

# elektor

Nº 257  
600 Ptas.  
3,61 €

REVISTA INTERNACIONAL DE ELECTRONICA Y ORDENADORES

## CONTROL REMOTO por infrarrojos para PC



Más de 30  
circuitos,  
ideas y trucos

Sistemas  
electrónicos de  
baja potencia

Relojes  
controlados por  
radio

Director  
Eduardo Corral

Colaboradores  
Jose M<sup>a</sup> Villoch, Pablo de la Muñoza, Andrés Ferrer.

Redacción  
VIDELEC, S.L.  
Santa Leonor, 61 4<sup>o</sup>-1  
28037 MADRID  
Tel.: 91 375 02 70  
Fax: 91 375 61 42

Publicidad  
Director de Publicidad: Julio Mollejo  
Coordinadora de publicidad: Gema Sustaeta  
C/ Medea, 4 5<sup>a</sup> planta (Edificio ECU)  
Tel.: 91 754 32 88  
Fax: 91 754 18 58  
28037 MADRID  
email: publicidad@lar.es

Delegación Cataluña

**ad press**

Delegado: Isidro Ángel Iglesias López  
ia\_i\_ad\_press@infonegocio.com  
Jefe de publicidad: Eva Matute Calvo  
emc\_ad\_press@infonegocio.com  
Comte d'Urgell, 165-167, B-1<sup>o</sup>-3<sup>a</sup>  
08036 BARCELONA  
Tel.: 93 451 89 07  
Fax: 93 451 83 23  
email: ad\_press@infonegocio.com

Suscripciones  
C/ La Forja, 27  
28850 Torrejón de Ardoz (Madrid).  
Tels.: 91 677 70 75 - Fax: 91 676 76 65

Edita

**LAR**  
LARPRESS, S.A.

Director Editor  
Julio Rodríguez

Director de Producción  
Gregorio Goñi  
Director Comercial  
Eloy Zamanillo

Distribución en España  
COEDIS, S.A.  
Ctra. Nacional II Km. 602,5  
08750 Molins de Rei - Barcelona  
Tel.: 93 680 03 60

Importador exclusivo Cono Sur:  
CEDE, S.A.  
Distribuidor en capital: Huesca y Sanabria  
Distribuidor en interior: D.G.P.  
Importador para Chile:  
Iberoamericana de Ediciones, S.A.  
C/ Leonor de la Corte, 6035. Quinta Normal  
Santiago de Chile  
Tel.: 774 82 87 - 774 82 88  
Distribución en Chile:  
Alfa, S.A.  
Distribución México:  
Importador exclusivo Cade, S.A. de C.V.  
C/ Lago Ladoga, 216  
Colonia Anahuac-Delegación  
Manuel Hidalgo, 11320 Mexico D.F.  
Tel: 5254-2999 Fax: 5545-6879  
Distribución Estados: Citem  
Distribución D.F.: Unión de Voceadores  
Distribución en Venezuela:  
Distribuidora Continental  
Distribución en Colombia:  
Disunidas, S.A.  
Distribución en Ecuador:  
Disandes  
P.V.P. en Canarias, Ceuta y Melilla 600 Ptas.

Imprime  
Gráficas Reunidas C/ Mar Tirreno, 7 Bis. Polígono Industrial San  
Fernando. 28830 San Fernando de Henares. Madrid.  
Depósito legal: GU.3-1980  
ISSN 0211-397X  
31/Octubre/2001

Preimpresión  
Videlec, S.L.  
C/ Sta. Leonor, 61 -4<sup>o</sup> local I

Reservados todos los derechos de edición.  
Se prohíbe la reproducción total o parcial del contenido de este  
número, ya sea por medio electrónico o mecánico de  
fotocopia, grabación u otro sistema de reproducción, sin la  
autorización expresa del editor.  
Las opiniones expresadas a lo largo de los distintos artículos, así  
como el contenido de los mismos, son responsabilidad exclu-  
siva de los autores. Así mismo, del contenido de los mensajes  
publicitarios son responsables únicamente los anunciantes.  
Copyright= 1996 Segment BV

## ESPECIAL CIRCUITOS

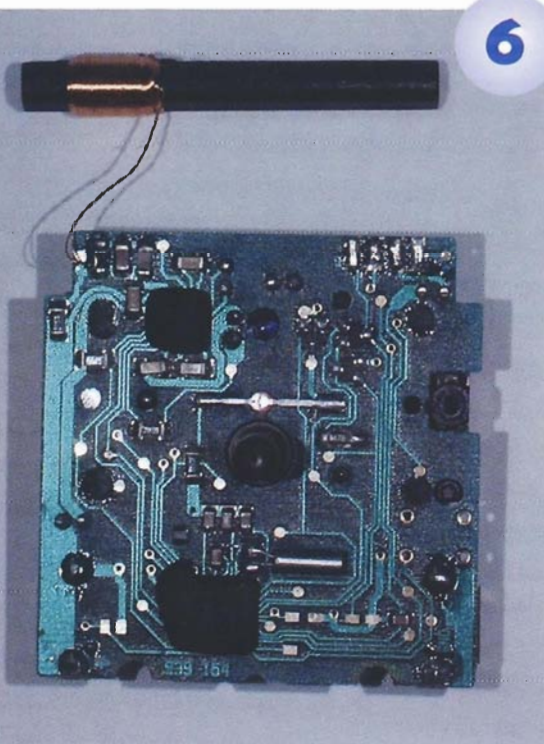
Adaptador RS232 aislado	Excitador de línea de vídeo.....63
eléctricamente.....40	Indicador de fallo de fusible.....56
Altavoz activo para PC.....35	Intermitente alternativo.....55
Amplificadores operacionales	Medidor de ganancia y fase.....59
en paralelo.....46	Memoria de voz integrada.....54
Amplificador piezoeléctrico.....45	Oscilador de cristal conmutable.....60
Cargador de Ion Litio II.....43	Oscilador de onda cuadrada
Cerradura secreta.....36	mediante TLC073.....44
Compilador gráfico para	Ordenador desconectado=monitor
el microcontrolador MCS-51.....59	desconectado.....45
Comprobador de transistores.....47	Protector de bomba.....57
Comprobador simple de mando	Radio con válvula ECC86.....48
a distancia.....53	Receptor de IR simple.....52
Convertor de 12 a 24 V.....34	SDCC (Compilador C para pequeños
Convertor de alta tensión: 90 V	dispositivos).....62
desde 1,5 V.....42	Sencillo transmisor de IR.....50
Convertor SW para radio AM.....61	Sensor de temperatura con interfaz
Corte de salida para regulador de conmu- tación de tensiones elevadas.....41	Digital de un sólo hilo.....37
Detector de FM sin ajustes.....39	Selector de pulso.....60
Detector de paso por cero	Timbre de puerta inmune EMD.....32
para microcontroladores.....51	Trazador de tiradas de hilos
Doble regulador conmutado.....47	(Receptor).....38
Económico calibrado de base	Trazador de tiradas de hilos
de tiempos.....30	(Transmisor).....38
Encoder rotatorio para control digital	
de volumen.....58	

## ARTÍCULOS INFORMATIVOS

### Relojes controlados por radio

6

Los recientes avances en la integración de circuitos han reducido drásticamente los costes de producción de los relojes controlados por radio. En nuestros días no hay demasiados dispositivos de este tipo que sean más caros que los convencionales relojes de cuarzo. Este artículo nos permite echar una pequeña ojeada al diseño de un reloj controlado por una radio analógica.



### Artículos Informativos

- 6 Relojes controlados por radio
- 22 Control remoto por infrarrojos para PCs
- 66 Los sistemas electrónicos tienden cada vez más hacia la baja potencia

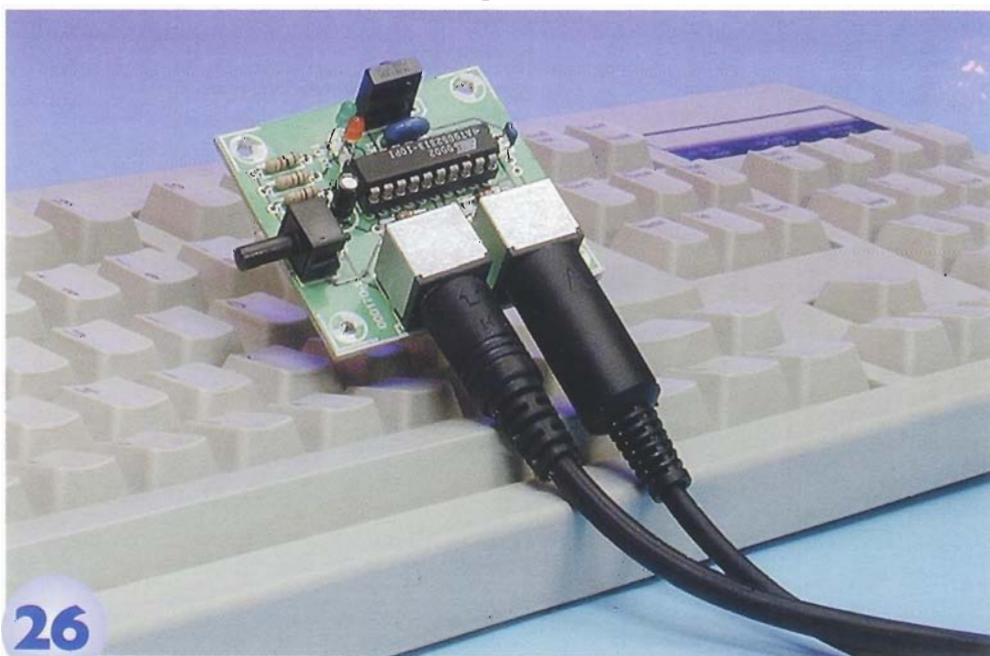
### Regulares

- 3 Sumario
- 12 Teletipo
- 22 Ojeada al próximo número
- 23 EPS
- 64 Nuevos Libros
- 65 Libros

## CONSTRUCCIÓN DE PROYECTOS

### Control remoto por infrarrojos para PCs

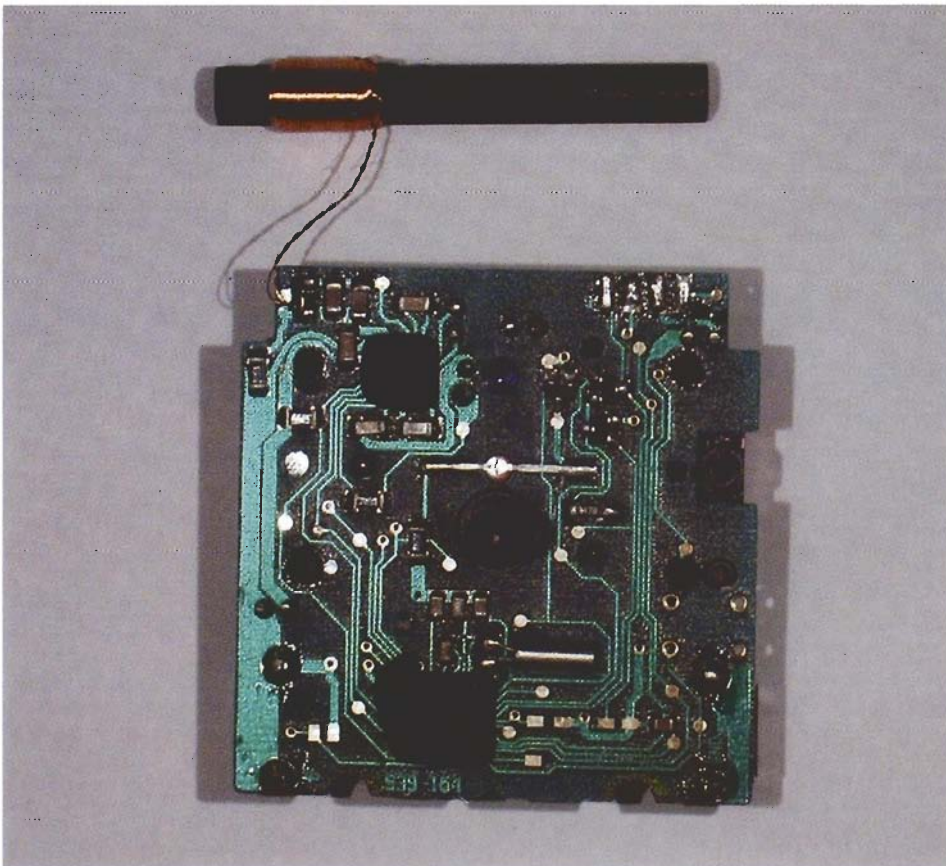
Usando este receptor de infrarrojos con nuestro PC podremos controlar nuestros programas favoritos, mediante el transmisor RC5 ya disponible, que es muy útil si nuestro ordenador dispone de la tarjeta de vídeo adecuada y estamos empleándola como televisor, o si deseamos utilizar, por ejemplo, el programa Winamp para reproducir ficheros MP3 a través de nuestro equipo de alta fidelidad (HI-FI).



# Relojes controlados por radio

una ojeada bajo la gorra

Los recientes avances en la integración de circuitos han reducido drásticamente los costes de producción de los relojes controlados por radio. En nuestros días no hay demasiados dispositivos de este tipo que sean más caros que los convencionales relojes de cuarzo. Este artículo nos permite echar una pequeña ojeada al diseño de un reloj controlado por una radio analógica.



La conveniencia y la funcionalidad son probablemente las mayores atracciones de un reloj controlado por una señal de radio. Los relojes de cuarzo estándar son suficientemente precisos para la mayoría de las aplicaciones, pero con un reloj controlado por señal de radio ya no tenemos la necesidad de sincronizar el reloj periódicamente, compensando sus variaciones o sumando y restando

una hora. Todo lo que necesitamos es reponer la batería en los períodos necesarios y podremos tener una hora y una fecha precisas a través de los cambios de año, en formato BST y GMT.

Una mirada en el interior de un moderno reloj controlado por señal de radio, con un visualizador de cristal

líquido (LCD), nos mostrará, de forma típica, que con tan sólo dos circuitos integrados y unos pocos componentes pasivos podemos obtener este tipo de dispositivo. El primer circuito integrado está conectado a una antena y recibe las señales de tiempo, mientras que el segundo circuito integrado es el responsable de la descodificación de la señal de tiempo y de su presentación en el visualizador. La calidad de la radio depende en gran medida del programa interno del microcontrolador. Este componente gobierna el sencillo uso del reloj, las prestaciones de la información de tiempo mostrada y de la vida de la pila. Con una programación inteligente también es posible recuperar señales de tiempo codificadas, a pesar de las interferencias de radio.

## Recepción de la señal de temporización

Las estaciones de radio que transmiten las señales de tiempo usan, de forma invariable, la modulación de amplitud en la banda de onda larga (LW). Estas frecuencias de trabajo aseguran una cobertura óptima gracias a la propagación de las ondas de tierra en la banda VLF. Las dos técnicas básicas utilizadas para la detección de este tipo de señal son la conversión superheterodina o la conversión directa. Generalmente, en estas bajas frecuencias se prefiere un

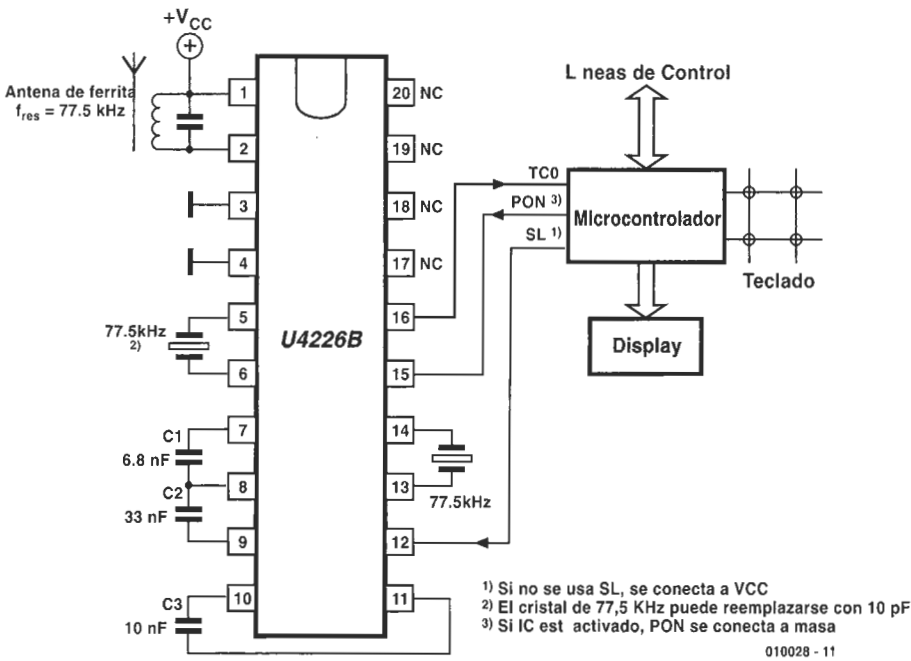


Figura 1. Diagrama de aplicación del U4226B de la casa Temic (Atmel).

receptor de conversión directa, debido a que requiere menos componentes externos para ajustar el receptor (normalmente, de dos a cuatro condensadores y un cristal). Del mismo modo, este tipo de receptor consume menos energía que el dispositivo superheterodino. Los desarrollos futuros nos llevarán, sin lugar a dudas, a unas especificaciones mejoradas de los circuitos integrados que montan estos

receptores, proporcionando incluso una tensión de funcionamiento y un consumo de corriente más pequeños, acompañados con un rechazo a las interferencias mejorado.

Puede usarse la misma configuración de receptor para recibir la mayoría de las transmisiones de señales de tiempo. Actualmente, en el Reino

Unido, está el transmisor MSF Rugby, mientras que en Estados Unidos está el transmisor WWVF, en Fort Collins, (ambos operan en la frecuencia de 60 KHz). En Alemania, el transmisor DCF 77, situado en Mainflingen, funciona en la frecuencia de 77,5 KHz, mientras que el transmisor japonés cerca de Tokio funciona en la frecuencia de 40 KHz. La mayoría de los relojes de radio utilizan uno de los dos circuitos integrados receptores: el U4226B de la casa Temic, mostrado en la Figura 1, o el UE 6002 de la Figura 2. Este circuito integrado es fabricado por HKW Elektronik y lo distribuye en Inglaterra la empresa Galleon Systems Ltd. Estos dos circuitos integrados utilizan el principio de conversión directa, donde un amplificador de alta ganancia y un filtro son sintonizados a la frecuencia de la señal recibida. Son necesarios uno o dos cristales externos para fijar la selectividad del receptor. La señal de salida está formada por una trama de datos digitales que contiene la información codificada del tiempo, proveniente del transmisor.

### El microcontrolador

La mayoría de los relojes controlados por radio se alimentan con baterías. Cuando se elige un microcontrolador para este tipo de aplicaciones, es importante para el diseñador del circuito seleccionar uno que pueda funcionar con una tensión baja (preferiblemente con la tensión de una sola célula) y que utilice la energía más pequeña posible, de modo que se prolongue la vida de la batería. Así, la casa Seiko-Epson produce una familia de microcontroladores de 4 bits diseñados específicamente para este tipo de aplicaciones (ver Figura 3). El E0C6S37 es una variante de esta familia y tiene las siguientes características principales:

- 1 K de memoria ROM.
- 80 Nibble de memoria RAM.
- Cuatro entradas y cuatro salidas.
- Controlador de visualizador LCD de 26 segmentos y 4 líneas comunes.
- 1 temporizador, 1 temporizador de vigilancia de parada.
- Tono de salida de alarma de 2 KHz.
- Umbral de 1,2 V para el circuito de supervisión de tensión.
- Tensión de alimentación comprendida entre 0,9 y 2,0 V.

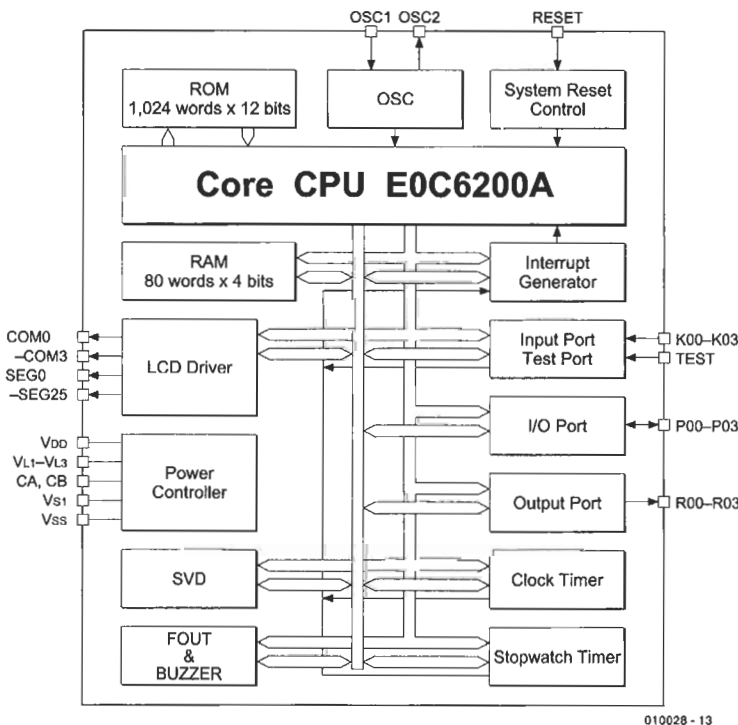


Figura 2. Diagrama de bloques del UE 6002 de la casa HKW-Elektronik.

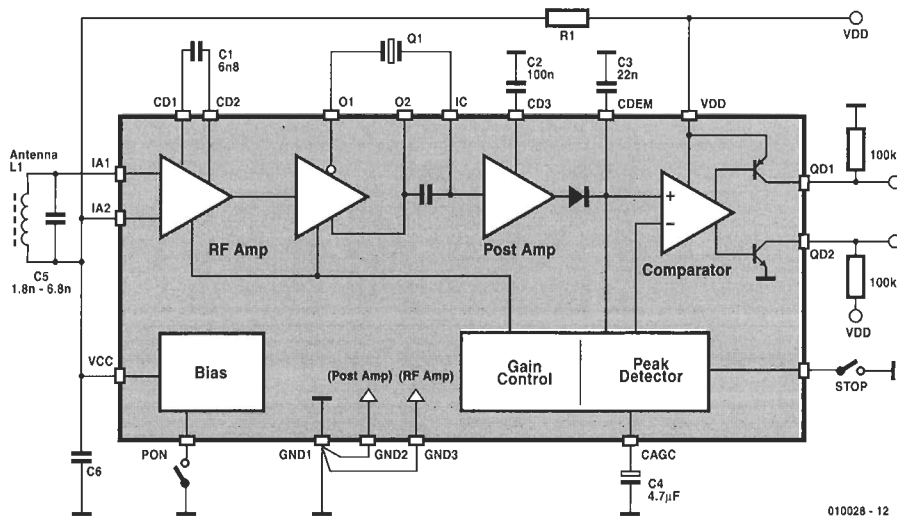


Figura 3. Diagrama de bloques interno del microcontrolador E0C 6S37 de la casa Seiko Epson.

– Consumo de corriente típico de 2,5  $\mu$ A a la frecuencia de 32,768 KHz.

Este controlador está pensado para aplicaciones con una producción a gran escala, por lo que no está destinado a los aficionados a

este tipo de circuitos. Las herramientas de desarrollo son relativamente caras y no disponen de variantes OTP de los circuitos integrados disponibles para aplicaciones prácti-

cas de aficionados. Los controladores programados se suministran en grandes cantidades, de modo que sólo llega a ser económicamente viable el uso de este controlador para equipos producidos en masa. Una vez desarrollado el programa para la aplicación en cuestión y probado rigurosamente por el cliente, se envía a la fábrica de circuitos integrados donde se programan los componentes "vírgenes". Este proceso puede llevar hasta cuatro semanas de tiempo y es relativamente costoso. Cualquier error en el diseño del programa en esta etapa no puede corregirse e implica la repetición del procedimiento de crear nuevos dispositivos "vírgenes", con el gasto adicional en tiempo y en dinero que esto supone. Para reducir los costes de producción, los circuitos controladores programados y finalizados se pegan directamente sobre la placa del circuito impreso, donde una máquina de soldadura realiza las conexiones

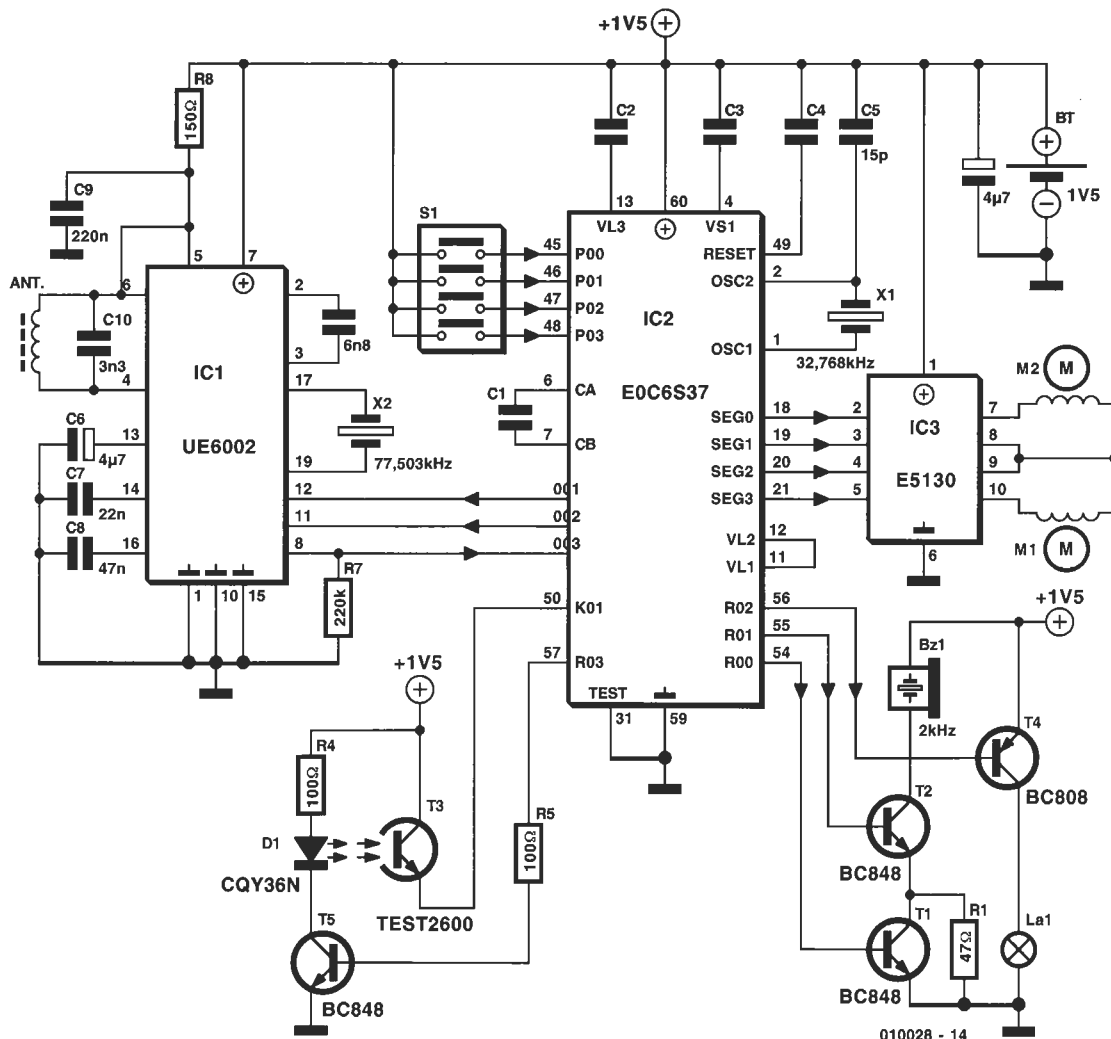


Figura 4. Esquema eléctrico del circuito de un reloj de radio DCF.

entre los terminales de entrada y de salida del circuito integrado y de la placa del circuito impreso. En esta etapa, el circuito integrado está aún completamente desprotegido y requiere una gota de laca opaca, con base de pegamento, que cubra sus formas más desprotegidas. Esta cobertura proporciona una protección frente al entorno, al mismo tiempo que proporciona un soporte físico para el circuito integrado y sus finos hilos de conexión. Una cura de temperatura en el horno proporciona la dureza idónea a la capa de laca.

Las tareas esenciales que el microcontrolador necesita y que deben estar incluidas son las siguientes:

- Control del visualizador.
- "Escaneo" de los botones pulsados.
- Verificación de la alarma de tiempo.
- Decodificación de la señal de radio.
- Control de las manecillas del reloj.
- Verificación de la posición de referencia de las manecillas del reloj.
- Control del sonido de alarma.
- Ejecución de las rutinas de prueba durante la fabricación y el proceso de pruebas.

## Reloj controlado por una típica radio

La Figura 4 muestra el esquema eléctrico de un reloj controlado por una típica radio, que utiliza un visualizador analógico, por ejemplo, con representación de la hora y el minuto con agujas, en lugar de un visualizador LCD. Cuando se introduce la batería en el reloj, el microcontrolador no sabe exactamente en qué lugar colocar las manecillas del reloj, por lo que será necesario calibrar la posición del reloj de modo mecánico. Normalmente suele haber un punto de referencia en los engranajes internos conectados a las manecillas del reloj. En nuestro circuito, el diodo D1 y el transistor T3 forman una puerta de luz utilizada para detectar un orificio en el engranaje del reloj. Este orificio genera una señal cuando las agujas del reloj apuntan de forma precisa a las 12 en punto. Esta posición de referencia se verifica diariamente para asegurar que no se ha producido una desviación en el mecanismo del reloj.

El circuito integrado IC3 es un E5130, un circuito controlador de motor paso a paso que gobierna los dos motores paso a paso situados en el interior del reloj y que están unidos al minutero y al segundero. Además, este circuito integrado ha sido diseñado para trabajar con aplicaciones que utilicen bajos niveles de tensión y de corriente. El zumbador Bz1 está controlado por los transistores T1 y T2 de modo que proporciona un tono de alarma de 2 KHz. Cuando se alcanza la hora seleccionada en la alarma, el transistor T2 se activa en primer lugar para comenzar a generar el tono de alarma. Si aún estamos dormidos y no hemos oído ni pulsado el botón de alarma en los 10 segundos siguientes, el transistor T1 comenzará a conducir y creará un puente en los extremos de la resistencia R1, lo que permitirá que pueda circular más corriente a través del zumbador Bz1, por lo que se incrementará el volumen de alarma (función "crescendo"). Los transistores T1 y T2 están controlados directamente por las salidas del circuito controlador, en las que una protección interna contra cortocircuitos en dichas salidas evita un posible consumo excesivo en la corriente de base del transistor. Todos los botones de control situados en el reloj están conectados al puerto de entrada del circuito controlador y han sido montados con resistencias internas de "pull-up".

Las señales de control de salida del motor paso a paso, desde SEG0 a SEG3, pueden enmascarse por programa para controlar un visualizador LCD, además de disponer de 26 señales adicionales disponibles para su uso.

El interfaz entre el controlador y el circuito receptor de códigos de tiempo está formado por tres conexiones. La señal de códigos de tiempo recibida se envía hacia el microcontrolador a través del terminal 8 del circuito integrado receptor. El terminal 11 de dicho circuito integrado es un terminal de "desconexión" y permite al microcontrolador desconectar el circuito receptor para ahorrar energía. La tercera línea de dicho interfaz, situada en el terminal 12, se usa para enmascarar cualquier interferencia generada de forma local por las salidas del microcontrolador. Los relojes analógicos utilizan motores paso a paso para mover las agujas de los minutos y

## Direcciones de páginas web

[www.vishay.com/products/optoelectronics/](http://www.vishay.com/products/optoelectronics/)  
[www.atmel-wm.com](http://www.atmel-wm.com)  
[www.epson-electronics.de/download/download4bit.htm#E0C6S37](http://www.epson-electronics.de/download/download4bit.htm#E0C6S37)  
[www.hkw-elektronik.de](http://www.hkw-elektronik.de)  
[www.temjic-semi.com/hrv/broadcas/broadcas.htm](http://www.temjic-semi.com/hrv/broadcas/broadcas.htm)

de los segundos, de modo que en cada paso se genera un impulso de un nivel relativamente alto, RF1, que dura aproximadamente 500 ms (60 ms del pulso del motor paso a paso más el tiempo de amortiguamiento de resonancia). Es importante que estos pulsos del motor paso a paso no estén presentes en las salidas durante los momentos críticos, en cada segundo de la señal de tiempo recibida, de manera que los movimientos de las manecillas del reloj estén sincronizados exactamente con la señal de tiempo. Una señal en esta línea indica al circuito receptor que se está enviando un pulso paso a paso, y que tendrá que mantener la salida de la señal de tiempo de forma efectiva en su nivel de corriente hasta que la interferencia haya pasado, con lo que conseguimos enmascarar las interferencias de su señal de salida.

Una bobina enrollada en una barra de ferrita, junto con el condensador C10, forman la antena para este sistema de 77,5 KHz.

Durante el funcionamiento normal del circuito, una vez que se ha conectado una batería en el mismo, el microcontrolador moverá las agujas del reloj hasta que encuentre la posición de referencia. El receptor del código de tiempo se activará en ese momento y el controlador esperará hasta que se hayan recibido dos mensajes válidos completos. Esta función puede llevarnos más de dos minutos. Si cualquier parte del mensaje llega con errores, debido a interferencias locales como una tormenta o la distorsión de la señal recibida por muchos caminos (reflexiones), el controlador esperará hasta que reciba dos mensajes válidos antes de desconectar el receptor de códigos de tiempo, calcular la posición de las agujas y moverlas. El receptor de códigos de tiempo se activa de forma periódica por el microcontrolador durante el modo normal de funcionamiento, en donde el tiempo presentado en el visualizador se compara con el código de tiempo recibido. Cuando estos dos tiempos no coinciden (por ejemplo, cuando ocurre el cambio entre las horas GMT y BST), el controlador esperará una confirmación al recibir mensajes del código de tiempo antes de que actualice el tiempo presentado en pantalla.

(01C028-1)

# elektor

OCTUBRE 2001

## CONDICIONES GENERALES

Los circuitos impresos, carátulas autoadhesivas, ROMs, PALS, GALS, microcontroladores y disquetes que aparecen en las páginas de ELEKTOR se encuentran a disposición de los lectores que lo requieran. Para solicitarlos es necesario utilizar el cupón de pedido que se encuentra en las páginas anexas.

Este mismo cupón también puede utilizarse para efectuar pedidos de los libros de la colección de ELEKTOR (en versión original inglesa).

- Los items marcados con un asterisco (\*) tienen una vigencia limitada y su disponibilidad solo puede garantizarse durante un cierto periodo de tiempo.

- Los items que no se encuentran en esta lista no están disponibles.

- Los diseños de circuitos impresos se encuentran en las páginas centrales de la Revista. En ocasiones y por limitación de espacio no se garantiza la publicación de todos los circuitos. En estos casos los lectores interesados pueden solicitar los diseños, utilizando el mismo cupón de pedido y les serán enviados a su domicilio contra reembolso de 500 pts. (incluidos gastos de envío).

- Los EPROMs, GALS, PALS, (E)PLDs, PICs y otros microcontroladores se suministrarán ya programados.

Los precios y las descripciones de los diferentes productos están sujetos a cambios. La editorial se reserva el derecho de modificar los precios sin necesidad de notificación previa. Los precios y las descripciones incluidas en la presente edición anulan los publicados en los anteriores números de la Revista.

## FORMA DE ENVIO

Los pedidos serán enviados por correo a la dirección indicada en el cupón de las páginas anexas. Además los lectores pueden formular pedidos por teléfono llamando al número 91 327 37 97 de lunes a viernes en horario de 9,30 a 14 h y de 16 a 19 h. Fuera de este horario existe un contestador telefónico preparado para recoger las demandas. Los gastos de envío serán abonados por el comprador, tal como se indica en el cupón.

## FORMA DE PAGO

Todos los pedidos deberán venir acompañados por el pago, que incluirá los gastos de envío, tal como se indicó anteriormente.

El pago puede realizarse mediante cheque conformado de cualquier banco residente en territorio español, giro postal anticipado, tarjeta VISA (en este caso debe indicarse la fecha de caducidad, domicilio del propietario de la tarjeta y firma del mismo).

Nunca se deberá enviar dinero en metálico con el pedido. Los cheques y los giros postales deben ser nominativos a la orden de VIDELEC S.L.

## SUSCRIPCIONES A LA REVISTA Y EJEMPLARES ATRASADOS

Las suscripciones o pedido de números atrasados, si se encuentran disponibles, se realizarán a LARPRESS, C/ Medea, 4 5ª planta (Edificio ECU) 28037 Madrid.

Los precios de ejemplares atrasados son de 600 pts más gastos de envío.

## COMPONENTES UTILIZADOS EN LOS PROYECTOS

Todos los componentes utilizados en los proyectos ofrecidos en las páginas de la Revista se encuentran generalmente disponibles en cualquier establecimiento especializado o a través de los anunciantes de este ejemplar. Si existiera alguna dificultad especial con la obtención de alguna de las partes, se indicará la fuente de suministro en el mismo artículo. Lógicamente los proveedores indicados no son exclusivos y cualquier lector podrá optar por su suministrador habitual.

## CONDICIONES GENERALES DE VENTA

**Plazo de entrega:** El plazo normal será de 2-3 semanas desde la recepción del pedido. No obstante no podemos garantizar el cumplimiento de este periodo para la totalidad de los pedidos.

**Devoluciones:** Aquellos envíos que se encuentren defectuosos o con la falta de alguno de los componentes podrán ser devueltos para su reposición, solicitando previamente nuestro consentimiento mediante llamada telefónica al número (91) 3273797 en horario de oficina. En este caso la persona que llame recibirá un número de devolución que deberá hacer constar al devolver el material en un lugar bien visible. En este caso correrá por nuestra cuenta el gasto de envío de la devolución, debiéndolo hacer así constar el remitente en su oficina postal. A continuación se le enviará nuevamente el pedido solicitado sin ningún gasto para el solicitante.

En el caso de que la devolución se realice por otra causa ajena a la revista, sólo se admitirá si el material devuelto se encuentra en perfectas condiciones para ser vendido de nuevo. En este caso al remitente le será devuelto el importe previamente enviado, reteniendo un 10 % del precio para cubrir los gastos de manipulación y embalaje.

En cualquiera de los casos anteriores, solo se admitirán las devoluciones en un plazo de tiempo de 14 días contados a partir de la fecha de envío del pedido.

**Patentes:** Algunos de los circuitos o proyectos publicados pueden estar protegidos mediante patente, tanto en la Revista como en los libros técnicos. La editorial LARPRESS no aceptará ninguna responsabilidad derivada de la utilización inadecuada de tales proyectos o circuitos para fines distintos de los meramente personales.

**Copyright:** Todos los dibujos, fotografías, artículos, circuitos impresos, circuitos integrados programados, disquetes y cualquier otro tipo de software publicados en libros y revistas están protegidos por un Copyright y no pueden ser reproducidos o transmitidos, en parte o en su totalidad, en ninguna forma ni por ningún medio, incluyendo fotocopiado o grabación de datos, sin el permiso previo por escrito de Editorial LARPRESS.

No obstante, los diseños de circuitos impresos si pueden ser utilizados para uso personal y privado, sin necesidad de obtener un permiso previo.

**Limitación de responsabilidad:** Todos los materiales suministrados a los lectores cumplen la Normativa Internacional en cuanto a seguridad de componentes electrónicos y deberán ser utilizados y manipulados según las reglas universalmente aceptadas para este tipo de productos. Por tanto ni la editorial LARPRESS, ni la empresa suministradora de los materiales a los lectores se hacen responsables de ningún daño producido por la inadecuada manipulación de los materiales enviados.

## CONSULTORIO TECNICO

Existe un Consultorio técnico telefónico gratuito a disposición de todos los lectores. Este servicio se presta todos los lunes y martes laborables en horario de 17 a 19 h.

El número de teléfono para consultas es el 91 375 02 70.

Código Precio (Pesetas)

### E257 OCTUBRE 2001

Convertor de 12 a 24V:

- PCB 014025-1 3.358

Control remoto por infrarrojos para PCs:

- AT90S2313, programmed 000170-41 4.828

### E256 SEPTIEMBRE 2001

Interface I<sup>2</sup>C para puerto RS232:

- Disk, project software 010045-11 1.813

Dispositivo para concurso:

- Disk, project software 000190-11 1.824

### E255 AGOSTO 2001

PLC DCI:

- PCB 000163-1 7.844

- Disk, project software 000163-11 1.933

- Set: PCB + 000163-11 000163-C 9.094

SMPSU para automóvil:

- PCB 000193-1 3.842

Metronomo y diapason:

- PCB 000198-1 6.425

- Disk, project software 000198-11 1.921

- PIC 16F84, programmed 000198-41 5.286

Display de Matriz de Puntos Modular:

- Disk, project software 010021-11 1.921

- AT89C2051 programmed 010021-41 3.751

Tarjeta de 32 canales de entradas analógicas:

- PCB 004090-1 4.911

### E254 JULIO 2001

Mayor-Domo:

- PCB 000184-1 4.592

- Disk, project software 000184-11 1.911

- AT90S8515, programmed 000184-41 9.862

Control remoto para modelismo:

- PCB 000160-1 3.156

- Disk, project software 000160-11 1.911

- COP8782, programmed 000160-41 4.592

Taladradora para PCB:

- PCB 010024-1 8.810

- GAL16R8-25C, programmed 010024-31 2.680

- PIC16C64-20, programmed 010024-41 6.220

- Set: PCB + 010024-31 + 010024-41 010024-C 16.456

Amplificador de potencia a válvulas HiFi PPP:

- PCBs available from Experience Electronics

### E253 JUNIO 2001

Convertor de velocidad de muestreo a 96kHz:

- PCB 010014-1 7.256

Crescendo Edición Millenium:

- PCB, amplifier (mono block) 010001-1 4.403

- PCB, power-on delay 974078-1 2.755

MIDI en el puerto RS232:

- PCB 000139-1 5.239

- EPROM 27C256, programmed 000139-21 3.037

- Disk, driver, source code, hex file 000139-11 1.844

- Set: PCB + 000139-21 + 000139-11 000139-C 8.905

### E252 MAYO 2001

Luces MIDI y control de diapositivas:

- PCB 000179-1 12.769

- EPROM 27C256, programmed 000179-12 6.438

- disk, source code & binary 000179-11 4.722

ADC 2001 para audio:

- PCB, converter 010017-1 6.600

- PCB, power supply 010017-2 3.606

Generador de pulsos programable:

- PCB 000200-1 3.638

- Disk set, project software 000200-11a/b 2.253

- PCB + disk set 000200-C 5.354

### E251 ABRIL 2001

Tarjeta prototipo para Bus PCI (1):

- PCB 010009-1 18.790

- disk, Windows software 010009-11 2.111

- GAL22V10, programmed 010009-31 3.483

- disk, DOS software 010009-12 2.111

- PCB, 010009-31 + disk 010009-C 24.384

MCS BASIC-52 V1.3:

- Disk, project software 000121-11 4.961

- EPROM, programmed 000121-21 6.650

Controlador de velocidad doble (2):

- PCB, SpeedControl + speedPower2 000070-4 4.434

- PCB, SpeedControl + speedPower1 000070-5 4.750

- ST62R60BB6, programmed 000070-41 8.023

- Disk, ST6 source code 000070-11 3.483

Receptor de AM:

- PCB 000176-1 5.806

### E250 MARZO 2001

Decodificadores de control remoto RC5:

- PCB 000081-1 2.956



	Código	Precio (Pesetas)
- PCB	004085-1	1.479
<b>Ploteado curvas con HP-GL/2:</b>		
- Disk, project software	006005-1	1.776
<b>Implementación del bus I<sup>2</sup> C:</b>		
- Disk, project software	006006-1	1.015
- BASIC interpreter in EPROM	006505-1	1.421
<b>E242 JULIO 2000</b>		
<b>Cerradura inteligente para puertas:</b>		
- AT89C52-12PC, programmed	000051-41	2.092
- Disk, AT89C52 source code file	000051-11	1.073
- PCB	000051-1	2.127
<b>Lector de tarjetas magnéticas:</b>		
- PCB	000054-1	1.341
- AT89C2051-12PC, programmed	000054-41	2.092
- Disk, all project software	000054-11	1.073
- Set: PCB + 000054-11 + 000054-41	000054-C	4.023
<b>Espía de un hilo:</b>		
- PIC16F84 (programmed)	000048-41	2.951
- PIC16C54 (programmed)	000048-42	2.361
- Disk, all project software	000048-11	1.073
<b>Interfaz del PC para el Bus CAN:</b>		
- PCB	000039-1	2.575
- Disk, all project software	006004-1	1.619
<b>E241 JUNIO 2000</b>		
<b>Teclado de funciones especiales:</b>		
- PCB	002006-1	4.207
- ST62T60 (programmed)	002006-41	8.199
- PCB y 002006-41	002006-C	11.651
<b>Sistema de invención robótico de Lego (2):</b>		
- PCB	000040-1	2.158
<b>Medidas mediante Word y Excel:</b>		
- Disk, Word template and .DLL	000053-11	2.158
<b>Mezclador MIDI:</b>		
- PCB	000021-1	3.992
- Disk, AT90S source code files	996038-1	3.560
- 2 x AT90S2313 (a+b), programmed	996531-1	13.053
<b>Temporizador de reposo RC5:</b>		
- Disk, PIC source code files	000026-11	2.158
- PIC16F84, programmed	000026-41	5.286
<b>Pantalla táctil:</b>		
- Disk, PIC source code & executable	000055-11	2.158
<b>E240 MAYO 2000</b>		
<b>Estimulador de músculos de bajo impacto:</b>		
- Disk: source and hex code	000041-11	2.250
- AT89C2051, programmed	000041-41	5.248
- PCB	000041-1	3.734
<b>Puerto paralelo universal de entrada/salida para PCs:</b>		
- Set: PCB + 002011-11	002011-C	7.165
- Disk: all project software	002011-11	2.018
- PCB	002011-1	5.853
<b>E239 ABRIL 2000</b>		
<b>Control de volumen digital:</b>		
- disk, source code listing	990080-11	1.995
- PCB	990080-1	5.088
- EPROM 27C256 (programmed)	006506-1	2.793
<b>Receptor de onda media miniatura:</b>		
- PCB	000034-1	2.993
<b>Regulador de carga solar:</b>		
- PCB	000019-1	2.993
<b>Medidas de temperatura con un DS1621</b>		
- Disk, project software	996027-1	1.995
<b>E238 MARZO 2000</b>		
<b>Convertidor de banda de 2 metros:</b>		
- PCB	000013-1	3.868
<b>BASIC 537:</b>		
- Disk, terminal emulator and sample programs	996029-1	3.471
- EPROM (programmed)	996532-1	4.166
<b>Control remoto por infrarrojos:</b>		
- PCB	990075-1	3.967
<b>Amplificador de audio de potencia en un circuito impreso:</b>		
- PCB	000004-1	2.975
<b>Caja de parámetros para programas MIDI:</b>		
- Set: PCB + 996037-1 + 996521-1	990087-C	9.323
- PIC16F84, programmed	996521-1	4.850
- Disk, PIC source code file and hex-code	996037-1	1.984
- PCB	990087-1	3.769
<b>E237 FEBRERO 2000</b>		
<b>"Pequeño" ordenador 537:</b>		
- Disk: 537 Monitor program	976008-1	2.792
- PCB	990054-1	8.794
- GAL 16V8, programmed	996515-1	4.525
- EPROM 27C256, programmed	976510-1	4.910
- set: PCB + 976008-1 + 976510-1 + 996515-1	990054-C	15.790
<b>DAC 2000 de Audio (3):</b>		
- GAL 22V10, programmed	996530-1	3.177
- set: PCB + 996530-1	990059-C	10.890
- PCB	990059-1	8.376

	Código	Precio (Pesetas)
<b>Modelismo ferroviario controlado por PC:</b>		
- set: PCB + 996522-1	990084-C	8.569
- PIC16F84, programmed	996522-1	6.836
- PCB	990084-4	2.407
<b>Reloj de la torre Rhine MkII:</b>		
- PCB	990076-1	9.821
- AT89C2051-12PC, programmed	996519-1	5.296
- Set: PCB + 996519-1	990076-C	14.442
<b>Placa transformadora:</b>		
- PCB	000001-1	2.792
<b>E236 ENERO 2000</b>		
<b>Luz trasera de bicicleta para la noche:</b>		
- PCB	994022-1	2.174
<b>Entradas y salidas digitales de Sound Blaster Live! Value:</b>		
- PCB	990079-1	2.792
<b>Computador adaptador de red:</b>		
- PCB	990053-1	3.688
<b>Variador de luz sensible al tacto:</b>		
- PCB	994093-1	3.025
<b>E235 DICIEMBRE 1999</b>		
<b>Estación de carga y "refresco" de baterías:</b>		
- PCB	990070-1	6.201
Controlador de red de área (CAM)		
- PCB	990066-1	3.946
<b>Monitor de línea de TV mejorado:</b>		
- Set: PCB + 986523-1	990007-C	14.094
- EPM7064LC44-12 (programmed)	986523-1	9.960
- PCB	990007-1	4.792
<b>E234 NOVIEMBRE 1999</b>		
<b>EEDTS Pro superdecodificador de locomotoras:</b>		
- Set: PCB + 996523-1	990071-C	8.738
- PCB	990071-1	1.691
- PIC16F84, SMA, programmed	996523-1	7.610
<b>Radio de onda corta de bajo presupuesto:</b>		
- PCB	990068-1	3.476
<b>Control de motor paso a paso:</b>		
- H-EPROM	996525-1	4.416
- 2 Gals 16v( a+b), programmed	996524-1	1.879
- L-EPROM	996525-2	4.416
- disk, source code files	996031-1	1.879
- Set: PCB + 996524-1 + 996525-1/2 + 996031-1	990044-C	20.483
- PCB	990044-1	10.429
<b>E233 OCTUBRE 1999</b>		
<b>Curso de programación BASIC STAMP (1):</b>		
- PCB	990050-1	5.732
<b>Controlador digital PID:</b>		
- PCB	990038-1	4.510
- PIC 16C71, ready-programmed	996504-1	5.637
- Disk, source code file	996003-1	1.879
<b>E231 AGOSTO 1999</b>		
<b>Generador CW:</b>		
- PIC16F84, (programmed)	996512-1	6.005
- PCB	980087-1	2.002
- Set: PCB + 986512-1	980087-C	7.340
<b>Herramientas de desarrollo para 80C166:</b>		
- 2 EPROMS (a+b), modificado 80C166 monitor	996512-1	4.671
- 2 discos (a+b)	996015-1	3.146
- Set: PCB + 99605-1 (a+b) + 996512-1 (a+b)	990028-C	7.245
<b>E230 JULIO 1999</b>		
<b>Sistema de desarrollo para el 68HC11F1:</b>		
- disco, M11 software	996005-1	4.669
- PCB	990042-1	4.371
- Set: PCB + 996005-1	990042-C	6.876
<b>DYC: del vinilo al compact disk:</b>		
- PCB	990048-1	4.826
<b>Modelo de vía de tren controlado por PC: EEDTS Pro:</b>		
- PCB	980085-1	2.732
- 68HC705 (programmed)	986518-1	12.475
- 2 discos (a+b), control software (Windows)	986027-1	7.376
- Set: PCB + 986518-1 + 986027-1	990085-C	21.399
<b>Decodificador de satélite meteorológico:</b>		
- ST62T10 (programmed)	996513-1	6.101
- disco, SatView program and ST6 source code	996019-1	3.005
- PCB	990021-1	3.460
<b>E229 JUNIO 1999</b>		
<b>Control para ventiladores:</b>		
- PCB	990041-1	4.162
<b>Cargador de baterías de plomo-ácido estancas (SLA):</b>		
- PCB	990037-1	1.086
<b>E228 MAYO 1999</b>		
<b>Sistema de evaluación para SAB80C166 (II)</b>		
- GAL	996508-1	1.934
- PCB	990028-1	6.307
- EPROM (L)	996509-1	2.392
- EPROM (H)	996509-2	2.775
- disco, monitor/GAL listing	996009-1	1.682

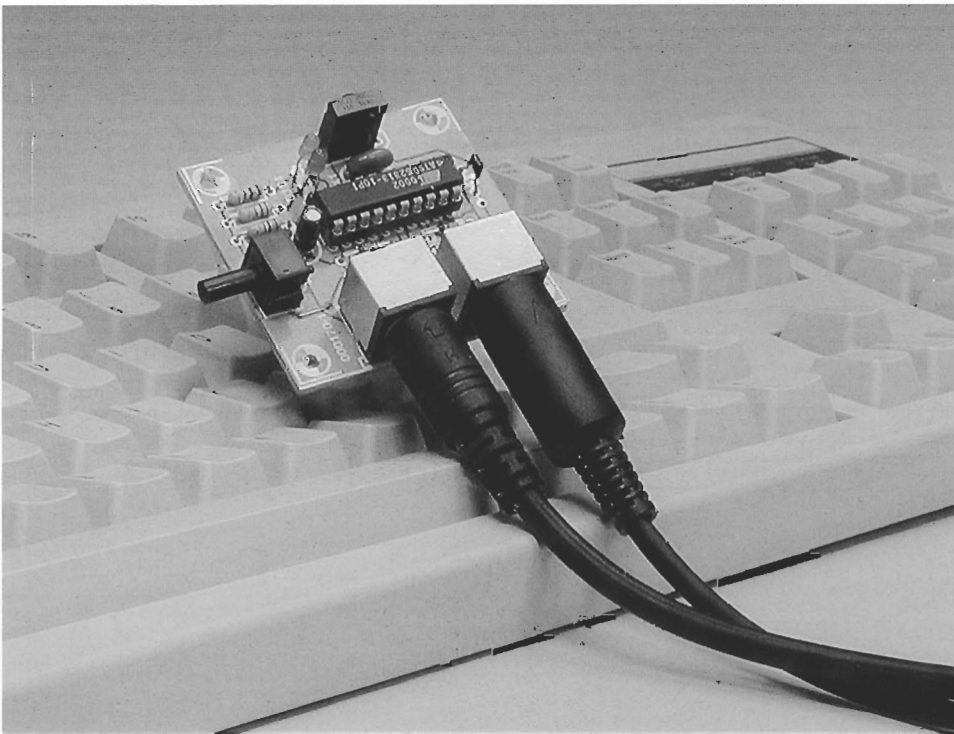
# Control Remoto para PCs por infrarrojos

Utilizando el código RC5

Por J. Ferber

[McFerber@gmx.net](mailto:McFerber@gmx.net)

Usando este receptor de infrarrojos con nuestro PC podremos controlar nuestros programas favoritos, mediante el transmisor RC5 ya disponible, que es muy útil si nuestro ordenador dispone de la tarjeta de vídeo adecuada y estamos empleándola como televisor, o si deseamos utilizar, por ejemplo, el programa Winamp para reproducir ficheros MP3 a través de nuestro equipo de alta fidelidad (HI-FI).



Si deseamos instalar un ordenador en nuestra sala de estar como una televisión o como parte de nuestro equipo de música de alta fidelidad, es prácticamente indispensable un control remoto para manejarlo. ¿Quién quiere molestarse en ir al teclado del ordenador para ajustar el volumen o cambiar de canal? Por desgracia, los ordenadores actuales no ofrecen un receptor de

rayos infrarrojos interno, compatible con los transmisores de infrarrojos ordinarios. Por este motivo, si deseamos esta comodidad, tendremos que construir nosotros mismos nuestro circuito y nuestro programa de control.

Hay una gran cantidad de pasos establecidos para conseguir que un

ordenador reaccione a los pulsos de rayos infrarrojos recibidos del correspondiente transmisor. El circuito es necesario para recibir los pulsos y procesarlos de forma adecuada para que el microcontrolador pueda interpretarlos y, de acuerdo al programa que haya realizado el usuario, transformarlos en diferentes formatos. En principio, se puede usar cualquiera de los puertos de interfaz del ordenador, como por ejemplo, un puerto serie RS 232 o el interfaz paralelo Centronics. Sin embargo, nuestro receptor está diseñado para trabajar utilizando el puerto del teclado. Esta opción proporciona varias ventajas: permite mantener al mínimo la cantidad de componentes en el circuito (por ejemplo, no se necesitan registros de desplazamiento); la alimentación se puede obtener del propio conector del teclado del ordenador, evitando la necesidad de una fuente de alimentación externa; y el programa puede configurarse para que la señal pase desde el PC al teclado y viceversa, de manera que el receptor pueda permanecer constantemente conectado, evitando la necesidad de cambiar de conectores.

No se necesita ningún programa

para instalar el circuito en el ordenador, ya que se ha conseguido realizar un circuito completamente independiente del sistema operativo, que trabaja de igual manera bajo Windows, Linux o MS-DOS. Además, como los ordenadores Apple utilizan el mismo protocolo de teclado AT que los PC's, el circuito también funciona con el sistema operativo MacOS.

### Circuito y programa

Como se puede observar en la Figura 1, el circuito es bastante sencillo. Tan sólo hay dos circuitos integrados, un par de componentes pasivos y como interfaz de usuario, un pulsador y dos diodos LED. El teclado se conecta sobre un conector PS2, K2, mientras que el ordenador se une al conector PS2, K1, utilizando el correspondiente cable adaptador hembra a hembra.

El circuito integrado IC1 es el ya conocido combinador de receptor y demodulador de infrarrojos, modelo TSOP 1736 de la casa Vishay (ver dirección de Internet [1]) o, como alternativa, el modelo SFH 5110, el sucesor del modelo SFH 506 de la casa Siemens (electroválvula). Cuando tengamos que elegir el componente deberemos de tener en cuenta la frecuencia de modulación de 36 kHz: esta frecuencia se usa en la mayoría de los sistemas de control remoto por infrarrojos. En la salida del receptor (terminal 2) la señal transmitida está disponible, ya demodulada, amplificada y con el ruido de fondo suprimido.

El microcontrolador, un AT 90S2313 de la casa Atmel, recibe la señal en el puerto PD2. Este componente forma parte de la familia de microcontroladores RISC de 8 bits AVR de la casa Atmel, y ya ha sido tratado en varios proyectos de Elektor Electronics. En la dirección de Internet [2] podemos encontrar el juego de instrucciones, las hojas de características y las notas de aplicación de este circuito microcontrolador.

Para nosotros, la característica más importante del AT 90S2313 es que el microcontrolador ofrece 128 bytes de memoria EEPROM, que puede usarse para almacenar códigos infrarrojos, así como los correspondientes comandos de teclado necesarios durante la fase de programación, para que puedan leerse de nuevo durante el modo de funcionamiento normal del equipo.

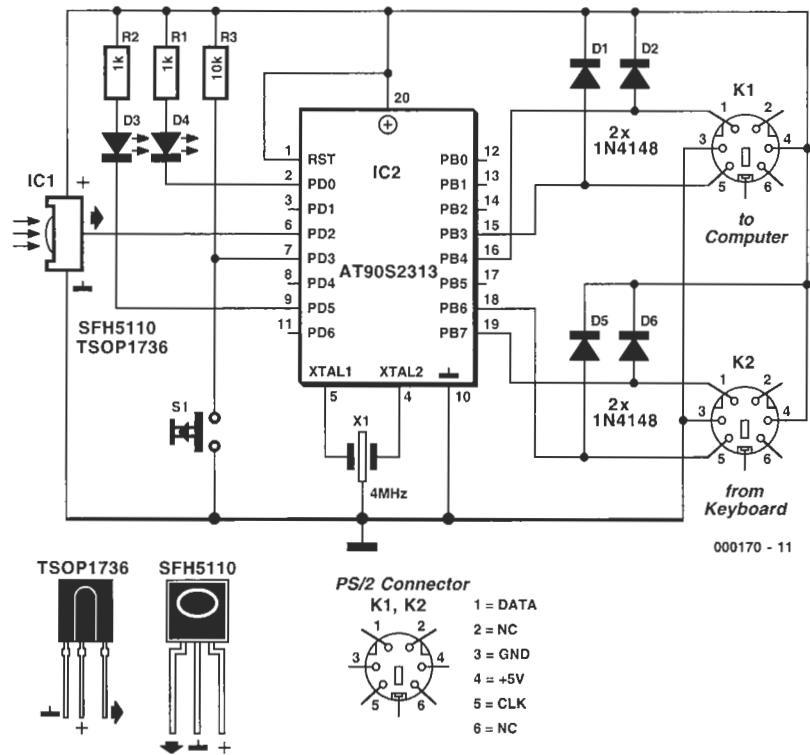


Figura 1. Esquema eléctrico del receptor de control remoto.

El programa completo, que ocupa alrededor de 1 Kbyte, se escribió utilizando el ensamblador de Atmel, que está disponible gratuitamente en la página web [3]. Podemos conseguir el programa de tres maneras, la más sencilla (aunque también la más cara) es comprar el microcontrolador, ya programado, a través de nuestro Servicio de Lectores con el código de pedido N°: 000170-41. Otra alternativa consiste en programar el microcontrolador nosotros mismos: el programa (tanto el código fuente como el código objeto) está disponible en el disquete (código de pedido N°: 000170-11).

La versión actual del programa está diseñada para usarla sólo con transmisores compatibles con el estándar RC5. Sin embargo, el autor de este artículo está trabajando para implementar otros protocolos de control remoto. Una dificultad que podremos encontrar aquí es el número de bits de control utilizados (y por tanto el número total de comandos infrarrojos disponibles). Como las direcciones en la memoria EEPROM de la tabla de comandos de teclado están generadas para los códigos de comandos de infrarrojos, el número de códigos de comandos no puede

exceder el número de bytes de que disponemos en dicha memoria EEPROM (en este caso, 128 bytes). Sin embargo, éste es el caso de bastantes protocolos de infrarrojos. Una solución podría ser añadir un dispositivo de memoria externa EEPROM del tipo I2C.

Aún queda una pequeña cosa que decir sobre el proceso de montaje de la pequeña placa de circuito impreso que se muestra en la Figura 2. Si los componentes se montan adecuadamente (no debemos olvidar que las lentes de los receptores de infrarrojos deben apuntar hacia el exterior), el circuito debe funcionar sin problemas. Es importante conectar los dos conectores PS2 correctamente, o el programa funcionará de manera anómala (aunque el diodo LED verde esté parpadeando).

¡Atención!, el montaje incorrecto, tanto del microcontrolador como del receptor de rayos infrarrojos, puede dañar la placa base de nuestro ordenador. Por lo tanto, antes de montar los circuitos integrados debemos verificar la polaridad de la tensión de alimentación que les llega.

### Programación

La programación de usuario es bastante sencilla. En el estado inicial, cuando el ordenador se enciende, el diodo LED verde parpadea. Al pulsar el botón S1, el programa del microcontrolador entra en el modo de programación. Esta condición se le señala al usuario por

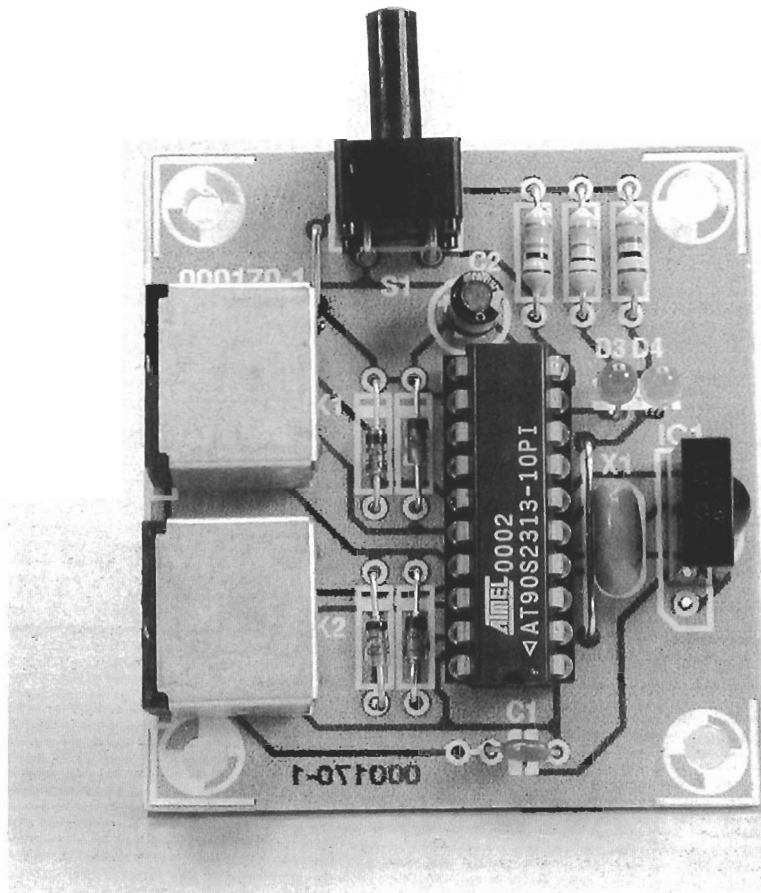
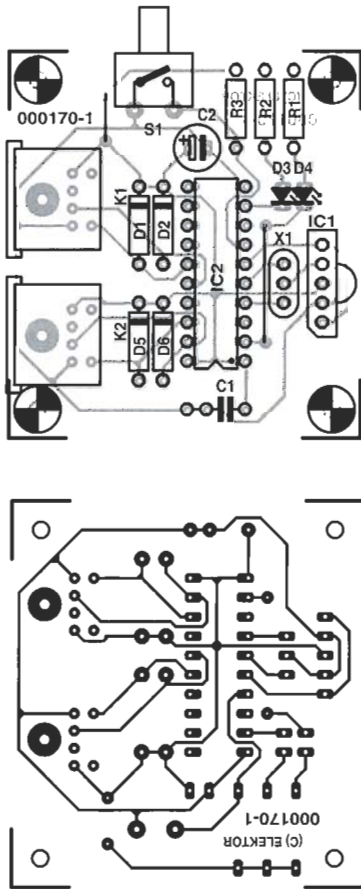


Figura 2. Serigrafía de la cara de componentes y la cara de pistas del circuito.

**LISTA DE MATERIALES**

**Resistencia:**

R1,R2 = 1k  
R3 = 10k

**Condensadores:**

C1 = 100nF  
C2 = 10µF electrolítico de 16 V, radial

**Semiconductores:**

D1,D2,D5,D6 = 1N4148  
D3 = Diodo LED rojo de alta eficiencia  
D4 = Diodo LED verde de alta eficiencia  
IC1 = TSOP 1736 (Conrad Electronics # 171069) o SFH 5110 (C-I Electronics # 01.00.5110.36)  
IC2 = AT 90S2313 programado, con Cód. Pedido: **000170-41**

**Varios:**

S1 = Pulsador de un solo contacto  
K1,K2 = Conectores machos Mini DIN de 6 terminales, para montaje en Placa de Circuito Impreso (PCB)  
X1 = Circuito resonante de 4 MHz y 3 conexiones  
PCB con Código de Pedido N°: **000170-1**  
Disquete con los archivos del programa, con Código de Pedido N°: **000170-11**

medio del diodo LED verde que se enciende de forma constante. A continuación, usaremos un botón en el transmisor de infrarrojos, por ejemplo, "PLAY". La recepción del comando se confirma por medio del diodo LED rojo. Seguidamente, usaremos la correspondiente tecla en el teclado del ordenador (en el programa Winamp, la tecla "X" se corresponde con la operación "PLAY") y el diodo LED rojo cambiará su estado de nuevo. En este momento, el comando ha sido programado. Podemos sobre-escribirlo utilizando el mismo procedimiento.

También podemos introducir una combinación de teclas como Control-T, manteniendo pulsada la tecla Control y oprimiendo la T. Siguiendo este procedimiento podemos introducir hasta 64 comandos, cuando la memoria EEPROM está llena.

Debido a que el espacio de memoria EEPROM es bastante limitado, sólo se pueden introducir códigos de una sola tecla o de dos teclas, es decir, está permitido el código Control-S pero no Control-Alt-S. Esto cubre la mayoría de las combinaciones de teclas abreviadas normales. Para conseguir una mayor cobertura de com-

binaciones de teclas podemos hacer una llamada a las combinaciones de teclas no soportadas o a un grupo de proceso, pulsando y tratando todo como una macro, utilizando una tecla abreviada soportada.

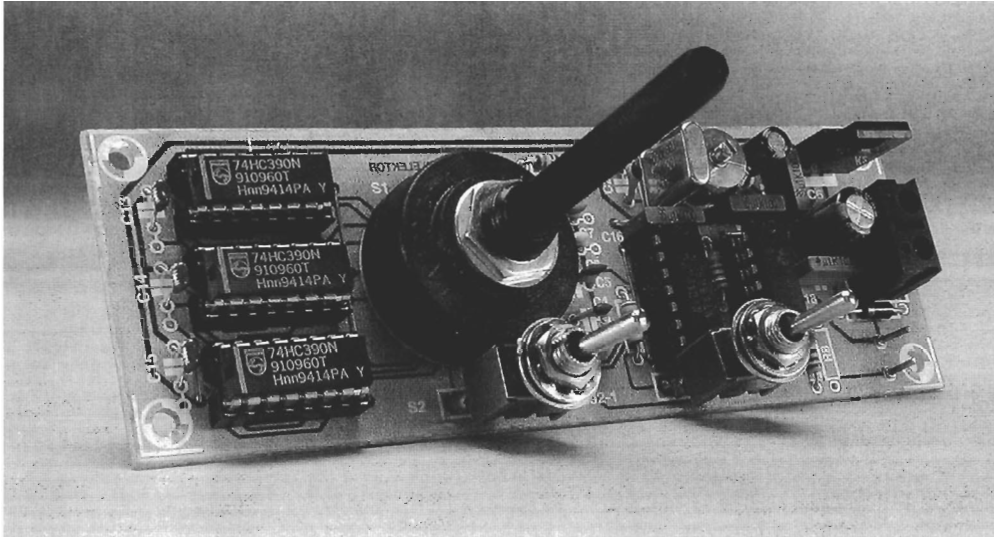
Cuando la programación se haya completado, podremos salir del modo de programación activando de nuevo el pulsador: el diodo LED verde parpadeará. A continuación, si pulsamos un botón en el transmisor, el microcontrolador reconocerá el comando correspondiente, por medio de un breve encendido del diodo LED rojo, enviando el código de teclado adecuado hacia el ordenador.

(CC0170-1)

**Direcciones de Internet**

- [1] [www.vishay.com/products/optoelectronics/tsop17x.html](http://www.vishay.com/products/optoelectronics/tsop17x.html)
- [2] [www.atmel.com/atmel/products/prod200.htm](http://www.atmel.com/atmel/products/prod200.htm)
- [3] [www.atmel.com/atmel/products/prod203.htm](http://www.atmel.com/atmel/products/prod203.htm)

# Económico calibrador de base de tiempos



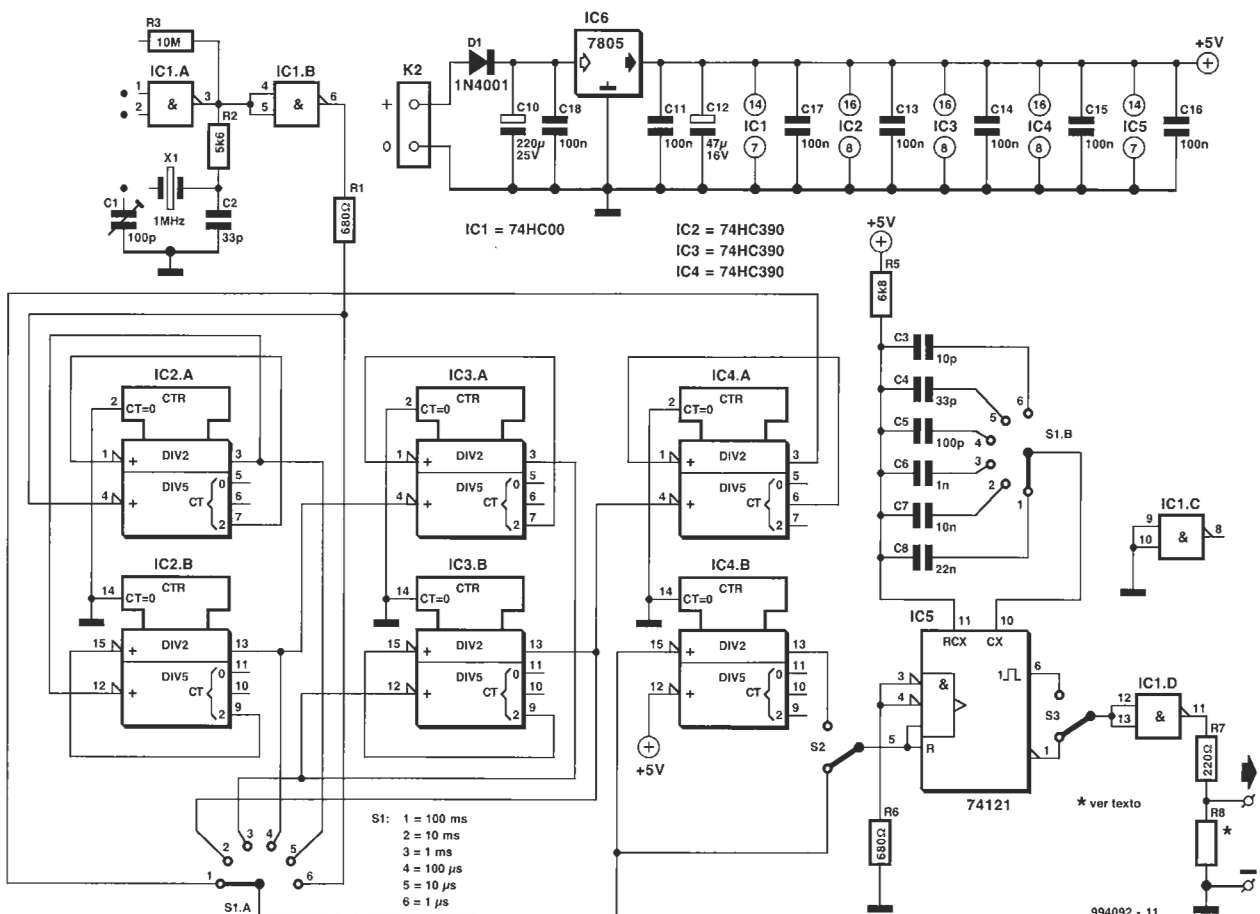
F. Hueber

Un calibrador de base de tiempos es un accesorio útil para cualquier osciloscopio, proporcionando precisión mediante los marcadores de tiempo visibles en la escala horizontal. Básica-

mente, el circuito es un generador de pulsos con precisos intervalos de tiempo entre pulsos, por ejemplo, la frecuencia de repetición del pulso. Si la anchura de pulso se hace relativamente pequeña comparada con la velocidad de repetición y los flancos de los pulsos son abruptos, entonces, la señal de salida aparecerá como una serie de puntos iluminados. Estos pueden usarse convenientemente para la medida de periodos de tiempo sobre la pantalla, como usamos los marcadores graduados sobre una regla de medida.

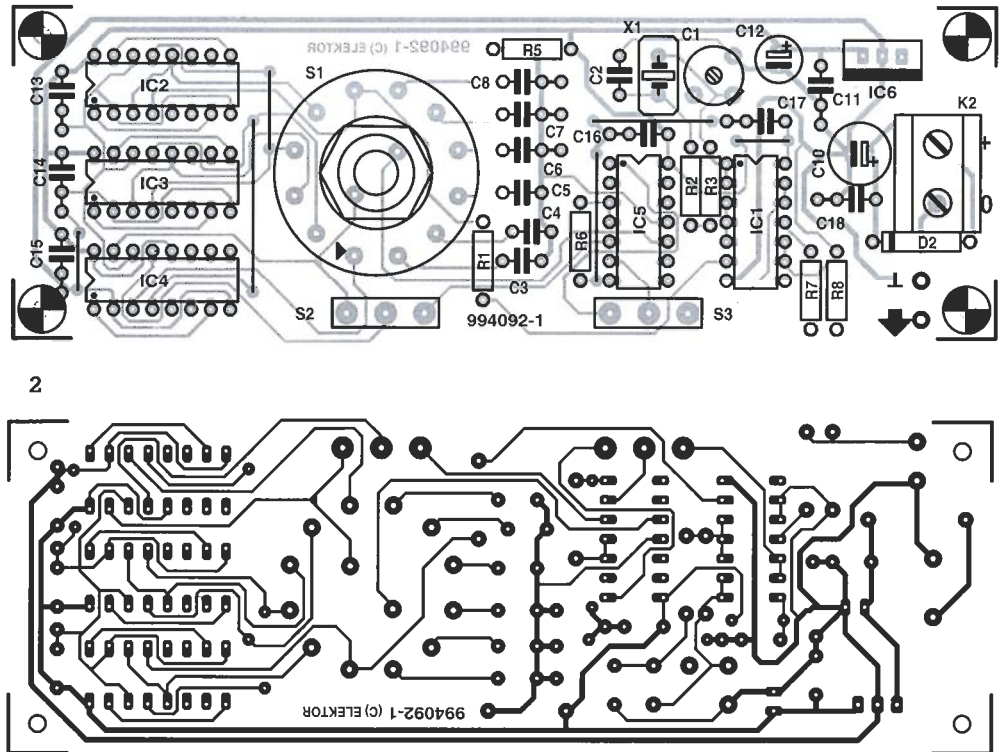
En la Figura 1 se muestra el esquema del circuito, que utiliza cinco circuitos integrados (excluyendo la tensión de alimentación). Un cristal de 1 MHz proporciona una base de tiempo de precisión para el circuito oscilador junto con IC1A. La resistencia R3 controla la conmutación del flanco, mientras que el trimmer C1 altera la carga

1



del cristal y permite que su frecuencia se eleve sensiblemente, lo cual es necesario cuando calibramos el circuito. El buffer IC1B aísla el oscilador del resto del circuito y R1 limpia la onda cuadrada de salida, reduciendo cualquier sobre-tensión en los flancos de reloj. La señal de salida se conecta en cascada a cinco contadores de década de tipo 74HC390 (IC2 a IC4A), dividiendo cada contador su frecuencia de entrada por 10. El conmutador S1A selecciona una de la frecuencias o intervalos de tiempo desde 1 MHz (1  $\mu$ s) a 10 Hz (100 ms) para encaminarlo a un generador de pulso formado por IC5. La segunda mitad del contador IC4 se utiliza para proporcionar una función de división por 2, la cual se puede puentear con el interruptor S2. En total, esto nos da 12 posibles velocidades de repetición de pulso, desde 1  $\mu$ s a 200 ms. El pulso de salida se genera en IC5. Éste es un simple monoestable TTL del tipo 74121. Los dispositivos TTL estándar se pueden conectar directamente con dispositivos HC sin ningún problema. La anchura del pulso de salida del monoestable es una función del valor de la resistencia/condensador de los pines 10 y 11. Como la velocidad de repetición cambia conmutando las salidas del contador con S1A a la segunda mitad del interruptor (S1B), también conmuta diferentes componentes R-C para el monoestable. Esto asegura que el marcador de pulsos mostrado sobre la pantalla del osciloscopio tendrá la anchura correcta para cada rango seleccionado. La etapa de salida del integrado estándar TTL no excita simétricamente, por lo que usamos IC1D como buffer para dar una mayor corriente de salida. El conmutador S3 permite cambiar la polaridad del pulso de salida y la resistencia R7 proporciona protección frente a cortocircuitos para el buffer de salida. Desgraciadamente, en combinación con la capacidad de la salida, esta resistencia forma un filtro de paso/bajo que tiene el efecto de redondear la forma de los flancos de la señal de salida. El conector K2 se utiliza para la conexión de una tensión exterior de alimentación de 9 V e IC6 regula esta tensión a 5 V para su uso en la placa. La corriente consumida es de sólo unos pocos miliamperios, por lo que no es necesario el uso de disipador. La fijación de la placa en una caja se simplifica enormemente porque la placa es de cara simple y se fija directamente a la parte posterior del panel de conmutadores.

El montaje de componentes sobre la placa comienza soldando en primer lugar los seis puentes y los componentes más pequeños. Es importante tener especial cuidado con la colocación de los condensadores electrolíticos y diodos, que tienen polaridad. Este diseño produce interferencias de RF, por lo que



**LISTA DE MATERIALES**

**Resistencias:**

- R1, R6 = 680 $\Omega$
- R2 = 5k6
- R3 = 10M
- R5 = 6k8
- R7 = 220 $\Omega$
- R8 = \*

**Condensadores:**

- C1 = 100pF trimmer
- C2, C4 = 33pF
- C3 = 10 pF
- C5 = 100pF
- C6 = 1nF
- C7 = 10nF
- C8 = 22nF
- C10 = 220 $\mu$ F 25V radial

- C11, C13-C18 = 100nF
- C12 = 47 $\mu$ F 16V radial

**Semiconductores:**

- D1 = 1N4001
- IC1 = 74HC00
- IC2, IC3, IC4 = 74HC390
- IC5 = 74121
- IC6 = 7805

**Varios:**

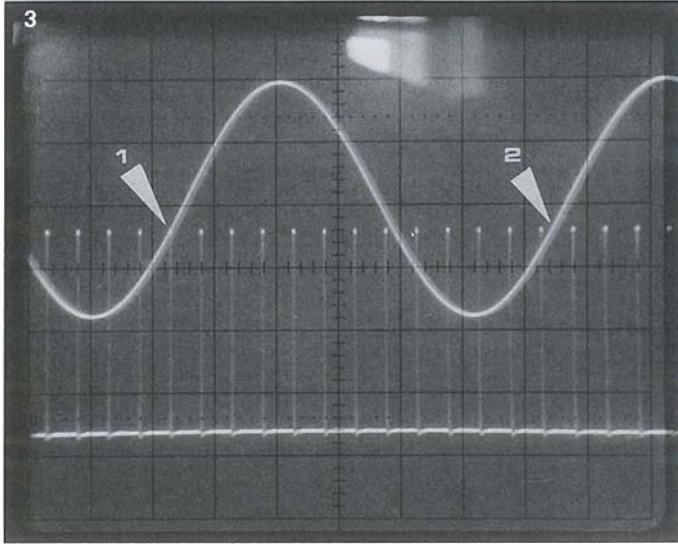
- S1 = conmutador rotativo, 2 circuitos, 6 posiciones
- X1 = cristal de cuarzo 1MHz
- S2, S3 = conmutador 2 posiciones, 1 circuito
- K2 = clema 2 contactos a 5 mm para PCB

aconsejamos fijar la unidad dentro de una caja de metal o al menos en una caja de plástico apantallada, la pantalla o caja la deberíamos conectar a la masa de la tensión de alimentación.

Para probar el circuito, primero comprobaremos que tenemos 5 V disponibles en la tensión de alimentación. A continuación, conectaremos un contador de frecuencia a la resistencia R1 y ajustaremos el trimmer C1 hasta llegar a 1.000 MHz. Si el ajuste de C1 es insuficiente, intentaremos un valor diferente para C2. Si no disponemos de un contador de frecuencia entonces configuraremos el trimmer en la posición intermedia o lo sustituiremos por un condensador fijo de 56 pF.

La salida del calibrador se puede conectar al canal de entrada de un osciloscopio a través de un cable coaxial de 50  $\Omega$ .

Para disminuir el nivel de los picos de salida debidos a la capacitancia del cable se utiliza una resistencia de salida (R8) en serie.



Esta resistencia se puede colocar directamente en la salida del conector BNC y su valor estará dentro del rango de 220 a 470 Ω.

La mejor visualización de pulsos se hará colocando la punta de prueba del osciloscopio en x10 directamente en el pin de salida del conector BNC (esto lo soportan sin ningún problema la mayoría de las puntas de osciloscopio). Sería interesante añadir un punto de prueba en el panel frontal, justo al lado de la salida BNC, conectándolo con la tierra del circuito. Esto proporciona un punto de conexión para la propia pinza de masa del osciloscopio.

Para comprobar la base de tiempos horizontal de un osciloscopio nos aseguraremos primero de que los controles de la base de tiempos están colocados en la posición 'calibración',

después seleccionaremos un valor de forma que cada pulso de salida se corresponda con un cuadro de la cuadrícula de la pantalla. Usaremos el ajuste de la posición horizontal para colocar los pulsos exactamente en el comienzo de las líneas de cada cuadrícula. Compruebe cuidadosamente que los pulsos se producen exactamente en la intersección de cada línea de cuadrícula a lo largo de todo lo ancho de la pantalla. Esto no será siempre así con osciloscopios de bajo coste.

Si tenemos un osciloscopio de dos canales es posible usar el calibrador para realizar medidas rápidas y fáciles de frecuencia, de forma que en muchos casos no será necesario un contador de frecuencia. Lo primero que haremos será conectar la señal a medir a la entrada del canal A del osciloscopio y la salida del calibrador a la entrada del canal B. Ajustaremos la base de tiempos de forma que en la pantalla se vea un periodo de la frecuencia desconocida. Con el modo de trigger del osciloscopio configurado en 'alternating' ajustaremos las posiciones verticales de los canales hasta que se superpongan al flanco de uno de los pulsos, coincidiendo exactamente con un punto en la forma de onda del canal A (ver (1) en la Figura 3). Ahora sabremos la frecuencia contando el número de pulsos que hay dentro de un periodo de la señal del canal A (2). En la pantalla que vemos aquí tenemos 12,3 intervalos de 1,0 ms, por lo que la frecuencia será:

$$f = 1 / 12.3 \times 10^{-6} \text{ s} = 81.3008 \text{ kHz.}$$

Sólo hay dos aplicaciones de este versátil circuito, no dudando en encontrar muchas más.

(994092-1)

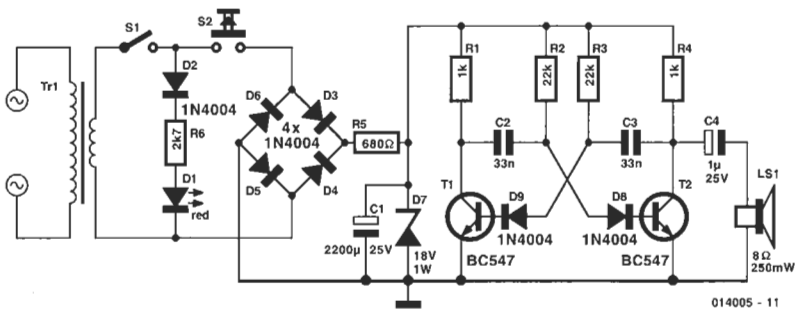
# Timbre de puerta inmune EMD 002

P. Lay

En un edificio de apartamentos no suele usarse el antediluviano timbre de puerta eléctrico, la lluvia de golpes que se generan cuando el martillo golpea contra el cuerto del timbre produce interferencias en la red. Estos pueden molestar hasta el extremo de enmudecer los timbres electrónicos, o incluso darnos un buen susto. Si no podemos convencer a nuestro vecino de pasarse a algo más moderno, o al menos a construir una red supresora de ruido, podemos usar el timbre electrónico descrito aquí, porque es inmune a EMD.

Este circuito está basado en una simple etapa multivibradora a la cual conectamos un altavoz. El condensador C4 proporciona aislamiento de continua entre el multivibrador y el altavoz (8 Ω/0,25 W). La frecuencia está determinada por las redes RC R2/C2 y R3/C3; la cual sale 0,7 RV = 2 KHz.

La etapa multivibradora recibe la tensión de alimentación



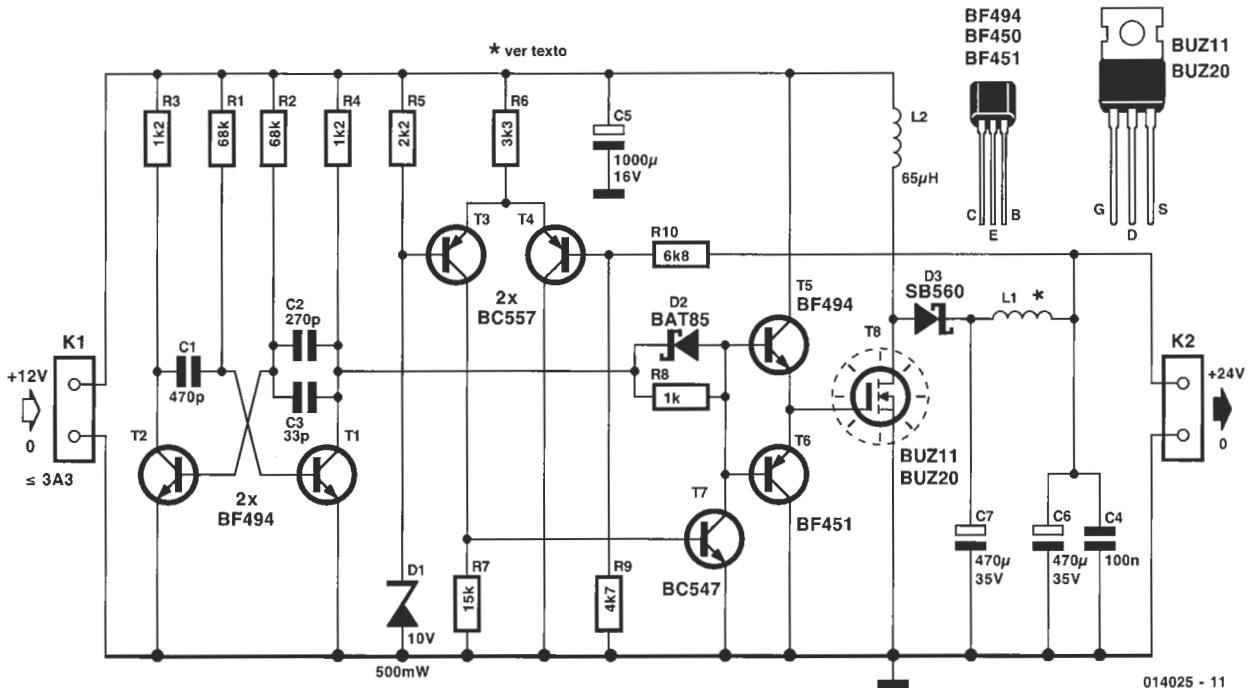
014005 - 11

desde el transformador de timbre. Para este propósito, los diodos D3-D6 rectifican la tensión AC, mientras que el diodo zéner D7 evita que la caída de tensión supere los 18 V aproximadamente. La inmunidad EMD viene dada por la red de paso/bajo R5/C1. El timbre también se puede silenciar utilizando el interruptor S2. En este caso, lo único que sucede cuando alguien presiona el botón del timbre es que D1 se ilumina.

(014005-1)

# Convertor de 12V a 24V

003



014025 - 11

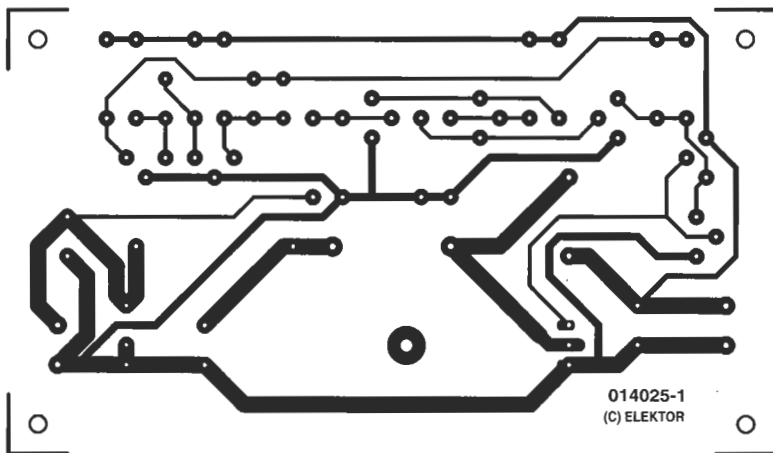
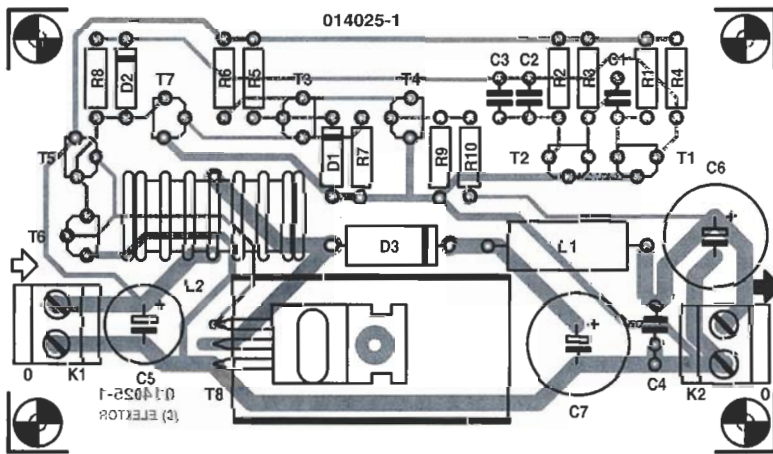
G. Baars

Este convertor DC a DC proporciona una potencia máxima de unos 36 vatios, con una eficiencia del 90 %. Aparte de los modernos FET y el diodo Schottky, este circuito está construido completamente con componentes familiares y baratos. A pesar de esto, las especificaciones son excelentes:

- Eficiencia: aprox. 90 %
- Tensión de rizado máx. 10 mV
- Corriente de salida: máx. 1,5 A
- Frecuencia de conmutación: 40 KHz
- Tensión de entrada: 12 V
- Tensión de salida: 24 V regulados

El elemento de conmutación es un transistor FET de potencia rápido (T8). Este transistor FET tiene una capacidad de entrada relativamente alta y se activa y desactiva mediante una etapa "push/pull", formada por dos transistores de RF (T5 y T6). El diodo Schottky, D2, incrementa la velocidad de desconexión en gran medida, algo crucial en este circuito, ya que el objetivo es obtener la máxima eficiencia posible.

La señal de conmutación la proporciona un sencillo multivibrador, que también está construido con dos transistores de RF (T1 y T2). El amplificador diferencial (formado por T3 y T4) se ha añadido para obtener una tensión de salida de 24 V regulados.



La bobina L2 es una bobina de choque supresora de ruido de 5 A, con una autoinductancia de 65  $\mu$ H. La bobina L1 forma parte del filtro de salida, cuyo propósito es eliminar el ruido de RF. Se trata de una bobina con núcleo de aire, que podemos construir fácilmente nosotros mismos, realizando un bobinado de 25 vueltas con un hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm de diámetro, alrededor de una broca de 10 mm de diámetro. Debido a la alta eficiencia del circuito, la disipación del transistor T8 permanece por debajo de los 3,8 W, de manera que un modesto radiador de unos 10 K/W es suficiente. Debemos señalar que la tensión de alimentación de entrada de 12 V incluye un fusible rápido, cuyo margen de trabajo está entorno a los 3,5 A.

Si consideramos que el ciclo de trabajo tiene un efecto sustancial sobre la eficiencia, se justifica que se haya añadido un segundo condensador (C3) en paralelo con C2. El valor óptimo se puede configurar cambiando el valor de este condensador adicional.

El resto de componentes ya no son tan críticos. Cualquier bobina de choque supresora, de 5 A, puede servir como L2, de la misma manera que cualquier diodo Schottky de 5 A es válido para D3. Lo mismo sucede para el transistor T8, del que podemos elegir cualquier MOSFET de potencia (BUZ 10, BUZ 20, BUZ 100).

(014025-1)

**LISTA DE MATERIALES**

**Resistencias:**

- R1, R2 = 68k
- R3, R4 = 1k2
- R5 = 2k2
- R6 = 3k3
- R7 = 15k
- R8 = 1k
- R9 = 4k7
- R10 = 6k8

**Condensadores:**

- C1 = 470pF
- C2 = 270pF
- C3 = 33pF
- C4 = 100nF
- C5 = 1000 $\mu$ F electrolítico de 16 V, radial
- C6, C7 = 470 $\mu$ F electrolítico de 35 V, radial

**Bobinas:**

- L1 = 25 vueltas 0,5 diám. sentido horario (ECW), 10

mm diám. sin núcleo.  
L2 = 65  $\mu$ H/5 A bobina supresora (núcleo de anillo).

**Semiconductores:**

- D1 = Diodo zéner 10 V y 500 mW
- D2 = BAT85
- D3 = SB650 (PBYR745)
- T1, T2, T5 = BF494
- T3, T4 = BC557
- T6 = BF450 (BF451)
- T7 = BC547
- T8 = BUZ11 (BUZ20)

**Varios:**

- K1, K2 = Bloque de terminales con 5 mm de separación
- Radiador Fischer ICK 35SA (Dau Components), por ejemplo
- PCB Código de Pedido N°: **014025-1**

# Altavoz activo para PC

004

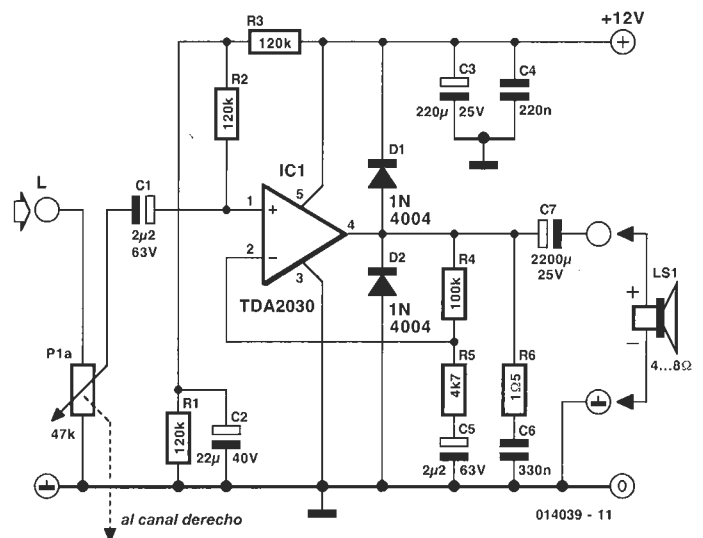
P. Lay

Con el conocido amplificador de potencia integrado TDA 2030V en el encapsulado Pentawatt, es fácil "activar" un altavoz de ordenador o mejorar la calidad de un altavoz activo barato. El circuito TDA 2030V combina la facilidad de uso con los bajos niveles de armónicos y distorsión de cruce, además de incorporar una protección contra cortocircuitos y sobrecargas térmicas.

No es necesario tener una brillante creatividad para obtener el circuito que se muestra en la Figura 1, el cual es prácticamente el mismo que el de la aplicación estándar, para un modo de funcionamiento independiente, que se muestra en las hojas de características suministradas por su fabricante, ST Microelectronics:

<http://us.st.com/stonline/books/pdf/docs/1458.pdf>

Las dos resistencias, R1 y R3, configuran el punto de funcionamiento del amplificador, mientras que la entrada no inversora está alimentada a través de la resistencia R2. La señal de audio alcanza el amplificador de potencia por medio del condensador C1. La ganancia está determinada por la relación entre las resistencias R5 y R4. El condensador C5, al igual que C1, afecta a la baja frecuencia de fondo. Los dos diodos protegen el circuito integrado contra los picos positivos y negativos en la señal de salida. La red RC, formada por el condensador C6 y la resistencia R6, asegura un funcionamiento estable del amplificador en el rango de las frecuencias altas. La carga se



conecta a través del condensador electrolítico de salida C7. En las hojas de características podemos ver cuáles son los parámetros que cambian si jugamos con los valores de las resistencias y de los condensadores.

Cualquier altavoz individual con una impedancia comprendida entre 4 y 8  $\Omega$ , o un altavoz de varias vías, puede conectarse a la salida del circuito. La máxima potencia que puede alcanzarse está comprendida entre 6 y 12 W, de modo que es obligatorio colocar un radiador con una resistencia térmica entre 8,3 y 1,2 K/W (según la potencia de salida).

(014039-1)

# Cerradura secreta

005

W. Zeiller

Estas cerraduras secretas, a diferencia de las cerraduras con código convencionales, no dan ninguna indicación a los visitantes no deseados de su existencia: no hay botones, conmutadores o teclados. No se tiene que aprender ninguna secuencia de código: tan sólo necesitamos una llave que apenas llame la atención.

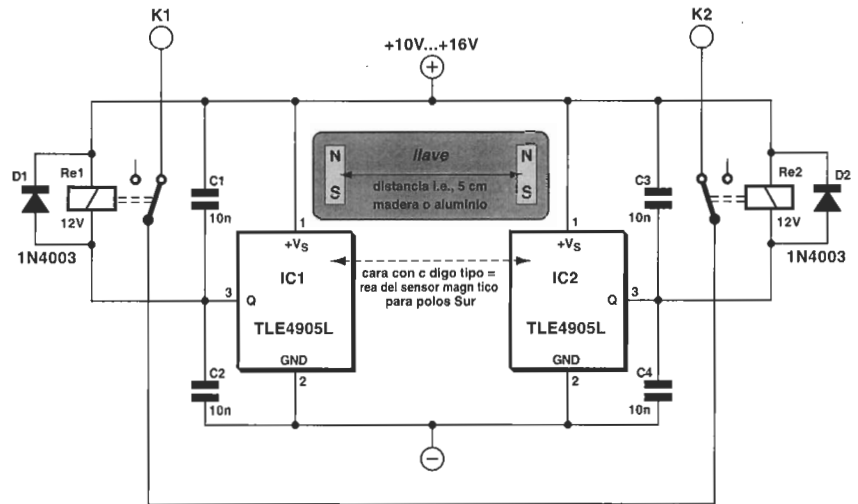
La idea está basada en dos conmutadores que funcionan de forma magnética, los cuales, cuando trabajan simultáneamente, producen el cierre de dos relés. Aprovechando este funcionamiento, se podría activar una puerta eléctrica o arrancar el motor de la puerta del garaje. Este circuito no sería digno de mención si se utilizasen conmutadores de una única lengüeta, ya que estos no dependen de la polaridad del campo magnético: reaccionan de igual manera ante el polo positivo (polo norte) que el negativo (polo sur) de un imán. En su lugar, este circuito usa circuitos integrados de efecto Hall, que sólo reaccionan a los polos negativos (polo sur) del imán.

De este modo, el posible intruso que portase un potente imán permanente en su bolsillo, vería frustradas sus malévolas intenciones: las herraduras y las barras magnéticas no tienen dos polos negativos. Y, si esto no fuese suficientemente seguro, siempre podemos añadir relés y circuitos integrados de efecto Hall adicionales: como si se tratase de una llave con más candados.

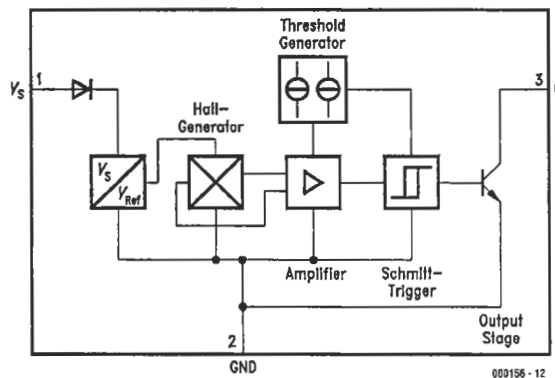
El sensor empleado en el circuito que se muestra en la Figura 1 es más pequeño que un transistor y, sin embargo, contiene muchos más elementos: una superficie sensora de una sola polaridad para el campo magnético, un generador de efecto Hall y un generador de umbral, un amplificador, un activador "trigger Schmitt" y un transistor de salida. Con un campo magnético de una fuerza superior a 20 miliTeslas, el transistor de salida de colector abierto se activa. Los contactos del relé interno en miniatura de 12 V conectados en serie completan el circuito a través de la conexión L. Se deben utilizar relés con una corriente de bobina de 50 mA o menor, de modo que no se sobrecarguen los circuitos integrados.

Los circuitos integrados de efecto Hall deben montarse o pegarse al menos 5 cm por detrás de una hoja de cristal, plástico o aluminio (quizás el buzón de correos o el timbre de la puerta), con un mínimo de 4 mm de espesor, y con el marcador del componente hacia la llave. Bajo ninguna circunstancia podremos utilizar hierro o acero como pantalla para los sensores del campo magnético. Los sensores pueden conectarse directamente o montados en una pieza de placa perforada. La posición de los sensores debe marcarse adecuadamente en la parte exterior.

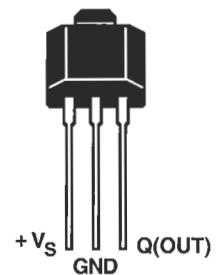
La manera más sencilla de realizar una llave es partiendo



000156 - 11



TLE4905L



000156 - 13

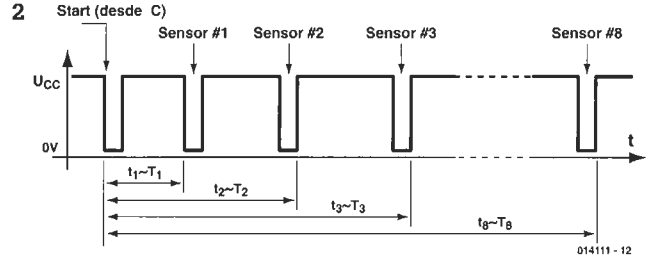
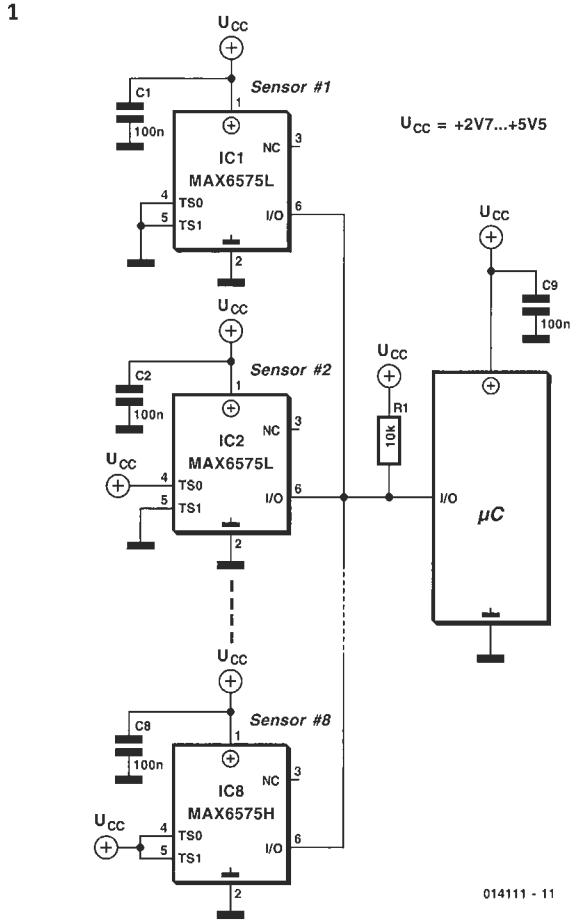
de un trozo de madera de sección cuadrada, en la que se han realizado dos agujeros para insertar dos imanes cilíndricos (como los utilizados con los conmutadores de lengüeta).

Los dos imanes deben pegarse en el mismo sentido, algo que se puede verificar fácilmente comprobando que los polos se repelen. Por supuesto, otra alternativa es montar dos imanes sobre una caja de plástico plana utilizando un pegamento resistente. Debemos recordar que sólo un lado de la llave abrirá la cerradura.

La cerradura secreta puede usarse de forma segura en el exterior, con la condición de que se monte en una caja que la proteja contra el agua y la humedad. Podemos ahorrarnos una gran cantidad de dinero, en comparación con lo que costaría contratar un cerrajero, además de que incluso puede resistir a los ladrones profesionales. La cerradura está protegida contra vandalismos, funciona independientemente de la temperatura, no requiere ninguna batería en la llave, puede ampliarse económicamente y proporciona cualquier número de clave. Los circuitos integrados de efecto Hall (de la casa Conrad Electronics, con código de pedido 147508) son bastante baratos. La tensión de funcionamiento depende de los relés elegidos, y debe estar comprendida entre 6 y 24 V. El consumo de corriente de reposo para los dos circuitos integrados es, aproximadamente, de 7 mA, con una tensión de alimentación de 12 V.

(000156-1)

# Sensor de temperatura con interfaz digital de un solo hilo 006



Podemos construir un sistema de medida de temperatura con hasta ocho sensores de temperatura distribuidos, usando un único terminal de señalización. Este objetivo está soportado por el circuito integrado sensor de temperatura MAX 6575 de la casa Maxim ([www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)), el cual puede emplearse para medir temperaturas comprendidas entre  $-40$  y  $+125$  °C. este componente está alojado en un pequeño encapsulado de transistor SMD (SOT 23). Tal y como se muestra en la Figura 1, todos los circuitos integrados están conectados en la línea de señalización a través de su terminal de entrada/salida de drenador abierto. La resistencia R1 lleva la tensión de la línea de señalización a Vcc. El microcontrolador puede iniciar el ciclo de medida colocando un pulso de nivel bajo en la línea de señalización durante un intervalo comprendido entre  $2,5 \mu\text{s}$  y  $1 \text{ms}$ . Los circuitos integrados MAX 6575 reconocen este pulso y cada uno activa un temporizador, cuyo período es proporcional a la temperatura  $T_n$  del sensor  $n$  (en grados Kelvin). Se puede seleccionar uno de los cuatro coeficientes de tiempo diferentes para cada MAX 6575, utilizando las entradas TS0 y TS1. Las distintas temporizaciones se muestran en la Figura 2.

Para que las ocho diferentes posiciones de sensores puedan usarse, el MAX 6575 se suministra en dos versiones: la versión "H" y la versión "L". La tabla adjunta muestra los coeficientes de tiempo

configurables en microsegundos por grado Kelvin para las dos versiones. Como se puede ver, hay un solapamiento en la duración de los pulsos en caso de que estemos trabajando con grandes diferencias de temperatura entre los distintos sensores (por ejemplo, el sensor  $n$  a  $+125$  °C y el sensor  $n+1$  a  $-40$  °C). Para evitar esta indeseable situación es necesario omitir una de las regiones de los temporizadores, algo que podría significar que el máximo número de sensores conectados a una única línea tuviese que reducirse a seis o siete.

$$T_n = t_n / M_n$$

Donde:

$T_n$  = temperatura del sensor  $n$  en grados Kelvin.

$t_n$  = tiempo transcurrido entre el pulso de inicio y el pulso generado en el sensor  $n$ :

$M_n$  = factor de temperatura en el sensor  $n$  en  $\mu\text{s/K}$ .

La temperatura puede convertirse en grados Celsius utilizando la fórmula:

$$T_n (\text{in } ^\circ\text{C}) = T_n (\text{en K}) - 273.15 \text{ K}$$

Una nueva medida requiere que el microcontrolador genere en primer lugar un pulso de Reset, el cual es un pulso a nivel bajo con una duración de, al menos,  $4,6 \text{ms}$ , de manera que pueda distinguirse fácilmente del pulso de inicio. La máxima longitud permitida para el pulso de Reset es de  $16 \text{ms}$ . El circuito integrado MAX 6575 también permite realizar una nueva medida sin tener que generar un pulso de Reset, siempre y cuando el tiempo transcurrido desde el anterior pulso de inicio sea superior a  $520 \text{ms}$ .

(014111-1)

TS1	TS0	MAX6575L	$t_n$ de $-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$
GND	GND	$5 \mu\text{s/K}$	$1.16 \text{ms}$ a $2.0 \text{ms}$
GND	VDD	$20 \mu\text{s/K}$	$4.66 \text{ms}$ a $8.0 \text{ms}$
VDD	GND	$40 \mu\text{s/K}$	$9.32 \text{ms}$ a $16.0 \text{ms}$
VDD	VDD	$80 \mu\text{s/K}$	$18.64 \text{ms}$ a $32 \text{ms}$
TS1	TS0	MAX6575H	$t_n$ de $-40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$
GND	GND	$160 \mu\text{s/K}$	$37.28 \text{ms}$ a $64 \text{ms}$
GND	VDD	$320 \mu\text{s/K}$	$74.56 \text{ms}$ a $128 \text{ms}$
VDD	GND	$480 \mu\text{s/K}$	$111.84 \text{ms}$ a $192 \text{ms}$
VDD	VDD	$640 \mu\text{s/K}$	$149.12 \text{ms}$ a $256 \text{ms}$

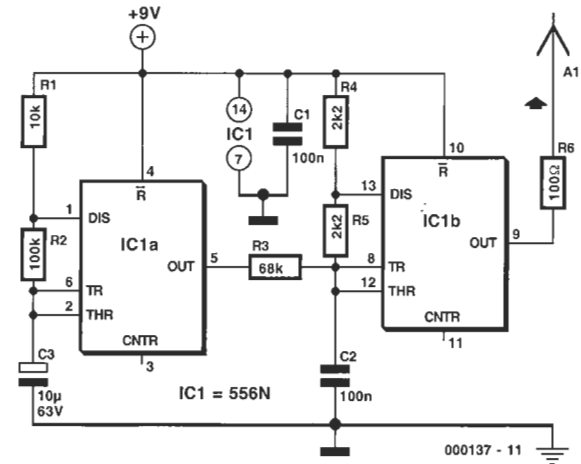
# Trazador de tiradas de hilos (Transmisor) 07

E. de Leeuw

El circuito representado en la figura es la mitad de un dispositivo que nos proporcionará una gran ayuda para trazar el camino del conexionado eléctrico en un montaje o localizar un hilo roto. El sistema está basado en un equipo similar al que usan los técnicos en los intercambios de teléfono.

El funcionamiento es bastante sencillo. Sólo se necesita un generador que proporcione una señal fácilmente reconocible, la cual, utilizando una antena corta, se acopla de forma inductiva a un sencillo receptor de alta ganancia.

Para hacer un transmisor de estas características es suficiente construir un sencillo generador basado en un circuito integrado 555. Pero, como se muestra en el esquema eléctrico adjunto, se ha utilizado en su lugar un circuito integrado 556. El segundo temporizador (IC1a) se emplea para modular el tono producido por IC1b. La frecuencia de salida alterna entre unos 2.100 y 2.200 Hz. Ésta es una señal de prueba que puede distinguirse fácilmente de cualquier otro tipo de señal presente en el circuito. La resistencia R6 está conectada a un trozo de hilo, de unos 10 cm de longitud, que funciona como antena. La conexión a masa (unión de los condensadores C2 y C3) está conectada a la masa general.



Cuando la antena se conecta directamente a un cable, es posible determinar el otro extremo del cable con la ayuda del receptor, a cuyo conductor llegará la señal (¡no debemos hacer esto con conductores activos!).

(000137-1)

# Trazador de tiradas de hilos (Receptor) 08

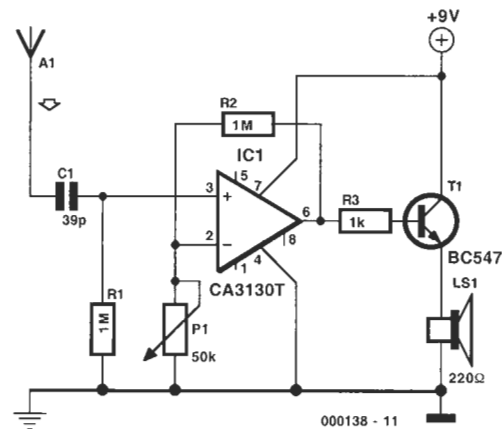
E. de Leeuw

El circuito descrito en esta ocasión es el dispositivo receptor de una combinación transmisor/receptor que nos ayudará mucho en el trazado del conexionado eléctrico de un montaje, o en la localización de un hilo roto en el mismo.

El transmisor correspondiente a este receptor es el montaje anterior. El transmisor produce un tono fácilmente distinguible, que alterna entre las frecuencias de 2.100 y 2.200 Hz.

Posiblemente el receptor complementario para el buscador de hilos es incluso más sencillo que el transmisor, tal y como se muestra en el esquema eléctrico correspondiente. Este circuito tan sólo contiene un hilo corto de antena (un trozo de hilo de unos 10 cm de longitud es suficiente), un filtro paso/alto (formado por el condensador C1 y la resistencia R1), una etapa amplificadora (IC1), una etapa de salida (transistor T1) y un altavoz. El prototipo ha utilizado un altavoz de alta impedancia, como los usados en los terminales telefónicos y su comportamiento es remarcablemente bueno.

El propósito del potenciómetro P1 es el de proporcionar el ajuste de la amplificación. Con la amplificación más elevada,

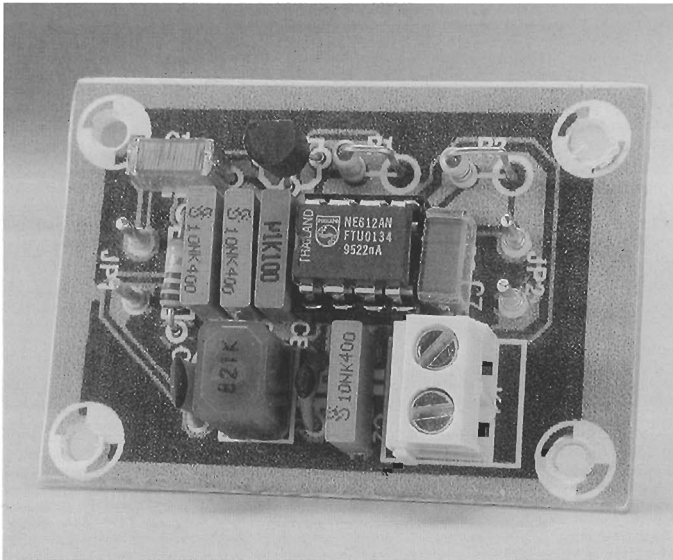


el hilo activado por el transmisor puede localizarse varias decenas de centímetros más lejos. Por lo tanto, no se requiere una conexión eléctrica directa. Sin embargo, es importante que mantengamos la conexión de masa (tierra) en nuestra mano.

(000138-1)

# Detector de FM sin ajustes

009



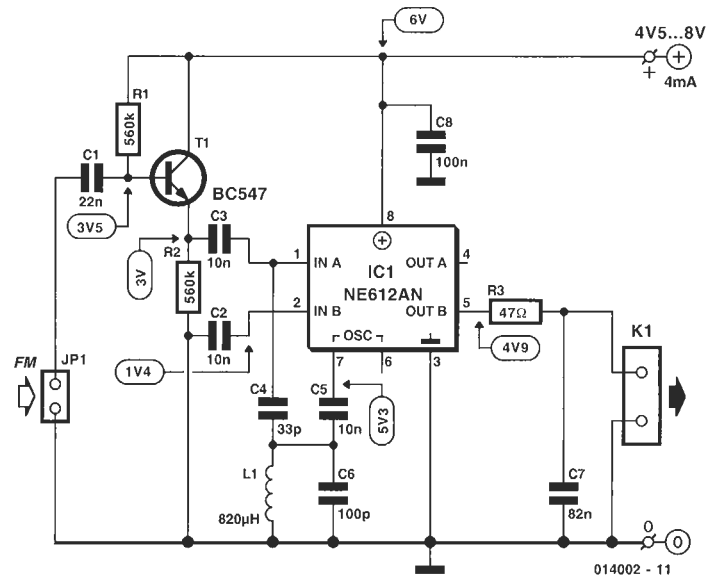
G.Baars

Este detector de cuadratura de 455 kHz para señales de FM de banda estrecha alardea de dos ventajas importantes: es agradablemente sencillo y no requiere ningún tipo de ajuste.

El corazón del circuito está formado por el conocido integrado NE 612, que es un mezclador doble balanceado, combinado con un oscilador, y todo ello en un encapsulado DIL de ocho terminales.

En primer lugar el transistor T1 almacena y amplifica la señal, que posteriormente es llevada a la entrada del circuito integrado NE 612. Al mismo tiempo, una pequeña porción de esta señal se pasa a través del mezclador, por medio de un condensador de bajo valor (C4). El funcionamiento del circuito es tal que cuando la frecuencia de entrada se iguala a la frecuencia resonante de la red paralela LC, la señal disponible en el terminal 7 tiene una fase desplazada 90 grados con respecto a la señal que tenemos en el terminal 2. El ángulo de la fase se incrementa cuando la frecuencia de entrada aumenta y disminuye cuando la frecuencia de entrada disminuye también. Como las señales en los terminales 2 y 7 se multiplican conjuntamente, el nivel de salida medio es máximo cuando las señales están en fase, y será cero cuando dichas señales estén en fase opuesta. Éste es el punto de funcionamiento del detector. En consecuencia, una señal de entrada con una frecuencia variable produce una señal de salida con un nivel variable. El rango de funcionamiento del detector es inversamente proporcional al factor "Q" de la red resonante paralela.

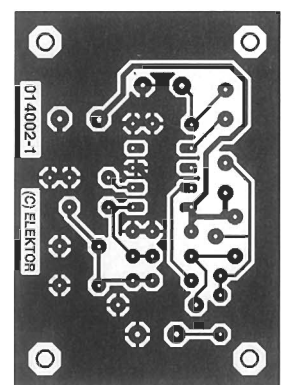
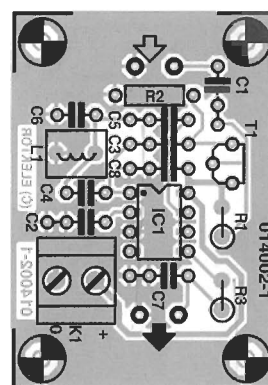
El circuito tiene un mejor comportamiento con un nivel de señal de entrada comprendido entre 0,5 Vpp y 2 Vpp. Como dicho circuito tiene un comportamiento lineal sobre un amplio rango de frecuencia (entre 420 y 500 kHz), no necesita ningún tipo de ajuste, y las variaciones de tolerancia normales en los valores de la bobina y del condensador del circuito resonante tan sólo tie-



nen un pequeño efecto. El nivel de salida varía aproximadamente en 1 V sobre el rango de trabajo, de manera que la sensibilidad en la detección es de, aproximadamente, 13 mV/kHz. Estos valores son adecuados para la mayoría de las aplicaciones de FM de banda estrecha con una frecuencia intermedia de 455 kHz.

La tensión de alimentación puede estar comprendida entre 4,5 y 8 V. El consumo de corriente está limitado a 2,5 mA aproximadamente. Utilizando la pequeña placa del circuito impreso que se muestra en la figura, no debemos tener ningún tipo de dificultad en montar este detector de FM en menos de una hora y media.

(014002-1)



## LISTA DE MATERIALES

### Resistencias:

R1, R2 = 560k  
R3 = 47Ω

### Condensadores:

C1 = 22nF  
C2, C3, C5 = 10nF  
C4 = 33pF

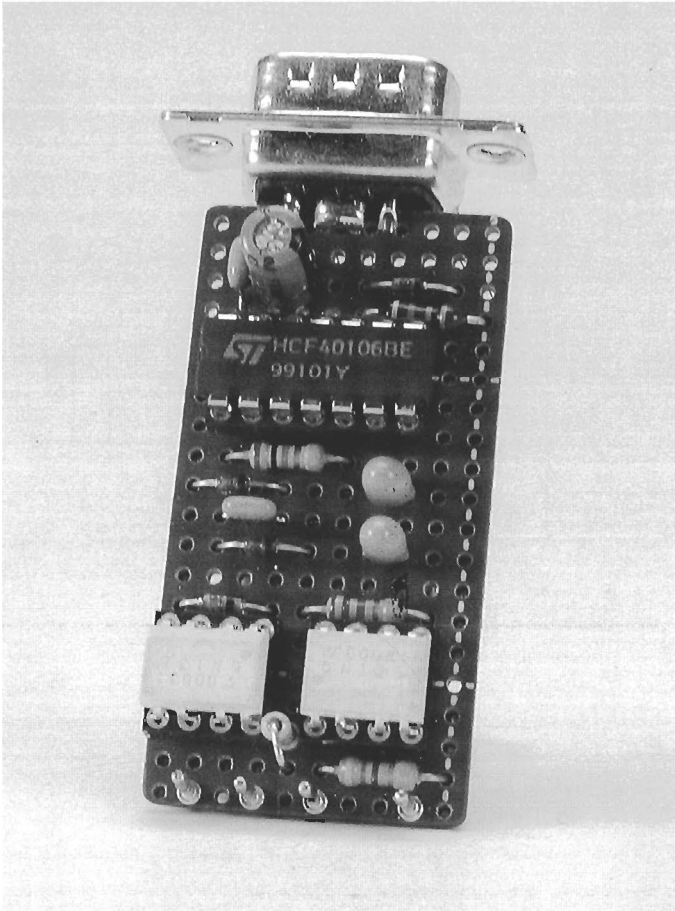
C6 = 100pF  
C7 = 82nF  
C8 = 100nF

**Bobinas:**  
L1 = 820μH

### Semiconductores:

T1 = BC547  
IC1 = NE612AN

# Adaptador RS232 aislado eléctricamente



A. Schiefen

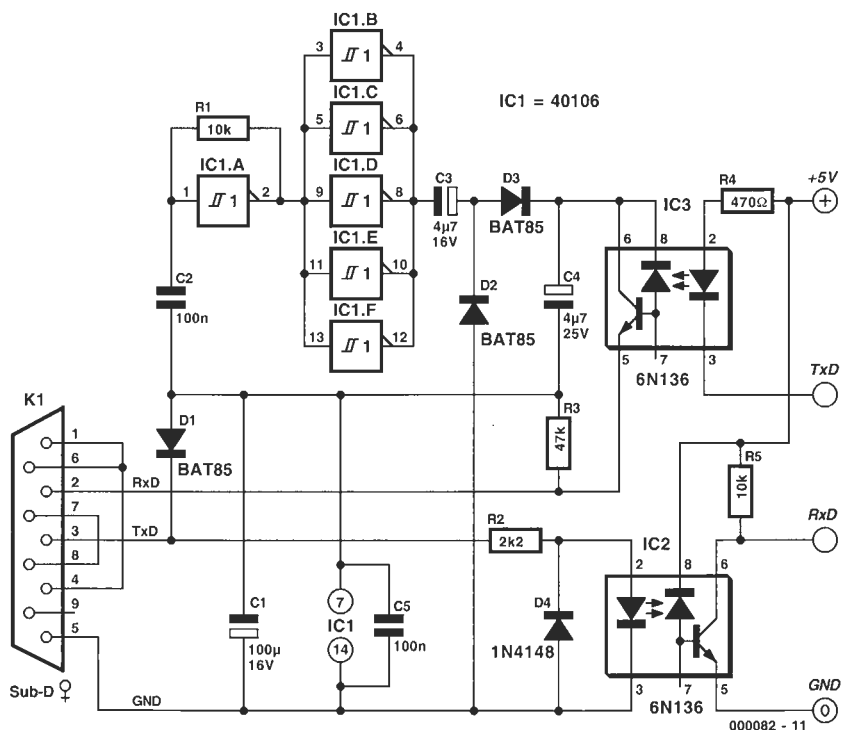
Este circuito representa un interfaz conversor entre los terminales de la UART de un microcontrolador (con niveles TTL) y un puerto RS 232 estándar, con niveles simétricos de  $\pm 15$  V. A diferencia de las soluciones más comunmente utilizadas con circuitos integrados, como puedan ser el MAX 232, este circuito también proporciona un aislamiento eléctrico entre los dos lados del conversor. Este interfaz conversor invierte las señales, de modo que los inversores usuales que se colocan en la parte del microcontrolador pueden (y deben) omitirse.

En la mayoría de los casos, las líneas de datos RxD y TxD son todas las señales que necesitamos (más la señal de masa) para establecer las comunicaciones con sistemas microcontroladores. Afortunadamente, las señales para el establecimiento de la comunicación se intercambian en contadas ocasiones. Así pues, los mencionados terminales del puerto RS 232 se interconectan de tal manera que las comunicaciones puedan establecerse sin ningún tipo de problemas.

Todo lo que se necesita para establecer un aislamiento eléctrico de una señal es un optoacoplador. Si los datos fluyen desde un dispositivo externo hacia el microcontrolador, la solución es bastante fácil. Como la entrada RxD del microcontrolador trabaja con niveles de + 5 V, todo lo que necesitamos es un optoacoplador (IC2), cuyo diodo LED esté directamente controlado por la señal de salida TxD del dispositivo externo, a través de la resistencia R2. Esta resistencia también limita el paso de corriente a través de diodo D4 cuando la señal TxD está inactiva y, por lo tanto, tiene un nivel negativo (normalmente alrededor de - 9 V). Durante la transmisión de datos, el nivel de los pulsos cambia hasta un valor cercano a los + 9 V. El terminal colector de IC2 está conectado directamente a la entrada RxD del microcontrolador. La resistencia R5 es necesaria si la entrada RxD del microcontrolador no dispone de una resistencia interna de "pull-up". En cualquier caso, el lado del microcontrolador de IC2 trabajará con niveles TTL.

Si ahora deseamos enviar datos desde el microcontrolador hacia un dispositivo externo, el nivel de tensión proporcionado por el microcontrolador (+ 5 V) debe convertirse en un nivel RS 232 de, al menos, + 6 o + 7 V. Para conseguir esto, la tensión negativa presente en la salida RxD del puerto RS 232 es detenida por el diodo D1 y almacenada por el condensador C1, el cual actúa como un condensador de almacenamiento. El circuito integrado IC1 es un dispositivo CMOS 40106 que contiene seis disparadores "trigger Schmitt" inversores.

Uno de estos disparadores "trigger Schmitt" (IC1a) está conectado con el condensador C2 y la resistencia R1, para formar un oscilador. Dicho circuito genera una frecuencia de,



aproximadamente, 1,5 kHz. La señal se lleva a los otros cinco disparadores "trigger Schmitt", los cuales están conectados en paralelo y actúan como un controlador. Estos disparadores proporcionan la corriente de salida necesaria. Cuando la salida está a nivel bajo, el condensador C3 se carga al nivel de la tensión de alimentación por medio del diodo D2 (menos la caída de tensión en los extremos de dicho diodo). Cuando la salida cambia a nivel alto, la tensión en los extremos del condensador C3 aumenta y se añade a la tensión ya presente. En esta situación, el diodo D2 bloquea la circulación de corriente y el condensador C4 se carga, a través del diodo D3, a un nivel próximo a dos veces la tensión de alimentación. Por lo tanto, disponemos de una tensión próxima a los + 9 V que está disponible en los extremos del condensador C4, el cual está conectado al colector del optoacoplador IC3. En principio, el nivel de tensión que debería haber en un interfaz RS 232 tendría que estar comprendido entre + 12 y + 15 V, pero los ordenadores, normalmente, pueden trabajar con tensiones bastante más bajas. Así, tenemos el caso particular de los orde-

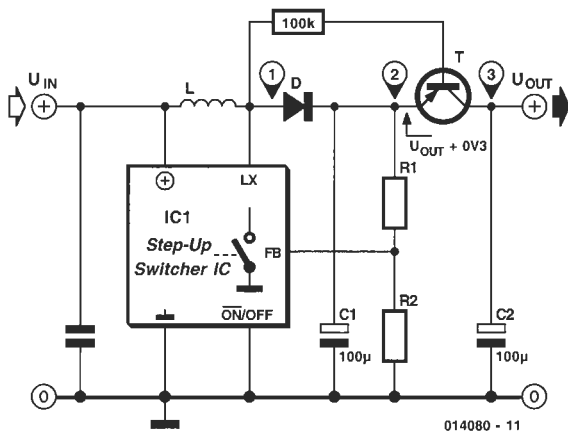
nadores portátiles, donde a menudo se tienen tensiones de tan sólo + 8 V.

El terminal emisor de IC3 está unido a la entrada RxD del puerto RS 232 y la resistencia R3 lo mantiene alrededor de - 9 V. Cuando el microcontrolador transmite datos, los pulsos provenientes de la salida TxD del microcontrolador llegan al diodo LED del optoacoplador IC3. El transistor de IC3 se activa y aplica la tensión positiva a la entrada RxD del dispositivo externo.

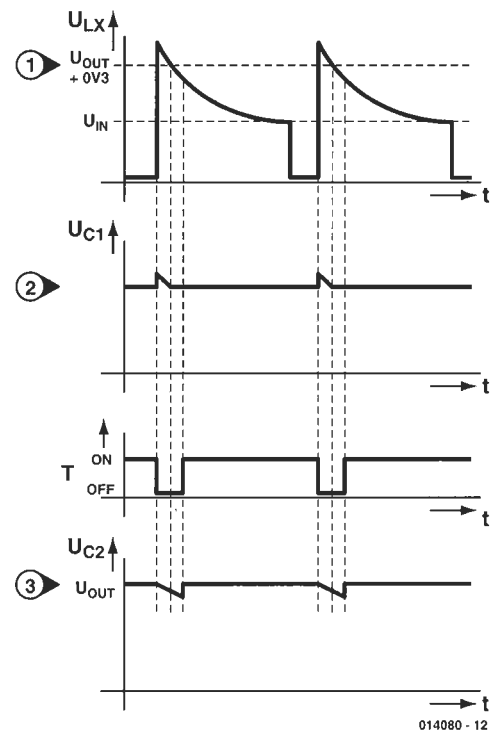
También se pueden utilizar diodos normales (como el 1N4148) en lugar de diodos Schottky, aunque las tensiones generadas serán algo más bajas. El optoacoplador 6N136 es un modelo de alta velocidad, por lo tanto, los optoacopladores normales no son adecuados para este circuito. En teoría, el circuito puede transmitir datos a una velocidad de hasta 57.600 baudios, pero en la práctica, los circuitos del microcontrolador sólo utilizan la velocidad de 9.600 baudios. Estas velocidades de transmisión de datos han sido utilizadas con éxito tanto en los ordenadores más antiguos como en los recientes ordenadores personales y portátiles.

(C00082-1)

# Corte de salida para regulador de conmutación de tensiones elevadas



Hoy día existe una completa serie de circuitos integrados de reguladores conmutados que trabajan de acuerdo con el principio de incrementos y que convierten la tensión de entrada en una tensión de salida más elevada. Esto se realiza colocando una bobina, L, la cual se conmuta periódicamente a masa a través de la conexión LX del circuito integrado. Esta conmutación provoca que aparezca un campo magnético en el interior de la bobina L, y que este campo almacene energía. Cuando el circuito integrado regulador de tensiones elevadas se desconecta, el colapso del campo magnético en la bobina L obliga a que la corriente continúe fluyendo. Sin embargo, en este momento la corriente debe fluir pasando por el diodo "D" hacia el condensador de salida y la carga externa conectada



$$V_{out} + 0,3V = V_{ref} \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

en el terminal Vout. De este modo se consigue generar una tensión de salida que es mayor que la tensión de entrada. Las resistencias R1 y R2 forman un divisor de tensión que se usa

para configurar el valor de la tensión de salida, de acuerdo con la fórmula mostrada. El valor de  $V_{ref}$  está, normalmente, en torno a los 1,2 V.

Sin embargo, el regulador de tensiones elevadas tiene un problema que se produce si el circuito integrado está inactivo, pues siempre hay un camino de corriente desde la entrada hacia la salida, a través de la bobina L y del diodo "D". Esto significa que la tensión de salida no es cero, sino que es igual a  $V_{in}$ . Este problema puede solventarse con la ayuda de un simple transistor y una resistencia de base colocada en serie. El transistor PNP, en este caso un BCP 69, está colocado en serie con el circuito de salida y pasa periódicamente la tensión de salida DC del regulador conmutado hacia el condensador de salida C2. La base del transistor "T" está conectada, a través de una resistencia serie "R", al terminal de conmutación LX del circuito integrado regulador de tensiones elevadas.

En la figura se muestran los diagramas de las formas de onda de la tensión. El terminal LX se conmuta de forma periódica a masa. Tan pronto como el conmutador está abierto, apa-

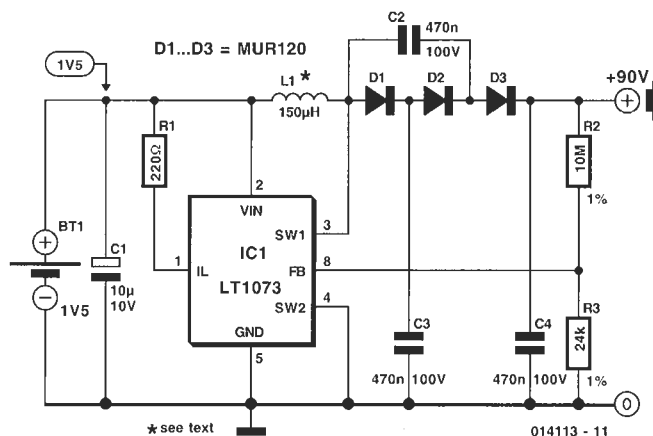
rece en el terminal LX un pulso de tensión que se añade a la tensión de entrada. El diodo "D" conduce brevemente y pasa esta tensión hacia el condensador C1, el cual se carga hasta una cierta tensión, que viene determinada por el divisor de tensión, formado por las resistencias R1 y R2, que es 0,3 V más alto que la tensión de salida. Los pequeños picos de carga que se muestran en la curva 2, no están dibujados a escala. Si la tensión VLX es 0,7 V más pequeña que la tensión VC1, el transistor "T" conduce y pasa la tensión presente en los extremos del condensador C1, hacia el condensador C2. Los pequeños "valles" de tensión que se muestran en la curva 3 tampoco están dibujados a escala, para proporcionar una mayor claridad. Si el circuito integrado regulador de tensiones elevadas está desactivado, la tensión en los extremos del condensador C1 tendrá sólo el mismo nivel que la tensión de entrada. Esta tensión también está presente en el terminal LX, de manera que no hay suficiente tensión de base para activar el transistor, por lo que la línea estará cortada.

(014C80-1)

## Convertor de alta tensión: 90 V desde 1,5 V

# 012

El circuito muestra un modo de obtener una tensión de 90 V a partir de una tensión de una pila de 1,5 V. El regulador conmutado, LT 1073, de la casa Linear Technology ([www.linear-tech.com](http://www.linear-tech.com)), funciona en modo amplificador y puede trabajar con una tensión de entrada tan baja como de 1 V. El transistor de conmutación, que está escondido detrás de las conexiones SW1 y SW2, lleva brevemente uno de los terminales de la bobina de choque L1 a masa. En ese momento se crea un campo magnético en el interior de la bobina, que se invierte cuando el transistor deja de conducir. Esto produce una corriente en el diodo D1 que carga el condensador C3. Los diodos colocados en cascada y que comprenden: D1, D2, D3, C2, C3 y C4, multiplican la tensión de salida del regulador por cuatro. Al mismo tiempo, el condensador C2 "bombea" una cierta tensión que provoca que la tensión creada en los extremos del condensador C4 (por medio del condensador C3 y los diodos D2 y D3), aumente. Por último, el lazo de control del regulador está cerrado a través de un divisor de tensión formado por dos resistencias de 10 M $\Omega$  y de 24 K $\Omega$ . Estas resistencias deben tener una tolerancia del 1 % y ser del tipo de película metálica. Con los valores de componentes dados en el circuito, con un diodo rápido que disponga de una tensión inversa de 200 V (por ejemplo, el modelo MUR



120 de la casa OnSemiconductor; [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)) y con una bobina de choque (como por ejemplo el modelo DO 1608C-154 de la casa Coilcraft; [www.coilcraft.com](http://www.coilcraft.com)), se puede obtener una tensión de salida de 90 V. La salida del circuito tan sólo puede proporcionar algunos miliamperios de corriente.

(014113-1)

# Cargador de Ión Litio II

013

En el número 250 se describió un interesante cargador de baterías de Ión-Litio, que estaba basado en un circuito integrado diseñado especialmente para tal uso. Sin embargo, dicho cargador también puede hacerse de forma más sencilla, aunque tendremos que trabajar más duro. Debemos señalar que el proceso de carga de las baterías de Ión-Litio con una tensión demasiado elevada puede producir explosiones. En este aspecto, las baterías de Ión-Litio no pueden compararse con las de NiCd (Níquel Cadmio) o NiMH (Níquel Manganeso), que son menos críticas.

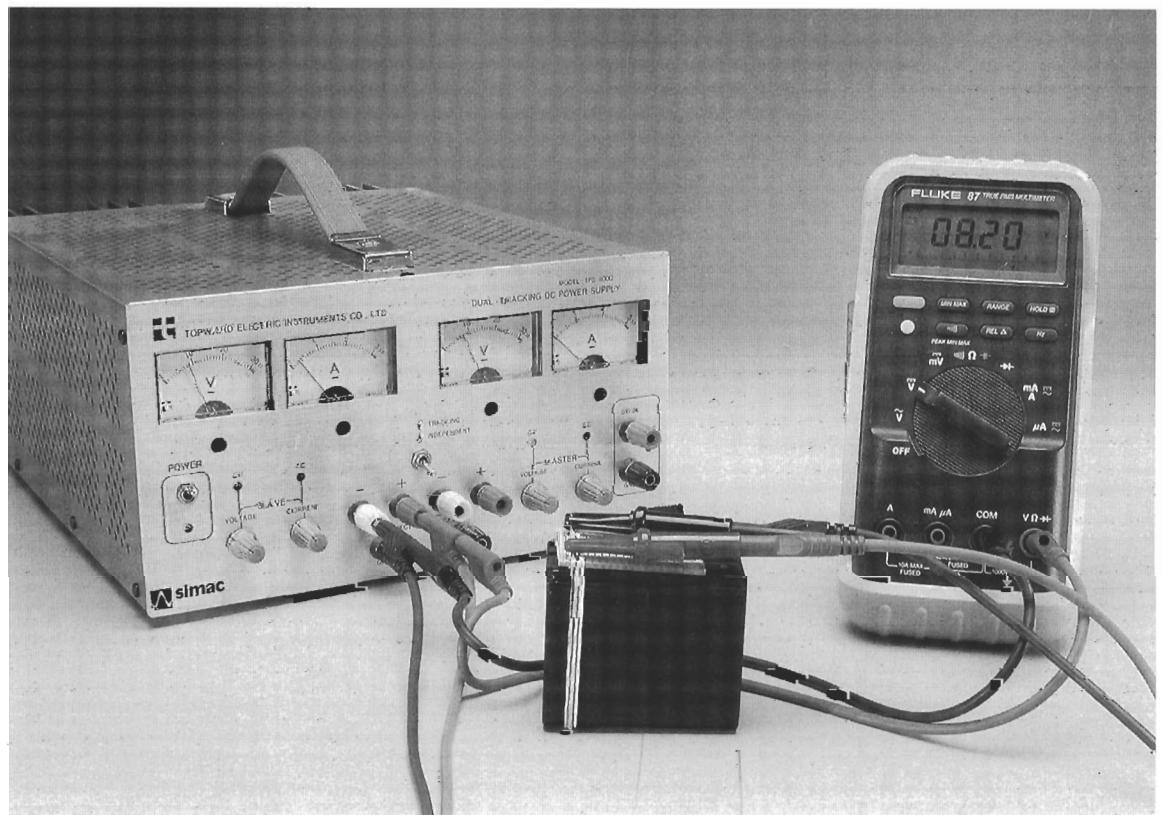
Las baterías de Ión-Litio, al igual que las baterías de ácido de plomo, pueden cargarse con una tensión constante. La tensión de carga para una célula de 3,6 V es de 4,1 V como máximo, y de 4,2 V para una célula de 3,7 V. No está permitido utilizar tensiones más elevadas; pero, por el contrario, se pueden usar tensiones más pequeñas, aunque la reducción de 0,1 V en la tensión de carga se traduce en una reducción de la capacidad de carga de alrededor de un 7%. Como consecuencia, se requiere una gran precisión en la tensión de carga, por lo que se recomienda encarecidamente medir la tensión de salida con un voltímetro digital de precisión (con menos del 1% de error). Una buena fuente de alimentación estabilizada de laboratorio es, en principio, perfectamente adecuada como cargador de baterías de Ión-Litio.

Ajustaremos dicha fuente de alimentación a 4,1 V (u 8,2 V si estamos cargando dos células en serie), ajustando al mismo tiempo el límite de corriente a un valor adecuado, como por ejemplo 1 C (donde C es la capacidad de la batería, por ejemplo, 1 A para 1 Ah). Es preferible proporcionar un valor de tensión de carga demasiado bajo antes que uno demasiado elevado. Así, cuando el valor es algo menor que el especificado, lo único que pasará es que tardaremos algo más en cargar la batería, pero no existe ningún otro tipo de diferencia. Las baterías de Ión-Litio no son adecuadas para cargarlas con corrientes elevadas, por lo

que limitaremos el valor de dicha corriente a 1 C como valor máximo seguro.

En este momento podemos conectar la batería. Si la batería está descargada, la fuente de alimentación deberá proporcionar la corriente máxima ajustada, con una tensión menor de 4,1 V. A medida que la batería se vaya cargando, esta tensión irá aumentando. Una vez que se ha alcanzado el valor de 4,1 V, la tensión cesa de aumentar y la corriente comienza a disminuir también. Cuando la corriente es menor de 0,2 veces el valor de la corriente ajustada, la batería se puede considerar cargada. No supone ningún problema si se deja la batería conectada durante más tiempo, ya que no es posible la sobrecarga en estas baterías, debido a que la tensión es menor de 4,1 V por célula.

Debemos evitar que se acerquen los niños y los animales domésticos a la zona donde está el cargador, para evitar un



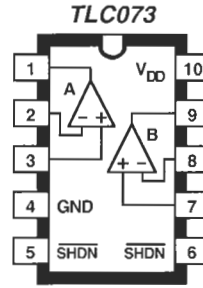
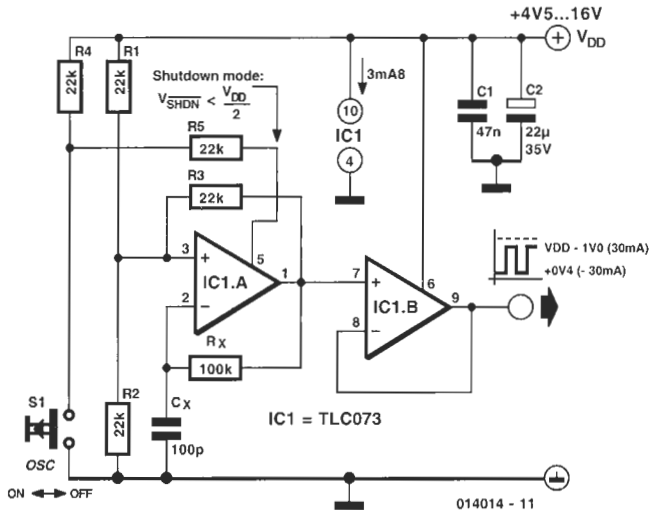
posible cambio involuntario del mando de tensión. No sería una mala idea montar en la fuente de alimentación un mando de ajuste con algún tipo de mecanismo de bloqueo.

NOTA: Aunque estas baterías puedan denominarse nuevas, las baterías de Ión-Litio siguen siendo difíciles de obtener como piezas de recambio. También puede ser un buen consejo buscar baterías de recambio para las cámaras de vídeo y ordenadores portátiles en los que el uso de las baterías de Ión-Litio es muy común.

(014133-1)

# Oscilador de onda cuadrada mediante el TLC073

014



La relación marca-espacio (ciclo de trabajo) de la señal puede ajustarse en el rango comprendido entre el 10 % y el 90 %, cambiando tan sólo la relación entre las resistencias R1 y R2. Si las dos resistencias tienen iguales valores, la salida es simétrica. La salida del controlador varía entre + 0,3 V (a nivel bajo) y 1 V (a nivel alto), por debajo de la tensión de alimentación.

El oscilador se enciende y se apaga a través de la entrada de desconexión de IC1a. En ese momento, la salida del amplificador operacional pasa al estado de alta impedancia y el consumo de corriente cae hasta los 45 nA.

Por supuesto, el oscilador también puede construirse utilizando el habitual TL 071 ( $U_b = 7 V$ ,  $U_{out} = 1,2 / 6,2 V$ ,  $I_{out} = 1,75 mA$ ,  $f_{max} = 50 KHz$ ). Como se puede ver, la capacidad de la salida del controlador es bastante inferior.

(014014-1)

K. Thiesler

La casa Texas Instruments ha diseñado unos nuevos amplificadores operacionales BiMOS que disponen de un nuevo rango de bajo ruido, alta velocidad y baja distorsión. Así, tenemos los modelos TLC 070 y TLC 075, pensados para aplicaciones de instrumentación, audio y automoción. Este oscilador es un ejemplo ideal de sus aplicaciones: se trata de un oscilador de onda cuadrada, altamente preciso y estable a frecuencias de hasta 60 kHz, que puede proporcionar una corriente de salida de  $\pm 30 mA$ .

En este montaje se ha utilizado el modelo TLC 073, un amplificador operacional dual con función de desconexión. IC1a está configurado como un generador de onda cuadrada estándar, mientras que IC1b es un controlador. La frecuencia de oscilación depende del condensador Cx y de la resistencia Rx, que pueden calcularse (para frecuencias de hasta 20 kHz) según la fórmula siguiente:

$$f = \frac{1}{\frac{1}{7000} \times \sqrt[3]{R_x \times C_x + \sqrt{2} \times R_x \times C_x}}$$

donde Rx está medida en Ohmios y Cx en Faradios.

La tabla adjunta muestra los valores obtenidos para una serie de frecuencias dadas. Hay que señalar que la variación de frecuencia viene determinada en gran medida por el condensador, ya que la resistencia Rx debe ser siempre significativamente mayor que la resistencia R3 de realimentación. El efecto de la tensión de alimentación, a - 130 dB, es prácticamente despreciable, y el coeficiente de temperatura de la frecuencia es muy bajo: tan sólo del 1,5 %. A frecuencias por encima de los 20 kHz, el oscilador permanece estable, pero con incrementos no lineales.

f	60 kHz	10 kHz	6 kHz	3 kHz	400 Hz	50 Hz
Cx	100 pF	680 pF	1 nF	1 nF	10 nF	68 nF
Rx	100 kΩ	100 kΩ	100 kΩ	220 kΩ	180 kΩ	220 kΩ

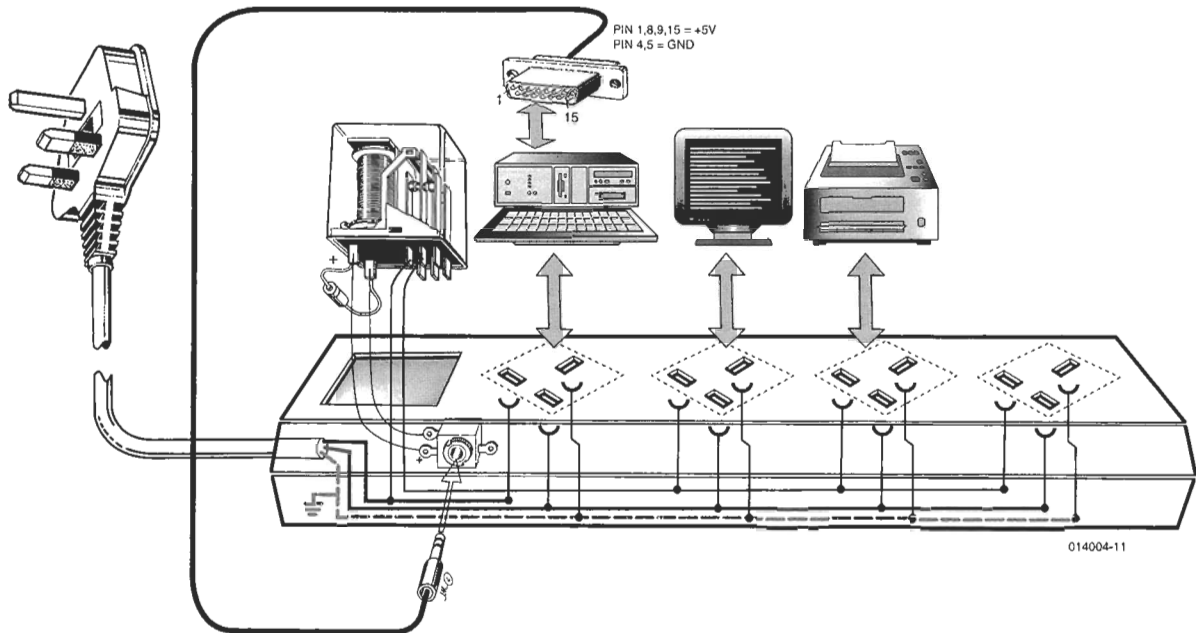
## Familia de amplificadores operacionales BiMOS TLC07x

La nueva familia de modelos de amplificadores operacionales BiMOS, TLC 070 a TLC 075, sustituye a la vieja familia de amplificadores BiFET, TL 070. Los nuevos componentes incorporan algunas ventajas significativas:

- Ruido muy bajo ( $7 nV / \sqrt{Hz}$ ).
- Baja distorsión armónica y no armónica (0,0002 %) con A = 1.
- Ancho de bandas de 10 MHz y tiempo de subida (slew rate) de 16 V/μs.
- Corriente de reposo de entrada de sólo 1,5 pA.
- Tensión de offset de 60 μV.
- Corriente de salida de  $\pm 50 mA$ .
- Rechazo de la tensión de alimentación de - 130 dB.
- Consumo de corriente en reposo de 1,9 mA por amplificador operacional.
- Fuente de alimentación simétrica (desde  $\pm 2,25 V$  a  $\pm 8 V$ ) o tensión de alimentación normal (desde + 4,5 V hasta + 16 V).
- Función de desconexión para cada amplificador operacional (TLC 070, TLC 073 y TLC 075 solo).
- Formato disponible de un único amplificador operacional, doble amplificador o cuádruple amplificador, en encapsulados DIP, SO y TSSOP.

# Ordenador desconectado = Monitor desconectado

015



P. van Geens

Los ordenadores más antiguos tenían, a pesar de su lentitud y otras limitaciones, en comparación con sus modernos descendientes, una importante ventaja: de forma sistemática disponían de un conector conmutado de salida de red para el monitor. El conmutador de alimentación de red en el ordenador controlaba este conector, por lo que se cumplía la situación de ordenador desconectado = monitor desconectado.

Los ordenadores más modernos hacen uso de un conmutador de alimentación por "programa", el cual coloca la tensión de alimentación en modo "reposo". Como consecuencia, la conmutación de la salida de red en la parte trasera de la fuente de

alimentación ha sido suprimida normalmente. De este modo, el progreso obliga al usuario (de nuevo) a desconectar a mano, y de forma independiente, el monitor. Naturalmente, esta acción se olvida muy a menudo.

Por fortuna, existe una manera de hacer algo positivo sobre este punto. Se trata del hecho de que cuando se enciende el ordenador, aparece una tensión de + 5 V en el puerto de juegos. Por lo tanto, es suficiente con conectar sencillamente un relé a esta señal, el cual desconectará el monitor (y la impresora, etc.), cuando apaguemos el ordenador. Este circuito con relé, de diseño bastante sencillo, restaura la vieja convención de ordenador desconectado = monitor desconectado.

(014C04-1)

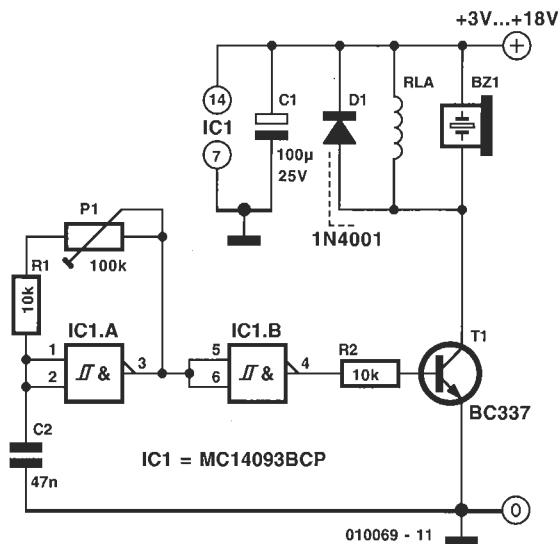
# Amplificador piezoeléctrico

016

Rev. T. Scarborough

Este circuito saca provecho de la fuerza electromotriz (e.m.f.) de retorno, para amplificar la tensión en los extremos de un zumbador piezoeléctrico. Normalmente, el circuito integrado IC1 sólo debería alcanzar a producir un suave "beep".

Sin embargo, al añadir una alta inductancia de choque de unos pocos Henrys (en este caso se ha utilizado una bobina de un relé de lengüeta en miniatura), se puede conseguir un nivel de un chirrido penetrante, lo que representa un método sencillo de obtener un volumen considerablemente mayor con este tipo de circuito.



En los extremos de la bobina de choque puede incluirse el tradicional diodo de protección (D1), a expensas de perder una pequeña cantidad de volumen. En la práctica, pudimos observar que no se encontraban grandes diferencias al suprimir el diodo D1. La tensión de funcionamiento del relé no es importante, con tal de que no sea superior a la tensión de alimentación. El potenciómetro P1 debe ajustarse para conseguir la frecuencia de resonancia del zumbador piezoeléctrico. Una tensión de alimentación más elevada se traduce en un mayor nivel de volumen, con la única condición de que no excedamos los márgenes de funcionamiento del transistor T1.

(01C369-1)

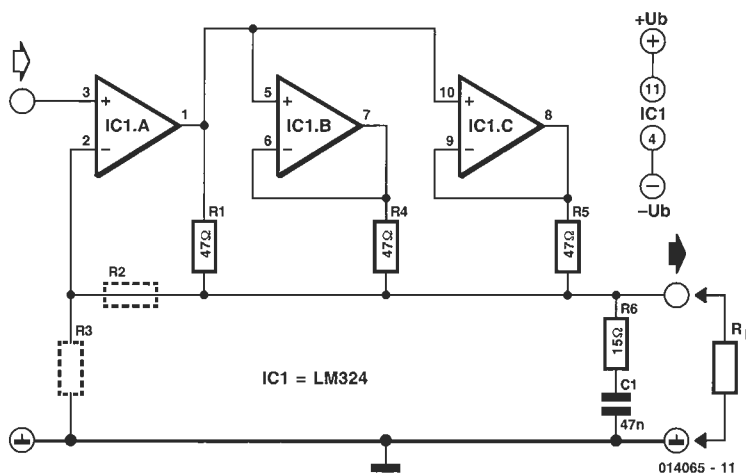
# Amplificadores operacionales en paralelo 017

Nota de aplicación National Semiconductor

Algunas notas de aplicación son, en verdad, impecables. La que presentamos en este artículo, data originalmente de 1979; pero no ha perdido ni un ápice de su relevancia y es muy interesante tenerla en cuenta, sobre todo cuando estamos buscando algo como esto.

Los amplificadores operacionales sólo pueden proporcionar una corriente limitada. Normalmente, suele ser de tan sólo unos 10 mA, como máximo. Cuando se necesita proporcionar una corriente mayor, podemos conectar varios amplificadores operacionales en paralelo; pero esto no suele funcionar demasiado bien, ya que los amplificadores operacionales nunca son iguales al 100 %. En la práctica, cada amplificador "luchará" con el de al lado y sólo conseguirá calentarse, lo cual, por supuesto, no es nuestra intención.

En la nota de aplicación que se adjunta, el circuito integrado IC1a es el "jefe" y lo soportan los demás circuitos, IC1b e IC1c (o tantas etapas como deseamos). El circuito IC1a proporciona una corriente, a través de la resistencia R1, que llega a la carga RL. Los amplificadores operacionales de "ayuda" están conectados a la caída de tensión en los extremos de la resistencia R1. De este modo, todos los amplificadores operacionales proporcionarán una corriente idéntica, ya que las resistencias R4 y R5 tienen todos los mismos valores. Debemos asegurarnos que el conjunto completo no llega a oscilar (la adición de una red RC, for-



mada por la resistencia R5 y el condensador C1, en los extremos de la carga, puede ayudarnos a trabajar como deseamos).

El circuito puede usarse con tensiones de alimentación simétricas o independientes. En el último caso, tendremos que conectar el terminal negativo de la tensión de alimentación a 0 V.

El circuito IC1a también puede configurarse como un amplificador. En este caso, tendremos que añadir las correspondientes resistencias. Para obtener una ganancia unitaria, no se montará la resistencia R3 y utilizaremos un hilo para establecer la conexión con la resistencia R2.

(014065-1)

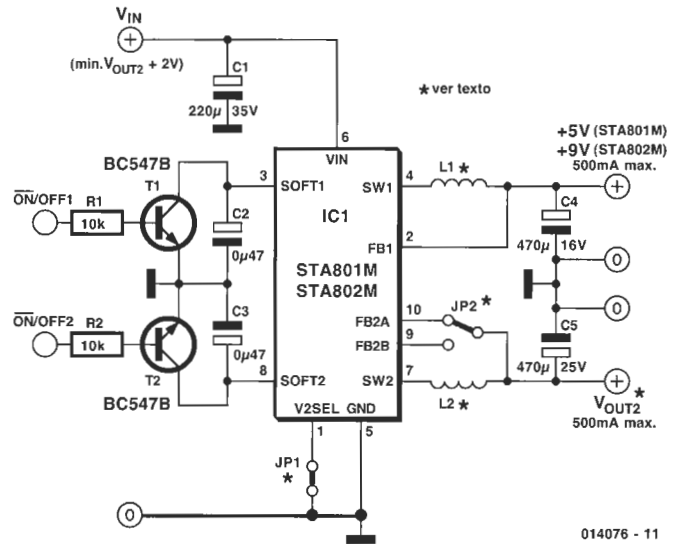
# Doble regulador conmutado

018

En la actualidad existen muchos circuitos integrados del tipo "reguladores conmutados". Sin embargo, los modelos STA 801 y STA 802, proporcionan dos reguladores conmutados en un solo encapsulado, capaz cada uno de suministrar una corriente máxima de 0,5 A. Cada componente de la serie STA 800 de la casa Allegro Microsystems ([www.allegromicro.com](http://www.allegromicro.com)) contiene un primer conmutador de tensiones inferiores, con una tensión de salida de + 5 V (para el STA 801M) o + 9 V (para el STA 802M); y un segundo conmutador que puede ser "puenteado" por programa, para obtener una tensión de salida de + 9, + 11,5, + 12 o + 15 V. Los puentes 1 y 2 presentes en el esquema eléctrico del circuito deben instalarse de acuerdo con la tabla adjunta, para alcanzar la tensión de salida deseada.

La tensión de entrada debe ser, al menos, 2 V superior a la de salida. Las bobinas de almacenamiento, L1 y L2, tienen unos valores de 100 µH para una salida de + 5 V, y de 150 µH para tensiones de salida comprendidas entre 9 y 15 V. Los condensadores C1 y C2 son condensadores electrolíticos de la casa Softstart, los cuales producen una tensión de salida que va almacenándose de forma gradual. Cada uno de los conversores puede ser inhabilitado por medio de los transistores T1 y T2, respectivamente (nivel alto = desconexión).

Los modelos de componentes STA 800 descritos en este artículo pueden obtenerse del distribuidor Spoerle (ver página de Internet: ([www.spoerle.com](http://www.spoerle.com))). Los inductores adecuados los



014076 - 11

podemos encontrar en las series DO 3316 de la casa Coilcraft, por ejemplo ([www.coilcraft.com](http://www.coilcraft.com)).

(014076-1)

Jp1	Jp2	STA 801M	STA 802M	requerida Vin
abierto	Terminal 9	9,0 V	9,1 V	> 11 V
abierto	Terminal 10	11.5 V	11.7 V	> 14 V
cerrado	Terminal 9	12.1 V	12.1 V	> 14 V
cerrado	Terminal 10	15.5 V	15.7 V	> 18 V

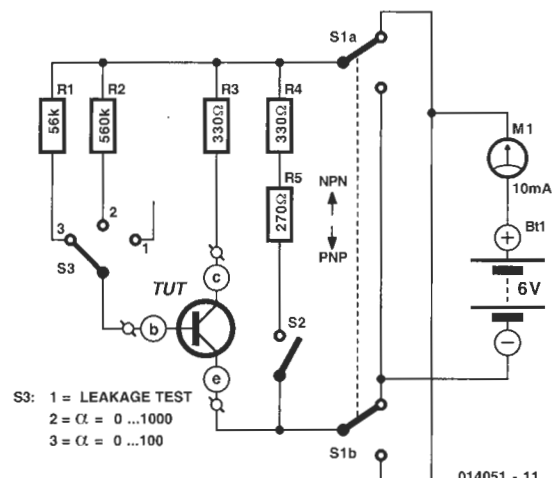
# Comprobador de transistores

019

H. Kemp

Este comprobador está pensado para verificar rápidamente si un transistor funciona correctamente o no, además, dispone de la posibilidad de seleccionar dos o más transistores con, aproximadamente, la misma ganancia. Se trata de un circuito de prueba concebido lo más sencillo posible, de manera que no podemos esperar una precisión extraordinaria. El circuito ha sido diseñado tan sólo para realizar rápidamente una breve verificación, en aquellas situaciones en las que no hay tiempo o equipos para realizar verificaciones de mayor envergadura.

El funcionamiento es sencillo: en la posición "battery test" (es decir, comprobación de batería, con el conmutador S2 cerrado), la bobina de la aguja de 10 mA del medidor M1, en serie con una resistencia de 600 Ω (R4 + R5), está conectada a una batería de 6 V. En esta situación, circula una corriente



014051 - 11

de 10 mA a través de la bobina, lo que equivale a una medida de final de escala en el medidor.

Cuando está siendo verificado un transistor (con el conmutador S2 abierto y el conmutador S3 en la posición 2 ó 3), circulará una corriente a través de la unión base/emisor del transistor bajo prueba, cuyo valor puede calcularse dividiendo la tensión en los extremos de las resistencias R1 o R2, por su resistencia. Con el conmutador S3 en la posición 2 la medida obtenida será:  $(6\text{ V} - 0,6\text{ V}) / 560\text{ K}\Omega = 10\text{ }\mu\text{A}$ , aproximadamente. Si el transistor tiene una ganancia de 1.000, producirá una corriente de colector (y por lo tanto en el medidor de corriente) de 10 mA, provocando la indicación de final de escala en la aguja de la bobina del instrumento. Por lo tanto, el valor indicado por el medidor, cuando el conmutador S3 está en la posición 2, debe multiplicarse por un

factor de 1.000 para obtener la ganancia de transistor. En la posición 3 del conmutador S3, la resistencia de base es 10 veces inferior ( $R1 = 56\text{ K}\Omega$ ), de manera que, en este caso, la lectura tiene que ser multiplicada por 100 para obtener la ganancia.

Queda pues bastante claro que la posición 2 del conmutador S2 está diseñada para altas ganancias, de hasta un valor de 1.000; mientras que la posición 3 lo está para ganancias comprendidas entre 0 y 100. El propósito del conmutador S1 es el de invertir la polaridad: la posición superior en el dibujo está indicada para transistores NPN, mientras que la posición inferior es para transistores PNP. Si no disponemos de instrumentos de aguja, podemos sustituir el medidor M1 por un medidor digital.

(014051-1)

# Radio con válvula ECC86

020

B. Kainka

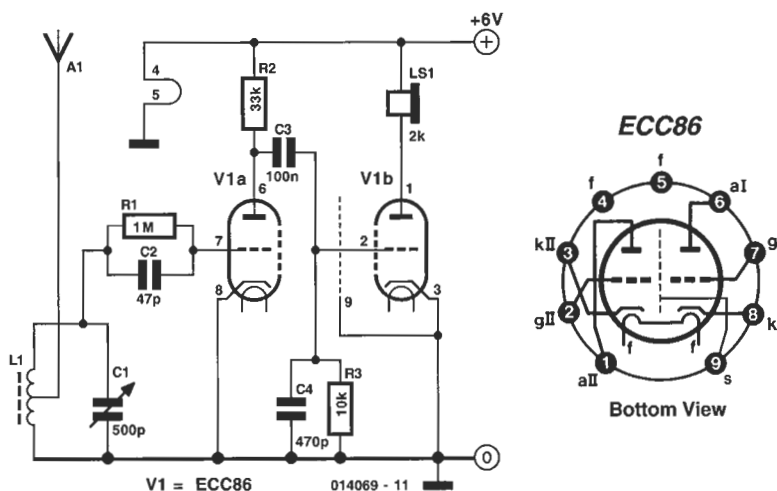
En la actualidad las válvulas son parte del pasado, aunque ¡las válvulas rechacen ser tratadas como tales! Existe aún una gran cantidad de válvulas de radio que se mantienen en uso y, además, existen otras muchas más que están esperando ser redescubiertas. Si no fuese así, ¿qué haríamos cuando necesitamos trabajar con altas tensiones! Sin embargo, existe una válvula que puede trabajar con tan sólo 6 V, la ECC 86. En los comienzos de los años sesenta, la industria de la electrónica enfrentó con un problema. El transistor acababa de ver la luz, por lo que, finalmente, era posible construir radios para coches sin osciladores y grandes transformadores. Sin embargo, las frecuencias de corte eran aún demasiado bajas como para permitir el uso de etapas mezcladoras de VHF que hubiesen sido construidas utilizando transistores. Esto significaba que la válvula tenía que usarse en un circuito con transistores. Esta válvula era la ECC 86, que fue diseñada para ser empleada en etapas de entrada de onda corta y etapas mezcladoras de auto-oscilación, en receptores de coches alimentados directamente desde la batería del automóvil. De acuerdo con la hoja de características, se puede utilizar una tensión de ánodo de 6,3 V o de 12 V. La tensión más caliente es siempre de 6,3 V. Tenemos que agradecer a las válvulas de baja tensión ECC 86 su función de "camino de tránsito" en la historia de la tecnología de la electrónica.

Nuestro circuito consiste en un receptor de audio a válvulas bastante clásico, para el rango de ondas medias. La alimentación esta suministrada por una batería de ácido de plomo de 6 V. El circuito es prácticamente el mismo que el de un ampli-

ficador de dos etapas. La primera etapa proporciona la demodulación y la preamplificación. La segunda etapa es el amplificador de audio de salida, el cual puede controlar directamente un auricular con una impedancia de 2 K $\Omega$ . Un condensador de 500 pF, colocado entre las dos etapas, asegura que las señales de RF no lleguen a ser amplificadas. Por otro lado, la válvula encuentra fácilmente el uso original para el que fue diseñada y oscila en el rango de las ondas cortas. Una barra de ferrita con un diámetro de 10 mm y una longitud de 100 mm, puede servir como antena aérea.

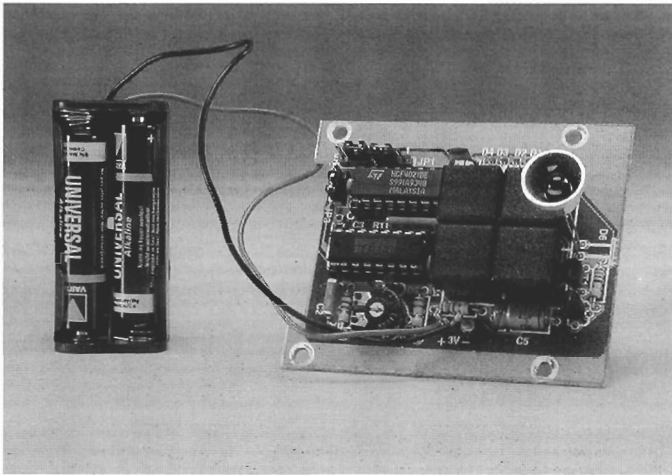
La radio tiene un buen sonido y puede recibir señales locales. Por la tarde, con una antena externa suficientemente larga, podemos recibir numerosas estaciones de onda media. Parece como si hubiésemos vuelto a los gloriosos viejos años.

(014069-1)



# Sencillo Transmisor de IR

021

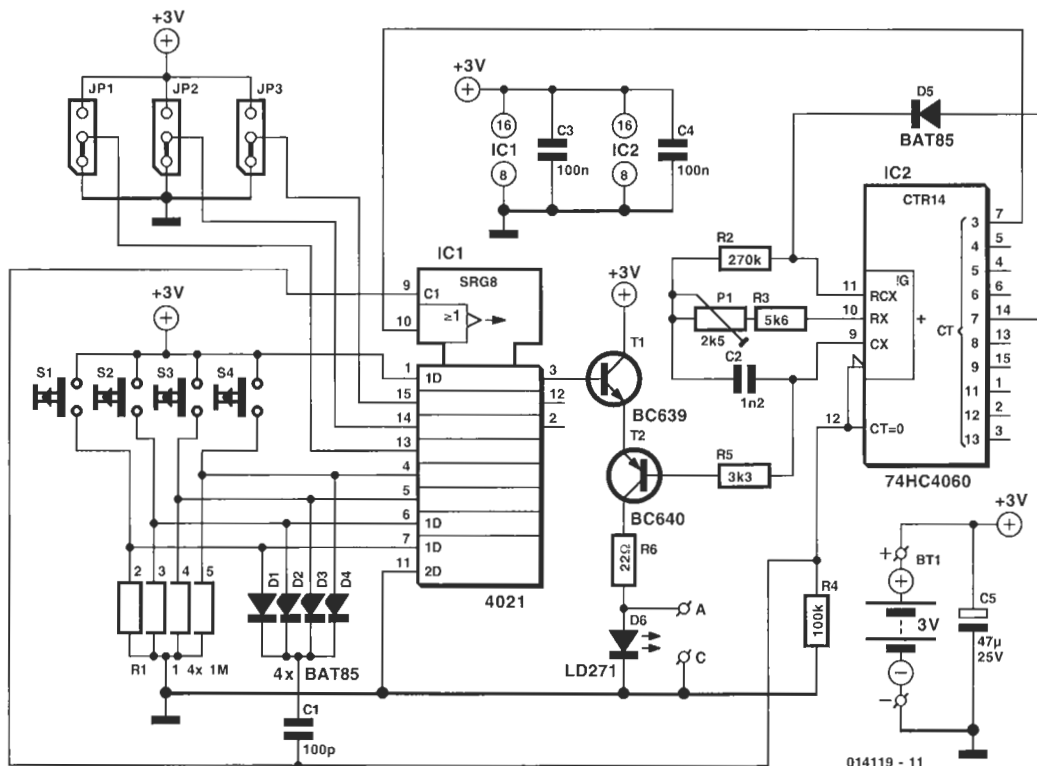


Este montaje utiliza sólo dos circuitos integrados estándar, los cuales, junto con el receptor, forman un control remoto de cuatro canales y ha sido diseñado para usarlo con el 'conmutador de audio/vídeo' y la 'caja de conmutación para altavoces' (el circuito receptor lo veremos en este mismo número).

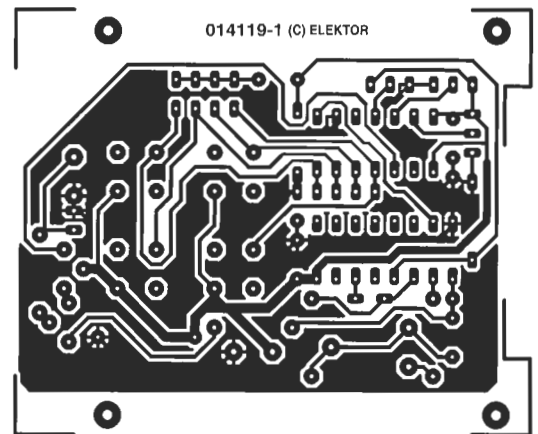
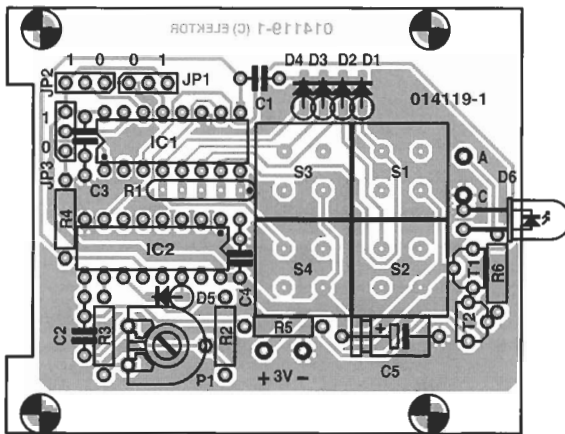
Cada pulsador está conectado a una entrada de un registro de desplazamiento (4021), el cual recibe el reloj de un contador/oscilador binario (74HC4060). Un ciclo se inicia a través de uno de los diodos conectados a cada pulsador y una red diferenciadora (C1/R4), creando un corto pulso que ataca al registro de desplazamiento y contador/oscilador. La entrada de carga paralela del registro de desplazamiento se activa momen-

táneamente, haciendo que el registro almacene el dato de las entradas paralelas. Al mismo tiempo, debido a que el pulso es muy estrecho, uno de los cuatro pulsadores de entrada pasará a nivel alto (a pesar de eso, cualquier pulso más largo puede causar la conmutación). El pulso también va a la entrada de reset del 4060 y arranca el oscilador.

El oscilador, construido alrededor de P1/R2/R3/C2, está configurado alrededor de 36 KHz debido a que los módulos receptores de IR funcionan sin problemas a esta frecuencia. El pin 7 es la salida Q3 del 4060 y es el reloj del registro de desplazamiento. Los datos de la entrada paralela salen ahora en formato serie en QH (pin 3). Cuando QH está a nivel alto, el emisor de T2 se pone a nivel alto mediante T1, circulando una corriente pulsante de 36 KHz a través del LED D6 y de la resistencia R5 y T2. El pin 1 (MSB) del 4021 está permanentemente a nivel alto y es el primero que se pasa a la salida. Este bit funciona como bit de inicio para el receptor. Debido a que el receptor coge los datos en el flanco de subida, el bit de inicio tiene una longitud de sólo 8 ciclos a 36 KHz. El resto de los datos se modulan a 16 ciclos por bit. La salida Q7 (pin 14) del 4060 se conecta al oscilador por medio de un diodo, el cual causa la parada del oscilador después de 8 ciclos de reloj de la salida Q3 (pin 7) y el circuito pasa a estado de bajo consumo. Por lo tanto, el código importante sólo se envía cada vez que accionamos un pulsador. Sólo se transmitirá un nuevo código cuando accionemos de nuevo un pulsador. El único consumo de corriente es el de las corrientes de reposo y la corriente que



014119 - 11



**LISTA DE COMPONENTES**

**Resistencias:**

- R1 = array SIL 4x 1MΩ
- R2 = 270k
- R3 = 5k6
- R4 = 100k
- R5 = 3k3
- R6 = 22Ω
- P1 = 2,5k preset H

**Condensadores:**

- C1 = 100pF
- C2 = 1nF2, MKT
- C3,C4 = 100nF cerámico
- C5 = 47μF 25V axial (separación de pines 12,7 mm)

**Semiconductores:**

- D1-D5 = BAT85
- D6 = LD271
- T1 = BC639
- T2 = BC640
- IC1 = 4021
- IC2 = 74HC4060

**Varios:**

- JP1,JP2,JP3 = tira molex de 3 pines con puente

- S1-S4 = pulsador, 1 contacto, montaje en PCB, por ejemplo, D6-Q-BK-SWITCH + D6Q-BK-CAP (ITT/Schadow)
- BT1 = 2 x mini pila tipo AAA con soporte
- Caja, por ejemplo, Conrad Electronics #52 28 64-24 (dimensiones 101x60x26 mm)

circula a través de D5/R2/P1/R3, la cual es de unos 10 μA. De esta forma, sin interruptor de on/off, las baterías deberían durar al menos varios años (con una batería de capacidad 750 mAh para pilas tipo AAA).

Se ha añadido P1 para compensar las tolerancias de los distintos componentes y para sintonizar el transmisor y el receptor entre sí. JP1, JP2 y JP3 se utilizan para propósitos de dirección o para una posible expansión con más pulsadores. En el

lado del receptor tenemos disponibles estos tres bits en tres salidas. La PCB se ha diseñado para colocarla dentro de una caja de plástico con compartimento integral para baterías (ver lista de componentes). Si es necesario, la PCB puede hacerse más pequeña retirando áreas sin pistas (donde están los orificios), lo cual hace posible emplear una caja más pequeña, especialmente si usamos una pila de 3 V para la alimentación.

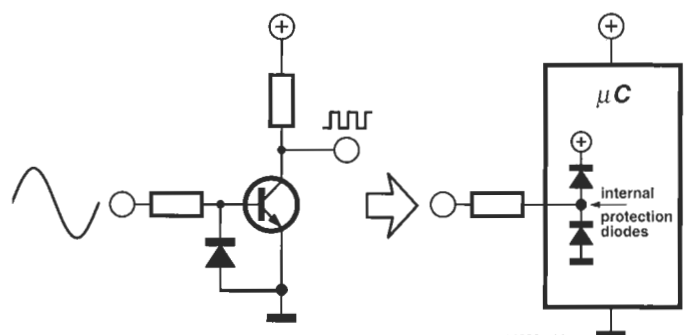
(014119-1)

# Detector de paso por cero para microcontroladores

022

En los controladores y circuitos de reloj necesitamos la frecuencia como parámetro para evaluaciones de portadora dentro de un microcontrolador. A menudo encontraremos una etapa de transistor para convertir la tensión de red (reducida por un transformador) en una onda cuadrada de 50 Hz, que es adecuada para la entrada del microcontrolador. Si hablamos de forma general, esta etapa no es necesaria con un moderno microcontrolador si el puerto de entrada está cableado como una trigger Schmitt. El único componente adicional que necesitamos es una resistencia para limitar la corriente del puerto a un valor seguro, como el especificado en las hojas de características. El trigger Schmitt asegura una detección de flanco segura por software.

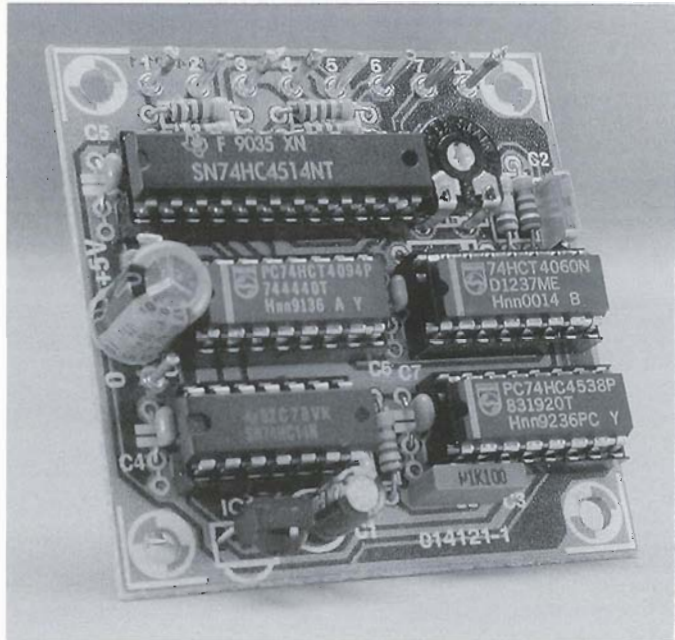
(014089-1)



014089 - 11

# Receptor de IR simple

023

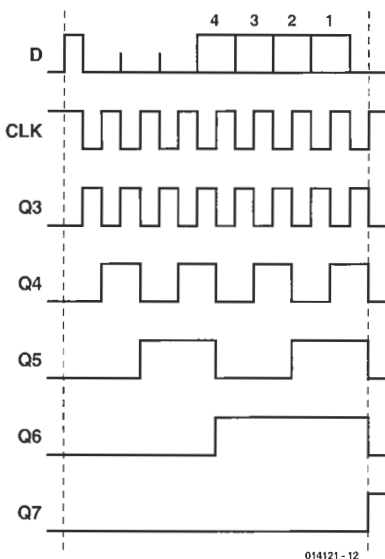
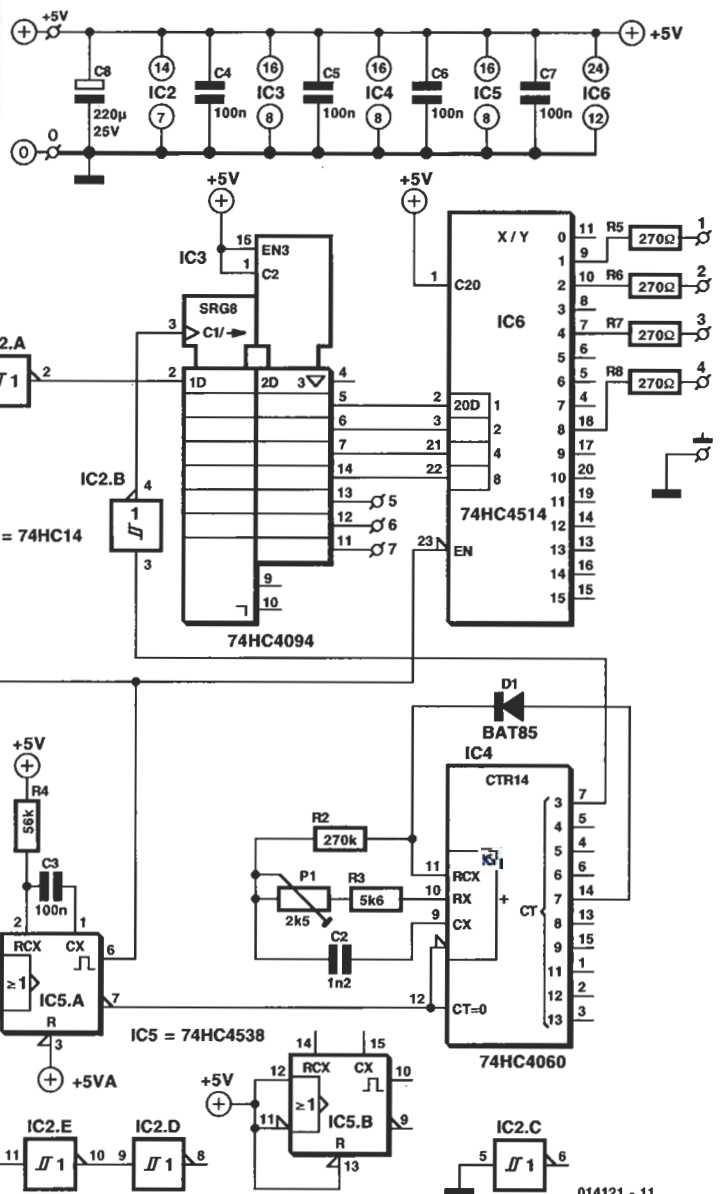


Este circuito se ha diseñado como complemento del 'sencillo transmisor de IR' y sirve para decodificar las señales transmitidas. Al igual que en el transmisor, se puede ver claramente que los datos recibidos son decodificados por un registro de desplazamiento (74HC4094), el cual tiene como reloj un contador/oscilador (74HC4060).

El receptor se inicializa con el primer flanco del módulo receptor de IR, el cual dispara el monoestable IC5a. La salida del módulo es activa a nivel bajo, por lo que

se utiliza la entrada negativa de disparo. El monoestable que se emplea es un 74HC4538, el cual es redisparable. Conectando la salida Q a la entrada de disparo positiva, se evita que IC5 se dispare si no tiene una salida activa.

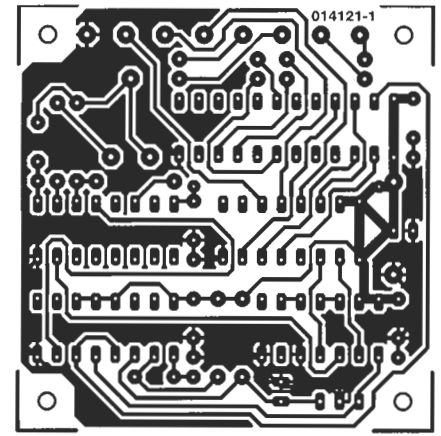
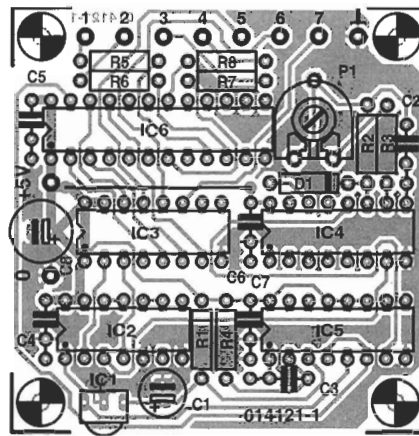
Cuando IC5a está activo, la salida Q limpia la entrada reset de IC4, por lo que la habilita. El oscilador está sintonizado nuevamente a 36 KHz, haciendo de reloj la salida Q3 del 4060 para que el registro de desplazamiento corra casi sincronamente con el reloj del transmisor. Si ponemos el strobe y la salida de habilitación de IC3 a nivel lógico '1', el latch interno llega a ser transparente y sus salidas están siempre activas. Los pulsos recibidos los invierte IC2, ya que, por otro lado, las salidas 5/6/7 deberían estar activas a nivel bajo. Un primer pensamiento nos podría hacer pensar que las salidas 1/2/3/4 podrían conectarse



simplemente a las otras salidas. En su lugar, esas cuatro salidas se conectan a un demultiplexor 4 a 16, asegurándonos de que éste sólo tendrá una salida activa. En el caso de la 'caja de conmutación para altavoces', cuando se conectan varios amplificadores a un altavoz, en ningún momento puede haber un cortocircuito, o una sobrecarga en el amplificador. Por esta razón, la 'inhibición' también se conecta a la salida de IC5a, parando cualquier pulso transitorio que pueda aparecer en las salidas durante la entrada del pulso de reloj del dato y el tiempo que tardan los contactos del relé en abrirse antes de que otro relé se active (abrir antes de cerrar).

La anchura del pulso del monoestable IC5a es sensiblemente más larga que la requerida para contar con el dato (3,9 ms). Dependiendo del relé utilizado, puede ser aconsejable incrementar este tiempo un poco (incrementando el valor de R4). Este tiempo tiene que ser mayor que la diferencia entre los tiempos de funcionamiento y desactivación. Normalmente el tiempo de desactivación es menor que el tiempo de funcionamiento, mejor prevenir que curar. IC2b invierte la señal Q3 de IC4, dando lugar a que el dato se almacene en la mitad del periodo que un bit está activo. Las cuatro salidas del demultiplexor son, por lo tanto, adecuadas para la 'caja de conmutación de altavoces' o el 'conmutador de audio/vídeo', el cual también se puede encontrar en este artículo.

En modo de bajo consumo, este circuito tiene un consumo



### LISTA DE COMPONENTES

#### Resistencias:

- R1 = 47Ω
- R2 = 270kΩ
- R3 = 5kΩ
- R4 = 56kΩ
- R5-R8 = 270Ω

#### Condensadores:

- C1 = 100μF 10V radial
- C2 = 1nF

- C3-C7 = 100nF cerámico
- C8 = 220μF 25V radial

#### Semiconductores:

- D1 = BAT85
- IC1 = SFH5110 (ISIU60, TSOP1836)
- IC2 = 74HC14
- IC3 = 74HC4094
- IC4 = 74HC4060
- IC5 = 74HC4538
- IC6 = 74HC4514

de corriente de sólo 3 mA. Los registros en serie con las salidas son, por lo tanto, protecciones contra una sobrecarga o un cortocircuito. Cuando el receptor se usa para excitar un 'conmutador de audio/vídeo', la tensión de salida cae a 4,2 V si se excitan tres placas en paralelo, lo cual aún es suficiente para activar los relés. Cuando se excitan más placas en paralelo, por ejemplo seis, son necesarios aproximadamente 5,1 V, para lo cual debemos de modificar los valores de las resistencias R5-R8 a la mitad.

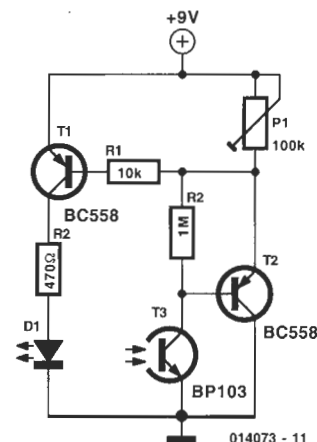
(014121-1)

# Comprobador simple de mando a distancia 024

F. Jensen

Casi siempre, cuando un mando a distancia no funciona, el problema es bastante elemental: la unidad no emite luz. Las causas pueden ser: las soldaduras, un fallo en los LEDs, etc., pero también una pila (quizás porque una tecla se ha quedado pulsada). El ojo humano no es capaz de captar la luz infrarroja. Por el contrario, un simple fototransistor como el BP103 no tiene problemas para trabajar en el espectro infrarrojo, por lo que el circuito que aquí presentamos simplemente polariza el BC558, el cual activa el LED D1 haciéndolo parpadear igual que lo hace el propio LED del mando a distancia. El preset del circuito determina la sensibilidad.

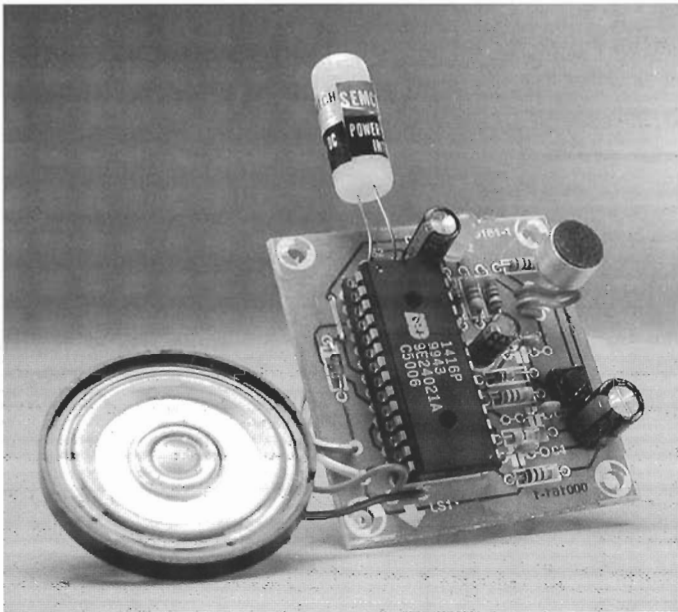
(014073-1)



014073 - 11

# Memoria de voz integrada

# 025



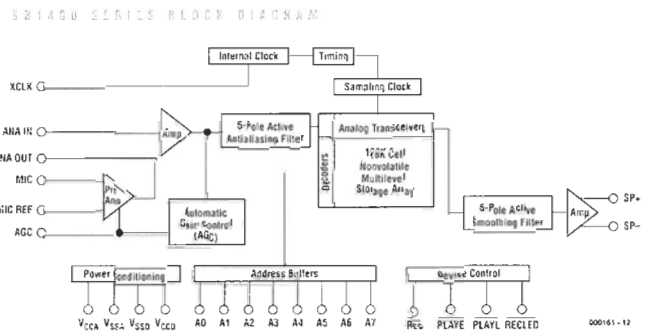
Hay muchas aplicaciones excitantes para memoria de voz. El circuito presentado aquí ha sido instalado por el autor en el baño para aconsejar a los potenciales usuarios de las facilidades que supone hacer uso del mismo sentado y no de pie. Un interruptor de ampolla de mercurio detecta cuando alguien levanta la tapa y activa la memoria de voz (conectada remotamente): el mensaje se puede grabar a gusto de cada uno.

El corazón del circuito es una memoria de ISD (Integrated Storage Devices, ahora forma parte de Winbond), el cual también se utiliza en varias máquinas de respuesta y relojes fabricados por Braun. Las hojas de características se pueden

## Características del ISD1416

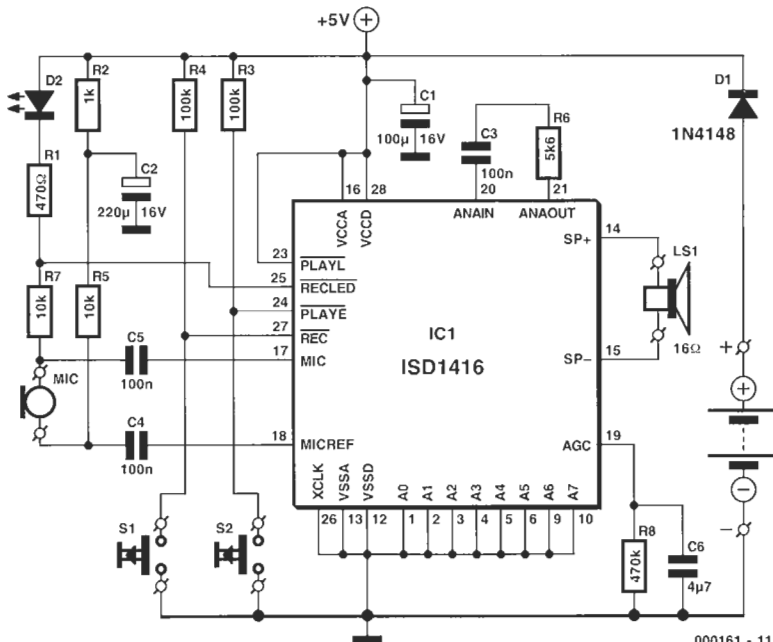
- Alta calidad en grabación y reproducción.
- 16 s de tiempo de grabación.
- Control de reproducción sensible a flanco o nivel, permitiendo operación por pulsador.
- Modo bajo consumo automático.
- En modo bajo consumo, éste será alrededor de 1  $\mu$ A.
- Memoria no volátil.
- Almacenamiento de memoria: típicamente 100 años.
- Vida típica: 100.000 ciclos de grabación.
- Generación de reloj interno.
- Tensión de funcionamiento: 4,5 a 6,5 V.

1



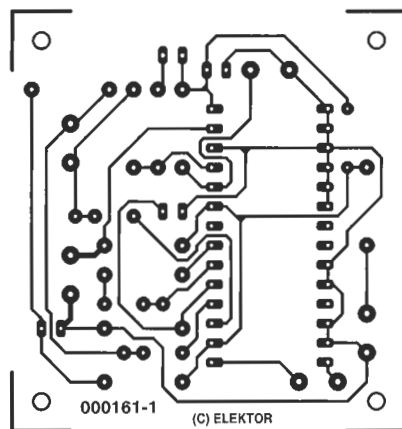
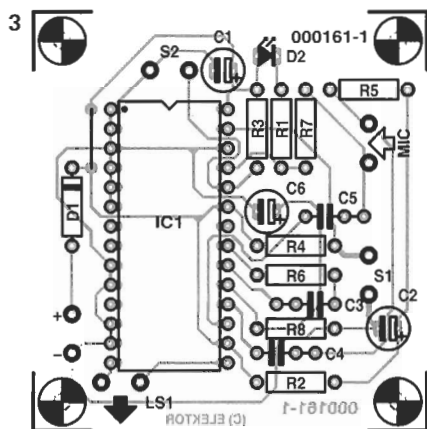
encontrar en tres partes (...1400\_1.pdf, 1400\_2.pdf, 1400\_3.pdf) y pueden descargarse de la página web de Winbond:

2



El diagrama de bloques de la Figura 1 muestra que el ISD1416 contiene toda la electrónica requerida para grabar y reproducir voz o música. Incluso dispone de un micrófono preamplificador con entrada diferencial. Un amplificador de ganancia controlada (AGC) evita que el circuito se sobreexcite. La constante de tiempo del circuito AGC se establece con R8 y C6. C3 y R6 filtran externamente la señal del micrófono amplificada que después pasa a través de un amplificador de línea y filtro de cinco polos antialiasing, antes de muestrearse a 8 KHz. La temporización del conversor A/D la controla un reloj interno, aunque también se puede utilizar un reloj externo.

Las muestras se almacenan en una memoria no volátil de 128 Kb, la cual permite una grabación máxima de 16 s. Winbond nos proporciona memorias de voz con tiempos de grabación de



**LISTA DE COMPONENTES**

**Resistencias:**

- R1 = 470Ω
- R2 = 100k
- R3,R4 = 100k
- R5,R7 = 10k
- R6 = 5k6
- R8 = 470k

**Condensadores:**

- C1 = 100μF 16V radial
- C2 = 220μF 16V radial
- C3,C4,C5 = 100nF
- C6 = 4μF7 16V radial

**Semiconductores:**

- D1 = IN4148
- D2 = LED, alta eficiencia
- IC1 = ISD1416 (Conrad Electronics #164984)

**Varios:**

- S1 = Pulsador con contacto simple
- S2 = Pulsador con contacto simple o interruptor (Conrad Electronics #700444) o fotodiodo (BPW34)
- Mil Micrófono electret (condensador) (Conrad Electronics #302155)
- PCI, PC2 Espadines
- LS1 Altavoz 16 Ω

bación y una salida puesta a nivel bajo durante la grabación. Esta salida activa el micrófono e ilumina un LED. También se usa un filtro activo de cinco polos durante la grabación, conectado a un amplificador de salida con salida simétrica. Como se ve en un lado del circuito de la Figura 2, podemos conectar un altavoz de 16 Ω directamente a esas salidas. La calidad de este altavoz es fundamental para la calidad final de la reproducción. La circuitería requerida externamente para el ISD1416 es mínima. El micrófono electret se conecta simétricamente a través de dos condensadores de desacoplo y sólo se activa en modo grabación cuando la conexión RECLED está a nivel bajo, sólo entonces el LED se ilumina.

La entrada de grabación se conecta a un pulsador, mientras que la de reproducción se conecta a un interruptor, un pulsador o un foto-diodo. La entrada de reproducción sensible a flanco se utiliza para que, una vez activada, no se detenga la reproducción. El fotodiodo (tipo BPW34) se puede colocar en paralelo con el interruptor o pulsador o en su lugar. Se podría colocar en la parte central de la tarjeta, de manera que cuando un puntero láser alcanza al sensor se activa el circuito, escuchándose aplausos o adulación.

hasta 2 minutos. Es interesante notar que los ejemplos no se almacenan digitalmente, sino en forma cuasi-analógica con uno de 256 niveles diferentes en cada célula de memoria. Esto nos da una densidad de almacenamiento considerablemente mayor que la que es posible alcanzar con tecnología digital y garantiza una alta calidad de grabación.

El array EEPROM no necesita escribirse, ya que se pueden almacenar varios mensajes y reproducirlos de forma independiente.

Las entradas A0-A7 se utilizan para configurar el dispositivo y para direccionar la memoria.

El circuito integrado tiene cuatro conexiones de control: una sensible a flanco, otra sensible a nivel, una entrada de gra-

El pequeño circuito se puede construir sobre la placa de circuito impreso que se muestra en la Figura 3 (no disponible en el Servicio de Lectores). La placa y montaje de componentes se pueden obtener bajo ref. 000161-1. El circuito es suficientemente sencillo como para montarlo sobre una placa de prototipos (Veroboard).

El consumo de corriente durante la reproducción es de unos 25 mA. Después de la reproducción el integrado pasa a modo de bajo consumo, en el cual el circuito sólo consume 90 μA. Las dos pilas de litio (tipo CR2032) utilizadas como alimentación deberían durar mucho tiempo.

(C0161-1)

# Intermitente alternativo

# 026

K. Lorenz

El circuito representa un multivibrador astable de propósito general que alimenta alternativamente a dos cargas pesadas a través de un relé (en este caso, las cargas son lámparas

incandescentes de 12 V). Al contrario que un flip-flop analógico, aquí no es necesario usar transistores de potencia con disipadores. Este circuito se puede construir con bajo coste, más fácilmente y más compactamente.

En estado de reposo, el condensador C1 se carga a través





# Encoder rotatorio para Control Digital de Volumen

029

A. Ziegler

El control digital de volumen publicado en Elektor Electronics en Octubre de 1997, se puede utilizar con un mando a distancia RC5 con dos pulsadores (alto/bajo). Si, por alguna razón, no podemos hacerlo sin la sensación de movimiento de un potenciómetro real, entonces, con un pequeño esfuerzo, es posible añadir un encoder de eje para proporcionar control rotacional. Las salidas del circuito presentado aquí se pueden conectar simplemente en lugar de dos pulsadores.

El encoder de eje produce dos trenes de pulsos en PC1 y PC2, con una fase relativa diferente y dependiente de la dirección de rotación. Una vuelta completa produce 15 pulsos. En lo que se refiere a la excitación correcta de los dos pulsadores de entrada, no sólo el número de pulsos, sino también la información de la dirección (sentido horario = alto, sentido antihorario = bajo) se debe tener en cuenta.

Lo primero de todo, los pulsos han de limpiarse utilizando R4/C2 y R5/C2: el encoder de eje es, después de todo, como un interruptor mecánico rotatorio. R1-R3 son resistencias de pull-up. El flip-flop JK está configurado para formar un flip-flop tipo D y determina la dirección de la rotación. El reloj de entrada está conectado a PC1 a través del inversor IC3.D, mientras que la otra salida del encoder excita la entrada K del flip-flop a través del inversor IC3.C. IC3.B proporciona una forma invertida de esta señal en la entrada J del flip-flop. Cuando un pulso llega a la entrada de reloj, el flip-flop es configurado o borrado de acuerdo a la dirección de rotación.

El 4572 contiene una variedad de puertas: tres inversores, una NAND (IC3.F) y una NOR (IC3.E). Esas son usadas para producir pulsos a partir de señales estáticas. Una entrada de las dos puertas es la señal de reloj PC1, mientras que en la otra entrada tenemos la salida del flip-flop. La puerta NAND pasa los pulsos a su salida sólo cuando la segunda entrada está en alto; por otro lado, la puerta NOR sólo propaga pulsos cuando la segunda entrada está a nivel bajo. Sólo una de las puertas puede propagar pulsos al mismo tiempo.

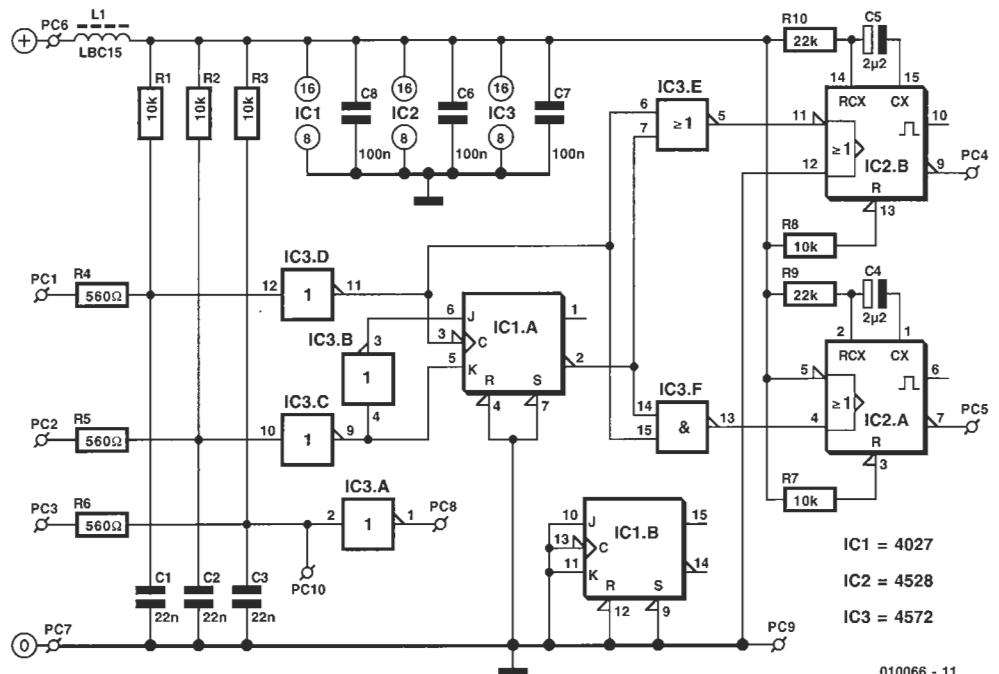
Las señales generadas tienen la desventaja de que en estado de reposo, cuando el encoder no se está girando, pue-

den estar tanto en alto como en bajo. Un nivel bajo, sin embargo, excitará el control de volumen de forma continua, así subiremos el volumen al máximo o lo bajaremos al mínimo. Esto no es claramente deseable: para rectificar la situación utilizaremos un monoestable para librar un pequeño pulso que pase a negativo. La anchura de pulso la determina R9-C4 y R10-C5.

La entrada invertida del monoestable IC2.B está conectada a la puerta NOR, y la entrada no invertida al uno lógico. Para el monoestable IC2A, la puerta NAND está conectada a la entrada no invertida, y la entrada invertida se coloca a nivel bajo. Las entradas de Reset (pin 3/pin 13) deben ponerse a nivel alto. Un paso a nivel alto en el reloj del monoestable IC2B produce un pulso a nivel bajo y, si la entrada permanece a nivel alto, no se producen más pulsos en lo sucesivo. IC2A se comporta de forma similar.

Las salidas de los dos monoestables se pueden conectar directamente a las entradas del pulsador del control digital de volumen. La tensión de alimentación es de +5 V, la cual se puede obtener desde el potenciómetro y a través de la bobina L1 para evitar interferencias. El consumo de corriente del circuito es de alrededor de 1 mA.

Ahora veremos la función pulsador del encoder de eje. Otra conexión relevante está cableada a PC3, pasada a través de un buffer, y después no se utiliza. El pulso en PC8 se podría emplear para conmutar otro circuito (con una tensión de alimentación de +5 V): activar o desactivar. Alternativamente la señal



010066 - 11



correcto aquí: es más que un compilador gráfico. Junto con un editor gráfico (en este caso la versión de libre difusión del editor de esquemas Eagle, descargado de (

) es posible utilizar GraphCom para dibujar un diagrama de bloques de un sistema o para programar PLCs con el paquete de Conrad Electronics 'Software de Control en C'.

El esquema se convierte en un netlist utilizando el comando Export en el editor. Desde estos datos GraphCom produce un listado en ensamblador, con el cual se puede convertir en un fichero HEX utilizando, por ejemplo, el ensamblador ELEKTOR EASM51.

El programa viene con una librería de funciones que son utilizadas por GraphCom y convertidas en instrucciones para MCS-51. El entorno GraphCom es un completo 'sistema

abierto'. El usuario puede ampliar las funciones y traducirlas a un microcontrolador particular. El uso de los recursos de los microcontroladores es un importante valor de GraphCom (en contraposición a algunos otros compiladores gráficos), por lo que se pueden escribir complejos programas, incluso para microcontroladores sencillos como el ATMEL 89C2051. El paquete incluye un programa terminal que se puede utilizar para configurar parámetros y observar las salidas de los bloques funcionales en la tarjeta del sistema. GraphCom está disponible en versión inglesa y alemana, ocupa unos 4 Mb (o sólo 350 Kb como un fichero ZIP), y corre bajo Windows 95, Windows NT o Linux. También está disponible una versión bajo DOS. El programa es gratuito y se puede descargar de

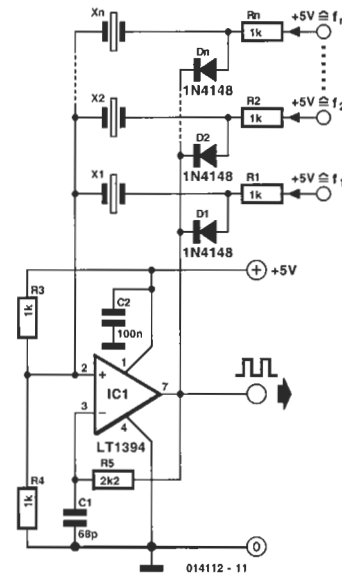
(014018-1)

## Oscilador de cristal conmutable 032

El circuito muestra un oscilador de cristal conmutable que puede generar cualquier número de frecuencias. Utilizando el comparador de alta velocidad LT1394 de Linear Technology (

), es posible construir un oscilador de cristal colocando el cristal en el camino de la realimentación negativa, mientras que una red RC en el camino de la realimentación positiva proporciona la fase requerida. La conmutación entre cristales se consigue usando simplemente diodos (tipo 1N4148). El diodo correspondiente al cristal que quiere seleccionarse se polariza en directo a través de su resistencia en serie de 1 K $\Omega$ , mientras que todas las demás entradas al circuito permanecerán a potencial masa. Cualquier cristal con frecuencias entre 1 y 15 MHz puede ser adecuado. El uso de un comparador garantiza que la señal de salida es cuadrada.

(014112-1)



## Selector de pulso

# 033

B. Schädler

El circuito presentado aquí puede ser útil en aplicaciones de disparo, pruebas y medida. Convierte un flanco de subida en un pulso cuadrado cuya longitud es igual al periodo de un tren de pulsos de entrada.

En estado de reposo, el flip-flop IC1B está a nivel bajo, mientras que IC1A está a nivel alto. Un flanco de subida TTL en la

entrada SELECT da lugar a un breve pico que aparece en la salida de la puerta IC2D. El pico es de sólo unos pocos nanosegundos de ancho y depende del retardo de propagación a través de las puertas NAND IC2A, IC2B e IC2C, las cuales están configuradas como inversores.

El pico pone a uno el flip-flop IC1B. Su salida (pin 9) pasa a nivel alto, dejando activada la entrada del flip-flop IC1A. Este



con unas pinzas y cortaremos el resto. El condensador no es necesario, ya que necesitamos uno externo de acuerdo a la banda deseada.

La señal de entrada se aplica a la entrada balanceada del circuito integrado. El cristal se conecta al pin 6. Oscila a su frecuencia fundamental y se mezcla con la señal de entrada dando un número de salidas.

La señal de salida del mezclador aparece en los pines 4 y 5. Aquí, sólo se utiliza el pin 5 para la salida. A propósito, las entradas y salidas están conectadas internamente con resistencias de pull-up, por lo que no será necesario conectar los pines no usados a masa o positivo de alimentación.

El condensador de 220 pF nos da un aislamiento a cualquier señal DC en la entrada de AM de la antena de radio. Observe que el mismo circuito se puede utilizar para ampliar el rango de un receptor de onda corta exactamente de la misma forma. La radio AM se usa como amplificador de frecuencia intermedia sintonizable, con un rango de sintonía de alrededor de 1,6 MHz.

Podemos intentar valores diferentes para C1 de forma que consigamos resonancia en la entrada NE602: 150 pF para 5 MHz, 47 pF para 8 MHz y sin condensador para frecuencias de hasta 10 MHz. Sin embargo, en la práctica se debería poner 33 pF para todos los rangos.

Se puede utilizar casi cualquier cristal. El autor intentó muchos tipos de FT-243 WW2 obteniendo algo más de 27 MHz, cristales CB con tercer sobretono. Todos los cristales pueden funcionar. Los cristales de subportadora de TV trabajan bien. Se pueden conectar varios cristales y conectarlos a través de un conmutador, cada uno trabajando en una banda determinada, manteniendo los contactos del conmutador tan cortos como sea posible para evitar la radiación del cristal oscilador.

Hay muchas formas de construir el circuito. Podríamos hacerlo en una caja metálica que se puede conectar en varias radios, dependiendo de su posición. Por ejemplo, si estamos viajando, podemos utilizar una pequeña caja con una pila de 9 V, dejando bastante hilo en la salida para dar algunas vueltas alrededor del radio reloj en la habitación del hotel. Esto nos dará una recepción de onda corta en la marcha.

También es posible construir el convertidor dentro de la radio del coche. Se puede utilizar cualquier método de construcción, desde un pequeño trozo de placa perforada como la que hemos usado nosotros, hasta una placa de circuito impreso más elaborada o incluso soldar todos los componentes en el aire al zócalo del circuito integrado. Un pequeño conmutador nos puede servir para cambiar desde AM a onda corta.

Conectaremos el circuito a la radio del coche con cable apantallado para evitar el efecto de ruido producido por la fuerte señal de la emisora. Para acoplar la salida del convertidor a una radio sin una entrada de antena externa de AM, enrollaremos varias vueltas de hilo alrededor de la ferrita aérea redonda. Tal y como sugerimos antes, bobinaremos aproximadamente doce vueltas alrededor de la caja de plástico de la radio y acoplaremos también el convertidor a la radio. Éste trabajará el amplio incremento de señal AM interferida.

Conectaremos el positivo de alimentación al interruptor de encendido de la radio de forma que sirva también para el encendido y apagado del convertidor.

La antena de onda corta puede necesitar de 2 a 3 metros de cable, colocado alrededor de la habitación, pero se obtendrán mejores resultados con una antena exterior. La antena de prueba fue de unos 100 metros de larga por 10 metros de alta.

Por la noche hay mucha actividad de las ondas cortas después de oscurecer. Encontraremos una emisora débil alrededor de 1 MHz en el dial de AM y ajustaremos el núcleo del IFT para el mínimo volumen desde la emisora de radio. Éste es el único ajuste. Se pueden oír señales SSB, pero como no funciona el oscilador de frecuencia fija, podemos oír la 'voz de pato' de la señal. Las emisoras de radio en AM no son normalmente adecuadas para nuestro circuito porque los saltos de sintonía son de 9 ó 10 KHz además de que nosotros queremos pasos mucho más pequeños.

Los viejos sintonizadores manuales de las radios de coche son los que nosotros queremos. La idea de este circuito no es conseguir algo muy complicado, sino disfrutar escuchando un simple, estable y barato receptor de onda corta. Experimentad y disfrutad.

(C00165-1)

## SDCC (Compilador C para pequeños dispositivos)

# 035

Lo que queremos exponer aquí no es realmente un circuito, sino un truco. Durante algún tiempo, ha existido un compilador de C para microprocesadores gratis en Internet.

Este compilador, llamado SDCC, se puede encontrar en la dirección de Sourceforge: (<http://sourceforge.net/projects/sdcc/>). Funciona bajo Linux y Windows (en una ventana DOS).

Hay varias ventajas para la programación en C. Por ejem-

plo, es posible reutilizar funciones usadas frecuentemente empaquetándolas en 'rutinas', las cuales se pueden incorporar fácilmente en nuevos proyectos de software. Por otro lado, C ha llegado a ser un lenguaje estándar que se emplea intensivamente en el mundo profesional. Esto también significa que muchas funciones de C se pueden encontrar en Internet, y que las podemos usar en nuestros propios programas.

Otra ventaja del C es que podemos escribir programas que sean casi independientes del procesador utilizado. Esto significa que, por ejemplo, podemos intentar una rutina en el PC antes de utilizarla en un procesador embebido. Esto corta de forma drástica el tiempo de desarrollo, y en suma, en muchos casos no se hace necesario tener un depurador especial para la tarjeta del procesador.

SDCC puede generar código máquina para todos los procesadores de la serie MCS-51. También puede proporcionar soporte para los siguientes procesadores: Z80, Gameboy-Z80, AVR, DS390 y PIC. En suma, SDCC es un compilador ideal para cualquiera que trabaje con microprocesadores y desee programar en C sin tener que aprender el lenguaje máquina específico.

(010063-1)

# Excitador de línea de vídeo

# 036

Este circuito se ha pensado para usarlo con una sencilla fuente de alimentación. En realidad, las salidas sincronizadas del excitador de línea para señales de vídeo compuesto son negativas con respecto a masa. En lo que se refiere a procesar esas señales negativas en un circuito alimentado desde una tensión simple, es necesario acoplar la entrada de señal alterna al operacional en dirección positiva.

### LISTADO DE MATERIALES

#### Resistencias:

- R1, R7 = 75Ω
- R2...R4 = 4k7
- R5, R6 = 1k

#### Condensadores:

- C1, C4, C5, C7, C10, C12 = 100nF
- C2 = 47μF 16V radial
- C3, C11 = 10μF 6 V radial
- C6 = 220μF 6 V radial

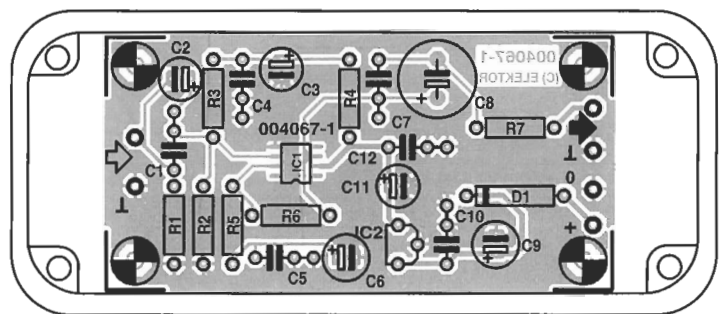
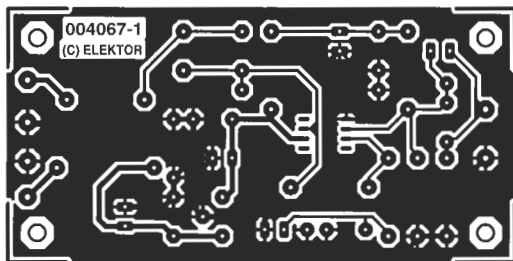
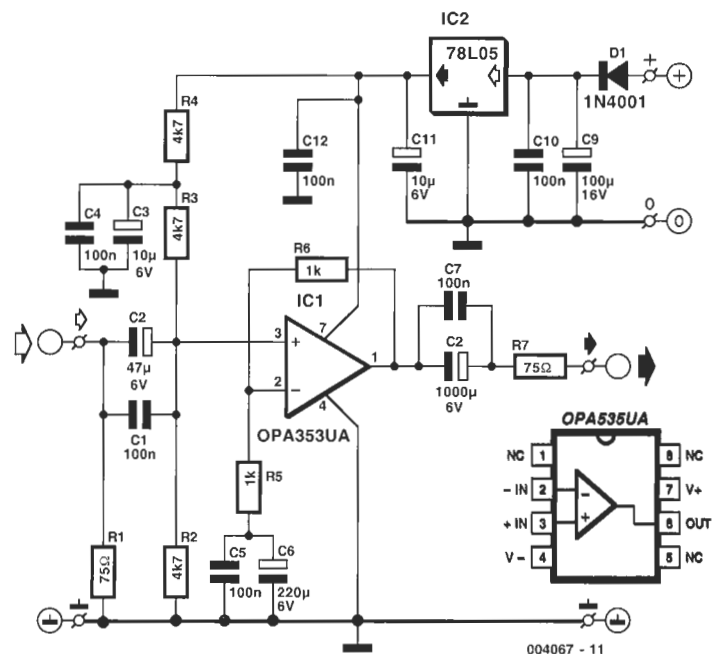
- C8 = 1000 μF 6V radial
- C9 = 100μF 16V radial

#### Semiconductores:

- D1 = 1N4001
- IC1 = OPA353UA
- IC2 = 78L05

#### Varios:

- PCI-PC6 = pines para soldar en PCB
- Caja, por ejemplo modelo Hammond 1590A



La entrada termina en una resistencia (R1) de 75 Ω. Desde aquí, la señal pasa a través de un condensador de acoplo de alterna y se aplica al divisor de tensión R2-R3, el cual proporciona el desplazamiento necesario de continua. El desplazamiento en la dirección positiva alcanza +1,7 V, con los valores mostrados en el esquema. Para evitar cualquier malentendido deberíamos añadir que este valor es bastante crítico. La desviación de los valores indicados puede dar lugar a una distor-

sión en la etapa de entrada complementaria del amplificador operacional utilizado aquí, y esto debemos evitarlo.

Debido a que alimentamos el circuito con su propio regulador de tensión (IC2), cualquier adaptador de red será suficiente para la fuente de alimentación. El consumo de corriente es menor de 20 mA. La construcción del excitador de línea de vídeo utiliza la placa de circuito impreso, por lo que es un trabajo rutinario.

(004067-1)

# Los sistemas electrónicos tienden cada vez más hacia la baja potencia

Microelectrónica de pequeña potencia, ¿cómo y por qué?

Por R. van Leuken y R. Nouta, DIMES, Universidad de Tecnología Delft, Holanda

Aunque en los últimos años se han realizado grandes mejoras en la reducción de potencia en los equipos eléctricos, todo indica que podemos ir más allá en la reducción de los niveles de consumo antes de alcanzar cualquier límite físico. Aparte de la corta historia sobre reducción de potencia, este artículo describe varios proyectos interesantes y curiosos que se han llevado a cabo bajo iniciativa europea, que demuestran que muchos sistemas han mejorado significativamente en cuanto a reducción de niveles de potencia.

## ¿Qué es potencia y por qué es importante en la vida diaria?

La definición del diccionario se refiere a la 'habilidad para hacer una operación'. En términos de ingeniería es el agente que habilita procesos y sistemas para hacer un trabajo útil. La potencia es la velocidad con la que se hace ese trabajo.

En un contexto electrónico o microelectrónico la potencia eléctrica permite que esos sistemas puedan trabajar; se mide en una unidad llamada watio (creada por el ingeniero escocés James Watt 1736-1819) que es la cantidad de energía consumida en un segundo. Un watio es una unidad pequeña, por lo que

utilizaremos el kilowatio, que equivale a mil watios. Una estufa eléctrica tiene, por ejemplo, un kilowatio de potencia. La factura eléctrica de nuestra casa/factoría/oficina se calcula por el número de kilowatios multiplicado por el tiempo en horas, por lo que pagamos kilowatios/hora. La energía es el producto de la potencia y el tiempo.

Esto nos permite utilizar la luz, la calefacción y multitud de aparatos eléctricos como la TV, la nevera, el lavavajillas, etc; la lista es interminable, pero también algunos equipos electrónicos muy importantes que se

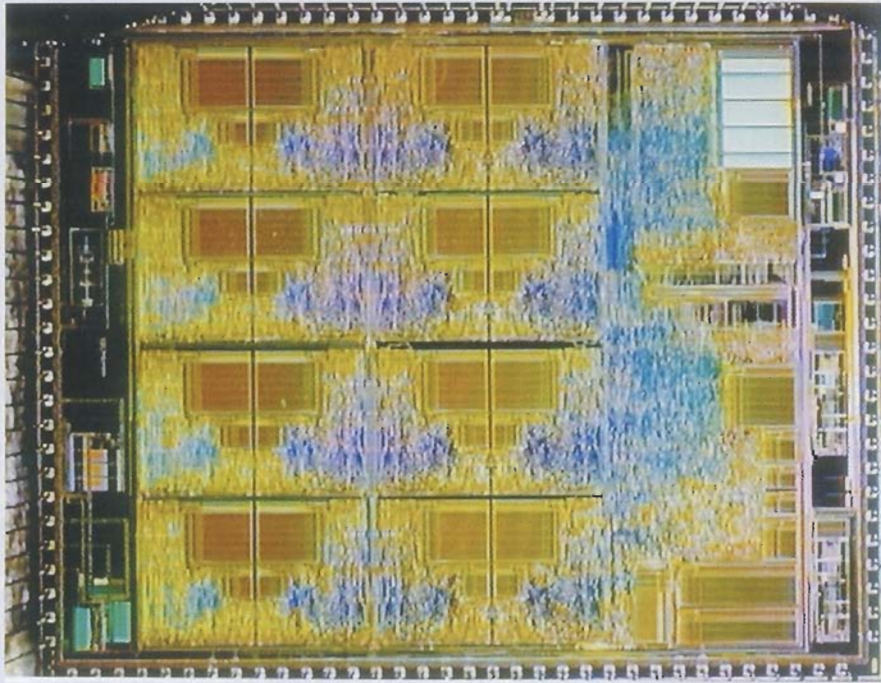
usan fuera de nuestro domicilio, como en el coche o en la calle (también denominados sistemas móviles o portátiles), como teléfonos móviles, ordenadores portátiles, organizadores electrónicos, reproductores de CD y radios portátiles.

En este último caso no es posible enchufarlos en la alimentación de red, al menos cuando no hay cerca un enchufe eléctrico, por tanto, la potencia se obtiene de baterías que se recargan desde la red, tales como las de níquel/cadmio (NiCd) o baterías de usar y tirar, por ejemplo, las alcalinas de Duracell.

## COLOPODS

El caracol del oído nos facilita el uso de un implante en esa parte del cuerpo y un procesador externo y batería. En los sistemas normales la sección externa es más bien voluminosa y tiene que llevarlo la propia persona. La meta es producir un nuevo dispositivo que pueda llevarse discretamente detrás de la oreja.

Esto requiere una reducción del 50 % de potencia. El trabajo se ha centrado principalmente en la selección de procesos de fabricación de pequeña potencia para los chips necesarios, incrementando el sistema de integración y utilizando novedosas técnicas en los procesos de pequeña potencia. Los primeros resultados son prometedores. En la fotografía se muestra el prototipo llamado COLOPODS.



COLOPODS es un diseño para implantes en el caracol de la oreja.

Las baterías, sin embargo, son una fuente de potencia muy cara: una pila pequeña tiene una capacidad media de 10 W/hora (no kilowatios/hora) y viene a costar unas 500 pts. Para obtener 1 KW/h necesitaríamos 100 baterías, con un importe total de 50.000 pts. Si lo comparamos con lo que cuesta la misma cantidad de potencia de la red eléctrica, veremos que ésta es mucho más barata que las pilas. Además, el tamaño y peso de las baterías también es un problema.

En conclusión, la portabilidad de nuestros modernos equipos electrónicos tiene una relación directa con la provisión de potencia que necesitan para funcionar y esto es lo que veremos ahora con más detalle.

### ¿Qué es pequeña potencia y por qué la necesitamos?

Pequeña potencia no es una medida absoluta, sino relativa. Básicamente significa un sistema que utiliza menos potencia (por algún

factor) que la requerida previamente por un sistema de idénticas características.

Un simple cálculo, como el de la sección anterior, nos muestra que el coste de la potencia de las baterías es muy alto comparado con la potencia de la alimentación de red. Por lo tanto, parece claro que en los sistemas que funcionan a baterías, existe una gran motivación por el desarrollo de sistemas de baja potencia a coste reducido, porque cuanto mayor potencia necesite el sistema mayor será también la batería requerida y, por lo tanto, se incrementará su coste.

Además, si fuera necesaria una batería de 1 KW/hora, ésta tendría el tamaño de una batería de coche, que es demasiado grande y pesada para llevar en un equipo portátil.

Una batería más normal, en términos de tamaño y peso, por ejemplo para un teléfono móvil, es la de

tamaño AAA. Además de su pequeño tamaño, tiene una capacidad de 0,5 Watios/hora. Esto significa que esta batería puede alimentar un equipo electrónico que necesite 0,5 W durante una hora y después la batería se debe recargar o cambiar. Sin embargo, si el equipo tiene un consumo de 0,05 W, la batería aguantará 10 horas, y si el consumo es de 0,005 W o menor, durará 100 horas.

Queda claro, pues, que en baja potencia es muy importante, para ampliar la vida de operación de equipos portátiles, tener en cuenta tanto los cambios/recargas como el peso, el tamaño y el precio.

El enorme desarrollo del teléfono móvil en los últimos 10 años también favorece la necesidad de la baja potencia. Los primeros modelos eran grandes y voluminosos (principalmente porque requerían grandes baterías), y requerían que las baterías se recargasen casi diariamente debido a que la circuitería utilizada era de tipo analógico. Además eran bastante caros.

El desarrollo de los modelos digitales de baja potencia permitió reducir considerablemente el tamaño de los teléfonos, debido sobre todo al uso de baterías tipo bolígrafo. Aunque se introdujeron funciones adicionales como la mensajería, etc, la duración de las pilas aumentó considerablemente y el coste de cada unidad se redujo al disminuir los costes de fabricación.

Los últimos modelos, que tienen avanzadas características, como acceso a Internet, se han diseñado utilizando tecnología de pequeña potencia, por lo que son muy reducidos de tamaño y ligeros, con baterías que permiten una autonomía de varios cientos de horas. A esto hay que añadir la reducción del precio de los mismos.

La pequeña potencia también hace posible la aparición de nuevas aplicaciones o productos en el mercado, los cuales serían imposibles en otras circunstancias.

Por último, los sistemas de pequeña potencia han aumentado su fiabilidad debido a los chips de silicio (los cuales son el corazón de todos los sistemas electrónicos) que funcionan a bajas temperaturas y son, por lo tanto, más fiables y seguros que los antiguos sistemas.

## LUCS

LUCS se encarga del diseño de un circuito integrado para una aplicación de ultrasonidos portátil. Este equipo portátil, ligero y manejable, puede servir para diagnóstico médico y veterinario. Su uso potencial sería en el área médica, concretamente en urología (para observar la vejiga), obstetricia (edad fetal) y estomatología (en urgencias, teatros de operaciones, y en el terreno militar). En el área veterinaria la unidad podría ser útil para usar con cerdos, vacas y caballos (para embarazos y determinación de grasas).

El trabajo se centró en el uso de nuevos circuitos y sistemas de pequeña potencia, dando como resultado la

producción de un sistema de demostración a finales del siguiente año. Es de suponer que la energía total que requiere el sistema se reducirá por un factor de 3, desde los 75 vatios de los sistemas normales hasta los 25 vatios. En la fotografía se puede ver una imagen del sistema propuesto.

LUCS es un circuito integrado de pequeña potencia diseñado para emplearlo en un instrumento de ultrasonidos portátil.



Volviendo ahora a los sistemas estáticos, tales como equipos eléctricos y de consumo, los cuales se alimentan desde la red en vez de hacerlo desde baterías. Diremos que también estos equipos se benefician de la reducción del consumo de potencia.

Además de las ventajas ya vistas para sistemas portátiles, los sistemas estáticos tienen otras consideraciones de baja potencia de las cuales las más importantes son las siguientes:

### Disipación y sistemas de encapsulado.

La mayor parte de la potencia eléctrica que necesita un sistema electrónico se utiliza dentro del sistema y se convierte en calor, el cual debe ser eliminado por disipación, ya que de lo contrario los componentes electrónicos más sensibles podrían sobrecalentarse y posiblemente fallar. Si el sistema consume una gran cantidad de potencia, generará mucho calor, debiéndose tomar medidas en el encapsulado del componente y en el del propio equipo, como puede ser el uso de ventiladores, para garantizar la eliminación efectiva del calor. Estas medidas adicionales también suponen un coste para el sistema y un consumo de potencia.

Todos sabemos cómo se calienta una habitación llena de PCs, por lo que es necesario el uso de aire acondicionado y otros métodos de

disipación para mantener la temperatura aceptable, con el consiguiente incremento del precio.

Los sistemas de pequeña potencia necesitan menos disipación. Esto significa que la alimentación necesaria para convertir la tensión de red en la tensión necesaria para excitar el circuito electrónico también será menor y, por lo tanto, más barata.

### Potencia/frecuencia.

Cada vez se exige a los sistemas mayor rapidez, para lo cual hay que incrementar la frecuencia. Por ejemplo, los PCs de hoy en día funcionan a frecuencias superiores a 500 MHz, cuando hace 5 años lo normal era funcionar a 33 MHz. La mayor frecuencia de operación a pequeña potencia introducirá menos pasos para reducir de forma aceptable los niveles de potencia.

### Efectos sobre el ambiente.

El consumo de gran potencia y los grandes sistemas de refrigeración se consideran perjudiciales para el ambiente por varios motivos. El gobierno americano ha dictaminado la máxima proporción de BUDGET que puede

gastarse en potencia y refrigeración.

Por ello, hoy en día, es esencial que los sistemas electrónicos sean de pequeña potencia, por razones de coste, tamaño y peso, duración de la vida de la pila, funcionamiento a alta frecuencia, alta fiabilidad y respeto medioambiental.

## ¿Cómo se obtiene la pequeña potencia?

En este artículo sólo cubriremos los desarrollos de pequeña potencia brevemente. Para una descripción más detallada el lector debe leer uno de los excelentes libros de texto que hay sobre la materia [1, 2].

La electrónica de pequeña potencia comenzó con la invención del transistor (el bloque esencial de todo sistema electrónico) en 1947 [3]. El transistor elimina la necesidad de muchos vatios de potencia para alimentar los tubos de vacío (válvulas) que, hasta entonces, habían sido la base de la electrónica. Los transistores funcionan a niveles de potencia mucho menores, típicamente de decenas de miliwatios (1 miliwatio es una milésima de watio). Esto favoreció la invención del primer circuito integrado (chip de silicio) en 1958. Todo el potencial que ofrecía el transistor se puso dentro del circuito integrado para proporcionar un componente de bajo nivel de potencia.

Otro paso significativo fue el desarrollo de los relojes digitales en los años 70. Esto requería de circuitos electrónicos que constaban de varios miles de transistores alimentados desde pequeñas 'celdas moneda', los relojes no debían ser más grandes que los tradicionales y tenían que operar correctamente sin cambiar la batería al menos durante un año. Este requerimiento dio lugar al desarrollo de circuitos de pequeña potencia que operaban a tensiones menores de 1,5 V con un consumo de potencia en el rango del micro-watio (1 microwatio - $\mu$ W- es una millonésima de watio). Estos circuitos también encontraron aplicación en el campo de la instrumentación, medicina y radio comunicación.

Debido a la gran demanda de equipos móviles o portátiles que surgió en los años 70, en los últimos 15 años, el campo de la electrónica de pequeña potencia ha llegado mucho

más lejos. Se ha trabajado mucho en todo el mundo desarrollando procesos, diseñando metodologías, que han permitido que el consumo de los circuitos electrónicos se haya reducido en varios órdenes de magnitud.

Para conocer con más detalle dónde y cómo se produjeron estas mejoras, será necesario repasar brevemente el proceso de diseño para sistemas electrónicos.

Este proceso consta de muchos pasos, aunque suele reducirse a cinco partes para mayor claridad y por conveniencia:

**Nivel de todo el sistema**, por ejemplo, teléfono móvil.

Éste es el nivel superior en cuanto a diseño y mejoras que se han realizado, planificando para colocar tanto como sea posible (idealmente todo) dentro del chip.

**Nivel algoritmo**, por ejemplo, la manipulación de dos números.

Este nivel de potencia puede reducirse minimizando el número de pasos discretos requeridos para realizar operaciones de computador tales como suma, resta, etc.

**Nivel arquitectura**, por ejemplo, bloques de memoria como RAM/ROM.

Medidas tales como apagar todos los bloques del sistema cuando estos no contemplen funciones útiles de ahorro de potencia. El análisis muestra que, en un ordenador, muchos bloques sólo se usan esporádicamente, lo que significa que puede ahorrarse potencia apagándolos cuando están inactivos.

Esto tiene algún paralelismo con la medida introducida por el fabricante de coches VW hace unos años en un rango de su tarjeta. Este modelo particular fue etiquetado como muy

bueno para economizar fuel. Se añadió circuitería al coche para detectar cuándo estaba éste parado, por ejemplo en los semáforos y al desconectar el motor. Cuando la luz del semáforo cambiaba, el motor rápidamente se ponía en marcha y el coche se movía.

A veces, también se añade circuitería adicional al diseño para permitir al sistema optimizar su propio uso de la potencia (gestor de energía).

**Nivel lógico/circuito**, por ejemplo, un circuito hecho de varios transistores.

En la mayoría de los circuitos digitales, por ejemplo ordenadores, el sistema está controlado por un circuito de 'reloj' que sincroniza el funcionamiento periódicamente (sincronismo lógico). Desgraciadamente, el reloj utiliza mucha potencia, a menudo más que el resto del sistema.

Una opción es diseñar el sistema sin un reloj (lógica asíncrona) y ahorrar energía de esa forma. Sin embargo, el procedimiento de diseño es más complejo y puede tener circuitería extra.

Otra opción es utilizar técnicas de circuitos inteligentes que aseguren la conmutación del circuito (que consume potencia) cuando realmente sea necesario.

**Nivel dispositivo/proceso**, por ejemplo, un transistor individual.

La potencia es el resultado de multiplicar la tensión aplicada al transistor por la corriente que circula por él. Si reducimos la tensión, por ejemplo, desde 5 a 1 V (como se hacía en los relojes digitales de los años 70), se reduce la potencia por un factor de 25.

Otro aspecto importante es la reducción del tamaño físico de los transistores. Esto, no sólo posibilita que más transistores sean integrados en un determinado área de silicio (densidad de integración), sino que también permite que los transistores consuman menos potencia y funcionen a altas frecuencias. El desarrollo de la tecnología microelectrónica ha permitido hacer transistores cada vez más pequeños, en la actualidad se hacen normalmente de menos de 0,25 micrones, en lugar de los 10 micrones de 1970 (1 micron es una millonésima de metro).

Esto hace posible diseñar un com-

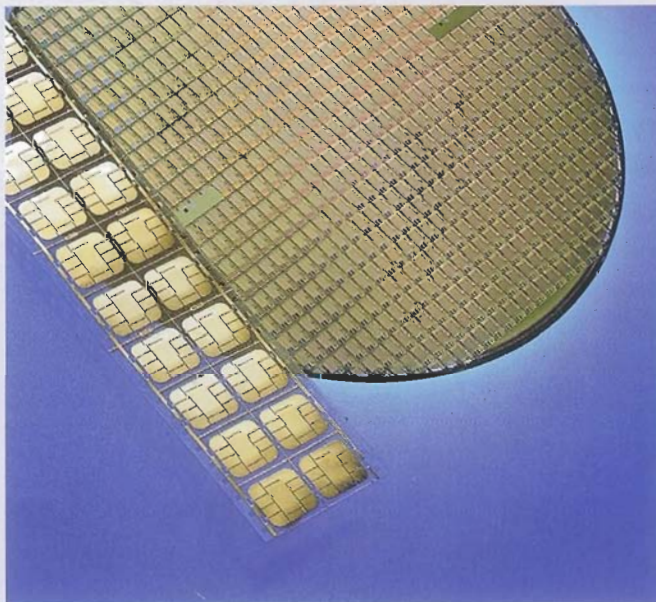
## DESCALE

Este proyecto se refiere al diseño de una tarjeta de contacto SMART de pequeña potencia. Las tarjetas SMART se utilizan en la actualidad en multitud de aplicaciones, por ejemplo, tickets del transporte público, pago de teléfono, seguridad, etc. Normalmente las ventas de dichas tarjetas se incrementan alrededor de un 30% por año.

Estas tarjetas (que se introducen 15 cm en el lector) tienen varias ventajas: velocidad de uso, no les afecta la suciedad ni la grasa y son menos susceptibles al vandalismo.

Para cambiar a una versión de pequeña potencia deberíamos conseguir un ahorro de entre 3 y 5 veces, disminuyendo costes e incrementando las aplicaciones para dar mayor seguridad a las tarjetas.

Para llegar a esos objetivos tenemos que concentrarnos en el desarrollo de sistemas asíncronos (sin reloj en el sistema, sólo está activo cuando lo necesitamos) que son los más comunes. Esto ha dado como resultado un nuevo integrado que se está desarrollando con la especificación de ahorro de potencia (4 veces menos potencia de la actual), pero con un pequeño castigo en lo que a términos de superficie de chip se refiere. Esto es bastante normal con sistemas asíncronos, debido al incremento de la complejidad del diseño. La fotografía muestra el prototipo trabajando.



DESCALE es el nombre de un proyecto encaminado al diseño de tarjetas SMART de baja potencia.

## COSAFE

La bomba COSAFE es una bomba volumétrica portátil diseñada para proporcionar infusiones a largo plazo asociadas con quimioterapia del cáncer, control del dolor crónico y postoperatorio, infusiones de antibióticos y otras medicaciones. El propósito de este proyecto es desarrollar una bomba de fácil uso, diseñada para ser precisa, segura y consumir poco, y que permita prolongar la vida de las baterías, minimizando así el coste. Esto habilitaría al nuevo sistema para tener unas características adicionales tales como mejorar los interfaces de usuario y la eficiencia.



COSAFE es una bomba volumétrica de bajo consumo para uso médico.

El objetivo es reemplazar la bomba de corriente, comercializada bajo el nombre de RYTHMIC, que está totalmente controlada por software, por una parte hardware con mini-consumo y una parte software, que debería dar una reducción de potencia además de un diseño muy seguro. El control electrónico del sistema estará basado en un procesador especial, el cual incorpora un funcionamiento de alta seguridad con características de pequeña potencia.

El mayor ahorro de potencia de la nueva bomba se consigue cambiando las funciones de tiempo de consumo crítico del sistema desde software a hardware y empleando un algoritmo más sofisticado para el control del motor de la bomba. El requerimiento de operación de alta seguridad impone el uso de mecanismos de seguros para controlar todas las posibles condiciones de fallo, las cuales harán que el sistema funcione de forma correcta. Esos mecanismos para el funcionamiento básico del circuito se implementan en hardware (circuitos de autochequeo) que conducen a la minimización de potencia mientras la ejecución de los procedimientos del sistema se aseguran por medio de mecanismos implementados por software, para incrementar la funcionalidad del sistema. Se estima que el siguiente diseño consigue una reducción de alrededor de cinco veces la potencia consumida por un sistema normal. La fotografía nos muestra la bomba existente.

pleto sistema de pequeña potencia y alta eficiencia integrado en un solo chip que contiene varios millones de transistores en un trozo de silicio de alrededor de 1 cm cuadrado.

Por ejemplo, los ordenadores de hoy en día se hacen con tecnología de 0,15 micrones y funcionan a tres veces mayor frecuencia.

### ¿Hasta dónde se puede llegar en la reducción de potencia?

Mucho se ha publicado [3, 4] sobre los límites eventuales de la baja potencia.

La publicación de Meinndl [3] es típica, y en ella identifica varios límites diferentes, cada uno de los cuales considera varios aspectos de la microelectrónica. A continuación exponemos brevemente algunos de los que él considera más importantes:

#### Límite fundamental.

Todos los sistemas microelectrónicos son esencialmente aplicaciones de la Física, por lo tanto, todos los sistemas microelectrónicos obedecen a leyes físicas las cuales dictan los límites de dichos sistemas.

Meinndl concluye que normalmente utilizamos alrededor de un millón de veces más potencia en los sistemas electrónicos que la mínima teórica, así que todavía tenemos margen para reducir más.

#### Límite material.

Este límite se puede variar en función de las propiedades del silicio (o bien de su más reciente rival, el Arseniuro de Galio). Los cálculos de Meinndl indican que estamos lejos de cualquier límite de potencia del silicio. El límite fijado por el Arseniuro de Galio va incluso más lejos.

#### Dispositivo límite.

La mayoría de los sistemas electrónicos están basados en el funcionamiento del Transistor de Efecto de Campo (FET). Pero, ¿cómo podemos reducir mucho más su tamaño (e incluso la potencia que necesitan) sin que ello afecte el comportamiento del transistor?

Meinndl dedujo que podía reducirse su tamaño por un factor de 4 al menos, desde el tamaño normal antes de encontrarse con el problema puntual.

La tecnología para hacer esto no llegará al menos hasta el 2010.

De todo esto se puede sacar como conclusión que la pequeña potencia tiende todavía más hacia la reducción.

### En Europa existe la 'Iniciativa de baja potencia para diseño de sistemas electrónicos' (ESDLPD)

En vista del gran interés en pequeña potencia, la Comisión Europea ha fijado un programa mayor en esta

## Reconocimientos

Los autores agradecen la ayuda de muchos trabajadores de ESDLPD, sin cuya colaboración no hubiese sido posible la realización de este artículo. También agradecemos el trabajo de colegas que nos han proporcionado detalles de los ejemplos de aplicación mencionados.

Por último, deberíamos agradecer al profesor Ted Pritchard la planificación y escritura del borrador inicial y a Mr. John Richer la revisión y las incalculables sugerencias de mejora.

área en 1997 hasta el 2002, con una inversión de 14 millones de euros. El programa dará ayuda para:

- Fomentar los diseños ingeniosos en pequeña potencia.
- Explotar sinergias entre participantes.
- Transferir conocimientos y experiencias.

A más largo plazo, el enfoque del programa se orienta a:

- Desarrollo avanzado de metodologías.
- Adoptar la mejor práctica para sistemas y diseño de aplicaciones.
- Buscar (20% de las fuentes).
- Mostrar la mejor práctica sobre sistemas de demostración (80% de las fuentes).

El programa engloba 30 de las empresas punteras europeas junto con unos 20 institutos y universidades reconocidas.

El programa fue diseñado como un 'cluster', lo cual significa que los 19 proyectos (diseño de experimentos) dentro del esquema hacen un programa coordinado de trabajo a todos los niveles de diseño y ayuda en la producción de significativas mejoras en todas las

áreas de la microelectrónica de pequeña potencia.

Una gran ayuda del programa también fue diseminar el diseño de pequeña potencia conocido y las experiencias adquiridas en el programa de forma amplia, la comisión insistía en que cada diseño experimental contuviese una sección de ayuda específica para la captura de información y diseminación de actividades (IC & D).

Por otro lado, la comisión apuntó al Instituto Delft de Microelectrónica y Submicron Technology (DIMES) de Holanda para realizar una acción coordinadora. La razón de la coordinación era facilitar y organizar la mejora de la calidad, y la adquisición y transferencia de conocimientos del programa.

En este contexto están utilizándose muchos métodos para asegurar que la información conseguida desde el programa esté disponible en otras partes interesantes de Europa y algún otro sitio.

La red se lleva fuera a través de encuentros regulares de dos intere-

santes grupos, uno en el área digital y otro en RF/análogica.

Los resultados, basados en los informes escritos de los diseños experimentados y publicados en libros de varios tipos, manuales, revistas, y también, en el futuro, en un servidor web de diseño de baja potencia.

Adicionalmente al material del curso están produciéndose kits y herramientas, y también hay sesiones de ayuda y conferencias europeas que incluyen puntos de venta y tutoriales.

Para más información sobre la actividad IC & D debemos contactar con DIMES en el teléfono (+31) (0)15278 6696 o acceder a la página web de ESDLPD en:

## Fecha de salida

El programa lleva en funcionamiento desde 1997 y varios de los experimentos diseñados (con dos o tres años de duración cada uno) han acabado o están a punto de hacerlo en breve.

Ellos están produciendo salidas con una impresionante reducción de potencia sobre los sistemas corrientes y otras ventajas. Dentro de este artículo se muestra una sección en la que se incluyen algunas referencias interesantes.

## Conclusiones

Este artículo ha tratado de describir el tópico de potencia para el lector y su importancia en el mundo en que vivimos. También hemos hablado de la importancia de la pequeña potencia y cómo podemos obtener sistemas operativos con niveles de potencia muy reducidos.

Adicionalmente se detallan mejoras realizadas a lo largo de los años y que indican como podemos bajar los niveles de potencia sin pasar ningún límite físico.

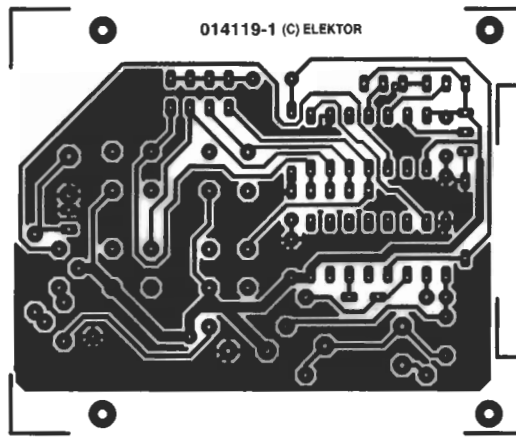
El artículo del final describe un éxito, la iniciativa de la Comisión Europea en esta área y particularmente como disemina ampliamente el conocimiento obtenido.

Por último, el artículo describe varios proyectos interesantes desde la iniciativa europea, en los cuales se ha conseguido una importante reducción de los niveles de potencia

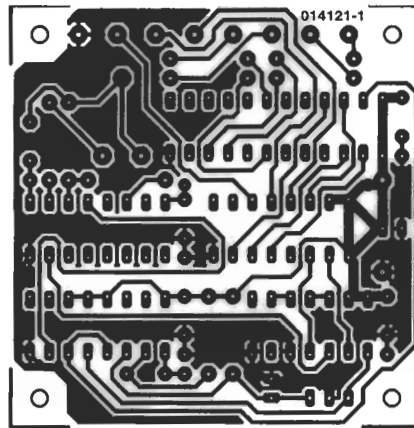
(000199-1)

## Referencias

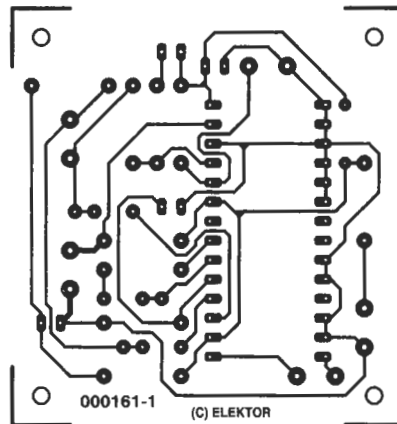
1. A Bellaouar and M I Elmasry. 'Low Power Digital VLSI Design', Kluwer Academic, 1995, ISBN 0 7923 95 87 5.
2. Gerson A S Machado (Editor). 'Low Power HF Microelectronics - a unified approach'. IEE, 1996, ISBN 08529 6874 4.
3. James D. Meindl, 'Low Power Microelectronics: Retrospect and Prospect' Proceedings of the IEEE Vol 83, No 4, pp619-635, April 1995.
4. E. A. Vittoz, 'Low Power Design: ways to approach the Limits', Plenary address ISSCC '94 San Francisco, February 16-18 1994.
5. Presentations at the ESD-LPD Open Workshop, Como, Italy, March 3rd 1999
6. Report of the Processor and Algorithms Special Interest Group meeting, Schiphol, Netherlands, Nov 23 -24 1998



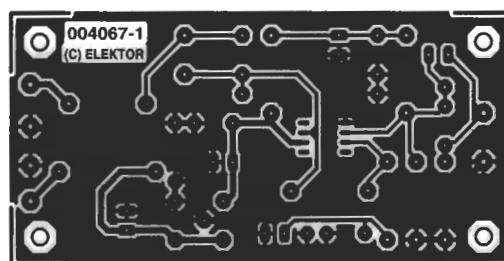
EPS014119-1  
Sencillo transmisor de IR.



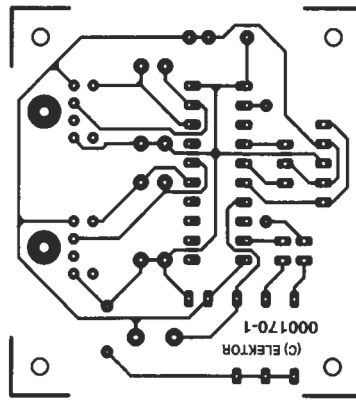
EPS014121-1  
Receptor de IR simple.



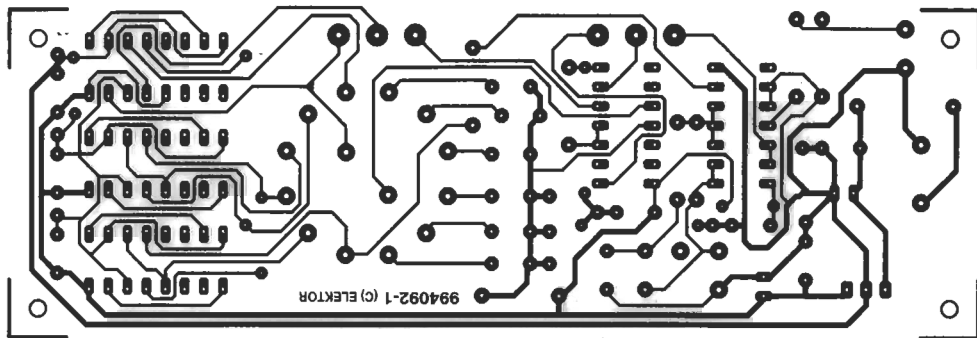
EPS000161-1  
Memoria de voz integrada.



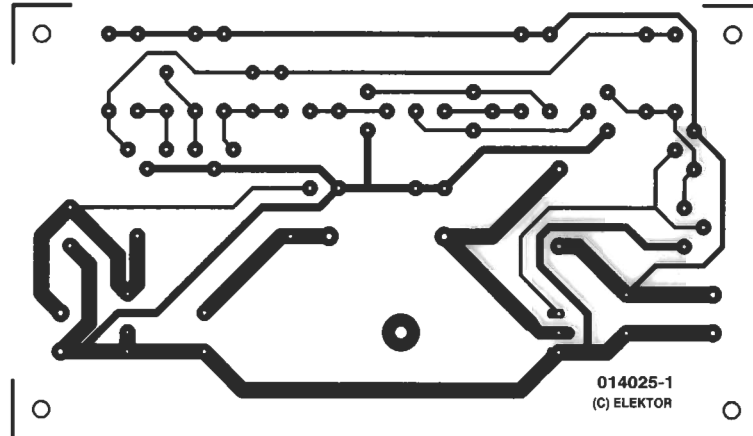
EPS004067-1  
Excitador de línea de vídeo.



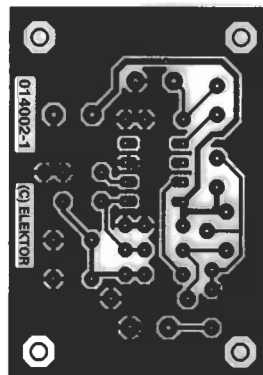
EPS000170-1  
Control remoto por infrarrojos para PCs.



EPS994092-1  
Económico calibrador de base de tiempos.



EPS014025-1  
Convertor de 12V a 24V.



EPS014002-1  
Detector de FM sin ajustes.