

elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 46
marzo 1984
275 Ptas.

**pseudo-estéreo
para receptor
monofónico**

**detector
de movimiento**

**regulador
para tren
eléctrico**

**fonóforo
a flash**

**CPU + VDU :
video
terminal
inteligente**

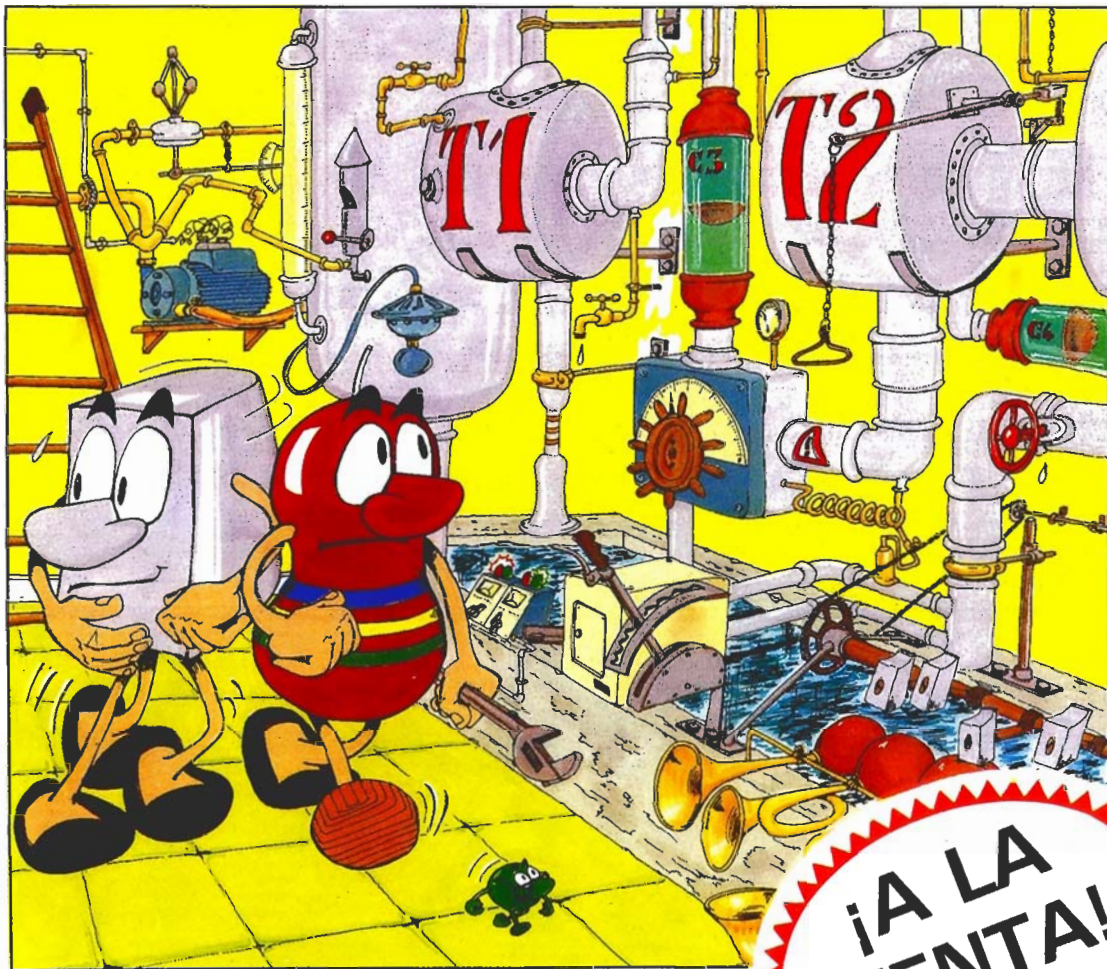


UNA RESISTENCIA CHISTOSA UN TRANSISTOR CAMPEON DE TENIS UN CONDENSADOR EXPLOSIVO Y OTROS MUCHOS PERSONAJES

UN LED PRESUMIDO Y BAILARIN

RES Y TRANS[®] CONTRA LOS MISTERIOS DE LA ELECTRONICA

por
Yvon Poffigne
y sus Cousins



**¡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.

sumario

Teletipo Elektor	3-10
Noticias, informes, avances, curiosidades del sector electrónico.	
Selektor	3-13
Cuando las ondas electromagnéticas salieron a la luz.	
Tarjeta CPU universal	3-15
Una nueva, potente y versátil tarjeta CPU basada en el microprocesador 6502 o en su nueva versión CMOS, 65C02.	
Regulador para tren eléctrico	3-23
Un simulador de comportamiento ferroviario para trenes eléctricos en miniatura.	
Barrera de ultrasonidos	3-28
Aunque muy a menudo suelen verse «marginados», los ultrasonidos son unos dignos rivales de los infrarrojos en la construcción de barreras electrónicas.	
Detector de movimiento	3-31
Un vigilante óptico cuyo principio de funcionamiento es muy similar al del ojo humano.	
Interface para calculadora programable	3-35
... a partir de un conversor decimal/binario que proporciona una salida de 8 bits conectable a un ordenador.	
Curso de BASIC (17.ª Parte)	3-37
«Simulación Homeostato»... el lenguaje BASIC en el campo de la inteligencia artificial.	
Demodulador BLD	3-41
Regenerador de la portadora por medio del método BF.	
Aplikator	3-45
El 65C02: un microprocesador de 8 bits renovado.	
EPROgramador sin interface	3-48
Programación directa de las EPROMs 2716 con el Junior Computer.	
Fonóforo a flash	3-50
Un repetidor de timbre de puerta idóneo para los «duros de oído».	
CPU + VDU = video terminal inteligente	3-53
El resultado de la combinación de las nuevas tarjetas CPU y VDU, complementadas con el teclado ASCII y una pantalla de visualización.	
Guía de conexiones para audio	3-56
¿Cómo interconectar los diversos elementos de una cadena de audio?	
Pseudo-estéreo	3-60
Recepción «pseudo-estereofónica» a partir de la señal monofónica entregada por el Personal-FM.	
Mercado	3-64
Indice de anunciantes	3-70
Anuncios breves	3-72



No se trata de la torre de Babel, aunque bien es cierto que puede llegar a manejarse con múltiples lenguajes, sino que se trata de un «nuevo» micro-ordenador al que sólo le falta el cerebro: la tarjeta CPU que presentamos en este mismo número. Las posibilidades que abre la combinación de las nuevas tarjetas para microordenadores con las ya publicadas para el Junior Computer son cuando menos considerables: desde la construcción de un terminal de video universal —descripción que incluimos en este mismo número—, hasta la puesta a punto de un nuevo, moderno y potente microordenador autónomo.



elektor claves

año 5, núm. 46

marzo 1984

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

Edita: Ingelek, S.A.

Presidente: Ernesto Medina Muñoz

Director: Antonio M. Ferrer Abelló

Redactor jefe edición internacional: Paul Holmes

Editor adjunto: E. Krempelsauer

Redactor jefe de la edición española: Francisco Lara

Cuerpo de redacción: J. Barendrecht, G. H. K. Dam
P. Theunissen, K. Diedrich
A. Nachtmann, G. Nachbar,
K. S. M. Walraven
Inmaculada de la Torre, Javier San Juan,
Angel Segado, Javier González,
Nieves Clemente
Avda. Alfonso XIII, 141. Teléf. 250 55 79
Madrid-16

Colaboradores: Carlos González-Amezúa
María Antonia Buitrago
Santiago Ferrer
María González-Amezúa
Gráficas Valencia (Madrid)

Publicidad: COEDIS, Valencia, 245. Barcelona
S.A.I. Avda. de los Palos Grandes; Ed. Monte-Ulía
1.º piso, 14, CARACAS. Teléf. 284 78 48
ENEKA, S.A. Avda. Gral Rondeau, 1534.
Montevideo. Teléf.: 90 79 44

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

Contabilidad: ISSN 0211-397X

Distribución: ISSN 0211-397X

Suscripciones: ISSN 0211-397X

Impresión: ISSN 0211-397X

Distribución España: ISSN 0211-397X

Distribución Venezuela: ISSN 0211-397X

Distribución Uruguay: ISSN 0211-397X

Distribución Argentina: ISSN 0211-397X

Depósito legal: GU. 3-1980

DERECHOS DE REPRODUCCION

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

DERECHOS DE AUTOR

La protección de los derechos de autor se extiende no sólo al contenido redaccional de Elektor, sino también a las ilustraciones y circuitos impresos, incluido su diseño, que en ella se reproducen.

Los circuitos y esquemas publicados en Elektor, sólo pueden ser utilizados para fines privados o científicos, pero no comerciales. Su utilización no supone ninguna responsabilidad por parte de la sociedad editora.

La sociedad editora no devolverá los artículos que no haya solicitado o aceptado para su publicación. Si acepta la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificarlo, traducirlo y utilizarlo para sus otras ediciones y actividades, pagando por ello según la tarifa que tenga en uso.

Algunos artículos, dispositivos, componentes, etcétera, descritos en esta revista pueden estar patentados. La sociedad no acepta ninguna responsabilidad por no mencionar esta protección o cualquier otra.

CORRESPONDENCIA

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

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

Copyright © 1984. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
© 1984. Ediciones INGELEK, S.A. (Madrid, E)

Prohibida la reproducción total o parcial, aún citando su procedencia, de los dibujos, fotografías, proyectos y los circuitos impresos, publicados en Elektor.

CONTROL DIFUSION



¿Qué es un TUN?
¿Qué es un 10 n?
¿Qué es el EPS?
¿Qué es el servicio CT7?
¿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_{CEO} 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_A máx.	1 A	100 A
P_{tot} máx.	250 mW	250 mW
C_D máx.	5 pF	10 pF

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

Y pertenecen al tipo DUG: OA85, OA91, OAA95, 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 = 0,000000000047 F
10 = 0,01 μ F = 10⁻⁸F

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

Puntos de medida

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

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

«U» en vez de «V»

Se emplea el símbolo internacional «U» para indicar tensión, en lugar del símbolo ambiguo «V», que se reserva para indicar voltios.

Ejemplo: se emplea $U_b = 10$ V en vez de $V_b = 10$ V.

Servicios ELEKTOR para los lectores

La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso. Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.

Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS (Elektor Print Service).

Consultas técnicas:

Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas CT e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación importante o un nuevo diseño.

El duende de Elektor:

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

Cambio de dirección:

Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

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

LISTA DE PRECIOS

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

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

OSCILOSCOPIOS



SERIE COS 5000

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

OTROS MODELOS

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

CARACTERISTICAS MAS IMPORTANTES

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



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

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

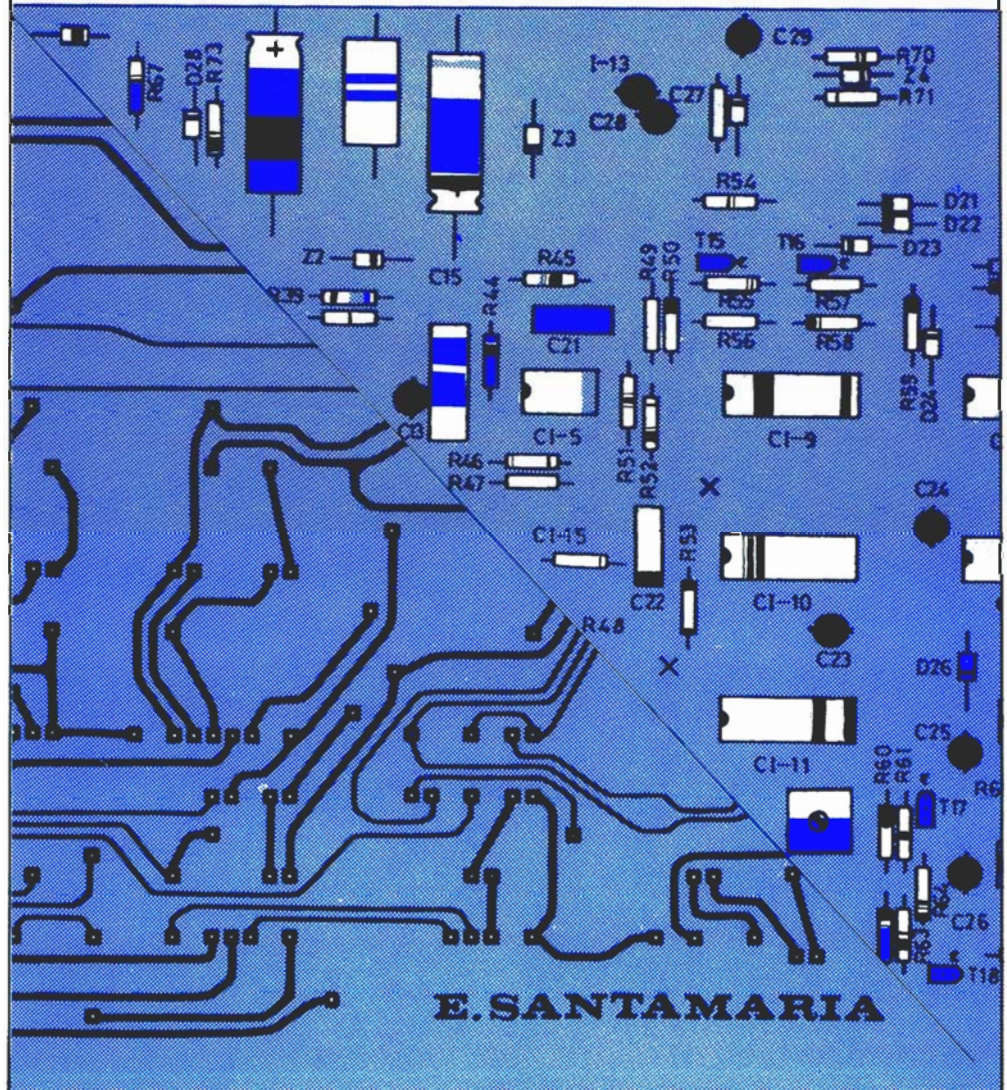
¡NUEVO!

Manuales Técnicos Universitarios

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

ELECTRONICA LOGICA Y MICROPROCESADORES

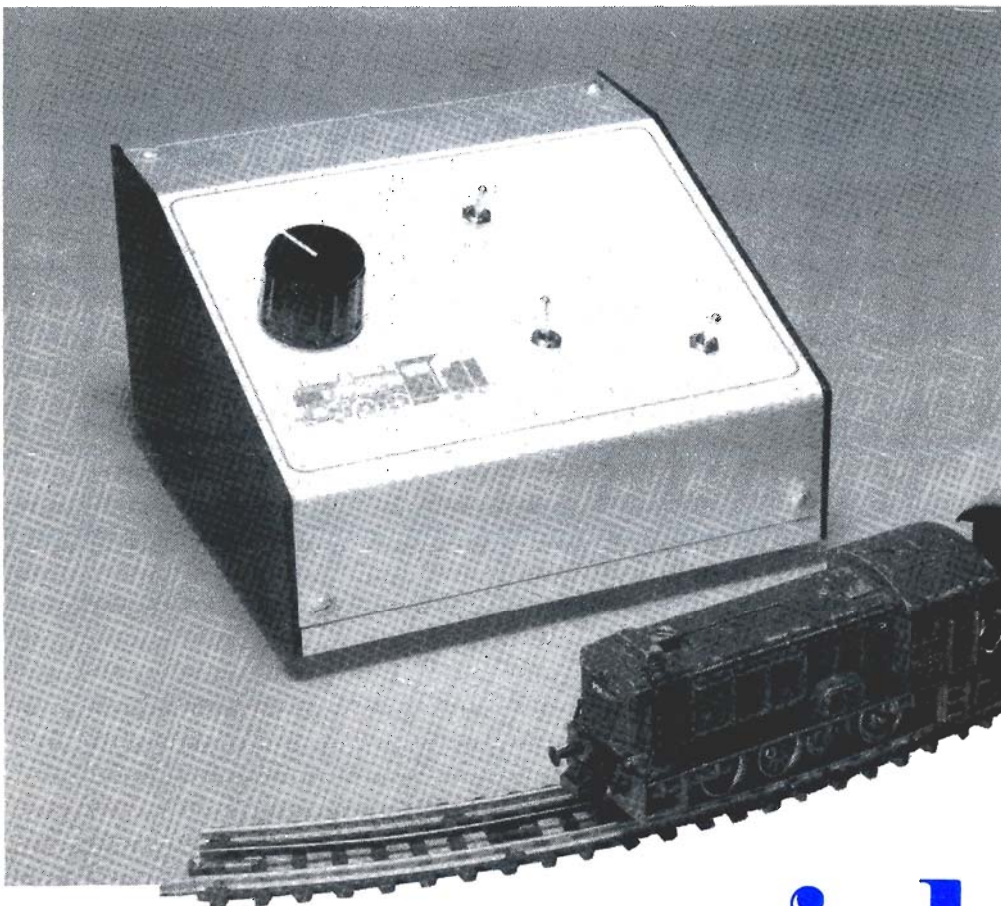
P.V.P.: 2.300 ptas.
Suscriptores: 2.000 ptas.



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

272 páginas

un
simulador
de
conducción
para trenes
eléctricos
miniatura



regulador para tren eléctrico

Los trenes eléctricos son una de las debilidades más compartidas por nuestros lectores. El ejercicio de esta apasionante actividad pasa, casi siempre, por la construcción de una maqueta simulando un paisaje realista. La única nota discordante en esta sinfonía suele ser el comportamiento ferroviario un tanto brusco del propio tren eléctrico. Para que las aceleraciones y deceleraciones de nuestro mimado ingenio sean dignas de los más evolucionados modelos reales, hemos diseñado el regulador para tren eléctrico que describimos en los próximos párrafos.

Nuestro dispositivo podría denominarse de otro modo más ajustado a la realidad de sus prestaciones: «un simulador del comportamiento ferroviario». Veamos de qué es capaz este regulador.

Una simple pulsación del botón de mando y el tren se pondrá en marcha cual si se tratara del expreso de Irún: la aceleración se produce gradualmente, la velocidad crece de forma suave hasta alcanzar la magnitud de la «velocidad de crucero» preestablecida. Si en el curso de esta «toma de velocidad» surgiera un imprevisto no hay por qué preocuparse, puesto que el tren está provisto de un freno de emergencia. También se logra la parada del tren accionando este conmutador y de una forma muy semejante a la real. Y para hacerlo de una manera todavía más real no hay que olvidar la dota-

ción de un «pedal de hombre muerto». Los conductores de trenes miniatura han de tener presente que, en la realidad, los profesionales de los trenes «de verdad» mantienen una presión sobre este pedal a lo largo de todo el recorrido. La interrupción de esta presión sobre el pedal se toma como una indicación de que ocurre algo anormal en la cabina del conductor. En estas condiciones, se accionarán automáticamente los dispositivos de seguridad y se detendrá inmediatamente el tren, con lo que se evitarán posibles catástrofes. En nuestro caso, el pedal en cuestión no se debe mantener continuamente oprimido, sino que sólo hay que accionarlo de forma periódica. Las diversas funciones que acabamos de citar siguen estando a disposición del «conductor» en el caso de que el tren circule marcha atrás.

regulador
para tren
eléctrico

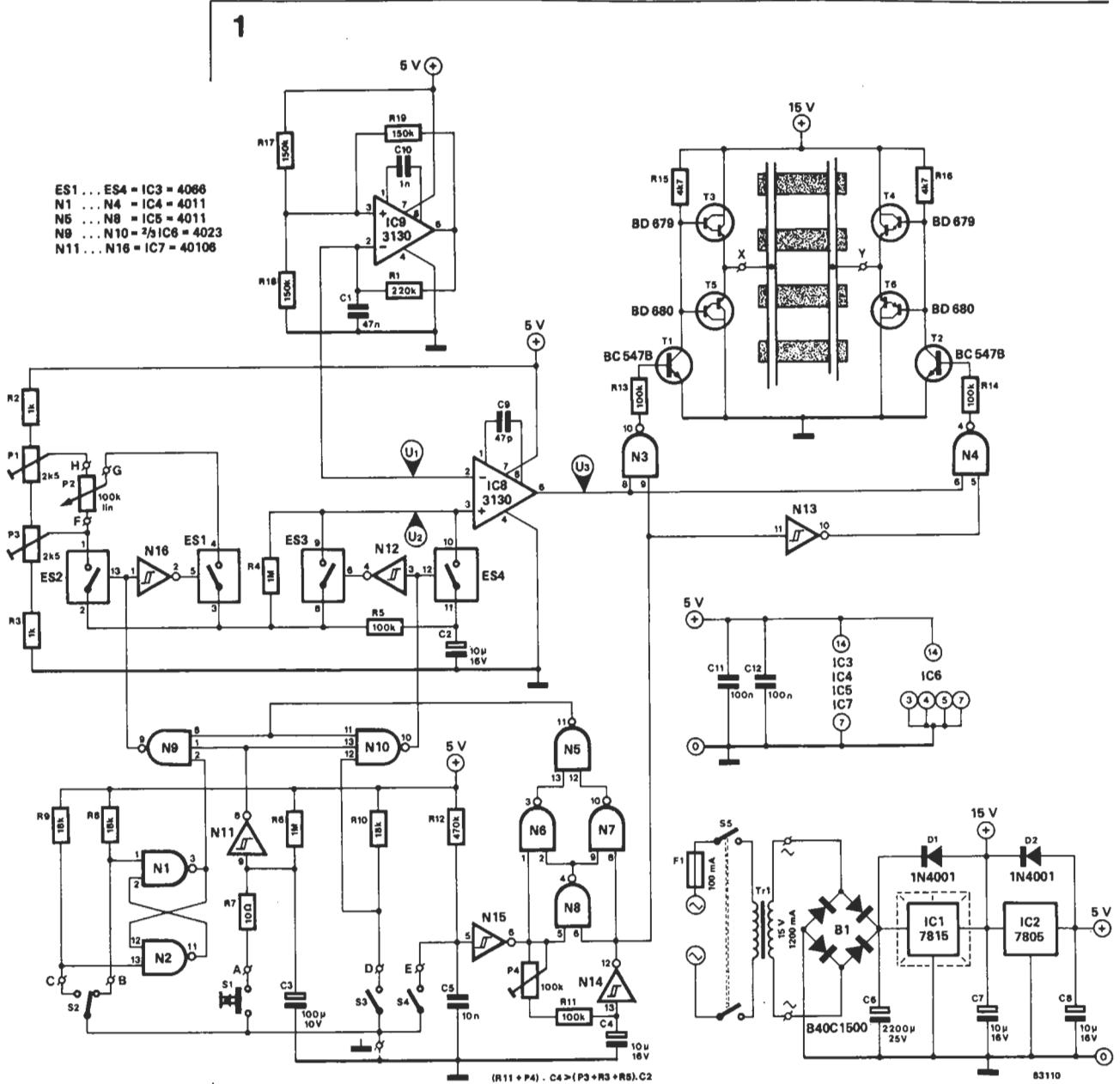


Figura 1. Esquema del circuito regulador para tren eléctrico. El carácter no «exótico» de los componentes permitirá una construcción sin dificultades.

El cómo y el por qué

Hay diferencias técnicas que permiten el arranque y la parada con suavidad de un tren eléctrico. Consideremos el caso de una red ferroviaria que funcione con corriente continua. En estas condiciones, basta con «abrir» gradualmente el potenciómetro del transformador de control (como si se tratara de un grifo) para conseguir una salida suave del convoy ferroviario. Si se quiere obtener un resultado idéntico mediante el accionamiento de conmutadores, es preciso dotar al montaje de un dispositivo capaz de hacer aumentar gradualmente la tensión de tracción hasta alcanzar la velocidad de cruceo deseada, de manera que se eviten las sacudidas brutales.

Los sistemas que cumplen con los criterios anteriormente indicados son también muy diversos. Después de varias pruebas, hemos optado por el control por modulación en anchura de impulso, en combinación

con constantes de tiempo RC. Este sistema se distingue, por una parte, por su gran rendimiento y, por otra parte, por la consecución de un control muy preciso.

Su montaje no exige la adquisición de componentes «exóticos» ni elementos de alto coste, lo que permite conseguir un precio del montaje realmente admisible.

El gran problema que se plantea al diseñar un regulador para tren eléctrico miniatura es la existencia de dos categorías de sistemas: las redes de corriente continua (c.c.) y las redes de corriente alterna (c.a.). No parece posible concebir un regulador universal capaz de funcionar con los dos sistemas. En todo caso, al ser más comunes los sistemas de corriente continua, hemos decidido realizar un montaje adecuado a este caso. Asimismo, para reducir la magnitud del circuito (y por consiguiente, el precio de coste del conjunto) hemos elegido un montaje capaz de controlar un sólo tren a la vez. Cada «circuito ferroviario» ha de estar dotado, pues, de su propio regulador.

regulador
para tren
eléctrico

Gama de posibilidades

El arranque del tren puede activarse de dos formas: «a mano» o accionando un conmutador. En el primer caso, todo sucede como si se tratara de un regulador «ordinario» por medio del posicionamiento gradual de un potenciómetro. Si se elige la versión de conmutadores, se tienen dos opciones: arrancar el tren de forma brusca o ponerlo en marcha suavemente e ir aumentando de forma gradual su velocidad hasta alcanzar el «régimen de cruceo». La elección entre estas dos últimas posibilidades se realiza también por medio del basculamiento de un conmutador. El proceso de deceleración hasta la parada completa del tren es idéntico, con las mismas posibilidades de elección entre parada brusca o «civilizada». Para la primera opción basta con tirar de la empuñadura de mando de la señal de alarma (en este caso, accionando el conmutador S2). Lo que equivale a hacerlo más o menos como en la realidad. Por otra parte, si no se ha actuado a tiempo sobre el «pedal de hombre muerto», el tren se detendrá también bruscamente en un momento dado. Es, pues, importante no dejar de vigilar la acción sobre este pedal si no se quiere que el tren se detenga en plena vía sin motivo aparente.

La inversión del sentido de la marcha ocurre de una forma singular: cuando se ha accionado el conmutador correspondiente, el tren comienza por ponerse al «ralentí» hasta detenerse por completo, quedando inmóvil durante unos instantes y volviendo a ponerse en movimiento en el otro sentido (con suavidad, o no, dependiendo de la posición del conmutador S3).

El circuito

Los componentes más importantes de la fuente de alimentación son los dos reguladores de tensión integrados conectados «en serie»: el primero (IC1) es un 7815 y el segundo (IC2) es del tipo 7805. El 7815 proporciona la tensión de tracción del tren y no tiene nada que ver con el montaje propiamente dicho. Es el segundo interesado el que suministra la tensión de alimentación para el circuito regulador para tren eléctrico.

Es evidente que IC1 tiene la carga «más pesada» y por consiguiente, debe proveerse de un disipador de calor. Por supuesto, también es necesario que el transformador de alimentación sea capaz de desempeñar esta doble tarea. Es indispensable que cumpla con las especificaciones indicadas. Ambos reguladores están protegidos contra los cortocircuitos y las sobrecargas térmicas importantes.

El oscilador basado en IC9 genera la tensión en diente de sierra necesaria para la obtención de un control por anchura de impulso. La señal disponible en la salida del circuito no es, precisamente, la que vamos a utilizar, puesto que se trata de una señal de onda cuadrada que no resulta aprovechable en este caso. Por el contrario, si recurrimos a la señal en diente de sierra (U_1 en la figura 2) presente en la entrada inversora (patilla 2) del oscilador. La tensión en cuestión es, más bien, una pseudotensión en diente de sierra, sin embargo está perfectamente adaptada para el control por anchura de impulso.

El amplificador operacional IC8 montado como comparador realiza la comparación de esta tensión en diente de sierra con la tensión continua existente en el cursor de P2 (U_2 en la figura 2). Dicho potenciómetro permite actuar sobre la anchura de las señales en onda cuadrada de la salida de IC8 (U_3 en la figura 2) y, por consiguiente, sobre la velocidad del tren. Cuando se ha elegido la posición «automática», la posición del cursor de P2 determina la velocidad de cruceo del tren. Los límites extremos de esta velocidad se establecen por medio de los potenciómetros ajustables P1 (velocidad máxima) y P3 (velocidad mínima).

El arranque suave automático se consigue de la forma siguiente. Tan pronto como S2 se pone en la posición de puesta en marcha (y en el supuesto de que S3 esté cerrado), el condensador C2 se carga lentamente a través de P2 y de R5. Ello hace que aumente gradualmente la tensión en la entrada no inversora de IC8 a través de ES4. La anchura del impulso de la salida en onda cuadrada de este circuito integrado (U_3) se hace más grande hasta llegar a alcanzar la anchura máxima, mediante el ajuste de la posición de P2.

Lista de componentes:

Resistencias:

- R1 = 220 k
- R2,R3 = 1 k
- R4,R6 = 1 M
- R5,R11,R13,R14 = 100 k
- R7 = 10 Ω
- R8,R9,R10 = 18 k
- R12 = 47 k
- R15,R16 = 4k7
- R17,R18,R19 = 150 k
- P1, P3 = 2k5 ajustable
- P2 = 100 k lin.
- P4 = 100 k ajustable

Condensadores:

- C1 = 47 n cerámico
- C2,C4,C7,C8 = 10 μ /16 V electrolítico
- C3 = 100 μ /10 V electrolítico
- C5 = 10 n cerámico
- C6 = 2200 μ /25 V electrolítico
- C9 = 47 p cerámico
- C10 = 1 n cerámico
- C11, C12 = 100 n cerámico

Semiconductores:

- D1,D2 = 1N4001
- IC1 = 7815
- IC2 = 7805
- IC3 = 4066
- IC4,IC5 = 4011
- IC6 = 4023
- IC7 = 40106
- IC8,IC9 = CA 3130
- B1 = B 40/C 1500

Varios:

- S1 = pulsador
- S2 = conmutador
- S3, S4 = interruptor
- S5 = interruptor bipolar de red
- Tr1 = transformador de red 15 V/1.2 A
- F1 = fusible 100mA
- Radiador para IC1, 35 x 20 x 15 mm, 170°C/W

2

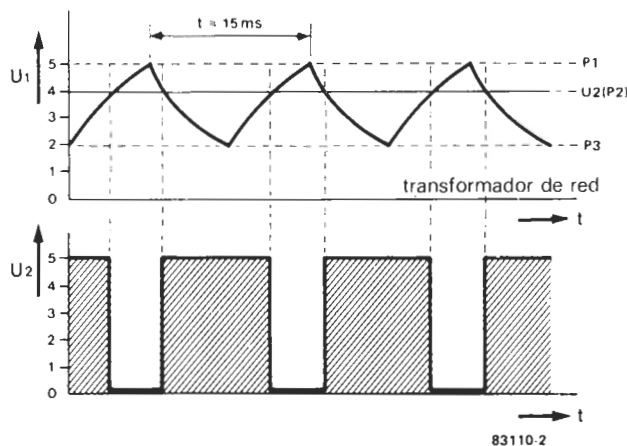


Figura 2. Fundamento del control por modulación en anchura de impulso (PWM). La anchura de los impulsos y, por consiguiente, la velocidad del tren, dependen del nivel de U_2 .

regulador para tren eléctrico

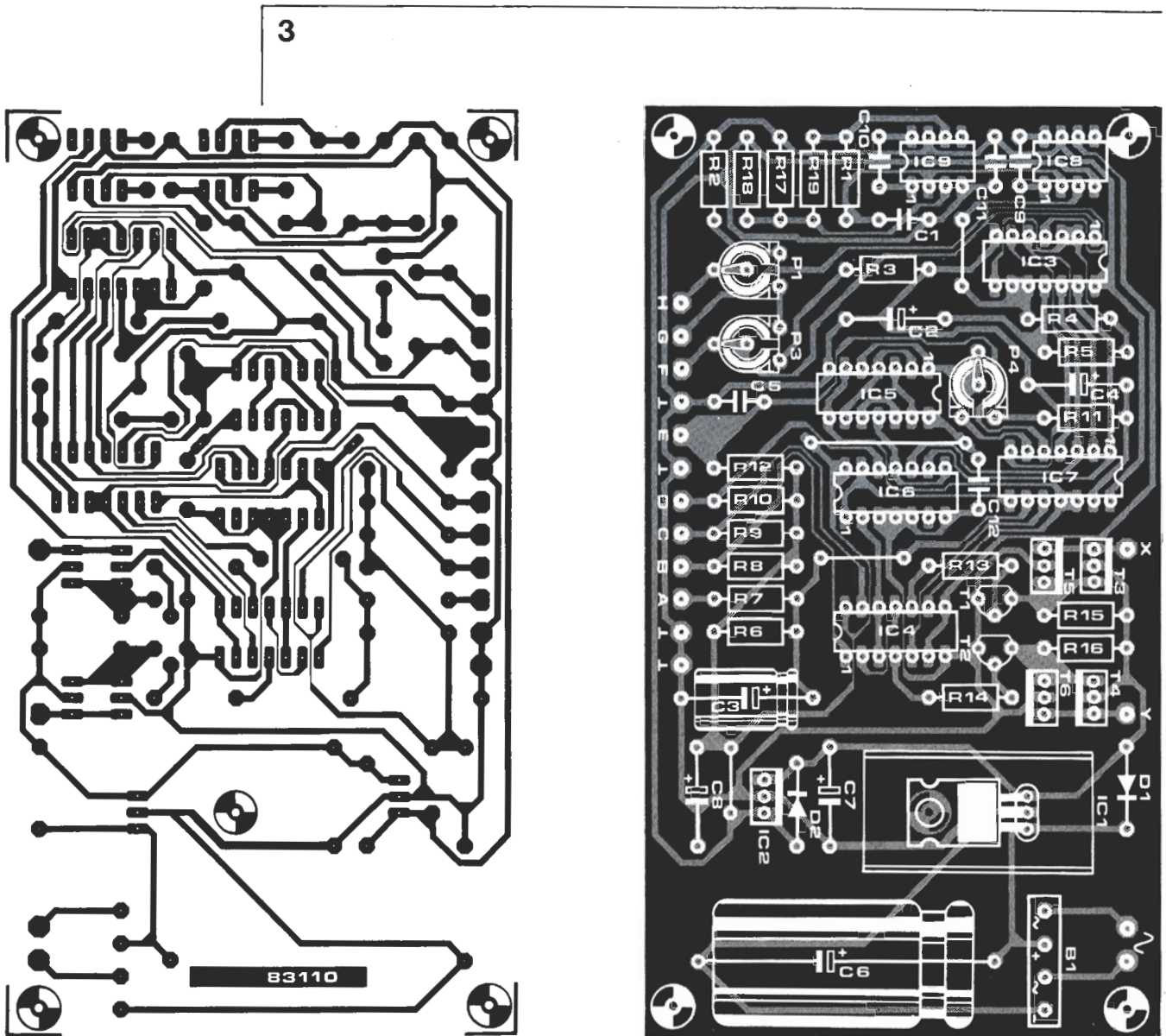


Figura 3. Trazado de las pistas de cobre y serigrafía del circuito impreso diseñado para el montaje del regulador. Los diversos conmutadores pueden colocarse en un pequeño panel de forma que el «conductor del tren» tenga a su alcance todos los elementos de control.

regulador para tren eléctrico

Según el sentido de circulación, estas señales de onda cuadrada excitan a T1 o a T2 que, a su vez, hacen que conduzcan los Darlingtonos T3 (T4) ó T5 (T6), respectivamente.

Si, por cualquier motivo, no se quiere arrancar el tren con suavidad, basta abrir el interruptor S3 para hacer que la salida de la puerta N10 adquiera un nivel lógico bajo. Ello hace que ES4 se abra y ES3 se cierre, lo que tiene por efecto «shuntar» la combinación RC y permite al tren arrancar de «golpe y porrazo».

La parada gradual automática del tren se produce de una forma semejante. Hay que poner S2 en la posición de parada y cerrar S3. En esa situación, el biestable constituido por N1 y N2 cambia de estado, de modo que en la patilla 3 de N1 se tenga un nivel lógico bajo y la salida de N9 pasa a nivel alto. Ello hace que ES2 se cierre y ES1 se abra. Entonces, la tensión a través de C2 cae lentamente hasta que se alcanza el valor preestablecido por P3. El resultado de este proceso es, evidentemente, el inverso del que se describió para el arranque: los

pulsos de onda cuadrada se hacen cada vez más estrechos hasta que el tren llega a pararse por completo.

El freno de emergencia incluido en el circuito regulador es una combinación de dos conmutadores: S2 y S3. El freno es accionado al llevar S2 a la posición de parada y cerrar S3 al mismo tiempo. Como en el caso anterior, se shunta de esta forma el dispositivo de temporización y el tren se parará bruscamente. Otra forma de detener el tren es por medio del «pedal de hombre muerto» sin, por supuesto, ninguna acción por su parte. ¿Qué ocurrirá si no se actúa a tiempo sobre dicho pedal? El condensador C3 se cargará lentamente a través de R6 hasta que la tensión en sus bornes alcance la tensión de umbral de la puerta N11, con lo que la salida de esta puerta alcanzará el nivel lógico bajo. En consecuencia, la salida de N9 pasa a nivel alto y se cerrará ES2. Al mismo tiempo, la salida de N16 cae a nivel lógico «0» y se abrirá ES1. La entrada no inversora de IC8 vuelve a estar en su nivel mínimo. Es importante que el tren se detenga inmediatamente tal como sucedería en

la realidad. La parada se produce debido al cambio de nivel en la salida de N11, que también tiene por efecto conmutar la salida de N10 a nivel lógico bajo y «shuntar» el dispositivo de temporización.

Aparte del interruptor doble de red, S5, nos queda por describir la función de S4. Este conmutador sirve para invertir el sentido de la circulación del tren. Por supuesto, no es deseable un cambio brusco del sentido de marcha, sino que el tren debe empezar decelerando hasta la parada completa, punto a partir del que debe entrar de nuevo en movimiento en sentido contrario (brusca o suavemente, según la posición de S3).

Nos interesa, ahora, saber lo que ocurre cuando se cierra el interruptor S4. Inmediatamente, la salida de N15 pasa a nivel lógico alto. En estas condiciones, la salida (patilla 11) de la puerta OR-exclusiva, basada en N5...N8, pasa a nivel lógico bajo, la salida de N9 adquiere el nivel lógico alto, se cierra ES2 y se abre ES1. En consecuencia, el tren iniciará su deceleración. Al mismo tiempo, el condensador C4 se carga a través de P4 y de R11. Esta temporización es necesaria para dar al tren la posibilidad de detenerse completamente antes de cambiar el sentido de circulación, lo cual sucederá cuando la tensión en los bornes del condensador ha alcanzado un nivel suficiente para llevar la salida de N14 a nivel lógico bajo. No obstante, recordemos que este basculamiento sólo debe ocurrir cuando se haya producido la parada completa del tren. Hay que cuidar que el tiempo invertido en la deceleración sea inferior al tiempo que tarda C4 en cargarse (la duración de la carga depende de la posición de P4).

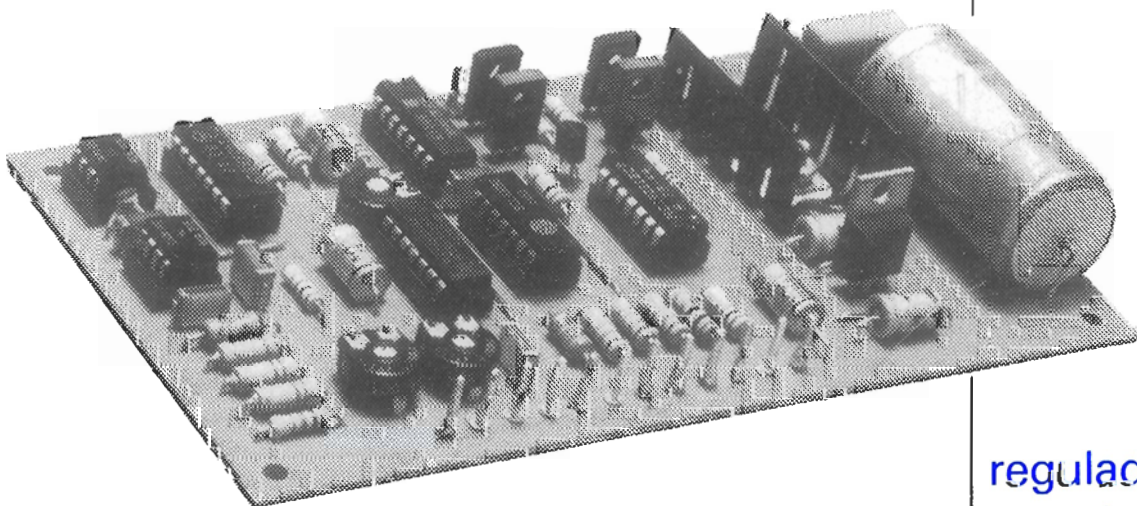
Cuando la salida de N14 ha pasado a nivel lógico bajo, la salida de la puerta OR-exclusiva (EXOR) y la salida de N3 pasarán a nivel alto. El cambio de estado en la salida de N5 da lugar a que N9 cambie también de estado lógico, por lo que se abrirá ES2 y se cerrará ES1. Al mismo tiempo, la salida de N4 pasará a nivel alto debido a que está a

«1» la salida de N13. El transistor T1 está casi completamente abierto, pero el tren arranca, no obstante, de forma suave, dado que la salida de N4 (y por consiguiente, T2) cambia de estado con la frecuencia de los impulsos de la onda cuadrada, que se hacen progresivamente más anchos. La corriente de tracción se aplica al transistor T5, a través de T4 y del motor de la locomotora. Si se abre el interruptor S4, el proceso es el mismo pero en el orden inverso: la corriente circula desde T3 a T6, a través del motor.

Para cada tren, una duración distinta

No resulta de «bello efecto» que un tren rápido moderno se vea «doblado» por una locomotora a vapor de la más antigua generación; ni tampoco lo sería que un tren de mercancías cargado «hasta los topes» acelerara con mayor rapidez que el tren pendular Madrid-París. Con el objeto de conseguir el mayor realismo posible, habrá que tener cuidado para que no se produzcan tales anacronismos. Para ello está, entre otras cosas, nuestro regulador. Con la ayuda de este dispositivo podremos elegir independientemente, para cada convoy, la duración adecuada de la deceleración y el intervalo de tiempo que debe transcurrir entre la puesta en marcha y la obtención de la velocidad de crucero. Los componentes que permiten el ajuste de tal duración son R5 y C2. Este punto se ha dejado a total arbitrio del constructor del montaje, para que proceda a la elección de los valores correspondientes al efecto que quiera lograr.

La velocidad de crucero se establece actuando sobre P2. La frecuencia con la que debe accionarse el pedal de hombre muerto (S1) se puede determinar «a satisfacción del consumidor» por medio de los componentes R6 y C3. ■



regulador
para tren
eléctrico

En todas partes encontramos barreras de infrarrojos, desde en los circuitos de recuento de objetos hasta en las alarmas domésticas, pasando por los detectores de final de cinta y en los sistemas para la apertura automática de puertas. Por el contrario, los ultrasonidos parecen estar casi «marginados» en estas aplicaciones. A lo largo de este artículo vamos a defender la «causa» de los ultrasonidos, dignos rivales capaces de ofrecer unas prestaciones semejantes a las propias de los infrarrojos.

barrera de ultrasonidos

¡en rivalidad con los infrarrojos!

Debe haber alguna poderosa razón para que no existan barreras electrónicas de ultrasonidos con rendimientos comparables a los que puede proporcionar una clásica barrera de infrarrojos. La razón es bien sencilla: resulta más fácil obtener una buena inmunidad al ruido en los dispositivos a infrarrojos ¡al fin y al cabo hay más ruido audible que visible! Nuestra tendencia — muy humana, por cierto — al mínimo esfuerzo, ha conducido a que los infrarrojos suplanten a los ultrasonidos en gran número de aplicaciones en las que ambos medios pueden utilizarse con prácticamente las mismas prestaciones. Dicho lo anterior, cabe añadir que no pretendemos «descubrir la pólvora» sino simplemente proponer un circuito ambivalente para ultrasoni-

dos/infrarrojos que funcione adecuadamente en condiciones «normales». Veamos en que se traduce tal proyecto.

Fundamentos técnicos

Se sabe que el procedimiento de modulación más seguro es la modulación en frecuencia. También lo hemos utilizado en este circuito confiando en que su fiabilidad nos permitirá obtener el máximo partido de los transductores ultrasónicos. A pesar de ello, el esquema ha quedado bastante simple como se ilustra en las figuras 1 y 2. El emisor está constituido por dos generadores de onda cuadrada y por un amplificador de potencia que controla un transduc-

Figura 1. El emisor está constituido básicamente por dos generadores de onda cuadrada que funcionan como un modulador de frecuencia. La señal modulada resultante es objeto de amplificación en una etapa de potencia antes de aplicarla a la barrera.

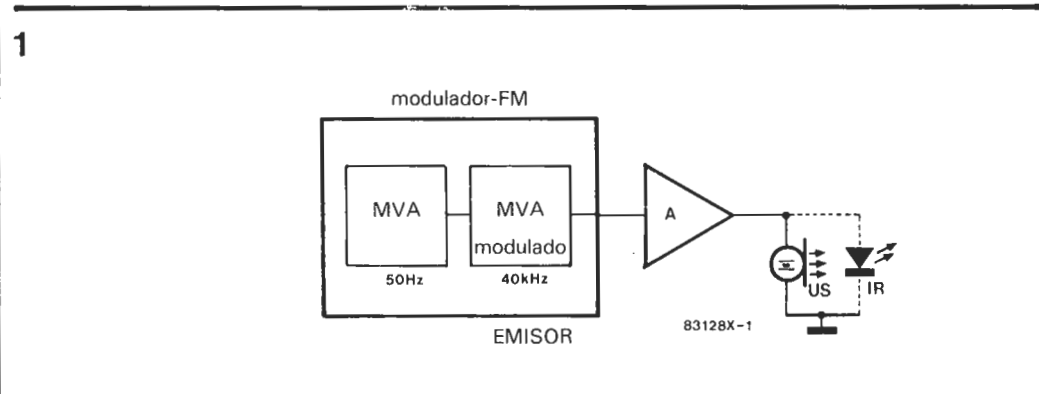
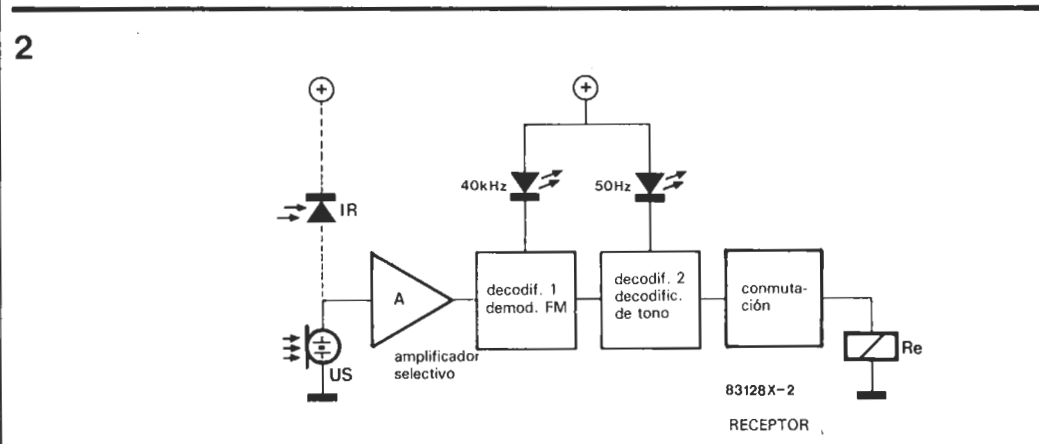


Figura 2. El receptor incluye dos demoduladores: el primero actúa como discriminador y el otro como decodificador de la señal. El relé localizado en la salida puede emplearse para activar una alarma.



barrera de ultrasonidos

tor piezoeléctrico o un diodo de infrarrojos. Uno de los generadores oscila a 50 Hz, que es la frecuencia de conmutación. El otro generador proporciona la frecuencia portadora que modulará la señal emitida por el primer generador. El receptor sólo es un poco más complicado. La señal recibida en la entrada, bien sea por la fotocélula de infrarrojos, bien sea por el transductor ultrasónico, se aplica a un amplificador selectivo y luego al discriminador. En este punto, un LED indicará que se ha detectado la portadora. La etapa siguiente es un decodificador de audio, cuya función es detectar la señal útil (frecuencia de conmutación) y lo indica activando un segundo diodo LED. El receptor termina en un relé que, si todo va bien según lo previsto, puede disparar un contador, abrir las puertas de un garaje o cualquier otra operación de automatismo dependiendo del sistema con el que se utilice.

El circuito

Comencemos por el emisor de la figura 3. Los dos temporizadores 555 constituyen la base de un modulador de FM; por ello están cableados como multivibradores astables (generadores de onda cuadrada). IC1 oscila a una frecuencia de unos 50 Hz e IC2 a unos 40 kHz. Cuando la señal de onda cuadrada de 50 Hz se aplica a la patilla 5 de IC2, las tensiones de umbral de los dos comparadores internos de este circuito integrado están desplazadas en una cierta medida. Cuando el desplazamiento de la tensión se mantiene moderado, se obtendrá una modulación en frecuencia, con una linealidad satisfactoria. Habida cuenta de que numerosos armónicos se generan durante la modulación con tensiones armónicas se generan durante la modulación con tensiones de onda cuadrada, la salida de IC1 (patilla 3) se «redondea» por medio de R3 y de C4.

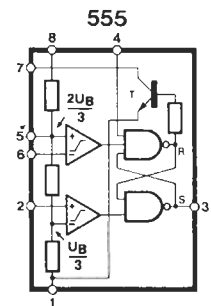
La salida modulada en frecuencia de IC2 se aplica a la etapa de salida (transistor T1). Este último funciona como un amplificador selectivo que trabaja en la región ultrasónica si se cablea como se indica en la figura 3 (con el circuito oscilante C6/L1 en el circuito de colector). Para el funcionamiento

con infrarrojos, el circuito sintonizado, constituido por el transductor ultrasónico MA40LS, L1 y C6, se sustituye por un diodo emisor LD271 serie con una resistencia limitadora de corriente (R8). Tanto en un caso como en el otro, el circuito de colector está conectado al potencial no estabilizado de la tensión de alimentación. Ello da un desacoplo satisfactorio del modulador y de la etapa de salida. La alimentación del emisor consiste en el clásico terceto «transformador-rectificador-condensador de filtro» (en cuyos bornes se extrae la tensión de colector de T1), al que se unirá el regulador integrado IC3 que estabiliza la tensión de alimentación del modulador. Se constatará que la alimentación del receptor está concedida según el mismo principio (figura 4), con la salvedad de que la tensión es de +5V.

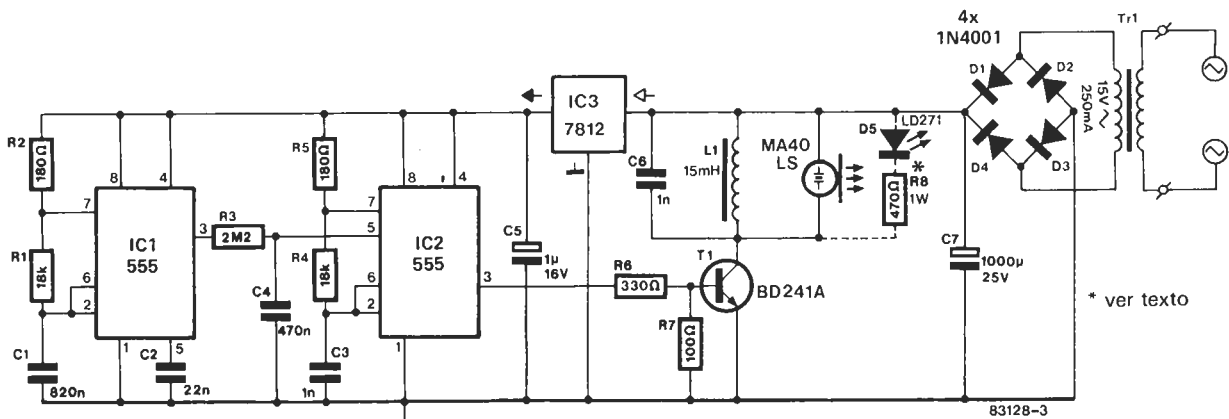
A la entrada del receptor está el transductor US o el diodo IR D10, que se alimenta a través de R21/C18. La señal recibida se amplifica por medio de T1 (cuya ganancia aproximada es de 20). Los diodos D1 y D2, polarizados por R3, aseguran una limitación casi simétrica de la señal en el colector de T1. Además, R3 desacopla la tensión de alimentación para los amplificadores T1, T2 y T3 con respecto a la tensión de alimentación del resto del circuito. Las resistencias R6 y R12 hacen la misma función para los circuitos integrados IC1 e IC2. Estos medios de desacoplo son indispensables para evitar influencias parásitas recíprocas entre las diversas etapas.

La señal amplificada llega al amplificador selectivo T2, cuya configuración es comparable a la existente en el circuito emisor y al que se le pide la extracción de la portadora. En la entrada de IC1, se tendrá, pues, una señal correctamente acondicionada. IC1 contiene un bucle de enganche de fase (PLL) que sirve, en este caso, para la demodulación de FM. Con la ayuda de P1, R8 y C5, se ajusta la frecuencia central del oscilador interno (IC1) a una frecuencia aproximada de 40 kHz. Asociado a una resistencia integrada, el condensador C6 constituye el filtro de bucle montado entre el detector de fase y el oscilador controlado por tensión (VCO). La señal de FM aplicada en la patilla 3 de IC1 se compara, por medio del detector de fase, con la señal del oscila-

Figura 3. Además de los dos temporizadores del tipo 555, montados como multivibradores astables, el esquema del emisor contiene una alimentación estabilizada cuya tensión rectificadora y filtrada, pero no estabilizada, alimenta a la etapa de salida con transductor ultrasónico o diodo para infrarrojos.



3



LD271 = CQY99

* ver texto

dor interno. La señal de error resultante (patilla 2) tiende a corregir la frecuencia del oscilador hasta que sea nulo el desfase entre las dos señales comparadas. De este modo, se dispone en la patilla 2 de una señal de 50 Hz, que no es otra cosa más que la moduladora de la señal de FM, aquí obtenida bajo la forma de una señal de error. Esta señal es amplificada por T3 antes de que se aplique al decodificador de audio IC3. En esta ocasión, se ha utilizado el circuito PLL y el desfasador interno (con multiplicador) para detectar la señal de 50 Hz. La señal de salida de IC2 (patilla 8) controla al LED D4, así como a la etapa de conmutación del relé (T4 y T5). En condiciones de reposo, cuando la barrera luminosa o ultrasónica no se vea interrumpida, se encenderá el LED. La base de T4 está a un potencial próximo a masa y este transistor permanece bloqueado lo mismo que T5. Por consiguiente, el relé está desactivado. Cuando el enlace entre el emisor y el receptor (la barrera) se interrumpe por cualquier causa, la salida de IC2 (patilla 8) pasa a un nivel alto próximo al potencial de la alimentación, T4 y T5 conducirán y el relé se activará haciendo sonar un timbre de alarma o un dispositivo similar.

Una vez que se haya construido la barrera, habrá que proceder a calibrarla. Por supuesto, es obvio que no se pueden mezclar las dos versiones: el circuito sólo funcionará con ultrasonidos si el emisor y el receptor están provistos de un transductor ultrasónico. Análogamente sucede con la versión para infrarrojos... ¡No se admiten cocktails! Para simplificar aún más las cosas, cabe precisar que el emisor no exige calibración alguna salvo, por supuesto, alinear el «haz» entre el emisor y el receptor. La distancia operativa máxima de un haz de infrarrojos, sin lente, es de unos 6 metros, mientras que con lente es de unos 50 metros. El alcance de un haz ultrasónico sólo puede determinarse por medios experimentales «in situ».

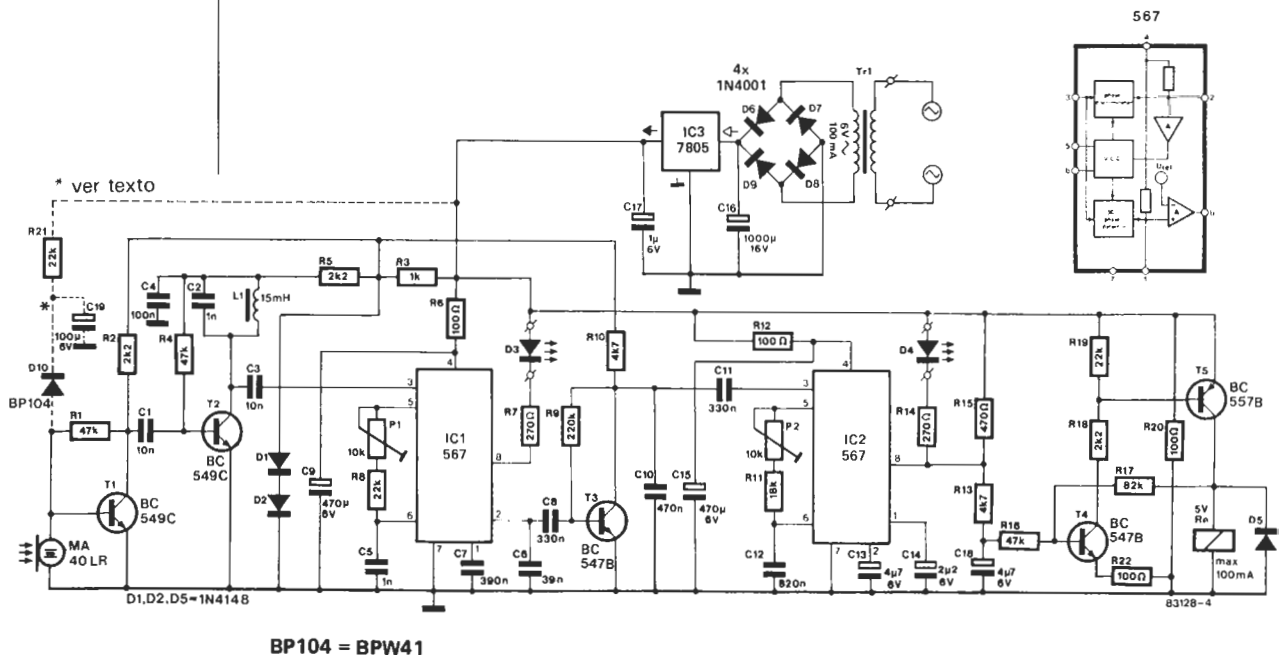
El ajuste empieza colocando los dos potenciómetros ajustables del receptor en la posición media. Cuando no se ha interrumpido la barrera luminosa o ultrasónica, D3 deberá estar encendido; de no ser así, es preciso corregir la posición de P1 para lograr este resultado. En estas condiciones, si D4 sigue sin encenderse ello indica que el haz está cerrado, por lo que habrá que ajustar P2 hasta que se encienda dicho LED. Durante este proceso el relé debe estar en reposo. Una vez conseguida la calibración, se puede suprimir el LED D3 que sirve fundamentalmente para indicar la detección de la portadora en el momento de la calibración. Una advertencia final. Habida cuenta de que la barrera puede utilizarse, sin necesidad de ningún circuito suplementario, como una alarma, hay que tener presente que incluso una mosca «bien alimentada» puede interrumpir el haz durante la noche y la consiguiente alarma puede despertar a toda la vecindad. No conviene, pues, un uso abusivo de esta barrera por lo que pudiera afectar a sus cordiales relaciones con el vecindario. ■

Figura 4. El receptor es bastante más complejo que el emisor. Sin embargo, el empleo de circuitos integrados PLL limita sus dimensiones a lo estrictamente necesario. Según el tipo de barrera deseada (de ultrasonidos o de infrarrojos), la etapa de entrada difiere ligeramente. La etapa de conmutación de salida activa a un relé cuando D4 se apaga; esto es, cuando se interrumpe la barrera.

Montaje y calibración

El diseño es suficientemente sencillo para permitir que el emisor y el receptor se construyan en una placa pretaladrada de experimentación. No obstante, también es posible utilizar las placas de circuito impreso diseñadas para el semáforo (número de octubre de 1983). Por supuesto, la barrera luminosa y el semáforo no son la misma cosa, pero sus analogías saltan a la vista y no habrán escapado a muchos de nuestros lectores.

4



BP104 = BPW41

un vigilante óptico

La característica peculiar del detector de movimiento que presentamos es que se trata de un dispositivo pasivo. A diferencia con una barrera luminosa, nuestro vigilante óptico no necesita emisor. El principio fundamental de su funcionamiento es muy similar al del ojo humano.

detector de movimiento

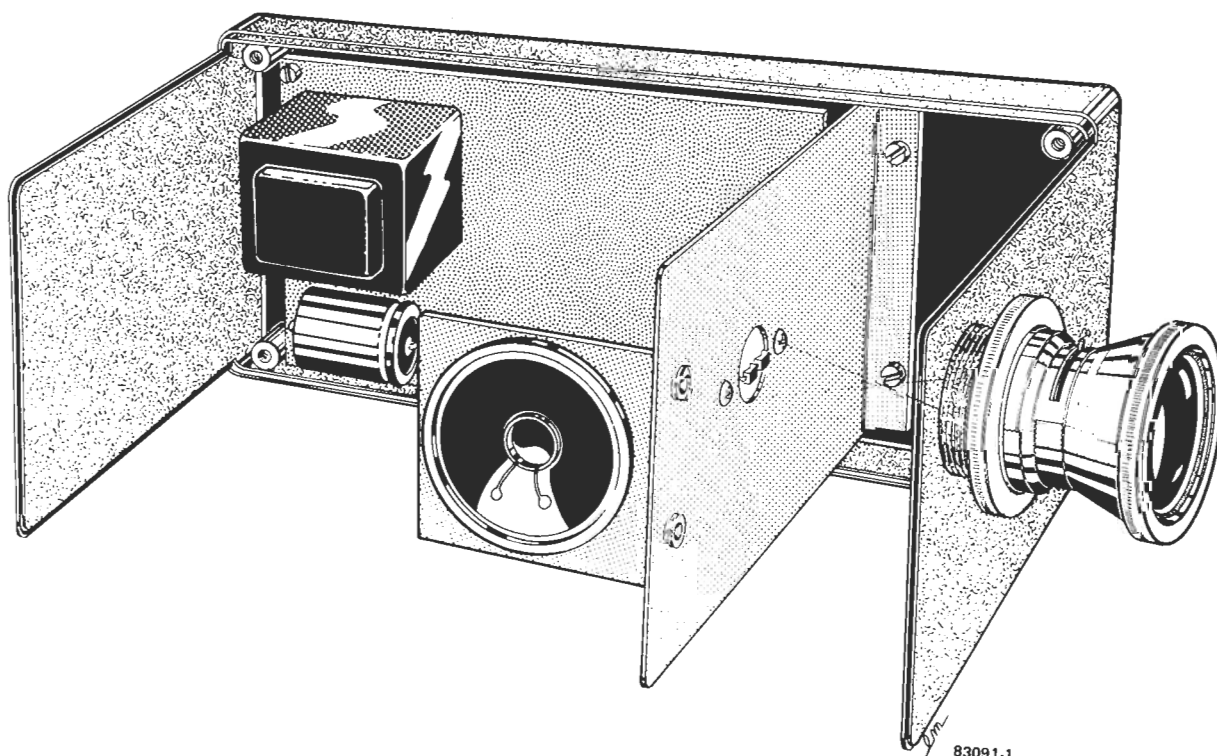
El sensor de este original detector de movimiento está constituida por dos fotodiodos cuya función es muy semejante a la que tienen las células visuales de la retina. Los dos fotodiodos están montados muy próximos entre sí, en el interior de una caja protegida contra la luz. En la ilustración de la figura 1 se observa la forma en la que se proyecta una imagen del recinto que se vigila sobre los dos fotodiodos, con la ayuda de una lente óptica. Si la luminosidad ambiente cambia debido, por ejemplo, al paso de nubes, a la llegada del crepúsculo o a cualquier otro fenómeno similar, la variación de la luminosidad es idéntica para los dos fotodiodos. Si, por el contrario, alguna cosa se mueve dentro del campo de visión de la lente (aunque sólo sea un inofensivo canario huido de su jaula), la variación de la luminosidad que incide sobre

los dos diodos es diferente en cada uno de ellos. El circuito es muy sensible a diferencias de muy pequeña magnitud en la intensidad de la luz. Dado su original funcionamiento, es evidente que su principal campo de aplicación será, sin duda alguna, la vigilancia de espacios contra la entrada de intrusos, constituyendo una eficaz alarma antirrobo. Por este motivo, el sistema electrónico del detector está provisto de un módulo generador de señal acústica (algo así como una sirena).

En consecuencia, este montaje podrá sustituir a una barrera luminosa en aquellos casos en los que sea problemático instalar un emisor y un receptor. Por ejemplo, puede utilizarse asociado a una puerta hidráulica para que ésta reciba una orden de apertura en el caso de que se aproxime una persona.

Figura 1. El montaje exige una construcción mecánica robusta y perfectamente hermética a la luz.

1



2a

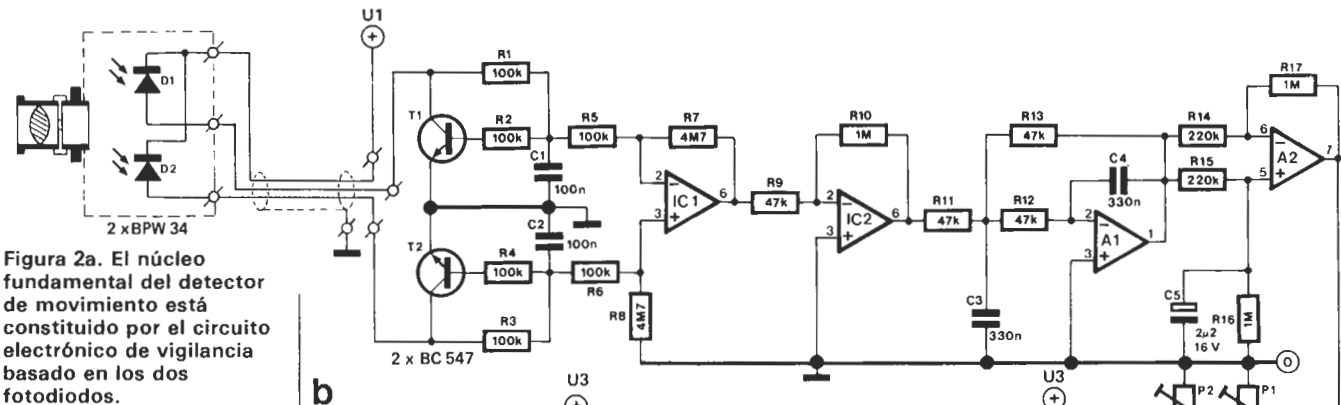
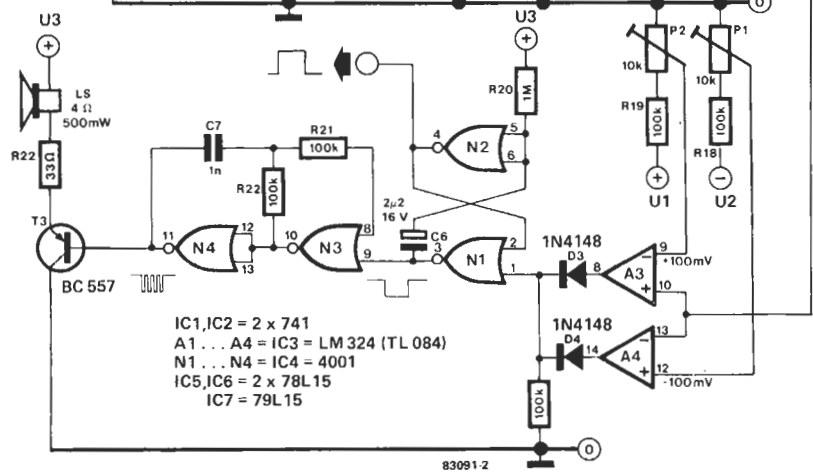


Figura 2a. El núcleo fundamental del detector de movimiento está constituido por el circuito electrónico de vigilancia basado en los dos fotodiodos.

b

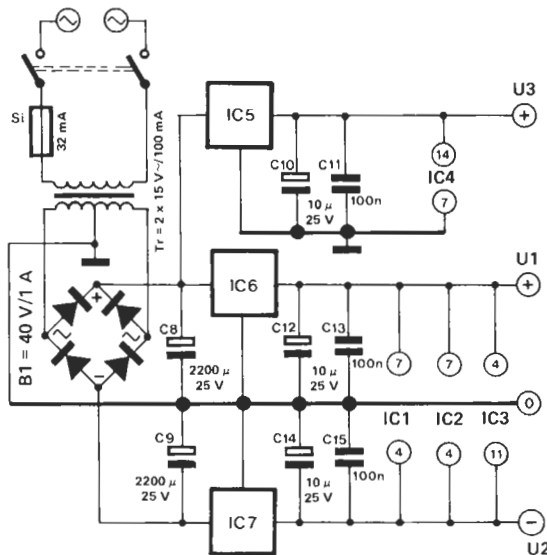
Figura 2b. Circuito del generador de señales de alarma (la sirena).



IC1, IC2 = 2 x 741
 A1... A4 = IC3 = LM 324 (TL 084)
 N1... N4 = IC4 = 4001
 IC5, IC6 = 2 x 78L15
 IC7 = 79L15

Figura 2c. Circuito de la fuente de alimentación con tres reguladores de tensión integrados.

c



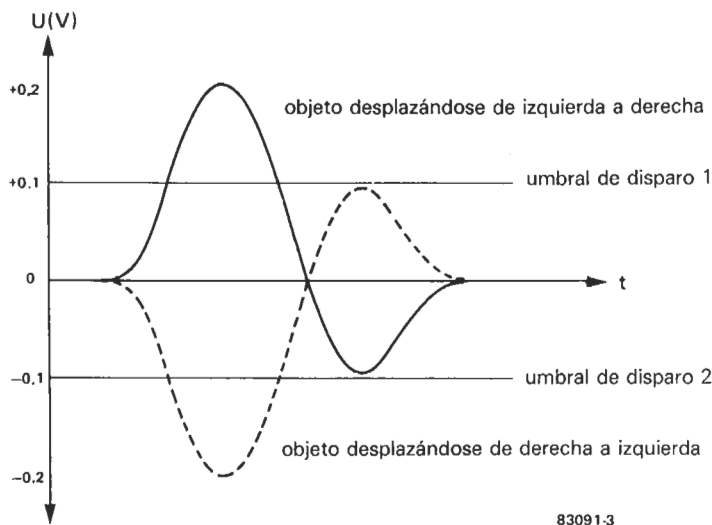
El circuito

El esquema del circuito detector se muestra en la figura 2a. Los cátodos de los fotodiodos están alimentados a +15V y sus ánodos están conectados a un simple filtro activo, que proporciona una (primera) protección contra interferencias. Es recomendable utilizar cable blindado para efectuar la conexión con los fotodiodos y acortar al

máximo la longitud de dichas conexiones. Las bases de T1 y de T2 están desacopladas en alterna por medio de C1 y de C2, respectivamente. Estas dos zonas del montaje son perfectamente idénticas y, por consiguiente, deben eliminar los parásitos producidos por el zumbido de la tensión de red.

Las salidas de c.c. de los filtros se aplican al amplificador diferencial IC1. Mientras no haya movimiento alguno en el espacio vigilado, las tensiones aplicadas a las entradas de IC1 se mantendrán prácticamente constantes e iguales y la salida del amplificador es, pues, muy pequeña. Una variación muy pequeña de la caída de tensión en los bornes de los fotodiodos, a causa de un movimiento en el espacio vigilado, produce una variación rápida e importante de la tensión de salida de este amplificador diferencial. La ganancia de la siguiente etapa, IC2, es del orden de magnitud de 20, por lo que en caso de un fuerte movimiento, la salida de IC2 quedará saturada. La señal de salida de IC2 se hace pasar a través de un filtro suplementario. Se trata de un filtro de paso bajo con una frecuencia de corte inferior a 50 Hz, por lo que impide que cualquier zumbido, u otra señal de muy baja frecuencia, pase a las siguientes etapas amplificadoras constituidas por los amplificadores operacionales A1 y A2. En este punto del montaje somos capaces

3



de detectar movimientos en la zona objeto de vigilancia. Como hemos visto, cualquier movimiento da lugar a un rápido incremento del nivel de salida de A1, en tanto que la interferencia se mantenga en un mínimo por medio del filtro. Pero todavía queda un problema sin resolver: en condiciones de reposo, la salida de IC1 tiene ya un nivel de tensión continua determinado y dicho nivel se amplifica a continuación. Por este motivo, no es posible utilizar un simple comparador para obtener una señal de salida sin ambigüedad alguna.

El amplificador operacional A2 se utiliza, pues, como un amplificador diferencial algo modificado. Se trata, en efecto, de un circuito diferenciador controlado, por una parte, por medio de su entrada no inversora, a través de un filtro paso-bajo suplementario de pequeño retardo, construido con la ayuda de C5/R15/R16. De este modo, con un nivel de entrada constante, la salida de A2 estará a 0 voltios. No obstante, un incremento brusco en el nivel de entrada producirá una salida que es similar a la que se muestra en la figura 3.

Los umbrales de conmutación de los circuitos de los comparadores basados en A3 y en A4 pueden ajustarse por medio del accionamiento de los potenciómetros ajustables P1 y P2 respectivamente. A3 y A4 cambian de estado cuando se sobrepasa el umbral positivo o negativo, respectivamente. Las salidas de los dos comparadores se elevan a +15V en uno u otro caso. Los diodos D3 y D4 constituyen una puerta OR para las salidas de los dos circuitos de disparo. En la figura 3 se muestra claramente por qué hemos elegido este diseño que, en principio, puede parecer algo complicado. Después de una señal de iniciación relativamente fuerte, la salida de A2 se amortiguará muy rápidamente. Si el movimiento en el espacio vigilado es relativamente lento y se tiene la consiguiente salida decreciente en A2, es muy posible que nunca se alcance el umbral de disparo positivo. El diseño elegido asegura una mayor sensibilidad y una mejor protección contra la interferencia.

Montaje

La construcción de la caja debe realizarse de forma más esmerada que la habitual. Es indispensable que sea perfectamente hermética a la luz (con la excepción de la lente, por supuesto)... de no ser así, podría haberse ahorrado la molestia de construir el sistema electrónico de vigilancia con las más alta sensibilidad. La mejor solución consiste en instalar el montaje directamente en el interior de la propia caja. En la figura 1 sugerimos una posible alternativa para construir una caja a partir de dos chapas de aluminio. El mejor método para asegurarnos de que sea perfectamente hermética a la luz es sellar las pequeñas separaciones entre las chapas con una cinta autoadhesiva ancha y gruesa. La óptica utilizada puede proceder de una vieja cámara fotográfica fuera de uso; por supuesto, no hay que olvidar retirar el obturador (diafragma) o asegurarse de que esté permanentemente abierto. También se puede comprar de segunda mano, si no se dispone de una cámara antigua. Para ello puede recurrir a un catálogo de proveedores de este tipo de artículos.

Los dos fotodiodos están montados muy próximos entre sí en una pequeña placa (o trozo de placa) de experimentación (figura 4). Como se muestra en la figura 1 debe ser posible desplazar la placa dentro de ciertos límites. La distancia entre el objetivo y los fotodiodos hay que determinarla experimentalmente, colocando un trozo de papel blanco lo más cerca posible frente a los diodos y desplazando la placa hasta que aparezca nítidamente la imagen de un objeto situado a la distancia de detección deseada. Una vez conseguido este ajuste, se fijará la placa en su lugar. Como la nitidez de la imagen no es absolutamente indispensable, la placa puede fijarse para distancias «infinitas» como suele hacerse en una cámara fotográfica, dirigiendo el objetivo hacia un fondo paisajístico; de este modo, la distancia efectiva de trabajo se extenderá desde unos 8 metros frente a la lente hasta el infinito.

Figura 3. Representación de la señal de salida del amplificador diferencial. La amplitud de la señal depende de la importancia del movimiento detectado.

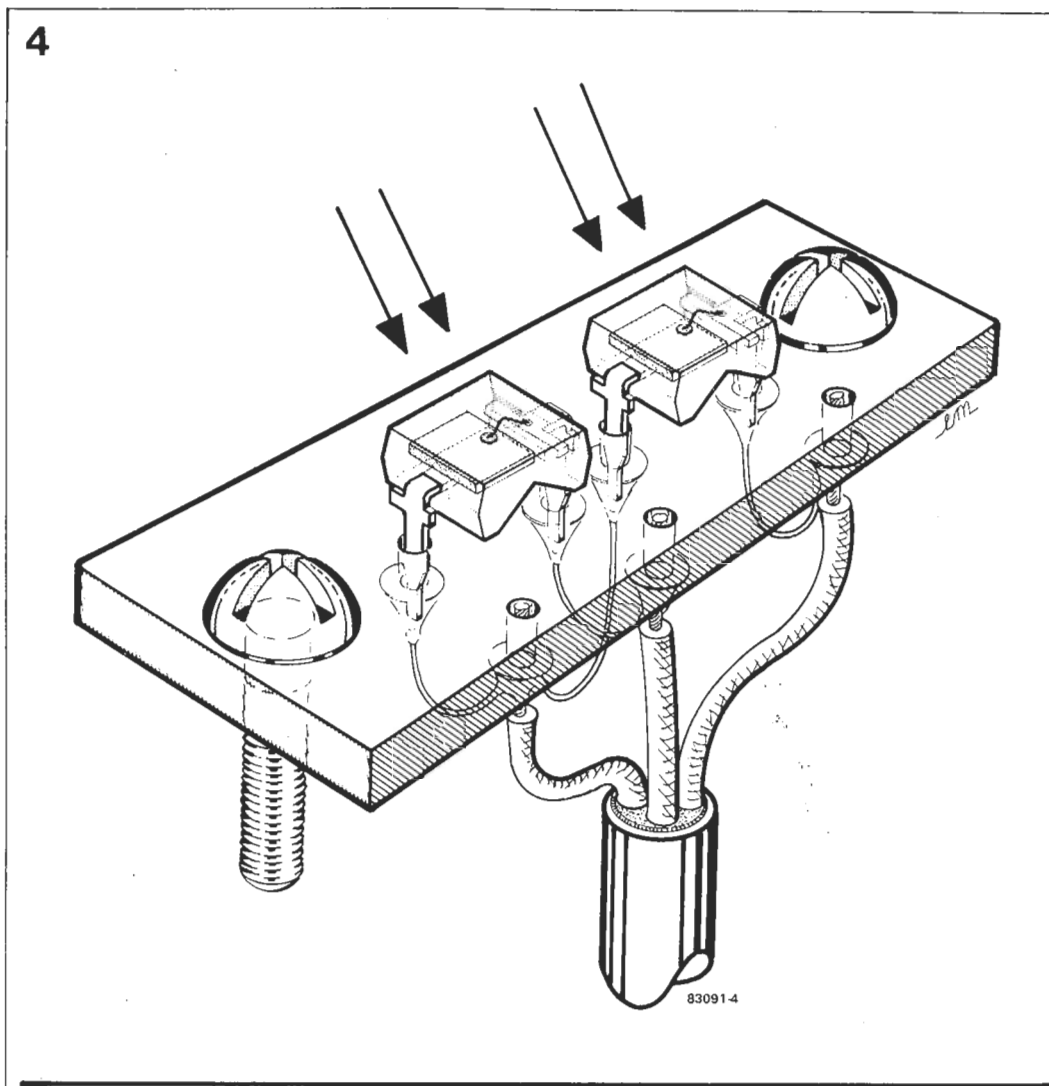


Figura 4. Los fotodiodos deben montarse cerca uno del otro, soldados en un trozo de placa de experimentación de tipo universal.

Verificación práctica

En las pruebas prácticas, el dispositivo reaccionó ante un pequeño movimiento a una distancia de hasta unos 10 metros. También funcionó perfectamente con luz fluorescente, luz diurna o luz crepuscular. Sólo dejó de reaccionar en condiciones de oscuridad absoluta, aunque los fotodiodos se consideran sensibles a la radiación infrarroja. Lamentablemente, la radiación de calor del cuerpo humano cae dentro de una zona del espectro infrarrojo en la que son insensibles los fotodiodos. En la zona de vigilancia podría «iluminarse» con luz infrarroja invisible.

El área de detección del prototipo se extendió únicamente en un ángulo de 30°, no obstante, ello puede mejorarse con el empleo de una lente «gran angular» o utilizando más de un par de diodos, montados en paralelo. Por cada par de diodos debe duplicarse el circuito que termina en la etapa IC1, incluyendo a R9. A continuación, IC2 puede conectarse como un amplificador sumador.

Generador de señal de alarma

El esquema de la figura 2b es el de un generador de señal de alarma, aunque puede

considerarse sólo como un ejemplo, puesto que el impulso de salida del detector puede utilizarse para excitar un altavoz de bocina. Las puertas N1 y N2 constituyen un monostable que tiene por objeto alargar el impulso de activación de entrada, producido por A3 o por A4, hasta una duración de un segundo aproximadamente. Las puertas N3 y N4 forman un multivibrador astable que oscila únicamente cuando el terminal 8 de N3 está a nivel bajo; por consiguiente, su funcionamiento depende de la señal de salida invertida de N1. La salida del astable excita a un altavoz, a través de un amplificador T3. El tono puede modificarse dentro de límites estrechos cambiando el valor de C7.

La alimentación

La fuente de alimentación es de tipo convencional con la salvedad de que la alimentación de la zona de la sirena se ha provisto de forma independiente. Esta separación se consideró necesario para evitar cualquier posible realimentación entre las dos etapas del dispositivo, con la consiguiente producción de falsas alarmas. Si el lector tiene la intención de conectar una sirena más potente que disponga de su propia alimentación, puede suprimir la parte de la alimentación situada a partir de IC5 (C10 y C11) en la figura 2c.

Este convertor de fabricación casera hará que se incrementen las posibilidades de su calculadora de bolsillo, proporcionándole una salida binaria de 8 bits que puede conectar, por ejemplo, a un ordenador. Por lo demás, no hay inconveniente alguno en ampliar la salida del circuito de interface a 16 ó 24 bits.

interface para calculadora

Una solución ingeniosa

Las calculadoras de bolsillo programables no suelen disponer de una interface adaptada a las necesidades del usuario. Con nuestra habitual modestia, nos proponemos resolver este problema. Se trata de utilizar dos LDRs (resistencias dependientes de la luz) que se situarán frente a dos dígitos de la visualización de la calculadora. Al encenderse o apagarse los segmentos de estos dígitos visualizados se pueden transmitir con toda facilidad informaciones, en forma de datos binarios, a través de las LDRs a un circuito exterior. En este caso, estas informaciones son datos binarios convertidos por la calculadora TI57 (el programa correspondiente se indica en la tabla 1) a partir de los datos decimales especificados por el programador.

Funcionamiento

El funcionamiento de este convertor puede resumirse como se indica a continuación: un dato decimal se convierte en su equivalente binario; los bits correspondientes se transmiten, uno a uno, de acuerdo al apagado o encendido de uno de los displays de 7 segmentos, mientras que otro display contiguo proporciona, con su parpadeo, lo que podríamos denominar una señal de reloj que sirve para sincronizar el circuito de interface. Este visualiza los niveles lógicos de los bits transmitidos a través de LEDs encendidos o apagados.

Aunque este artículo esté orientado al caso específico de la calculadora TI57, también es aplicable a cualquier otra calculadora programable con ligeras modificaciones. En el caso de la TI57, la calculadora proporcionará la señal de reloj en el dígito exponencial y el estado lógico sobre el dígito de la derecha. Para el nivel lógico «1», el display está apagado, mientras que para el nivel lógico «0» se visualizará el carácter «π».

El circuito

El esquema del circuito de interface es muy sencillo (ver figura 1). Los niveles lógicos «ópticos», captados por las LDRs, se trans-

forman en niveles lógicos compatibles TTL por medio de los transistores T1 y T2. La señal de reloj es captada por el diodo LDR 1 y es conformada por el monoestable IC1 (74121). La señal de datos es captada por LDR 2 y se aplica, sin modificar, a IC2, que es un registro de desplazamiento de 8 bits en paralelo cuya cadencia funcional viene determinada por la señal de reloj anteriormente descrita.

El conmutador pulsador S1 permite llevar la patilla 9 de IC2 a nivel lógico bajo, cuyo efecto será que las ocho salidas, Q_A...Q_H se posicionen inmediatamente a nivel «0» (borrado). Cada una de estas salidas suministra al correspondiente LED D1...D8 la corriente suficiente para su encendido (a condición de que, por supuesto, el bit correspondiente está a nivel lógico alto). De no ser así, el LED se mantendrá apagado, con lo que se indica que el nivel lógico

conversión decimal/binario para calculadoras de bolsillo programables

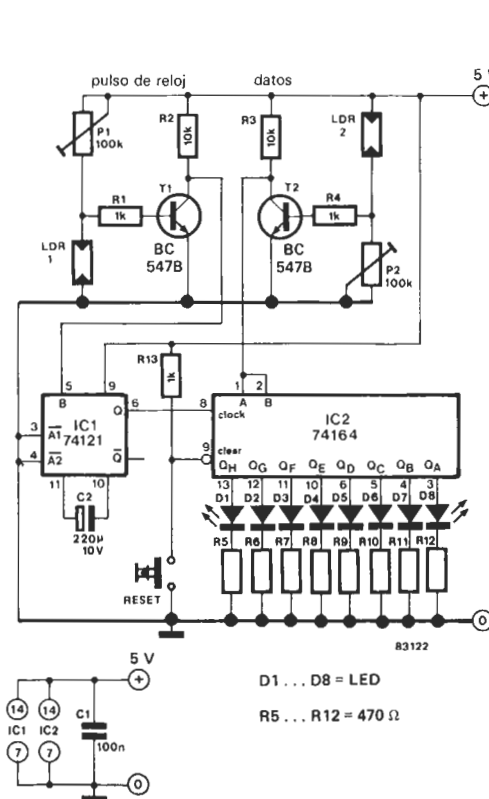


Figura 1. Esquema del circuito de interface para calculadora de bolsillo. El fundamento del circuito consiste en emitir informaciones binarias a partir del encendido o apagados de los displays y tratarlas con la ayuda de un registro de desplazamiento controlado por una señal de reloj que también se transmite a partir del parpadeo de un display.

interface para calculadora

Tabla 1. Programa de conversión decimal a binario para la calculadora TI-57.

del bit correspondiente es bajo. En caso de eventuales modificaciones en este circuito de interface, puede ser deseable sustituir los diodos LED por puertas lógicas que dirigirán las palabras binarias hacia otros destinos. Esto no supone inconveniente alguno, con tal de que no se sobrecarguen las salidas de IC2 (que, en teoría, sólo puede suministrar $400 \mu\text{A}$ por cada línea de salida, mientras que cada diodo LED consume unos 15 mA , lo que supone una diferencia notable). En el prototipo se ha utilizado como registro de desplazamiento el circuito integrado 74LS164 de 8 elementos bistables y como monoestable IC1, el integrado 74LS121 por sus buenas características funcionales; no obstante, se pueden utilizar otros circuitos integrados similares.

secuencia de introducción
por teclado

```

Start
1
EE
8
STO 4
LRN
STO 1
STO 7
2
2nd Lbl 1
2nd x > t
GTO 2
x
2
=
GTO 1
2nd Lbl 2
2nd x = t
GTO 3
STO 2
GTO 4
2nd Lbl 3
x
2
=
STO 2
2nd Lbl 4
2
2nd INV Prd 2
2nd C. t
RCL 1
-
RCL 2
=
STO 3
2nd x > t
GTO 5
2nd π
2nd Pause
EE
CLR
GTO 6
2nd Lbl 5
RCL 4
RCL 3
STO 1
2nd Lbl 6
1
x<t
RCL 2
2nd INV x = t
GTO 4
+/-
R/S
RST
LRN
End

```

Montaje y ajuste

Todos los componentes del circuito de interface pueden montarse fácilmente en una pequeña placa pretaladrada de tipo universal, a la excepción de las LDRs que deberán instalarse sobre el display de la calculadora. Para esta operación se utilizará cinta adhesiva negra (opaca) que permitirá aislar los LDRs de la luz ambiente. En el caso particular de la calculadora TI57, LDR 1 se montará sobre el display situado más a la izquierda (exponente) y LDR-2 sobre el display correspondiente al primer dígito de la derecha.


Con el programa dado en la tabla 1, los niveles lógicos altos corresponden al apagado de todos los segmentos, mientras que los niveles lógicos altos son traducidos por el signo «π» (pi).

Para el ajuste de la polarización de los transistores y para comprobar el funcionamiento correcto del conversor, se procederá como se indica a continuación:

- Efectuar la conversión decimal a binario de un número relativamente grande (1024, por ejemplo), de manera que el proceso dure el mayor tiempo posible.
- Con la ayuda de un polímetro, medir la tensión en el colector de T1, que debe ser de unos 2 voltios. De no ser así, habrá que ajustar este valor con el potenciómetro P1.
- A continuación, medir la tensión en la patilla 6 de IC1. Dicha tensión debe ser siempre de 0 voltios, con unas pequeñas desviaciones de la aguja en el momento en que se transmiten los impulsos de reloj. Corregir eventualmente la posición de P1 de manera que dicha desviación periódica corresponde a los impulsos de reloj.
- Finalmente, ajustar P2 para obtener una tensión de 2V en el colector de T2. Los diodos LED deben indicar ahora los niveles lógicos del número decimal convertido; por ejemplo, $253_{10} = 1111101$. De no ser así, reajustar P2 hasta conseguirlo.

Hay que tener en cuenta que con 8 bits, la conversión no puede efectuarse más que para valores decimales comprendidos entre 0 y 255. Quienes deseen una mayor capacidad de conversión podrán ampliar el circuito asociando en serie dos registros de desplazamiento.

Observación final

Como se indicó anteriormente, el circuito de interface se presta a otras aplicaciones aparte de la simple conversión decimal a binario. Utilizando los niveles lógicos disponibles en la salida del registro de desplazamiento para controlar otros circuitos (transistores, relés, conmutadores electrónicos, etc.), puede obtenerse un verdadero canal de acceso (port) de salida programable para calculadora de bolsillo. Por medio de puertas suplementarias, sería posible controlar, por ejemplo, la circulación de trenes miniatura. Con un poco de imaginación y de paciencia se puede encontrar otras muchas aplicaciones... ¡Todo es cuestión de experimentar! 

BASIC (1ª PARTE)

Simulación Homeostato

Este mes hemos destinado las páginas de nuestro «Curso de BASIC» a un programa fuera de lo corriente; un programa con el que se pretende simular el Homeostato que en su día construyera W. Ross Ashby. La idea de Homeostato está desarrollada en su libro «Design for a brain» (Proyecto para un cerebro). En sus páginas, W. Ross describe cómo llevo a cabo la construcción de un Homeostato, de acuerdo a la tecnología vigente en la época (década de los 50).

¿Qué es un Homeostato? Acudiendo a las raíces griegas del vocablo, «Homeo» es «El mismo, A sí mismo» y «Stato» «Estado» como su propio nombre indica. Uniendo ambos términos podríamos traducir Homeostato por «sistema capaz de permanecer en el mismo estado», o dicho de otro modo: «sistema que logra estabilizarse a sí mismo a fin de conseguir la permanencia en un estado concreto».

De lo dicho hasta el momento cabría pensar que un sistema realimentado es un Homeostato, lo que no es cierto, ya que además de la estabilidad, es preciso que el sistema sea capaz de continuar en su estado aún con fuertes cambios en su entorno e incluso dentro del mismo.

Un ejemplo sencillo de homeostasis, es la piel de nuestro cuerpo, como sistema controlador de la temperatura del organismo. En efecto, de acuerdo a la diferencia de temperatura entre el interior del cuerpo y el medio ambiente y a las necesidades de tomar o expulsar calor, así responderá la piel abriendo y cerrando poros y ensanchando o estrechando los capilares, consiguiendo que la temperatura interna permanezca muy estable.

Por contra, un sistema como es el de los cables que gobiernan el timón de dirección de un avión es estable, pero no homeostático, ya que cualquier ráfaga de viento cambiará el rumbo del avión sin que por otro lado dicho sistema haga nada para corregirlo. Entramos por tanto en el concepto de ultraestabilidad muy necesario para el desarrollo de sistemas inteligentes.

El Homeostato construido por W. Ross Ashby constaba de varios módulos interconectados entre sí. Cada uno de ellos, estaba unido eléctricamente a uno o varios módulos mediante unos acoplamientos que podían ser fijos o variables. La salida de cada módulo se registraba por medio de un voltímetro de aguja que reflejaba la suma de todas las entradas del bloque. A su vez, ésta tensión se utiliza como entrada de otros bloques, dejando que el conjunto interactuase. Los acoplamientos variables, se conseguían por medio de sendos potenciómetros (control manual) o por medio de uniselectores (control aleatorio). Los uniselectores eran conmutadores rotativos en los que se habían dispuesto las resistencias de modo aleatorio. De este modo, si alguna de las salidas superaba un límite prefijado, mandaba un impulso de avance a los uniselectores lo-

calizados en su entrada. De este modo se pretendía conseguir que a través de estos acoplamientos aleatorios el sistema fuese capaz de autoestabilizarse.

Aunque parezca mentira, los sistemas así contruidos eran capaces de mantener sus variables esenciales dentro de unos límites y de estabilizarse, a pesar del empeño puesto por los experimentadores en cambiar súbitamente los acoplamientos y desplazar las agujas manualmente.

El programa

Por medio de este programa, hemos tratado de simular, utilizando el lenguaje BASIC, los voltímetros, acoplamientos y uniselectores del sistema de W. Ross Ashby. Los voltímetros tienen una cierta inercia mecánica que es simulado mediante una subrutina de integración. El método de integración elegido ha sido el «Runge-Kutta 4.4» por los excelentes resultados que era capaz de ofrecer en comparación con otros métodos de integración. Los topes mecánicos de las agujas, se han creado mediante otra subrutina que limita a un máximo prefijado cualquiera de las salidas del sistema. Para la simulación de los uniselectores se emplea la sentencia RND propia del BASIC. Una posterior transformación consigue situar los coeficientes de acoplamiento entre $-0,8$ y $-0,2$ o entre $0,2$ y $0,8$. El motivo de ello es evitar un acoplamiento demasiado rígido si el coeficiente es superior a $0,8$ o demasiado débil si es inferior a $0,2$ en valor absoluto.

Los coeficiente de acoplamiento se han sintetizado en forma de una matriz de dimensión $N * N$, siendo N el número de bloques presentes en la simulación. Los «Flags» (indicadores que evidencian si el acoplamiento puede o no variar aleatoriamente) se encuentran, así mismo, en forma de matriz. La referencia a un acoplamiento concreto es: K (salida \rightarrow entrada). Por ejemplo $K(1,3)$ es el coeficiente de la salida del bloque 1 que entra al bloque 3. Y la referencia de un Flag $F(1,3) = 1$ nos indica que el acoplamiento puede variar aleatoriamente.

También se han previsto entradas manuales en cada uno de los bloques con el fin de poder crear estímulos externos.

En la primera de las simulaciones, se ha pretendido representar un experimento ya realizado en laboratorios. Consiste en una operación quirúrgica en la que se permutaba los nervios excitadores de los músculos tensores y extensores del brazo de un mono. Después de la operación, el vituperado animal tuvo serios problemas a la hora de poder coger su alimento. Si la comida se encontraba a la derecha su brazo se dirigía hacia la izquierda. Esta situación no fue permanente, pues el cerebro del animal comenzó a establecer las nuevas relaciones entre lo que él quería y lo que su brazo ejecutaba y tras un período de reaprendizaje consiguió controlar de nuevo su brazo. Nosotros hemos tomado un bloque como cerebro,

BASIC [1ª PARTE]

otro como músculos tensores (D) y otro como músculos extensores (I). El acoplamiento entre cerebro y músculos es fijo y el de respuesta conseguida por los músculos hacia el cerebro es variable aleatoriamente. Al empezar el programa, un impulso positivo del cerebro encontraba como respuesta un impulso positivo de tensores y negativo de extensores... y viceversa. En un momento determinado se permutaron los acoplamientos entre cerebro y músculos. Al mandar una nueva orden, el conjunto se vuelve inestable dando lugar a la actuación de los uniselectores, los cuales fijaron aleatoriamente unos nuevos coeficientes entre respuesta de músculos y cerebro.

En la simulación que presentamos se ha conseguido llegar a un estado estable al primer cambio. Aplicando de nuevo un impulso desde el cerebro, observamos que la reacción obtenida es contraria a la registrada antes de la operación o, dicho de otro modo, el sistema ha aprendido de nuevo.

En la segunda de las simulaciones nos hemos arriesgado a domar un león salvaje. Uno de los bloques hace las veces de látigo del domador (D), otro de león (L) y un tercer bloque auxiliar (A) se ocupa de enlazar la respuesta del león hacia el látigo.

Pretendemos conseguir que ante un impulso positivo del domador el león nos responda con un impulso negativo y viceversa. Caso de no ser así se puede aplicar un castigo consistente en desplazar la variable esencial del león (L) fuera de los límites. Al ejecutar el programa, un pequeño impulso del domador desequilibra todo el sistema. La actuación de los uniselectores fija unos nuevos acoplamientos que logran estabilizar todo el conjunto. Un impulso positivo del domador tiene ahora por respuesta un impulso también positivo del león, por lo que se le aplica un castigo. Los uniselectores tienen que actuar ahora por dos veces consecutivas para lograr una nueva estabilidad. Con estos parámetros, realizamos una nueva prueba. La respuesta del león ante un impulso positivo es ahora negativa y viceversa, lo cual era, ni más ni menos, el objetivo pretendido en la doma. De no haberlo conseguido - ¡pobre león! - se hubiesen seguido aplicando castigos hasta lograr el comportamiento deseado.

Variables y constantes del programa

Las variables empleadas en ambas simulaciones son idénticas en su función, tomando valores distintos en cada caso para conseguir una u otra estructura.

N:	Número de bloques que intervienen.
K:	Matriz de acoplamientos entre bloques.
F:	Matriz de Flags que permiten el cambio aleatorio.

C\$:	Matriz de símbolos que representan cada bloque.
0:	Matriz de los valores de salida de los bloques.
01:	Matriz auxiliar para el cálculo de las salidas.
I:	Coefficientes de realimentación interna de cada bloque para propia estabilidad.
E:	Matriz de excitación externa de los bloques.
IN\$:	Auxiliar para respuestas de un sólo carácter.
T:	Incremento de tiempo para integración.
TI:	Número de incrementos de tiempo para presentación de nuevos valores de salida.
TU:	Número de ciclos de presentación para nueva actuación de los uniselectores.
TP:	Tiempo transcurrido desde el comienzo.
OM:	Máximo valor absoluto de cualquier salida.
VE:	Umbral de disparo para actuación de uniselectores.
LW:	Ancho de línea.
TB:	Matriz auxiliar para tabulación de las salidas.
T1, T2, I:	Variables de indexación en los bucles.
K1, K2, K3, K4:	Auxiliares para la integración.
PS:	Posición de salida en representación gráfica.

Los bloques del programa son similares al igual que las variables. Podemos descomponer el programa en:

10-80:	Presentación del programa.
100-120:	Matrices de variables y coeficientes.
200-290:	Instrucciones de actuación externa.
300-399:	Bloque de especificación de acoplamientos.
400-590:	Coefficientes y parámetros de simulación.
600-650:	Cálculo de parámetros de visualización.
1000-9999:	Bloque repetitivo de procesado.
1100-1400:	Toma de órdenes desde teclado.

Los anteriores bloques se deben adaptar de acuerdo a las necesidades impuestas en cada caso.

Los siguientes bloques no precisan de cambio alguno puesto que se han desarrollado como subrutinas independientes.

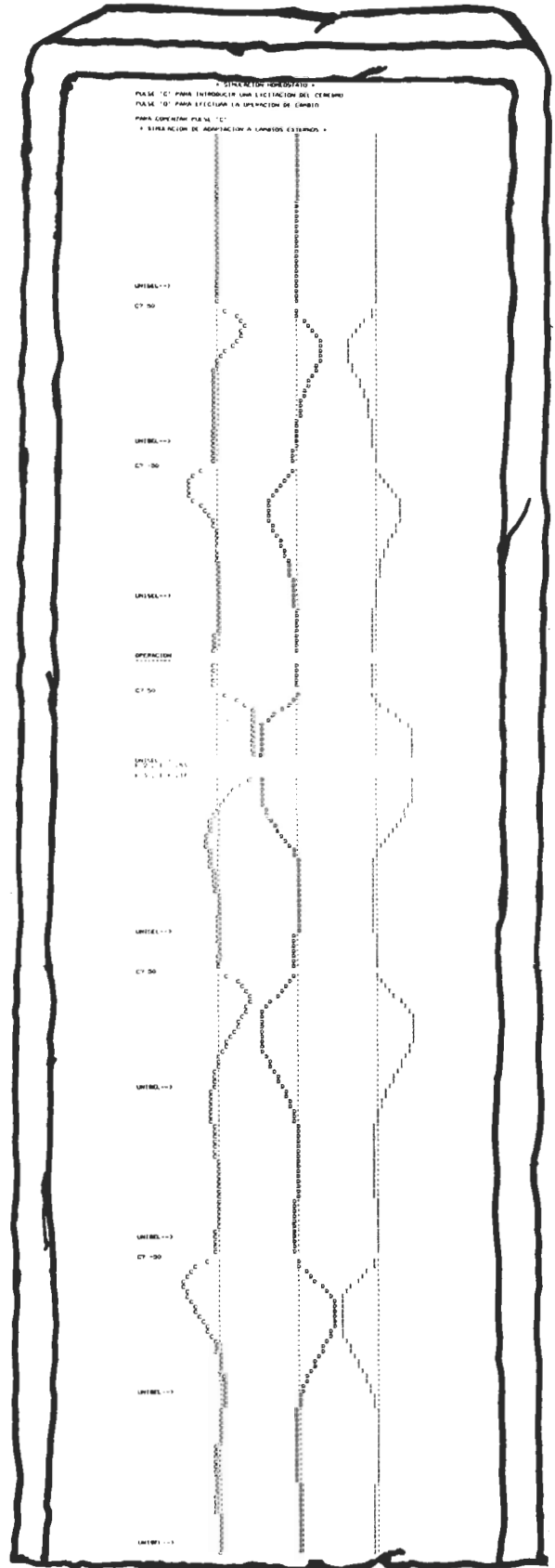
10000-10290:	Integración Runge-Kutta 4,4.
10300-10900:	Limitación del valor de las salidas.
11000-11900:	Visualización de los datos.
12000-12900:	Actuación de los uniselectores.
¡A simular!	

BASIC (1ª PARTE)

LIST

```

10 REM *****
20 REM #
30 REM # SIMULACION HOMEOSTATO #
40 REM #
50 REM # ADAPTACION A CAMBIO EXT #
60 REM #
70 REM *****
80 REM
100 REM MATRICES DE VARIABLES Y COEFICIENTES
110 N=3
120 DIM K(N,N),F(N,N),C*(N+1),O(N),O1(N),I(N),E(N)
200 REM APRENDIZAJE BAJO CAMBIO EXTERNO DE ACOPLAMIENTOS
210 CLS
220 PRINT TAB(20) " * SIMULACION HOMEOSTATO * " : PRINT
230 PRINT "PULSE 'C' PARA INTRODUCIR UNA EXCITACION DEL CEREBRO"
240 PRINT : PRINT "PULSE 'D' PARA EFECTUAR LA OPERACION DE CAMBIO"
250 PRINT : PRINT
260 PRINT "PARA COMENZAR PULSE 'C' "
270 GET IN$: IF IN$<>"C" GOTO 270
280 CLS
290 PRINT " * SIMULACION DE ADAPTACION A CAMBIOS EXTERNOS * " : PRINT
300 REM COEFICIENTES DE ACOPLAMIENTO
302 REM K(SALIDA -> ENTRADA), F(SALIDA -> ENTRADA)
304 REM F=0 => ACOPLAMIENTO FIJO CON SIGNO COEFICIENTE K
306 REM F=1 => ACOPLAMIENTO POR UNISELECTOR (ALEATORIO)
310 K(1,2)=1 : F(1,2)=0 : REM CEREBRO-MUSCULOS DCHA
320 K(1,3)=-1 : F(1,3)=0 : REM CEREBRO-MUSCULOS IZDA
330 K(2,1)=-1 : F(2,1)=1 : REM MUSCULOS DCHA-CEREBRO
340 K(3,1)=1 : F(3,1)=1 : REM MUSCULOS IZDA-CEREBRO
400 REM COEFICIENTES DE REALIMENTACION DE INTEGRADORES
410 I(1)=-1
420 I(2)=-.5
430 I(3)=-.5
450 REM IDENTIFICADORES DE LOS BLOQUES
460 C*(1)="C" : REM CEREBRO
470 C*(2)="D" : REM MUSCULOS DCHA
480 C*(3)="I" : REM MUSCULOS IZDA
500 REM PARAMETROS DE LA SIMULACION
510 T=.1
520 TI=2 : REM TIEMPO PRESENTACION NUEVOS DATOS
530 TP=0
540 TU=30 : REM CICLOS PARA ACTUACION UNISELECTORES
580 OM=30
590 VE=OM*.5
600 REM PARAMETROS DE VISUALIZACION
610 K=1/N : LW=60
620 LV=LW*K/2-.1
630 FOR I=1 TO N
640 TB(I)=10+LW*K*(I-.5)
650 NEXT I
1000 REM PROCESO DE SIMULACION
1010 FOR T1=1 TO TU
1020 FOR T2=1 TO TI
1030 GOSUB 10000 : REM INTEGRACION
1040 TP=TP+T
1050 NEXT T2
1060 GOSUB 11000 : REM VISUALIZACION
1070 GET IN$: IF IN$="" GOTO 1200
1100 REM ORDENES DESDE TECLADO
1110 FOR I=1 TO N
1120 IF IN$=C*(I) THEN PRINT C*(I) : INPUT E(I)
1130 NEXT I
1200 IF IN$<>"0" GOTO 1400
1210 REM PERMUTACION DE LOS ACOPLAMIENTOS (OPERACION)
1220 AUP=K(1,2) : K(1,2)=K(1,3) : K(1,3)=AUP
1230 PRINT "OPERACION" : PRINT"-----"
1400 NEXT T1
1410 GOSUB 12000 : REM ACTUACION UNISELECTORES
1500 GOTO 1000
9999 END
10000 REM INTEGRACION RUNGE-KUTTA
10010 FOR I=1 TO N
10020 E=E(I) : REM EXCITACION EXTERNA DE LA UNIDAD
10025 E(I)=E(I)-SGN(E(I))
10030 FOR S=1 TO N
10040 E=E+O(S)*K(S,I)
10050 NEXT S
10100 K1=I(I)*O(I)+E
10110 K2=I(I)*O(I)+.5*K1+E
10120 K3=I(I)*O(I)+.5*K2+E
10130 K4=I(I)*O(I)+K3+E
10140 O1(I)=O(I)+T*(K1+2*(K2+K3)+K4)/4
10290 NEXT I
10300 REM LIMITACION DEL VALOR DE LAS SALIDAS
10305 FOR I=1 TO N
10310 O(I)=MOD(I)
10320 IF O(I) > OM THEN O(I)=OM
10330 IF O(I) < -OM THEN O(I)=-OM
10340 IF X2(I) > OM THEN X2(I)=OM
10350 IF X2(I) < -OM THEN X2(I)=-OM
10360 NEXT I
10900 RETURN
11000 REM SUBROUTINA DE VISUALIZACION
11010 FOR I=1 TO N
11020 PS=O(I)*K
11030 IF PS < -LV THEN PS=-LV
11040 IF PS > LV THEN PS=LV
11050 IF INT(PS)>0 THEN PRINT TAB(TB(I)) "I";
11060 PRINT TAB(PS+TB(I)) C*(I);
11070 IF INT(PS)<0 THEN PRINT TAB(TB(I)) "I";
11080 NEXT I
11090 PRINT
11900 RETURN
12000 REM POSIBILIDAD DE UNISELECTORES
12005 PRINT "UNISEL-->";
12010 FOR I=1 TO N
12020 FOR O=1 TO N
12030 IF F(O,I) = 0 GOTO 12200
12100 IF ABS(O(I)) < VE GOTO 12200
12105 PRINT
12110 K(O,I)=(RND(1)*.6+.2)*SGN(RND(1)-.5)
12120 PRINT "K"; O : ", " : I : " = "; INT(K(O,I)*100)/100
12200 NEXT O
12210 NEXT I
12890 T1=1
12900 RETURN
    
```

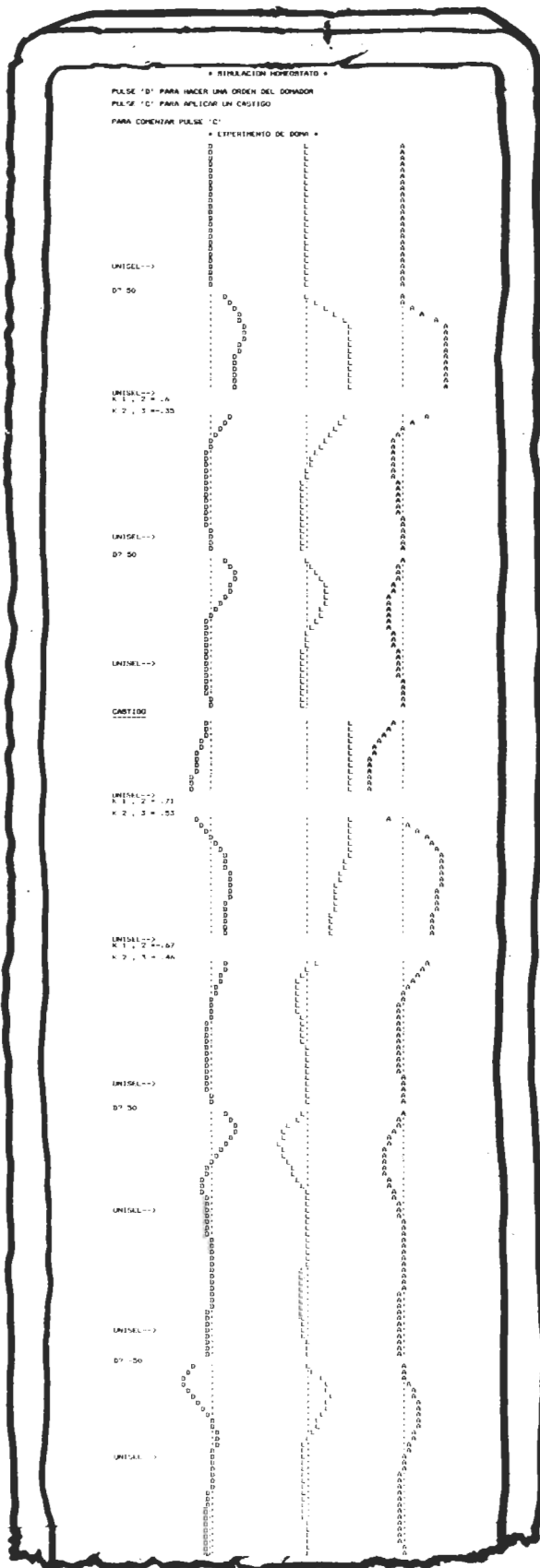


BASIC (1ª PARTE)

LIST

```

10 REM *****
20 REM #
30 REM # SIMULACION HOMEOSTATO
40 REM #
50 REM # DOMA DE LEON
60 REM #
70 REM *****
80 REM
100 REM MATRICES DE VARIABLES Y COEFICIENTES
110 N=3
120 DIM K(N,N),F(N,N),C$(N+1),O(N),DI(N),I(N),E(N)
200 REM EXPERIMENTO DE DOMA
210 CLS
220 PRINT TAB(20) " * SIMULACION HOMEOSTATO * " : PRINT
230 PRINT : PRINT "PULSE 'D' PARA HACER UNA ORDEN DEL DOMADOR"
240 PRINT : PRINT "PULSE 'C' PARA APLICAR UN CASTIGO"
250 PRINT : PRINT
260 PRINT "PARA COMENZAR PULSE 'C' "
270 GET IN$: IF IN$<"C" GOTO 270
280 CLS
290 PRINT TAB(20) " * EXPERIMENTO DE DOMA * " : PRINT
300 REM COEFICIENTES DE ACOPLAMIENTO
302 REM K(SALIDA -> ENTRADA), F(SALIDA -> ENTRADA)
304 REM F=0 => ACOPLAMIENTO FIJO CON SIGNO COEFICIENTE K
306 REM F=1 => ACOPLAMIENTO POR UNISELECTOR (ALEATORIO)
310 K(1,2)=1 : F(1,2)=1 : REM PERCEPCION DEL LEON
320 K(2,3)=1 : F(2,3)=1 : REM ACTUACION DEL LEON
330 K(3,1)=1 : F(3,1)=0
400 REM COEFICIENTES DE REALIMENTACION DE INTEGRADORES
410 I(1)=-2
420 I(2)=-.5
430 I(3)=-.5
450 REM IDENTIFICADORES DE LOS BLOQUES
460 C$(1)="D" : REM DOMADOR
470 C$(2)="L" : REM LEON
480 C$(3)="A" : REM BLOQUE DE ENLACE LEON-DOMADOR
500 REM PARAMETROS DE LA SIMULACION
510 T=.1
520 TI=5 : REM TIEMPO PRESENTACION NUEVOS DATOS
530 TP=0
540 TU=20 : REM CICLOS PARA ACTUACION UNISELECTORES
580 OM=30
590 VE=OM*.5
600 REM PARAMETROS DE VISUALIZACION
610 K=1/N : LW=60
620 LV=LW*K/2-1
630 FOR I=1 TO N
640 TB(I)=10+LW*K*(I-.5)
650 NEXT I
1000 REM PROCESO DE SIMULACION
1010 FOR T1=1 TO TU
1020 FOR T2=1 TO TI
1030 GOSUB 10000 : REM INTEGRACION
1040 TP=TP+T
1050 NEXT T2
1060 GOSUB 11000 : REM VISUALIZACION
1070 GET IN$: IF IN$="" GOTO 1200
1100 REM ORDENES DESDE TECLADO
1110 FOR I=1 TO N
1120 IF IN$=C$(I) THEN PRINT C$(I) : INPUT E(I)
1130 NEXT I
1200 IF IN$<"C" GOTO 1400
1210 REM CASTIGO AL NO RESPONDER CORRECTAMENTE
1220 E(2)=100 : REM CASTIGO EN FORMA DE SOBREPULSO
1230 PRINT "CASTIGO" : PRINT "-----"
1400 NEXT T1
1410 GOSUB 12000 : REM ACTUACION UNISELECTORES
1500 GOTO 1000
9999 END
10000 REM INTEGRACION RUNGE-KUTTA
10010 FOR I=1 TO N
10020 E=E(I) : REM EXCITACION EXTERNA DE LA UNIDAD
10025 E(I)=E(I)-SGN(E(I))
10030 FOR S=1 TO N
10040 E=E+D(S)*K(S,I)
10050 NEXT S
10100 K1=I(I)*O(I)+E
10110 K2=I(I)*O(I)+.5*K1+E
10120 K3=I(I)*O(I)+.5*K2+E
10130 K4=I(I)*O(I)+K3+E
10140 DI(I)=O(I)+T*(K1+2*(K2+K3)+K4)/4
10290 NEXT I
10300 REM LIMITACION DEL VALOR DE LAS SALIDAS
10305 FOR I=1 TO N
10310 O(I)=DI(I)
10320 IF O(I) > OM THEN O(I)=OM
10330 IF O(I) < -OM THEN O(I)=-OM
10340 IF X2(I) > OM THEN X2(I)=OM
10350 IF X2(I) < -OM THEN X2(I)=-OM
10360 NEXT I
10900 RETURN
11000 REM SUBROUTINA DE VISUALIZACION
11010 FOR I=1 TO N
11020 PS=O(I)*K
11030 IF PS < -LV THEN PS=-LV
11040 IF PS > LV THEN PS=LV
11050 IF INT(PS)>0 THEN PRINT TAB(TB(I)) " ";
11060 PRINT TAB(PS+TB(I)) C$(I);
11070 IF INT(PS)<0 THEN PRINT TAB(TB(I)) " ";
11080 NEXT I
11090 PRINT
11900 RETURN
12000 REM POSIBILIDAD DE UNISELECTORES
12005 PRINT "UNISEL-->";
12010 FOR I=1 TO N
12020 FOR O=1 TO N
12030 IF F(O,I) = 0 GOTO 12200
12100 IF ABS(O(I)) < VE GOTO 12200
12105 PRINT
12110 K(O,I)=(RND(1)*.6+.2)*SGN(RND(1)-.5)
12120 PRINT "K"; O ; ", "; I ; " ="; INT(K(O,I)*100)/100
12200 NEXT O
12210 NEXT I
12890 T1=1
12900 RETURN
    
```



En un artículo anterior tratamos de los principios teóricos de un receptor de BLU, artículo que complementamos con la realización práctica de un receptor de este tipo. Ahora pretendemos introducir al lector en otra clase de modulación que denominamos de portadora suprimida y banda lateral doble (DSB-SC, para los ingleses), y que abreviaremos con las siglas BLD. Nos concentraremos en el demodulador de BLD, de concepción tecnológica revolucionaria, dirigido a quienes desean profundizar en esta nueva técnica.

demodulador BLD

La modulación de amplitud tradicional (AM) con portadora debe ser ya bastante familiar a nuestros lectores. A nivel mundial, se emiten y se reciben ondas de todas las longitudes: cortas, medias y largas. De hecho, parece ser que el descubrimiento de la técnica de detección ha resuelto todos los problemas que pudiera plantear esta clase de modulación. No obstante, por muy diversas e importantes razones, el campo de las telecomunicaciones ha proporcionado estímulos para «inventar» muchos otros métodos de modulación analógicos y digitales; ellos están, sin duda, plenamente justificados, no obstante, las exigencias impuestas al receptor son diametralmente opuestas cuando se pasa de una forma a otra de modulación.

Un poco de teoría

Es muy difícil exponer las razones del éxito limitado encontrado por la BLD. Algunas malas lenguas pretenden que los intereses creados en la BLU hicieron valer su influencia en el momento decisivo. Es posible que la técnica de la BLU estuviera mejor desarrollada, en su momento, que la técnica de la BLD. En cualquier caso, con respecto al empleo eficaz de la potencia del transmisor, la técnica de BLD representa un punto a medio camino entre la modulación en amplitud (AM) y la modulación de banda lateral única (BLU), como se ilustra en la figura 1. Si, por ejemplo, una portadora sinusoidal de una frecuencia de 4 MHz se modula con una «señal de información» sinusoidal, de una frecuencia de 1 kHz, se producen dos «frecuencias laterales», además de la frecuencia portadora (3.999 kHz y 4.001 kHz).

Por supuesto, no nos vamos a sumergir en una serie de fórmulas matemáticas, unas más complejas que otras, para intentar poner de manifiesto el fundamento teórico de la formación de dichas dos bandas laterales.

Nos llevaría demasiado tiempo y espacio y queda evidentemente fuera del objetivo que hemos concebido para el presente artículo.

En la figura 1 se muestra una señal modulada tal como se visualiza en un analizador de espectro. La diferencia entre un osciloscopio que da la potencia de una señal en función de su duración y un analizador de espectro es que este último proporciona la potencia de una señal en función de su frecuencia. Los diversos componentes de una señal son, así, analizados en función de su frecuencia. En el supuesto de que la señal de información no esté constituida por una sola frecuencia sino por una mezcla de frecuencias, se obtienen bandas, en lugar de líneas, en el espectro de la señal modulada, una a la izquierda y otra a la derecha de la portadora. Ambas bandas contienen precisamente la misma información. La portadora no contiene ninguna información pero requiere la mayor parte de la potencia, como puede constatarse en la figura 1. Por consiguiente, si se suprime la portadora durante la transmisión y la energía que contiene se transmite a las bandas laterales transportadoras de información, se obtiene como resultado las dos clases de modulación de BLD y BLU. Ya hemos tratado en otros artículos las ventajas e inconvenientes de la banda lateral única (BLU) y ahora, vamos a ocuparnos de la BLD. Con la banda lateral doble, sin embargo, la portadora debe regenerarse en el extremo receptor, lo que constituye una dura prueba por lo que respecta a la estabilidad de frecuencia del modulador.

En este punto, nos gustaría presentar otro ejemplo de BLD que nos encontramos diariamente, pero al que no prestamos apenas atención. Se trata de la señal estereofónica que nos llega en la banda comprendida entre 88 y 108 MHz (lo que llamamos la FM). Examinemos, durante un momento, la forma de una señal estéreo. Comprende la señal monofónica L + R (izquierda + derecha), la frecuencia piloto y dos bandas L - R, a uno y otro lado de la subportadora de 38 kHz. La portadora se modula con la señal L-R en la técnica de BLD. En esta técnica, la señal L-R se superpone a esta onda portadora. En el momento de la recepción, al no existir dicha portadora, es preciso restituirla. El conjunto de la señal es modulado en frecuencia por la por-

regeneración
de la
portadora
con el
empleo del
método BF

demodu-
lador
BLD

tadora de RF. Para evitar malos entendidos, hemos de señalar que no estamos concibiendo un nuevo tipo de decodificador estereofónico, sino que simplemente pretendemos proporcionar un ejemplo de BLD.

Circuito

En la figura 2 se muestra el diagrama de bloques de un receptor superheterodino de BLD completo. La señal de entrada se mezcla con una señal producida por un oscilador. La salida de este oscilador es algo más alta en frecuencia que la señal de entrada y se sintoniza simultáneamente con la señal de entrada. De esta forma, la diferencia de frecuencia entre la señal de entrada y la señal del oscilador se mantiene constante en el margen de sintonía completo del receptor (455 kHz en este ejemplo). La «señal de diferencia» se conoce como la FI (frecuencia intermedia).

La señal de salida del amplificador de FI está aplicada a la entrada del demodulador de BLD. Dicho demodulador es una especie de muestreador-bloqueador que funciona como mezclador armónico. En este subconjunto comienza por tener lugar una nueva mezcla efectuada entre la señal procedente del amplificador de FI y una señal rectangular proporcionada por el oscilador; de esta forma, se obtiene una señal de baja frecuencia a partir de la cual es relativamente sencillo, y por consiguiente barato, reconstituir la portadora (en baja frecuencia). Si esta mezcla se combina, luego, con la señal de FI anteriormente obtenida por mezcla sustractiva, la señal de BF se presenta a la salida. Las frecuencias dadas en la figura 2 se refieren al ejemplo en la figura 1.

El término «muestreador», que aparece dos veces en lugar de oscilador, no es realmente importante en nuestro caso. Estamos más interesados por la regeneración de la portadora que por los detalles de la recepción de AM.

El proceso de reconstitución de la portadora es matemáticamente muy complejo,

pues implica muchas fórmulas trigonométricas. El resultado es más importante que el medio para obtenerlo. Cuando se multiplican entre sí dos señales sinusoidales similares a las que hemos encontrado en las bandas laterales, nos encontramos en presencia de una portadora de frecuencia doble, a la que se añaden un cierto número de armónicos que se eliminarán más adelante por filtrado.

La práctica

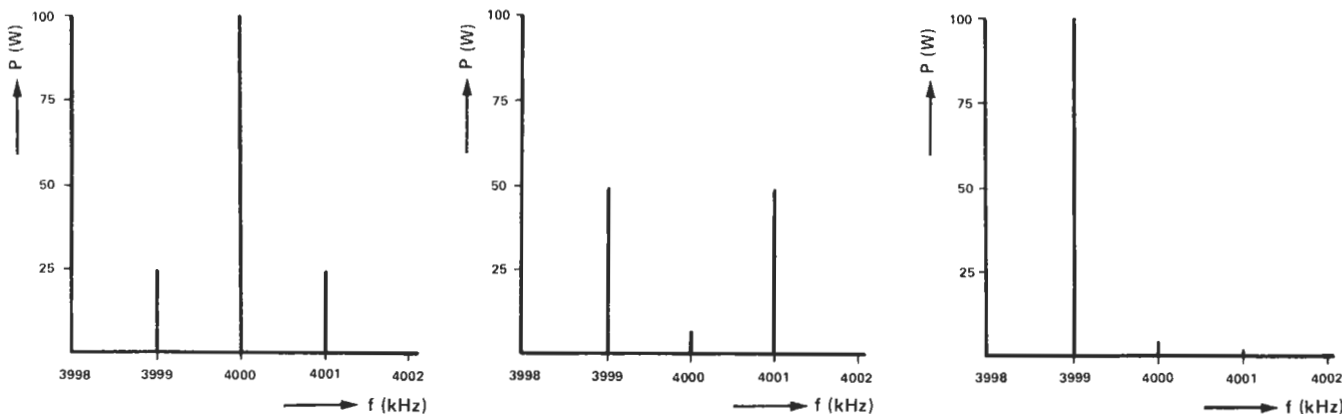
En contraste, el método es más sencillo en la práctica. La multiplicación de dos señales sinusoidales suele realizarse con el empleo de un multiplicador de 4 cuadrantes (modulador en anillo). ¿De qué se trata? Es un circuito que multiplica dos tensiones de entrada, positiva(s) o negativa(s), y que actúa de modo que la tensión resultante sea correcta (según las fórmulas algebraicas básicas de $+ x + = +$, $+ x - = -$, $- x + = -$, $- x - = +$).

No nos complicaremos la vida. Dado que la «belleza» de la señal sinusoidal de salida no es un criterio a tomar en consideración en el caso que nos interesa, vamos a proceder por multiplicación digital. Esta operación se efectúa con la ayuda de una puerta OR exclusiva, una de cuyas entradas recibe la señal original y la otra señal desfasada que se aplica. Un desfase de 90° produce, en la salida, una señal que tiene una frecuencia doble que la existente a la entrada. Este tipo de comparador de fase, de puerta OR exclusiva, se puede describir también como un multiplicador digital de 4 cuadrantes.

En la figura 3 se muestra el circuito del modulador de BLD, que examinaremos paso a paso. T2 realiza la función del segundo mezclador, en el diagrama de bloques de la figura 2. El oscilador/muestreador, que está asociado con T2, está constituido por el filtro Fi1, el transistor T3 y el conmutador T4. La función de Fi1 puede ser desempeñada por cualquier filtro que tenga una frecuencia de sintonía de 455 kHz (frecuencia central o frecuencia de sintonización).

Figura 1. Espectro de frecuencias de una portadora de 4 MHz modulada con una señal de 1 kHz en AM (1a). BLD (1b) y BLU (1c). Todas las señales son sinusoidales.

1



Aunque la primera etapa del demodulador sigue funcionando a alta frecuencia, va seguida por etapas de audiofrecuencia. La señal de FI, obtenida por mezcla sustractiva, se aplica a un amplificador potente a través del buffer A1. A continuación, la señal se amplifica hasta que una señal de onda cuadrada «limpia» esté presente a la salida del comparador A3. El desplazamiento de fase citado se realiza con el integrador A4, que está configurado de modo que este desplazamiento de fase tenga lugar entre, aproximadamente, 10 y 30 kHz. El comparador A5 transforma la señal desfasada en una señal rectangular. La puerta N1 realiza la función de multiplicador de 4 cuadrantes digital, del que ya hemos hablado.

Si se hace abstracción del elemento siguiente, construido sobre la base de IC5 (se trata realmente de un PLL, bucle de enganche de fase), se ve que la frecuencia de la señal de salida disponible en N1 se divide, luego, por FF1 a la frecuencia de la portadora. El filtro paso-bajo constituido por R20/P3 y C19 compensa el desfase de 90° debido al PLL (45° a $F_{VCO}/2$). El comparador A6 forma una señal de onda cuadrada a partir de la portadora de audiofrecuencia.

El FET T5 constituye, casi por sí mismo, el tercer mezclador. Dos señales se le aplican: la señal de FI de audiofrecuencia a través de la red de paso-bajo R12/C10 y la señal procedente del muestreador constituido por FF2 y N2... N4 que se aplica a la rejilla (puerta) G1 del FET. Este circuito puede parecer un poco extraño a primera vista, pero realmente no es complicado. Está constituido por un monoestable que se dispara por la portadora de audiofrecuencia. Si un impulso positivo aparece en la patilla 11 de FF2, la salida Q se hace de nivel lógico «1». Después de pasar a través del circuito de retardo de N2... N4, un impulso aparece en la red diferenciadora C20/R21, pero el flip-flop se repone simultáneamente y espera el siguiente impulso de disparo. Durante este período, T5 se pone a conducir, la señal ponderada se alimenta al circuito de paso-bajo activo de A8, a través

del buffer A7, y la señal de audiofrecuencia está presente a la salida (cursor de P5).

El circuito PLL de IC5 realiza dos funciones. En primer lugar, por supuesto, permite que se mantenga muy precisamente una frecuencia a un valor elegido. Su segunda función es conservar esta frecuencia, incluso cuando la tensión de control de VCO se hace muy débil. En nuestro caso, ello significa lo siguiente: cuando se observa una señal de BLD en un osciloscopio aparece como un rosario o un collar de perlas. En el lugar en que se tocan dos «perlas», debería encontrarse, en principio, la portadora. Pero ello no es así. En estos puntos, las amplitudes de la señal resultante de la mezcla de las frecuencias de las bandas laterales sólo son relativamente débiles en este margen, por lo que el demodulador es incapaz de «saber» si realmente existe en este punto una señal útil cualquiera. Después de todo, podría tratarse simplemente de ruido. El circuito de PLL realiza, así, una función de memoria intermedia: conserva en memoria la portadora regenerada, de modo que no desaparezca al producirse la menor variación de la potencia del campo.

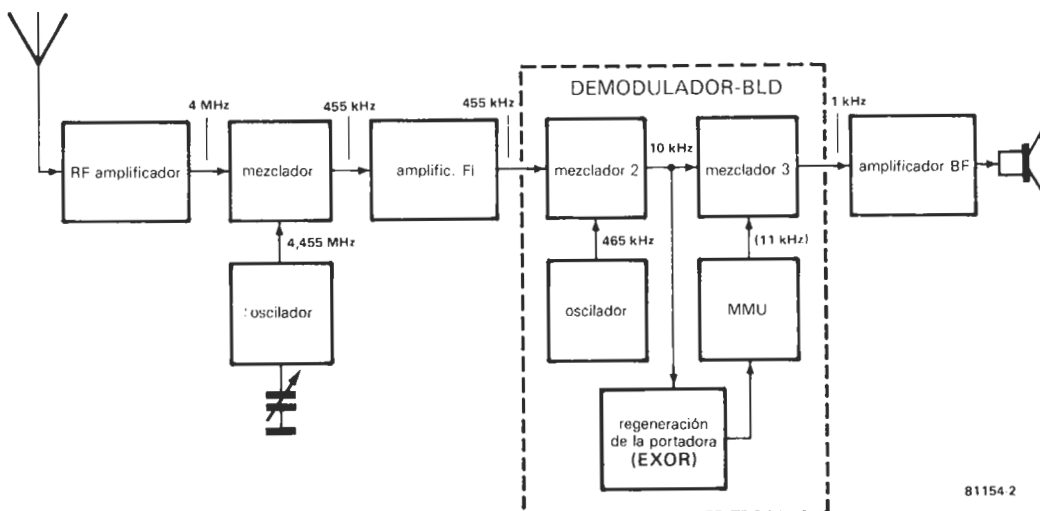
Ajuste y aplicación

El demodulador BLD puede utilizarse en cualquier receptor superheterodino de AM. Puesto que el segundo mezclador es del tipo «armónico», este demodulador es capaz de tratar cualquier señal de FI, cuya frecuencia está comprendida entre 455 kHz y 20 MHz. En la figura 2 se muestra la configuración general. La única etapa todavía requerida a la salida del demodulador es un amplificador de audiofrecuencia. Evidentemente, el demodulador proporciona también ventajas en la recepción tradicional de AM.

El propio ajuste es de una sencillez «bíblica», pues el instrumento de referencia más importante es su oído. Se comienza por conectar el amplificador de audiofrecuencia a la salida de A1. A continuación, se ajusta la recepción de modo que se reci-

Figura 2. Diagrama de bloques de un receptor de BLD. Las partes más importantes del demodulador son dos mezcladores y un montaje de regeneración de la portadora que dispara el detector del segundo mezclador.

2



81154 2

demodulador
BLD

3

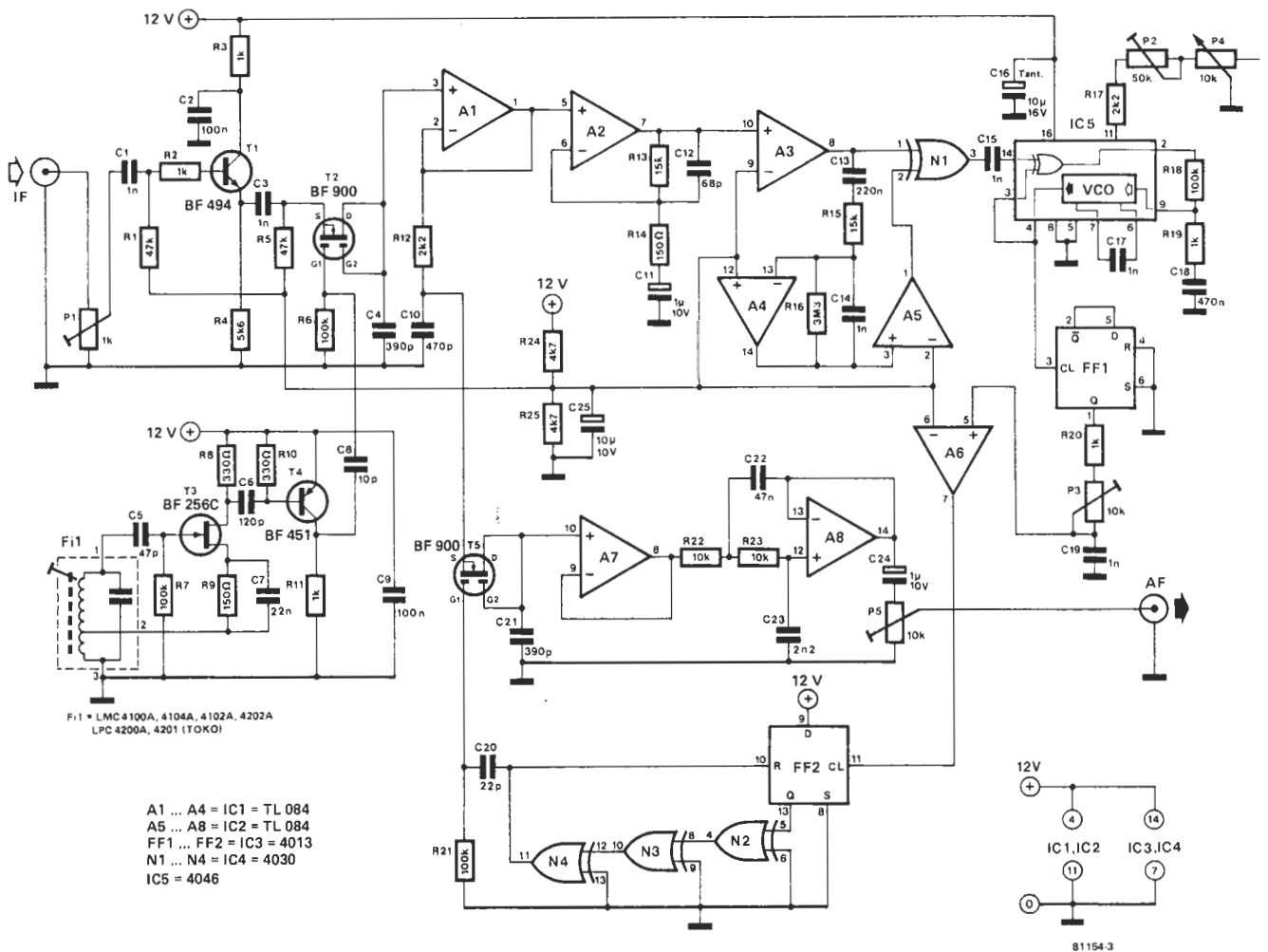


Figura 3. Esquema de principio del demodulador de BLD. Funciona principalmente en el dominio de las audiofrecuencias. Por este motivo, se utilizan amplificadores operacionales y circuitos integrados CMOS para la regeneración de la portadora y en el segundo mezclador. El circuito PLL actúa como un estabilizador de frecuencias y de buffer para la portadora.

ba correctamente una transmisión de FM «normal» (con portadora); se dispone, así, de una señal a la salida del amplificador de FI. Ajustar el núcleo de Fi1 de modo que el silbido producido por el altavoz esté en el límite de frecuencia audible (unos 15 kHz). Una distorsión de este silbido es un indicio de sobremodulación debido al mezclador. En tal caso, P1 debe ajustarse de modo que desaparezcan los últimos restos de distorsión del silbido.

En el segundo paso de la puesta a punto, hay que conectar el amplificador de audiofrecuencia a su localización real en el circuito; esto es, al cursor de P5. Poner los potenciómetros P2 ... P5 en sus posiciones medias. A continuación, ajustar P4 de modo que se enclave el circuito PLL. Cuando se reciba una transmisión (se dispone, entonces, de una modulación), el silbido debería desaparecer en el momento del enclavamiento. Si no fuera así, bastaría desplazar ligeramente el margen ajustado con P2.

En el tercer paso, hay que ajustar P3 de modo que la señal de audiofrecuencia alcance su máximo, que tiene lugar cuando el desfase sufrido por la portadora es de 45° muy precisamente; dicho desfase es producido por el filtro paso-bajo P3/C19.

Para terminar el procedimiento, se podrá adaptar el nivel de salida al nivel de entrada exigido por la etapa de amplificación posterior, actuando sobre P5.

Si se quiere obtener una puesta a punto óptima, el procedimiento completo anteriormente descrito debe repetirse varias veces. En particular, la distorsión causada por el desvanecimiento selectivo debe cesar por completo. En su lugar, ha de aparecer una especie de efecto de puesta en fase.

La descripción del proceso de ajuste demuestra claramente que cuando el demodulador no está «enclavado» para la transmisión, el altavoz produce emisiones de silbidos y de aullidos casi «infernales». Por este motivo, se procederá a una doble sintonía: primero, en la manera normal con el detector existente y luego, de forma precisa, con el demodulador que aquí presentamos. Los únicos componentes a añadir a los elementos de control disponibles en el receptor original son un inversor y un potenciómetro. Esperamos que este circuito contribuirá a una mejora en su recepción de ondas cortas.

La principal mejora es la desaparición de la distorsión debida a una falta de sensibilidad, que se sustituye por una especie de puesta en fase.

aplikator

El 65C02: un microprocesador de 8 bits renovado

Aún cuando pertenezca a la misma familia, el 65C02 de Rockwell (y de Syner-tek) es, en algunos aspectos, completamente diferente a su antiguo y popular hermano, el 6502, que se utiliza en muchos ordenadores personales; el Junior Computer, sin ir más lejos. El nuevo circuito integrado microprocesador está basado en su digno antecesor. Uno de los motivos por los que ha tardado tanto en aparecer es que los diseñadores deseaban no sólo introducir algunas nuevas características funcionales, sino también evitar la pérdida de algunas de las buenas propiedades del clásico 6502. Aún no hemos tenido oportunidad de tener un 65C02 que «echarnos a la boca» para poder experimentar, si bien, ello no es óbice para que nos ocupemos de este prometedor circuito integrado, que pronto estará a nuestra disposición.

Comenzaremos por describir las características más importantes del 65C02 en la forma más sucinta posible.

- Ante todo, citemos tres características hardware de la mayor importancia. En primer lugar, se trata de un circuito integrado CMOS. Ello significa que tiene las propiedades inherentes a dicha tecnología. Así, el consumo de corriente y la disipación de potencia son considerablemente inferiores a las que tiene el 6502. La reducción va desde 575 mW (6502) a 20 mW (versión de 1 MHz del 65C02; con una disipación doble, triple o cuádruple, cuando el reloj pasa a tener una frecuencia de 2, 3 y 4 MHz). La frecuencia de reloj mínima del 6502 es de 100 kHz, mientras que es de 0 Hz para el 65C02, y en este modo de funcionamiento «stand by», el 65C02 tiene una disipación de 10 microvatios. La misma tecnología CMOS admite no sólo una tolerancia del ± 20 por 100 en la tensión de alimentación de 5 voltios (frente a ± 10 por 100 para el 6502), sino también niveles lógicos bajos de 0,8 V (frente a 0,4 V). Y todo ello sin que se vea afectada desfavorablemente la compatibilidad TTL de las entradas y salidas del nuevo circuito integrado.
- Hay versiones (65C102 y 65C112 de Rockwell) con una interesante distribución de señales para aplicaciones en sistemas que requieran más de un microprocesador. Así, por ejemplo, si la entrada \overline{BE} (Bus Enable) se lleva a nivel «0», los buses de datos y de direcciones, así como la línea R/\overline{W} , se desacoplarán del sistema y presentarán un estado de alta impedancia (triestado). En estas condiciones, será posible

poner la memoria accesible (temporalmente) a disposición de otro chip «inteligente», con la cual otro procesador puede tener acceso directo a la memoria que comparte con el 65C102 o el 65C112. No obstante, el DMA (acceso directo a memoria) no es deseable mientras se está procesando una instrucción mediante la cual se modifique la memoria con operaciones de lectura-modificación-escritura. Estas instrucciones son ROR, ROL, ASL y LSR (a excepción de los casos en los que se direcciona el acumulador), DEC, INC y las nuevas instrucciones RMB, SMB, TRB y TSB. Para todos los fines útiles, estos microprocesadores están provistos de una salida \overline{ML} (Memory Lock) que pasa a nivel lógico bajo cuando se ejecuta una de dichas instrucciones; una sencilla combinación de puertas lógicas permite utilizar esta señal para impedir periódicamente la puesta a nivel lógico «0» del terminal \overline{BE} .

- La entrada de reset \overline{RES} incorpora un disparador Schmitt. Una sencilla red RC podrá, pues, proporcionar el impulso de inicialización en el instante de la puesta bajo tensión (Power On Reset). Otra novedad es que el indicador D pasa a adquirir un nivel lógico bajo al realizar un «Reset», por lo que puede omitirse la instrucción CLD que, generalmente, encabeza la rutina de inicialización. Hasta ahora hemos descrito las mejoras más importantes en lo relativo al hardware, pero también podemos citar un perfeccionamiento de la gestión de bus; en la versión de 2 MHz se obtienen 30 ns suplementarios en el tiempo de acceso a memoria (340 ns como tiempo de acceso máximo frente a los 310 ns para el 6502).
- En la tabla 1 se indican todas las mejoras software, con el mismo formato que en el Apéndice 2 del libro 1 del Junior Computer. Dicha tabla refleja la existencia de nuevas instrucciones, y por consiguiente de nuevos nemónicos. Adicionalmente, también hay algunas

instrucciones ya presentes en el 6502 pero que admiten más modos de direccionamiento en la nueva versión.

- Las instrucciones INA y DEA son una alternativa ventajosa para los pares de instrucciones CLC / ADCIM 01 (INA) y SEC / SBCIM 01 (DEA). Análogamente, la instrucción STZ XXXX sustituye a: LDAIM00 y STA XXXX.
- Una novedad aparentemente sin importancia es la instrucción BRA (BRanch Always - bifurcación siempre o incondicional) que puede sustituir ventajosamente a la instrucción JMP (salto), siempre que el destino de la bifurcación no sea excesivamente lejano. De esta forma se suprime la necesidad de recurrir a una dirección absoluta y con ello se facilita el trabajo con programas reubicables o trasladables. Esta instrucción presta también grandes servicios en el desarrollo de programas provisionales, en donde puede sustituir a instrucciones de bifurcación condicional.
- Suponga que hay que preservar el contenido de los registros A, X e Y, llevándolos al stack (pila) al principio de una subrutina o de una rutina de interrupción. Una simple observación de la tabla 2 indicará rápidamente las ventajas que se obtienen al permitir que X y Y se introduzcan y se extraigan de la pila («push» y «pull») directamente. Con ello se ahorran bytes y tiempo.
- En el 6502 se disponía de la instrucción JMP con modos de direccionamiento absoluto e indirecto. En el 6502 se tiene, además, un tercer modo de direccionamiento: indexado indirecto (sin recurrir a la página cero). La diferencia entre ambas instrucciones se ilustra en la figura 1. A veces sucede que, en un punto particular de un programa, hay que realizar una elección entre varias direcciones de salto. Consideremos un ensamblador, o desensamblador, en donde la dirección de salto está unida al modo

PART NUMBER	SW PINS	ADDRESSABLE MEMORY (BYTES)	ON BOARD CLOCK OSCILLATOR	INTERNAL CLOCK	ADVANCED MEMORY ACCESS (µs)
655C02	40	65K			
655C03	28	4K			
655C04	28	4K			
655C05	28	4K			
655C06	28	4K			
655C07	28	4K			
655C12	40	65K			
655C13	28	4K			
655C14	28	4K			
655C15	28	4K			
655C102	40	65K			
655C103	28	4K			
655C104	28	4K			
655C105	28	4K			
655C106	28	4K			
655C107	28	4K			
655C112	40	65K			
655C115	28	4K			

de direccionamiento (trece posibilidades para el 6502). En el supuesto de que la elección dependa del valor de X, en la figura 1a se muestra todo lo que debe ocurrir en el caso de la instrucción JMP (modo indirecto). En primer lugar, la dirección del operando INAD de la instrucción JMP (IND) debe cargarse (¡en RAM!) a tra-

vés del direccionamiento indexado al registro X, a partir de TAB («Tabla de saltos»); sólo entonces se realizará el salto. Al comparar esto con la figura 1b se constata que el salto indirecto a TAB se producirá de forma inmediata, basándose en el mismo valor de X.

- Las instrucciones ADC, SBC, CMP,

AND, OR, EOR, LDA y STA pueden ejecutarse ahora con modo de direccionamiento indirecto, a condición de que la dirección del operando (= dirección indirecta) se sitúe en la página cero. Ello significa que no es preciso ningún índice Y ((IND), Y) para especificar una dirección efectiva en página cero (ver nota 5 de la tabla 1).

Notas

- (1) $N = N + 1$ en el caso de que se exceda el límite de la página de memoria.
- (2) $N = N + 1$ cuando el salto se efectúa dentro de la misma página. $N = N + 2$ si se rebasan los límites de la página de memoria.
- (3) $(\bar{C}) = borrow = acarreo complementado.$
- (4) $N = N + 1$ en modo decimal, también válido para los modos de direccionamiento ya existentes.
- (5) (IND): el segundo byte de la instrucción indica la dirección de la página 0 en la que se encuentra ADL. En la posición siguiente se encuentra ADH.
- (6) (IND,X): el contenido del registro X se añade al número de 16 bits conformado con el segundo y tercer bytes de la instrucción. El resultado de esta suma es una dirección en la que se encuentra ADL de la dirección efectiva: el byte ADM de la dirección efectiva se encuentra en la posición siguiente. La notación (IND, X) no sólo concierne al direccionamiento indexado indirecto en página cero ya existente, sino también, en el caso del 65C02 al direccionamiento indexado indirecto absoluto (sólo para la instrucción JMP).
- (7) Rockwell R65C02, R65C102 y R65C112.
- (8) Primer byte: código de operación. Segundo byte: ADL de una dirección en página cero. Tercer byte: offset.

Tabla 1

nemónicos y definiciones	modo de direccionamiento	código de operación hexadecimal	número de pulsos de reloj (N)	número de bytes	indicador (es) afectado (s)
ORA «OR» de memoria con acumulador $A \cup M \rightarrow A$	(IND) (5)	12	5	2	N----Z-
SBC sustracción con acarreo $A - M - \bar{C} \rightarrow A$ (3)	(IND) (5)	F2	5 (4)	2	N---ZC
STA almacenar acumulador en memoria $A \rightarrow M$	(IND) (5)	92	5	2	-----
BIT test de bits en memoria $A \cap M$ $M7 \rightarrow N; M6 \rightarrow V$	IMM Z, X ABS, X	89 34 3C	2 4 4 (1)	2 2 3	M7M6---Z-
JMP salto a nueva dirección	(IND), X (6)	7C	6	3	-----
TRB tests de bits en memoria y puesta a cero $\bar{A} \cap M \rightarrow M$ $M7 \rightarrow N; M6 \rightarrow V$	ABS Z	1C 14	6 5	3 2	M7M6---Z-
TSB test de bits en memoria y puesta a uno $A \cup M \rightarrow M$ $M7 \rightarrow N; M6 \rightarrow V$	ABS Z	0C 04	6 5	3 2	M7M6---Z-
BBR (7) (8) bifurcación si: bit M0 = 0 (BBR0) bit M1 = 0 (BBR1) bit M2 = 0 (BBR2) bit M3 = 0 (BBR3) bit M4 = 0 (BBR4) bit M5 = 0 (BBR5) bit M6 = 0 (BBR6) bit M7 = 0 (BBR7)	Z & REL Z & REL Z & REL Z & REL Z & REL Z & REL Z & REL Z & REL	0F 1F 2F 3F 4F 5F 6F 7F	5 (2) 5 (2) 5 (2) 5 (2) 5 (2) 5 (2) 5 (2) 5 (2)	3 3 3 3 3 3 3 3	-----
BBS (7) (8) bifurcación si: bit M0 = 1 (BBS0) bit M1 = 1 (BBS1) bit M2 = 1 (BBS2) bit M3 = 1 (BBS3) bit M4 = 1 (BBS4) bit M5 = 1 (BBS5) bit M6 = 1 (BBS6) bit M7 = 1 (BBS7)	Z & REL Z & REL Z & REL Z & REL Z & REL Z & REL Z & REL Z & REL	8F 9F AF BF CF DF EF FF	5 (2) 5 (2) 5 (2) 5 (2) 5 (2) 5 (2) 5 (2) 5 (2)	3 3 3 3 3 3 3 3	-----
RMB (7) puesta a cero de los bits: M0 (RMB0) M1 (RMB1) M2 (RMB2) M3 (RMB3) M4 (RMB4) M5 (RMB5) M6 (RMB6) M7 (RMB7)	Z Z Z Z Z Z Z Z	07 17 27 37 47 57 67 77	5 5 5 5 5 5 5 5	2 2 2 2 2 2 2 2	-----

Bibliografía

- Rockwell R 65C00 CMOS Microprocessor System data sheet.
- Synertek SY 65C00 CMOS 8-bit Microprocessor Family data sheet.
- GTE data sheet G 65CXX series and G65SC1XX series.
- Junior Computer, libro 1.

SMB (7)					
posic de los bits:					
M0 (SMB0)	Z	87	5	2	
M1 (SMB1)	Z	97	5	2	
M2 (SMB2)	Z	A7	5	2	
M3 (SMB3)	Z	B7	5	2	
M4 (SMB4)	Z	C7	5	2	
M5 (SMB5)	Z	D7	5	2	
M6 (SMB6)	Z	E7	5	2	
M7 (SMB7)	Z	F7	5	2	
PHX trasladar al stack (push) el registro X X↓ S-1→S	IMP	DA	3	1	-----
PHY trasladar al stack (push) el registro Y Y↓ S-1→S	IMP	5A	3	1	-----
PLX extraer del stack (pull) el registro X X↑ S+1→S	IMP	FA	4	1	-----
PLY extraer del stack (pull) el registro Y Y↑ S+1→S	IMP	7A	4	1	-----
STZ almacenar 00 en memoria 0→M	ABS Z Z, X ABS, X	9C 64 74 9E	4 3 4 5	3 2 2 3	-----
DEC (DEA) decrementar acumulador A-1→A	A	3A	2	1	N----Z-
INC (INA) incrementar acumulador A+1→A	A	1A	2	1	N----Z-
BRA salto incondicional relativo (2)	REL	80	2	2	-----
ADC suma de memoria con acumulador, con acarreo A+M+C→A	(IND) (5)	72	5 (4)	2	NV----ZC
AND «AND» de memoria con acumulador A∩M→A	(IND) (5)	32	5	2	N----Z-
CMP comparar memoria con acumulador A-M	(IND) (5)	D2	5	2	N----ZC
EOR «OR-exclusiva» de memoria con acumulador A⊕M→A	(IND) (5)	52	5	2	N----Z-
LDA carga del acumulador M→A	(IND) (5)	B2	5	2	N----Z-

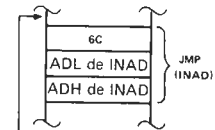
Tabla 2

antiguo 6502	número de bytes	N	nuevo 65C02	número de bytes	N
PHA	A↓ 1	3	PHA	A↓ 1	3
TXA	1	2	PHX	X↓ 1	3
PHA	X↓ 1	3	PHY	Y↓ 1	3
TYA	1	2			
PHA	Y↓ 1	3			
PLA	1	4			
TAY	Y↑ 1	2	PLY	Y↑ 1	4
PLA	1	4	PLX	X↑ 1	4
TAX	X↑ 1	2	PLA	A↑ 1	4
PLA	A↑ 1	4			

+---+ +---+ +---+ +---+
 10 29 6 21

ventajas del } bytes: 10→6 -- 40%
 65C02 } tiempo: 29→21 -- 27,6%

programa:



```

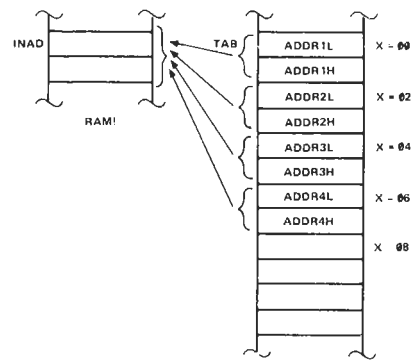
LDA TAB,X
STA INAD
LDA TAB+1,X
STA INAD+1
    
```

65C02

6502

dirección indirecta
INAD:

tabla de consulta:



programa:

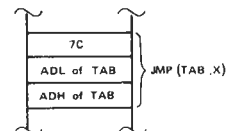
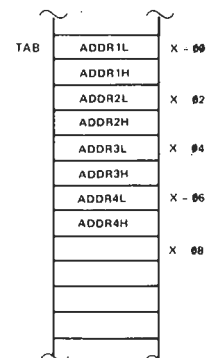


tabla de consulta:



En el correo de los lectores nos encontramos con una cuestión que se repite con frecuencia: ¿Cómo puede utilizarse el programador de EPROMs (Elektor núm. 21, febrero 1982), asociado directamente a la tarjeta principal del Junior Computer, sin necesidad de tarjeta de interface? Es evidente que la respuesta a esta cuestión conduce a un programador de EPROMs sencillo y autónomo a partir de la versión básica del Junior Computer.

EPRORgramador sin interface

programación
directa
de las
EPROMs
2716 con el
Junior
Computer

El empleo de memorias ROM programables y borrables (EPROMs) es cada vez más frecuente en las más diversas aplicaciones. En su forma más corriente (2716: memoria EPROM de 2 Kbytes) estos componentes sirven para el almacenamiento no sólo de programas, sino también, de tablas de consulta establecidas para la conversión de códigos o para la generación de caracteres. Un ejemplo reciente lo tenemos en el nuevo teclado ASCII (Elektor núm. 42), en el que se utiliza una EPROM del tipo 2716 que realiza la conversión de código. En cualquier caso, para que el empleo de las EPROMs resulte cómodo, es indispensable disponer de un programador que facilite la tarea de introducción de datos (almacenados en RAM) en la EPROM.

Una solución de compromiso

La combinación de la tarjeta principal del Junior Computer y el programador de EPROMs (publicado en el número de febrero de 1982, página 2-15), parece ofrecer una solución de compromiso interesante que sólo precisa de unos pequeños cambios en la decodificación de direcciones. En la figura 1 se observa que aparte de las dos resistencias suplementarias, no hay ningún componente nuevo en el circuito. Por el contrario, se pueden omitir algunos componentes inicialmente previstos en el programador de EPROMs, como son: R1 a R4, S3 a S6 y especialmente, IC5. Si es rea-

lizado a eliminar este circuito integrado (74LS85) puede mantenerlo en su emplazamiento, aunque lo que sí deberá hacer es suprimir la conexión entre su patilla 6 y la patilla 5 de IC10 (N7) y también entre las patillas 2 y 12 de IC8 (FF1/FF2). De este modo, el circuito de decodificación de direcciones original del programador de EPROMs quedará definitivamente fuera de servicio. Esta zona de decodificación se sustituirá por el nuevo circuito dibujado en la parte superior de la figura 1. La combinación de las dos puertas lógicas suministra una señal Chip Select (activa con el nivel lógico alto) a partir de dos señales K de entrada (de selección de 1 K cada una de ellas), generadas por el integrado IC6 de la placa principal del Junior Computer.

La puerta OR-exclusiva que hay que añadir al circuito está disponible en el chip IC12 (salida en la patilla 6 y entradas en las patillas 4 y 5), mientras que la puerta AND puede tomarse del integrado IC9 (salida en la patilla 3 y las entradas en 1 y 2). En este último caso, hay que observar que las dos entradas deben estar provistas de resistencias de polarización a nivel lógico alto.

Quedan por establecer dos de las ocho conexiones indicadas en la tabla 1; la elección se hará en función de la decodificación de direcciones deseada. Cabe observar que este programador de EPROMs sólo puede utilizarse para EPROMs 2716, puesto que la programación de las 2732 es bastante diferente, y queda fuera del marco de nuestro «bricolage» particular.

La figura 2 sugiere un método para la realización del acoplamiento entre las dos tarjetas con la ayuda de dos conectores de 64 patillas (hembras). Tal como ilustra el gráfico adjunto, se recomienda encarecidamente el empleo de una manguera aislante para las conexiones «c».

Para cualquier información complementaria acerca del programador de EPROMs, debe remitirse al artículo relativo a este montaje publicado en Elektor núm. 21, febrero 1982. **M**

Tabla 1. Para direccionar una EPROM de 2 K hay que disponer de dos señales K que se combinarán según el bloque de direcciones en el que se desee emplazarla.

Tabla 1

Direcciones	Decodificación	
0800 - 0FFF	K2-28c	K3-18c
0C00 - 13FF	K3-18c	K4-17a
1000 - 17FF	K4-17a	K5-15a
1400 - 1BFF	K5-15a	K6-15c

1

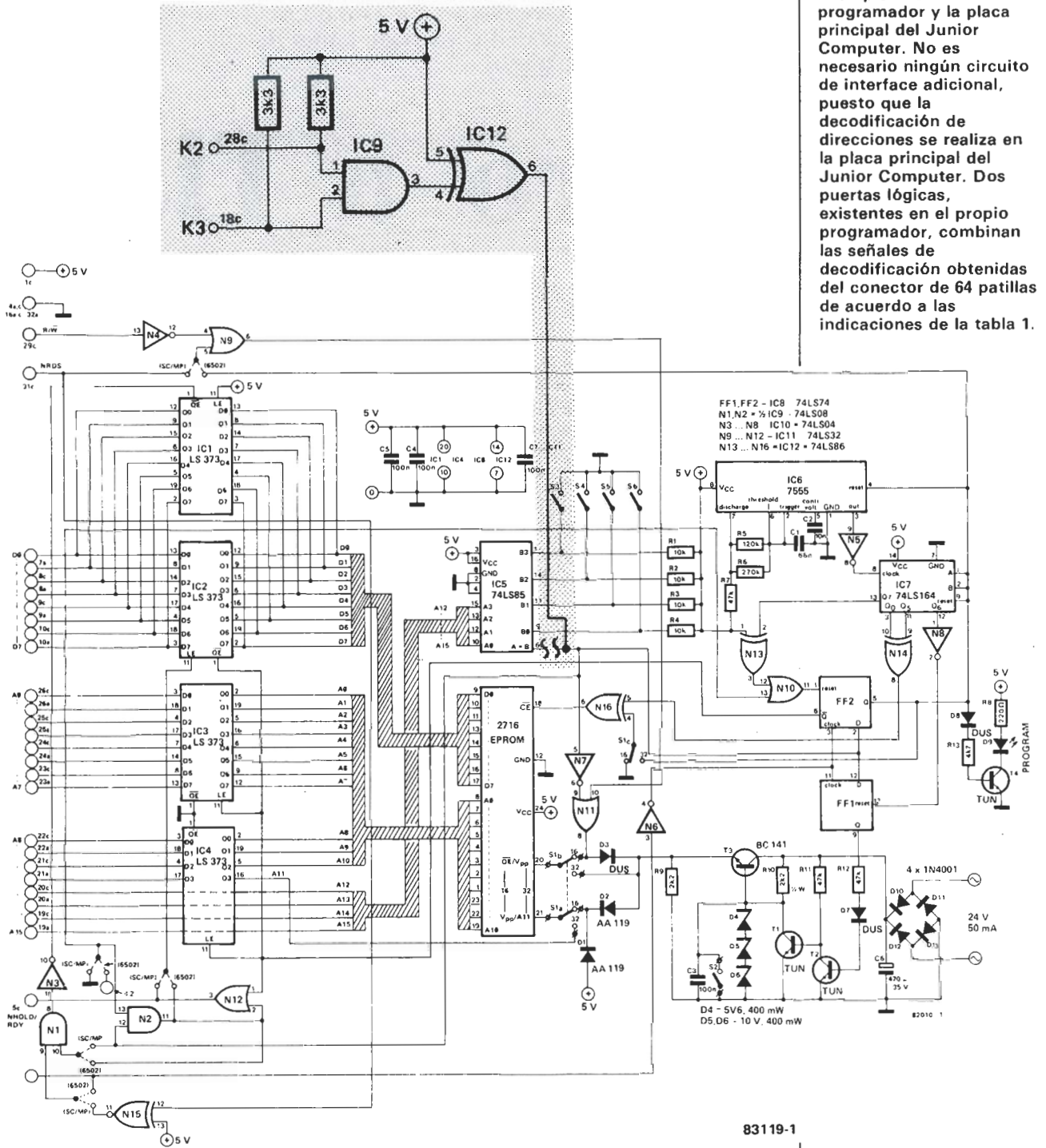
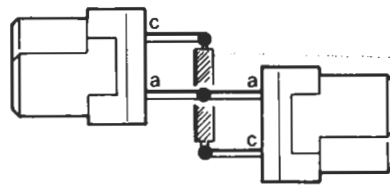


Figura 1. Resulta muy fácil programar las EPROMs de tipo 2716 con el empleo de nuestro programador y la placa principal del Junior Computer. No es necesario ningún circuito de interface adicional, puesto que la decodificación de direcciones se realiza en la placa principal del Junior Computer. Dos puertas lógicas, existentes en el propio programador, combinan las señales de decodificación obtenidas del conector de 64 patillas de acuerdo a las indicaciones de la tabla 1.

2



83119-2

Figura 2. Una sugerencia para el acoplamiento de las dos tarjetas con la ayuda de conectores de 64 patillas. Es conveniente realizar algunas pruebas antes de proceder a la soldadura y no olvide comprobar qué orientación de los conectores es la correcta.

No es necesario ser un ilustre poseedor del premio Nóbel para percatarse de que el flash eléctrico podría tener más aplicaciones que las puramente fotográficas. En este montaje vamos a utilizar un flash a pilas, de calidad comercial, como repetidor del timbre de la puerta o del teléfono.

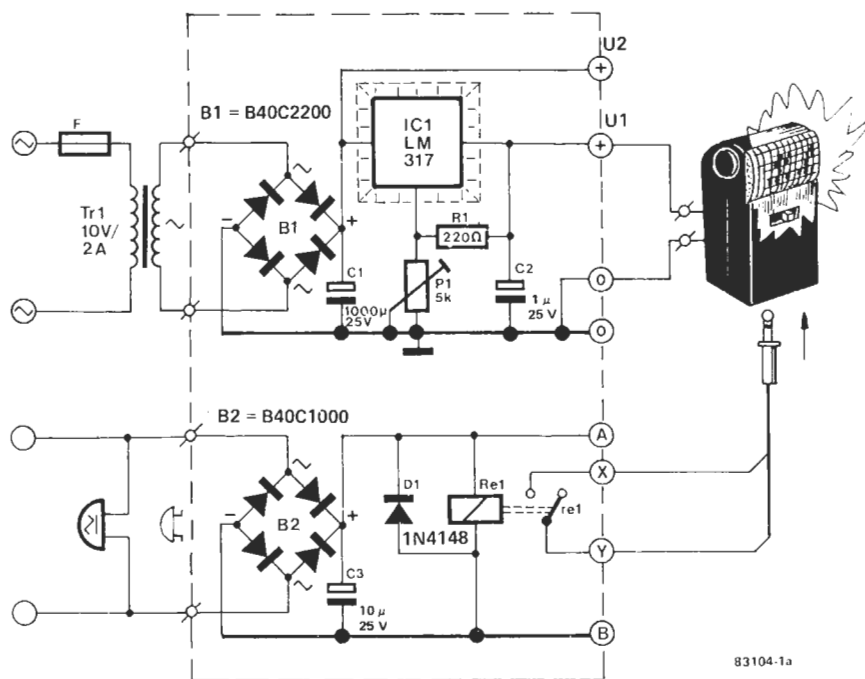
fonóforo a flash

Los «duros de oído» suelen tener dificultades para percibir el sonido del timbre, aunque no sólo ellos: también los «agudos de oído» se encuentran, en múltiples ocasiones, ante la duda de si ha sonado o no el timbre del teléfono o de la puerta. Ello suele ocurrir, por ejemplo, cuando el sonido ambiental lo genera un potente aspirador de unos 1.000 W ocupado en perseguir a las motas de polvo a lo largo del pasillo. Otro ejemplo clásico de la mala percepción de los agudos de oído es el de los melómanos «a plena potencia».

La instalación de un repetidor óptico para los timbres de la puerta o del teléfono no constituye nada nuevo, si bien, su eficacia no es excesivamente loable, dado que para darse cuenta de que están funcionando hay que tenerlos frente a la vista. Pero... ¿A que no es tan difícil percatarse de los destellos de un flash? Ahí radica, precisamente, el fundamento de nuestro montaje. Sólo necesitaremos un flash electrónico barato, alimentado a pilas, que se puede obtener fácilmente en el comercio. El resto del «fonóforo» se reduce a un puñado de com-

... idóneo para los «duros de oído»

1a



b

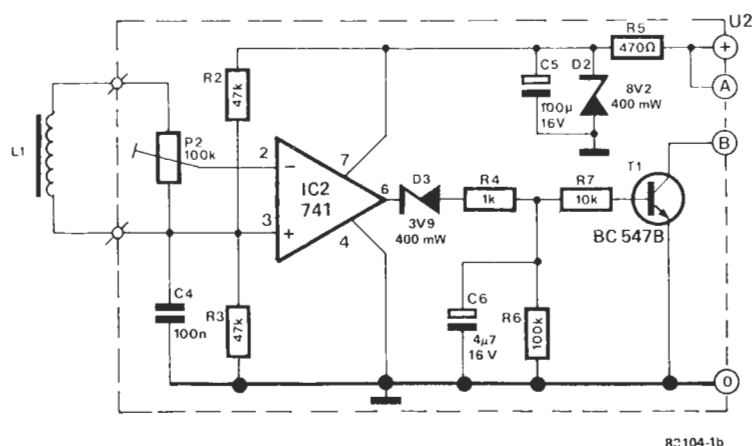


Figura 1a. Esquema de la alimentación del convertor para timbre de puerta y del relé asociado; este último sirve para excitar el flash que producirá el destello. Figura 1b. Esquema del convertor destinado al timbre del teléfono. En caso de utilizar esta versión, se suprimirán B2 y C3 de la figura 1a. Los puntos de la misma denominación localizadas en los dos circuitos impresos hay que interconectarlos entre sí.

83104-1a

82104-1b

2

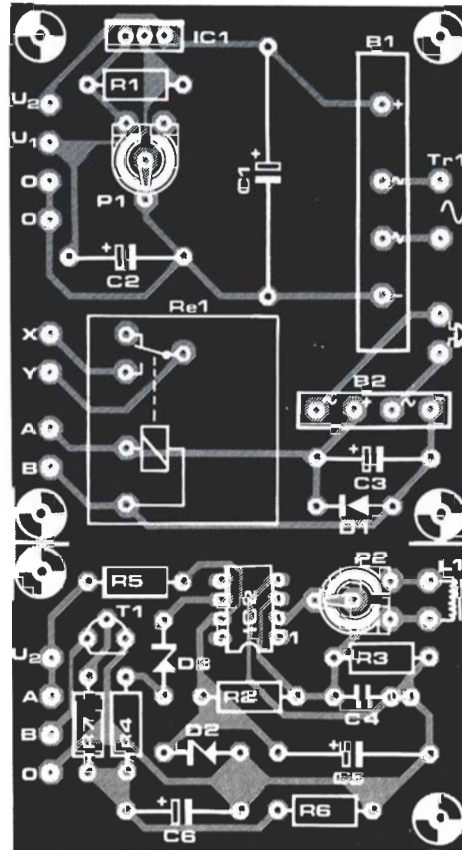
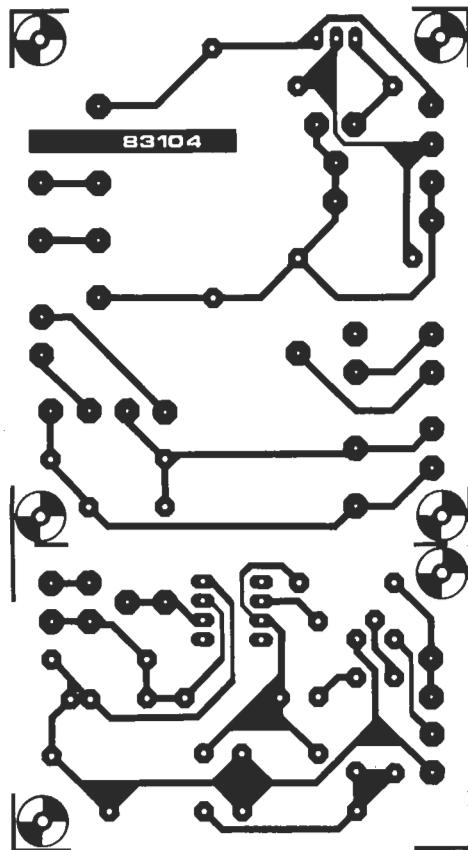


Figura 2. Diseño del circuito impreso y disposición de los componentes del fonóforo a flash. Si se elige la versión para timbre de puerta, se podrá suprimir la zona inferior de la placa que sólo tiene dos orificios de fijación.

Lista de componentes

Resistencias:

- R1 = 220 Ω
- R2, R3 = 47 k
- R4 = 1 k
- R5 = 470 Ω
- R6 = 100 k
- R7 = 10 k
- P1 = 5 k ajustable
- P2 = 100 k ajustable

Condensadores:

- C1 = 1000 μ/25 V electrolítico
- C2 = 1 μ/25 V electrolítico
- C3 = 10 μ/25 V electrolítico
- C4 = 100 n cerámico
- C5 = 100 μ/16 V electrolítico
- C6 = 4 μ/16 V electrolítico

Semiconductores:

- IC1 = LM 317 (TO-220) cápsula de plástico
- IC2 = 741
- T1 = BC 547B
- B1 = puente rectificador B40/C2200 *
- B2 = puente rectificador B40/C1000 *
- D1 = 1N4148
- D2 = diodo zener 8V2/400 mW
- D3 = diodo zener 3V9/400 mW

Varios:

- Tr1 = transformador de red 10...12 V/2 A
- L1 = contador telefónico con ventosa
- Re1 = relé miniatura para circuito impreso, de tipo 80 56 (12 V) o tipo 80 55 (6 V)* radiador para IC1 (TO-220)
- flash electrónico para fotografía de tipo común
- F = fusible lento de 0,2A

* ver texto

ponentes electrónicos muy populares que no plantearán problemas de adquisición.

El circuito

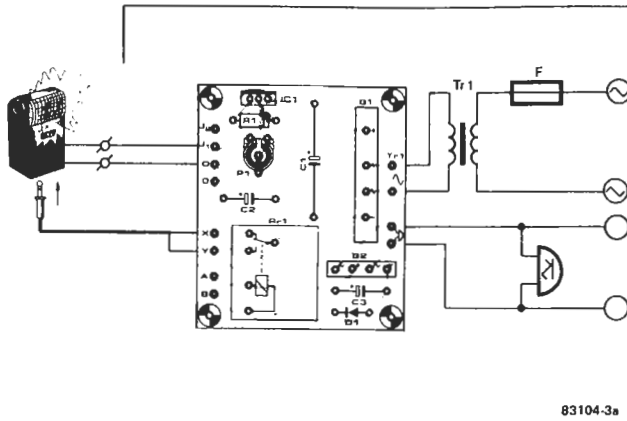
En la figura 1 se observa que el circuito está constituido por tres subconjuntos bien definidos: la alimentación del montaje, el conversor encargado de detectar la señal del timbre de la puerta con el relé de producción de la señal de destellos (estas dos primeras etapas constituyen el circuito de la figura 1a) y el conversor de la señal del timbre del teléfono (circuito de la figura 1b). Según la aplicación elegida, puede que no sea necesario construir la totalidad del montaje; sobre ello volveremos más adelante. No vamos a perder tiempo en la descripción de la alimentación puesto que está diseñada en torno a un regulador de tensión integrado ajustable y se trata de la aplicación de un esquema normalizado. En el caso que nos interesa, es indispensable el empleo de un regulador del tipo LM 317, en cápsula TO 220, y provisto del disipador térmico correspondiente. ¿Por qué? Por la sencilla razón de que un flash electrónico exige una corriente no despreciable. ¿Cuál es la magnitud de esta corriente? Resulta difícil de precisar puesto que depende del tipo de flash utilizado. La alimentación que hemos descrito es la adecuada para un flash electrónico normal. La alimentación original de este tipo de dispositivo suele estar constituida por dos pilas, aunque las hay que incorporan 4 pilas del mismo tipo. Otros flashes están provistos de baterías de cadmio-níquel en lugar de las tradicionales

pilas. Lo importante en este caso es determinar el número de elementos; si el dispositivo tiene dos, la tensión de salida de nuestra alimentación habrá de ajustarse, mediante P1, a unos 3 voltios (2 a 4 V). En el caso de que disponga de cuatro elementos, la tensión de salida de la alimentación se ajustará a 6 voltios aproximadamente (5 a 7,5 V). El ajuste de este valor no es muy crítico. Por supuesto, hay que quitar las pilas de origen para la luz del flash. La tensión continua de salida no estabilizada, U2, se toma directamente en los bornes del condensador de filtro C1. Volveremos sobre esta tensión al tratar del conversor del timbre del teléfono.

El conversor del timbre de la puerta

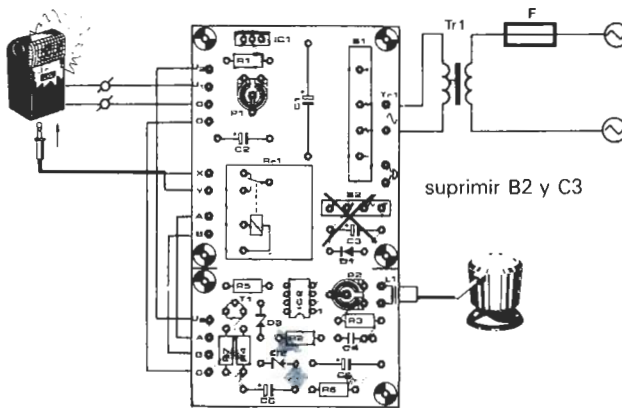
De la figura 1a se deduce que un conversor no ha de ser necesariamente un diseño complicado. Nuestro conversor sólo consta de un puente rectificador asociado a un condensador, seguido por un relé de activación del flash, provisto de su diodo de funcionamiento en vacío. El conversor está concebido de manera que pueda utilizarse *sin modificación* tanto con un timbre de corriente alterna como con un timbre de corriente continua y, en este último caso, sin necesidad de preocuparse de la polaridad correcta de los hilos de conexión del mismo. En cualquier caso, el rectificador en puente asegura que el condensador C3 se cargue cuando suene el timbre. Tan pronto como la tensión en los bornes del condensador sea superior a la tensión

3a



83104-3a

b



83104-3b

Figura 3. Diagramas del cableado exterior a efectuar según la versión elegida. En la figura 3a se representa la versión para timbre de puerta y en la figura 3b la correspondiente al timbre de teléfono.

de atracción del relé Re1, este último se cierra y se apaga la luz del flash. Al mismo tiempo, C3 se descarga a través de la bobina del relé hasta que la tensión en sus bornes caiga por debajo de la tensión de trabajo de Re1 y el relé se liberará. Si quien llama a la puerta se impacienta y no deja de accionar el timbre, C3 no se descargará y el relé se mantendrá accionado hasta que amaine la tempestuosa impacencia del visitante.

El conversor para el timbre telefónico

Los terminales A y B están conectados a los puntos de la misma denominación existentes en el esquema de la figura 1a (ver el apartado de montaje y ajuste). La tensión U2 de la fuente de alimentación se estabiliza por medio del diodo Zener D2 y del condensador C5, a través de la resistencia R5. A partir de la tensión estabilizada resultante de 8,2 V se obtiene, a través del divisor de tensión R2/R3, una tensión de referencia para la entrada no inversora del amplificador operacional IC2. Dicha tensión se aplica también a la entrada inversora a través de L1 y de P2 (L1 es la bobina inductora unida al teléfono por medio de un soporte captador de tipo ventosa). Con P2 ajustado de forma correcta, la salida (patilla 6) de IC2 estará a nivel bajo, en tanto que L1 no sea objeto de excitación. Cuando suene el teléfono, se inducirá una tensión alterna en L1, con lo que el potencial en la entrada no inversora de IC2 superará periódicamente al existente en la entrada inversora. Ello da

lugar a que se tenga una señal de onda cuadrada en la salida del amplificador operacional. La amplitud de esta salida estará limitada por el diodo Zener D3. Esta señal de onda cuadrada carga el condensador C6. La unión base-emisor del transistor T1 está asociada a este condensador por medio de una resistencia de caída de tensión. Tan pronto como el nivel de tensión resultantes en los extremos de este condensador alcanza un cierto valor, T1 se hace conductor. En estas condiciones, circulará una corriente a través del relé Re1 (que, por supuesto, está efectivamente conectado en serie con el colector de T1), se cerrarán los contactos de Re1 y se apagará la luz del flash.

Montaje y ajuste

El empleo del circuito impreso cuyo diseño aparece en la figura 2 simplifica, en gran manera, la tarea del montaje. Si se decide construir la versión para el timbre de puerta, se puede separar la parte inferior del circuito impreso (la que sólo tiene 2 orificios de fijación) cortándola a la altura indicada. Re1 es un relé para circuito impreso y, en la mayor parte de los casos, se tratará de un relé de 12 V. Si la tensión de funcionamiento del timbre es del orden de 6 voltios, habrá que emplear un relé de 6 V. Para la versión del timbre del teléfono, se utiliza siempre un relé de 12 V. En este segundo tipo de aplicación, los rectificadores B2 y el condensador electrolítico C3 se omiten de la placa de circuito impreso. En la figura 3a se da el diagrama de cableado para la versión del timbre de puerta y en la figura 3b el correspondiente a la del teléfono. En esta última versión, según el lugar en el que se quiera situar la zona del circuito asociada al flash electrónico, se podrá separar la zona inferior del circuito impreso colocándola cerca del teléfono; esta sección se unirá a la otra parte de la placa (que podrá situarse en cualquier otro lugar discreto) por medio de un cable de 4 conductores. La propia luz de flash puede instalarse en cualquier posición requerida. Con el empleo de P1, ajustar la potencia de salida al valor requerido para la luz del flash (3 V ó 6 V). En la versión para timbre telefónico, hay que ajustar P2 de modo que, en condiciones de reposo, el relé no se accione. Pero puede suceder, debido a la tensión de offset de IC2, que ello no sea posible y que el relé quede accionado permanentemente. En tal caso, hay que conectar una resistencia de 1 kilohmio en serie con L1 y otra de 1 MΩ entre la unión de L1/P2 y U2 (línea de alimentación positiva). Finalmente, pida a un amigo que llame a su teléfono y comprobará que se produce el destello correspondiente. Según los resultados de esta prueba, puede que sea necesario ensayar varias posiciones del captador de ventosa que contiene la bobina en el teléfono. En esta comprobación puede ser necesario modificar el ajuste de P2. Observación: Nada impide el empleo simultáneo de los dos montajes de conversión, siempre y cuando se realicen las interconexiones necesarias.

La combinación de nuestra tarjeta CPU (descrita en este mismo número) con la nueva tarjeta VDU, con la adición de un teclado ASCII y una pantalla, da lugar al nacimiento (con la ayuda del software adecuado) de un terminal universal de grandes prestaciones y bajo coste. La incorporación de una interface de tipo RS232, con el protocolo VT52, permite la adaptación del video-terminal a cualquier ordenador.

... una presentación visual digna de su ordenador

CPU + VDU = video-terminal inteligente

Este terminal universal no ha de considerarse como una simple sustitución del Elektterminal. Sabemos que la conexión de este último a un ordenador grande plantea problemas inmediatos al no disponer de líneas de protocolo. Este nuevo terminal, con los medios aportados por el estandar de interface RS232 y el protocolo VT52, puede conectarse a prácticamente cualquier gran ordenador sin excesivas dificultades. Digamos que el protocolo VT52 es un acuerdo de comunicaciones muy utilizado en las aplicaciones con terminales industriales. Al ser la interface RS232 un estandar de comunicación en formato serie, también resulta posible, por medio de un modem, establecer el diálogo con un ordenador cen-

tral emplazado en cualquier lugar del mundo, a través de una línea telefónica. Asimismo, este terminal universal, a diferencia con el Elektterminal, proporciona un formato de imagen ajustable e incorpora posibilidad de gráficos.

El hardware

En la figura 1 se muestra la disposición general de bloques del nuevo terminal. Como puede constatarse, todas las zonas circuitales constituyentes se describieron con anterioridad en los artículos dedicados a las tarjetas de CPU y de VDU. Esencialmente, el montaje consiste en lograr la combina-

Figura 1. Diagrama de bloques del video-terminal universal inteligente con todas las ampliaciones posibles. La conexión de un ordenador de 16 bits (p. e. basado en la CPU del 68000) conduce, a nuestro leal saber y entender, al sistema más barato existente en el mercado.

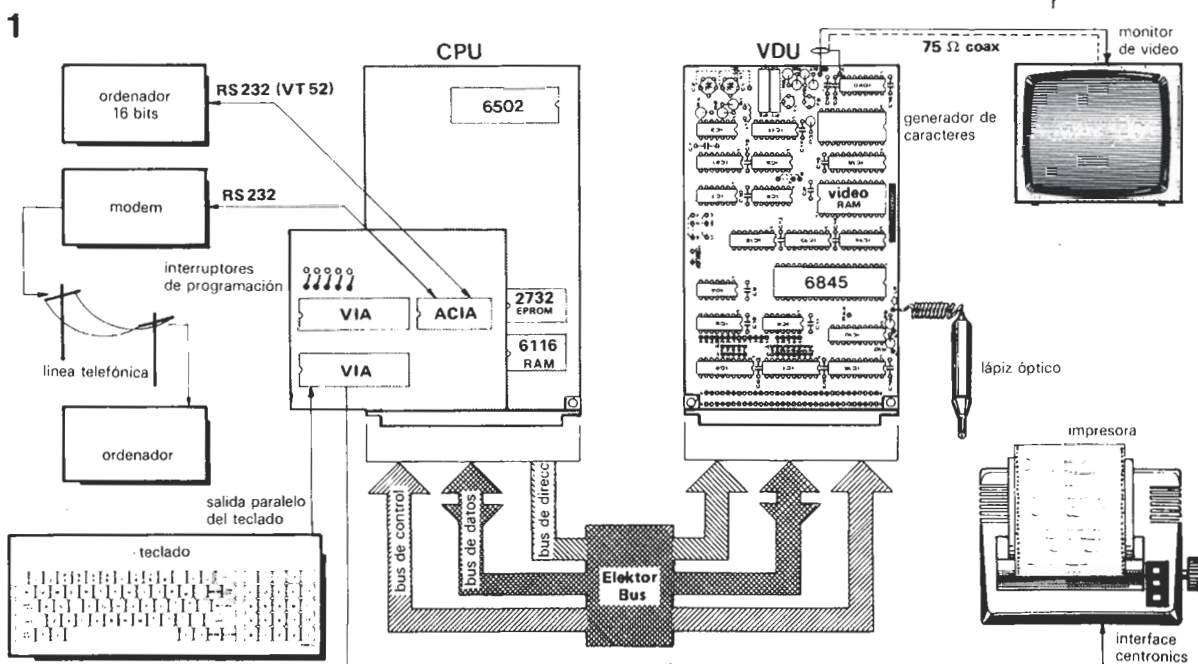


Figura 2. La organización de la memoria del terminal es la clásica para un sistema basado en el 6502. En total dispone de 2K de memoria RAM y 4K de ROM, de la que una parte es accesible al usuario para sus propias necesidades.

ción de ambas tarjetas; para ello, es recomendable el empleo de una tarjeta de bus (la de Elektor, por ejemplo) puesto que garantizará la buena calidad de las conexiones. Quedarán el monitor de video (que puede ser un aparato de TV normal) y el teclado ASCII, cuya conexión no planteará ningún problema. La EPROM 2732 de la tarjeta de CPU debe contener el software necesario para el funcionamiento del terminal; esta memoria tiene un zócalo reservado en la mencionada tarjeta. También queda abierta la posibilidad de conectar una impresora a través de una interface Centronics. Tampoco hay que olvidar al lápiz óptico para el que está prevista una entrada en la tarjeta de VDU. No obstante, hay que tener en cuenta que este último ac-

cesorio sólo se trata de una opción, puesto que el software necesario no se ha incluido en el programa de gestión del terminal disponible actualmente.

La tarjeta CPU está programada circuitalmente (seleccionada a nivel hardware) por medio de clavijas enchufables, cuyo posicionamiento se hará de conformidad con la tabla 1; en esta misma tabla se da también la decodificación de direcciones. El mapa de memoria correspondiente aparece en la figura 2. Por supuesto, el formato de imagen debe elegirse teniendo en cuenta el medio de visualización utilizado (monitor o aparato de TV). Si se emplea un aparato de TV ordinario, es recomendable seleccionar menos caracteres por línea que en el caso de utilizar un monitor.

La decodificación de direcciones de la RAM de 2K y de la EPROM de 4K, utilizadas en este proyecto, también se establece mediante clavijas enchufables como se indica en la tabla 1.

Quedan todavía por establecer algunas conexiones cableadas en la tarjeta de CPU entre las salidas de los buffers de direcciones y los puntos A...J, para obtener la señal de «Chip-Select» para los diversos circuitos integrados. Dichas conexiones deben realizarse mediante cortos trozos de hilo soldados a los terminales correspondientes del conector, de acuerdo con el esquema del circuito de la tarjeta de CPU.

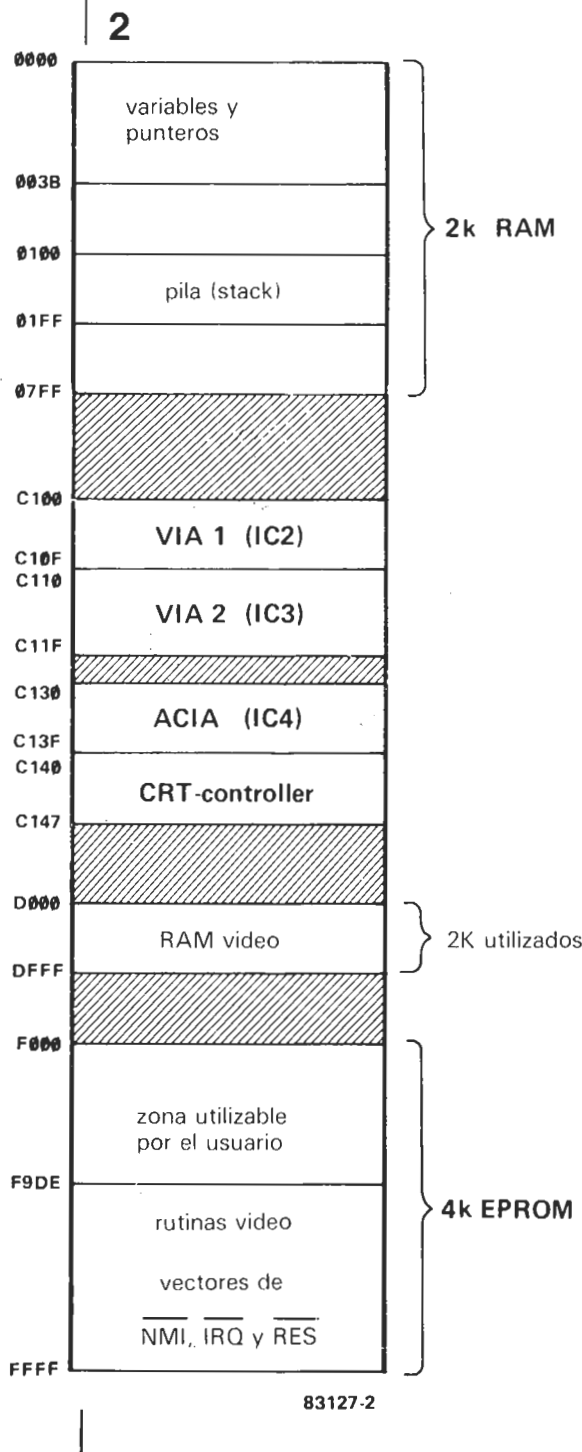
La programación del adaptador ACIA (PL3 y PL4 en la tarjeta de CPU) debe realizarse con la ayuda del manual correspondiente del ordenador utilizado y de la tabla 2 que figura en el artículo relativo a la tarjeta CPU.

El software

El software que pronto estará disponible está caracterizado por las funciones siguientes:

- Gestión de la consola (Console Command Processor): asegura la ejecución de las diversas instrucciones.
- Rutinas y subrutinas de video (control del cursor, etc.), que son necesarias para el funcionamiento adecuado de la tarjeta de VDU y la correspondiente gestión de la pantalla.
- Tabla de consulta de las instrucciones válidas, que asegura su «comprensión».
- Rutina de salida para interface Centronics, necesaria para el control de la impresora.
- Tabla de consulta de los formatos de imagen válidos.

El programa de gestión de la consola efectúa la lectura del teclado y distingue entre el texto normal y las instrucciones destinadas al ordenador o al terminal; estas últimas aparecen relacionadas en la tabla 2. En breve plazo pondremos en circulación los listados fuente de los programas adecuados para la gestión del video-terminal inteligente. Junto a los listados se acompañará una información adicional relativa a la combinación de las tarjetas CPU y VDU y al controlador de CRT, la ACIA y el generador de caracteres.



¡A LA VENTA EL N.º 6!
200 PTAS.

Electro OCIO

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

Con artículos sobre:

ciencia fantástica

reportaje

instrumentación

electro-informática

la electrónica en...

divulgación

componentes

qué es...?

montaje

agenda de diseño

y las secciones:

Electro-diversión

Noticias

Nuevos productos

Para empezar

Libros

Nombres

El redactor loco



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

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

Nombre:

Dirección:

Localidad: **D.P.:**

Provincia: **País:**

Los lectores que formalicen su suscripción anual recibirán GRATIS, la **GUIA DE LOS COMPONENTES ELECTRONICOS.**

elektor

— ¡EL KIT DE VANGUARDIA! —

AUDIO

FOTOGRAFIA

LABORATORIO

SEGURIDAD

HOGAR

JUEGOS

MUSICA

HARDWARE

AUTOMOVIL

¡MAS DE 150 KITS!

El único KIT del mercado nacional donde se emplean las últimas novedades de la electrónica mundial.

¡En las principales tiendas de electrónica!

Solicite sin compromiso catálogo de kits disponible

kits

SECCION COMPONENTES ESPECIALES

BC516	2650	BPW21
BC517	2621	MAN4640
BF256A	CA3161	HP7760
BFT66	CA3162	HP7750
BPW34	UA726	FPT100
TIC206D	XR2206	LM335Z
TIC106D	ULN2003	LM334Z
MCT81	LX0503	LM3909
GN135	ZN426	LM2917
2SJ50	ZN427	LM1897
2SK135	74C928	LM1889
BDX66B	TL074	LM2896
BDX67B	TL084	LM1886
KTY10	LF356	LM1035
LM10CH	LF357	LM1037
LM3914	OM931	EPROM
LM3915	MCT81	con los
LM13600	ZN414	programas
TDA1034	MF10	de los
MK50398	ICL7116	montajes
S566B	VN46AF	Elektor
AY3-2513	BC550C	
AY5-1013	BC560C	
RO3-2513	BC560C	
AY5-2376	KV1236Z	
SFF96364		



KIT DE ESTE MES...

N.º	Referencia	P.V.P.
159 EK 83108-2K RAM	Tarjeta CPU 6502 (No incluye EPROM)	24.112
160 EK 83108-4K RAM	Tarjeta CPU 6502 (No incluye EPROM)	25.012
161 E.K. 83110	Regulador velocidad para trenes	5.640
162 E.K. 83104	Avisador Luminoso	4.360

D digital s.a.

C/BERLIN, 5 dupdo MADRID-28

Tfnos: 246 56 63 - 246 49 90

EUROCARD



ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO

- COMPONENTES ACTIVOS
- COMPONENTES PASIVOS
- CIRCUITOS INTEGRADOS
- MICRO-CIRCUITOS
- BIBLIOTECA TECNICA
- INSTRUMENTACION

- HERRAMIENTAS
- ACUSTICA
- ORDENADORES PERSONALES
- HARDWARE
- SOFTWARE
- KITS

CATALOGO GENERAL

Solicite su ejemplar adjuntando 100 ptas. en sellos de correos nuevos, enviando el cupón a:

1983

D digital s.a.

Clave 32

APELLIDOS _____
 NOMBRE _____
 DIRECCION _____
 POBLACION _____
 PROVINCIA _____ TFNO _____

CUPON DE PEDIDO

SOLICITELO A

D digital s.a.

DESEO RECIBIR EN MI DOMICILIO EL CATALOGO GENERAL DE ELECTRONICA 1.983, PARA LO CUAL ADJUNTO 100 PTS. EN SELLOS DE CORREOS NUEVOS.

APDO DE CORREOS 8287 - MADRID.

PRODUCTOS

DIODOS INFRARROJOS
 ARRAYS DE DIODOS
 MODULOS A LED
 DISPLAYS DE LED
 DIODOS LED EN TODA
 SU GAMA



Fabricación nacional



OPTO

INDUSTRIA ESPAÑOLA DE OPTOELECTRONICA, S.A.
 C. ALUMINIO, N.º 6 TORREJON DE ARDOZ. MADRID.
 TF.: 656 39 50-51 TX: 47821 INTK E.

distribuido por

Gocar

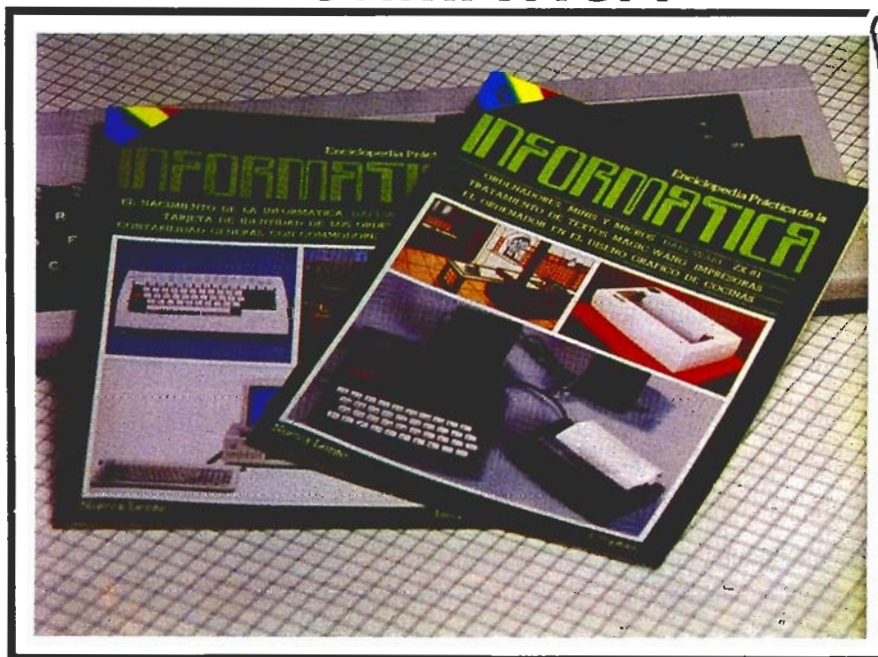
Barquillo, 38. MADRID-4
 TF.: 410 55 10-11
 TX: 48 716

Enciclopedia Práctica de la

INFORMATICA

52 fascículos coleccionables y encuadernables en 4 tomos

VIVIMOS EN EL MUNDO DE LA INFORMATICA



**A LA VENTA
EN SU
QUIOSCO
LOS MIERCOLES**

¡DOMINALO!

En cada fascículo 6 secciones

- INFORMATICA BASICA: Los conocimientos fundamentales.
- HARDWARE: Los 52 ordenadores más vendidos.
- SOFTWARE: Los programas: como son y como se hacen.
- PERIFERICOS: Como comunicarse con el ordenador.
- APLICACIONES: Presentación y comentario de programas.
- EL MUNDO DE LA INFORMATICA: Lo insólito y lo práctico.

1.048 PAGINAS A TODO COLOR

MAS DE 3.000 ILUSTRACIONES

UNA OBRA EXCEPCIONAL REALIZADA POR LOS MEJORES ESPECIALISTAS

Si desea recibir los fascículos comodamente en su casa recorte o copie este cupón y remítalo a:
Ediciones INGELEK, S.A. Avd. Alfonso XIII, 141. Madrid-16.



Deseo suscribirme a la obra: Enciclopedia Práctica de la INFORMATICA (52 fascículos más 4 tapas para la encuadernación) por el precio de 7.400 Ptas.

Dicha obra la recibiré: Dos fascículos cada 15 días y las tapas junto con los fascículos 13, 26, 39 y 52.

Un tomo cada 13 semanas.

NOMBRE: _____

DOMICILIO: _____

CIUDAD: _____

PROVINCIA: _____

El importe de dicha suscripción lo abonaré:

Fecha y firma _____

Talón a nombre de INGELEK, S.A.

Giro Postal n°: _____

Reembolso del importe de la suscripción más gastos de envío.



16 K: 39.900 Ptas.
48 K: 52.000 Ptas.

sinclair
ZX Spectrum
El ordenador de todos para todo.



DISTRIBUIDOR
EXCLUSIVO:
INVESTRONICA

Central Comercial TOMAS BRETON, 60 TELF. 468 03 00 TELEX 23399 IYCO E MADRID
Delegación Cataluña MUNTANER 565 TELF. 212 88 00 BARCELONA