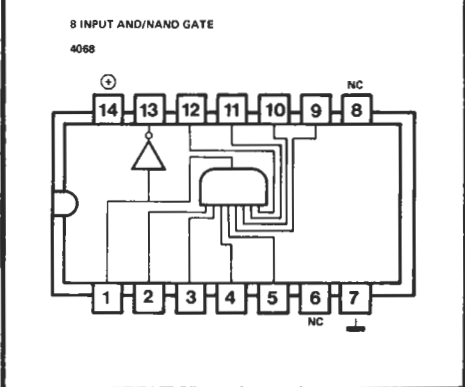
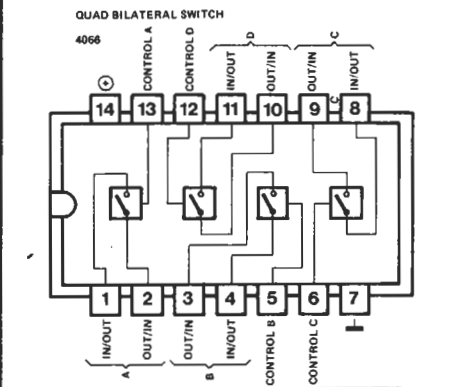
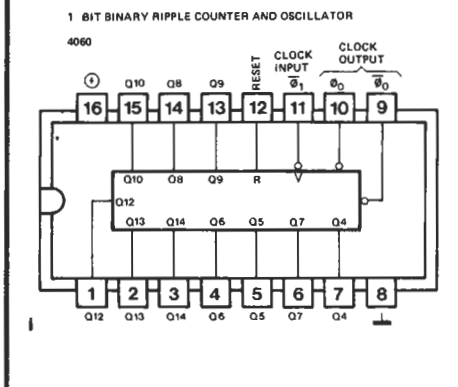
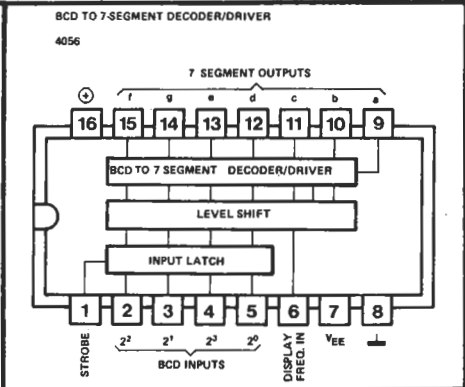
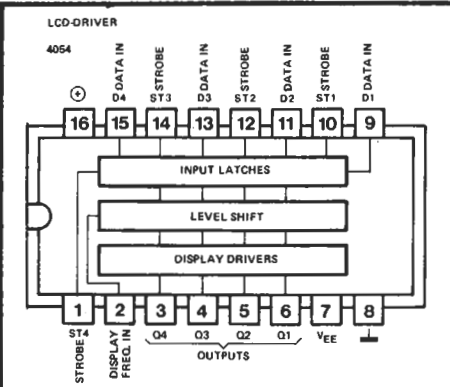
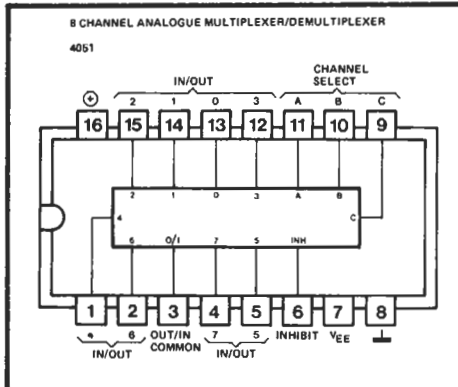


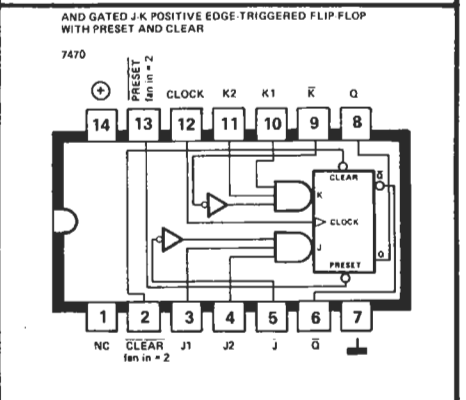
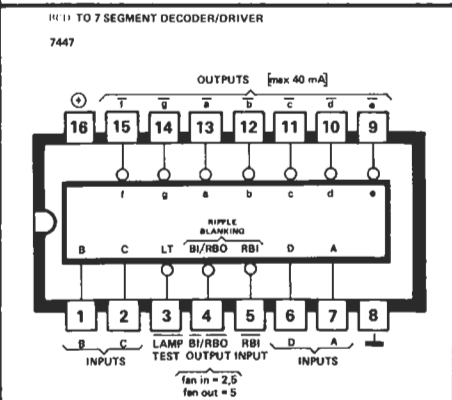
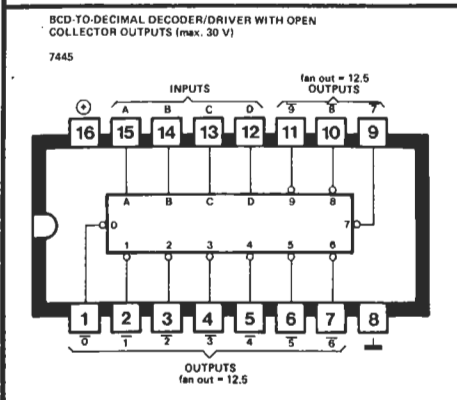
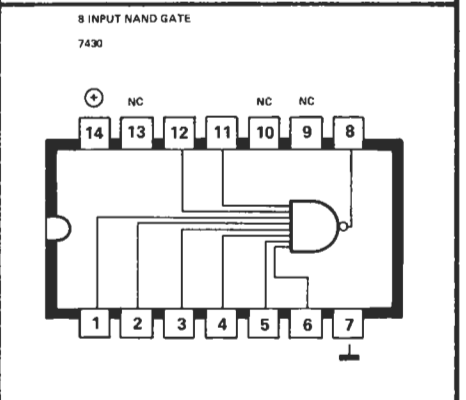
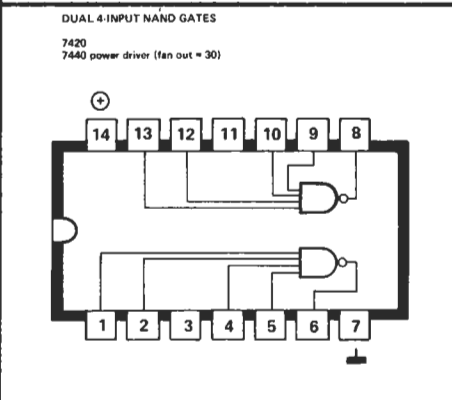
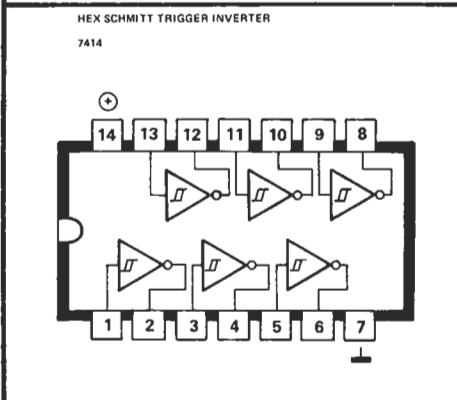
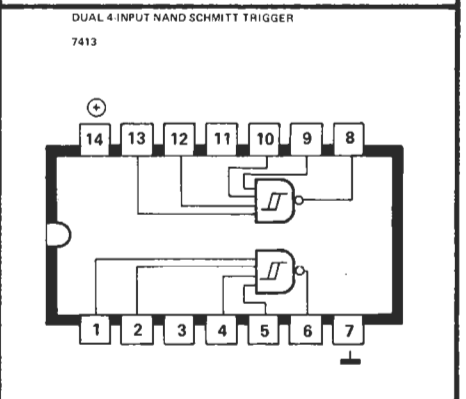
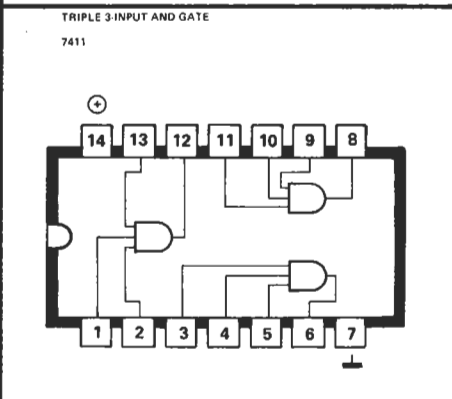
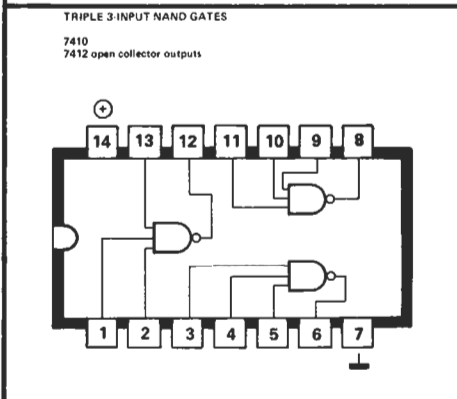
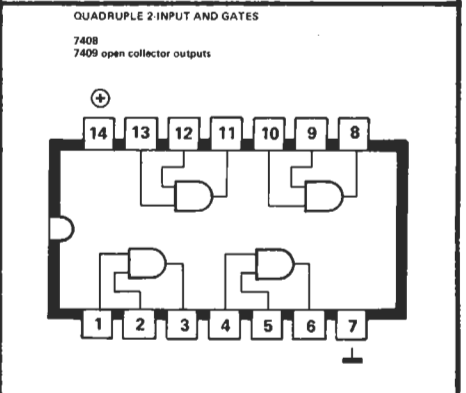
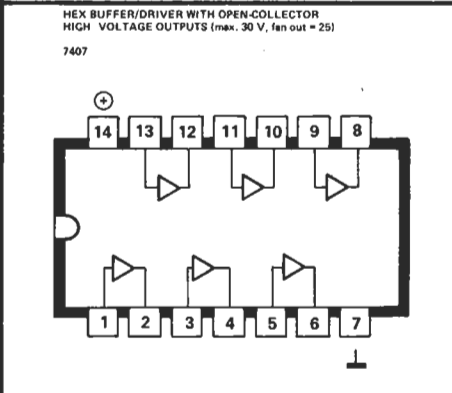
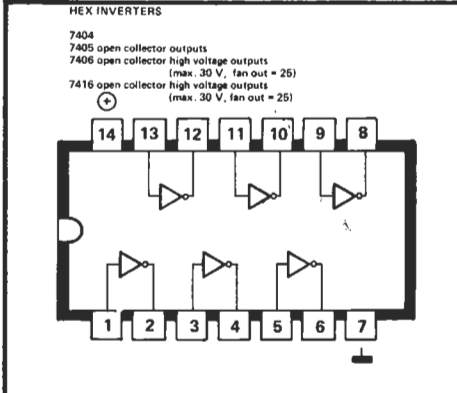
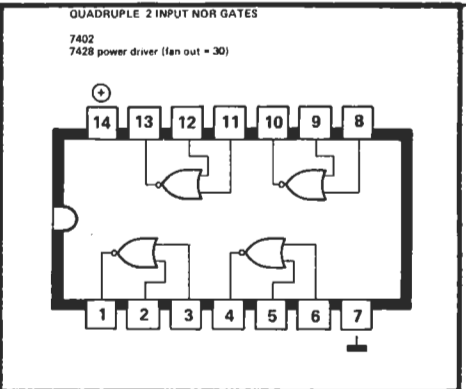
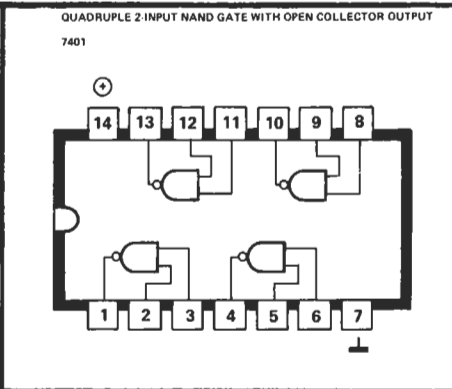
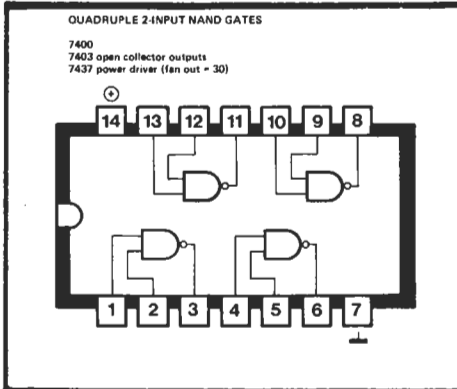
HEX INVERTING BUFFER
4049



HEX BUFFER
4050

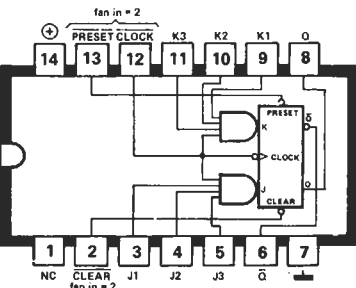






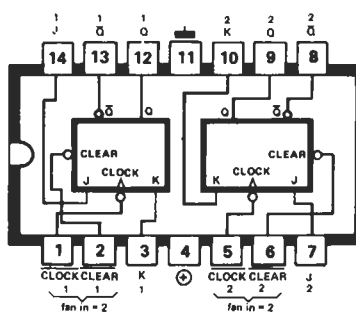
AND GATED J-K FLIP-FLOP WITH PRESET AND CLEAR

7472



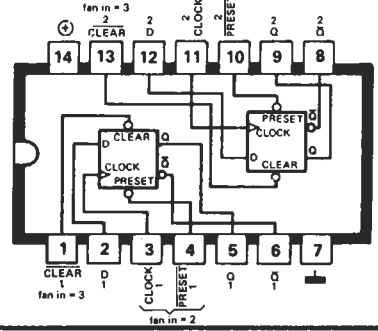
DUAL J-K FLIP-FLOP WITH CLEAR

7473



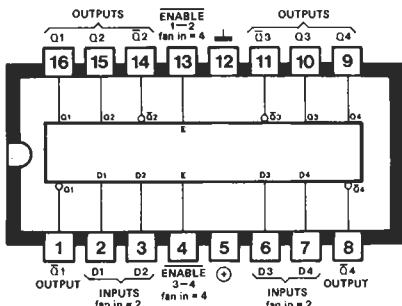
DUAL D-TYPE POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP WITH PRESET AND CLEAR

7474



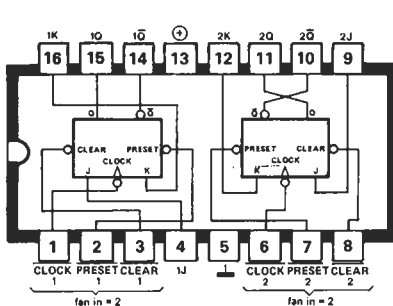
4-BIT BISTABLE LATCH

7475



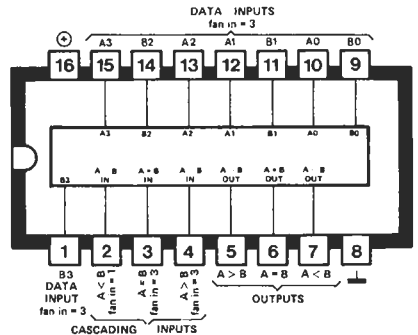
DUAL J-K MASTER-SLAVE FLIP-FLOP WITH PRESET AND CLEAR

7476



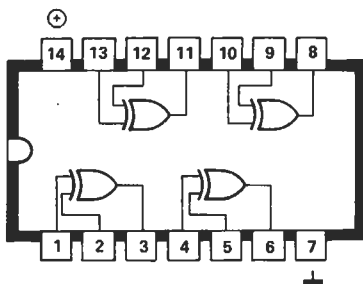
4-BIT COMPARATOR

7485



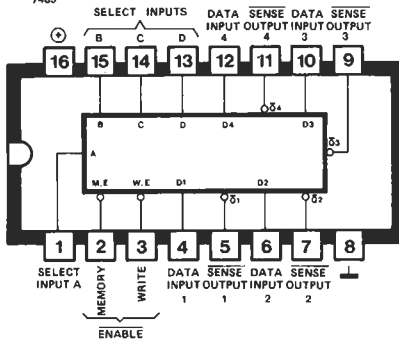
QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE OR GATE

7486



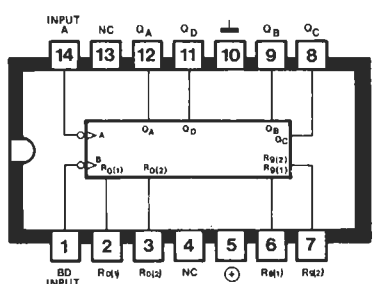
64-BIT READ/WRITE MEMORY (fan out = 7.5)

7489



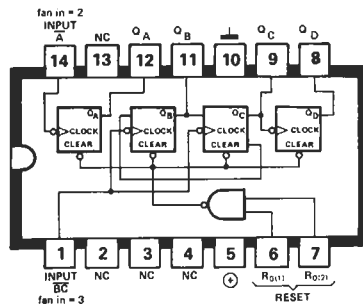
DECADE COUNTER

7490



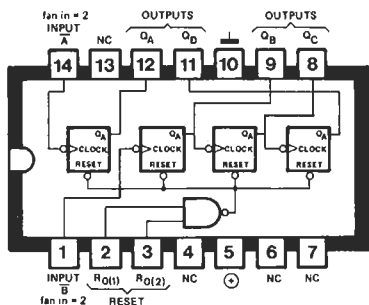
DIVIDE-BY-TWELVE COUNTER (2 and .6)

7492



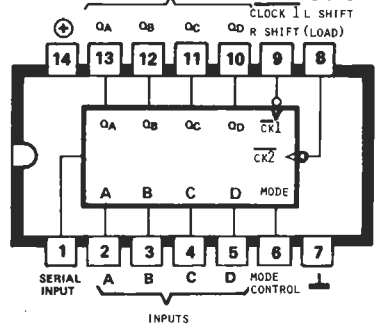
4-BIT BINARY COUNTER

7493



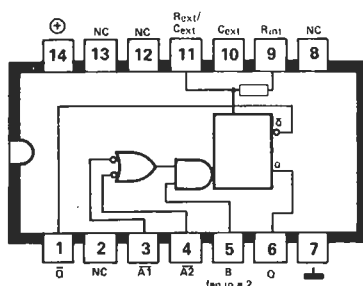
4-BIT PARALLEL-IN PARALLEL-OUT SHIFT REGISTER

7495



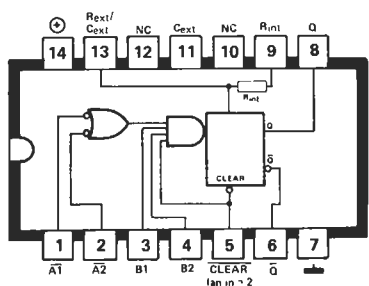
MONOSTABLE MULTIVIBRATOR

74121



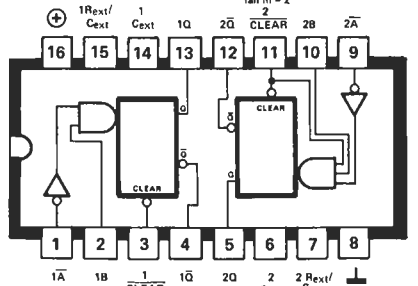
RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATOR WITH CLEAR

74122

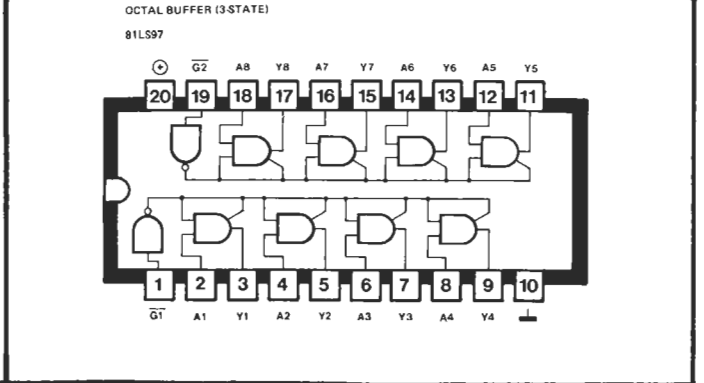
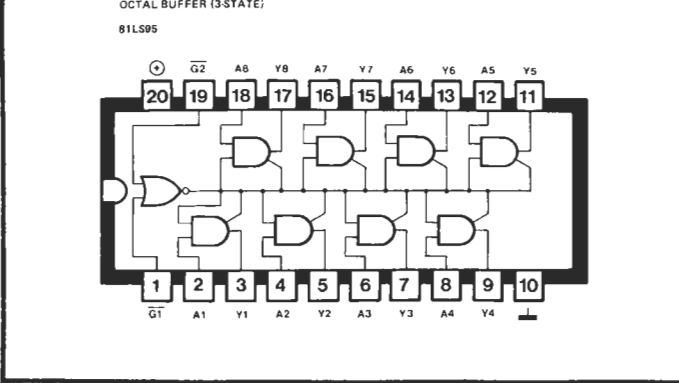
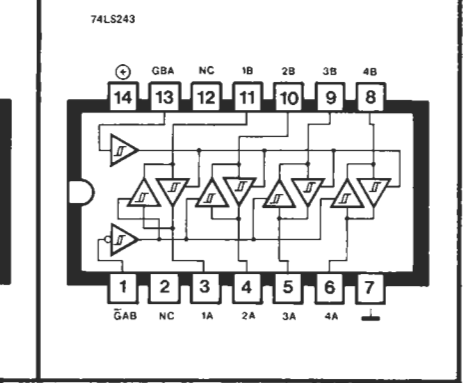
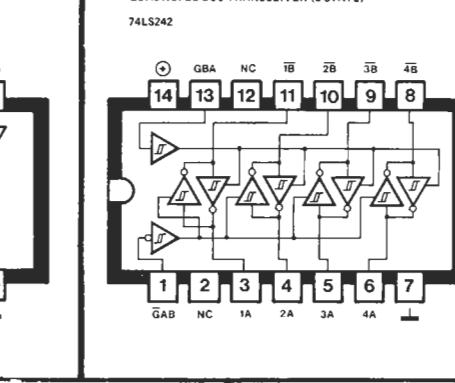
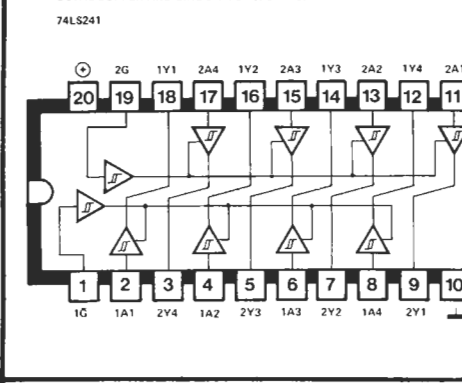
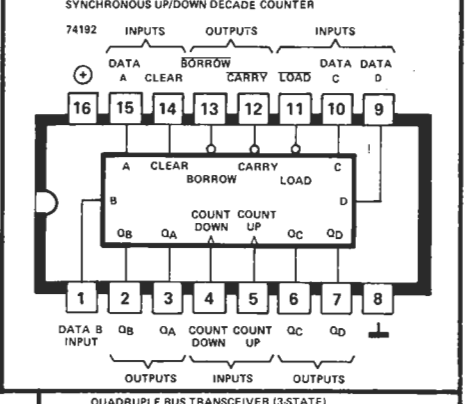
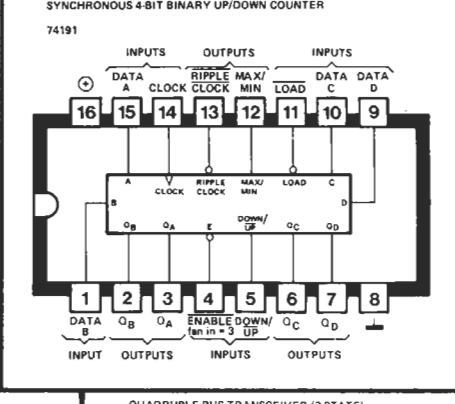
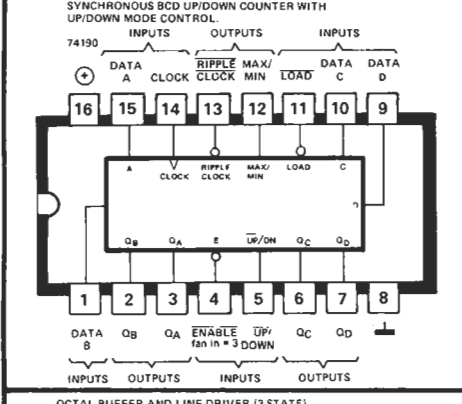
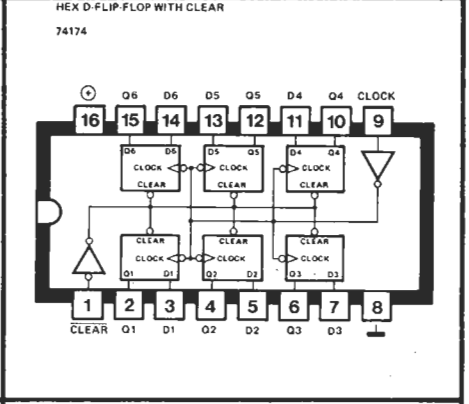
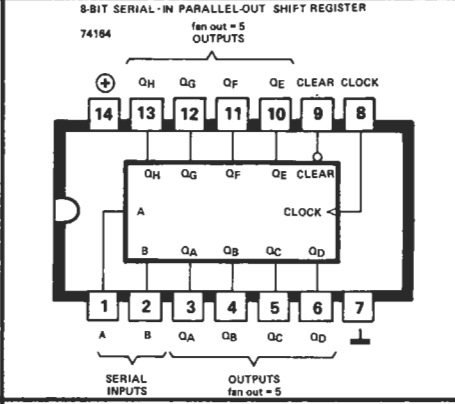
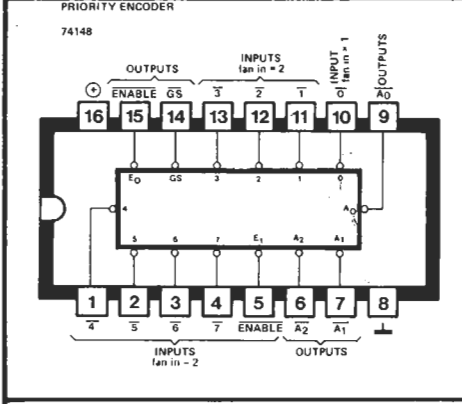
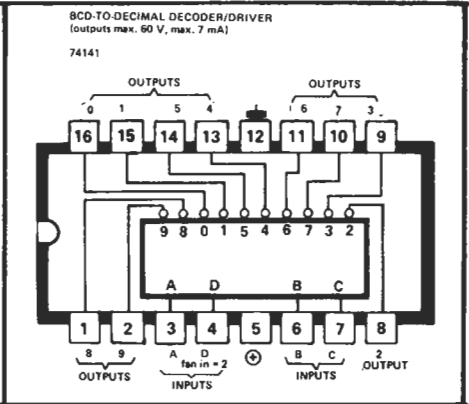
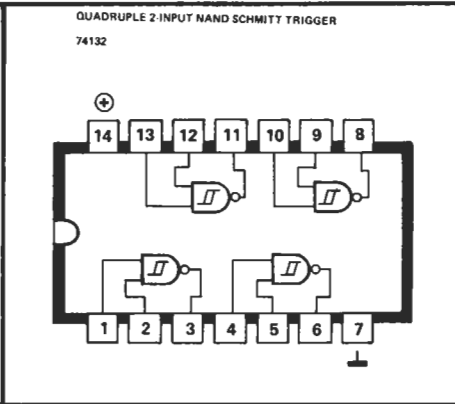
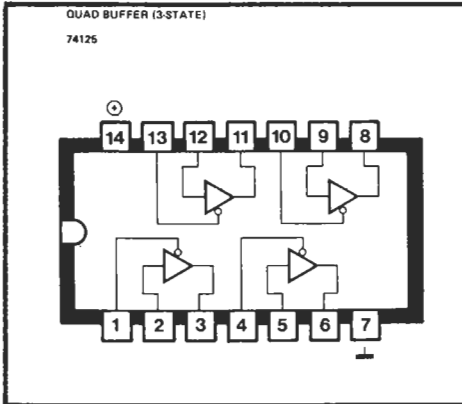


DUAL RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATOR WITH CLEAR

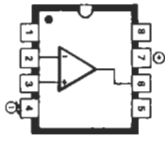
74123



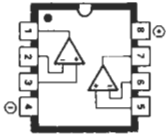
* 121 ... Rint = 2 kΩ; NOM.
* L121 ... Rint = 4 kΩ; NOM.



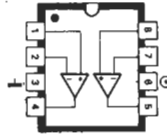
Circuitos Integrados lineales



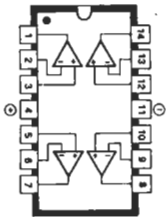
301
318
709
741
CA 3130
CA 3140
LF 355/356/357
TL 071/081



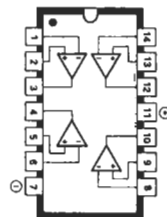
1458
4558



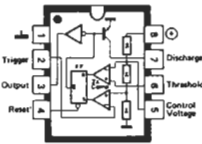
LM 387
NE 542



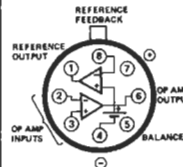
LM 324
TL 074
TL 084



RC 4136

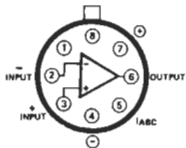


555

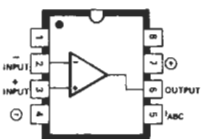
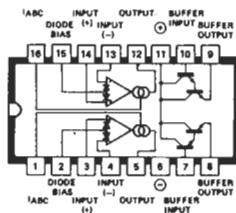


LM 10C

CA 3080



LM 13600



Entrada

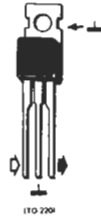


Salida



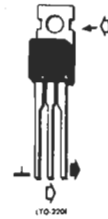
Todos los CIs se representan en vista superior

Reguladores de tensión



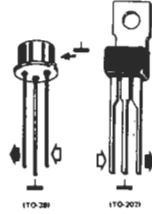
7805
7806
7808
7812
7815
7818
7824

$I_{out} = 1\text{ A}$



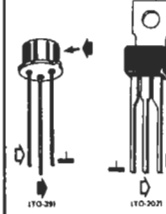
7905
7906
7908
7912
7915
7918
7924

$I_{out} = -1\text{ A}$



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

$I_{out} = 500\text{ mA}$



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

$I_{out} = -500\text{ mA}$



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

$I_{out} = 100\text{ mA}$



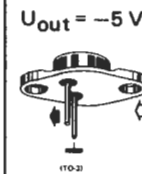
79L05
79L06
79L08
79L12
79L15
79L18
79L24

$I_{out} = -100\text{ mA}$



$U_{out} = 5\text{ V}$

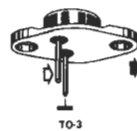
LM 309K
 $I_{out} = 1\text{ A}$
LM 323K
 $I_{out} = 3\text{ A}$



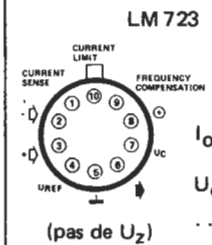
$U_{out} = -5\text{ V}$

$I_{out} = -3\text{ A}$

$U_{out} = 1,2\text{ V} \dots 37\text{ V}$



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



LM 723

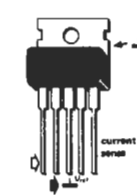
$I_{out} = 200\text{ mA}$

$U_{out} = \dots 37\text{ V max.}$

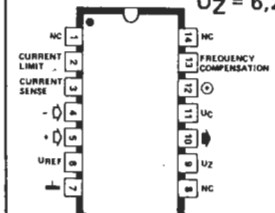
$U_{ref} = 7,15\text{ V}$

$U_z = 6,2\text{ V}$

$U_{out} = 2,85\text{ V} \dots 40\text{ V}$



L 200
 $I_{out} = 2\text{ A}$



Tensiones de entrada admisibles.

7805 = 8 V ... 35 V
7806 = 9 V ... 35 V
7808 = 11 V ... 35 V
7812 = 15 V ... 35 V
7815 = 18 V ... 35 V
7818 = 21 V ... 35 V
7824 = 27 V ... 40 V

7905 = -8 V ... -35 V
7906 = -9 V ... -35 V
7908 = -11 V ... -35 V
7912 = -15 V ... -35 V
7915 = -18 V ... -35 V
7918 = -21 V ... -35 V
7924 = -27 V ... -40 V

55

super-fuente de 5 V

... potencia «per tuti»

El tema de las fuentes de alimentación parece ser de poco interés desde la introducción de los bien conocidos circuitos integrados reguladores de tensión de 3 patillas. Sin embargo, la utilidad para el constructor casero medio se suele limitar a las versiones que pueden entregar hasta una salida máxima de 1 A, como son los componentes de la serie 78XX. Existen algunos reguladores integrados que proporcionan hasta 10 A, pero su precio es prohibitivo.

La idea es añadir una etapa de salida de potencia, constituida por varios transistores en paralelo y controlados por un 723 (cuyas características técnicas no tienen, por lo demás, nada que envidiar a las de los reguladores clásicos de 3 patillas). El circuito presentado proporciona una tensión ajustable entre 2 y 7 voltios. La tensión no regulada necesaria para el circuito integrado se obtiene después de doblar la tensión, rectificad y alisada, del secundario del transformador, a través de un regulador de tensión que, en este caso, es de tres patillas. Este método fue

elegido por la muy buena razón de que la tensión secundaria del transformador debe mantenerse lo más baja posible, con el fin de limitar al mínimo estricto la disipación de potencia a nivel de la etapa de salida T1 ... T3. Puesto que hemos de hablar de disipación de potencia, indiquemos que la refrigeración de T2 y de T3 debe hacerse por medio de radiadores de calor suficientemente grandes. Una resistencia térmica de 2°C/W no es un lujo en este caso.

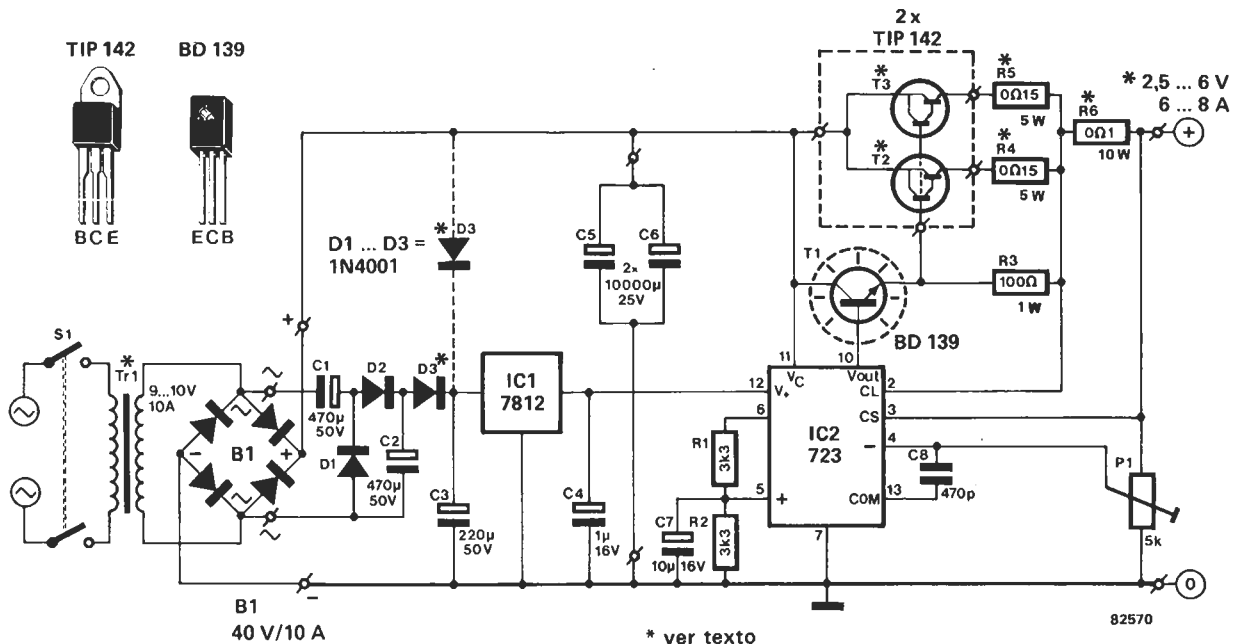
Por las mismas razones, los valores indicados para R4 a R6 se obtienen mejor conectando varias resistencias en paralelo; para R4 y R5, dos resistencias de 0,33 ohmios/5 W en paralelo. En cuanto a R6 disponemos de dos posibilidades según se desee una corriente de salida de 6 u 8 A: en el primer caso, podemos utilizar dos resistencias de 0,22 ohmios/5W asociadas en paralelo, mientras que en el segundo, optaremos por la asociación paralela de tres resistencias de 0,22 ohmios/5 W. Estas resistencias han de soldarse de tal forma que quede un cier-

to espacio entre ellas y el circuito impreso.

La tensión de salida podrá elevarse hasta 14 voltios, a condición de adaptar en consecuencia los componentes R1,R2,C5,C6 y el transformador. El circuito doblador de tensión podrá omitirse en este caso: C1, C2, D1 y D2 no se utilizarán y el ánodo de D3 se conectará al potencial rectificado y filtrado.

Cabe observar que aunque los TIP142 parezcan transistores de potencia ordinarios, son realmente Darlington... en otras palabras: no se pueden sustituir por transistores de potencia convencionales. Nuestro prototipo que proporciona una tensión nominal de 5,5 V sin carga, es capaz de mantener los 5,32 V con una resistencia de carga de 0,68 ohmios, lo que se traduce en una corriente de 7,8 A; expresado en otros términos: la caída de potencial con la mencionada carga no es más que del 3,3%. Por lo demás, en las mismas condiciones, el rizado resulta inferior a 25 mV eficaces.

1



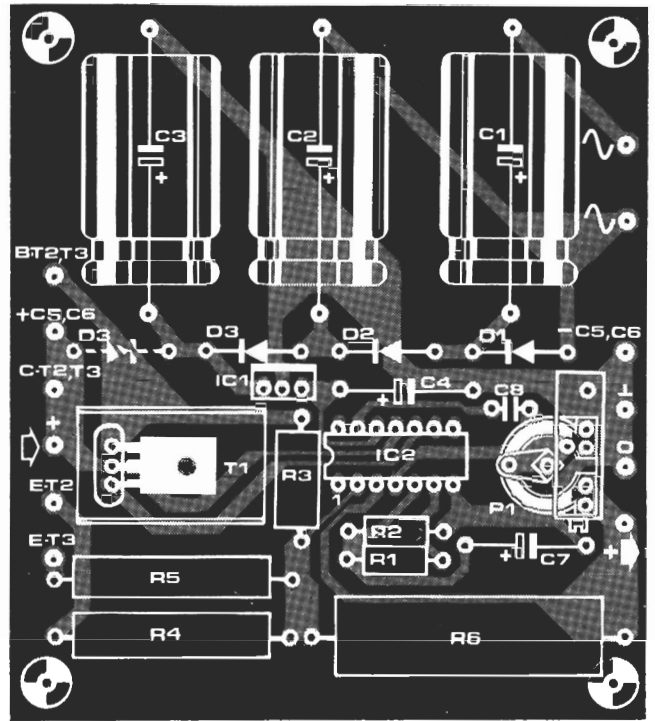
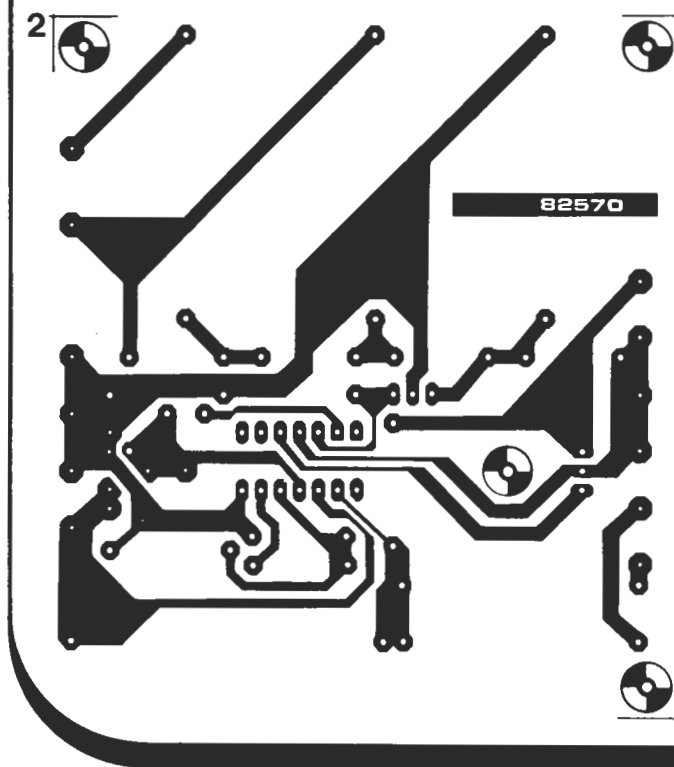
Lista de componentes

Resistencias:
 R1,R2 = 3k3
 R3 = 100Ω/1 W
 R4,R5 = 0,15 Ω/5 W
 R6 = 0,1 Ω/10 W
 P1 = 5 k ajustable

Condensadores:
 C1,C2 = 470 μ/50 V
 C3 = 220 μ/50 V
 C4 = 1 μ/16 V
 C5,C6 = 10 000 μ/25 V
 C7 = 10 μ/16 V
 C8 = 470 p

Semiconductores:
 D1 ... D3 = 1N4001
 T1 = BD139
 T2,T3 = TIP 142
 B1 = puente rectificador
 10 A/40 V
 (N.B.: no para circuito impreso)
 IC1 = 7812
 IC2 = 723

Varios:
 Tr = Transformador de red
 9 ... 10 V/10 A (toroidal)
 S1 = interruptor bipolar de red



D. Paulsen

56

VCO generador de señales

... triangulares y de onda cuadrada

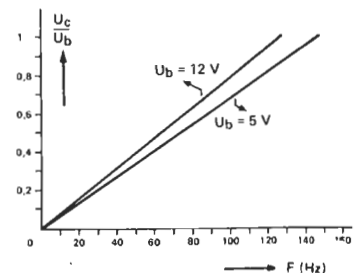
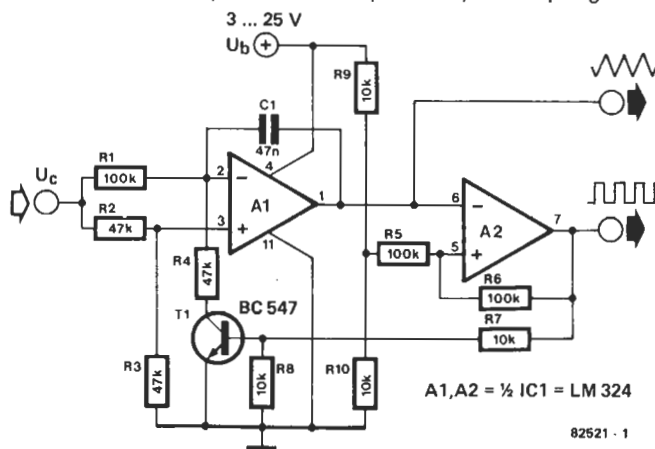
En esta ocasión, les presentamos a un VCO (oscilador controlado por tensión) cuya tarea consiste en generar señales triangulares y de onda cuadrada. Como todo VCO que se precie, entrega una señal de salida cuya frecuencia depende de una tensión de control (U_c). La originalidad reside en la anchura inusitada de la gama de control de tensiones, que se extiende desde 0 voltios a la tensión de alimentación positiva del VCO (que puede estar comprendida entre + 3 y + 25 V). No obstante, hay que adoptar precauciones cuando se utilicen alimentaciones de baja tensión, puesto que el nivel de salida máximo debe situarse, al me-

nos, 1,5 V por debajo de la tensión de alimentación.

El montaje se basa en el principio de «integrador-comparador». El condensador C1 forma parte del integrador (constituido por el circuito que rodea al amplificador operacional A1) y se carga con un nivel de corriente constante determinado por el nivel instantáneo de la tensión de salida. En consecuencia, la salida de A1 caerá de forma lineal. La salida del comparador (construido alrededor de A2) cambiará de estado y el transistor T1 empezará a conducir cuando se alcance el umbral inferior de conmutación del comparador y T1 se ponga al corte.

Cuando se toman valores tales como $R2 = R3$ y $R1 = 2 \times R4$, se está en presencia de una señal de salida que tiene una relación cíclica del 50%. La relación entre R9 y R10 determina el nivel de corriente continua de la tensión triangular (igual a $1/2 U_b$, con los valores anteriormente indicados), siendo la tensión pico a pico igual a $R5/(R5 + R6) \times U_b$, en las condiciones precedentes.

En la figura 2 se ilustra la curva característica del VCO con dos tensiones habituales. La frecuencia máxima que se puede alcanzar (cuando $U_c = U_b$) puede aumentarse o disminuirse actuando en sentido inverso sobre el valor de C1. Cuando se llega a las altas frecuencias, la pendiente del flanco de la tensión en onda cuadrada tendrá tendencia a disminuir, en razón al tiempo de subida o de bajada («slew rate») del tipo de amplificador que se utilice.



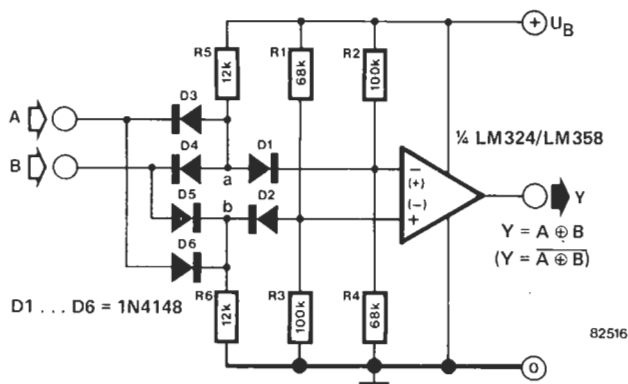
57

puerta OR-exclusiva con un operacional

En la moderna tecnología electrónica, las técnicas digitales están avanzando e, incluso, invadiendo a pasos agigantados el campo de la circuitería analógica. Afortunadamente, esta situación no exige siempre el empleo de circuitos integrados especiales; es bastante común ver amplificadores operacionales utilizados para la síntesis de las funciones lógicas NOT, AND, NAND, OR y NOR. Sin embargo, es muy raro encontrar una puerta OR exclusiva (tanto en lógica positiva como negativa) obtenida a partir de amplificadores operacionales.

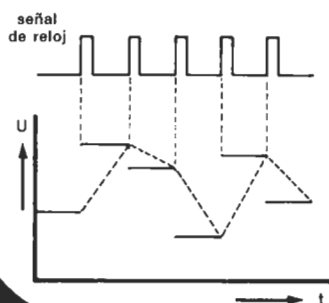
Resulta muy fácil construir estas funciones lógicas con el empleo de amplificadores operacionales del tipo LM324 o LM358. Esta categoría de circuitos integrados tienen la ventaja de que sus salidas pueden controlarse, prácticamente a 0 voltios, sin necesidad de aplicar una tensión de alimentación negativa. El esquema muestra cómo realizar una función OR exclusiva con el empleo de un amplificador operacional. Supongamos que las entradas A y B están a masa (nivel lógico bajo, «0»); entonces, se encuentra en el punto A un nivel lógico

bajo. En consecuencia, la resistencia R5 no tendrá ninguna influencia sobre el estado de la entrada inversora a través del diodo D2. Ello hace que la tensión en la entrada no inversora del amplificador operacional sea inferior a la existente en la entrada inversora, lo que da lugar a un nivel lógico alto (coincidente con la tensión de alimentación, «1» lógico), el punto B pasa también a nivel lógico alto a través de D5 y D6. Las condiciones se invierten: ya no es R6 sino R5 el componente que influye sobre el ajuste del amplificador operacional. La entrada negativa es, ahora, más positiva que la propia entrada positiva, lo que hace que la salida esté todavía a nivel lógico bajo y el punto B a nivel alto. Ello significa que, ahora, el nivel de tensión de la entrada no inversora será superior al de la entrada inversora, lo que da lugar a un nivel de tensión alto en la salida del amplificador operacional. Dicho de otro modo, nos encontramos ante una auténtica puerta OR exclusiva. Si desea disponer de una puerta OR exclusiva en lógica negativa (EXNOR) puede aprovechar totalmente este montaje: no tiene más que invertir las entradas positiva y negativa. La salida del amplificador operacional estará al nivel lógico bajo cuando las dos entradas estén a niveles lógicos distintos.



58

mejora de la legibilidad en el osciloscopio



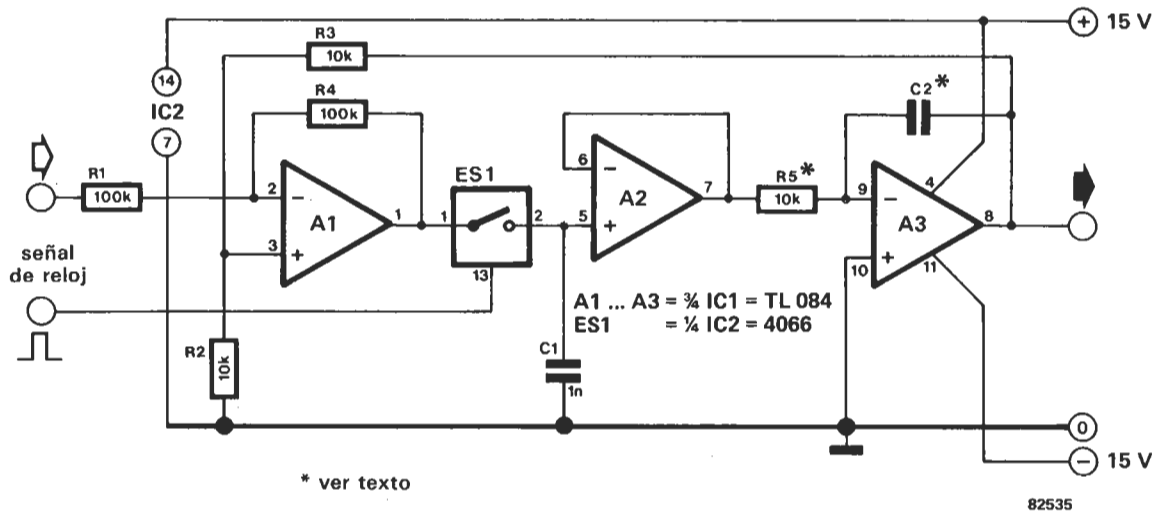
Cuando se envían a la pantalla de un osciloscopio señales analógicas convertidas en señales digitales, nos encontramos con que su legibilidad es inferior a la deseable. Ello se debe al hecho de que la imagen está, en realidad, constituida por la superposición de un número importante de líneas horizontales, que tienen poca o ninguna relación entre sí. La interconexión de estas líneas permite «batir»

una imagen con la otra y obtener una visualización mucho más agradable y legible. El montaje que vamos a describir es capaz de realizar este milagro; se verá aparecer en la pantalla una línea quebrada (forma de onda bastante compleja), realmente muy angulosa, pero que, no obstante, mejora sensiblemente la interpretación de la imagen. Para conseguir es-

te resultado, precisamos de una señal de reloj que pase a nivel lógico alto ('1') en el instante preciso en que el dato adopte un nuevo valor. Esta señal se extrae del montaje existente por intermedio de un oscilador monoestable. El principio de funcionamiento del montaje es muy simple. El amplificador operacional A3 está concebido como un integrador que actúa a modo de memoria. Si el nivel de la tensión de entrada está en correspondencia con el nivel de tensión de la salida de A3, la diferencia entre los dos niveles de hallará presente en la salida de A1. Desde luego, la diferencia será mayor cuanto más se desvíe el

nuevo nivel con respecto al valor anterior. Por consiguiente, la salida de A3 cambiará en un intento de corregir el «error». El ritmo de cambio dependerá de cuan grande sea la diferencia, de ahí que cuanto mayor sea el «error», tanto más rapido será el cambio en la salida. Siempre que la combinación R5/C2 se haya elegido adecuadamente, la diferencia entre los niveles de las tensiones de entrada y de salida será cero al final de cada ciclo. El amplificador operacional A2 es simplemente un seguidor de tensión de alta impedancia y se incluye para asegurar que el nivel de tensión a través de C1 se man-

tenga estable entre impulsos de reloj. El interruptor electrónico ES1 no es estrictamente indispensable. En la ausencia de ES1, la señal de salida será relativamente cuadrada, lo que no suele ser habitual. Como se indicó anteriormente, es preciso que la constante de tiempo RC del integrador corresponda a la frecuencia con la que los datos cambian de valor. Una fórmula aproximada permite calcular los valores de los componentes: $f = 1/RC$. La adición de un potenciómetro ajustable en serie con R5 resulta indispensable para poder realizar un ajuste fino.



59

disparador Schmitt con conmutador analógico

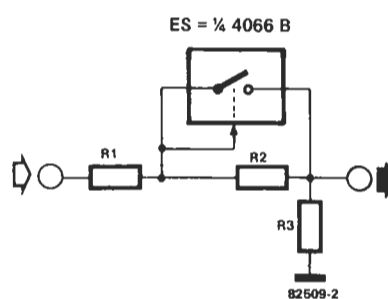
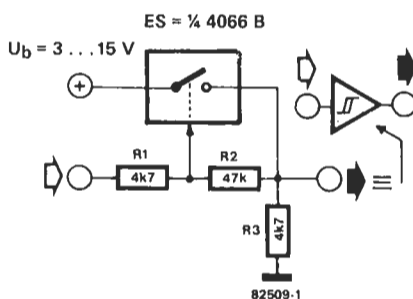
Los conmutadores analógicos CMOS, del tipo 4066, ofrecen otras muchas posibilidades que las inmediatamente derivadas de su naturaleza de «versión electrónica del conmutador de señales». Si en el momento de realizar un montaje ba-

sado en el empleo de un circuito integrado de este tipo, nos queda libre algun conmutador analógico, podemos utilizar a este último para construir, por ejemplo, un disparador Schmitt. El esquema del disparador que aparece en la figura 1,

exige las relaciones aproximadas siguientes:

- Umbral de conmutación de 0 a 1 = $U_b \cdot (1 - M R_1/R_2)$.
- Umbral de conmutación de 1 a 0 = $U_b \cdot (1 + R_1/R_2)$.

En la figura 2 se ilustra una variante muy interesante de este disparador. En este caso particular, el disparador está combinado con un divisor de tensión, con lo que se convierte en un disparador variable. Esta función es particularmente útil cuando se quiere construir un montaje limitador o realizar una dispositivo para el cambio automático de gama. Sin embargo, la tensión de entrada no debe ser excesivamente débil, ya que para garantizar el correcto funcionamiento del interruptor CMOS, es preciso que disponga de una alimentación mínima de 3 V..I



80

sierra para poliestireno expandido

Es muy posible que la mayor parte de nuestros lectores se hayan dedicado en alguna ocasión a la tarea de cortar el poliestireno expandido con la ayuda de un filamento metálico caliente. Si este filamento se coloca en el lugar ocupado originalmente por la fina hoja de una sierra para contrachapado, nos hallaremos entre las manos con una estética y muy eficaz sierra para poliestireno expandido, idéntica a la ilustrada en el dibujo adjunto. El único problema que nos queda por resolver es el de mantener el filamento a la temperatura adecuada y ésta es, precisamente, la función asegurada por el montaje que vamos a describir.

Por evidentes razones de seguridad, la alimentación del hilo se realiza por me-

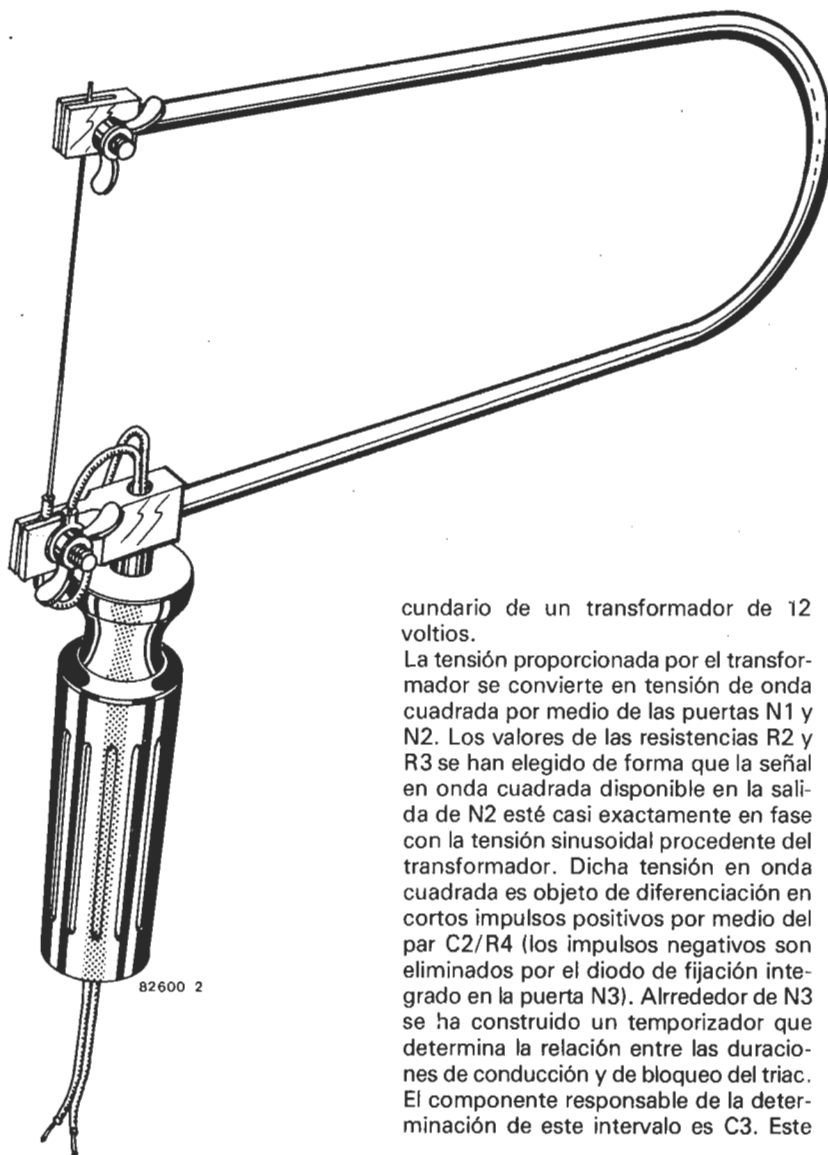
dio de una tensión poco elevada obtenida a través de un transformador. En estas condiciones, nos basta con disponer de un medio que permita controlar la corriente que atraviesa el hilo, para elegir la temperatura que nos interese en cada momento. Para poder limitar al máximo las pérdidas de energía, el principio utilizado es el de la regulación por período. Este proceso consiste en bloquear temporalmente la corriente, con lo que controlamos la potencia desarrollada y, en consecuencia, la temperatura, sin pérdida importante de energía. Un triac (Tri1) 'controla' el establecimiento de los períodos de paso de la corriente. El hilo (R1) es alimentado a partir del devanado se-

condensador se carga a través de P1 y se descarga a través de la salida de N3, por medio de R5 y D3. El proceso de carga y de descarga tiene lugar entre los umbrales de disparo inferior y superior del disparador Schmitt N3. La tensión aplicada en los bornes de C3 varía, por consiguiente, entre un nivel lógico alto y un nivel lógico bajo (1 y 0). En caso de que haya un nivel lógico alto, N3 reacciona con la recepción de un impulso positivo procedente de N2, que da lugar a un impulso negativo corto en su salida.

En definitiva, nos encontramos en la salida de N3 con impulsos negativos cortos, que hacen pasar el triac a estado conductor, a través de N4 y de T1, siempre al principio de un período. La red R-C, constituida por R6/C4, hace que el triac se mantenga conductor durante un período completo.

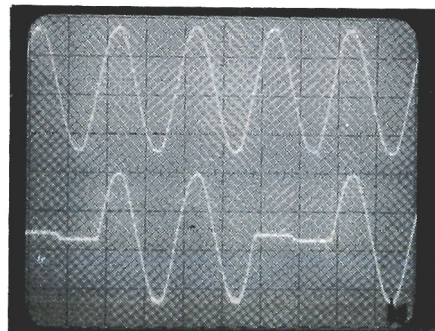
Los impulsos negativos disponibles en la salida de N3 hacen que, transcurrido un cierto período de tiempo (que depende de la posición de P1), la tensión en bornes de C3 caiga hasta el umbral de disparo inferior; a partir de este instante, la puerta N3 ya no reacciona ante los impulsos procedentes de N2 y su salida queda a nivel lógico alto. El triac ya no es conductor y, al mismo tiempo, C3 ya no se descarga a través de R5 y D3. Transcurrido un determinado período de tiempo (que depende de la posición de P1), la tensión existente en C3 vuelve a pasar al nivel lógico alto y el proceso vuelve a iniciarse. De este modo, se puede, mediante la actuación sobre P1, ajustar la relación entre los intervalos de conducción y de bloqueo del triac; con ello, podemos controlar la potencia media desarrollada por el filamento (ver fotografía).

1

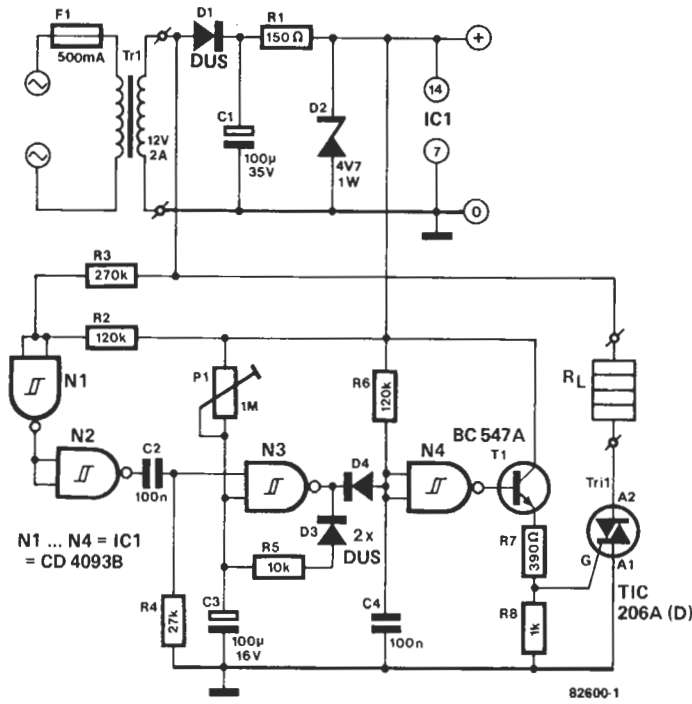


cundario de un transformador de 12 voltios.

La tensión proporcionada por el transformador se convierte en tensión de onda cuadrada por medio de las puertas N1 y N2. Los valores de las resistencias R2 y R3 se han elegido de forma que la señal en onda cuadrada disponible en la salida de N2 esté casi exactamente en fase con la tensión sinusoidal procedente del transformador. Dicha tensión en onda cuadrada es objeto de diferenciación en cortos impulsos positivos por medio del par C2/R4 (los impulsos negativos son eliminados por el diodo de fijación integrado en la puerta N3). Alrededor de N3 se ha construido un temporizador que determina la relación entre las duraciones de conducción y de bloqueo del triac. El componente responsable de la determinación de este intervalo es C3. Este



2



Como ya hemos subrayado anteriormente, la combinación de R6 y de C4 se encarga de hacer que el triac permanezca activo durante períodos completos. Este método tiene la ventaja de cargar al transformador de forma simétrica y de no exigir, por consiguiente, la generación de corrientes continuas elevadas. Una carga asimétrica del transformador puede hacer que éste pase a régimen de saturación.

El filamento de corte puede ser un trozo de hilo resistivo (que, en caso de necesidad, se desprenderá de su revestimiento aislante). La resistencia total del hilo debe situarse en las proximidades de 5 ohmios.

61

cara o cruz

¡un inapelable juez electrónico!

La aplicación de este circuito puede ser tan dispar como la de sustituir a la mano de un árbitro que lanza la moneda para elegir campo en un partido de fútbol, o la de sustituir a un sesudo «tomador de decisiones» en el ámbito de las grandes finanzas.

La primera aplicación puede ser trivial, no obstante, si la hierba del terreno de juego está crecida, no deja de ser un inconveniente embarazoso buscar la mo-

neda caída accidentalmente. Por lo demás, la adición de un pequeño montaje que permita equilibrar las posibilidades entre nuestro equipo favorito y un árbitro algo «hueso» es completamente viable.

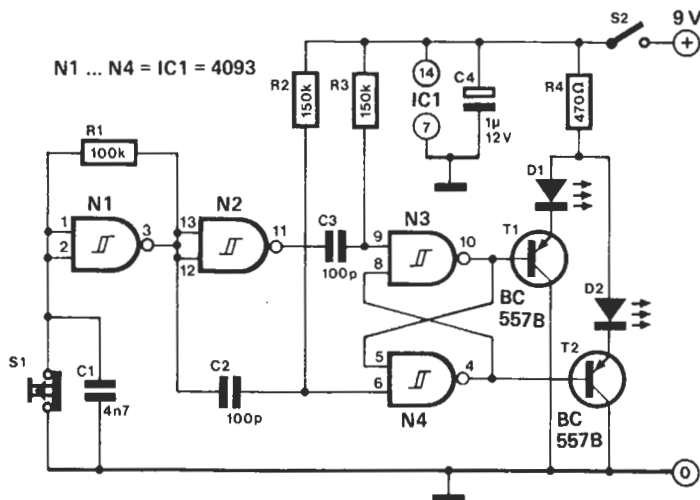
A pesar de estas posibles virtudes y dado que no todos nuestros lectores son «tifosis» empedernidos, enfocaremos la utilidad de este circuito hacia ámbitos en los que hay que tomar importantes de-

cisiones, en momentos de gran tensión. El sufrido ejecutivo dispondrá de un botón que le permitirá dar una respuesta afirmativa, o negativa, en fracciones de segundo, tras estudiar a fondo y desapasionadamente los «pros» y «contras» del vital asunto.

Nuestro circuito es algo así como una píldora «anti-stress». Su éxito está, pues, asegurado.

El montaje es muy sencillo. Consta de un circuito integrado CMOS, algunas resistencias y condensadores, dos diodos LED y un pulsador. Es todo lo que necesitamos, aparte de la imprescindible pila de 9 voltios.

La puerta N1 asociada a C1 y a R1 constituye un generador de señales de onda cuadrada que ataca, a través de N2, al biestable construido con la ayuda de las puertas N3/N4. Una acción sobre el pulsador hace entrar en funcionamiento al generador y los LEDs se iluminarán al ritmo impuesto por la frecuencia piloto. Cuando se libera el pulsador, uno de los LEDs queda iluminado. Es el azar el que determina, más o menos, cuál será el LED que quedará iluminado. ¡Se acabaron las preocupaciones... el destino manda!



82598

62

preamplificador para lectores de cassettes

Un previo estéreo de alta calidad.

Son muchos los poseedores de sistemas de reproducción de cintas que se muestran insatisfechos con las prestaciones de los mismos. Disponen de dispositivos mecánicos que suelen ser de buena calidad, pero la zona de «reproducción» deja mucho que desear, cuando no es completamente defectuosa o incluso inexistente.

Por ello nos ha parecido conveniente proponer un amplificador de reproducción de buena calidad, realizado sobre la base de un circuito moderno, pero barato, de National Semiconductor, especialmente concebido para esta aplicación. Este circuito integrado es poseedor de unas características muy interesantes como son: bajo nivel de ruido, amplia gama de alimentación y bajo consumo de potencia. Asimismo, requiere muy pocos componentes para llegar a construir un circuito completo. El factor de distorsión es inferior al 0,1% a las frecuencias comprendidas en la gama de 20 Hz a 20 KHz, para una salida de 1 V eficaz. El circuito impreso es de dimensiones muy discretas y puede montarse fácilmente en cualquier chasis de cassette. Resulta suficiente una fuente de alimentación que pro-

porciona unos 10 mA, a una tensión comprendida entre 10 y 16 voltios.

Este montaje es compatible con el circuito reductor de ruido (DNR) propuesto en uno de los anteriores números de Elektor. El LM 1897 es un circuito integrado 'estereofónico': está provisto de un amplificador por canal. Un dato significativo es la ausencia del tradicional condensador de desacoplo de entrada, lo que nos autoriza a esperar que no habrá chasquidos al ponerlo bajo tensión. Por añadidura, la reproducción de los bajos cabe suponerla casi ideal...

Las resistencias y los condensadores externos constituyen una red que determina, a la vez, la ganancia y la curva de respuesta; con los valores indicados en el esquema, la ganancia es de 200 a 1 KHz, con una señal de 100 mV (eficaz) análoga a la que proporcionan la mayor parte de los reproductores de cinta magnética (a nivel de 0 dB). La constante de tiempo de ecualización es de 3180 y de 120 microsegundos para cassettes ordinarias de bajo nivel de ruido (de óxido de hierro). Para todas las demás cassettes, deberá ser de 3180 y de 70 microsegundos. La forma de conseguir esta característi-

ca es elemental: basta con modificar los valores de R4 y R4', de 33k a 56k, para obtener los 70 microsegundos. S1 permite desconectar al amplificador. En el caso de que no se desee disponer de esta posibilidad, hay que suprimir S1 y R7/R7'.

La conexión de la cabeza de lectura debe realizarse con cable blindado, cuyo blindaje sólo se conectará a masa en la placa de circuito impreso. La longitud del cable no es demasiado crítica y puede llegar a ser de 10 a 20cm. Por supuesto, es preciso conectar la masa del circuito impreso al chasis del magnetófono o platina a cassette; de no ser así, el blindaje de los cabezales de lectura resultará inoperante.

Puede utilizarse perfectamente una tensión de alimentación no estabilizada, aunque cuidadosamente filtrada, de 10 a 16 voltios. Eventualmente, esta tensión podrá extraerse de la batería del vehículo, si el montaje va a estar asociado a un reproductor de cassettes «viajero». Si no se dispone del potencial requerido, puede optar por construir una fuente de alimentación clásica, con un regulador in-

Lista de componentes

Resistencias:

R1,R1',R2,R2',R6,R6' = 10 k

R3,R3' = 1M5

R4,R4' = 56 k (o 33 k; ver texto)

R5,R5' = 1M2

R7,R7' = 270 k

Condensadores:

C1,C1' = 2n2

C2,C2' = 10 µ/3 V

C3,C3' = 470 p

C4 = 1 µ/16 V tántalo

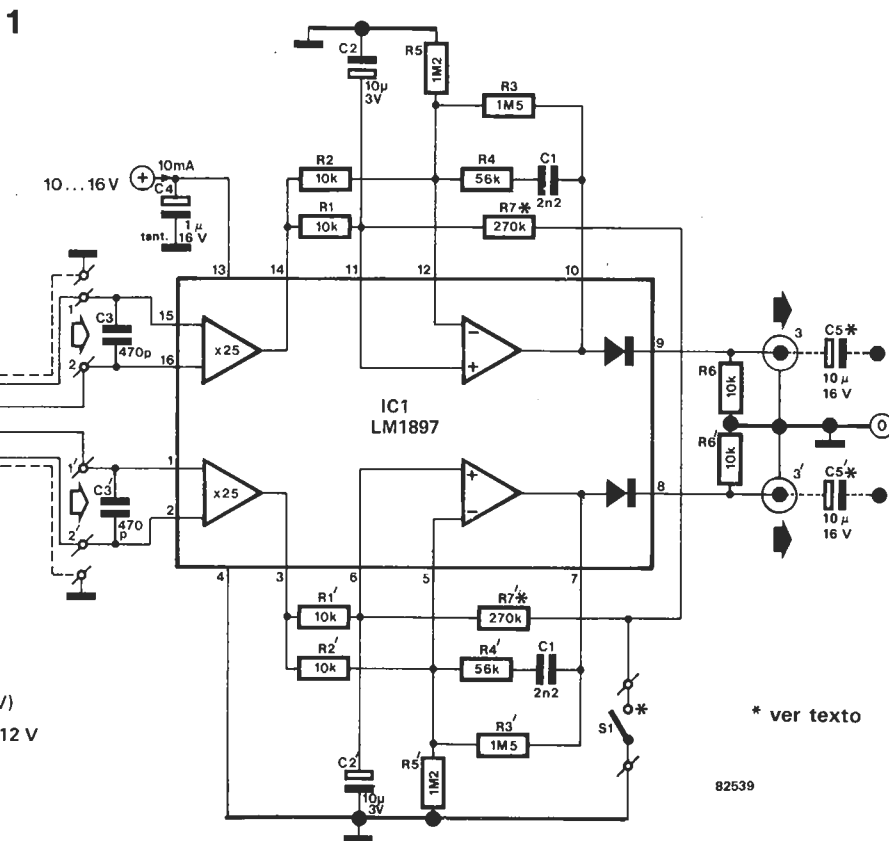
C5,C5' = 10 µ/16 V

Semiconductor:

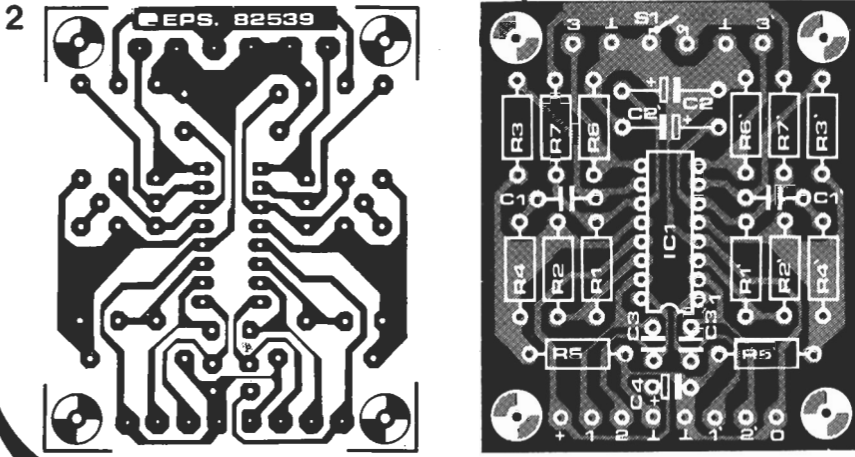
IC1 = LM 1897 (fabricante National Semiconductor)

Varios:

S1 = interruptor bipolar



* ver texto



tegrado de 'tres patillas', del tipo ilustrado en la figura 2.

La salida del amplificador no está desacoplada puesto que prácticamente cualquier amplificador de potencia contiene algún tipo de condensador de desacoplo en la entrada. En caso de duda (o de ausencia debidamente constatada), se incluirán los condensadores C5 y C5' en la disposición representada con línea de trazos en el esquema. La salida presenta una impedancia muy baja, aunque, sin embargo, la entrada de la etapa final debe poseer una impedancia mínima de 1 kilo-ohmio, lo que no constituye inconveniente alguno ya que esta es la magnitud habitual en la mayor parte de los amplificadores y equipos de alta fidelidad.

E. Kytzia



modo mono-ciclo para el Junior Computer

Este montaje complementario permite hacer funcionar al Junior Computer en modo «ciclo único». A diferencia con lo

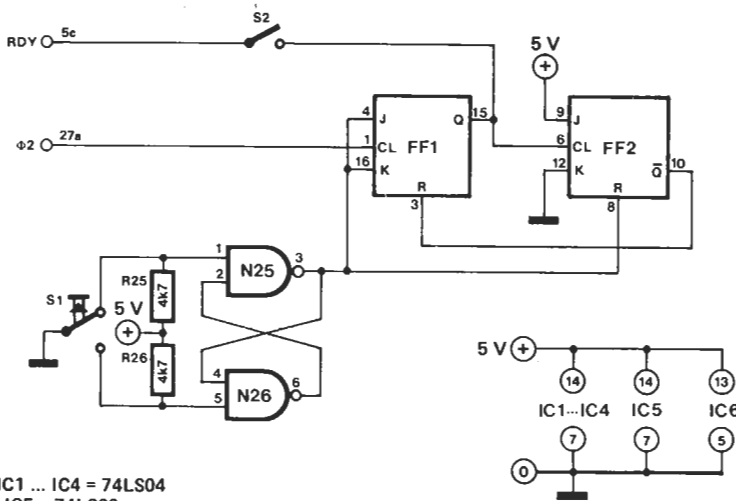
que ocurre en modo «paso a paso» (step by step) en el que se opera instrucción a instrucción, el Junior trabajará en esta

ocasión operando parcialmente ciclo de reloj por ciclo de reloj (de ahí su nombre de monociclo). Este método de operación permite un análisis ideal de los niveles lógicos existentes en el bus. Para sintetizar este modo de actuación es preciso construir el montaje de visualización que presentamos.

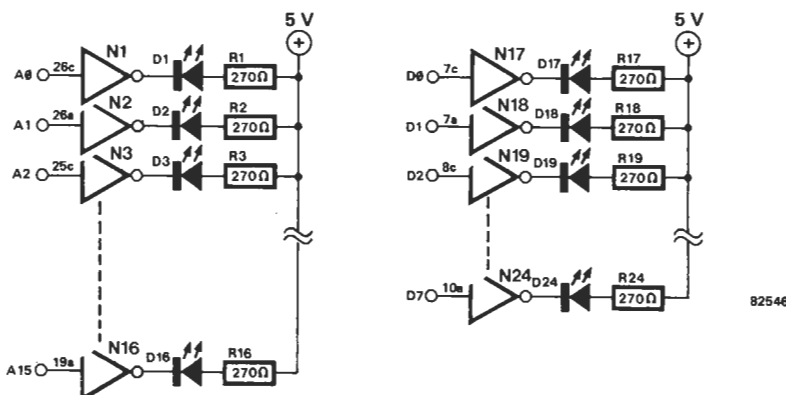
Estos dos montajes, la extensión de monociclo y el circuito para la visualización del bus, son ayudas muy valiosas para la búsqueda de anomalías funcionales en el hardware o en el software. Se trata, en definitiva, de herramientas de análisis lógico especialmente útiles para localizar averías mientras el ordenador está «funcionando».

Tras una acción sobre la tecla Reset, que envía una señal de inicialización, la unidad central (CPU) se encuentra en un estado bien definido. Al accionar el pulsador S1 se envían impulsos únicos de reloj, con lo cual, la CPU comenzará a ejecutar el ciclo de inicialización (8 ciclos de reloj). Después de ello, los vectores de reset, RESL (FFFC) y RESH (FFFD), se volcarán en el bus de direcciones y el programa se lanzará a partir de esta posición de memoria.

Es importante garantizar que la CPU no se detenga en el transcurso de la ejecución de una instrucción de escritura.



N1 ... N24 = IC1 ... IC4 = 74LS04
 N25, N26 = 1/2 IC5 = 74LS00
 FF1, FF2 = IC6 = 74LS76



Bibliografía:
 MCS 6500 Micro-Computer Family Hardware Manual (MOS Technology)
 Hardware Book for the 6500 Family (Rockwell)

64

alimentación universal JA-83

... para los circuitos de «verano»

Hemos bautizado a esta fuente con el nombre de JA-83 en perfecta consonancia con su destino primario: alimentar a los circuitos publicados en este número correspondiente a Julio-Agosto 83. Por supuesto, su campo de utilidad no termina aquí; al otorgarle esta denominación simplemente hemos querido destacar su amplia versatilidad.

La novedad de este diseño es que posee una salida regulable a partir de cero voltios con el empleo de un transformador de un solo devanado secundario.

Una característica muy notable es que la fuente puede construirse en tres versiones: la primera de ellas para una gama de tensiones normales, basada en el circuito integrado 723, y las dos restantes, para tensiones superiores, basadas ambas en el integrado L 146.

La limitación de la corriente de salida es también variable, pero una vez ajustada es continuamente efectiva. En la tabla 1 se muestran todos los valores de los diversos componentes que se precisan para tres versiones (con salidas máximas de 30, 40 y 60 voltios).

El esquema ilustra concretamente la versión de 40V/0,8A. En ella se utiliza el L 146 debido a que puede trabajar con tensiones de salida superiores a las que

autoriza el 723. En condiciones normales, este circuito integrado (al igual que el 723) no permite obtener potenciales inferiores a 2 voltios. Para superar esta restricción hemos recurrido al artilugio constituido por los dos pares de resistencias: R3/R6 y R4/R5. Con la ayuda de P2 se puede cubrir una gama que va desde prácticamente 0 voltios a 45 voltios. Volveremos, más adelante, sobre la posibilidad de obtener potenciales más elevados. Con los pares de resistencias antes citados se consigue que haya suficiente tensión en las patillas 4 y 5 del regulador, incluso cuando se requieran tensiones más bajas que su nivel de entrada admisible (umbral de 2 voltios).

Otro aspecto peculiar del diseño que «salta a la vista» es la forma no habitual en que se controla T3; en efecto, cuando la tensión de salida se hace demasiado débil, el potencial de la patilla 4 es menos elevado que el de la patilla 5. El 723 trata de corregir tal circunstancia aumentando la tensión proporcionada por la patilla 9. Pero lo hace en vano, puesto que esta patilla está conectada a masa a través de R7 y de D2. Sin embargo, si el potencial no puede aumentar en este punto, nada impide que lo haga la corriente y, en efecto, lo hace (hasta unos 6 mA,

debido a la limitación producida por R7). Esta corriente pasa por la patilla 11 y vuelve al circuito integrado desde donde sale por la patilla 9, dando lugar a una caída de tensión en P1, la cual controla la «apertura» de T3 (a través de T2) y, en consecuencia, aumentará la tensión. Puesto que el cursor de P1 está conectado a T1, puede emplearse para controlar la limitación de corriente.

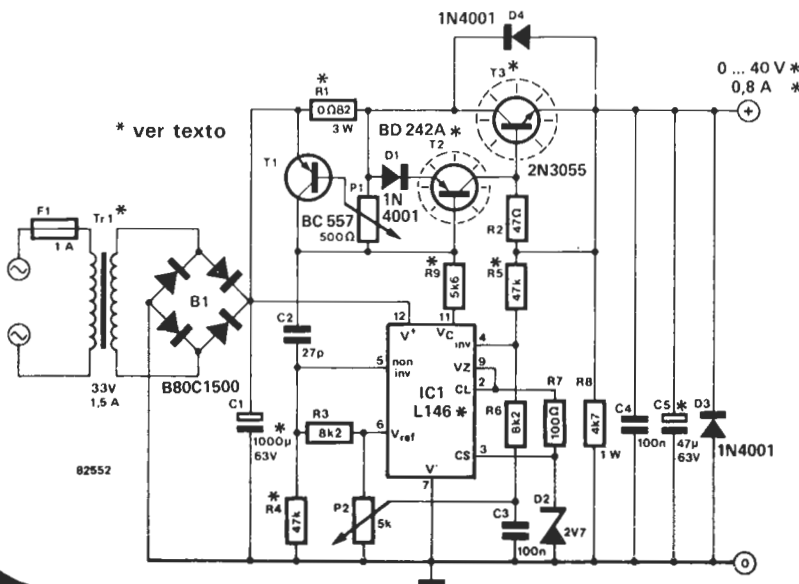
Cuando la caída de tensión a través de R1 es superior a 0,6 voltios, P1 se cortocircuita por efecto de T1 y T3 y, en consecuencia, se pone al corte. Durante un funcionamiento normal (sin limitación de corriente), la caída de tensión a través de P1 es constante e igual a 1,2 V, valor que coincide con la tensión directa de D1 y Ube de T2. Una parte de esta tensión puede servir para controlar a T1 antes de que se alcance el umbral de 0,6 voltios en R1. La tensión de base de T1 se compone de la caída de tensión en R1 y de la tensión en el cursor de P1. De esta forma es posible hacer intervenir la limitación de corriente en cualquier valor comprendido entre cero y el valor máximo de la corriente de salida.

Hay que tener presente que el 723 sólo puede trabajar hasta un máximo de 36 voltios y por ello, habrá que utilizar un L 146 asociado a un transformador que suministre más de 24 voltios. Como el L146 puede soportar hasta 80 voltios, el transformador más grande que podrá utilizarse será uno que disponga de una tensión en el secundario de 48 voltios. También será preciso dimensionar consecuentemente los condensadores y los semiconductores a utilizar. Recuerde que un 2N 3055 sólo soporta 60 V y por lo tanto, para una tensión que pueda alcanzar el valor de 80 V, será preciso emplear transistores de tipo 40411 o 2N3442, por ejemplo.

En la tabla 1 se indican los valores de los componentes necesarios para construir tres fuentes de alimentación distintas, dependiendo de la gama de tensiones requerida. El factor más importante a tener en cuenta es el de limitar la corriente de salida en una magnitud suficiente para mantener la disipación de potencia de T3 por debajo de 40 vatios. La corriente de salida máxima de una versión de 40 V es 0,8 A. No hay inconveniente alguno que impida conectar en paralelo dos diodos 2N3055 (con resistencias de emisor), para doblar la corriente de salida, por supuesto, con la condición previa de optar por un transformador de 2 amperios.

Tabla 1

U _e	I _s	R1	R4,R5	R9	Transfo	Cond.	IC1	T2	T3
0-25 ... 30 V	1,3 A	0,47 Ω	33 k	2k7	24 V/2 A	40 V	723	BD 242	2N3055
0-40 V	0,8 A	0,82 Ω	47 k	5k6	33 V/1,5 A	63 V	L146	BD 242A	2N3055
0-60 V	0,6 A	1,2 Ω	68 k	10 k	48 V/1 A	80 V	L146	BD 242B	2N3442



65

convertidor CA/CC

Este convertidor se encarga de «traducir» una tensión alterna en su correspondiente valor de tensión continua. De ahí que su empleo resulte de gran utilidad a la hora de medir tensiones alternas con el empleo de un voltímetro de continua y de alta impedancia.

En el esquema se muestra un rectificador activo construido entorno a un integrado del tipo CA 3130 y que incluye algunos artilugios que le permiten la mayor exactitud posible en la medida del valor eficaz. La señal a medir se envía a la entrada no inversora (positiva) de IC1, por intermedio del condensador de entrada C1. Los diodos D3 y D4 protegen la entrada contra tensiones demasiado elevadas. Los condensadores C4/C6 y C2 aseguran que la salida y la realimentación negativa estén acopladas únicamente en c.a., por lo que cualquier tensión de compensación de IC1 no tendrá ninguna influencia sobre la exactitud del resultado medido. La resistencia R3 se encarga de la amplificación en continua (ganancia = 1) del amplificador operacional.

R1 y R2 sirven para ajustar la tensión continua destinada al circuito integrado. Gracias a C2 se obtiene una gran elevación artificial de la impedancia de entrada del circuito («bootstrapping»). Durante el flanco positivo de la señal de entrada, el diodo D2 se hace conductor y, en estas condiciones, la ganancia del amplificador operacional viene determinada por la relación entre las resistencias R4, R5 y la posición elegida para el potenciómetro P1. El condensador C5 se cargará, entonces, a través de la resistencia R6. Durante el flanco negativo de la señal de entrada, D1 se hará conductor, con lo que C5 volverá a descargarse, pero sólo en parte, ya que la ganancia del amplificador operacional no es la unidad más que durante el intervalo de conduc-

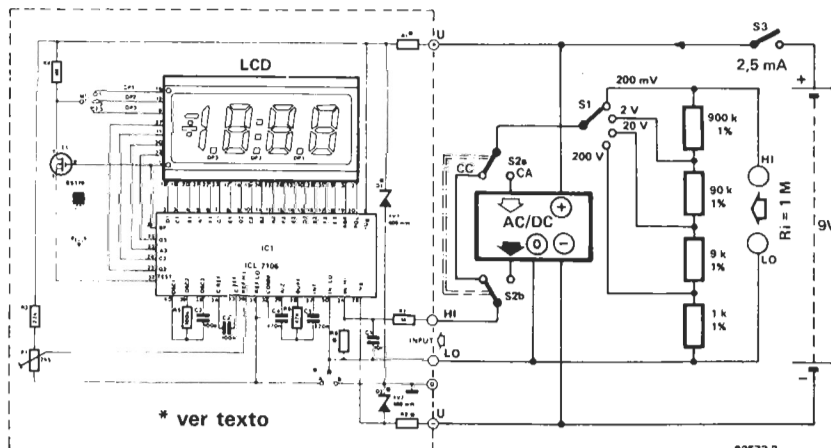
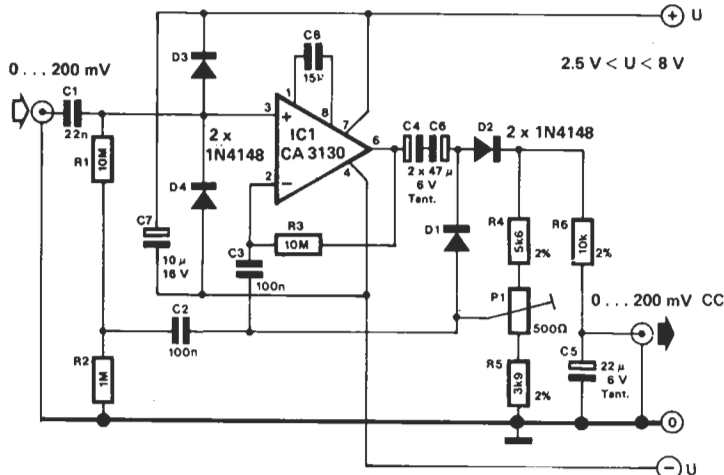
ción de D1 y porque la resistencia, a través de la cual se descarga el condensador, tiene un valor óhmico más elevado que la resistencia que ha de ser atravesada en el curso de la carga. La relación se ha elegido de forma que la tensión continua existente en los bornes del condensador sea igual al valor eficaz de la señal de entrada. Estamos, de hecho, ante la presencia de una medida del valor medio corregido de forma que se obtenga un valor eficaz.

El montaje necesita una alimentación simétrica que tenga un valor comprendido entre +/- 2,5 V y +/- 8V. El consumo de corriente es algo superior a 1 mA. La figura 2 ilustra la forma de conectar este convertidor a la entrada de un voltímetro clásico con indicación a LCD. En este caso, las resistencias R1 y R2 del voltímetro ilustrado se convierten en un puente de hilo conductor y se omiten los componentes R8, D1 y D2. El divisor de tensión descrito sirve tanto para tensiones alternas como para las continuas. Si

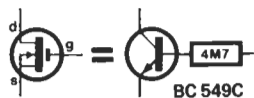
se añade un circuito suplementario al conmutador S1, se tiene la posibilidad de desplazar el punto decimal del display. Puesto que el voltímetro produce, por sí mismo, un «cero» artificial, la alimentación del convertidor puede tomarse de una simple pila de 9V. Por supuesto, es posible utilizar cualquier voltímetro, con tal de que su impedancia de entrada sea, como mínimo, de 10 mega-ohmios.

El medidor LCD (de cristal líquido) debe calibrarse en la escala de 200 mV, con el conmutador S2a en la posición de corriente continua, antes de proceder al ajuste del convertidor CA/CC. A continuación, se ajusta el convertidor mediante la acción sobre P1, aplicando al montaje una tensión alterna de 150 mV de valor eficaz y de 100 Hz de frecuencia y comparando el valor visualizado con el suministrado por un voltímetro digital preciso.

La precisión del convertidor es del +/- 1% para las frecuencias comprendidas entre 40 Hz y 1 kHz.



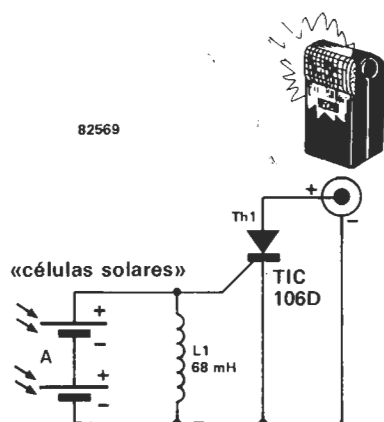
BS 170



66

disparador foto-voltaico para flash auxiliar

G. Kleinnibbelink



La actuación de un sistema de disparo de flash «esclavo» no es verdaderamente eficaz más que cuando opera simultáneamente con el sistema principal (o maestro). Aparte de los dispositivos existentes en el comercio, son muy numerosos los diseños que aparecen en las revistas especializadas. Lamentablemente, la mayor parte de ellos presentan un inconveniente importante y es que siempre precisan de algún tipo de fuente de alimentación (pilas, acumuladores, etc.). En nuestro diseño se utiliza una fuente prácticamente inagotable: las células solares. El destello de luz emitido por el flash «maestro» disparará al «esclavo»... ¡así de sencillo! El retardo que se produce es tan insignificante (del orden de una milésima de segundo) que resulta prácticamente indetectable por el ojo humano. El disparo propiamente dicho lo produ-

ce un tiristor sensible de pequeña potencia y cuya tensión de bloqueo es, como mínimo, de 400 V. Un TIC 1016D sirve perfectamente para esta función. Dos células solares de unos 100 mm² están conectadas en serie y transforman la luz intensa del flash principal en un impulso de cebado para el triac. Una inductancia de 68 mH (de tipo ordinario) garantiza una buena inmunidad del montaje contra los parásitos luminosos de cualquier clases. El prototipo de este montaje llegó a operar hasta una distancia de trabajo, entre el flash maestro y las células fotovoltaicas del flash esclavo, de unos 50 metros. Esta distancia es ampliable con el empleo de células de mayor superficie, o recurriendo a una lente con el fin de aumentar la sensibilidad y eventualmente la selectividad del destello de disparo.

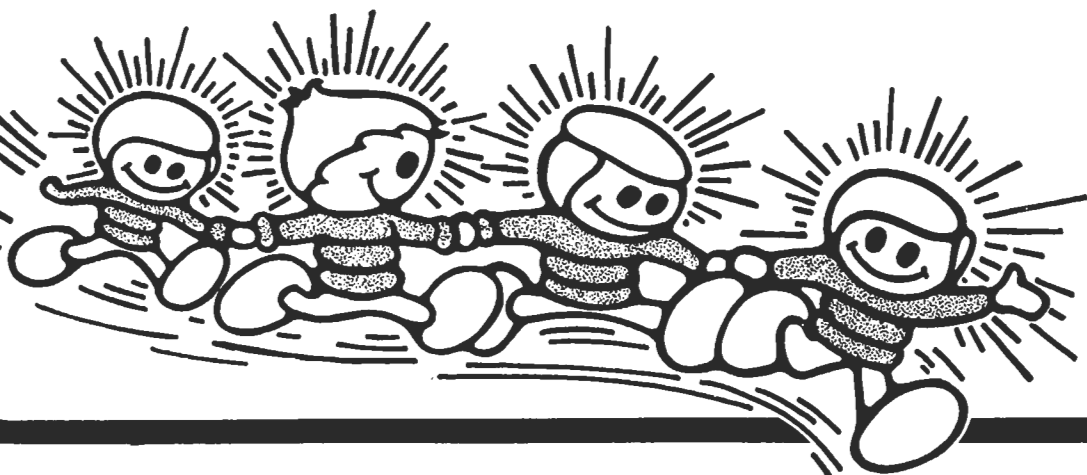
67

generador de efectos luminosos

Aunque no dispongamos de estadísticas al respecto, podemos asegurar, sin temor a errores, que éste es uno de los tipos de circuitos electrónicos que más han pululado en las páginas de Elektor. En cualquier caso, hay que reconocer que las posibles variantes son ilimitadas... todo depende de la imaginación del constructor.

El dispositivo de 10 canales que les presentamos en esta ocasión, se caracteriza por el número importante de posibilidades de ajuste que posee. En efecto, se puede conectar cada una de las salidas del contador IC1 a uno de los 10 excitadores de salida, mediante la acción sobre conmutadores de 10 posiciones. ¿Posibilidades de selección?... ¡enormes! de

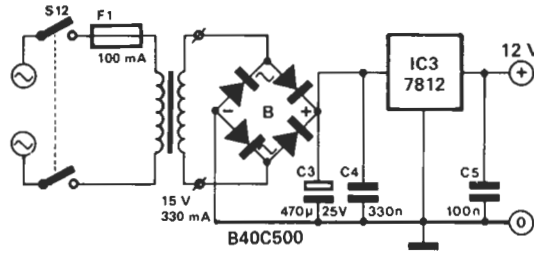
izquierda a derecha o al contrario, unas luces acercándose hacia otras o alejándose entre sí, luces pulsadas, con destellos, dando «saltitos» o haciendo «guiños»... y, sin lugar a dudas, existen otras posibilidades que no comentamos porque no las hemos descubierto todavía. El interruptor S11 permite la elección entre uno (N1) o dos osciladores que de-



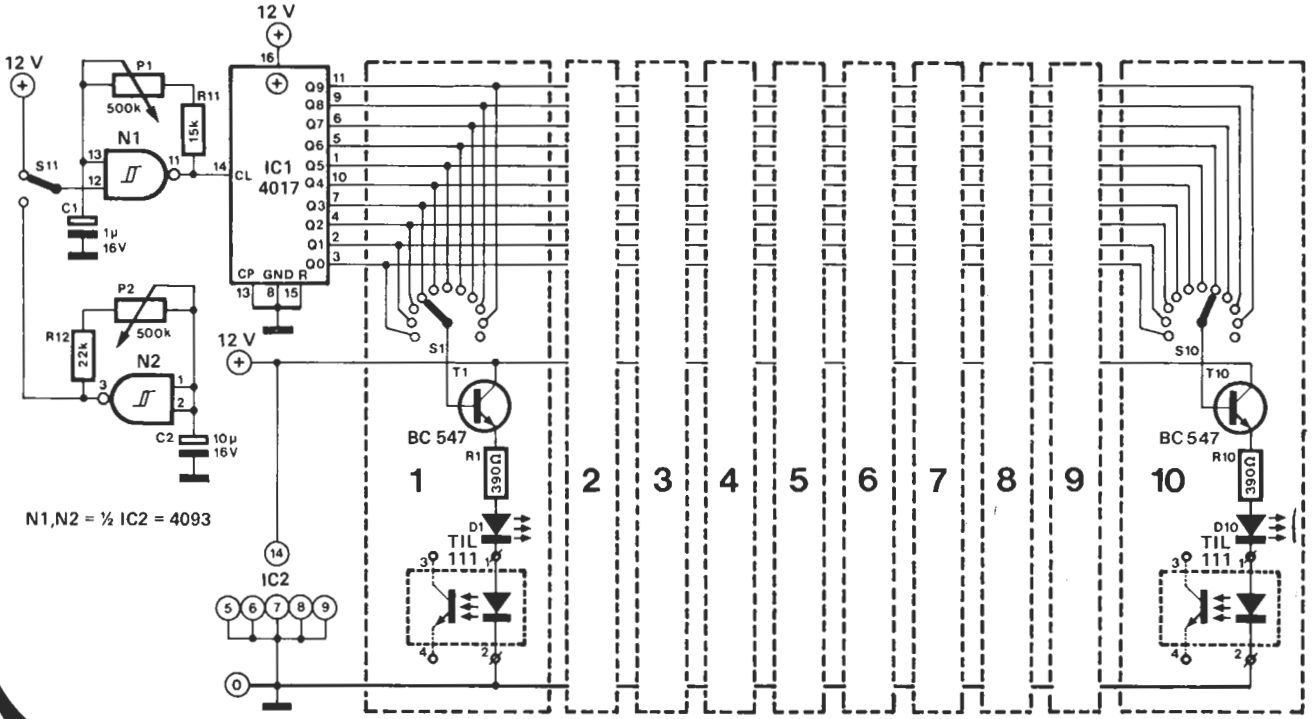
terminan la velocidad de la secuencia de un deslizamiento; en el segundo caso, el primer oscilador (N1) está controlado por el segundo (N2).

Así se obtiene un efecto de luz muy especial que se podría denominar «saltarina». Si se quiere obtener un montaje que sólo posea visualización a LEDs, se pondrán los cátodos de los LEDs D1 ... D10 a masa. El esquema del circuito ofrece

otra alternativa más rica en luminosidad, puesto que permite el empleo de optocopladores para excitar lamparas de incandescencia de colores y generar, en definitiva, espectaculares efectos luminosos ¡a la carta!.



82518



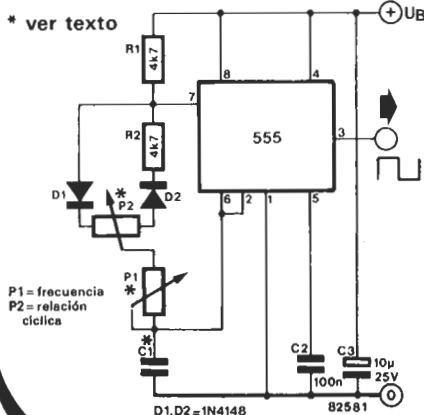
N1, N2 = 1/2 IC2 = 4093

68

generador de onda cuadrada

P.C.M. Verhoosel

... con relación cíclica variable



* ver texto

P1 = frecuencia
P2 = relación cíclica

D1, D2 = 1N4148
82581

Este circuito puede parecer familiar a muchos lectores, puesto que es una de las muchas variaciones circuitales posibles derivadas del integrado temporizador 555. Ello no va en detrimento de su utilidad puesto que un generador de impulsos versátil con un ciclo de trabajo, o relación cíclica, variable constituye una excelente ayuda para el taller electrónico. A diferencia con el circuito normalmente adoptado, la resistencia conectada entre los terminales 7 y 6 consiste, en este caso, en una red constituida por P1, P2, D1 y D2. Estos dos últimos diodos definen la duración de la carga y de la descarga del condensador C1, de tal forma

que sin P2 se obtiene una relación cíclica simétrica (50%). En el caso general, el ciclo de trabajo depende de la relación entre P1 y P2: $n = 1 + P2/P1$. Por ejemplo, si $P2 = 0$ ($n = 100\%$) la frecuencia será:

$$f = \frac{0,69}{(2 \cdot P1 + P2 + 4,7 k) \cdot C1}$$

89

SUPRA

Preamplificador para cápsulas fonocaptoras magnéticas

Los amplificadores para cápsulas magnéticas sufren todos del mismo «achaque»: su propio ruido. Este ruido suplementario se debe, en esencia, a su propio fundamento, que exige una circulación de corriente irregular a través de la unión PN del transistor de entrada. Actualmente, existen en el mercado transistores (de construcción japonesa, básicamente) con un nivel de ruido extremadamente bajo, destinados a esta clase de aplicaciones.

No obstante, su precio y su escasez siguen constituyendo un problema de difícil solución.

Nuestro circuito, hace uso de una ley física: las tensiones de fuentes de ruido conectadas en paralelo y no correlacionadas entre sí se suman geoméricamente, con lo que disminuye el ruido total del montaje en paralelo. En el caso del SUPRA, como tal super-preamplificador magnético, se encuentran 8 transistores montados en paralelo, lo que permite reducir el nivel de ruido en una relación igual a 8, o lo que es lo mismo: 2,82 + 9 dB. La simetría total del montaje y el funcionamiento en clase A de los transistores finales T17 y T18, permiten la obtención de un índice de distorsión muy

inferior al que se podría alcanzar con la ayuda de circuitos integrados.

Otra característica de construcción notable de este montaje es el circuito simétrico de amplificación diferencial. La estructura peculiar de la mencionada etapa tiene numerosas ventajas, de las cuales la más importante es, sin duda alguna, la atenuación mínima de 50 dB de las señales parásitas producidas por la tensión de alimentación (zumbido y silbido, por ejemplo).

Se obtiene, así, una atenuación total de las señales parásitas de más de 150 dB mediante la conjunción de dos procesos favorables: el montaje en modo «girador» de los transistores T19 y T20 y el empleo de los reguladores de tensión IC1 e IC2. Atraemos su atención hacia un punto que suele perderse de vista y es que cuando se pretende alcanzar la relación señal/ruido más elevada posible, las medidas «preventivas» son tan importantes como las técnicas de construcción destinadas a reducir el ruido inherente a la etapa amplificadora.

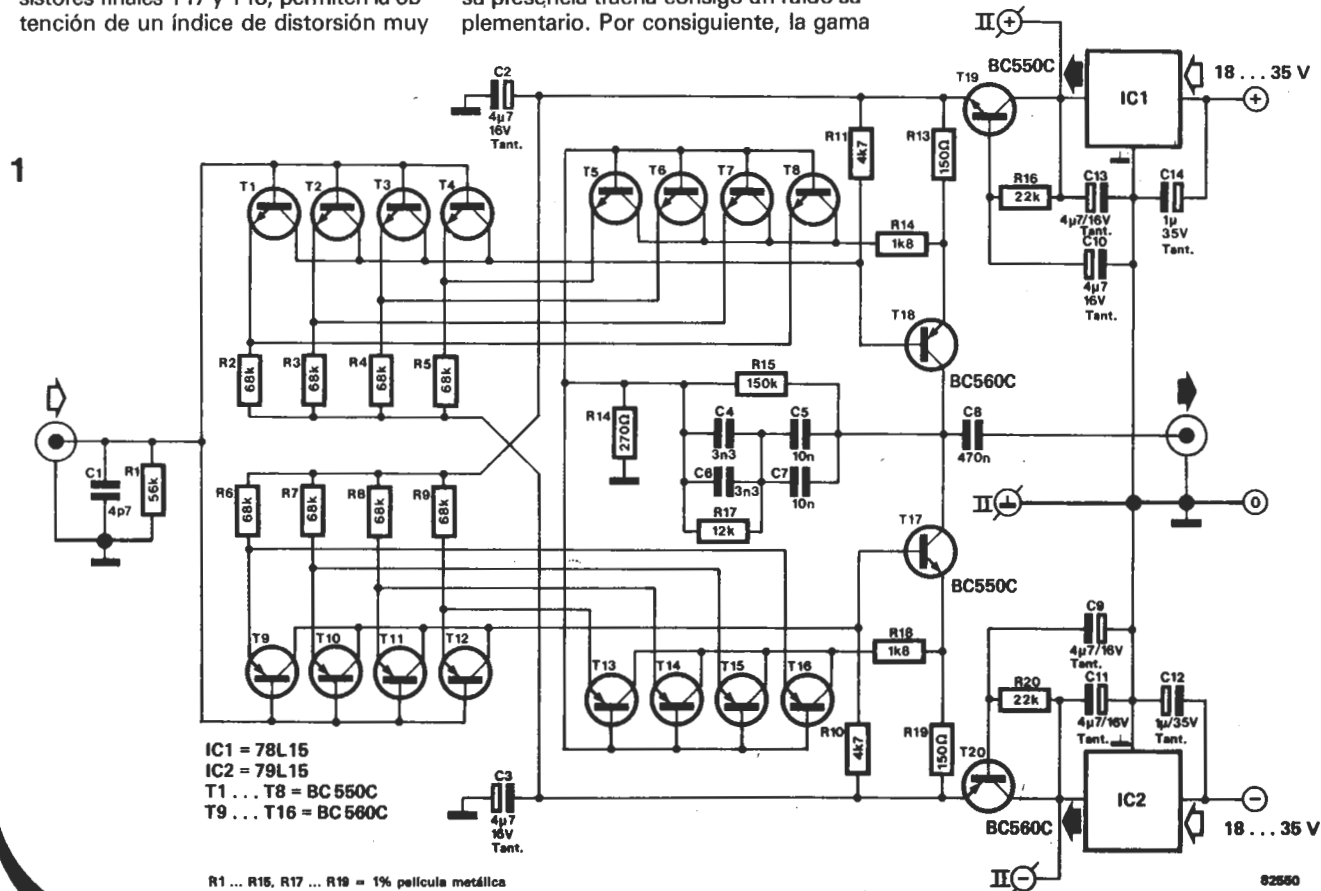
El SUPRA no contiene ningún condensador de desacoplo en la entrada, ya que su presencia traería consigo un ruido suplementario. Por consiguiente, la gama

de transmisión se inicia ya desde el nivel de tensión de corriente continua.

Características técnicas

Sensibilidad de entrada:	
(Salida: 200 mV):	2,5 mV/1 kHz
Impedancia de entrada:	49 k/280 p
Tensión de entrada máx. (a 1 kHz):	110 mV
Índice de distorsión:	
(salida 200 mV):	100 Hz: < 0,001%
	1 kHz: < 0,001%
	20 kHz: < 0,001%
Índice de distorsión en sobremodulación	
de +32 dB (salida: 8,4 V):	100 Hz: < 0,016%
	1 kHz: < 0,01%
	20 kHz: < 0,01%

Respecto a la curva RIAA	
si C4 ... C7 poseen	
tolerancia del 5%:	< ±0,55 dB
si C4 ... C7 poseen	
tolerancia del 2%:	< ±0,25 dB
Respuesta en frecuencia	
(con C4 ... C7	
del 5%):	0 Hz...40 kHz ±0,55 dB
Relación señal/ruido con	
entrada cerrada:	> 86 dB



Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 56 k/1 %
 R2 . . . R9 = 68 k/1 %
 R10,R11 = 4k7/1 %
 R12,R18 = 1k8/1 %
 R13,R19 = 150/1 %
 R14 = 270/1 %
 R15 = 150 k/1 %
 R16,R20 = 22 k/5 %
 R17 = 12 k/1 %

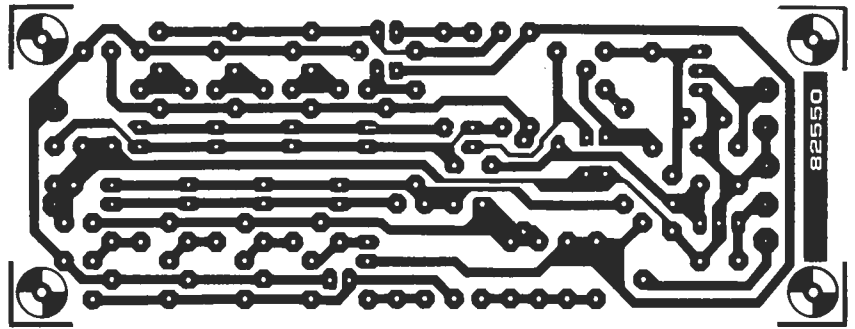
Todas las resistencias del 1% de película metálica

Condensadores:

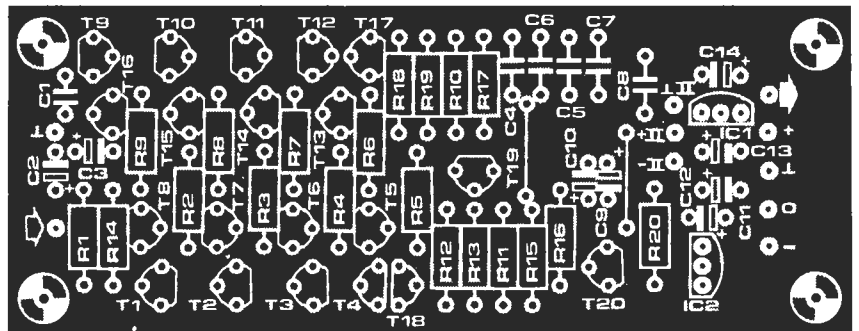
C1 = 4p7 (ver texto)
 C2,C3,C9 . . . C11,C13 = 4 μ 7/16 V tántalo
 C4,C6 = 3n3/2 %
 (ver características técnicas)
 C5,C7 = 10 n/2 %
 (ver características técnicas)
 C8 = 470 n, feuille
 C12,C14 = 1 μ /35 V, tántalo

Semiconductores:

T1 . . . T8,T17,T19 = BC550C,BC414C
 T9 . . . T16,T18,T20 = BC560C, BC416C
 IC1 = 78 L 15
 IC2 = 79 L 15

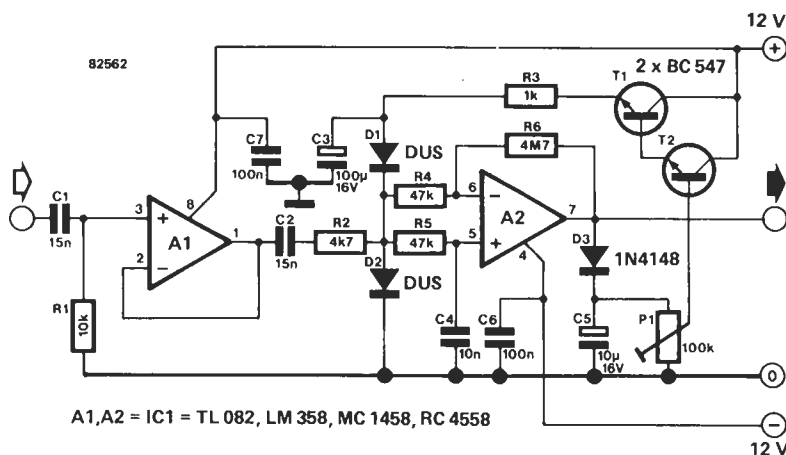


2



70

CAG sin complicaciones



El montaje que vamos a describir es capaz de proporcionar una tensión de salida, con una amplitud relativamente constante de 4V pico a pico, a partir de una entrada que puede variar entre 100 mV y 2 V. Con este montaje no se pretenden lograr unas prestaciones de alta fidelidad, ya que la distorsión es perceptible. No obstante, el empleo de este control automático de ganancia resulta ideal cuando se trata de registrar programas de ordenador en cintas de cassette, en cuyo caso una amplitud constante tiene más importancia que la baja distorsión. El amplificador operacional A1 proporciona una impedancia de salida que es lo suficientemente baja para excitar al atenuador constituido por los diodos D1 y D2. A2 es un amplificador operacional

simple con una ganancia de 100, si bien, su reacción a la corriente continua es extraña dado que esta corriente procede de la señal de entrada promediada (a través de R5 y de C4). El método de diseño adoptado para el montaje permite conseguir que la tensión continua aplicada a la entrada nunca pueda experimentar una ganancia superior a 100. Lamentablemente, ello tiene como consecuencia la amplificación máxima de la tensión de compensación («offset») de A2; pero, como esta tensión es relativa-

mente constante, ello no tiene consecuencias negativas. La señal amplificada, disponible en la salida, se aplica a un detector de pico constituido por D3 y C5. Una parte de este tensión de pico (ajustable por medio de P1) llega a los diodos de control D1 y D2, después de haber pasado a través de los transistores T1 y T2. La corriente que circula a través de los diodos es proporcional al nivel de la tensión. Hay que destacar que tales diodos poseen una característica no lineal: su resistencia disminuye cuando aumenta la

corriente. De esta forma, la señal de entrada es, más o menos, «desviada» hacia masa. Este fenómeno puede definirse en otros términos, observando que estos diodos constituyen un atenuador, cuyo factor de atenuación es proporcional a la corriente que atraviesa a los diodos. La tensión continua aplicada a D2 sigue también las variaciones de la corriente que atraviesa al diodo, aunque, afortunadamente, no tiene ninguna influencia desfavorable puesto que A2 no amplifica las tensiones continuas.

71

vú-metro a LEDs

Indicador de sintonía luminoso

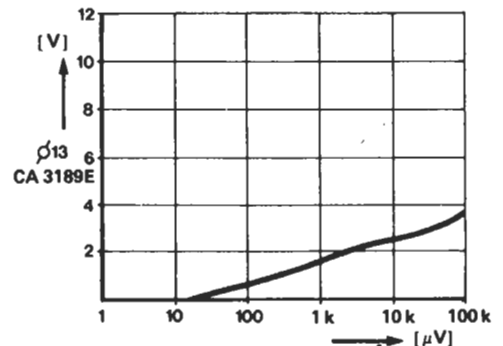
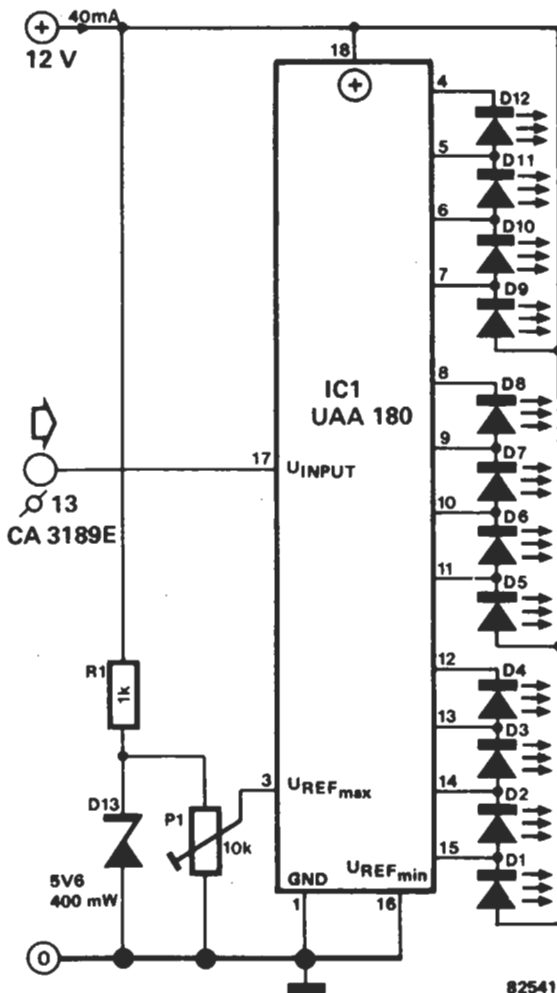
Este indicador de potencia de campo con visualización a diodos LED, puede conectarse a receptores de FM en los que interviene el circuito integrado CA 3189E en la etapa F.I. El empleo del célebre UAA 180 permite la creación de una presentación visual de tipo «barra», sobre

un total de 12 LEDs. La sensibilidad del montaje se determina con la ayuda del potenciómetro ajustable P1. La tensión aplicada a las patillas de P1 se mantiene a 5,6 voltios a través de la acción de los componentes R1 y D13. La entrada del UAA 180 está conectada a la patilla 13

del CA 3189E. La curva característica adjunta muestra la forma de la tensión de salida existente en este punto, siguiendo el nivel de la señal de entrada. Se ve inmediatamente que se trata de un comportamiento logarítmico.

P1 se ajustará de forma que todos los LEDs estén iluminados en el momento de la recepción de la emisora más potente. El montaje puede utilizarse con otro circuito integrado de frecuencia intermedia que no sea el CA 3189E, a condición de que este último disponga de una patilla en la que esté accesible una tensión continua de unos pocos voltios, proporcional a la señal de entrada aplicada. En la mayor parte de los casos, esta patilla está conectada al indicador de sintonía incorporado. Por supuesto, si se opta por utilizar el montaje que presentamos, puede desconectar del integrado de F.I. el indicador de sintonía que incorpora de origen.

El consumo del montaje es muy discreto: con todos los LEDs encendidos, se eleva a unos 40 mA. Es posible sustituir los LEDs D1 y D2 por un puente, sabiendo que, en cualquier caso, el ruido de fondo basta para que se iluminen. Esta amputación nos deja en presencia de 10 LEDs, lo que permite utilizar una escala miniatura.



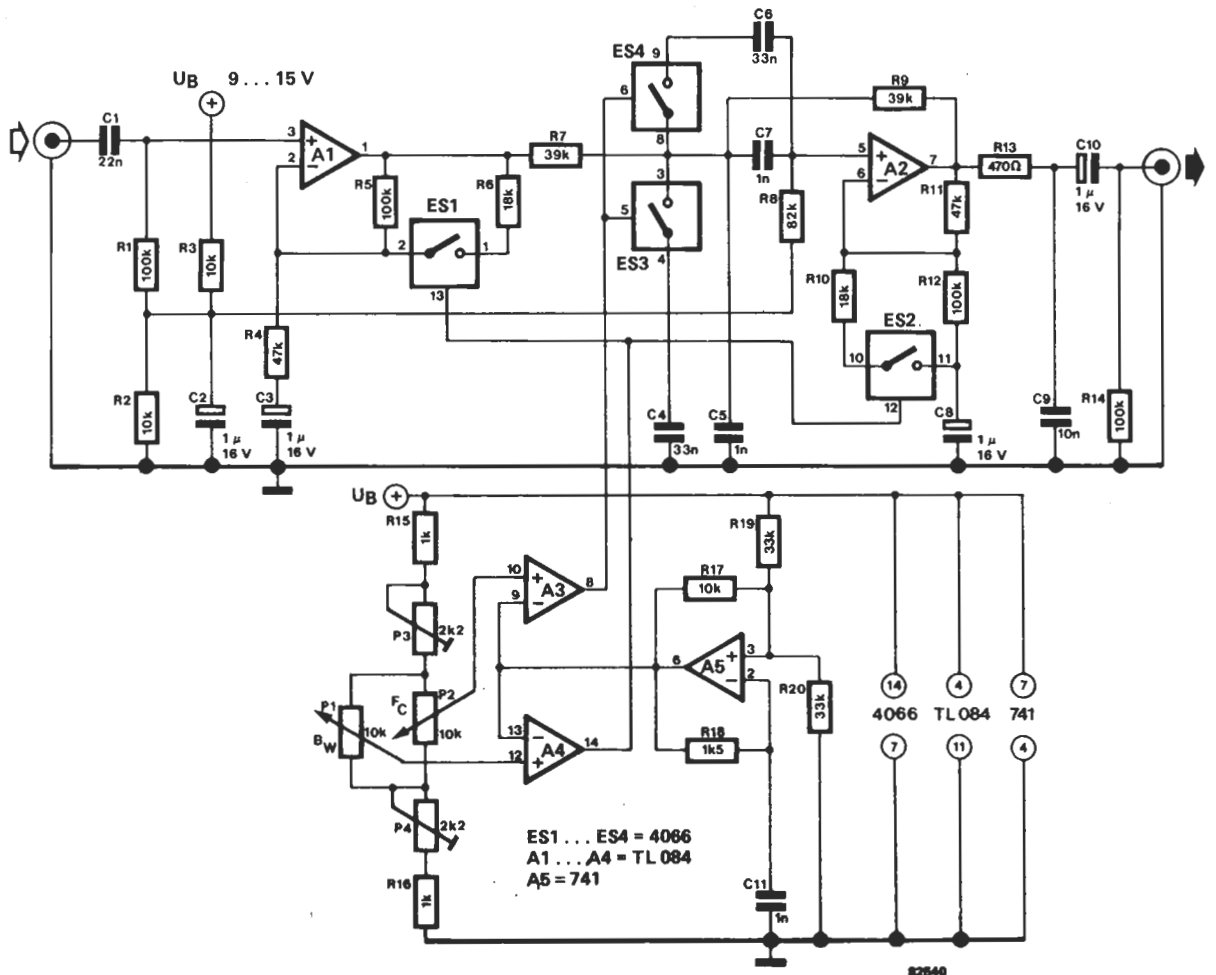
72 VCF universal

Un filtro paso-banda controlado por tensión

El concepto de «VCF» (filtro controlado por tensión) suele aparecer cuando se habla de sintetizadores. Tal como su nombre indica, un VCF es un filtro cuyas características se determinan por medio de la aplicación de determinadas tensiones. Concretamente, nuestro circuito está constituido por un filtro paso-banda de audio, controlado por tensión, con un ancho de banda y F.I. variable. En el núcleo fundamental del circuito hay un filtro paso-banda activo basado en A2. La frecuencia de este filtro activo está determinada por los condensadores de 33 nF, conectados en paralelo con el condensador de 1 nF a través de los interruptores electrónicos ES3 y ES4. A su vez, los interruptores electrónicos son controlados por medio de una frecuencia elevada de relación cíclica variable. Cuando un conmutador electrónico y un condensador están conectados en serie, tienen el mismo comportamiento, en un breve periodo de tiempo, que un condensador variable. Ello permite el ajuste del

margen de la frecuencia intermedia (F.I.) del filtro. Análogamente, ES2 afecta a la ganancia de A2 y, por consiguiente, al ancho de banda y, más exactamente, al factor de calidad Q del filtro. Lamentablemente, una reducción en el ancho de banda de este tipo de filtro, se traduce de forma automática en una elevación de la ganancia en sentido directo y este efecto limita, en gran medida, las posibilidades de aplicación de un filtro de esta categoría. ES1, junto con A1, compensan este fenómeno ajustando en sentido inverso la ganancia en la entrada. A5 es un amplificador operacional configurado como multivibrador estable... Pero ¡cuidado!, este multivibrador estable, contrariamente a lo que cabría esperar, no produce una señal en onda cuadrada, sino una señal triangular. La solución de este enigma es muy sencilla: A5 es un 741 que, como todo el mundo sabe, es incapaz de proporcionar, a una frecuencia elevada, una señal de onda cuadrada; de ahí que su lentitud le

ve a entregar una señal triangular. Esta tensión se transmite a los amplificadores operacionales A3 y A4, montados como comparadores. Su misión es la de comparar la tensión triangular con las señales alimentadas y ajustadas por medio de los potenciómetros. El resultado es una tensión de salida en onda cuadrada con una frecuencia constante, pero cuya relación cíclica puede modificarse por la tensión aplicada a la entrada no inversora del amplificador operacional. Como ni la amplitud ni la frecuencia de la tensión triangular puede predecirse con exactitud a priori, los potenciómetros preajustables se utilizan para adaptar el circuito a la señal generada por el circuito integrado 741. Las aplicaciones para las que podría servir este VCF son principalmente de audio, debido a la posibilidad de elegir una frecuencia central comprendida entre 100 Hz y 3 kHz. Por último cabe precisar que el ancho de banda del filtro puede ajustarse entre 0,5 y 3 kHz.



73 cargador rápido para acumuladores NiCad

... con detección de temperatura

La carga rápida de los acumuladores de Ni-Cd (Níquel- Cadmio) es un tema que hemos abordado largo y tendido en las páginas de Elektor, no obstante, y dado su interés no podíamos por menos que ocuparnos del tema en este número de verano. En la figura 1 se muestra lo que ocurre en el curso de la carga rápida de un acumulador de Ni-Cd. Al principio, la tensión se eleva muy rápidamente desde su estado de carga inicial del 0% para alcanzar una tensión de 1,42 V con un nivel de carga del 25%. A continuación, la tensión aumenta más lentamente. Se constata también una corta subida brusca, inmediatamente antes de alcanzar la plena de carga; esta característica se ha utilizado en uno de los esquemas de montaje descritos anteriormente en Elektor como un parámetro para controlar el ciclo de carga. Los dos montajes propuestos toman un cierto aumento de la tensión como criterio de interrupción de la carga. En el caso del segundo montaje, el acumulador está en la condición de ligera sobrecarga (20%), lo que no debería causar el menor perjuicio según los datos de los fabricantes.

Como indica la figura 1, el gas producido cuando la batería está cargada en un 75% da lugar a un gran aumento de la presión y de la temperatura en el interior de la batería. Observando la curva que ilustra la relación existente entre la evolución de la temperatura y de la carga, deducimos que la presión y la temperatura del acumulador aumentan muy rápidamente cuando la carga alcanza el 75%.

Analizando esta situación, nos hemos

decidido a poner en práctica una aplicación de National Semiconductor, aplicación que utiliza la relación existente entre la evolución de la temperatura y de la carga. Cuando la temperatura del acumulador ha aumentado unos 5°C, por ejemplo, la corriente de carga será interrumpida. Desde luego el procedimiento resulta muy interesante, pero también es cierto que exige el empleo de dos circuitos integrados especiales, realmente, sensores de temperatura, con el alto coste consiguiente.

En la figura 2 se da el esquema de principio de nuestro montaje. De hecho, se trata de un termostato diferencial. El amplificador operacional montado como comparador, IC1, hace pasar la salida a «0» cuando la tensión en su entrada inversora (negativa) es exactamente la misma que la existente en su entrada no inversora (positiva). Se ajusta el potencial de la entrada no inversora de forma que sea superior en 50 mV al de la entrada inversora. Cuando se efectúe este ajuste, será preciso dejar el montaje bajo tensión durante unos minutos (sin acumulador) con objeto de que los sensores D1 y D2 dispongan del tiempo necesario para alcanzar una misma temperatura. La tensión de la entrada inversora aumenta en función de la temperatura de D2 (10 mV/°C). Como D2 está montado en la parte superior del propio acumulador de Ni-Cd (puede utilizarse una goma elástica para asegurar su sujeción), el aumento de la temperatura de la batería desconectará automáticamente la corriente de carga.

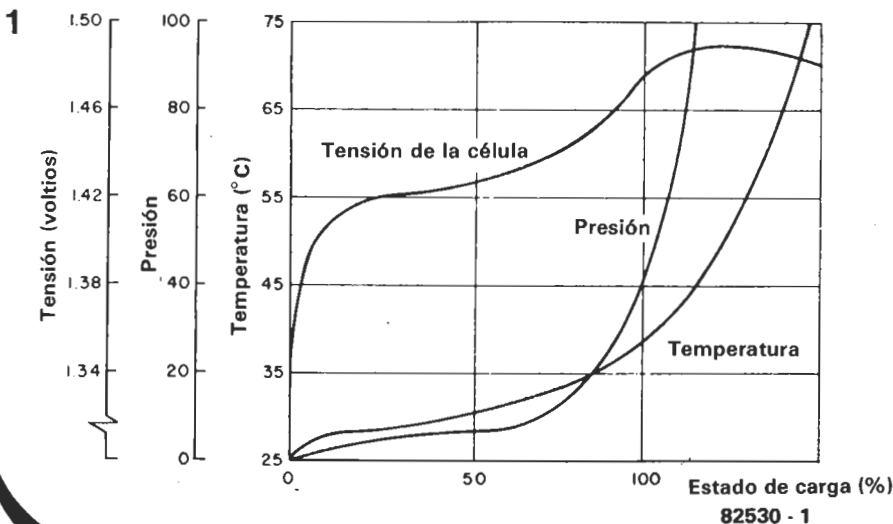
Nada impide, por supuesto, elegir otra

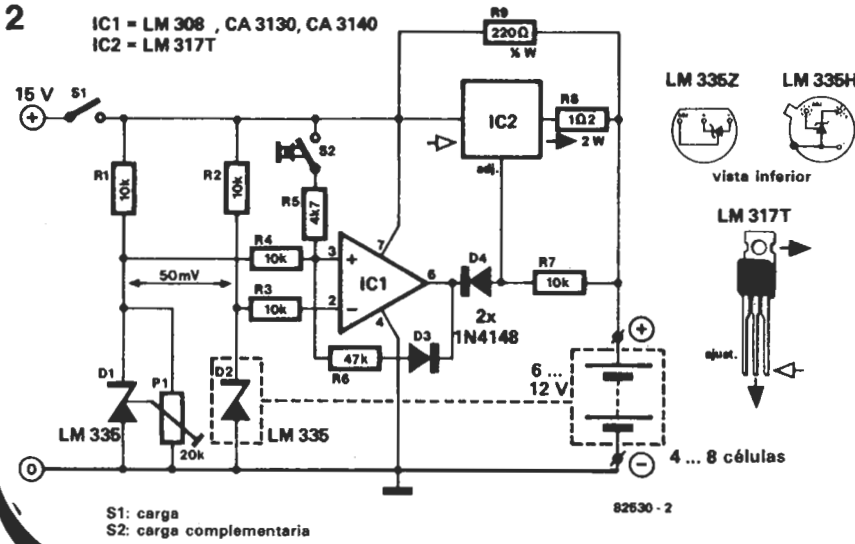
tensión de ajuste para la entrada no inversora. Como se ilustra en la figura 1, la batería sólo ha alcanzado el 50% de su nivel de carga cuando la temperatura se ha elevado en 5°C, si estaba inicialmente descargada por completo. La curva característica en función de la temperatura se modifica, sin embargo, con corrientes de carga importantes y es relativamente variable de un fabricante a otro. Si no se conoce la característica del acumulador, se probará su comportamiento en función de la temperatura y se ajustará la posición de P1 de forma que el proceso de carga quede interrumpido cuando el acumulador haya alcanzado una carga del 100%. A tal fin, se carga «normalmente» el acumulador vacío durante el período prescrito, por medio de la corriente proporcionada por la fuente de corriente IC2. Este acumulador sirve también de referencia para el ajuste de la posición de P1. Este potenciómetro está ajustado de modo que el cargador rápido interrumpa el proceso de carga cuando esta última haya alcanzado el nivel de 100%. Se queda en un dominio seguro, cuando se ajusta el potencial de la entrada positiva (no inversora) a un valor superior en sólo 50 mV al potencial existente en la entrada negativa (inversora).

El montaje pone en régimen de carga el acumulador, con una corriente próxima a 1 A, después de cerrar S1 y accionar S2 (START).

Esta corriente es suministrada por el circuito integrado regulador de tensión variable LM 317T, montado como fuente de corriente constante. Si la salida del comparador está a «1», los diodos D3 y D4 están bloqueados.

En este caso, la tensión de referencia interna de IC2, tensión de 1,25 V, se encuentra en los bornes de R8, lo que permite que una corriente de 1 A circule por los acumuladores. Si, por el contrario, la salida del comparador está a «0», los cátodos de D3 y de D4 se encuentran prácticamente a masa. La fuente de corriente constante es interrumpida y ya no existe más que una pequeña corriente de «mantenimiento» que atraviesa R9, la cual puede variar entre 10 y 15 mA (dependiendo de la tensión de los acumuladores). El proceso de carga rápida debe hacerse con una corriente que tenga un valor comprendido entre una y dos veces la capacidad del acumulador (una pila elemental de 0,5 A-h en unos 30 minutos y un acumulador más grande de 1 A-h en una hora). Ello significa que el montaje está dimensionado para 4 a 8 pilas





elementales. Nada impide cargar acumuladores más grandes, a condición de montar en paralelo con IC2, R7 y R8, una segunda fuente de corriente de las mismas dimensiones. Se podrá cargar una pila de 9 V después de haber aumentado el valor de R8 a 6,3 ohmios (1,2 = M 5,1).

Un último consejo: para evitar el deterioro de los acumuladores, es recomendable no utilizar en régimen de carga rápida más que acumuladores específicamente definidos como tales por el fabricante. En régimen de carga rápida, es preciso ajustar el valor de la corriente de carga volviendo a dimensionar correctamente R8.

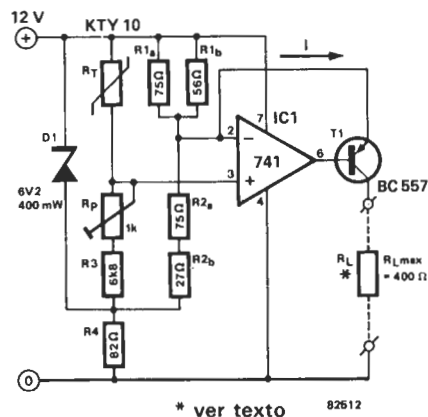
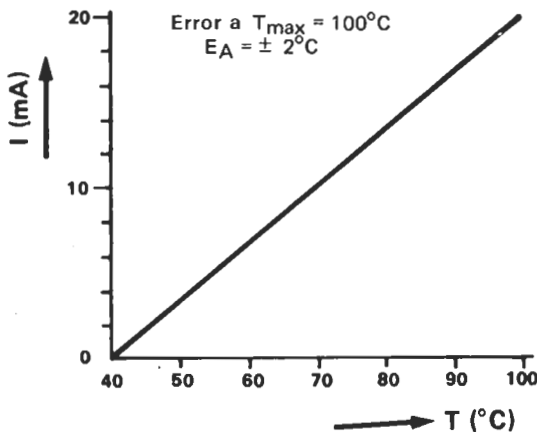
74

medida de temperaturas con un voltímetro

La escala de un termómetro destinado a la medición de la temperatura de líquidos suele estar graduada desde 40°C a 100°C. El circuito que describimos a continuación, trabaja dentro de este margen y utiliza el moderno sensor de temperatura KTY-10 de Siemens. La corriente producida (hasta un máximo de 20 mA) es directamente proporcional a la temperatura, lo que permite una sencilla calibración sin necesidad de cálculos complicados, empleando, simplemente, un polímetro en la gama de 20 mA. Así se puede medir fácilmente la temperatura de un baño caliente, la del aceite de su vehículo o la de cualquier otro líquido relativamente caliente. Como puede observar en la figura 1, este termómetro electrónico está constituido

por un circuito en puente, conformado por las resistencias R1 ... R3 y el sensor Rt. La tensión a través del puente se estabiliza por medio del diodo Zener D1. El circuito en puente está seguido por un amplificador operacional IC1. Cualquier diferencia de tensión en la entrada se amplifica y alimenta al transistor T1. Este último determina la magnitud de la corriente que circula a través del círculo de carga RL. Este tipo de circuito de conversión de temperatura en corriente no resulta afectado por la resistencia total de RL y, por consiguiente, la longitud de los cables de conexión a RL no es crítica. El circuito de carga es, de hecho, la zona de presentación visual o de indicadores. Puede utilizarse un voltímetro ana-

lógico o digital. El potenciómetro ajustable Rp debe calibrarse de modo que la sección de visualización no registre lecturas de temperatura inferiores a 40°C. El circuito puede emplearse para otros intervalos de temperatura, si se modifican los valores óhmicos de R1 y de R2. Si, por ejemplo, el valor de R1 se reduce y el de R2 se incrementa, se obtendrá un margen de temperatura más bajo. Por otra parte, será preciso disminuir el valor de R3 a razón de 1 K cada vez que la gama de temperatura escogida se desplace en 25°C (1 K/25°C de desplazamiento) Una última observación es que todos los componentes deben tener una tolerancia del 1% como máximo.



75

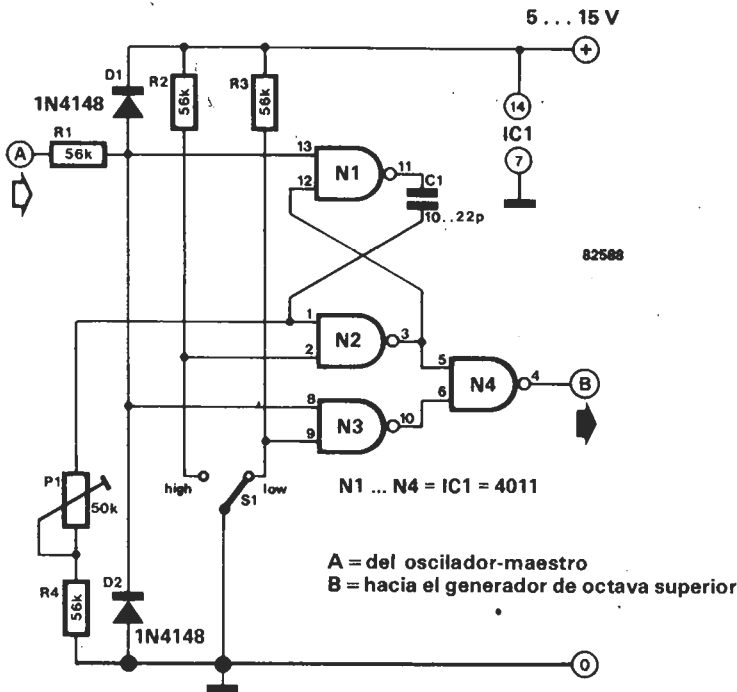
transportador de octava

Un monoestable para el descenso de una octava

Gracias a este sencillo montaje, el registro limitado de la mayor parte de los pianos y órganos electrónicos (que suele ser de 5 octavas), puede extenderse en una octava hacia abajo de la escala. El montaje ha de intercalarse entre el oscilador

maestro (conexión al punto A) y el generador de la octava superior (conexión al punto B). En resumidas cuentas, el montaje consta de un simple monoestable construido por medio de la puerta lógica N1 y algunos componentes discre-

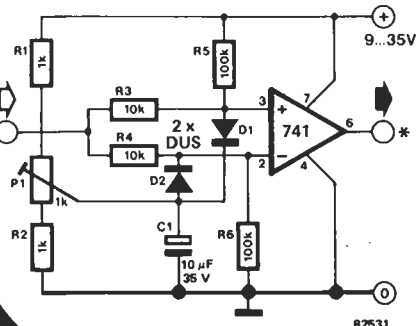
tos: C1, P1 y R4; la duración se ajusta actuando sobre P1, de tal forma que se divida exactamente por dos la frecuencia del oscilador maestro. La zona constituida por N2, N3, N4 y el conmutador S1, permite pasar de la gama de origen (posición de S1 en nivel alto) a la gama desplazada una octava hacia abajo (posición de S1 en nivel bajo). Los diodos D1 y D2 tienen la misión de proteger a la entrada contra señales excesivamente elevadas o negativas. El valor que hay que dar al condensador C1 depende de la frecuencia del oscilador maestro, no obstante, basta con realizar algunas experiencias para determinar su valor preciso con relativa facilidad. En efecto, cuando se hace pasar el potenciómetro desde su valor mínimo a su valor máximo, la frecuencia del órgano o del piano debe descender una octava; si no fuera así, será necesario aumentar el valor de C1. Cuando se ha encontrado el valor adecuado de C1, se puede proceder al ajuste correspondiente. Se pulsa una tecla y luego se aumenta el valor de la resistencia girando P1, hasta que se observe una caída «brutal» de esta nota en una octava. Se proseguirá poco a poco la rotación de P1 y quedará terminado el ajuste. La tensión de entrada aplicada al punto A debe ser, al menos, igual al 60% de la tensión de alimentación.



76

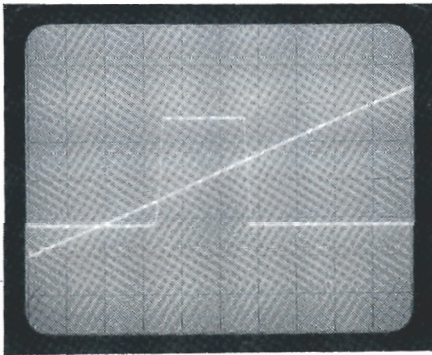
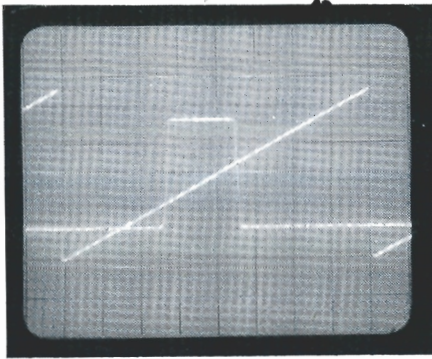
comparador de ventana simplificado

con un solo amplificador operacional



Un comparador de ventana, denominado también discriminador de ventana, permite saber si una tensión dada se encuentra dentro de unos límites (ventana), definidos por dos tensiones extremas previamente establecidas. Un discriminador de esta naturaleza puede servir para cualquier tipo de aplicaciones en campos tan diversos como los del control, vigilancia o ajuste. Tomemos un ejemplo sencillo: el control de la temperatura del aceite de un motor.

Una vez convertida la información de temperatura en una tensión continua, es posible saber instantáneamente, con el empleo de un comparador de ventana, si la temperatura se sitúa dentro de los límites autorizados o no. Por lo general, cuando se quiere construir un comparador de ventana, se utilizan dos comparadores con sus salidas operadas de acuerdo a la función lógica AND. Esto, significa, que es preciso contar con dos amplificadores operacionales como mí-



nimo. El circuito que proponemos obtiene el mismo resultado con un solo amplificador operacional. ¿Cómo es posible? Básicamente, gracias a la presencia de dos diodos en las entradas del amplificador operacional. El potenciómetro ajustable P1 permite definir una tensión de comparación. Mientras que la tensión de entrada se mantenga inferior a esta tensión de referencia, el diodo D2 conduce y el diodo D1 queda bloqueado.

La tensión en la entrada inversora del amplificador operacional es más positiva que la existente en la entrada no inversora y, por consiguiente, encontraremos un «0» a la salida del comparador. Si la tensión de entrada alcanza, ahora, el valor de la tensión de referencia D2, se bloquea; la tensión existente en la entrada no inversora del amplificador operacional se hace más positiva que la aplicada en la entrada inversora, lo que hace pasar la tensión de salida desde un «nivel lógico bajo» a un potencial positivo («1»). Cuando la tensión de entrada es superior a la tensión de referencia de 0,6 V, el diodo D1 se hace conductor. De esta forma, la tensión en la entrada no inversora ya no puede aumentar, cosa que no ocurre con

la tensión aplicada en la entrada inversora. Si la tensión de entrada sigue aumentando, la entrada inversora se hace más positiva y el comparador vuelve a «0»: la ventana se cierra de nuevo. Respetando los valores dados en el esquema, la «anchura de la ventana» es de unos 2,5 voltios. P1 permite desplazar el umbral de conmutación. Si la tensión de alimentación es de 9 voltios, el umbral de conmutación inferior puede elegirse entre 1,5 y 5 voltios; el umbral de conmutación superior variará, en consecuencia, de 4 a 7,5 V.

Los oscilogramas que aparecen en la fotografía nos muestran dos señales: la primera, en diente de sierra, que coincide con la señal de entrada y varía de 0 a 9 voltios; la segunda es la señal de salida del comparador. Se constata también que la salida del 741 es incapaz de bajar a 0 voltios o de subir a + U_B, en el momento de la conmutación. Si la tensión de alimentación (U_B) es de 9 voltios, la tensión de salida correspondiente a «estado lógico bajo» («0») es de unos 1,9 voltios, mientras que la representativa de «estado lógico alto» es, aproximadamente, de 8,5 voltios.

77

generador de tensión triangular positiva

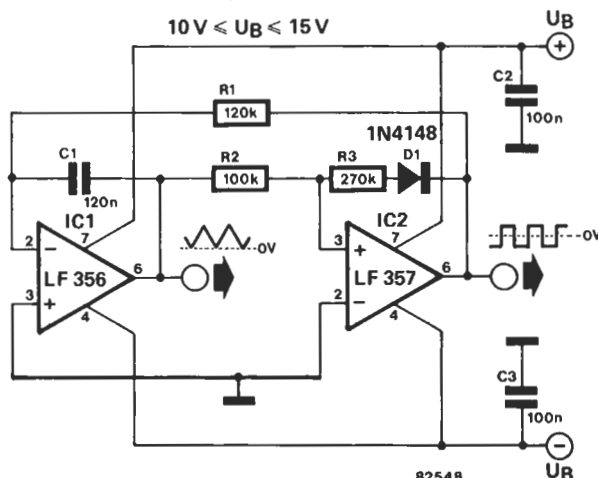
R. Storn

Al comparar este montaje con los generadores de señales triangulares y de onda cuadrada convencionales, basados en dos amplificadores operacionales, el lector detectará una pequeña diferencia: la presencia de un diodo en el bucle de realimentación negativa de IC2. Este diodo es el responsable del extraño comporta-

miento del oscilador; en efecto, la salida de IC1 entrega una tensión triangular que se mantiene siempre positiva. La versión normal, esto es, sin diodo, proporciona una verdadera tensión alterna simétrica con respecto al cero. Teniendo en cuenta que un cierto número de dispositivos, tales como trazadores de curvas y simila-

res, son incapaces de restituir la parte negativa de la curva, puede resultar conveniente, en algunos casos, añadir este diodo.

Echemos un vistazo al principio de funcionamiento del montaje. Supongamos que la salida de IC2 es algo negativa, el diodo se hará conductor y nos encontraremos en la patilla 3 — a través del divisor de tensión R2/R3 — con una tensión más negativa que la existente en la patilla 2 (esta última se halla a potencial 0). Por consiguiente, la patilla 6 se mantiene negativa. Esta tensión está aplicada, a través de R1, a la entrada inversora de IC1. La salida de este amplificador operacional no cambia de repente sino que, debido a la carga de C1, comienza a elevarse en un régimen lineal. Cuando esta tensión alcanza el punto en que la patilla 3 de IC2 se hace positiva, la salida de este amplificador operacional «basculará» y también se hará positiva de forma brusca, con lo que se interrumpirá el proceso de carga de C1 y éste empezará a descargarse de inmediato. El diodo está bloqueado y la entrada no inversora de



IC2 recibe, por intermedio de R2, toda la tensión presente en la salida de IC1. Si, ahora, el flanco descendente de la tensión triangular comienza a pasar ligeramente por debajo del nivel 0, la salida de IC2 volverá a hacerse negativa y se reiniciará todo el proceso precedente. La tensión máxima de la señal triangular

puede calcularse empleando la siguiente fórmula:

$$\hat{U} = -U_B - 2 \cdot \frac{R2}{R3}$$

La frecuencia puede determinarse como sigue:

$$f = \frac{1}{2 \cdot R1 \cdot C1} \cdot \frac{R3}{R2}$$

a condición de que R3 sea superior a R2. Respetando los valores dados en el esquema y si $U_b = 15 V$, se obtiene una frecuencia de 100 Hz y una tensión de pico de 5 voltios.

78 control de las luces traseras

Los tableros de instrumentos de nuestros automóviles parecen cada vez más, árboles de Navidad, con sus numerosos pilotos indicadores y LEDs multicolores. Lamentablemente, muchos de ellos son completamente superfluos, ya que ¿para qué sirve indicar la posición de un conmutador, si no se controla simultáneamente el buen funcionamiento del dispositivo conectado al mismo?

Consideremos, por ejemplo, el LED de la luz trasera anti-niebla ¿De qué nos servirá que esté encendido el piloto indicador de esta función si la lámpara correspondiente hace tiempo que se fundió?... cualquiera que sea el estado de esta última, el piloto seguirá iluminando «tranquilamente». La única forma de comprobar el funcionamiento de la luz trasera correspondiente será salir del coche y echar un vistazo.

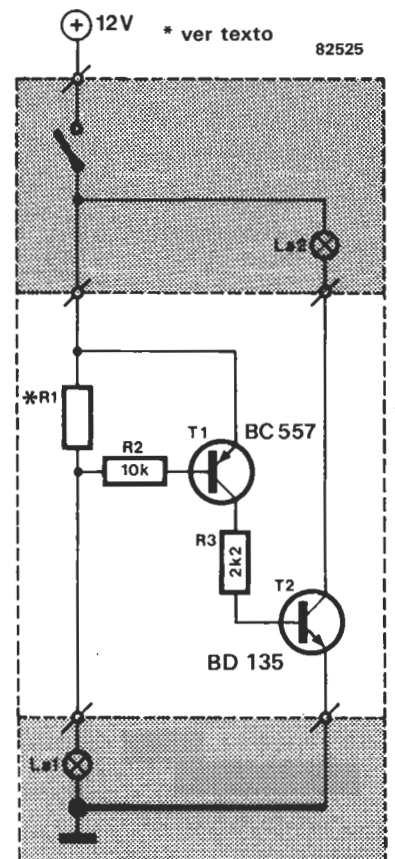
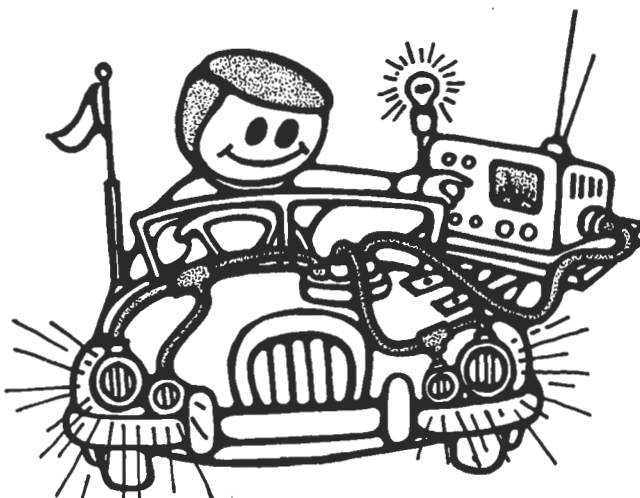
La idea en la que se basa la concepción de este circuito es proporcionar un sistema de control para automóvil que pueda instalarse fácilmente en el tablero de instrumentos.

Dado que sólo requiere cinco componentes, puede instalarse detrás del conmutador ya existente en el panel. Se empezará cortando la conexión entre la lámpara de señalización (si la hubiere) y masa, así como la conexión entre el conmutador y la luz trasera para, a continuación intercalar el montaje que aparece en el esquema. Toda la parte electrónica puede situarse en las proximidades del conmutador: se retira el conmutador de su zócalo y se conecta el montaje en la forma ilustrada.

El funcionamiento es de lo más simple. Si todo está en orden, la corriente de carga irá a masa a través de R1 y la lámpara de la luz trasera, La1. En el caso de la figura, la tensión en los bornes de R1 es suficiente para permitir la conducción de T1 y, en definitiva, para que provoque la iluminación de la lámpara del conmutador. Si la circulación de la corriente queda interrumpida por un fallo de La1 (rotura del filamento por ejemplo), T1 ya no recibe una corriente de base suficiente y se bloqueará. El transistor T2 se blo-

quea también y se apagará la lámpara asociada al conmutador. El valor de R1 puede determinarse fácilmente con el empleo de la fórmula siguiente:

$$R1 = \frac{\text{Tensión de la batería (V)}}{\text{Potencia de la lámpara (W)}} \cdot 0,6 (\Omega)$$



79 flash esclavo

Si aún no está convencido de la gran afinidad que existe entre la electrónica y la fotografía, le invitamos a analizar una nueva constatación. Vamos a presentarle una de las aplicaciones más frecuentes de la electrónica en la fotografía, una unidad secundaria de flash, caracterizada por su elevada velocidad y sensibilidad.

El montaje que nos ocupa, utilizable tanto en interiores como en exteriores, posee una doble característica de «sensibilidad»: es super-sensible a la influencia del flash maestro y, a su vez, super-insensible a las condiciones de luz ambiente. La velocidad de reacción también constituye un dato significativo: reaccionará con un retardo de sólo unos 10 micro-segundos, dependiendo de la potencia luminosa del flash maestro. Ello significa que cuando se utiliza un flash principal, controlado por microprocesador, con una duración del destello de 1 ms, el 99% de la luz emitida será considerada en el cálculo efectuado por el procesador.

El intervalo de funcionamiento del flash esclavo se sitúa en una zona de sensibi-

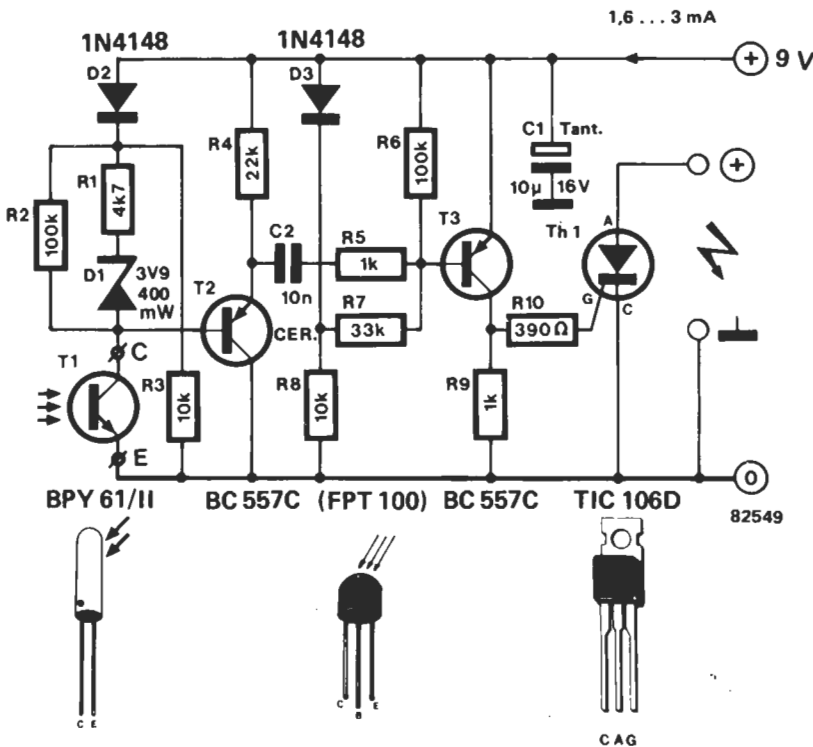
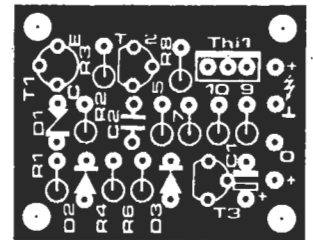
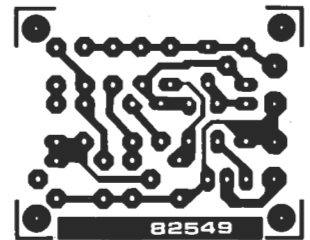
lidad máxima (cuando la luz ambiente sea de intensidad media o débil), gracias al ajuste del umbral de disparo de T1 con el empleo de R1, R2 y D1. En principio, es, pues, inútil prever un dispositivo de protección contra la luz ambiente. Sin embargo, en un medio muy soleado (en donde se espera, por ejemplo, que el flash esclavo compense las zonas de sombra demasiado contrastadas) puede ser necesario adoptar algunas medidas preventivas. En condiciones ambientales normales, el encendido y el apagado de una lámpara incandescente normal, en el mismo recinto, no provocará el disparo del flash esclavo.

El circuito propiamente dicho sigue siendo muy sencillo. El breve destello luminoso recibido por el fototransistor T1 aparece en forma de impulso en la base de T2, en donde se amplifica y se aplica a T3, de cuyo colector parte, a su vez, hacia la puerta del tiristor. Este último se cebe e inmediatamente se cortocircuitan los contactos del flash esclavo. El circuito es alimentado por medio de una pila compacta de 9 voltios.

Las resistencias están montadas vertical-

mente en la placa de circuito impreso para que el tamaño de esta última sea lo menor posible.

Una recomendación final es que para la conexión al flash esclavo se utilice un cable de extensión del flash.



Lista de componentes

Resistencias:

- R1 = 4k7
- R2,R6 = 100 k
- R3,R8 = 10 k
- R4 = 22 k
- R5,R9 = 1 k
- R7 = 33 k
- R10 = 390 Ω

Condensadores:

- C1 = 10 µ/16 V tántalo
- C2 = 10 n cerámico

Semiconductores:

- D1 = diode Zener 3V9/400 mW
- D2,D3 = 1N4148
- T1 = BPY 61/II (SPT 100)
- T2,T3 = BC 557C
- Th1 = TIC 106D

Varios

- Pila de 9 V



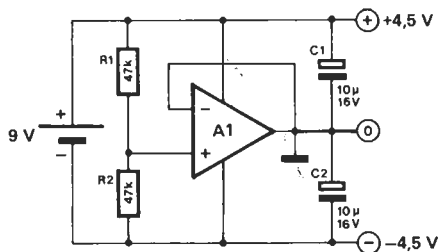
80

alimentación simétrica con amplificador operacional

Este es un montaje muy simple y conocido. Se trata de una alimentación simétrica para amplificador operacional cons-

truida entorno a un amplificador operacional (¡todo queda en familia!) También servirá para «nutrir» a los circuitos pequeños que precisan de una alimentación doble, negativa y positiva. Estas dos tensiones se toman de una simple pila. Las resistencias R1 y R2 constituyen un divisor de tensión de alta impedancia, lo que es sinónimo de economía energética. El amplificador operacional sirve para mantener el potencial de masa artificial al mismo nivel que el punto nodal R1/R2. La relación entre R1 y R2 determina la relación que existirá entre las dos tensiones de alimentación; si R1 y R2 tienen el mismo valor, se obtienen tensiones de alimentación idénticas (simétricas). Ello nos lleva a la característica más atractiva de este circuito: la relación entre las tensiones su-

ministradas es completamente independiente de la tensión de la pila. Otra ventaja de este divisor de tensión activo es el hecho de que (a diferencia con una simple cadena divisora resistiva) se adapta a las corrientes que la masa debe recibir o proporcionar (en el caso de una alimentación asimétrica), lo que permite disminuir al máximo la carga para la pila. Hay diversas clases de amplificadores operacionales que pueden emplearse para confeccionar este circuito. Los modelos 3140 y 324 son excelentes, incluso con una tensión de pila de 4,5 voltios. Hay que tener presente que la carga máxima admisible de la masa artificial depende del amplificador operacional que se esté utilizando (que suele ser de unos 20mA).



A1 = CA 3140, LF 356, ¼ TL 084, ¼ 324, 741

82522

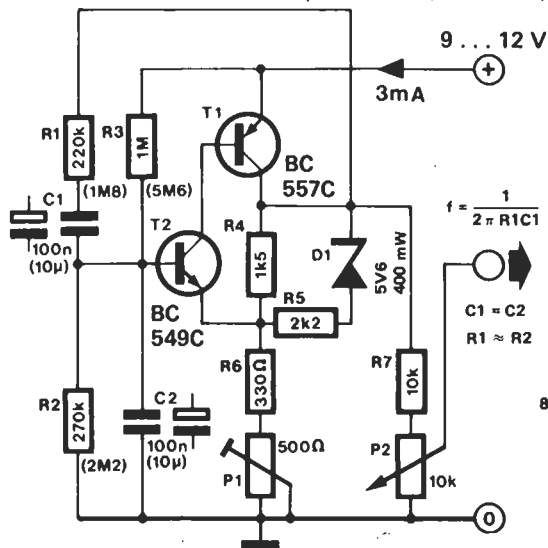
81

oscilador BF de amplitud estable

A la hora de estabilizar la amplitud de un oscilador, suele recurrirse al empleo de una resistencia NTC (de coeficiente de

temperatura negativo) o una lámpara de incandescencia. La resistencia de estos componentes es, en efecto, dependien-

te de su temperatura y, por consiguiente, también de la tensión efectiva que se aplica en sus bornes. La curva característica de la resistencia en función de la temperatura, asegura que la señal sinusoidal generada por el oscilador quede estabilizada de modo que esté prácticamente exenta de distorsión. La lenta respuesta de los termistores y de las lámparas a las variaciones rápidas de tensión hacen que la característica no lineal de temperatura/resistencia no origine ninguna distorsión en la señal sinusoidal. Las cosas son distintas cuando la inercia térmica disminuye con respecto al periodo de tiempo de la señal. Por lo que respecta a los osciladores, ello suele suceder a frecuencias inferiores a 10 Hz aproximadamente (en el vibrato de un órgano electrónico, por ejemplo). Para tales aplicaciones, es preciso recurrir a otra técnica. En el circuito ilustrado por el esquema se utiliza la característica de limi-



82520

tación de tensión de un diodo Zener. Un puente de Wien, formado por R1, R2, C1 y C2, constituye la red que determina la frecuencia del oscilador. La etapa constituida por los transistores T1 y T2 proporciona la ganancia en bucle necesaria para obtener la puesta en oscilación. Si aumenta la amplitud, el diodo Zener se pondrá a conducir, lo que hará disminuir la ganancia y, en definitiva, se limita la amplitud.

Para lograr que el diodo zener no limite demasiado bruscamente la tensión sinusoidal, lo que se traduciría en una distorsión excesivamente importante, se conecta una resistencia (R5) en serie con el diodo. El conjunto está conectado en paralelo con la resistencia R4. Cuando se alcanza la tensión Zener, la resistencia de esta pequeña red disminuye de forma insensible; de esta manera, se obtiene una limitación, es decir, una estabilización de la señal sinusoidal, si bien, la duración de

la parte negativa no es suficientemente larga para que la amplitud pueda aumentar de forma notable.

El potenciómetro P1 debe ajustarse cuidadosamente para evitar una fuerte limitación de la amplitud de la señal de salida. El semiciclo negativo de la señal es muy lineal, pero el semiciclo positivo está algo distorsionado debido a la limitación. Sin embargo, ello no constituirá ningún problema para la mayor parte de las aplicaciones, tales como el vibrato. La tensión de salida del oscilador puede ajustarse por medio del potenciómetro P2 entre 0 V y 4 V pico a pico. La frecuencia del oscilador puede determinarse a partir de la fórmula :

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R_{1,2} \cdot C_{1,2}}$$

$$(R1 \approx R2; C1 = C2)$$

Con los valores indicados en el esquema se obtiene una frecuencia de unos 6 Hz (0,01 Hz con los valores indicados entre paréntesis).

Las resistencias R1 y R2 deben tener un valor mínimo de algunos cientos de kilohmios. Valores más bajos pueden sobrecargar la etapa amplificadora y valores excesivamente altos pueden afectar a la impedancia de entrada del amplificador. A frecuencias muy bajas, el semiciclo negativo de la señal sinusoidal puede comenzar a recortarse, lo que conducirá a una considerable distorsión. La componente de corriente continua de la señal de salida puede filtrarse incluyendo un condensador electrolítico de alto valor en serie con la salida.

82

amplificador recíproco para tensiones continuas

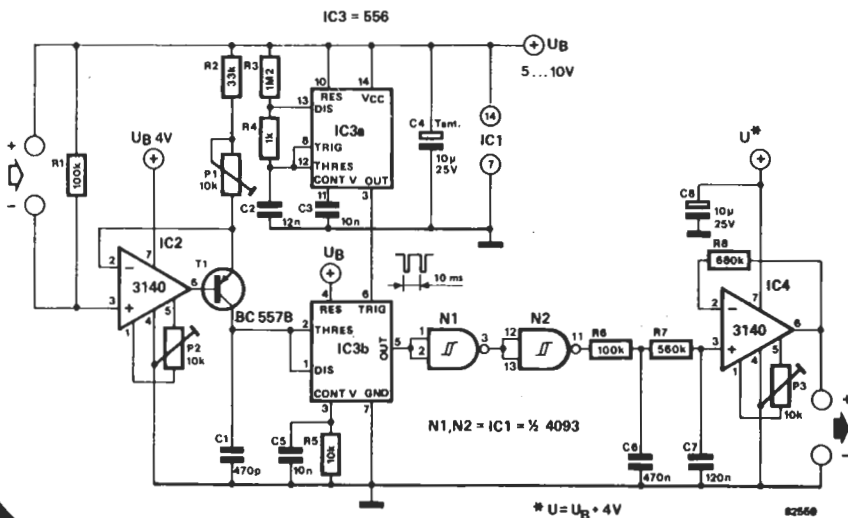
Nada más fácil que coger una calculadora, teclear un número cualquiera, accionar la tecla 1/x y leer el resultado en la pantalla. La obtención del mismo resultado con una tensión continua, para tratarla seguidamente en un circuito de medida, es «harina de otro costal». No obstante, cuatro circuitos integrados normales bastan para conseguir fácilmente un amplificador recíproco. IC2 e IC4 sirven como buffer de entrada y de salida, respectivamente. La mitad de un temporizador

doble, IC3a, conforma el oscilador de reloj para un modulador, IC3b (el otro temporizador). Las puertas N1 y N2 convierten la señal de salida de IC3b en una señal de onda cuadrada «pura». Este circuito está basado en el principio PPM (modulación por anchura de impulsos). Una señal en onda cuadrada es modulada en anchura de impulso por la tensión aplicada a la entrada del modulador. ¡Sin afectar en absoluto a su frecuencia! Por ejemplo, si la entrada del circuito está a

un nivel de tensión alto, la anchura del impulso de la señal de onda cuadrada será pequeña. Esta señal es transformada en una tensión continua por las redes de alisado R6/C6 y R7/C7. En la salida, nos encontraremos con una tensión más pequeña que la que existe en la entrada. En cualquier caso, para una tensión de entrada de 10 mV, no se tendrán 100 V de salida (1/10 mV). En primer lugar, la entrada del amplificador está limitada a una tensión de trabajo no superior a 10 voltios.

En segundo lugar, y desde un punto de vista matemático, la igualdad 1/10 mV = 100 V no es muy correcta. En consecuencia, hay que introducir un factor de corrección «C», que toma el valor de $20 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{2}$ cuando P1 se ajusta al mínimo. Ahora, el nivel de la tensión de salida oscilará de 2 V a 20 mV, para una tensión de entrada comprendida entre 10 mV y 1 V.

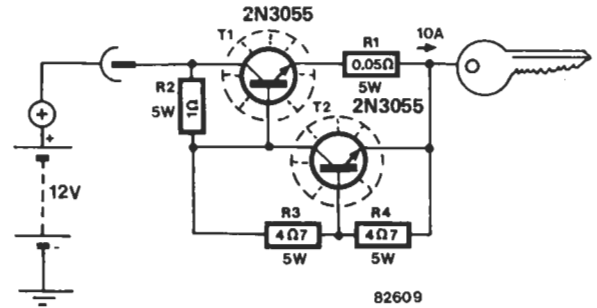
El procedimiento de calibración es muy sencillo. Aplicar un nivel de tensión de 20 mV a la entrada y ajustar P2 de modo que se midan exactamente 20 mV entre el emisor de T1 y Ub. Como ya se indicó, P1 determina el factor de corrección «C», mientras que P3 permite una eventual compensación («offset») de IC4. Una observación importante es que la tensión de alimentación Ub debe ser perfectamente estable.



83

descongelador de cerradura para el automóvil

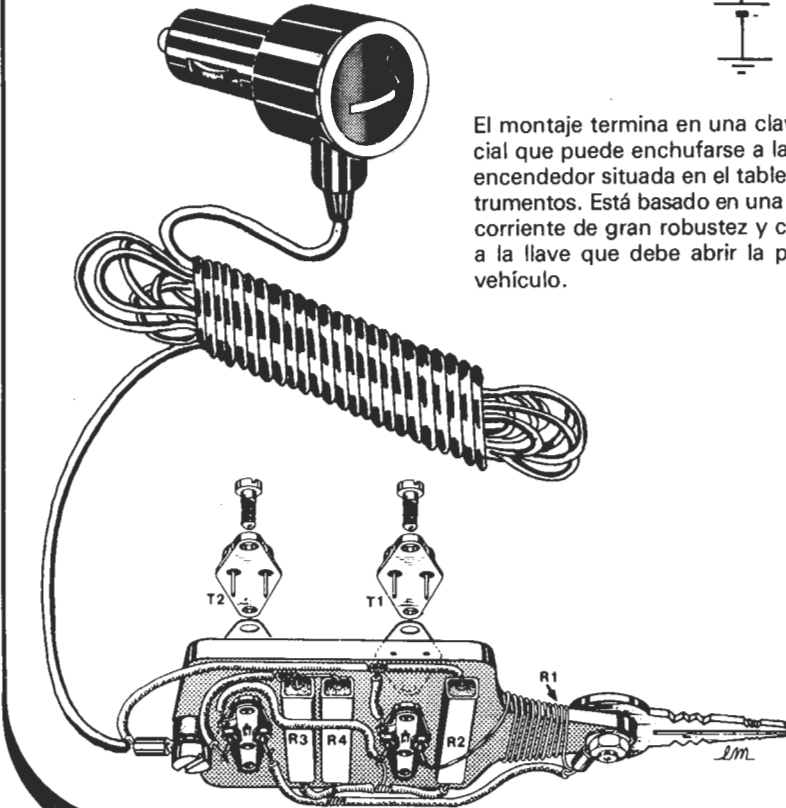
Una de las situaciones que provocan ¡la completa felicidad! del automovilista, es la de encontrarse con una buena dosis de frío y prisa y observar con pasmo que la puerta del coche no puede abrirse. Como quiera que «hombre prevenido vale por dos», nos hemos decidido a proporcionarle una solución electrónica para este incómodo problema.



El montaje termina en una clavija especial que puede enchufarse a la toma de encendedor situada en el tablero de instrumentos. Está basado en una fuente de corriente de gran robustez y conectada a la llave que debe abrir la puerta del vehículo.

Cuando la llave esté introducida en la cerradura, una corriente elevada (del orden de 10 A) atraviesa al conjunto del mecanismo de la cerradura. Teniendo en cuenta que, por principio, la resistencia es más elevada en los diversos puntos de contacto, es en estos lugares en donde se genera el calor.

Veamos algunos consejos prácticos. Es importante utilizar cable de gran sección para todas las conexiones (2,5 mm de diámetro es un mínimo). Los transistores de potencia deben estar provistos de un radiador de calor adecuado; si se quiere mejorar su estabilidad térmica, se les podrá montar en contacto mutuo (con el empleo de arandelas aislantes de mica); este método de actuación permite hacer disminuir la corriente que atraviesa al conjunto, cuando el transistor principal alcanza una temperatura excesiva. Si así lo desea, nada le impide poner los transistores y las resistencias en una misma caja, conectada a la llave... ¡lo que le permitirá, incluso, calentarse las manos mientras utiliza el sistema.



M.A. Prins

84

una tercera mano

... para facilitar las medidas

¿Que aficionado no ha deseado, a la hora de realizar medidas sobre un montaje o al verificar un circuito, disponer de una tercera mano?... ¡Algún «exagerado» habrá soñado incluso con una cuarta mano! Aparte de otros casos más espectaculares, hay uno muy frecuente: tener las dos puntas de prueba cogidas con una

mano (la izquierda, en la mayor parte de los casos) y accionar, al tiempo, el interruptor con la mano derecha. Una «tercera mano» hubiera sido muy bien acogida en estas circunstancias, sobre todo cuando traemos entre manos un circuito algo complejo. Con este montaje tratamos de mitigar sus

apuros, ya que le permite el empleo de ambas manos para situar y sujetar las sondas de prueba, mientras se aplica la alimentación al circuito, aunque con un pequeño retraso. Incluso le comunica (visualmente) cuando está a punto de producirse tal circunstancia. El disparador de Schmitt N1 es el núcleo

fundamental de un multivibrador astable cuya frecuencia es de 0,5 Hz. La señal del oscilador se transmite a la entrada del contador por diez, IC1, a través de las puertas N2 y N3 (montadas en paralelo, de forma que puedan proporcionar una corriente suficiente).

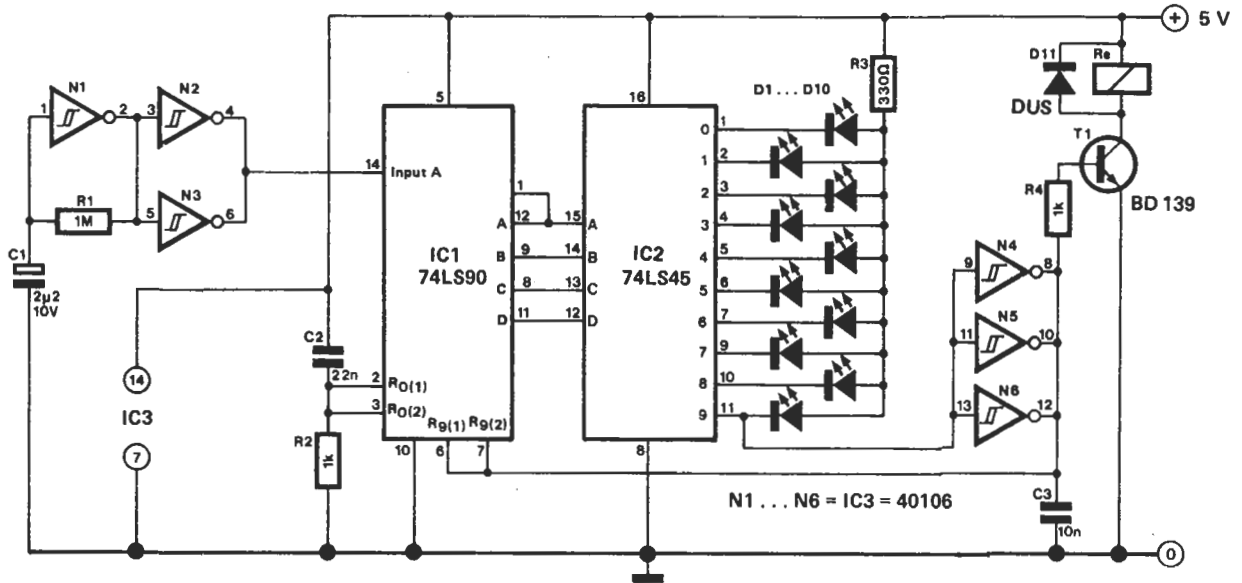
En el momento de la llegada de la tensión de alimentación, IC1 se inicializa (por intermedio del par C2/R2) y se pone inmediatamente a contar. El contenido del contador es utilizado por el decodificador de BCD a decimal, IC2, para controlar los diodos LED D1 ... D10. Al principio, todos los LEDs están apagados; transcurridos dos segundos, el primer

LED se iluminará y dos segundos más tarde, lo hará el segundo, luego el siguiente y así sucesivamente.

Cuando, finalmente, se enciende el décimo y último LED, el transistor T1 se hace activo por efecto de la actuación de las puertas montadas en paralelo (N4, N5 y N6), lo que se traduce en la excitación del relé. Una vez conectado nuestro dispositivo, podemos efectuar todas las medidas que queramos, puesto que hemos dispuesto de veinte segundos para dar el último toque a los preparativos. El relé se mantiene cerrado en tanto que el montaje «auxiliar» siga bajo tensión, puesto que el circuito está concebido pa-

ra conservar el último estado, a los puentes establecidos entre las puertas N4 ... N6 y entre las patillas 6 y 7 de IC1.

Los períodos de tiempo pueden variarse modificando el valor de la resistencia R1, teniendo en cuenta que un valor más grande alargará el intervalo de tiempo. La alimentación del montaje puede estar constituida por una fuente basada en el regulador integrado 7805. Sin embargo, si se quiere garantizar un funcionamiento correcto del montaje, es preciso intercalar el interruptor de encendido/apagado entre la alimentación estabilizada que se emplee y el propio montaje.



82606

85

regulador de la velocidad de rotación

Para pequeños motores de C.C.

El circuito integrado LM1014 de National Semiconductor se diseñó para proporcionar un control de velocidad cons-

tante para pequeños motores de corriente continua. Para lograr este resultado, se recurrió a un truco bien conocido y que consiste en aumentar la tensión aplicada al motor cuando se incrementa la corriente. Cuando se hace algo más pequeña la velocidad de rotación del motor, la fuerza contra-electromotriz (FCEM) cae también y la corriente que atraviesa al motor tiene tendencia a aumentar. El incremento de la tensión debe permitir al motor «recuperar» su velocidad de rotación. En definitiva, resulta teóricamente posible mantener ab-

solutamente constante la velocidad de giro de un motor; no obstante, en la práctica, este sistema se muestra inestable («se embala») y es preciso, pues, admitir una ligera variación de la velocidad de rotación.

Uno de los inconvenientes del montaje es que es imposible determinar, en un principio, el valor de los componentes. Es preciso, pues, determinar su valor por tanteo experimental.

Se empezará dando a R1, R2 y R3 valores tales que se cumpla la relación: $X = (R1 \cdot R3) / (5 \cdot R2)$, en donde el valor de

Tabla

V_{ref} (V)	$\Delta V_{ref}/\Delta T$ (mV/°C)	Conexión
0,95	- 1,0	2/3 al aire
1,15	- 0,3	2 a masa, 3 al aire
1,35	+ 0,3	2 al aire, 3 a masa
1,55	+ 1,0	2/3 a masa

X representa la resistencia dinámica del motor. La mejor forma de comenzar el

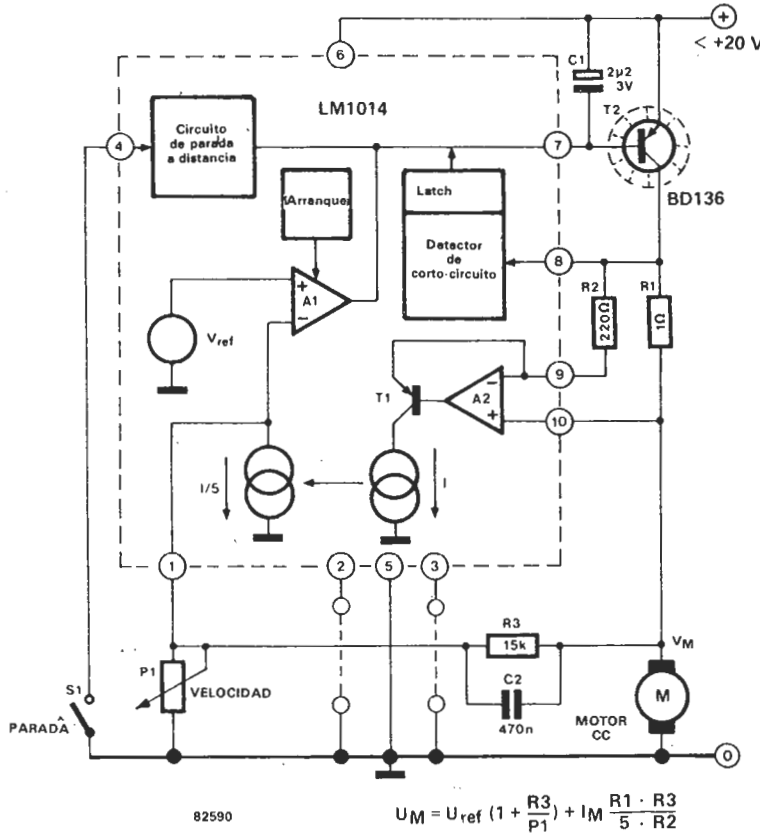
cálculo es simplemente medir la resistencia del motor con un polímetro y partir

de este valor. Hay que tomar para R1 un valor algo pequeño y verificar que todavía es posible ajustar la velocidad del motor. En tanto que el motor no se «embale» (girando hasta la velocidad máxima y estabilizándose en la misma o comience a «galopar» con irregularidad), puede incrementarse el valor de R1.

Antes de poder lanzarnos a los cálculos, hay que elegir una tensión de referencia, conectando o no, las patillas 2 y 3 del circuito integrado (ver tabla adjunta). Cada valor de referencia se caracteriza por un coeficiente de temperatura distinto. Rara vez se conocerá el coeficiente de temperatura del motor y por ello se elegirá al azar uno de los valores dados. El valor de P1 no es crítico, pero es importante saber que P1 = 0 ohmios da, en todos los casos, la tensión de salida máxima y que la elección de un valor demasiado pequeño para el ajuste de este potenciómetro no permite al motor bajar a bajas velocidades de rotación.

El valor elegido para R1 determina no sólo la característica dinámica del circuito sino que también limita la corriente máxima del motor. Con el valor mostrado en el esquema (1 ohmio), la corriente máxima será de 1,4 A. Los valores que hemos dado a los componentes del esquema se refieren a un motor que tiene las siguientes características:

Resistencia dinámica : 16,3 ohmios
 Fuerza contra-electromotriz : 3,25 voltios a 2000 rpm y a un par de 5,9 mA/mm.



82590

$$U_M = U_{ref} \left(1 + \frac{R_3}{P_1}\right) + I_M \frac{R_1 \cdot R_3}{5 \cdot R_2}$$

86

generador de frecuencias

... de transmisión

Un circuito integrado, un cristal de cuarzo, tres resistencias y dos interruptores son todos los componentes necesarios para obtener 16 frecuencias distintas. ¡No es fácil conseguir tanto por tan poco!.

El circuito integrado MC14411, fabricado por Motorola, se presenta como un generador de velocidad de transmisión (denominado también «índice de transmisión»). Las aplicaciones que sugiere el fabricante son muy diversas, puesto que van desde el teletipo a la impresora, pasando por los terminales de vídeo y los sistemas basados en microprocesador. Un oscilador controlado por cuarzo proporciona la frecuencia maestra. La señal del oscilador se encuentra disponible en la patilla 19 del integrado en cuestión. Dicha señal se transmite también a un divisor que suministra, a la salida, cinco señales distintas: la señal resultante de la división por 2 está disponible permanentemente en la patilla 18. A continuación, y por efecto de las divisiones por 1, 4,

8 y 64 se obtiene cuatro señales que, de ser oportuno, pueden enviarse a un divisor de 14 etapas. En definitiva, y en función de la posición de los dos interruptores S1 y S2, nos encontramos con cuatro señales no accesibles directamente, además de con un grupo de 14 + 2 señales simultáneamente disponibles. En la tabla adjunta se muestran todas las posibles combinaciones. Las patillas de salida del circuito integrado no están indicadas en el esquema circuital, pero se encuentran reflejadas en la tabla.

Una observación final: el circuito integrado acepta también una señal de reloj interna (a aplicar en la patilla 21) que permite conseguir otras frecuencias de la salida, con el empleo de los numerosos factores de división disponibles.

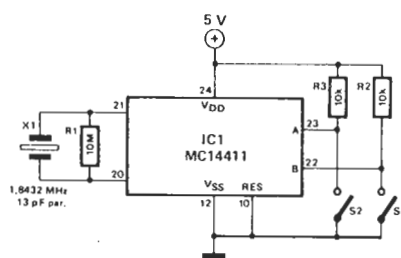


Tabla 2:

B	A	factor
0	0	X1
0	1	X8
1	0	X16
1	1	X64

Tabla 1:

patilla Nr.	salida Nr.	frecuencia de salida (Hz)			
		X64	X16	X8	X1
1	F1	614.4 k	153.6 k	76.8 k	9600
17	F2	460.8 k	115.2 k	57.6 k	7200
2	F3	307.2 k	76.8 k	38.4 k	4800
16	F4	230.4 k	57.6 k	28.8 k	3600
3	F5	153.6 k	38.4 k	19.2 k	2400
15	F6	115.2 k	28.8 k	14.4 k	1800
4	F7	76.8 k	19.2 k	9600	1200
5	F8	38.4 k	9600	4800	600
7	F9	19.2 k	4800	2400	300
6	F10	12.8 k	3200	1600	200
8	F11	9600	2400	1200	150
14	F12	8613.2	2153.3	1076.6	134.5
13	F13	7035.5	1758.8	879.4	109.9
9	F14	4800	1200	600	75
18	F15	921.6 k	921.6 k	921.6 k	921.6 k
19	F16*	1.843 M	1.843 M	1.843 M	1.843 M

F16* es la salida del oscilador

W. Wehl

87

conmutador automático para etapas de salida

Los apasionados de la alta fidelidad se preguntan, a veces, cómo pueden conseguir el control de su etapa de potencia o de sus recintos acústicos, directamente a partir de la fuente. La mayor parte de los fabricantes lo consideran como un lujo que estiman superfluo. En nuestra opinión, esta comodidad funcional nos parece ampliamente justificada en muchos casos, evitando la existencia de grandes longitudes de cable a través de toda la casa.

Esencialmente, el circuito está constituido por un doble amplificador operacional, un circuito integrado temporizador y un relé (para la tensión de alimentación).

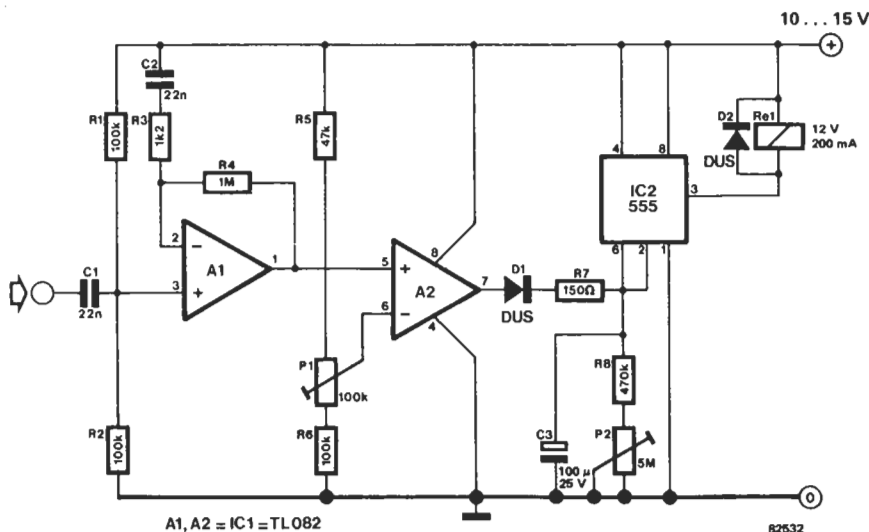
A1 es un amplificador no inversor para la señal BF alterna. Hay que hacer notar que su entrada negativa está conectada a la tensión de alimentación positiva a través de R3/C2. Ello evita que se accione el relé tan pronto como se aplique la tensión de alimentación. La ganancia del

amplificador operacional es suficientemente alta para impedir que tensiones incluso bajas desactiven el relé.

El segundo amplificador operacional, A2, es un comparador. P1 permite establecer el umbral de la señal BF a unos 2,5 mV eficaces.

Si la tensión de salida de A1 supera el valor del umbral del comparador, debido a la llegada de una señal de BF, la salida del comparador pasará a nivel alto. En consecuencia, el condensador C3 se carga a través del diodo D1 y de la resistencia R7. Cuando el nivel de carga del condensador llega a 2/3 de la tensión de trabajo, la salida del temporizador conmuta a nivel bajo y el relé se activa. Los contactos del relé conectan la unidad activa a la red. Si ya no se aplican señales de BF, C3 se descargará a través de R8/P2 en un lapso de 1 a 5 minutos, y el relé pasará a la posición de reposo.

La tensión de alimentación de nuestro circuito puede obtenerse con la ayuda de un regulador integrado de 12 o de 15 V, precedido de una etapa con transformador —rectificador— condensador, todo ello conectado a la red. ¡Atención!: No olvide que los bornes del relé están conectados directamente a 220 voltios lo que puede resultar muy «molesto» en caso de descuido.



A1, A2 = IC1 = TL082

82532

88

interruptor fotosensible

Las aplicaciones de un interruptor fotosensible son innumerables: temporizadores para luces de escalera, alumbrado exterior, apertura automática de puertas por medio de un haz luminoso, sistemas de alarma, etc.

Muchos de nuestros lectores estarán familiarizados con el típico optoconmutador a transistor único, en el que una LDR está colocada entre la base y la masa o la alimentación, dependiendo de que se requiera una función normalmente activada o normalmente desactivada.

Este sencillo circuito abre el camino a disposiciones más complejas que suponen el empleo de amplificadores operacionales, incluido el super-económico 741. Otro método de opto-detección, aunque no tan conocido, utiliza un circuito en puente que opera según el principio de que la corriente que circula a través del puente será nula cuando las cuatro impedancias estén equilibradas.

Este último fundamento es el que se utiliza en nuestro circuito. El optodetector está situado en un montaje puente, en

el que el indicador de equilibrio se ha sustituido por un comparador. La salida del comparador activa a un tiristor a través de un transistor. Hay que adoptar algunas precauciones con este circuito, puesto que no está aislado de la alimentación de red.

La alimentación del circuito se obtiene a través del rectificador de puente D1 ... D4 y se suaviza y estabiliza por medio de R1, C1 y D5. El circuito de puente puede ser difícil de delimitar en el esquema: está constituido por R2 ... R4, por P1 y la resistencia dependiente de la luz (LDR). IC1 está conectado como comparador y su nivel de tensión de salida alcanzará los 1,8 V, cuando el potencial en la entrada inversora (negativa) sea superior al de la entrada no inversora. La resistencia R5 crea una «histéresis» de 1 V aproximadamente para impedir que T1 y el tiristor se activen y desactiven en condiciones de luz marginales. El punto de conmutación del comparador es ajustable por medio de P1. Con este potenciómetro ajustado a la resistencia mínima, la lámpara se encenderá en condi-

ciones crepusculares. Los lectores que requieran una mayor flexibilidad pueden elevar el valor de P1 a un megohmio. La LDR puede intercambiarse con la combinación de P1/R4 para que el interruptor reaccione de forma inversa, esto es, para que la lámpara se encienda cuando la LDR esté iluminada y se apague cuando no lo esté.

Veamos algunas consideraciones prácticas: Pueden utilizarse lámparas muy potentes a condición de que se empleen diodos también más potentes (1N5404, por ejemplo) y de que se provea de un radiador al tiristor. En estas condiciones, es admisible una corriente de 3 A. La corriente de puerta de Th1 no será superior a 250 μ A; de ahí que sea preciso utilizar un tiristor de gran sensibilidad como el que hemos previsto en el esquema. La LDR no plantea ningún problema particular. Se puede utilizar una LDR 03, lo mismo que una LDR 05 o una LDR 07. Sólo nos queda esperar que la luz ponga su «granito de arena».

1

Lista de componentes

Resistencias:

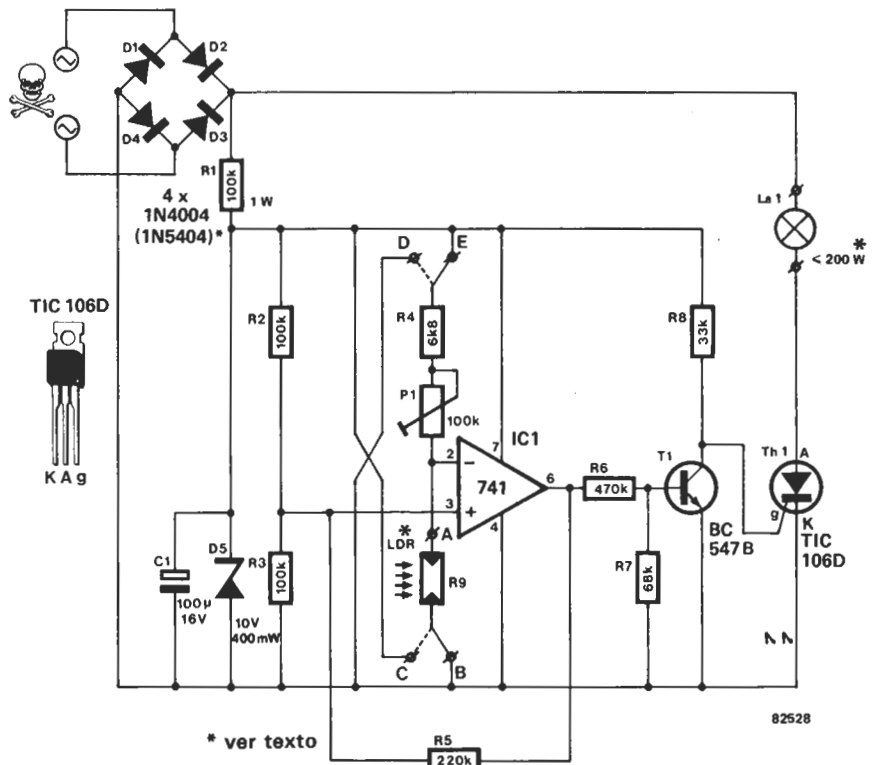
- R1 = 100 k/1 W
- R2, R3 = 100 k
- R4 = 6 k Ω
- R5 = 220 k
- R6 = 470 k
- R7 = 68 k
- R8 = 33 k
- R9 = LDR tipo LD5 03, 05, 07
- P1 = 100 k ajustable

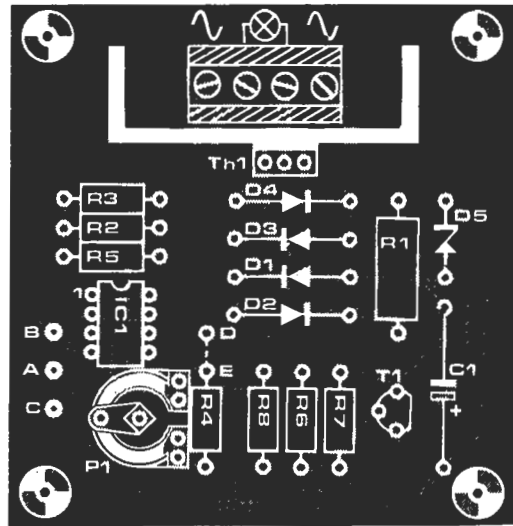
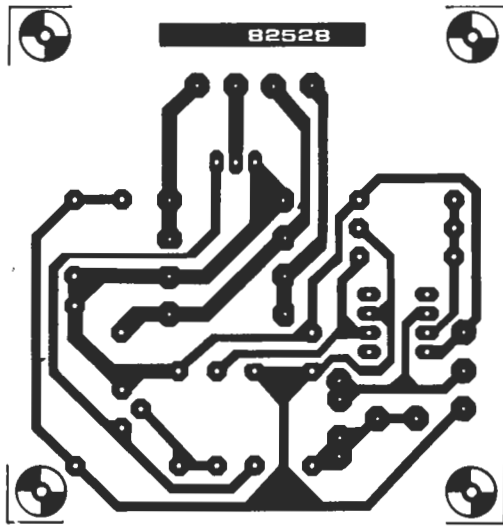
Condensador:

- C1 = 100 μ /16 V

Semiconductores:

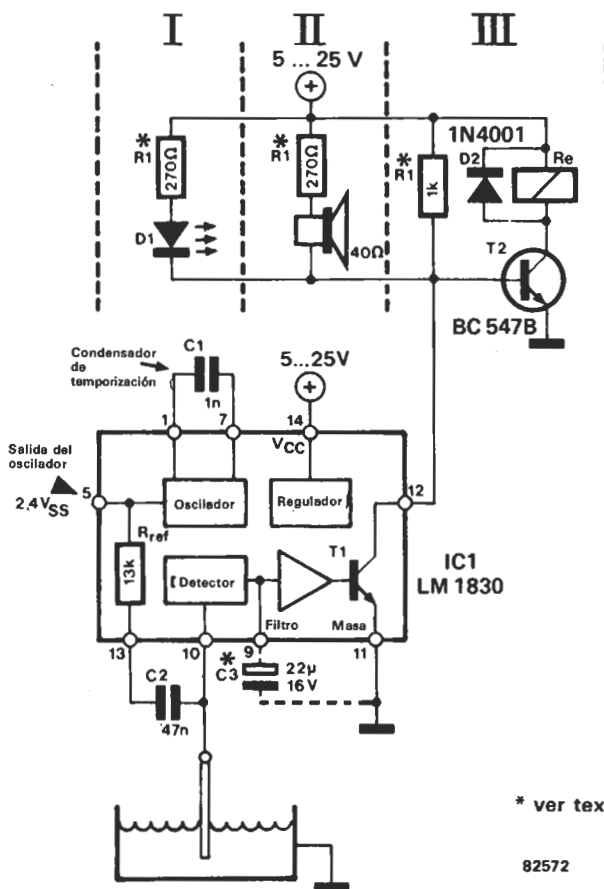
- D1 ... D4 = 1N4004
- D5 = Zener 10 V, 400 mW
- T1 = BC 547 B
- IC1 = 741
- Tri1 = TIC 106D





89

detector de líquidos



El título dado a este montaje no es totalmente exacto, ya que el LM 1830 de National Semiconductor sólo puede detectar líquidos conductores.

En la práctica, el número de aplicaciones de nuestro circuito sólo está limitado por la imaginación del diseñador. Algunos ejemplos son: control del nivel en hidro-cultivos, control de los flujos y reflujos de las «mareas» de los acuarios de agua de mar, alarma de fugas para la lavadora o el lavavajillas.

El circuito integrado contiene un oscilador con una frecuencia de oscilación de unos 6 kHz, cuando se elige para C1 el valor indicado en el esquema; la amplitud de la oscilación es de unos 2,4 V. Esta señal se transmite a la sonda por intermedio de una resistencia de 13 K y de un condensador C2. Cuando la sonda está efectivamente «cortocircuitada» a tierra a través del fluido. Si el nivel del líquido cae, entonces, por debajo del extremo de la sonda, la entrada del detector (patilla 10) proporcionará la salida de 6 kHz del oscilador. El transistor T1 se pondrá a conducir y activará uno de los tres sistemas indicadores.

Para la sonda hemos elegido una forma de onda de c.a. La principal ventaja de la c.a. es el hecho de que la corriente media a través de la sonda será cero, con lo que se evita la polarización de la sonda que suele producirse a menudo. La amplitud de la tensión en la sonda, se sitúa entre $-1,2$ y $+1,2$ V. T1 conduce durante el semiperíodo positivo de la señal de 6 kHz. El altavoz produce, enton-

* ver texto

82572

ces, un sonido que tiene una frecuencia de 6 kHz; esta frecuencia puede disminuirse aumentando el valor de C1. El diodo LED se enciende y se apaga con una frecuencia de 6 kHz. Desde luego, no es muy aconsejable para un relé el sufrir un tratamiento de esta naturaleza, de ahí la presencia de un condensador de alisado suplementario C3. La preferencia personal y la aplicación

particular dictarán cuál de los tres métodos indicadores se va a utilizar (I, II o III). Sea cual fuere, la corriente máxima que se puede hacer circular a través de T1 es de 20 mA. Una corriente supone la destrucción total del transistor a corto o a medio plazo. Encontrar un altavoz de 400 ohmios no es una sinecura; para solventarlo, puede emplear un altavoz de impedan-

cia más pequeña, si bien, ello disminuirá la potencia del sonido producido. El valor de la resistencia en serie (270 ohmios) se da pensando en la tensión de alimentación mínima de 5 voltios. Si la tensión de alimentación es más elevada, se aumentará consecuentemente el valor de esta resistencia, de forma que se limite la corriente al valor antes considerado como admisible.

90

convertidor RMS

... de alterna a continua eficaz

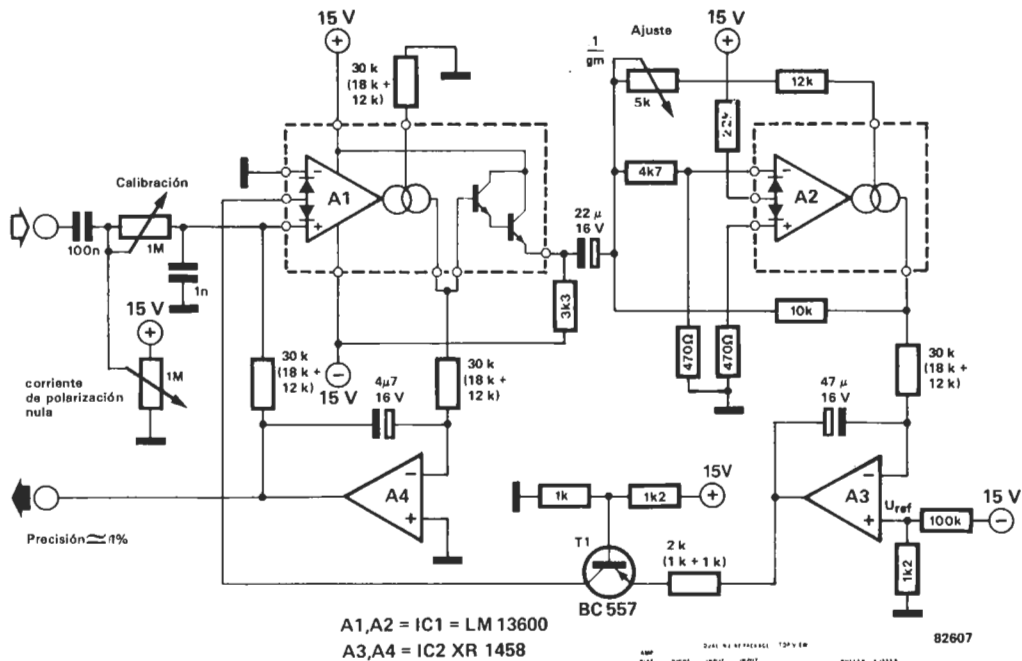
Este montaje convierte una tensión alterna aleatoria en una tensión continua correspondiente al valor eficaz (RMS en inglés).

En realidad, se trata de un amplificador de control automático de ganancia (CAG), que está construido sobre la base de dos circuitos integrados bien conocidos: XR 13600 (A1,A2) y XR 1458 (A3,A4). El circuito ajusta su ganancia de modo que la potencia de c.a. del amplificador A1 se mantenga constante. La potencia es elevada al cuadrado por A2, se

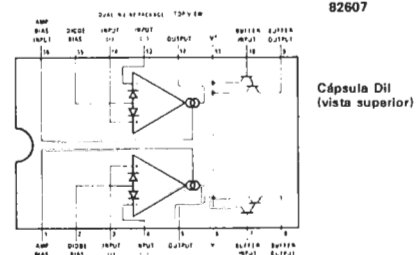
promedia por A3 (integración) y luego se compara con una tensión de referencia (Uref). A3 proporciona una corriente de polarización para los diodos del OTA A1; esta corriente determina la atenuación sufrida por la señal de entrada. Como la potencia de salida de A1 se mantiene constante en comparación con un valor de referencia, el valor eficaz es también constante y la atenuación es directamente proporcional al valor de la media cuadrática (RMS) de la tensión de entrada; también es proporcional a la corriente de

polarización de los diodos. El amplificador A4 sirve para mantener constante la relación entre las corrientes que atraviesan los diodos de A1.

La tensión de salida de A4 es, pues, proporcional al valor eficaz de la tensión de entrada. El potenciómetro de calibración permite ajustar la tensión de salida de forma que esta última corresponda exactamente al valor de la media cuadrática (RMS).



A1,A2 = IC1 = LM 13600
A3,A4 = IC2 XR 1458



91

amplificador miniatura con control de tono activo

Actualmente, da la sensación de que los amplificadores se multiplican como conejos, aunque más preciso sería decir que «crecen como hongos» habida cuenta de su tamaño.

Evidentemente, estos amplificadores no son precisamente equipos de alta, aunque si son perfectamente válidos como segundo o tercer amplificador.

El circuito integrado LM 389 no es un desconocido para quienes estén familiarizados con nuestros circuitos veraniegos, ya que se ha empleado para construir una sirena. El parentesco entre una sirena y un amplificador es bastante obvio, de ahí que se nos haya ocurrido la posibilidad de convertir una sirena en un amplificador.

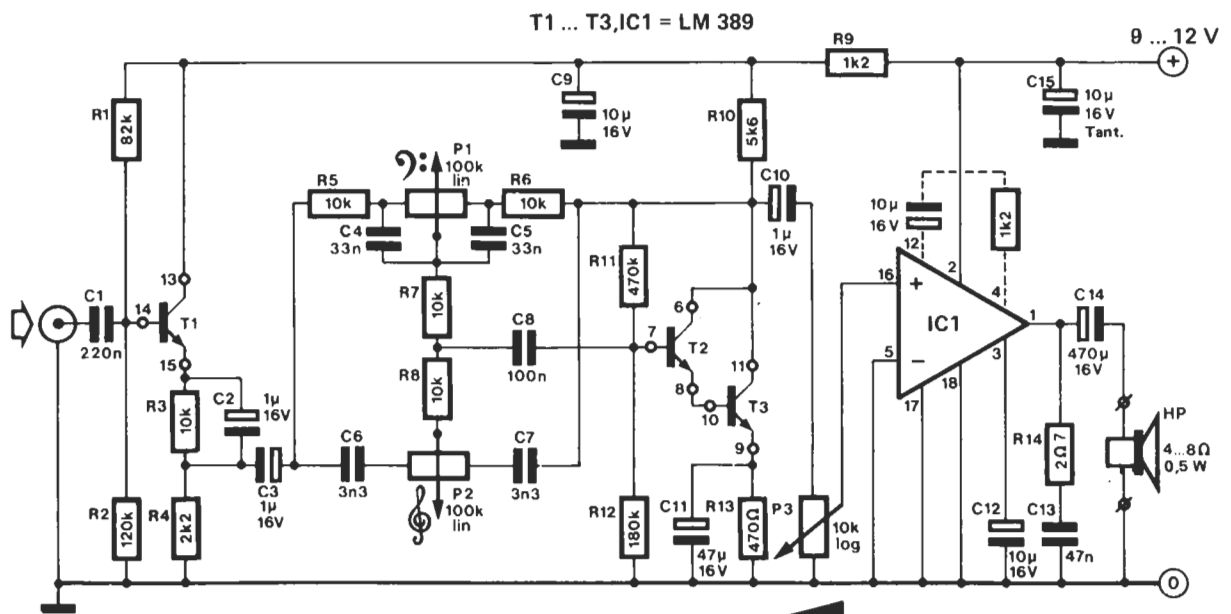
El circuito integrado en cuestión contiene una pequeña etapa de salida de potencia y tres transistores adicionales. Ello significa que no se necesita ningún componente activo suplementario para constituir el amplificador. La ganancia de la etapa de salida se ajusta simplemente por medio de un condensador y de una resistencia. En el esquema, la ganancia está ajustada a 20 (26 dB), lo que significa que las patillas 4 y 12 no están conectadas (flotantes). Si se pone un condensador de $10 \mu\text{F}$ entre estas dos patillas,

la ganancia se eleva a 200 (+ 46 dB). Para una ganancia de 50, se colocará en serie un condensador de $10 \mu\text{F}$ y una resistencia de $1\text{K}2$ entre las patillas 4 y 12. En este montaje, T1 funciona como seguidor de emisor (resistencia de entrada elevada, resistencia de salida más pequeña). La resistencia de entrada del montaje es, así, del orden de 50 kilohmios. La red constituida por las resistencias R5 ... R8, los condensadores C4 ... C7, y los potenciómetros P1 y P2, sirve para construir un ajuste de tonalidad del tipo Baxandall. La señal atenuada por esta última etapa es objeto de amplificación a través de la etapa T2/T3 y termina en el potenciómetro de volumen P3. No entraremos en mayores detalles acerca de la etapa de potencia que hemos representado simplemente bajo la denominación de bloque IC1.

Cuando la resistencia de carga (constituida por el altavoz) es de 4 ohmios, la potencia máxima de salida es de unos 300 mW y el índice de distorsión del 10%. Si la carga es de 8 ohmios, la potencia se convierte en 600 mW, manteniendo el mismo índice de distorsión. Cuando se quiere hacer funcionar el montaje de forma continua a la potencia máxima y con una alimentación de 12

V, resulta imprescindible refrigerar IC1 dotándolo de un radiador adecuado. Los lectores que deseen un índice de distorsión más bajo, pueden conseguirlo limitando la salida de potencia a 120 mW. Con esta potencia se tiene un factor de distorsión razonable del 0,2%. La tensión de entrada mínima es de unos 100 mV para una carga de 4 ohmios y de 150 mV para una carga de 8 ohmios. La modificación de la ganancia permite multiplicar la sensibilidad de entrada por un factor de 10 como máximo.

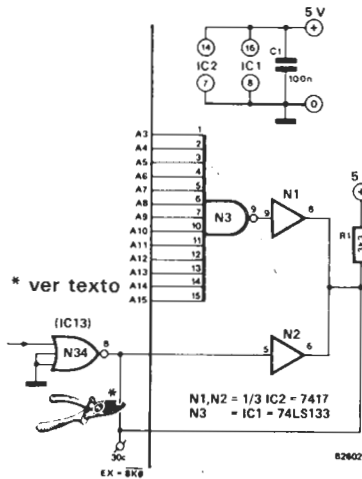
Cuando se construye el circuito, hay que tener cuidado en algunos puntos. La patilla 18 del circuito integrado está conectada directamente a la conexión central de masa del circuito; en ese caso, 0 voltios de la fuente de alimentación. La conexión de masa del altavoz está también conectada al mismo punto.



R. Matyssek

92

llamada a los vectores del Junior Computer



Los lectores que hayan seguido la literatura relativa al Junior Computer (libros y artículos), saben que al direccionar la memoria a través de la tarjeta de bus, es preciso que en la página FF esté situada una EPROM que contenga, en las direcciones FFFA... FFFF, todos los datos vectoriales indispensables para la CPU. Es posible que el usuario encuentre demasiado onerosa la solución de consagrar una EPROM exclusivamente para el almacenamiento de seis bytes. Ante este cruel problema, les propusimos dos posibles soluciones. El montaje que pasamos a describir es una alternativa a la solución número «uno» (en este caso la puerta N102 debe sustituirse por un puente de hilo conductor).

Para empezar, colocaremos los siguientes puentes: R-S en la tarjeta de interfaz y D-EX en la tarjeta base. IC13 se extraerá de su zócalo (en la tarjeta de interfaz) y se doblará su patilla 8 hacia arriba (salida N34), después de lo cual se devolverá el integrado a su emplazamiento. Esta operación tiene como consecuencia cortar la unión interna con el punto EX = 8K0. En esta nueva configuración, esta conexión se obtiene a través de las salidas en colector abierto de las puertas N1 y N2. Dado que sólo están conectadas 13 entradas de IC1, esto es: 13 líneas de dirección, el coste de la modificación es de sólo 8 posiciones de memoria: direcciones \$FFF8 a \$FFFF.

93

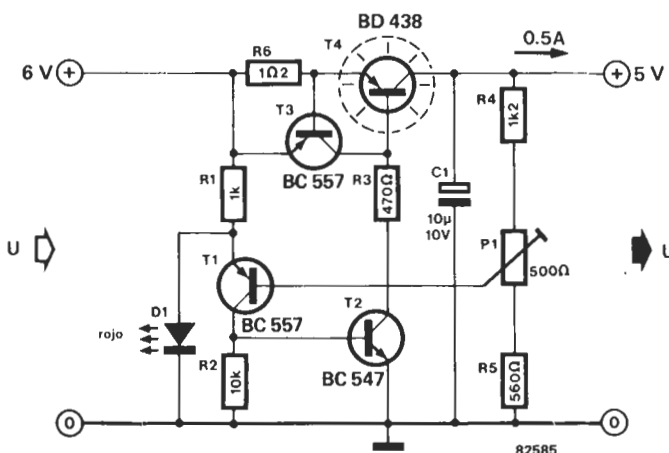
regulador de tensión económico

Tal vez, la única característica común a cualquier regulador de tensión, sea que el nivel de tensión de entrada debe ser en varios voltios superior a la tensión de salida prevista. Si se parte de una tensión no estabilizada, apenas, apenas superior a la tensión regulada que se quiere

obtener en la salida, no podremos acudir a los reguladores de tensión convencionales, sino que habrá que recurrir a soluciones menos habituales. Vamos a darle un buen consejo que como tal nunca será caro. Les proponemos un montaje de regulación discreto y de

rendimiento muy satisfactorio, puesto que es capaz de proporcionar una tensión de salida regulada de 5 voltios, incluso cuando la tensión de entrada no es superior a 6 voltios. No cabe duda de que esta es una solución idónea, sobre todo para dispositivos alimentados a pilas.

Unos instantes de reflexión deben bastar para descubrir el «truco» que caracteriza a este montaje: la carga se encuentra en la línea de colector del transistor de regulación T4. De esta forma, cuando el transistor es totalmente conductor, podemos llevarlo a régimen de saturación, con lo que la tensión entre emisor y colector coincidirá con la casi insignificante tensión de saturación. Este nivel de tensión depende, por supuesto, de la corriente y del tipo de transistor. En este caso, para una corriente máxima de 0,5 A, la pérdida de tensión será sólo de 0,2 V. Es preciso añadir la caída de tensión observada en los bornes de R6, la cual no puede evitarse debido a que resulta indispensable para permitir la fun-



ción de limitación de la corriente de T3. Una caída de tensión de 0,5 V en R6 hace conductor a T3. La puesta en cortocircuito del recorrido base-emisor del transistor de salida T4 limita la corriente de salida.

Un diodo LED rojo, en cuyos extremos se observa una caída de tensión del orden de 1,5 a 1,6 V, sirve de tensión de referencia para la tarea de regulación.

Esta tensión es aplicada al emisor de T1. La corriente de excitación de base, para este transistor, se obtiene del divisor de tensión constituido por R4, P1 y R5. Dependiendo de la diferencia entre los niveles de tensión de salida y de referencia, T1 es más o menos conductor; algo análogo ocurre con T2 que dejará pasar más o menos corriente de base para T4. El condensador C1 se incluye para filtrar

y desacoplar la tensión de salida.

En lugar del BD 438 pueden utilizarse otros transistores semejantes, como por ejemplo: los BD 136, BD 138 o BD 140. Sin embargo, estos transistores tienen una tensión de saturación algo más alta. Cabe observar que puesto que D1 actúa como una fuente de referencia, debe ser inexcusablemente un LED rojo. Otros colores poseen parámetros distintos.

94

interface para pulsador

J. Ritchie

de doble función:
anti-rebote y memoria

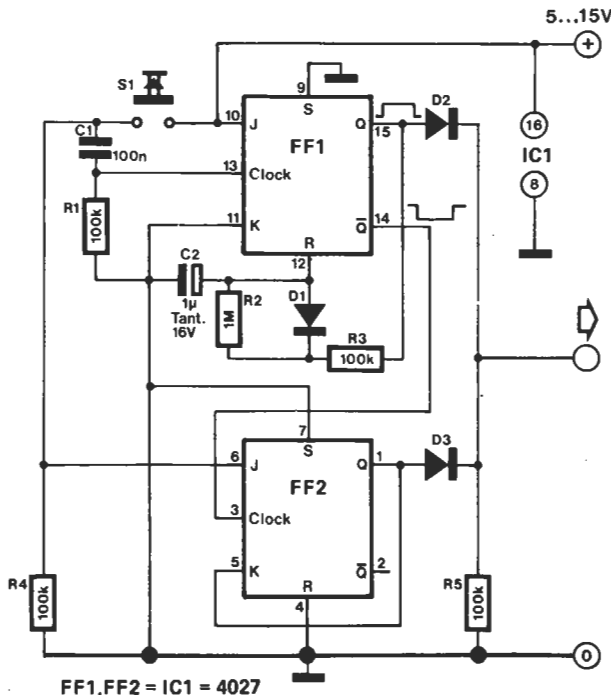
Este montaje amplía la función que normalmente desarrolla un pulsador convencional, de tal forma que pueda emplearse tanto en modo mono-impulso, como en función de cerrojo de encendido/apagado. R1 y C1 garantizan la función anti-rebote del pulsador S1. Al accionar es-

te pulsador, un impulso de disparo positivo se transmite al biestable FF1, a través de la mencionada red. La salida del biestable pasa, entonces, a nivel lógico alto y la salida Q a nivel lógico bajo; estos estados se mantienen durante un período de tiempo que depende de los va-

lores de las resistencias R2, R3 y del condensador C2. El impulso positivo disponible en la salida Q se transmite a la salida del montaje, a través de la puerta OR constituida por D2, D3 y R5. El impulso negativo (disponible en la salida Q) sirve para disparar al biestable FF2. Este biestable reacciona a un flanco positivo aplicado a su entrada de reloj y, en consecuencia, al flanco posterior de la señal precedente de la salida Q.

En reposo, FF2 se encuentra en estado de inicialización (reset); la salida Q está, en ese momento, a nivel bajo; en cuanto a la salida Q, está a nivel alto. En estas condiciones, al accionar brevemente S1, las entradas J y K están a nivel lógico bajo cuando llega el flanco positivo de la señal Q que anteriormente mencionamos. Resultado: no ocurre nada. Si, ahora, la acción sobre el pulsador dura el tiempo suficiente para que el período de disparo sea sobrepasado, habrá un nivel lógico alto en la entrada J, mientras que se tendrá un nivel lógico bajo en la entrada K, cuando llega el impulso de reloj a la entrada de FF2 («clock») prevista al efecto. La salida Q pasa a nivel alto (la salida de la puerta OR D2/D3/D5 también lo adquiere por este motivo); como, por otra parte, Q y K están conectadas, la entrada K pasará también a nivel lógico alto.

Si, en las condiciones que acabamos de definir (esto es: K a nivel alto, J a nivel bajo), se dispara de nuevo FF2, este último vuelve al estado de inicialización (reset). El mantener oprimido S1 no tiene efecto alguno, habida cuenta de que cuando J y K están ambas al nivel lógico alto, el biestable conmuta de estado cuando llegue el siguiente flanco negativo a la entrada de reloj.



FF1, FF2 = IC1 = 4027

95

monoestable con un operacional

El dominio de los monoestables estaba reservado, hasta ahora, a los circuitos digitales, sin embargo, no hay ningún motivo que impida construir este tipo de circuitos por medios analógicos, por ejemplo, utilizando amplificadores operacionales. Evidentemente, el amplificador operacional correspondiente no se utilizará como amplificador, sino como com-

parador. En los dos esquemas que presentamos hemos recurrido al 741, aunque, desde luego, puede emplearse cualquier otro tipo de operacional. Esta categoría de circuitos se beneficia del hecho de que la tecnología integrada moderna permite incorporar cuatro amplificadores operacionales en una sola y diminuta pastilla. Sin embargo, con

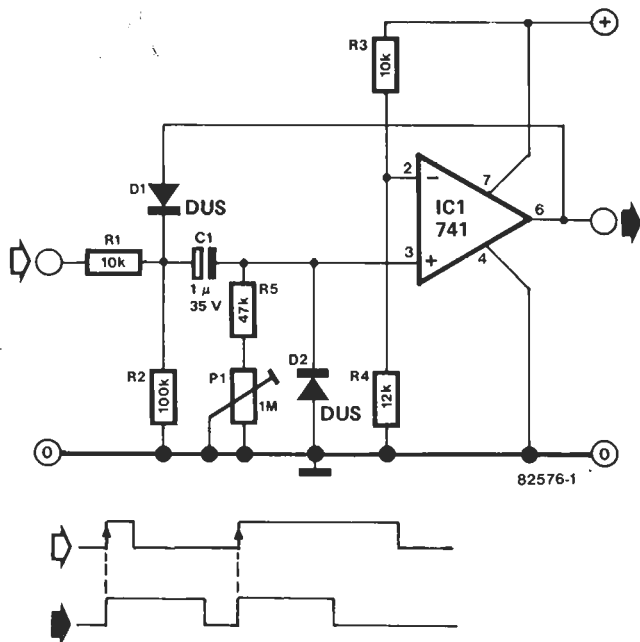
bastante frecuencia, alguno de los operacionales del chip resulta supérfluo, lo que constituye un pequeño despilfarro y, por añadidura, en muchas ocasiones precisamos de la incorporación de un integrado digital suplementario para realizar una función de temporización precisa. Pero este último puede omitirse combinando un amplificador operacional con un monoestable.

El principio de funcionamiento es bastante sencillo. La entrada inversora se encuentra a un nivel estable ligeramente superior a la mitad de la tensión de alimentación. La entrada no inversora está unida a masa a través de R5 y P1. La salida está, por consiguiente, al potencial de la masa y D1 no conduce. Un impulso positivo aplicado a la entrada del circuito llega a la entrada no inversora a través del condensador C1. Momentáneamente, esta entrada se encuentra a un potencial superior al de la entrada inversora, lo que hace pasar la salida del amplificador operacional a la tensión de alimentación positiva. D1 se hace conductor y, en consecuencia, el punto A sigue siendo positivo, incluso cuando desaparezca el impulso a la entrada. Esta situación se mantiene hasta que C1 haya alcanzado, a través de R5 y de P1, una carga tal que la patilla 3 pase a un potencial inferior al de la entrada inversora. El amplificador operacional vuelve a bascular y su salida se pone a masa. Los montajes que reaccionan a impulsos negativos siguen el mismo proceso.

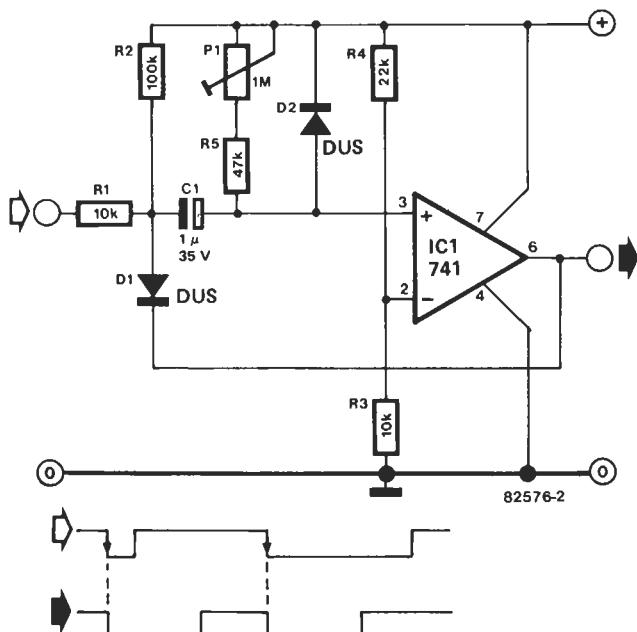
Como puede constatar en las figuras, la señal de entrada no tiene una longitud crítica, ya que puede ser más larga o más corta que el impulso de salida deseado. La duración del impulso del monoestable es de aproximadamente: $0,5 \cdot (R5 + P1) \cdot C1$. El potenciómetro P1 permite el ajuste fino del valor exacto. El valor de la duración depende, en efecto, de las tensiones de saturación en la salida del amplificador operacional y, por consiguiente, es difícil darlas con precisión.

Un dato a considerar, es que hay que cerciorarse de que la amplitud de la señal de entrada sea siempre algo más pequeña que la variación de la amplitud en la patilla 6. Se constata, en efecto, que cuando las duraciones del impulso de entrada y del de salida son muy similares, puede ocurrir que se influyan mutuamente.

1



2



96

control para motor eléctrico de CA

Este circuito permite controlar la velocidad de los motores monofásicos de jaula de ardilla. Esto no significa, desde luego, que el montaje le va a permitir hacer girar a cualquier motor y a cualquier velocidad; sin embargo, en la mayor parte de los casos, le será posible hacer variar la velocidad desde simple a doble (en la relación 1:2). Tal vez opine que esta relación no es extraordinaria, aunque, desde luego, es más que suficiente cuando se trata de un motor bomba, de ventilador, etc. Permite, en efecto, disminuir el consumo o el ruido o ambas cosas a la vez.

En este montaje se utiliza un circuito integrado especialmente concebido para el control de fase. Un motor asíncrono monofásico, en jaula de ardilla, tiene dos arrollamientos que están desfasados 90° entre sí, uno de los cuales está conectado directamente a la red y el otro también, pero a través de un condensador. Este último produce un desfase entre las corrientes que circulan a través de los dos devanados y crea, por consiguiente, un campo giratorio que

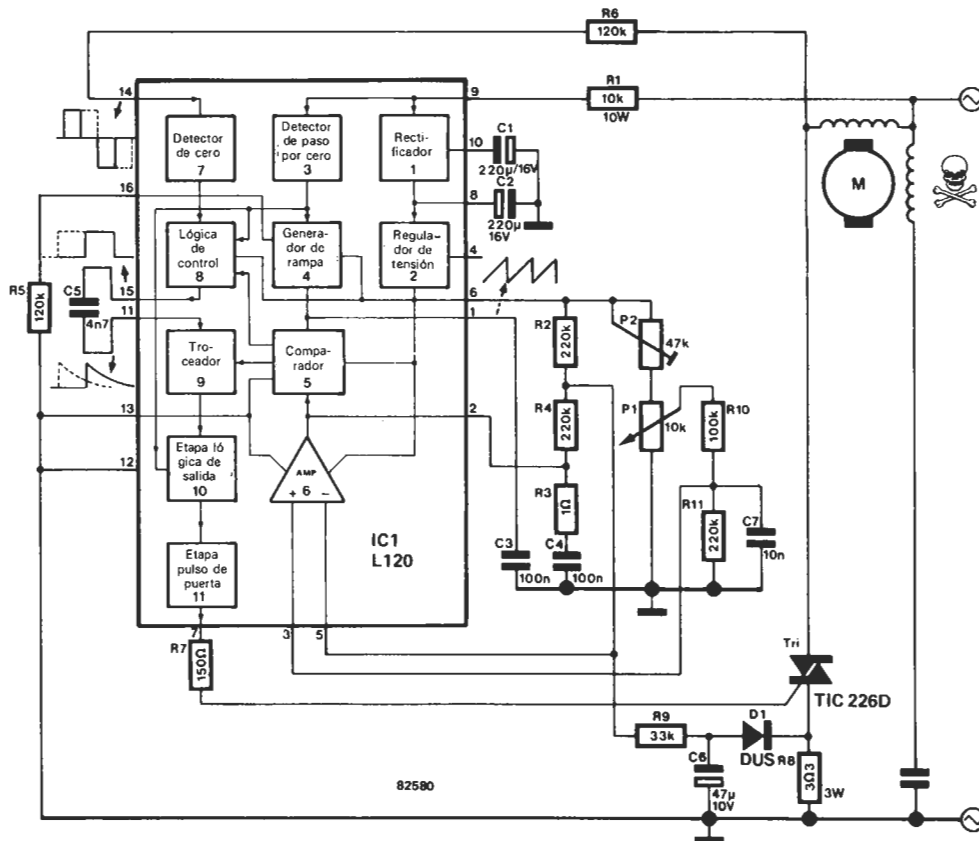
permite la rotación del motor. Sólo el arrollamiento conectado directamente a la red está controlado por un corte de fase con triac.

Hay dos peculiaridades a destacar: en primer lugar, a pesar del ajuste de la velocidad del controlador, el motor girará a pleno régimen inmediatamente después de aplicarse la alimentación; en segundo lugar, la corriente que circula a través del motor viene determinada por el valor de R8. La tensión a través de R8 es relativamente constante y se mantiene dentro de límites bien definidos. Ello significa que la velocidad del motor (una vez ajustada) se mantendrá razonablemente estable. El circuito no es adecuado, pues, para un motor que sufra variaciones de carga importantes.

P2 permite ajustar la velocidad de rotación mínima. Con P1 se puede hacer girar el motor desde esta velocidad de rotación mínima (1.800 rpm, por ejemplo) a la velocidad de rotación máxima (3.000 rpm, por ejemplo). Los valores de los componentes se han elegido de forma que permitan el empleo del montaje con

un motor cuya potencia sea de 90 W. Si la potencia del motor al que se destine el montaje fuera diferente, sería preciso comenzar por adaptar el valor de la resistencia R8.

Añadamos algunas observaciones con relación al circuito integrado: el bloque 1 del circuito integrado recibe de la red, a través de R1, una tensión de alimentación tanto positiva como negativa (11,5 V); esta tensión es filtrada por C1 y C2 respectivamente. La tensión positiva estabilizada disponible en la patilla 6 alcanza unos 9 voltios. A cada paso por cero de la tensión de la red, se ceba el oscilador en diente de sierra (bloque 4). El comparador realiza la comparación de esta señal en diente de sierra con la tensión de salida del amplificador operacional (bloque 6). La tensión del amplificador operacional depende de la posición del cursor de P1 y de la tensión (negativa) aplicada en bornes de R8. Como se indicó anteriormente, la tensión a través de R8 determina la corriente que circula a través del motor.



97

mini-programador de EPROMs

Para programar a mano las EPROMs de tipo 2716

Afortunadamente, se ha producido una caída considerable en los precios de las EPROMs de mayor difusión comercial. Dadas estas condiciones de relativa economía puede, incluso, merecer la pena, sintetizar funciones lógicas complejas

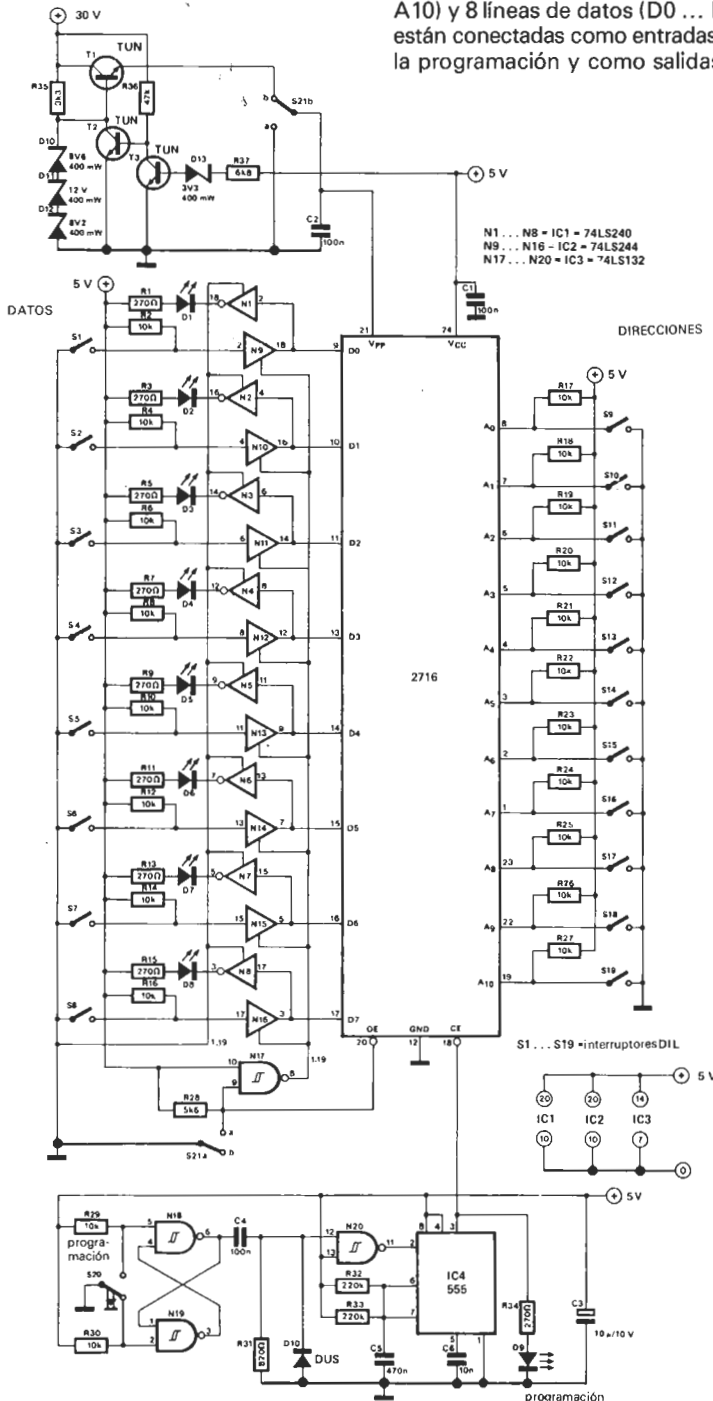
con EPROMs en lugar de con circuitos integrados digitales (puertas, flip-flops, etc). Sin lugar a dudas, ello haría más compacta y sencilla la construcción del circuito.

La EPROM del tipo 2716 contiene 11 entradas (las líneas de direcciones A0 ... A10) y 8 líneas de datos (D0 ... D7), que están conectadas como entradas durante la programación y como salidas para la

función de lectura. Por consiguiente, es posible programar funciones lógicas complejas con relativa facilidad. Por ejemplo, una EPROM programada puede utilizarse como convertidor de código. Para esta aplicación, resultaría bastante caro construir o adquirir un programador ya que sólo se emplearía esporádicamente. Por este motivo, hemos considerado de interés la construcción de un programador sencillo, y económico. Después de esto, estas dos limitaciones que nos hemos impuesto, sólo nos permiten poner en juego una programación en modo paso a paso.

Una característica básica de las EPROMs es su tiempo de acceso que debe responder a ciertas especificaciones, puesto que la «velocidad» es un factor determinante en los procesos y operaciones con circuitos electrónicos. Si una EPROM proba ser demasiado lenta para una aplicación dada, lamentablemente habría que renunciar a la misma y recurrir a la solución tradicional de las puertas y biestables lógicos.

El siguiente interrogante es: ¿qué hay que programar?. Para empezar, el conmutador S21 debe estar en la posición «b» de modo que la patilla 21 de la EPROM reciba la tensión de programación y que las líneas D0 ... D7 funcionen como entradas. Los datos correspondientes pueden establecerse, bit a bit, por medio de los conmutadores S1 ... S8. Un interruptor abierto equivale a un dato de nivel lógico alto. Los interruptores S9 ... S19 permiten aplicar la dirección correspondiente; asimismo, se obtiene un nivel lógico alto dejando abierto el interruptor correspondiente. Una vez que se haya especificado el dato a programar (8 bits) y la dirección correspondiente (11 bits), basta con accionar S20 para que se realice la programación, en el curso de la cual el diodo LED D9 se enciende brevemente. Una vez que se haya programado toda la EPROM, hay que verificar, por supuesto, que todos los datos son correctos. Se pone el conmutador S21 en la posición «a» y se verá aparecer el nivel lógico de los bits programados en las direcciones especificadas por los interruptores S9 ... S19; la visualización se efectúa con la ayuda de los diodos electroluminiscentes D1 ... D9. La alimentación no plantea problema particular alguno, puesto que basta una tensión estabilizada de 5 V/400 mA y una tensión continua de aproximadamente 30 V/ 30 mA.



98

limitador de disipación

H. Bürke

Un pequeño truco para economizar energía

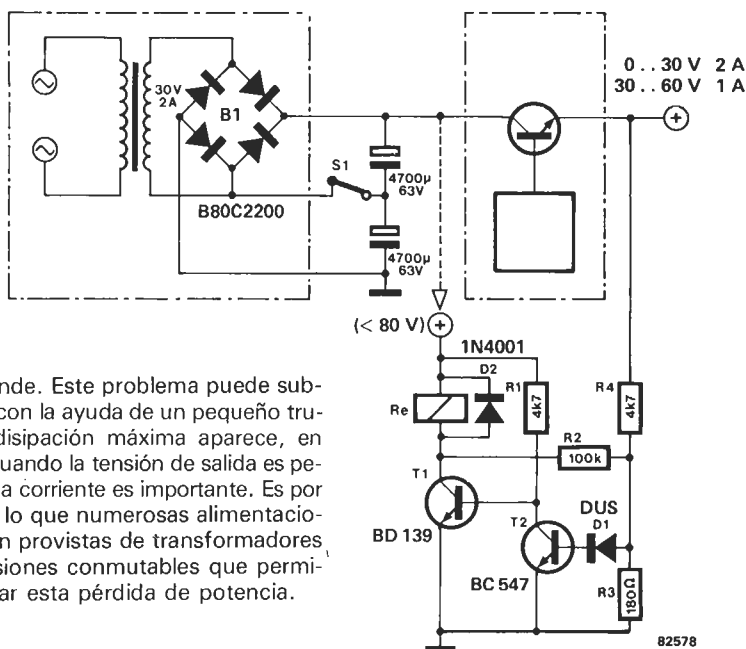
Las fuentes de alimentación variables han de satisfacer muchos requisitos técnicos que por lo general, no son nada fáciles de cumplir. Así, por ejemplo, la tensión de salida máxima debe ser tan alta como sea posible y la corriente mínima ha de ser de uno o dos amperios. Quienes hayan intentado ya la construcción de su propia fuente de alimentación, son conscientes de que la disipación de los transistores de potencia puede llegar a ser

Si no se dispone de este tipo de transformador de toma intermedia (que suele ser de un precio más elevado), la adición del montaje que describimos permite resolver el problema. Gracias a un interruptor (que se podrá accionar tanto manual como automáticamente), se puede obtener una tensión doble para una corriente cuya intensidad disminuya a la mitad. El precio que es preciso pagar por ello es el de un par de condensadores de filtro

de capacidad dos veces más importante que los originales. En el esquema, la alimentación existente está enmarcada con línea de trazos. S1 es el interruptor que permite seleccionar una rectificación ordinaria de doble alternancia. (S1 abierto) o el doblaje de la tensión. Los valores elegidos para la tensión proporcionada por el transformador sólo son un ejemplo. El montaje funciona perfectamente con otras tensiones, a condición de que los transistores y condensadores tengan las características adecuadas (en correspondencia con lo que se exige).

El circuito constituido por T1, T2 y los componentes asociados, así como el relé, permite obtener una conmutación automática. Tan pronto como la tensión de salida del circuito de estabilización sea superior a 30 voltios (este valor puede ajustarse variando R3), T2 conducirá y los contactos del relé se despegan. Entonces, el interruptor S1 (contacto de cierre) se cierra y se conseguirá un doblaje de la tensión.

El montaje adicional, que incluye los transistores T1 y T2, puede alimentarse independientemente y, de forma preferible, con una tensión que tenga el mismo valor que el de la bobina de relé. Sin embargo, también es posible obtener esta alimentación a partir de la tensión a través de los condensadores de alisado. En este caso, hay que prestar especial atención al hecho de que T1 y el relé deben ser capaces de soportar una tensión al menos equivalente a este último valor y a que T2 ha de ser capaz de admitir, como mínimo, la mitad de este valor.



muy grande. Este problema puede subsanarse con la ayuda de un pequeño truco. La disipación máxima aparece, en efecto, cuando la tensión de salida es pequeña y la corriente es importante. Es por ello, por lo que numerosas alimentaciones están provistas de transformadores con tensiones conmutables que permiten limitar esta pérdida de potencia.

99

emisor FM de prueba

¡Sólo para aplicaciones de laboratorio!

Un emisor de prueba sirve como fuente de señales cuando se trata de ajustar o de reparar un receptor de FM. Este montaje para laboratorio comprende un amplificador para microfono, provisto de un

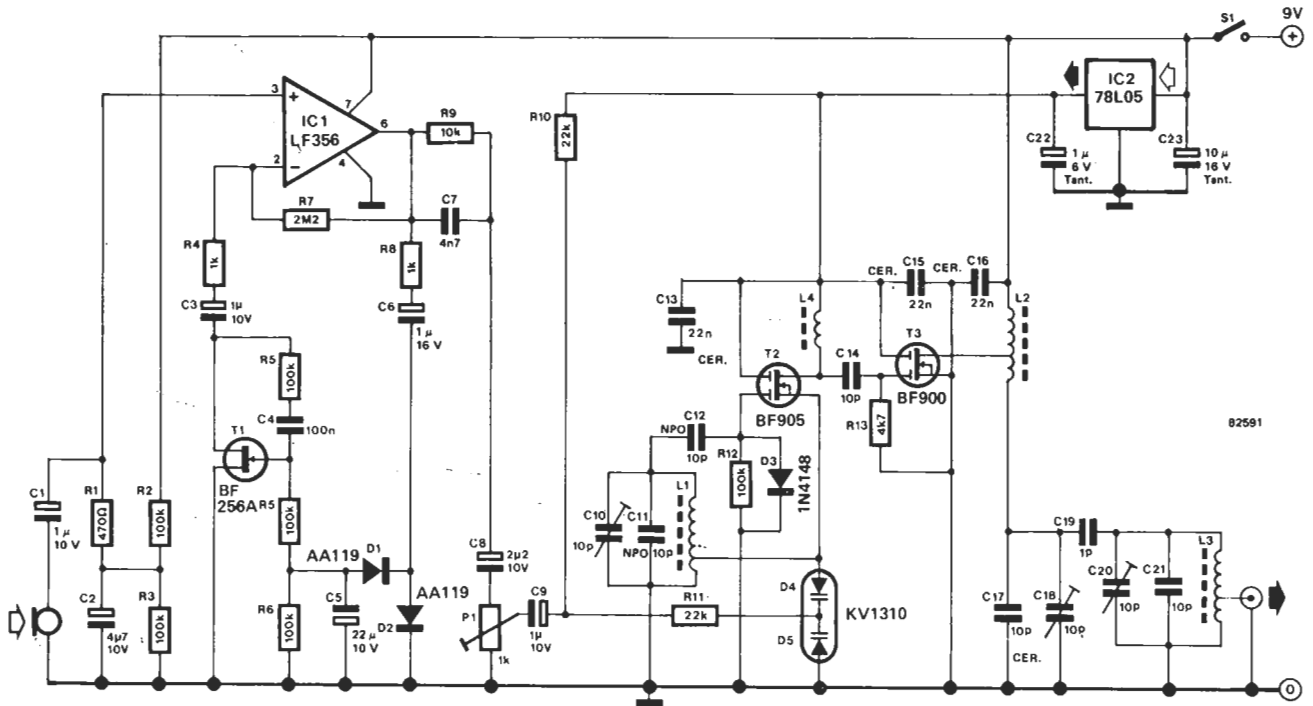
control automático de ganancia (CAG). Un oscilador controlado en tensión hace la función de modulador de FM; una etapa de potencia con MOSFET, y el filtro paso-bajo que le sigue, proporcionan

al emisor una potencia de salida comprendida entre 10 y 50 mW.

En el esquema se localizan fácilmente las diversas etapas. IC1 desempeña la función de preamplificador para el micrófono.

no. A partir de la señal de salida que suministra se extrae una tensión de control negativa destinada al FET T1. Este FET está montado como resistencia variable entre la entrada inversora del amplificador operacional y la masa. Una variación de resistencia trae consigo, pues, una variación de la ganancia de esta etapa. La amplitud de la señal amplificada del micrófono puede ajustarse accionando P1. Esta señal se aplica a un diodo de capacidad variable doble (D4/D5), cuya variación afecta al circuito oscilante que determina la frecuencia, construido sobre la base de T2, con la ayuda de los componentes asociados (L1, C10, C11). En el drenador de T2 nos encontramos, en definitiva, con la señal modulada en fre-

cuencia. T3 se ocupa de amplificar esta señal y transmitirla a un filtro paso-bajo, constituido por L2 y los condensadores C17 y C18. Finalmente, se encuentra la etapa de salida que es posible adaptar a la antena vertical que se ha elegido para su conexión. Una observación interesante con respecto a la etapa de alta frecuencia de este montaje es que resulta importante conseguir que las conexiones que unen a los diversos componentes sean tan cortas como sea posible. No hay que tener miedo a «podar». Veamos, ahora, cómo hay que construir las bobinas: L1: 6 espiras en un toro T50-12; toma intermedia a 2 espiras del lado de masa. L2, L3: 6 espiras sobre núcleo T50-12; toma intermedia a 3 espiras del extremo positivo; salida a 1 espira, lado de masa. L4: 4 espiras sobre perla de ferrita; hilo esmaltado de cobre de 0,8 mm de diámetro. Se puede conectar directamente a C8 un generador de BF, en calidad de fuente de modulación. Una norma importante a respetar es que la conexión del montaje al instrumento objeto de prueba debe hacerse de forma que no radie señales parásitas al aire. Así pues, la conexión entre la salida del comprobador y la entrada del receptor debe realizarse con cable coaxial.



100 convertidor de O.C.

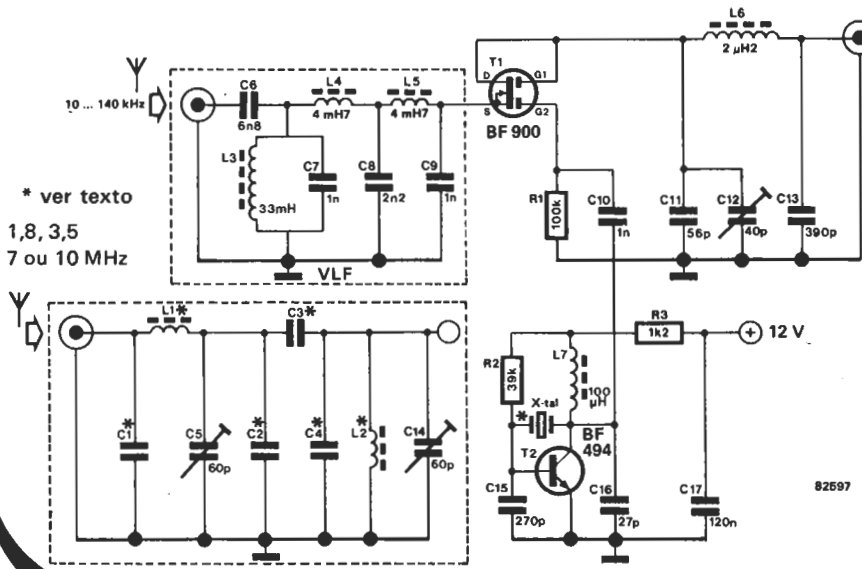
Para receptores BLU de la banda de 20 metros

Hace algunos meses dedicamos dos artículos de nuestra revista a la descripción y construcción de un receptor de BLU,

tanto desde el punto de vista teórico como práctico. Ya entonces, indicamos que el diseño bá-

sico podría utilizarse como base de partida para otras bandas de aficionados, a condición de que se dispusiera de un convertidor adecuado. Esto significa que la frecuencia del receptor debe mezclarse con una señal de oscilador, de tal forma que la salida sea sintonizable en el margen de 14 a 14,35 MHz. La frecuencia del oscilador, junto con los valores de los componentes necesarios para cada banda de frecuencias aparecen reflejados en la tabla adjunta.

Banda	Frecuencia (MHz)	Cuarzo (MHz)	L1/L2 (μH)	C1 (nF)	C2/C4 (pF)	C3 (pF)
VLF	10... ≈ 140kHz	14,0	—	—	—	—
160 m	1,8	15,8	2,7	3,3	180	33
80 m	3,5	17,5	8,2	3,3	180	15
40 m	7	21,0	2,2	2,2	180	10
30 m	10	24,1	1	1,5	150	6,8



El circuito propiamente dicho está constituido por tres secciones: la etapa de entrada (VLF), el oscilador T2 y la etapa mezcladora con MOSFET de doble puerta T1. Los componentes C11 ... C13 y L6 forman un filtro paso-bajo cuya misión consiste en «limpiar» la señal antes de que esta última pase al receptor BLU. Por supuesto, la construcción del circuito debe ser de la más alta calidad para conseguir buenos resultados. Ello incluye un blindaje adecuado alrededor y entre las etapas.

* ver texto
1,8, 3,5
7 ou 10 MHz

82597

101

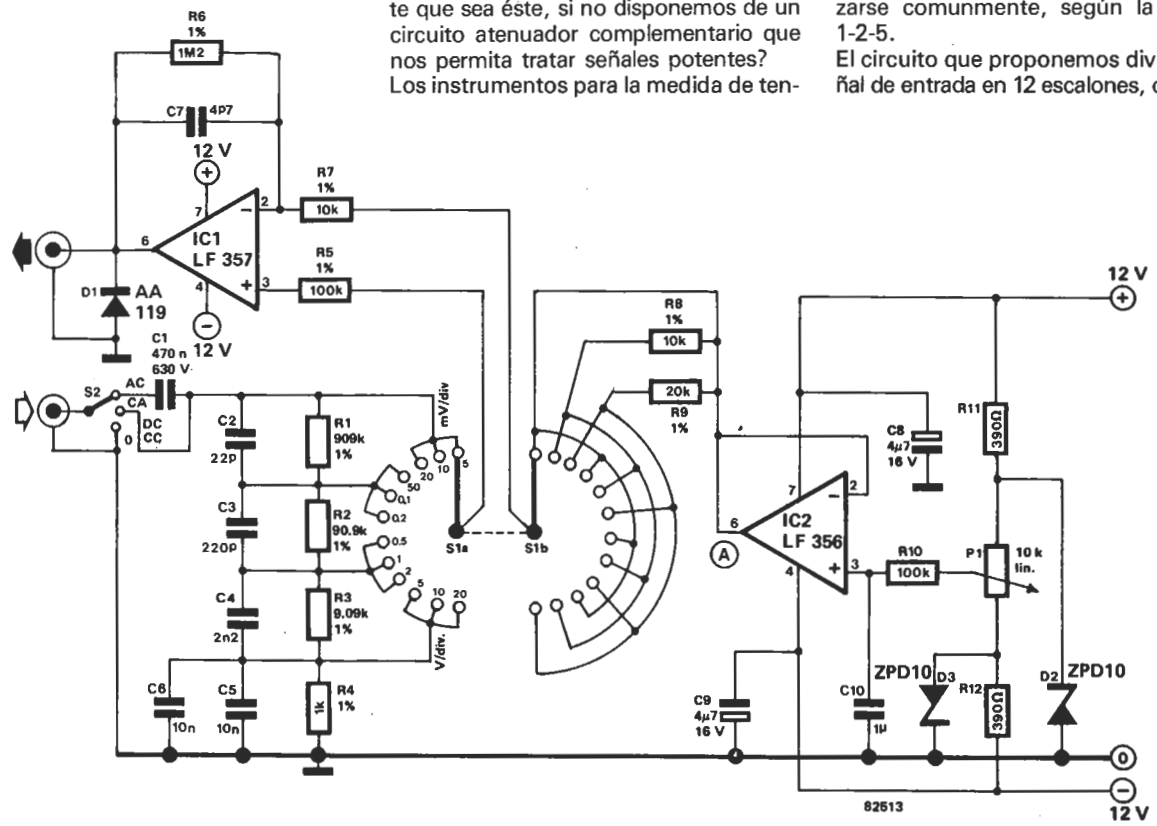
atenuador activo

J. Bartels

Uno de los circuitos auxiliares que más proliferan en el laboratorio del aficionado es, sin lugar a dudas, el amplificador

de medida. Desde luego, no vamos a poner en duda la utilidad práctica de este circuito, pero... ¿qué podemos hacer con un amplificador de medida, por excelente que sea éste, si no disponemos de un circuito atenuador complementario que nos permita tratar señales potentes? Los instrumentos para la medida de ten-

siones disponen de unas características de entrada, normalmente, muy bien definidas: por ejemplo 1 M-ohmio/20 pF. Por otra parte, la atenuación suele realizarse comunmente, según la relación 1-2-5. El circuito que proponemos divide la señal de entrada en 12 escalones, con 5 mV



82513

para el más sensible y 20 V (por división) para el menos sensible. Si se desea también una compensación en frecuencia, es preciso incluir los condensadores C2 ... C6. La conmutación se efectúa con la ayuda de un conmutador de 12 posiciones y dos circuitos. La señal de entrada llega a la entrada del amplificador IC1, a través del contacto común S1a. En la salida de este amplificador-separador, se encuentra la señal a medir que se puede aplicar directamente al amplificador de medida. ¡Hasta aquí nada nuevo...!, pe-

ro no olvidemos el segundo circuito del conmutador: a través de IC2 y del potenciómetro P1, se puede aplicar una tensión de «offset» continua al amplificador. Para evitar cambios bruscos de nivel en el momento de la conmutación, el segundo circuito del conmutador sirve también para variar la ganancia de IC1. Se tiene, así, un elemento auxiliar muy valioso para los instrumentos de medida del laboratorio electrónico. El circuito se presta a usos múltiples, particularmente asociado a los osciloscopios.

Durante las operaciones de montaje, hay que cerciorarse de que los dos conmutadores están provistos de un blindaje de separación que aisle ambos circuitos asociados (entre sí y respecto al entorno); de no ser así, las señales muy débiles no podrán distinguirse del ruido ambiente. El montaje no precisa de ningún tipo de calibración; incluso puede omitirse el circuito de corrección del «offset». En este caso, se conectará el punto A a masa y se podrá prescindir de todo el circuito situado en torno a P1/IC2.

102

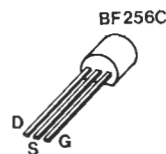
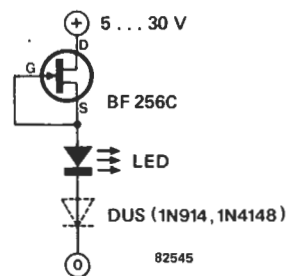
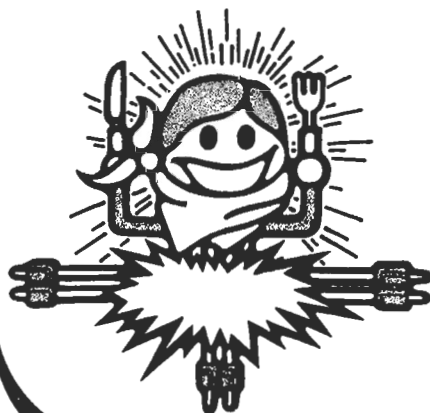
LED omnívoro

Los LEDs ordinarios se ajustan a una dieta bastante monótona: sólo «devoran» corriente continua con la polaridad correcta, y si están «protegidos» por una resistencia en serie, su apetito se ve incluso limitado a un consumo bastante más moderado (de 10 a 30 mA). Esta «dieta» no deja de tener ciertos inconvenientes, ya que el valor de la resistencia depende de la tensión de alimentación y

habrá que determinarla para cada valor distinto de tensión. Las variaciones de la tensión de alimentación no pueden ser «digeridas» más que dentro de un margen limitado.

La sustitución de la resistencia serie por un transistor de efecto de campo (FET) se traduce en un cierto número de ventajas. Cuando se cortocircuitan sus terminales de puerta y fuente, el FET se convierte en una verdadera fuente de corriente. El transistor que preconizamos proporciona una corriente constante comprendida entre 11 y 15 mA y ello, cualquiera que sea la tensión de alimentación, a condición de que esté comprendida dentro de la gama comprendida entre 5 y 30 voltios. La adición de un diodo universal de silicio (DUS en la jerga de Elektor), 1N4148 por ejemplo, en serie con el LED, permite prevenirse contra una inversión de polaridad accidental, lo que hace que nuestro LED «omnívoro» sea capaz, ahora, de alimentarse a partir de una tensión alterna comprendida entre 5 y 20 V (esto es: 7 a 30 V-CC). La

frecuencia de 50 Hz de la corriente, a la que estamos acostumbrados, no induce más que una intermitencia prácticamente invisible y la luminosidad del LED se manifiesta algo más débil que para una tensión continua de valor idéntico.



¡feliz verano!

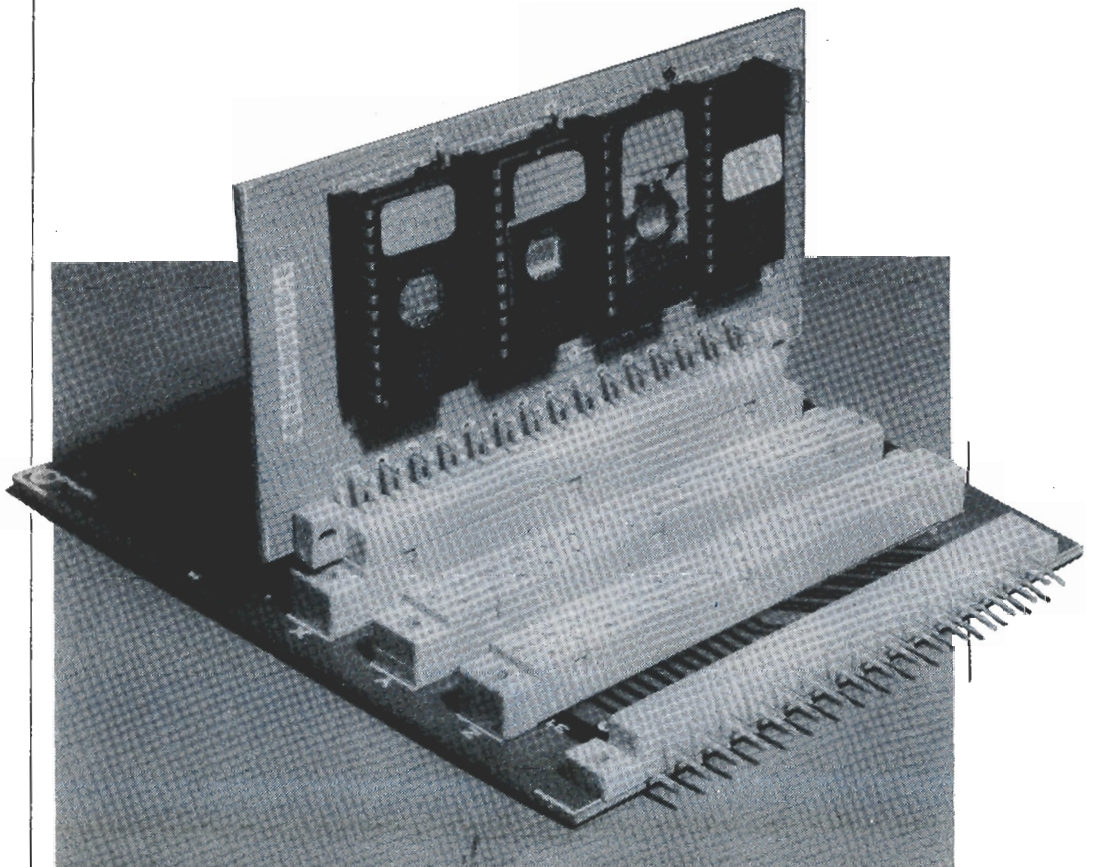
La experiencia de nuestros lectores no data precisamente de ayer y, desde luego, ésta es, en muchos casos, justificada y estimulante. Cuando se trata de cargar programas de juegos, los minutos se prolongan indefinidamente y se saldan, por lo general, con una carga errónea. Conocemos perfectamente este tipo de pesadillas, y para remediarlas, nos ha parecido oportuno confeccionar este artículo, en el que encontrará los detalles necesarios para construir y utilizar una ampliación de «memoria muerta» EPROM para el ordenador de juegos T.V.

juegos T.V. en EPROM

Una operación de carga que hasta ahora duraba dos o tres minutos, se realizará, en lo sucesivo, en dos o tres segundos... ¡interesante, no es cierto!... Precisamente, para facilitarle una mejor y más rápida diversión, es por lo que nos hemos lanzado al diseño de esta extensión de memoria con EPROM para el ordenador de juegos T.V. Hasta ahora, era preciso cargar en RAM, antes de cada sesión 'recreativa', una casset-

te de software, desde luego, cruzando antes los dedos y confiando en que la carga iba a realizarse con pleno éxito. En el mercado existen diversos ordenadores para juegos T.V. en los que el almacenamiento de los programas de juegos se realiza en módulos de ROM... ¡pero a que precio!. Nuestra alternativa va por ese camino, aunque tratando de mantener el coste al nivel más razonable.

¡se acabó
la pesadilla
de cargar
a partir de
cassettes!



juegos TV
en EPROM

La idea

El ordenador para juegos T.V. (incluida su versión ampliada) sólo utiliza una pequeña zona del espacio de memoria direccionable: la unidad central del 2650 está en condiciones de decodificar todas las direcciones comprendidas entre 0000 y 7FFF, mientras que, por el momento, nos contentamos con llegar hasta 1FFF. ¿Y por qué no poner a contribución del ordenador el resto del espacio disponible?

Para ello es preciso disponer de tres cosas:

- un circuito de decodificación
- EPROMs programadas y
- un software que permita copiar el contenido de la memoria muerta (ROM) en memoria viva (RAM) para la posterior ejecución de los programas.

Los 24K disponibles pueden contener entre 5 y 10 programas de juegos, según su grado de complejidad.

En principio, tenemos un circuito de bus/decodificación, que contiene el circuito decodificador de direcciones, y tres conectores hembra en los que se enchufarán las mini-tarjetas de EPROM, conteniendo cada una 4 circuitos integrados 2716 ó 2732. En definitiva, se dispone en total de un máximo de 12 EPROMs, que cubren el conjunto de los 24K direccionables, a razón de 2K por 2716.

Como quiera que hay que dejar un cierto espacio para la rutina de transferencia, sólo quedarán 22K efectivamente disponibles para los juegos. Si se estima necesario, también se puede utilizar seis EPROMs del tipo 2732, que cubrirán los 24K, más una EPROM todavía indispensable para la rutina de transferencia. La tarjeta de bus de nuestra extensión de memoria muerta se conecta a la tarjeta de extensión del ordenador para juegos T.V. publicada en Elektor núm. 21 (febrero 1982).

Los detalles

Hay que tener en cuenta que los programas almacenados en la memoria muerta no están hechos para «volver a los mismos», de ahí que antes de lanzar su ejecución resulte indispensable transferirlos a memoria RAM. Tal circunstancia se aprovecha para que el software actualice el contenido del contador de programas (PC). La transferencia está asegurada por una rutina alojada entre las posiciones 1C00 y 1C7F, y entre 1E00 y 1E7F, que son direcciones libres por el momento. De hecho, esta rutina está contenida en una EPROM de la extensión que nos ocupa. Por otra parte, es preciso que la mencionada EPROM sea la primera del circuito de bus (conector X). En la tabla 1 aparece

Figura 1. La tarjeta bus/decodificación de la extensión de memoria EPROM para el ordenador de juegos de T.V., incluye únicamente dos decodificadores de direcciones y los conectores.

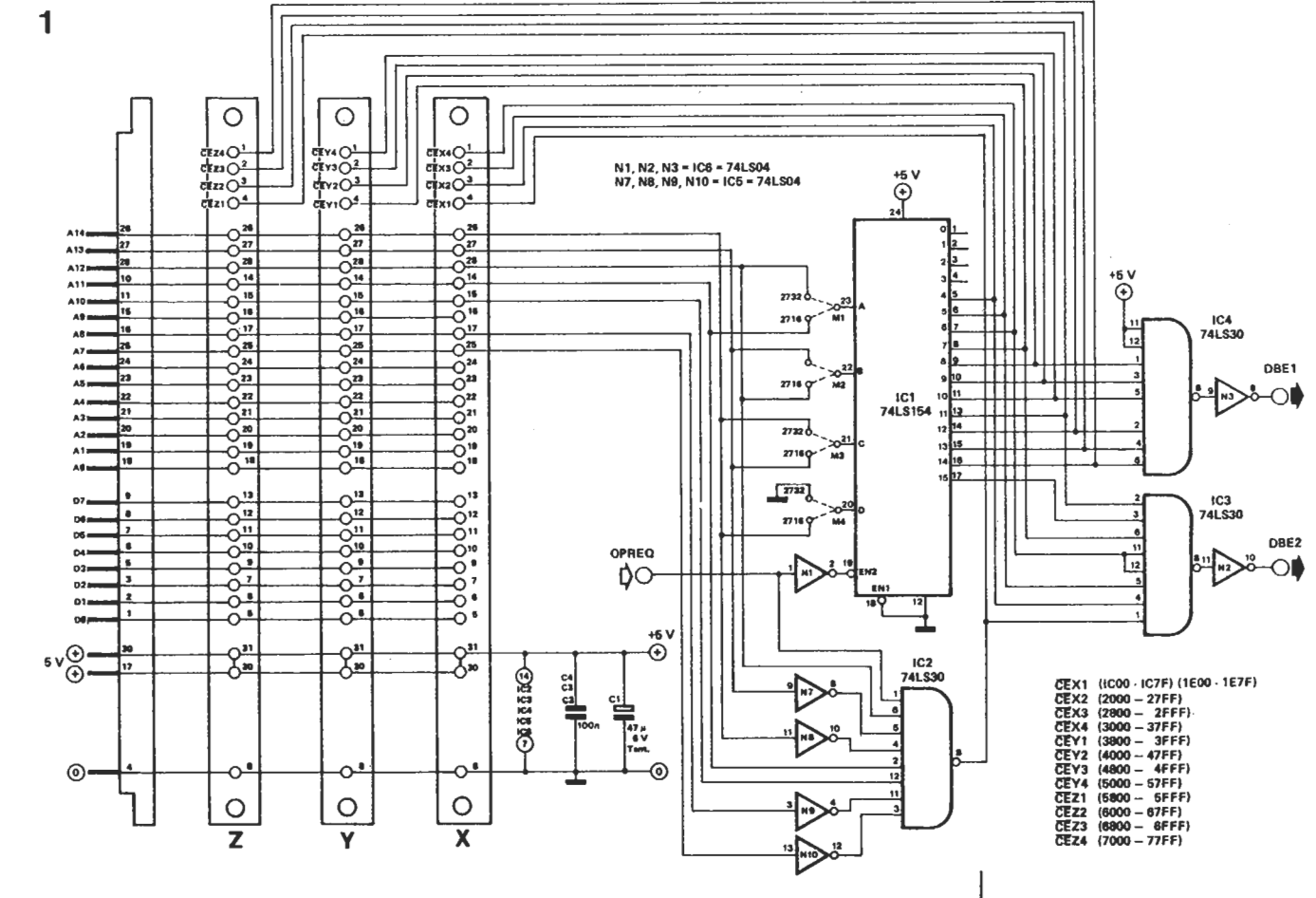


Tabla 1. Listado del programa que se ocupa de la transferencia de programas desde las memorias EPROM a la memoria RAM T.V. Cuando se utilizan memorias del tipo 2732 es preciso introducir los datos 450F en la posición 1C48 y 44F0 en la posición 1C50.

Tabla 1:

1C00	76	60	75	08	06	24	3F	06	02	3F	1E	00	1A	7B	CC	08
1C10	95	3F	02	0E	3B	F4	9A	7C	06	08	20	CE	48	00	5A	7B
1C20	04	20	CC	08	00	0E	E8	00	9A	05	05	FF	20	F8	0E	C3
1C30	86	02	0E	E8	00	C1	0E	A8	00	EB	D4	18	17	77	09	84
1C40	00	3B	04	18	1C	1B	5B	C2	45	07	85	00	75	08	08	D3
1C50	44	F8	81	17	CC	08	05	3B	6F	CC	08	04	A6	02	1F	1E
1C60	1E	04	19	CC	08	96	04	11	0D	08	03	18	09	2D	08	02
1C70	20	84	01	51	9A	7B	CC	08	97	3F	02	0E	1F	1C	00	FF
1E00	20	CC	08	9F	77	02	12	9A	7D	3F	00	55	3F	01	81	F5
1E10	40	18	73	01	1A	02	05	0F	45	1F	0D	61	22	17	0E	E8
1E20	00	9A	06	44	7F	CC	08	03	20	68	81	CC	08	02	E8	F6
1E30	98	02	74	40	05	FA	0E	A8	00	C0	C0	C0	C0	C0	C0	CD
1E40	67	A6	D9	72	0F	08	00	86	01	98	04	87	01	CB	F6	0E
1E50	E8	00	CC	88	A4	3F	03	9F	EE	08	05	98	6A	EF	08	04
1E60	98	65	09	E1	02	B4	40	1C	1C	3D	06	04	3F	02	E3	0E
1E70	08	A2	0D	08	A3	3F	05	29	04	0D	CC	08	9A	1F	00	38

Posiciones recurridas:

- 0800**, -1: dirección EPROM de base (indexada R2 en el programa)
- 0802**, -3: indicadores de sección y bits de verificación
- 0804**, -5: última dirección de EPROM de la sección en curso
- 0895** : número de archivo
- 08A4**, -5: dirección de RAM en curso

Formateo de los datos en EPROM:

- .000** : número de archivo (0...F)
- .001** : indicador de sección (nota 1)
- .002**, -3: última dirección de EPROM en esta zona
- .004**, -5: dirección de lanzamiento PC de este programa
- .006**, -7: primera dirección de RAM de esta zona
- .008** ... : datos del programa

Nota 1: para una sección de EPROM, el indicador es 80;
para dos secciones de EPROM, los indicadores de sección son 01 y 81;
para tres secciones de EPROM, los indicadores son 01, 02 y 83;
para cuatro secciones de EPROM, los indicadores son 01, 02, 04 y 87.

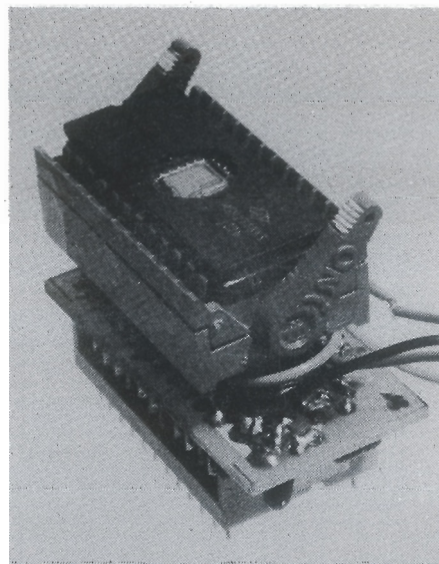
Nota 2: Los programas deben grabarse en EPROM de forma compacta, esto es: sin dejar ningún byte libre entre dos archivos.

el listado exadecimal correspondiente al programa de transferencia.

El procedimiento de carga de un programa de juego es bastante simple. Se posiciona «PC=1C00» y luego se acciona la tecla «+». El ordenador solicita, entonces, un número de archivo que habra que introducir acompañado de una nueva acción sobre la tecla «+». Inmediatamente tiene lugar la transferencia de EPROM a RAM, desde luego, en el supuesto de que el circuito de extensión contenga una EPROM con los datos adecuados. A continuación, la rutina ajusta el contenido del PC de tal forma que corresponda a la dirección de lanzamiento del programa transferido. Para el lanzamiento del juego, basta con accionar la tecla «+» ¡Y eso es todo!... bastante más fácil que cargar el programa a partir de cassette!

El hardware

En la figura 1 aparece el esquema del circuito bus/decodificador. IC1 proporciona las señales de validación de las EPROM (CE) en función de las direcciones suministradas por la 2650. Mientras que el segundo decodificador de direcciones (IC2) efectúa la dis-



tinción entre las zonas 1C00... 1C7F — 1E00... 1E7F y el resto de la memoria muerta; de aquí la necesidad imperativa de implantar la EPROM, que contiene la rutina de transferencia, de forma que sea validada por la señal CEX1 (en el conector X). IC3 e IC4 son puertas de entradas múltiples que reinyectan las informaciones indispensables en la tarjeta de extensión.

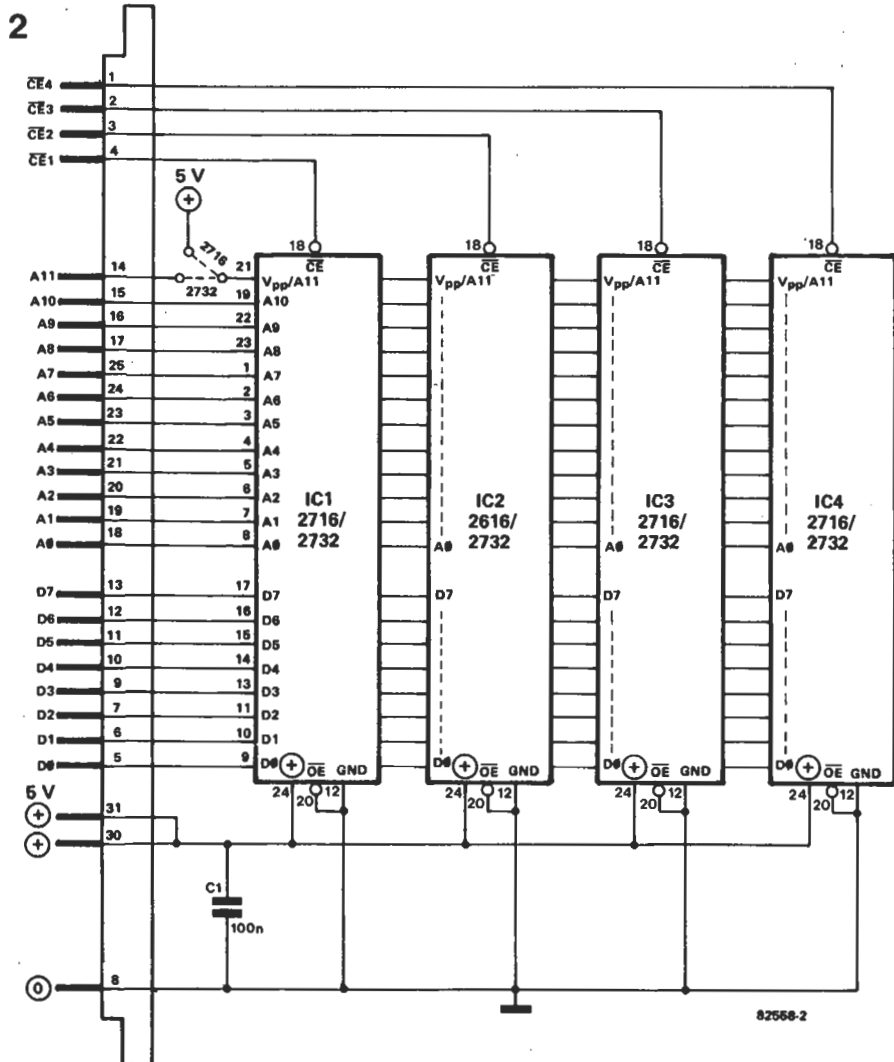
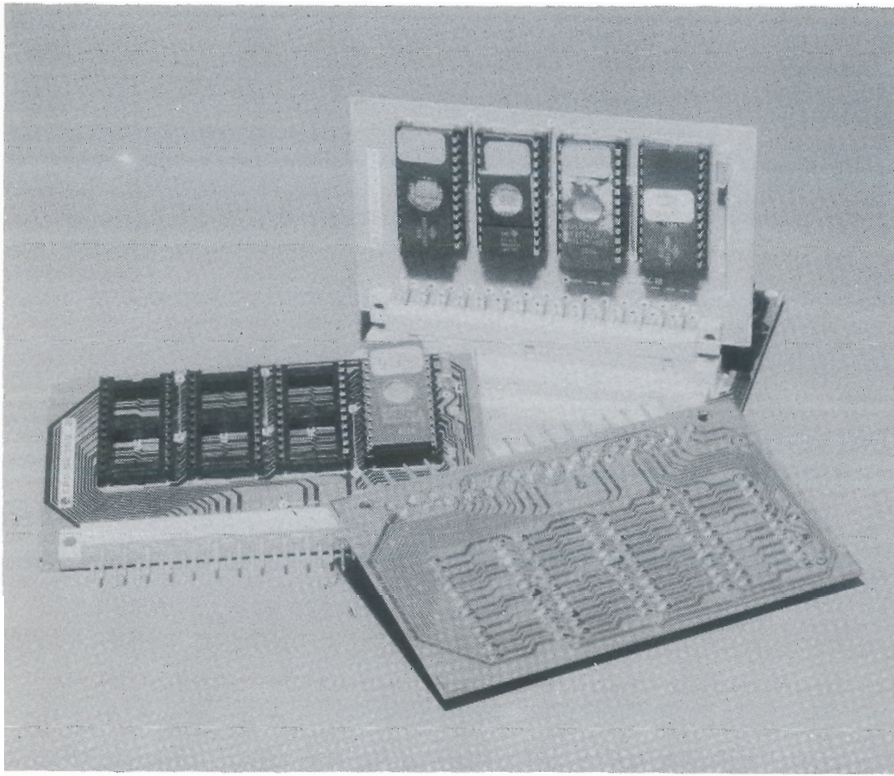


Figura 2. Esquema de los módulos enchufables de memoria EPROM.

El circuito correspondiente a las tarjetas de memoria EPROM, reproducido en la figura 2, es aun más sencillo; contiene cuatro circuitos integrados del tipo 2716 o 2732 con los buses de direcciones, de datos y con las cuatro señales de validación... ¡esto es todo! La figura 3 muestra cómo hay que efectuar las conexiones de los puntos DBE1 y DBE2 en la tarjeta de ampliación del ordenador para juegos T.V. Tal como se observa, son dos pistas las que hay que interrumpir en el circuito impreso.

Hay también cuatro conexiones suplementarias a efectuar en este mismo circuito de ampliación (los detalles se ilustran en la figura 4). En la figura 5 aparece una pista que hay que interrumpir al lado del conector, mientras que en la figura 6 se encuentra la conexión del punto OPREQ del circuito principal.

En resumen :

- La tarjeta bus/decodificación de la extensión de memoria muerta se conecta a la tarjeta de extensión del O.J.T.V., a través del conector INT.
- La señal OPREQ del 2650 se aplica a la nueva tarjeta.
- Las patillas 11 y 12 de N23, situado en la tarjeta de ampliación, se separan del potencial positivo de alimentación y se unen a las conexiones DBE1 y DBE2, con el fin de validar el buffer del bus de datos durante la transferencia de datos entre la memoria muerta (ROM) y la memoria viva (RAM). Además de realizar el corte de uniones indicado en la figura 3, es preciso interrumpir, en el lado de componentes de la placa, la pista que accede a la patilla 12 de IC27. Una vez realizada esta última operación, se conectará a la patilla 14 de IC27, por medio de un trozo de hilo conductor, la pista procedente de R19 y R12; con ello evitaremos el interrumpir la pista que conduce los +5 V de alimentación.
- Las líneas de direcciones A14, A13 y A12 se aplican al conector INT del que estaban

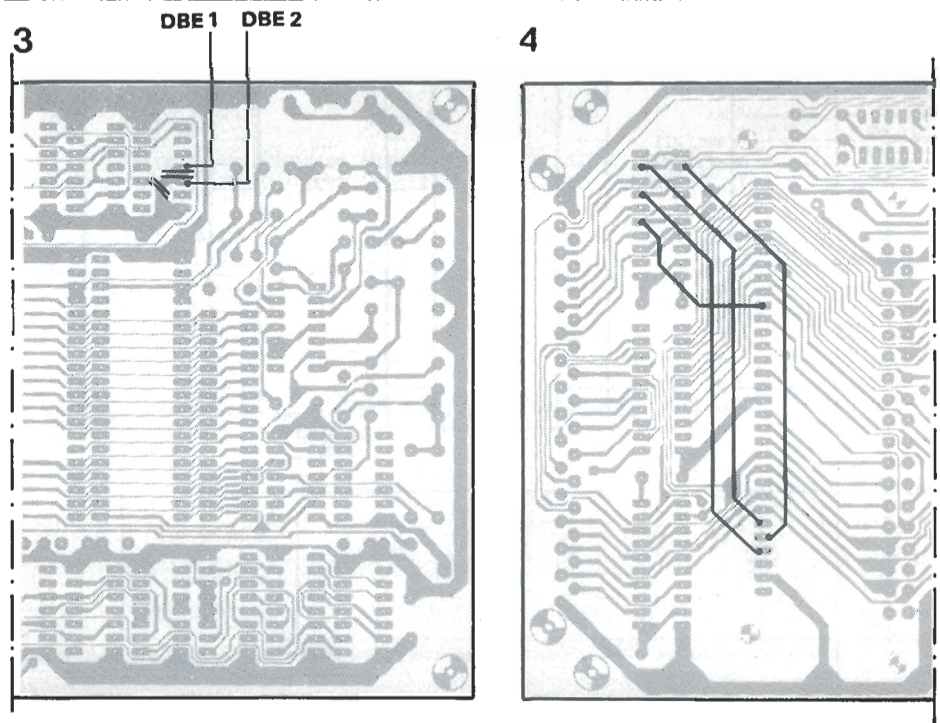
ausentes (patillas 26,27 y 28). La línea de dirección A11 también es necesaria, así, pues, es preciso interrumpir su unión con masa.

El software

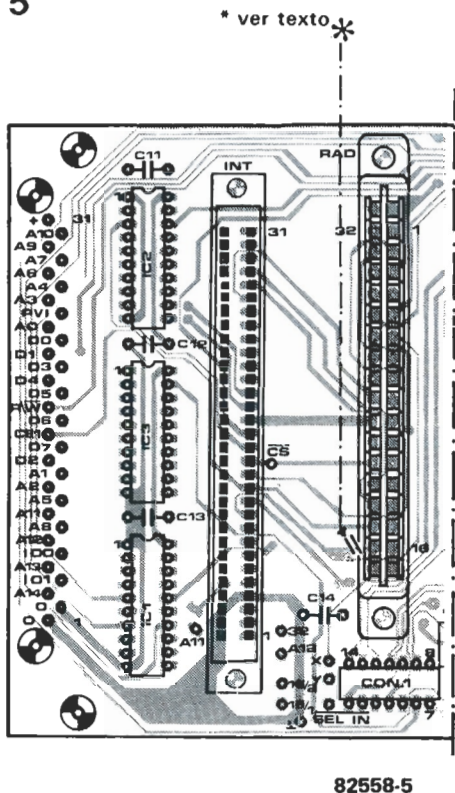
El tema software tenemos que abrirlo con tres interrogantes: ¿cómo podemos servirnos del mismo? (esencia); ¿que es capaz de hacer? (interesante) y ¿cómo lo hace? (interés limitado). Sólo nos extenderemos en los dos primeros puntos.

El listado hexadecimal que aparece en la tabla 1 corresponde a la rutina de transferencia de datos de la EPROM a la memoria RAM. La forma de utilizar este programa es muy simple: se lanza su ejecución en PC = 1C00 y, a continuación, respondiendo a la solicitud que formula el propio programa, se especifica el número de archivo del juego que se desea cargar; transcurridos unos segundos, aparecerá en la pantalla PC = ... ! Y ya basta con accionar la tecla « + » para que se inicie el juego. Si el archivo (programa de juego seleccionado) está almacenado en más de una EPROM y el ordenador constata la ausencia de una de las EPROMs en el bus, indicará tal circunstancia por medio de un mensaje de error: FIL = X - N, en donde X es el número de archivo y N el número de la sección que falta. Si, por el contrario, aparece en pantalla el mensaje L, interpretaremos que falta la última sección o bien que el archivo completo no se ha podido encontrar con el número especificado. Si se observa más detenidamente, esta rutina no es una simple «transferencia de bloques», ya que empieza realizando un examen de la memoria a partir de la posición 2000 en busca del número de archivo elegido por el usuario. Tan pronto como se encuentra con el código FF (número negativo) en lugar de un número de archivo, deduce

Figura 3. Las señales DBE1 y DBE2 se aplican a las patillas 11 y 12 del integrado IC27, localizado en la tarjeta de ampliación de memoria RAM publicada en Elektor núm. 21.
Figura 4. Para completar el conexionado del conector INT es preciso realizar las conexiones indicadas en la figura.

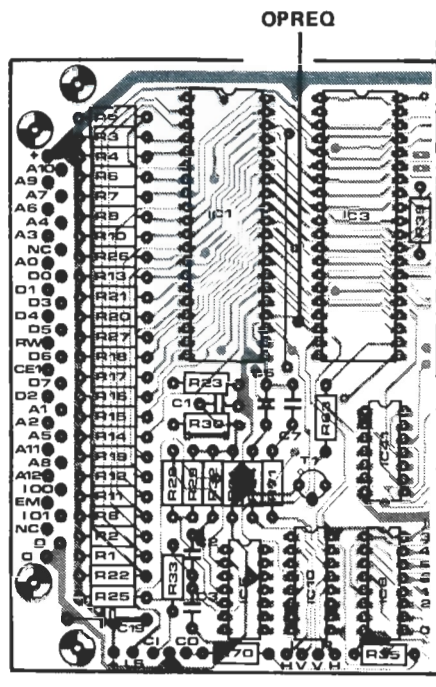


5



82558-5

6



82558-6

Figura 5. Pista a interrumpir en la tarjeta de ampliación de memoria RAM. Figura 6. La señal OPREQ hay que tomarla de la tarjeta principal del ordenador de juegos TV.

ESS 009

Archivo	Princ.	Fin		
1	08C0	0FFF		
2	08C0	0F8F		
3	08C0	0FFF	1F58	1FAC
4	0900	0FFF		
5	08C0	1210		
6	08C0	19B7		
7	08C0	0FFF		
8	08C0	0FFF		
9	08C0	0FFF	1F58	1FAD
A	0900	0FFF		
B	08C0	0FFF		
C	08E8	0C93	(PC = 0932!)	
D	08C0	0DEE		
E	0900	0FFF		
F	08C0	0FFF		

ESS 007

Archivo	Princ.	Fin	(Beg 2	End 2)
1	0900	0FCE		
2	0900	0FFF		
3	0900	0E97		
4	08C0	0FFF		
5	08C0	0E84		
6	0900	0DFF		
7	08D0	0E77		
8	08C0	0FFF		
9	0900	0FFF		
A	0900	0AF9		
B	0900	0BCA		
C	0900	0FFF		
D	08C0	08F6	1F80	1FAD
E	08C0	0FFF		
F	0900	0F8E		

de tal circunstancia que el resto de la EPROM está vacía y pasa a la siguiente. Por consiguiente, dos programas consecutivos almacenados en una misma EPROM, deben colocarse uno tras otro, sin ninguna laguna entre ambos.

El direccionamiento de las EPROMs en la zona superior del espacio direccionable no es una condición imprescindible, puesto que pueden implantarse en cualquier otra porción del mapa de memoria. En la tabla 1 se dan las indicaciones correspondientes a las zonas de memoria utilizadas y al «formateado» de los datos en la EPROM.

Cuando se emplea la 2732 para la memorización no volátil de los programas, hay que colocar el dato 450F en la dirección 1C48 y 44F0 en 1C50. Para programar las EPROMs se recurrirá a cualquiera de los programadores comerciales o caseros previstos para ello.

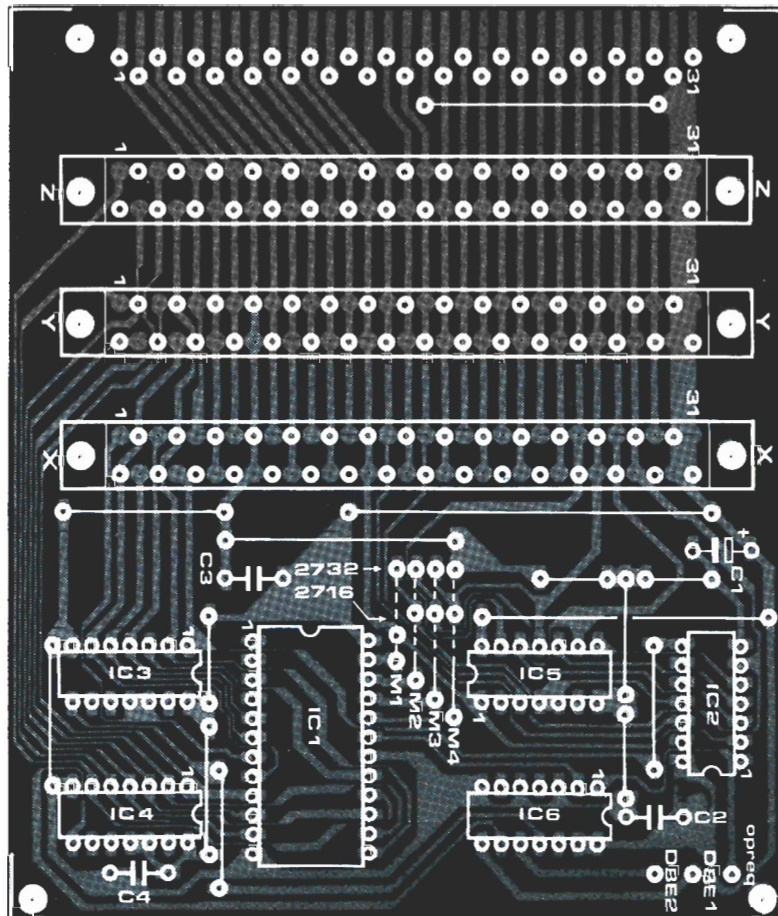
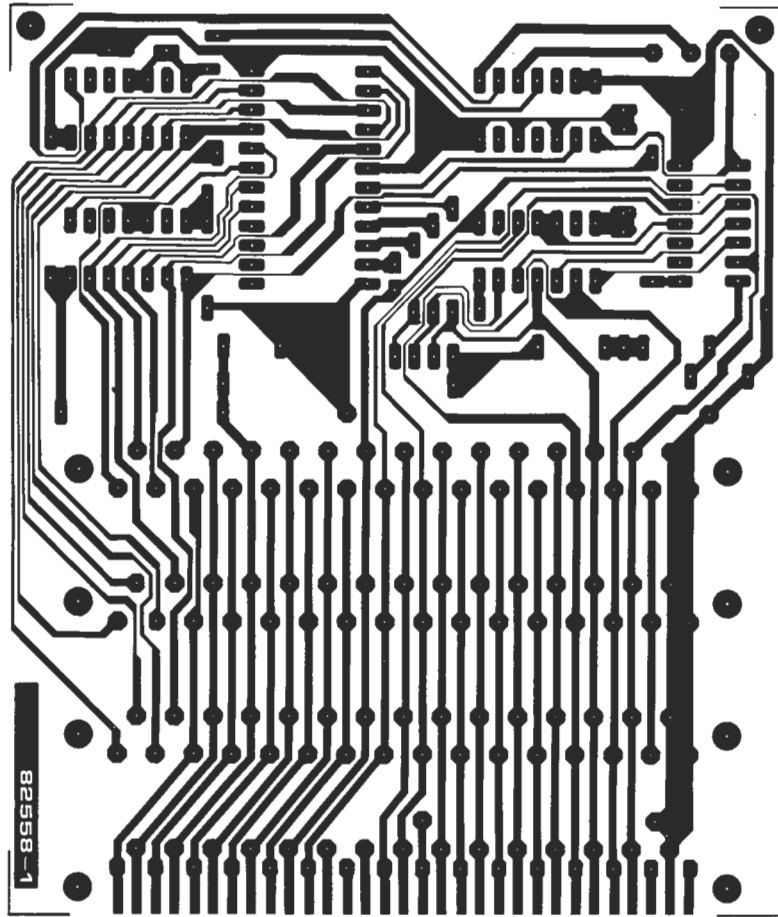
Algunos comentarios finales

Damos por supuesto que este montaje de expansión resultará de interés para aquellos lectores que se decidieron a construir el ordenador para juegos T.V. Esta suposición, nos lleva a prever que el montaje sólo van a realizarlo auténticos «virtuosos del soldador»... de ahí que huelgue cualquier comentario al respecto. Tal vez, la conclusión más oportuna sea un breve resumen de las modificaciones comentadas anteriormente. Veamos:

- La tarjeta de expansión de memoria EPROM (figuras 1 y 7) está asociada al conector INT(erton) de la tarjeta de ampliación

Figura 7. Estos son los puentes que determinan la elecci3n entre EPROMs de tipo 2716 o 2732.

7



8

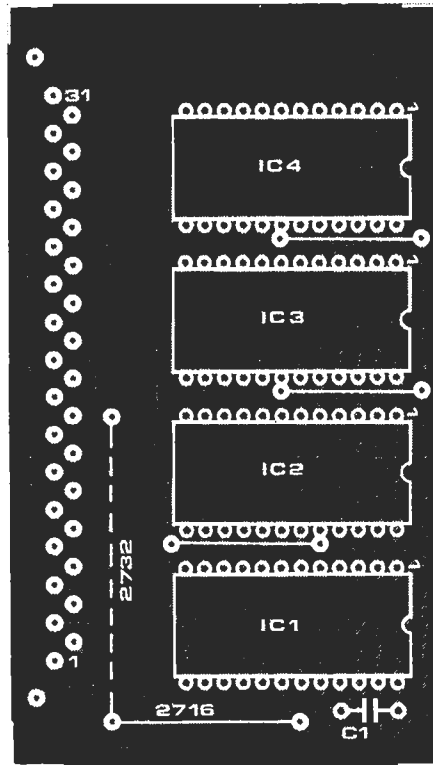
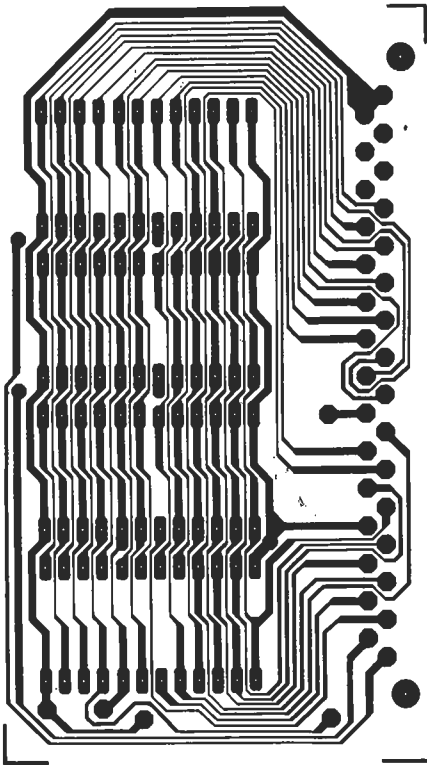


Figura 8. En las tarjetas enchufables de memoria EPROM también es preciso insertar un puente en fusión del tipo de EPROM utilizada.

Lista de componentes para la figura 7

- C1 = 47 μ /6V3 (tant)
- C2 ... C4 = 100 n
- IC1 = 74LS154
- IC2, IC3, IC4 = 74LS30
- IC5 = 74LS04
- 3 conectores hembra de 31 patillas tipo DIN-41617

Lista de componentes para la figura 8

- C1 = 100 n
- IC1 ... IC4 = 2716 or 2732 ver texto
- 1 conector macho de 31 patillas tipo DIN-41617

publicada en Febrero - 1982. Es preciso realizar dos conexiones suplementarias (DBE1 y DBE2, ver figura 3 e indicaciones dadas en el texto). Por lo demás, deben realizarse las modificaciones adicionales indicadas en las figuras 4 y 5.

- La señal OPREQ se toma de la tarjeta principal de acuerdo a las indicaciones reflejadas en la figura 6.
- La placa bus/decodificación, admite hasta tres tarjetas de EPROM (figuras 2, 7 y 8). Para la carga de los programas, es preferible conocer las direcciones iniciales y finales. En muchos casos, suele optarse por la solución de copiar íntegramente el archivo potencial (08C0 a 0FFF); una vez realizada esta copia íntegra puede intentarse la determinación de las direcciones inicial y final por aproximaciones sucesivas, eliminando progresivamente los datos que se suponen ajenos al archivo real.

Los programas suministrados a través de nuestro servicio ESS incluirán esta información. En cualquier caso, nos ha parecido in-

teresante incluir dentro de este mismo artículo las tablas de direcciones primera y última correspondientes a los archivos (programas de juegos) incluidos en los cassettes ESS007 y ESS009; cabe observar que algunos de estos archivos se extienden a lo largo de dos zonas de RAM discontinuas.



mercado

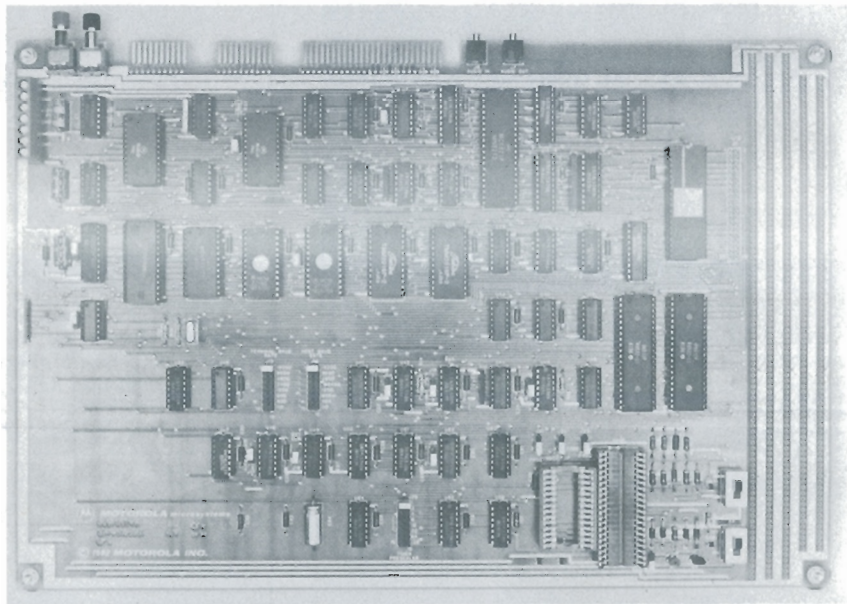
Módulo de evaluación de bajo coste para el MC 68705

Esta placa permite a los usuarios del MC68705 (microprocesador monochip de 8 bits) evaluar sus funciones, desarrollar software y programar la memoria EPROM incorporada.

El «módulo MC68705 de evaluación» es una placa independiente para uso con todos los tipos de procesadores en la familia MC68705, y necesita solamente un ter-

minal RS232 compatible y una fuente de alimentación para funcionar. Un ensamblador línea-a-línea (incluido en el firmware de la placa) traduce el código fuente al código objeto del MC68705. Bajo el control del monitor firmware el MC68705 (que tiene su propia área EPROM) se puede programar cómodamente.

*Motorola España, S.A.
Alberto Alcocer, 46 Dpdo.
Madrid-33 Teléf: 457 82 04
Clave 1*



Analizador de combustión económico

Un gran ahorro en las facturas de fuel-oil —afirma el fabricante— puede conseguirse usando el analizador de combustión Kane-May KM-9001. El aparato da los valores continuos e instantáneos de la temperatura de los gases y de la emisión de oxígeno y monóxido de carbono, de manera que los puntos de consigna de los reguladores de la caldera pueden ser ajustados en los valores óptimos para ahorrar combustible. El analizador de combustión es portátil, y se dice que es el de menor coste de los aparatos que se fabrican de este tipo en Inglaterra, y es igualmente efectivo en calderas de fuel-oil, de gas o de combustibles sólidos. Su precio está por debajo de las 300.000 pesetas y típicamente el analizador de combustión KM-9001 ahorrará el 5% del coste de la energía por año. Esto significa que el aparato se amortiza fácilmente dentro del primer año de uso en aquellos casos en que las facturas anuales de combustible excedan la cifra de 6 Millones de Pesetas. Aquellos usuarios que gastan una cantidad menor que la citada deben considerar que también el sistema es amortizable debido al aumento del rendimiento de la caldera. Unas tablas de fácil lectura para cada uno de los tipos de combustible permiten comprobar en cuestión de segundos el rendimiento de la combustión.



tados en los valores óptimos para ahorrar combustible. El analizador de combustión es portátil, y se dice que es el de menor coste de los aparatos que se fabrican de este tipo en Inglaterra, y es igualmente efectivo en calderas de fuel-oil, de gas o de combustibles sólidos. Su precio está por debajo de las 300.000 pesetas y típicamente el analizador de combustión KM-9001 ahorrará el 5% del coste de la energía por año. Esto significa que el aparato se amortiza fácilmente dentro del primer año de uso en aquellos casos en que las facturas anuales de combustible excedan la cifra de 6 Millones de Pesetas. Aquellos usuarios que gastan una cantidad menor que la citada deben considerar que también el sistema es amortizable debido al aumento del rendimiento de la caldera. Unas tablas de fácil lectura para cada uno de los tipos de combustible permiten comprobar en cuestión de segundos el rendimiento de la combustión.

*Lana Sarrate, S.A.
Pº Manuel Girona, 2
Barcelona-34 Teléf: 204 44 50
Clave 10*

¡Nuevo!

¡No permita que los transistores rompan su fuente de alimentación... el MC 3424 sabe como protegerla!

El MC 3424 contiene todas las funciones necesarias para controlar un sistema de fuente de alimentación profesional. Con sus dos canales independientes, este IC monolítico está diseñado para proteger el conjunto de circuitos electrónicos de transitorios de sobretensión, fallos de regulador y detectar pérdida de línea de entrada. Es ideal para muchas aplicaciones, tales como protección sobre/sub tensión (OUVP), controlador profesional, cargadores de batería...

La serie MC 3424 es un circuito de doble canal de supervisión, que consta de dos comparadores con entradas libres y con un margen amplio de modo común de $-0.1\text{ V a }V_{cc} - 1.4\text{ V}$, comparadores de salida con corriente de salida alta de 300 mA y un indicador de enganche con 30 mA de capacidad, para cada canal. Funciona a amplio margen de alimentación desde 4,5 V a 40 V V_{cc} .

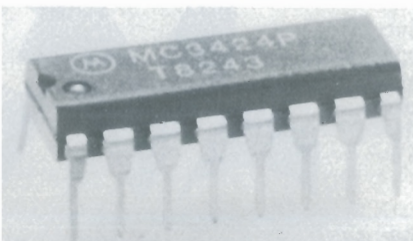
Está provista de patillas de retardo para aumentar la inmunidad al ruido al retardar la activación de las salidas.

Entradas digitales compatibles CMOS/TTL permiten la activación remota de las salidas de cada canal.

Este dispositivo está disponible en el rango de temperaturas comercial (MC 3424), de automóvil (MC 3324) y militar (MC 3524).

Se presenta en DIP 16 patillas plástico o cerámico.

*Motorola España, S.A.
Alberto Alcocer, 46 Dpdo.
Madrid-33 Teléf: 457 82 04
Clave 3*



mercado

«ELEKTOR» nueva serie de compresores de canal lateral

QUERO HERMANOS, S.A. anuncia la reciente introducción de nuevos modelos en los compresores de canal lateral ELEKTOR. Con éstos, las presiones se amplían hasta 500 mbar (800 mbar en equipos sin motor) y los caudales hasta 550 m³/h (660 m³/h en equipos sin motor).

Estos generadores de presión y vacío, de funcionamiento sin contacto, están fabricados en fundición de aluminio, son ligeros y resistentes a la corrosión.

Algunas de sus aplicaciones más interesantes son:

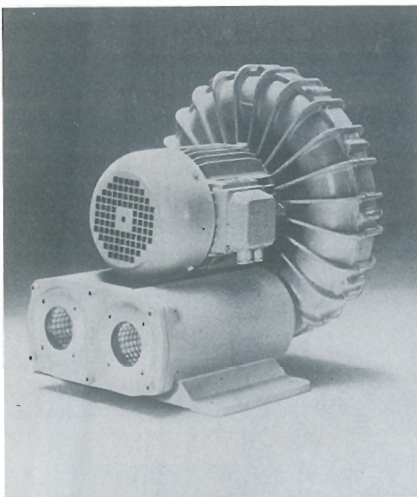
— Transporte neumático, generación de vacío y presión, aspiración de polvo y gases, aspiración de residuos textiles, aspiración, llenado y transporte neumático de productos a granel, plantas embotelladoras, máquinas de serigrafía, instalaciones de secado, tratamiento de aguas, aireación de viveros y acuarios, ventilación en baños galvánicos, etc.

Quero Hermanos, S.A.

Cavanilles, 1

Madrid-7 Teléf: 251 88 04-05-93

Clave 4



Nuevos optoacopladores Motorola

Motorola ha introducido dos optoacopladores con doble LED diseñados expresamente para aplicaciones de entrada alterna. Estos dispositivos —Tipos H11AA1 y H11AA2— consisten en dos diodos emisores infrarrojos de arseniuro de galio conectados en paralelo inverso y acoplados ópticamente a un fototransistor simple de silicio (detector) en encapsulado estándar DIP de 6 pines.

Una aplicación importante de estos dispositivos es la detección de la señal de timbre en los sistemas de telecomunicaciones mientras proporciona un aislamiento óptico de las líneas de timbre.

En general, los H11AA1/2 se utilizan para detectar la interrupción o la presencia o ausencia de energía AC y disparar una acción deseada, son directamente intercambiables con los GEH1AA1/2 y tienen la ventaja de un aislamiento de 7.500 V, comparado con los 1.500 voltios del

Las características de los productos son:

Dispositivo	Radio de transferencia de corriente
-------------	-------------------------------------

H11AA1	CTR = 20%
--------------	-----------

H11AA2	CTR = 10%
--------------	-----------

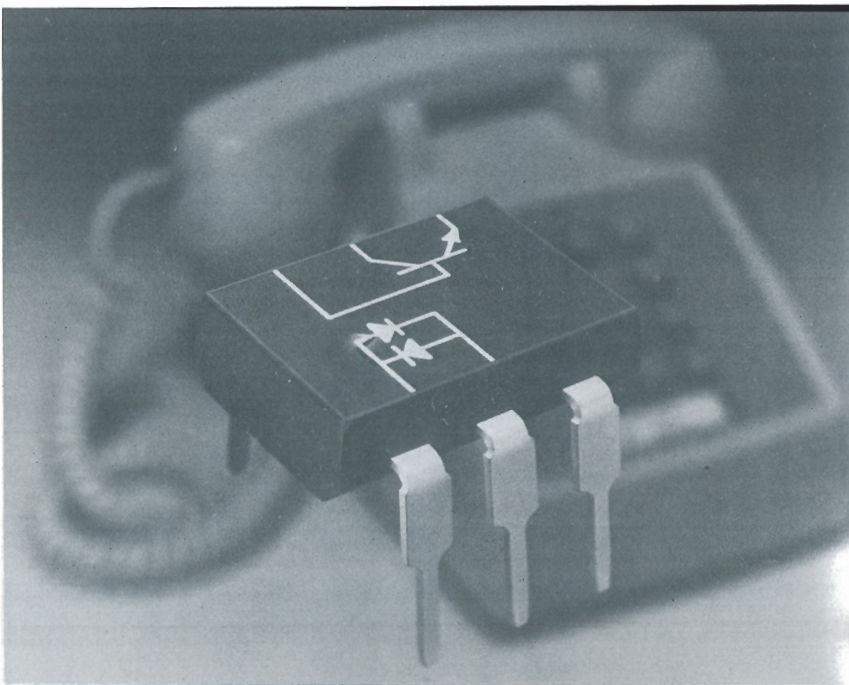
Motorola España, S.A.

Alberto Alcocer, 46 Dpdo.

Madrid-33

Clave 2

Teléf: 457 82 04



Motorola: teléfono integrado en un sólo circuito

Un nuevo circuito integrado desarrollado por MOTOROLA Semiconductores proporciona todas las funciones requeridas por un aparato telefónico con marcación en multifrecuencia con doble tono (DTMF).

El MC34011 contiene el circuito de transmisión de voz, un circuito de timbre con dos tonos y el generador de DTMF. El diseño, realizado en tecnología bipolar lineal, y encapsulado en 40 pines, se puede conectar directamente al teclado, micrófono, auricular, a un timbre externo piezoeléctrico y a la línea telefónica con muy pocos componentes adicionales. El sistema completo tiene un coste reducido y un bajo número de componentes. El generador DTMF utiliza como referencia un resonador cerámico externo a 500 kHz de bajo coste, y cumple todas

las normas internacionales de transmisión para frecuencias medias (MF).

Los amplificadores de transmisión y recepción tienen la ganancia exteriormente ajustable, de forma que las características en continua así como la impedancia que se presenta a la línea se pueden adaptar con un sólo componente externo. Una salida adicional se utiliza para excitar un micrófono del tipo «electret», y el circuito ha sido diseñado para poder trabajar inclusive hasta tensiones de 1,4 voltios.

Este circuito integrado, construido en tecnología bipolar lineal (I²L), estará disponible a nivel de producción en el segundo trimestre de 1983.

Motorola, S.A.

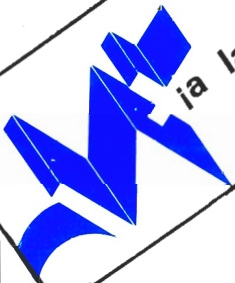
Alberto Alcocer 46, Dpdo.

Madrid-16

Tel.: 457 82 04

Telex: 46745

Clave 21



¡a la venta!

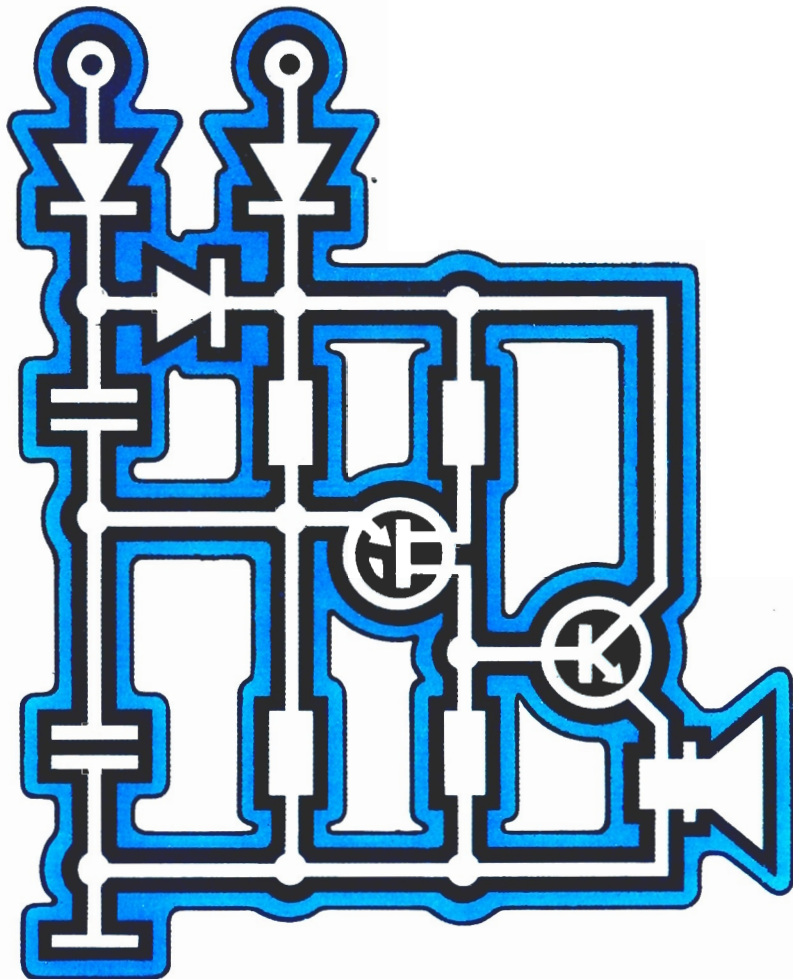
Servicio libros de Elektor
**Un manual de circuitos,
 esquemas e ideas prácticas
 para las más diversas aplicaciones.**

P.V.P.: 900 ptas.
 Suscriptores: 800 ptas.

El libro consta de 300 capítulos que presentan otros tantos circuitos electrónicos completos y de fácil montaje, así como ideas originales para el diseño de circuitos.

En sus más de 250 páginas, ELEKTOR le propone una muy amplia variedad de proyectos que van desde el más simple hasta el más sofisticado.

300 circuitos



INGELEK, S. A.

**INSTITUTO DE
TECNOLOGIA **Ratelson**
ELECTRONICA**

C/ Irati, 7. Tel. 250 19 78. Madrid-2

CURSOS DE ELECTRONICA DIGITAL Y ANALOGICA

ABRIMOS AHORA LA MATRICULA

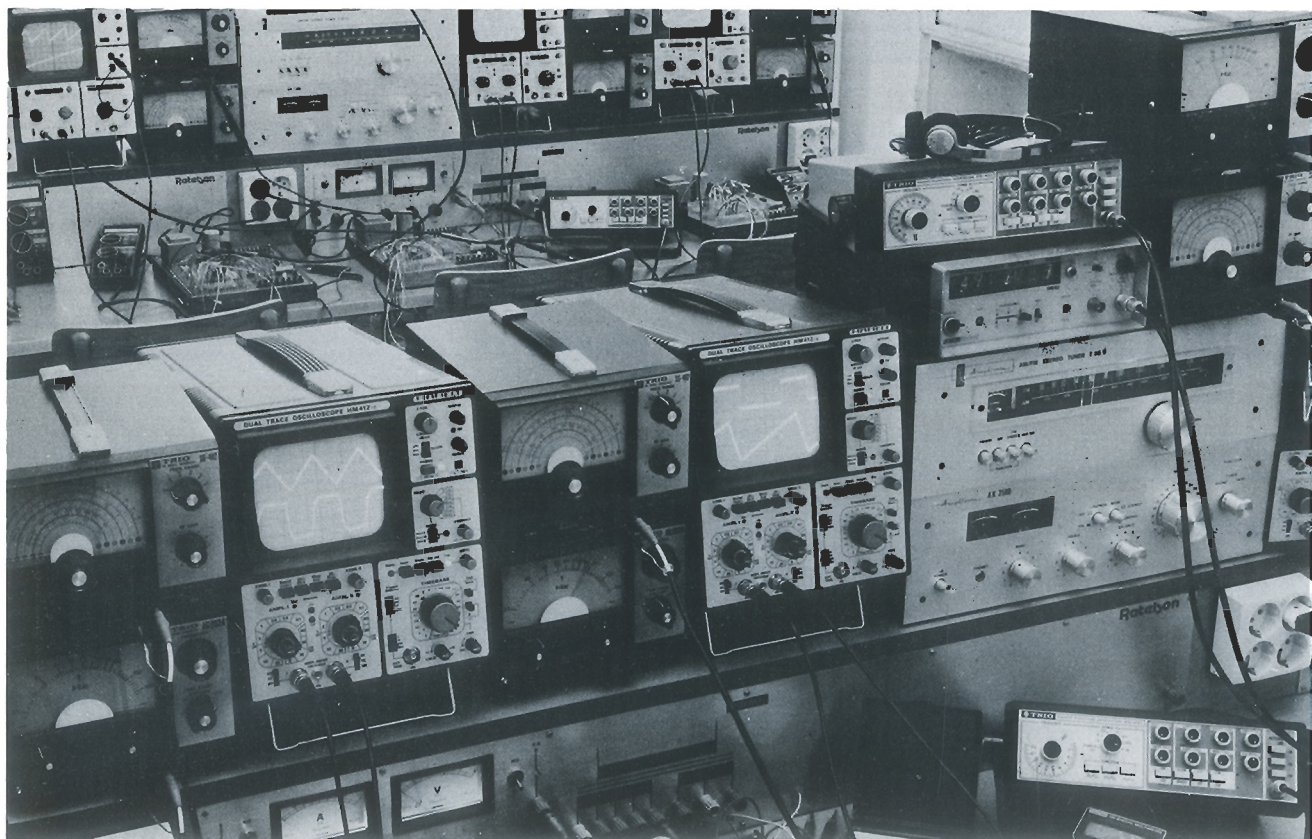
COMIENZO: • INTENSIVOS DE VERANO, JULIO Y SEPTIEMBRE
• CURSOS ORDINARIOS, EN SEPTIEMBRE-OCTUBRE

• Matrículas: En C/ Irati, 7 (a la altura de Serrano, 188, entrada por C/ Tajo). Madrid-2.

Los cursos abarcan materias como:

Electrónica digital, microprocesadores, industrial, sonido, radio-TV color, vídeo, transmisión, instrumentación, transistores y circuitos integrados.

Aportamos: • La más actualizada tecnología y los laboratorios más avanzados, modernos y equipados.
• Sólida formación de base, «Desde Cero», en grupos reducidos y con prácticas individualizadas.
• Calidad de enseñanza teórica y práctica, profesionalidad, eficacia y ambiente agradable.



Estos aparatos de nuestros laboratorios ya son utilizados MASIVAMENTE en el curso básico y los mostramos a todas las personas antes de realizar la matriculación.

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

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



Servicio libros de Elektor

digi-libro 1

por H. Ritz

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

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

Si quiere iniciarse en las técnicas digitales, éste es sin duda un buen primer paso.

PVP: 1.050 ptas.
Suscriptores: 900 ptas.

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

Números sueltos:

* Números 1, 2, 3 y 6	160	135
* Números 4/5	320	270
• 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
• A partir número 32 (inclusive)	250	210

* Número de ejemplares limitado (casi agotados)
N.º 7 agotado.

Suscripción

(1 año)

• España, Gibraltar y Andorra	2.500 Ptas.
• Portugal (correo de superficie) ...	3.000 Ptas.
• Extranjero (correo aéreo)	4.500 Ptas. ó 40\$

Libros

	P.V.P.	Suscrip.
• DIGILIBRO 1 (con circuito impreso)	1.050	900
• FORMANT (con cassette demostración)	1.250	1.100
• JUNIOR COMPUTER-1	900	800
• JUNIOR COMPUTER-2	1.000	900
• CURSO TECNICO	575	500
• 300 CIRCUITOS	900	800
• RESI y TRANSI circuito impreso	950 700	850 700

Estuches

• Año 1980	375 Ptas.
• Año 1981	375 Ptas.
• Año 1982	375 Ptas.
• Año 1983	375 Ptas.

elektor

MICROTEC, S.A.

SU COMPUCENTRO EN GOYA

VIC-20 COMMODORE, IMPRESORA, ETC.

EL SINCLAIR ZX81

LIBROS, REVISTAS, DISKETTES, PROGRAMAS, ETC.

SERVIMOS A PROVINCIAS

Duque de Sesto, 30. Madrid-9.

Teléf. 431 78 16

Clave 28



Actividades y Componentes Electrónicos S.A.

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

Clave 29



ELECTRONICA JUAN S.A.

ALMACEN COMPONENTES ELECTRONICOS

Especializados en venta de materiales para profesionales de la reparación Radio-TV B/N y Color.

REPOSICION MODULOS T.V. COLOR
MARCAS NACIONALES

SEMICONDUCTORES - VALVULAS - TUBOS
IMAGEN - ANTENAS CABLE COAXIAL, etc., etc.

ENVIOS A PROVINCIAS

Hervas, 3 y Enrique Borrás,
6. Madrid-11
Tefi.(91) 4638621-4632020

Clave 39

COMPONENTES ELECTRONICOS



ELECTRO-KIT
MONCLOA

Cables, conectores y accesorios para instalación de ordenadores (IBM, UNIVAS, etc.)

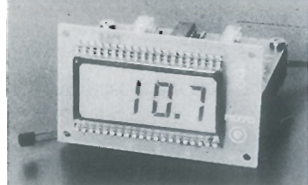
SERVIMOS A TODA ESPAÑA
Gaztambide, 48 - Teléf. 449 30 06
MADRID-15

Clave 30

COMPONENTES

TIPO	Ptas.	TIPO	Ptas.	TIPO	Ptas.	TIPO	Ptas.
TIL 312	168	TIC 226D	93	NE 556	99	4000	41
TIL 313	168	TIC 225M	102	9506B	273	4001	35
TIL 111	85	LT 7751	175	UA 723P	70	4011	35
TIL 701	123	LT 7780	175	UA 741T	53	4012	35
TIL 702	123	CA 3130T	193	COY 40L	12	4013	53
TIL 703	147	CA 3130E	197	COY 72L	15	4015	114
TIL 704	147	CA 3140E	113	COY 74L	15	4017	95
TIC 108M	73	CA 3140T	243	XR 220E	898	4049	55
TIC 108D	70	CA 3161E	189	TL082CP	102	4050	74
TIC 206M	86	CA 3162E	727	TL082CP	123	4089	39
TIC 206D	78	LM 3900N	139	TL083CP	212	4093	67
TIC 128D	104	NE 555	53	TL084CP	198	74C92B	974

KITS PROFESIONALES

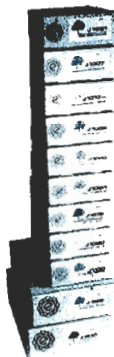


Termómetro/termostato LCD

- termómetro 3 1/2 dígitos LCD.
- de -55° C a +125° C; lectura a 0,1° C.
- linealidad + / - 0,2° C; fácil ajuste
- termostato con 2 temperaturas de conmutación
- lectura de las temperaturas ajustadas en el termómetro a 0,1° C
- fácil adaptación de histeresis
- salidas en colector abierto
- alimentación: 9V/10mA
- J1073: sólo termómetro
- J1078: sólo termostato



CODIGO	DESCRIPCION	Ptas.
J1001	Generador de funciones	5.929
J1005	Voltímetro 3-dígit led -99mV a 999mV	4.597
J1006	Generador de funciones XR2206	3.628
J1007	Unidad termómetro -55° a +125° C	2.405
J1010	Alimentación estabilizada 5V-9V-12V o 15V	4.140
J1020	Contador 4 digit led	4.781
J1033	Temporizador programable 4 salidas	12.589
J1050	Base de tiempo con cuarzo	2.886
J1080	Contador universal 10MHz 8 digit led	14.753
J1070	Termómetro/termostato LCD -55° C / +125° C	9.590
J1073	Termómetro 3 1/2 digit LCD -55° C / +125° C	6.793
J1078	Termostato doble	3.884
J1080	Unidad higrómetro	3.132
J1084	Higrómetro 2-dígit	6.280
J1090	Voltímetro con 30 leds-recto	3.984
J1095	Voltímetro con 30 leds-circular	4.064
J1100	Ampli HF/preaceler 1Hz-10MHz, preac 150MHz	3.886
J1109K	3 1/2 digit voltímetro -1989 / +1999mV led	6.956
J1109Z	Como tipo K pero sin convertidor	5.552



(Soliciten folleto explicativo gratuito)
Envíos contra-reembolso a toda España.
Envíos inferiores a 10.000 ptas. -500 ptas. de gastos de envío--
Envíos superiores a 10.000 ptas. -sin gastos de envío--



Clave 48

BELGICA
Avenue de Stalingrad, 87-1000 Bruxelles-TXL.: 07-32-2511-82-47.

ESPAÑA
Apertado N.º 96027-Barcelona

INDICE DE ANUNCIANTES

Anunciante	Pág.	Clave
Aceros Hamsa	7-132	18
Actron	7-125	29
Digital	7-129	32
Distribuidora de informática y electrónica	7-06	53
Electro-kit Moncloa	7-125	30
Halelectronics	7-125	48
Electronica Juan	7-125	39
Gocar	7-130	23
Microtec	7-125	28
Pacisa	7-07	46
Pantec	7-13	20
Radio Watt	7-06	31
Ratelson	7-123	40
Retex	7-16	25
Sonytel	7-11	45
Standard Eléctrica	7-05	52
Tempel	7-09	22
Ventamatic	7-14	37

¡Anúnciese en elektor!

¿Desea mayor información?
Le esperamos en el 250 55 79

elektor

Ventas

PSICODELICO de sales Kit de tres canales potencia máxim. 500 w por 3.900 Ptas.
Josep M.ª Franquesa Serra. Plaza Vieja, 4. Atico. VIC (Barcelona). Telf.: (93) 8863131.

MODULOS Valis, sintonizador FM, idem AM, decodificador stereo. Todo nuevo. 11.000 Ptas. Llamar por las tardes.
Julián Pérez de la Fuente. Jaime Morera, 6, 3.º-B. ALGORTA (Vizcaya). Telf.: (94) 4699730.

EMISORA stalker ss H3 1440 CH + 6 Agujero. CW. AM FM. SSB. Linear Amplifier. Titan 500 W. Todo regalado. 70.000 Ptas.
Bruno Strens. Pintor Marsa, s/n. TA-REGGA (Lérida). Telf.: 311820.

RX-TX Mod. INTEK M-800 27 MHz. 80 canales AM 5W. Casi no usado 15 k. Jordi Oliveras i Camps. Barcelona, 90, 2.º-B. GRANOLLERS (Barcelona). Telf.: 8701082.

OSCILOSCOPIO profesional portátil Tektronix Mod. 326. Sólo 3 meses uso. 39.000 Ptas. ¡Nuevo! 88.000 ¡Garantía! Bernardo Cuello. Mayor de Salt, 383. GERONA. Telf.: 241578.

AMPLIFICADOR Yamaha B2 140+140 Wats. Precio a convenir. Sólo tiene un año.
Enrique-Fdo. Siscar Siscar. Guadalaviar, 10. VALENCIA. Telf.: 96/3478400.

ZX81 + MANUAL en español + accesorios + memoria 64 K RAM + Programas. Todo por 32.000 a convenir. Llamar mediodías.
Pedro Butjosa Estrada. Rector Alemany, n.º 7, 1.º, 1.ª. CALDES DE MONTBUI (Barcelona). Telf.: 8651774.

FRECUENCIMETRO 600 MH. SK-144, 10.000 Ptas. SK-40 Emisor-Receptor 27 MHz, 9.000 Ptas. Temporizador digital, 8.000 Ptas. SK-156.2 m. por 4.000 Ptas.
Manuela Vivas Dominguez. Cte. Morales León, 7, 3.º. Telf.: 362680. Sevilla-8.

AMPLIFICADOR — mezclador OPTIMUS 60 wattios. 4 micrófonos, 2 auxiliares. Entrada cápsula magnética. 13.000 Ptas.
Rafael Florez Anguita. C/Sarriá, 53. Telf.: 2011820. MADRID.

ZX81 mejorado. Con 16 kb. Fuente manual sonido de salida para teclados y accesorios junto con cintas. 20.000 Ptas.
Antonio de la Peña Barba. C/ Costa, 1. Zaragoza. Telf.: 230175.

FRECUENCIMETRO HEATKIT o lo cambio por el ZX81.
Antonio Sánchez. C/Larga, 155. PUEBLA DEL RIO (Sevilla).

CINTAS para ZX81 tengo MAZOG, ajedrez, comeocos, bioritmos ZXAS y ZXDB, etc. Precio. 1.500 Ptas./U.
José Francisco Díez. Calle Pinos, n.º 5, 2.º D. Málaga-12.

AMPLIFICACION memoria de 16 k a 48 k para SPECTRUM. Fácil instalación con instrucciones en 5 min. (la estrenar). 9.800 Ptas.
Carlos García de Castro. Telf.: 3015890. Laborables de 9 a 14 h.

Compras

UNIDAD Disco VIC-1540 en buen uso y programs VIC. Print - Label - Post - Rabbit, calc-Base. Impresora en buen uso para VIC-20 tipo Seikosha-100 o mayor. Enviad marca-uso-prec.
José Luis Castellón Roca. Antonio Huertas, 31, 1.º-G. Apartado 107. Tomelloso (C.R.).

VIC-20 35.000 o Dragón 32 40.000. Bearcat 220 25.000. Kenwood R-1000 40.000. Somerkan FR6700 45.000. FT202.
García Hernando. Collado, 54, 3.º B. SORIA. Telf.: 213789.

JUNIOR COMPUTER básico en perfecto estado.
Carmen Sanz Muñoz. Mar de Aral, 19, 4.º-B. MADRID-33. Telf.: 7635213.

TECLADO de 3, 4 ó 5 octavas en buen estado.
Manuel López Fernández. C/de los Alamos, 7, 2.º-A. MADRID-24.

POLIMETRO digital sencillo. Acuerdo por carta.
Fernando Sevilla Fdez. Hornos, 8. PONFERRADA (León).

Comunicaciones e intercambios

BUSCO esquemas de fuente de alimentación estabilizada de 9 voltios. Pago gastos de envío.
Luis María Lorent F. Azucarrera de Veguellina de O. Vegellina/León.

DESEARIA saber como construir una antena de TV para recibir emisoras vía satélite.
José Jorge Calatayud Francés. D.ª Saurina de Entenza, 26, 2.º. ALCOY (Alicante).

BUSCO esquemas de la cadena Hi-Fi impex platina CD5500 amplificador AS5500 sintonizador TS5500. Pago gastos.
José Luis Sánchez Anguiano. Colina y Burón, 7, 4.º-C. CORDOBA-4.

DESEARIA recibir esquema auto radio de coche marca Marconi modelo AR 4022 pagaré fotocopias y gastos.
Francisco Moreno Acevedo. Hernando de Soto, 16. MONTEJO (Badajoz). Telf.: 924/450491.

DESEARIA que algún lector me envíase esquema cargador batería Ni-Cad 12 V 1,8 A con limitador corriente.
José Luis García. Pablo Nuñez, 10. MORA (Toledo).

BUSCO Esquema del tocadiscos Better-Dual EF-275. Pagaré gastos.
Luis Tark Goicochea. Avda. Zarauz, 11, 2.º-B. SAN SEBASTIAN-9 (Gipuzcoa). Telf.: 213640.

HAGO diseños electrónicos y de C. Impresos prototipos y montajes tengo referencias y muestras trabajos.
Rafael Vilella. Aribau, 15. BARCELONA-11. Telf.: 2304743.

DESEARIA amable lector me envíase esquema y lista componentes emisor FM 88-108 MHz 10 wattios o más.
Guillermo Gozalbes Parodi. C/24 de Julio, 6, 4.º-E. CADIZ.

VENDO O CAMBIO equipo R/C y coche con motor y 4 servos por monitor TV color 12" o 16" precio a convenir.
Ana González Castrillón. Alonso Quintanal, 22, 2.º derecha. GIJON (Asturias). Telf.: 329627.

DESEARIA recibir esquemas teórico-prácticos de efectos para órgano, eco, phasing, etc. Pago fotocopias, Alan Vergifosse. C/Parellades, 82. SITGES (Barcelona).

Un servicio GRATUITO para los lectores de Elektor

ANUNCIOS BREVES 



servicio de fotocopias de ELEKTOR

Algunos números de ELEKTOR están en vías de desaparición. En la actualidad, se encuentra ya agotada la revista ELEKTOR N.º.7 (Noviembre/Diciembre — 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 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.*

TEXTO DEL ANUNCIO:

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

DATOS PERSONALES

Nombre: _____
Dirección: _____



Recorte o fotocopie el recuadro y envíelo a:

ELEKTOR
Av. Alfonso XIII, 141; bajo
MADRID-16

* Ponga en el sobre las siglas AB

¡EN LOS QUIOSCOS A PARTIR DEL 1 DE SEPTIEMBRE!
 Precio del ejemplar: 175 Ptas.

Electro-OCIO

Electrónica, micro-informática y tecnología para todos...

en nuestros apartados de:



divulgación

¿Cómo funcionan los equipos electrónicos?



ciencia fantástica

Las nuevas tecnologías de vanguardia.



montaje

Para construir sus propios circuitos electrónicos.



qué es...?

¡Todo lo que hay que saber sobre electrónica!



agenda de diseño

Guía para el diseño de circuitos.



electro-informática

Micro-informática «per tuti»...



instrumentación

¿Cómo hay que utilizar el instrumental de laboratorio!



componentes

... desde la resistencia hasta la fibra óptica.



la electrónica en...

la medicina, la fotografía, el automóvil...

CURSO

Las monografías coleccionables de Electro-Ocio.

Además de las secciones regulares:

- Electro-diversión
- Mercado
- Noticias
- Para empezar...
- Libros

Los lectores que formalicen su suscripción **anual** antes del 31 de Diciembre del año en curso recibirán **GRATIS**, junto con el número 1 de **ELECTRO-OCIO**, la **GUIA DE LOS COMPONENTES ELECTRONICOS**.

- 1. SUSCRIPCION ANUAL:** •Deseo suscribirme a la revista ELECTRO-OCIO por un año, a partir del mes de:..... inclusive. El importe (MIL SEISCIENTAS CINCUENTA pesetas), lo abonaré mediante talón bancario a nombre de ELECTRO-OCIO; contra reembolso del importe más gastos de envío.
- 2. SUSCRIPCION ESPECIAL DE LANZAMIENTO:** •Deseo suscribirme a la revista ELECTRO-OCIO, en régimen de prueba, por un periodo de cuatro meses: números de Septiembre a Diciembre, ambos inclusive. El importe (SEISCIENTAS pesetas) lo hago efectivo mediante talón bancario adjunto a nombre de ELECTRO-OCIO.

Recorte o copie este cupón y envíelo a:

Nombre:

Dirección:

Localidad: D.P.:

Provincia: Pais:

ELECTRO-OCIO

Tipo de suscripción: **1. ANUAL (11 números)**
 2. ESPECIAL DE LANZAMIENTO (números: 1, 2, 3 y 4)

Avda. Alfonso XIII,
 141
 MADRID-16

(Señale con una «x» el tipo de suscripción elegida)



Establecimientos de electrónica distribuidores* de elektor

quién y donde

- ASTURIAS**
Gijón
Electrónica Mercurio, Uria, 21.
- Oviedo**
Sonytel, Fray Cefirino, 36. Teléf. 985/28 93 49.
- ALMERIA**
Sonytel, Hermanos Machado, 8. Teléf. 961/22 48 08.
- BADAJOS**
Sonytel, Avda. Villanueva, 15. Teléf. 924/23 32 78.
- Madrid**
Electrofoto, Los Alamos, 6.
- BALEARRES**
Manlio
Electrónica Menorca, Miguel de Veri, 50. Teléf. 971/35 60 58.
- BARCELONA**
Berenqueras, Diputación, 219. Teléf. 93/223 36 51.
Berrtrán, Sepulveda, 106-108. Teléf. 93/223 83 43.
Diotronic, Conde Borrell, 108. Teléf. 93/254 45 30.
Electronics, Diputación, 173. Teléf. 93/253 92 50.
Gulbernan, Sepulveda, 104. Teléf. 93/223 49 12.
Metro Radio, Muntaner, 220. Teléf. 93/254 54 82.
Radio OHM, Muntaner, 57. Teléf. 93/253 86 96.
*Onda Radio, Gran Via, 581. Teléf. 93/254 47 08.
Radio Dalmau, Villadomat, 107. Teléf. 93/223 27 75.
*Radio Mat. Paseo de Gracia, 126-130. Teléf. 93/218 24 47.
*Sum. Elec. Solé, Muntaner, 14. Teléf. 93/223 13 08.
- Granollers**
Suministros electrónicos Joma, Joan Prim, 122. Tarifa, 3.
Teléf. 93/949 08 18.
- Gova**
Electrónica HS. S. Josep Oriol, 13. Teléf. 93/662 06 31.
- Igualeda**
Electrónica Milan, Alba, 22. 93/803 69 62.
- Madrid**
Miliwatts, Meléndez, 55. Teléf. 93/798 69 62.
- Vic**
Electrónica Sauquet, Guilleries, 10. Teléf. 93/886 39 75.
Sum. Elec. Teister, Narcis Verdagué i Balis, 10. Teléf. 93/885 07 44.
Villafraça del Penedes
Sum. Elec. Solé, Luna, 8. Teléf. 93/892 27 62.
Radio Computer Center, Ctra. Igualada 21. Teléf. 93/892 06 36.
- Sabadell**
Creus Electrónica, Hora Novella, 128. Teléf. 93/725 85 88.
Microtronic, Cavel de la estrella, 53. Teléf. 93/710 70 00
San Baudilo de Libregat
Imatge i So, Victoria, 98. Teléf. 93/661 48 54.
- CADIZ**
Valmar, Ciudad de Santander, 8. Teléf. 956/28 10 69
- Agencias**
Delta Radio, Ctra. Málaga, 17. Teléf. 956/66 11 87.
CASTELLON
Casa Prufomosa, Gobernador B. de Castro, 4
Teléf. 964/22 03 05
- 1 G** Electrónica, San Roque, 33. Teléf. 964/21 01 23
- CORDOBA**
Sonytel, Arfe, 3. Teléf. 957/23 45 74.
- LA CORUNA**
Sonytel, Avda. Arcejo, 4. Teléf. 961/25 99 02.
Cetrionic, Pajomei, 2, bajo. Teléf. 961/27 26 54.
- El Ferrol**
Sonytel, José A. P. de Rivera, 37. Teléf. 961/35 30 28.
Cetrionic, S.L. Rubalcava, 54. Teléf. 961/31 81 79.
- GERONA**
Sum. Elec. Solé, Santa Eugenia, 59. Teléf. 972/21 24 16.
Zener, Electrónica Zaragoza, 11. Teléf. 972/20 93 68.
Electrónica F. G. Carmen, 31 bajos. Teléf. 972/21 60 09.
- GRANADA**
Sonytel, Manuel de Falla, 3. Teléf. 958/25 03 51.
- Baza**
Electrónica Ojeda, Carretera de Granada, 23.
- GUIPUZCOA** San Sebastián
Santos del Valle, Mariano Tabuyo, 13. Teléf. 943/27 36 65.
- JAEN**
Ubeda
Mabril Radio, José Antonio, 16. Teléf. 953/75 10 43.
- LEON**
Ponferrada
Radio Diez, Av. Portugal, 95. Teléf. 967/41 29 53.
- LERIDA**
Electrónica Virgili, Unión, 6. Teléf. 973/22 46 48.
- Cervera**
Electrónica Cervera, Avda. Catalunya, 88. Teléf. 973/53 03 62.
- LUGO**
Sonytel, Ronda G. P. Rivera, 30. Teléf. 962/21 72 13.
- MADRID**
*Acrón, Maudes, 15. Teléf. 91/254 68 03.
Coessa, Barquillo, 25. Teléf. 91/222 69 49.
Electrocolor, Prínzon, 42. Teléf. 91/461 07 11.
Electrokit Moncloa, Gaztambide, 48. Teléf. 91/449 30 06.
Electrónica Juan, Heródes, 3. Teléf. 91/463 20 20.
*Electrónica Buen Suceso, Buen Suceso, 20. Teléf. 91/248 03 29.
Electrónica Cruz, Cruz, 19. Teléf. 91/222 83 65.
*Electrónica Lugo, Barquillo, 40. Teléf. 91/419 87 51-42.
Electrónica Luján, Vizcaya, 6. Teléf. 91/220 44 84.
Esmesa, Oca, 41. Teléf. 91/461 90 07.
EST. Oca, 40. Teléf. 91/461 43 07.
Esali, Embalsadores, 138. Teléf. 91/473 74 62.
Galitronic, Galileo, 27. Teléf. 91/447 16 50.
Palco, José del Hierro, 44. Teléf. 91/267 16 90.
Radio Electra, Esteban Colanetas, 37. Teléf. 91/407 29 52.
Radio Electra, Hortaleza, 6 y 9.
Sandoval, Sandoval, 4. Teléf. 91/445 18 33.
Sonytel, Maudes, 4. Teléf. 91/224 34 05.
Sonytel, Paseo de las Delicias, 97. Teléf. 91/227 52 06.
Mafel TV, Granada, 53. Teléf. 91/252 43 16.
Valtram, Jorge Juan, 77. Madrid-8.
- Vilaga**, Componentes Electrónicos, Buzos, 9. Teléf. 91 251 83 81.
- Castida**
Com. Electr. Luna, Pablo Picasso, 5. Teléf. 91/672 86 14.
- MALAGA**
Sonytel, Sallire, 13. Teléf. 952/34 02 47
- ORENSE**
Sonytel, Concello, 11. Teléf. 988/24 28 95
- PAMPLONA**
Natrionic, S.A. Aralar, 17. Teléf. 948/24 75 84.
- PONTEVEDRA**
Sonytel, Salvador Moreno, 27. Teléf. 986/65 82 72.
- Vigo**
Electrosón, Venezuela, 32. Teléf. 966/42 18 10.
Sonytel, Gran Via, 52. Teléf. 966/41 08 24.
- SEVILLA**
*Indurónica, Amiceo Sainz, 30. Teléf. 954/37 01 48
- TARRAGONA**
Sum. Elec. Solé, Cronista Sese, 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.
- El Vendrell**
Tecnó-Electra, De Mar, 91. Teléf. 977/66 13 04.
- VALLADOLID**
Electrosón, General Almirante, 6. Teléf. 983/33 10 85.
Sonytel, León, 2. Teléf. 983/35 25 80.
- VALENCIA**
Radio Cetra, S.L. Micer Masco, 12. Teléf. 96/360 03 99.
*Vimax Electrónica, Albacete, 54. Teléf. 96/225 58 36.
VIZCAYA (Bilbao)
Electrosón, Alameda de Urquijo, 71. Teléf. 94/41 23 66.
*Micro Componentes Elec. Joaquin Zuzargoitia, 9. Teléf. 94/441 02 89
- ZARAGOZA**
Comercial Elec. Goya, Av. Goya, 83-85.
Sonytel, Corona de Aragón, 21. Teléf. 976/35 48 12.
AESAs Sum. Electrónicos, Pedro Cerbuna, 9. Teléf. 976/35 11 62
- SALAMANCA**
Arreco, Paseo Canalejas, 12.
Teléf. 923/24 20 01
- VALLADOLID**
ECO Valladolid, San Blas, 5.
Teléf. 983/25 15 81

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

Damos la bienvenida a los nuevos distribuidores de elektor

JUNIOR COMPUTER

¡ATREVASE!

Mucha gente piensa en los microprocesadores como aparatos de gran complejidad y creen que su construcción y manejo es materia para especialistas; sin embargo, nosotros no opinamos así, y para demostrarlo hemos diseñado el JUNIOR COMPUTER.

Clave 32

17	EK 80089 J.C.	25.692 Ptas
26	EK 80120 8K RAM + EPROM	19.743 Ptas
40	EK 9966 Elekterminal	19.350 Ptas
41	EK 9655 Teclado ASCII	20.909 Ptas
46	EK 81033 Interfaz J-C	21.441 Ptas
47	EK 81000 Ampliación Fuentex JC	4.656 Ptas
48	EK 80024 Bus Microprocesador	11.465 Ptas
60	EK 82010 Programador EPROMS	10.201 Ptas
*68	EK 79038 Ampliación Elekterminal	8.118 Ptas
75	EK 82017 RAM Dinámica 16 K	12.655 Ptas
85	EK 82090 Mini-EPROM	4.229 Ptas

SECCION SOFTWARE

2708	J.C Monitor	1.990 Ptas.
2716	TV Monitor	2.500 Ptas.
2716	TM Monitor	2.500 Ptas.
2716	PM Monitor	2.500 Ptas.
2716	«CRONO»	2.500 Ptas.
2716	Vectores J.C.	2.500 Ptas.
2716	«FOTO»	2.500 Ptas.
745188	Interface J.C.	1.600 Ptas.
745387	Elekterminal	1.600 Ptas.
2708	«Matriz»	1.990 Ptas

SECCION COMPONENTES

- BC 516	- CA 3130	- LF 356
- BC 517	- CA 3140	- OM 931
- BF 256	- CA 3161	- OM 961
- BFT 66	- CA 3162	- MCS 2400
- BPW 34	- uA 726	- MCT 81
- BY 164	- SN 76477	- ZN 414
- LM 10CH	- XR 2206	- FM 77T
- LM 317k	- ULN 2003	- 6N 135
- LM 3914	- LH 0075	- 25 50
- LM 3915	- LX 503A	- 25 K 135
- LM 13600	- ZN 426	- BDX 66B
- TDA 1034	- ZN 427	- BDX 67B
- Mk 50398	- 74C 928	- BF 900
- S 566B	- MAN4640	- BC 640
- AY-3-1270	- HP 7760	- BLR 3107
- AY-5-1013	- DL 707	- TSP 102H
- AY-5-2376	- LD 110	- MF 10
- RO-3-2513	- LD 111	- LM 350K
- AY-3-1015	- TL 074	- ICL 7106
- SFF 96364	- TL 084	- Teclado BLE-2
- AY-3-0215	- Teclado J.C.	
- 2650	- Tecla TKC MM-9	
- 2636	- Tecla	
- 2621	Digitast	
- TIL 111		
- TIC 106D		
- TIC 226D		



elektor

¡EL KIT DE VANGUARDIA!

AUDIO

FOTOGRAFIA

LABORATORIO

SEGURIDAD

HOGAR

JUEGOS

MUSICA

HARDWARE

AUTOMOVIL

¡MAS DE 100 KITS!

El único KIT del mercado nacional donde se emplean las últimas novedades de la electrónica mundial.

¡En las principales tiendas de electrónica!

kits

ESTE MES...

N.º	Referencia	PVP
114	EK82027 Nuevo VCO	9.219
118	EK82031 Nuevo VCF + VCA	7.784
122	EK82032 Nuevo Dual ADSR	10.805
123	EK82033 Nuevo LFO + NOISE	4.509
125	EK9729 Nuevo COM	3.591
128	EK82543 Generador sonidos	2.713
129	EK82558 Juegos TV en EPROM	5.075
130	EK82570 Super-fuente de 5V	8.834
131	EK82549 Flash-esclavo	1.500
132	EK82539 Amplificador magnetofono	1.682
133	EK82528 Interruptor fotosensible	1.599

ADEMAS:

- Biblioteca Técnica
- Herramientas
- Instrumentación
- Activos
- Pasivos
- Microprocesadores
- Kits
- Accesorios
- Etc...

¡Especialistas en venta por correo!

D digital s.a.

C/BERLIN, 5 dupdo MADRID-28

Tfnos: 246 56 63 - 256 48 65

METRO PARQUE AVENIDAS

**GRACIAS... A NUESTROS
COMPETIDORES, PORQUE
NOS HAN ANIMADO A
SER LOS PRIMEROS**

En precios!

Gocar S.A.

Barquillo, 38 Tel.: 410 55 10 y 410 56 11

Télex: 48.716

MADRID-4

Importadores — Exportadores

VENTA AL POR MAYOR

15 años dedicados a la venta de:

- Válvulas
- Transistores
- Diodos zener
- Circuitos integrados
- Memorias
- LEDs
- Tiristores
- Triacs
- Diacs
- Transformadores color
- Triplicadores color
- Relés

5.000 tipos diferentes en existencia

PROFESIONALES «EXCLUSIVAMENTE»

Abstenerse aficionados técnicos y público en general

Clave 23

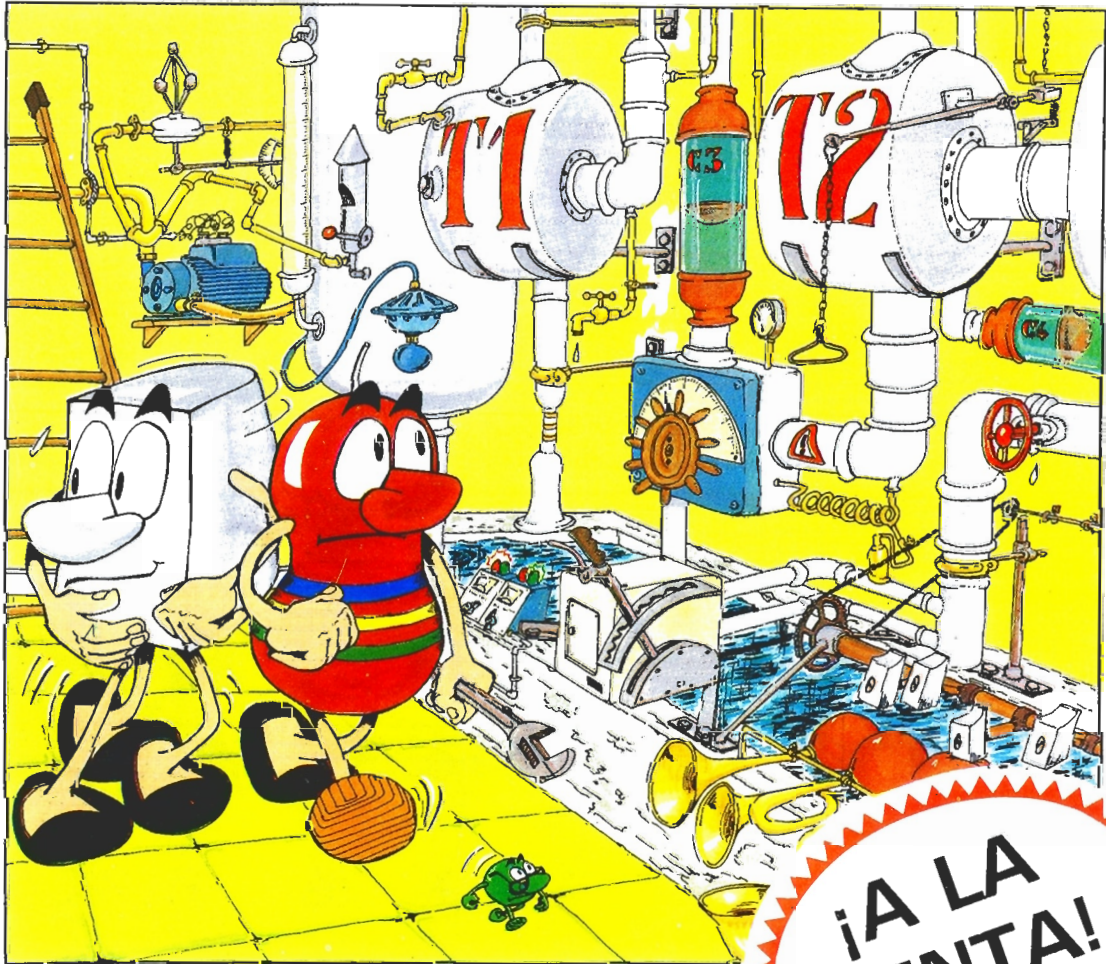
SOLO TIENE QUE PEDIR

INFORMESE BIEN

UN LED PRESUMIDO Y BAILARIN

RESI Y TRANS[®] CONTRA LOS MISTERIOS DE LA ELECTRONICA

por
Yves DeFagne
Yves Cassin



¡A LA VENTA!

P.V.P: 950 Pts. (sin circ. impreso). SUSCRIPTORES: 850 Pts. (sin circ. impr.)
Precio del CIRCUITO IMPRESO: 700 Pts.

UN COMIC FASCINANTE, CON INDICACIONES PARA CONSTRUIR TRES MONTAJES DE INICIACION A LA ELECTRONICA. EL LIBRO INCLUYE EL RESIMETRO: LA BRUJULA DEL PRINCIPIANTE.

LA ELECTRONICA EN COMICS...
CON MONTAJES PRACTICOS

SI DESEA RECIBIR ESTE LIBRO EN SU DOMICILIO, UTILICE LA TARJETA DE PEDIDO SITUADA EN LAS PAGINAS CENTRALES DE ESTA REVISTA.

UNA RESISTENCIA CHISTOSA UN TRANSISTOR CAMPEON DE TENIS

UN CONDENSADOR EXPLOSIVO Y OTROS MUCHOS PERSONAJES



ACEROS HAMSA

imanes permanentes
ceramicos y fundidos

CENTRAL: Ermengarda, 20 - Tels. 223 64 48 -
223 29 41 - Telex 51177 HAMSA-E - BARCELONA-14

DELEGACIONES Y ALMACENES:

MADRID

Ferrocarril, 11

Tel. 227 08 47

VALENCIA

Reina D.^a Germana, 21

Tel. 27 08 63

ALICANTE

Joaquín Orozco, 1

Tel. 22 12 15

EIBAR

Ubicha, 7

Tel. 71 35 48

VIGO

Serafín Avendaño, 2

Tel. 21 89 10

SEVILLA

Betis, 67 A

Tel. 27 17 29

ZARAGOZA

Calvo Sotelo, 41

Tel. 22 02 62

LAS PALMAS

Blasco Ibáñez, 35

Tel. 4 16 01