

**Descarga gratuita de Software y Diseños PCB**

# Elektor

[www.elektor.es](http://www.elektor.es)

**Edición Generador de Proyectos**

**más de 100 circuitos, ideas y consejos**

**¡Escucha esto! La radio DSP de Elektor**



ISSN 0211-397X

9 770211 397008 00361

## @ Elektor

Bienvenidos a una nueva edición del especial Circuitos del Verano de Elektor. Este año, por primera vez, si se ha diseñado una placa para un proyecto determinado, las pistas de cobre y el plano de distribución de componentes no se reproducen en la página correspondiente pero están disponibles en un archivo .pdf en la página de proyecto correspondiente en nuestra web. El archivo es gratuito y fácil de encontrar: en [www.elektor.es](http://www.elektor.es), haz click en Re-



vistas, selecciona Julio/Agosto 2010 y busca el título en orden alfabético. Lo mismo es válido para la lista de componentes y cualquier software de los artículos. Como atajo, basta con localizar el número de referencia del artículo, que aparece al final del mismo, y añadirlo tras [www.elektor.es/](http://www.elektor.es/).

### Diciembre de 2010: Guía Embebido para el Universo

Estas tres últimas semanas, los equipos editoriales, el laboratorio y el personal de diseño de Elektor han quemándose las pestañas para conseguir que esta edición especial de Elektor estuviera a tiempo para enviarla a tu casa, a las librerías especializadas y a otros puntos de venta. Durante una de nuestras reuniones la idea que estuvimos barajando la idea de preparar una edición especial para el periodo de Vacaciones de Navidad centrada en microcontroladores (embebido): diseños, ideas, software, circuitos, consejos y trucos, proyectos - ¡los trabajos! Por supuesto, el equipo está abierto tus sugerencias, nuestro lector, para completar esta edición con proyectos y otros temas relacionados con lo último en bits y en bytes. Por eso, si tienes algo que compartir, házmelo saber en la dirección de correo [redacción@elektor.es](mailto:redacción@elektor.es). Como de costumbre, habrá una "remuneración adecuada" para aquellos cuyos artículos sean finalmente publicados.

### Premios de la fundación Elektor

Este año, también, estamos buscando activamente nominaciones para los Premios de la Fundación Elektor. Por favor, envíanos tus recomendaciones de personas con logros demostrables en el campo de la electrónica. Esto puede abarcar el desarrollo de productos, un proyecto a medida para la enseñanza de la electrónica o, incluso, una empresa relacionada con la electrónica que haya tenido un desarrollo que piensas que es destacable en un sentido positivo. Por favor, envía tus sugerencias a [award2010@elektor.nl](mailto:award2010@elektor.nl).



**Elektor Foundation**

Todo está pasando...@Elektor.

Wisse Hettinga, Editor en Jefe Internacional

# elektor

## Más

Colofón	6
La Radio DSP de Elektor	16
Puzzle Hexadocubo	60
Tienda de Elektor	112
Próximo número	116

## CIRCUITOS DEL VERANO 2010

El color del título indica la categoría.

En negrita = Diseño de la placa disponible en la web de Elektor.

## Audio, Video y Fotografía

Preamplificador a control remoto con potenciómetro digital	28
Entrada de línea para el Zoom H2	31
Indicador para el limitador dinámico de audio	32
Compresor de Guitarra Sin CA3080	54
Amplificador para Micrófono Electret	65
Adaptador RIAA inverso	73
Pedal de efectos "Glass Blower"	100
Mini Sixties Plus	102
<b>Limitador dinámico de audio</b>	<b>104</b>

## Casa y Jardín

Regleta inteligente	23
Registrador de temperatura de la nevera	24
Control para luz exterior	33
Cargador/monitor de batería de panel solar	36
Temporizador universal sin corriente de reposo	41
Voltímetro de red	42
Ahorrador de energía	45
Acoplador de fases para red CPL o X10	47
Emisor y receptor para alarma inalámbrica	56
Monitor de consumo eléctrico con Lego Mindstorms	58
Temporizador para herramientas de mano alimentadas con batería	71
Bomba de vaciado de bodega de 12 V	75
Ratonera amigable con los animales	77
Regulador de teclas por contacto	79
Astrolámpara	80
Llave electrónica analógica	83
Alarma de agua	87
Reloj binario	97
<b>Interruptor estanco para cuarto de baño</b>	<b>101</b>

## Fuentes de Alimentación, Baterías & Cargadores

Circuito de carga con L200	38
Fuente de corriente sencilla para LED	43
Protector contra descarga completa para baterías de 12 V	48
Fuente de Alimentación de Baja Tensión Ajustable	50
Pila de 9 V virtual	63
Alimentación de Laboratorio para PC	64
Driver para LED con el LM3410	68
<b>Medidor de Batería para Navegantes</b>	<b>70</b>
Regulador discreto de baja caída	82
<b>Generador universal de PWM</b>	<b>90</b>

## Hobby, Juegos y Modelismo

Generador de impulsos de reloj	22
Posición de la quilla	25
Luz de maniobras para locomotoras con decodificador digital	30
Midir y comprobar rápidamente	33
Paneles frontales con plástico para alfombrillas de ratón	34
Hacer uno mismo carátulas frontales	37
Claxon musical para BTT	39
Alarma de bici barata	47
Juega con Simón	49
Entrenador electrónico	52
Multi-Disparador Verde/Rojo	65
<b>Amplificador para Auto-radio</b>	<b>72</b>
Reloj de péndulo de modelista	78
Murciélago	86
Luces intermitentes para aviones y helicópteros	86
Programa de diseño de carátula frontal	94
Regulador de calefacción de suelo	108
Control de luces para coches RC	109

## Microcontroladores

Tinypulser - Mini generador de pulsos	98
<b>Comprobador de cables RJ-45 con PIC</b>	<b>35</b>
Reloj de cuarzo como generador de pulsos	42
Tiny-Timer	44
Calibración de cuarzos	51
<b>Placa de evaluación para MCS08DZ60 ATM18-DIP</b>	<b>76</b>
<b>ATM18-DIP</b>	<b>82</b>
PIC/C o VHDL/FPGA para el transceptor RFM12	95
<b>Cable serie USB-TTL, extensión y suplemento</b>	<b>103</b>
LCD controlado por I <sup>2</sup> C	110

## Ordenadores, Software e Internet

Arranque automático para PCs	72
Ventilador de 3 pines en un conector de 4	88
Comprobador de cableado de red	96

## RF (radio)

Fuente de ruido HF sencilla	23
Comprobador de cristal de cuarzo	24
Receptor AM con mezclador de cuadratura	38
Filtro de cristal variable	67
Generador de prueba de VHF de bolsillo	80

## Test y Medida

Alimentación en carga flotante para módulo DVM a 5 V	26
Comprobador de magneto	40
Tester universal de mandos a distancia IR	43
Sensor de nivel de gasolina (gasoil)	50
<b>Medidor de inclinación con USB</b>	<b>62</b>
Tester de LED	66
Termómetro Superpequeño	69
Indicador de corriente de red	74
Oscilación en generador de funciones	81
Termómetro con display LED de cuatro dígitos	106

## Electrónica Variada e Ideas de Diseño

Amplificador de Sonido para Alarma de Coche	29
Enlace DTMF de 8-canales: Codificador	31
Enlace DTMF de 8 canales: Descodificador	32
Supervisor de tensión	40
<b>Pirámide de LED en 3D</b>	<b>46</b>
Conmutador Rotativo Digital	48
Parada de emergencia	53
Lupa de tensiones diferenciales	66
Luz trasera de bicicleta automática	67
Receptor de pulso	74
Adaptador casero para SMD	84
Luz de LED para bicicleta, vista con otros ojos	84
Tarjeta perforada de tiras como calefactor	87
Demostador de Transmisión de Teléfono Móvil	88
Interruptor de on/off económico	91
Vías seguras de forma rápida	92
Comprobar motores paso a paso	92
Zapper para electroterapia	93
Conmutador de 6 vías	94
Luciérnagas RGB Sincronizadas	99
<b>Texto para el osciloscopio</b>	<b>107</b>



Elektor International Media es una plataforma multimedia e interactiva para todos aquellos interesados en la electrónica. Desde los profesionales apasionados por su trabajo a los aficionados con ambiciones profesionales. Desde los principiantes a los expertos, desde los estudiantes a los profesores. Información, educación, inspiración y entretenimiento. Analógico y digital; práctico y teórico; software y hardware.



Número 361/362, Julio/Agosto 2010

ISSN 0211-397X

Elektor Electronics Worldwide, es una edición que tiene por objetivo inspirar a sus lectores a que utilice la electrónica a todo nivel, presentado proyectos y desarrollos electrónicos y tecnología de la información.

**Edita:** Elektor International Media Spain, S.L., Apartado de Correos 73, 08870 Sitges (Barcelona), España.  
Tel.: +34 938 110 551, Fax: +34 933 969 358  
Web: www.elektor.es E-mail: info@elektor.es

La revista está disponible en kioscos, librerías y tiendas de electrónica, o mediante suscripción. Elektor se publica 11 veces al año con una edición doble para los meses de Julio y Agosto.

Elektor se publica también en Inglés, Francés, Alemán y Holandés. Junto con las ediciones franquiciadas, la revista está en circulación en más de 50 países.

**Jefe de Redacción Internacional:** Wisse Hettinga

**Redacción Elektor España:** Eduardo Corral (e.corral@elektor.es)

**Redacción Internacional:** Harry Baggen, Thijs Beckers, Jan Buiting, Guy Raedersdorf, Clemens Valens, Ernst Krempelsauer y Jens Nickel

**Laboratorio:** Antoine Authier (Responsable), Ton Knipa, Ton Giesberts, Luc Lemmens, Daniel Rodrigues, Jan Visser y Christian Vossen

**Cartas del lector:** redaccion@elektor.es

**Director Internacional:** Paul Snakkers

**Publicidad:** Susanna Esclusa (publicidad@elektor.es)

**Marketing:** Carlo van Nistelrooy

**Atención al Cliente:** Carlo van Nistelrooy

**Suscripciones:** Elektor International Media Spain, S.L., Apartado de Correos 62011, 28042 Madrid, España  
Tel.: +34 91 101 93 95, Fax: +34 91 101 93 96  
Internet: www.elektor.es E-Mail: suscripciones@elektor.es

## Transceptores autónomos LIN 2.1/SAE J2602 de Microchip que cumplen los exigentes requisitos de automoción en todo el mundo

Microchip anuncia los transceptores autónomos LIN modelos MCP2003 y MCP2004 (MCP2003/4). Estos dispositivos con certificación AEC-Q100 cuentan con la homologación LIN/J2602 y cumplen los exigentes requisitos de los fabricantes de automóviles en todo el mundo. Los transceptores son conformes a los estándares LIN Bus 1.X/2.0/2.1 y SAE J2602, y ofrecen las máxi-

mo de prestaciones dentro de las aplicaciones en red para el automóvil, tomando como referencia el número de nodos. La familia MCP2003/4 representa la tercera generación de transceptores LIN/SAE J2602 de Microchip, tras la anterior generación de transceptores MCP2021/2 de la propia compañía con regulador de tensión integrado. Las prestaciones para EMC de la familia MCP2003/4,

incluyendo los mercados industrial (cortadoras de césped de gran tamaño, carritos de golf, contadores y cierres de puertas); medicina (motores y paneles de control en sillas de ruedas, y camas de hospital); y electrodomésticos (paneles de control y sensores para lavadoras y estufas). Los nuevos transceptores MCP2003/4 cuentan con el soporte de la Tarjeta de De-



mas prestaciones dentro del mercado en cuanto a ESD y EMC para establecer una comunicación fiable en entornos extremadamente adversos. Sus valores de consumo de corriente se encuentran entre los más bajos en el mercado de transceptores LIN, lo que permite prolongar la vida de la batería y acceder a aplicaciones más eficientes de conmutación sin encendido.

El dinamismo del mercado LIN continúa mostrando un fuerte crecimiento y una gran aceptación en todo el mundo. Según la firma analista Strategy Analytics\*, LIN representa el segundo segmento del mer-

las más altas del mercado, dan como resultado unos diseños más robustos que son menos susceptibles a los fallos del sistema. Esta característica también disminuye los costes al lograr que los sistemas sean más eficientes, ya que necesitan pocos o incluso ningún componente externo.

Los transceptores MCP2003/4 son adecuados para aplicaciones en el mercado del automóvil, como sensores de lluvia, techos solares, elevelunas y otros muchos sistemas activados por sensores o accionadores. Los dispositivos también están indicados para numerosas aplicaciones ajenas al automó-

mostración PICDEM™ CAN-LIN 3 (referencia DM163015, 199,99 dólares), la Tarjeta Hija ECAN™/LIN PICTail™ Plus (referencia AC164130, 45,00 dólares) y el Analizador Serie LIN (referencia APGDT001, 64,95 dólares). Se encuentran asimismo disponibles los diseños de referencia Elevelunas con Sistemas Antipellizco y Módulo de Iluminación Ambiental en el Automóvil (referencias APGRD002 y APGRD004, respectivamente) en el sitio Web de Microchip (<http://www.microchip.com/get/QEL8>).

[www.microchip.com](http://www.microchip.com)

## Sistema embebido de display LCD

**Bolymin, Inc.**, empresa representada en España por **Anatronic, S.A.**, ha anunciado su sistema embebido de display LCD BEGV641A que se distingue por ofrecer elevado rendimiento con un mínimo consumo de energía.

El BEGV641A incluye un microprocesador de 8 bit AVR y memoria Flash programable de 64 KB, SRAM interna de 4 KB y EEPROM interna de 128 KB actualizable (64 KB x 3 CMOS I<sup>2</sup>C).

Este sistema embebido ofrece soporte para un escaneado sencillo de 8 bit con resolución LCD STN monocromo de 240 x 128 con backlight de color blanco.

El BEGV641A, que también posee un puerto de serie dual, uno RS232 y otro compartido con RS422 y RS485, dispone de interfaces para periféricos mediante un puerto SPI de transferencia de datos síncrona de tres hilos full-duplex y un I<sup>2</sup>C para velocidades de transferencia de 250 KHz.

Las características se completan con soporte de interface de panel táctil resistivo de cuatro hilos, tensión de alimentación de 3.3 VDC y diversos accesorios (manual de usuario, disco de software y cable ISP) para dotar de elevado rendimiento en displays FSTN (gris), STN (azul), LDC y LED (blanco).

[www.bolymin.com.tw](http://www.bolymin.com.tw)  
[www.anatronic.com](http://www.anatronic.com)



## Microchip Technology amplía la tecnología mTouch™ para Incorporar sensado de pantalla táctil capacitiva por proyección

Microchip anuncia la disponibilidad de la Tecnología de Sensado de Pantalla Táctil Capacitiva por Proyección mTouch™, la primera dentro una serie de novedades con patente en trámite que ofrecen soporte a soluciones de pantalla táctil capacitiva por proyección en la oferta de microcontroladores PIC® de 8, 16 y 32 bit de la compañía. El anuncio de esta tecnología cuenta con el soporte del Kit de Desarrollo Capacitivo por Proyección mTouch e incluye la disponibilidad del primer dispositivo en implementar la tecnología: el PIC16F707 de 8 bit.

El sensado táctil capacitivo por proyección amplía la tecnología de sensado táctil resistivo y capacitivo existente para incorporar el sensado multitáctil y de gestos, permitiendo de este modo que los usuarios implementen robustos interfaces de usuario con frontal de cristal que simplifican la interacción del usuario. Entre sus principales aplicaciones se encuentran sistemas de posicionamiento global, termostatos, unidades portátiles móviles y otros dispositivos que utilicen visualizadores más pequeños manejables con el dedo. La tecnología está disponible on-line gracias a una

licencia de código fuente libre de royalties a través del Centro de Diseño de Sensado Táctil (<http://www.microchip.com/get/AX10>) de Microchip. El Kit de Desarrollo Capacitivo por Proyección mTouch (Nº referencia DM160211, 119,99 dólares) incluye un sensor de 3,5 pulgadas montado sobre una tarjeta sensora, una tarjeta capacitiva por proyección con el microcontrolador PIC16F707 y un firmware totalmente funcional. El código fuente abierto es compatible con sensores de hasta 32 canales y el kit incluye una herramienta de Interface Gráfico de Usuario que facilita el ajuste de los parámetros.

El PIC16F707 incorpora dos Módulos de Sensado Capacitivo (Capacitive Sensing Modules, CSM) de 16 canales que pueden trabajar en paralelo para aumentar la velocidad de muestreo, y funciona con un



amplio rango de tensiones de entrada de 1,8 – 5,5V, mientras que la corriente de trabajo en la aplicación de sensor capacitivo por proyección es de 1,5mA a 5V. El PIC16F707 ya está disponible para pedidos en volumen.

Para mayor información visite <http://www.microchip.com/get/AX10>

[www.microchip.com](http://www.microchip.com)



# FÁCIL Y MUY POTENTE

## Compiladores mikroBasic, mikroC y mikroPascal PRO

### 1 SOPORTE TÉCNICO GRATUITO DURANTE EL TIEMPO DE VIDA

Siempre estamos pensando un paso por delante, analizando con detenimiento y "tomando el pulso" de nuestros usuarios con el fin de presentarles las mejores soluciones antes incluso de que nos pregunten por ello. Todos sabemos lo importante que es el poder confiar en alguien en los momentos en que nos tenemos que enfrentar a nuestros proyectos, a un determinado plazo, o cuando sólo queremos hacer una simple y básica pregunta que nos está deteniendo en nuestro avance. Entendemos lo importante que es para la gente y, por eso, nuestro Departamento de Soporte Técnico es uno de los pilares sobre los que se basa nuestra empresa.

**Mikroelektronika ofrece un Soporte Técnico gratuito de por vida**, de modo que, si algo sale mal, ¡siempre estaremos listos y dispuestos a ayudar!



### 2 ACTUALIZACIONES GRATUITAS

Supongamos que usted compra un nuevo televisor. Lo lleva a casa, conecta el cable y disfruta de sus programas favoritos hasta que se rompe el televisor. Algo que puede suceder tras muchos años. En el mundo de los compiladores, si deseamos mantenernos al día con las nuevas características, las nuevas bibliotecas, y las correcciones de errores, tenemos que pagar por cada actualización. Esto no tiene sentido para nosotros. **Mikroelektronika cobra al cliente una sola vez, y todas las actualizaciones y el soporte técnico son gratuitos.**

### 3 MEJOR PRECIO/PRESTACIONES

El precio del compilador mikroC es de 249,00 \$ (unos 200 €), pero si lo compra con una de nuestras placas de desarrollo le costará un 20 % menos, así que, con el precio de la placa el del compilador será sólo de 199,00 \$ (unos 135 €). **Creemos firmemente que tenemos la mejor relación calidad/precio del mercado actual.**

Los compiladores mikroBasic y mikroPascal son incluso más baratos y el precio de los mismos es de 149,00 \$ (120€) si se adquieren junto con su placa de desarrollo asociada y de 199,00 \$ (135 €) sin ella.

**Trabajar con los compiladores de Mikroelektronika es una nueva experiencia de programación. Se sorprenderá de cómo funcionan las cosas en este sistema. Todo se puede lograr, ¡y las soluciones ya están aquí! Se sorprenderá lo agradable y fácil que es trabajar con lo que tenemos que ofrecer.**

A nosotros, en Mikroelektronika, nos gusta hacer las cosas bien. Cuando se trata de nuestros compiladores de línea de comandos, ponemos un gran esfuerzo para que sean vanguardistas y rayen la excelencia. Tendemos a introducir soluciones modernas y rápidas, para implementar optimizadores de gran rendimiento e iniciadores, generadores de código, enlazadores excelentes. El código de salida producido por nuestros compiladores es muy eficiente, rápido y optimizado. Hemos introducido una potente optimización SSA para dsPIC que reduce el tamaño del código entre un 5 y un 30 %. De esta manera podemos relajarnos durante la codificación y ¡dejamos al compilador que nos ayude a mejorar nuestra eficiencia! Todos nuestros compiladores estarán equipados en un futuro próximo con esta característica tan potente.

#### Ahorra tiempo al programador

También hemos gastado la misma cantidad de tiempo en el desarrollo del entorno visual de trabajo, ya que es el lugar donde los programadores

pasan la mayor parte de su tiempo. Lo que es realmente importante es cómo de fácil se puede hacer las cosas. Para validar el compilador no sólo debemos mirar el tamaño de código de salida o lo efectivo de la optimización del código. Los compiladores son un lugar donde se genera todo el código final que, previamente, se tiene que haber escrito. Los compiladores son mucho más que una simple optimización. Deben ahorrar un tiempo precioso al programador, sin hacer su vida más difícil de lo que ya es. Verán por sí mismos que lo que tenemos que ofrecerles supera a nuestros competidores en muchos campos.

#### Mejor Rango de Experiencia de Usuario

Cada programador exige un entorno de trabajo intuitivo con un gran número de bibliotecas fáciles de usar, un montón de ejemplos útiles, herramientas adicionales que impulsen la productividad y faciliten el desarrollo, soporte técnico rápido y fiable y un archivo de ayuda con recursos. Pongamos estas exigencias en un único parámetro, que llamaremos el Rango de Experiencia del Usuario,

una especie de índice de facilidad de uso. Y, a partir de ahora, vamos a ver no sólo si algo está disponible o no en un compilador. Esta vez vamos a echar un vistazo a cómo se siente realmente al trabajar con él. Compare nuestro compilador con cualquier otro del mercado actual y descubriremos que una herramienta de desarrollo de este tipo, no es tan fácil de encontrar.

#### ¡Compruébelo con una "demo" gratuita!

Queremos proporcionar a los usuarios una experiencia completa de prueba y darles libertad para explorar el compilador. Por lo tanto, nuestros compiladores de demostración están limitados sólo a 2K palabras de programa, ¡sin ninguna otra restricción aplicada! No tenemos que acordarnos de cuándo lo instalamos ya que ¡no hay límite de tiempo! Por lo tanto, ¡basta con ir a [www.mikroe.com](http://www.mikroe.com) y empezar a descargar!

**CONSÍGELO AHORA**  
**[www.mikroe.com](http://www.mikroe.com)**

# LA FORMA MÁS FÁCIL DE PROGRAMAR

## PIC<sup>®</sup>, dsPIC<sup>®</sup>30/33-PIC<sup>®</sup>24, AVR<sup>®</sup> Y MICROCONTROLADORES 8051

### SIMULADOR DE PROGRAMAS Y MIKROICD

El compilador incluye un excelente depurador a nivel de código fuente para ayudarnos a solucionar y reparar su aplicación de forma más rápida. Depure su aplicación mediante el mikroICD hardware (Depurador In-Circuit) que ejecuta los programas en tiempo real a nivel de hardware. Es la manera mejor y más fiable de encontrar errores.

### HERRAMIENTAS IMPLEMENTADAS

La gran cantidad de herramientas útiles implementadas le ayudarán a desarrollar sus aplicaciones de forma más rápida y cómoda. UART, HID y los terminales UDP, Editor de Bitmap GLCD, mikroBootloader, Editor de Siete Segmentos, caracteres ASCII, editor EEPROM, herramienta de personalización de caracteres para LCD y mucho más. ¡Todo estará en un solo lugar cuando comencemos a desarrollar!

### ESTADÍSTICAS

Excelente ventana de estadísticas, clara y rica, con información importante, muestra una estadística completa de nuestro proyecto, como la memoria ROM y RAM utilizada por cada elemento, junto con los porcentajes. Once perfiles estadísticos diferentes pueden ofrecer una información muy necesaria en la organización de la memoria de nuestro programa.

**Cuando escribimos nuestros compiladores, no nos basta con ver lo que otros ofrecen y sólo tratar de hacer un compilador que cueste menos. Lo que hacemos aquí es un producto con gran entusiasmo, combinado con ideas profesionales incisivas. Nos ponemos en lugar de la gente normal, personas con menos experiencia, que quieren hacer el trabajo rápida y fácilmente.**

### POTENTE COMPILADOR

Código rápido y eficiente, estabilidad y optimización, son algunos de los postulados de nuestros compiladores. Hemos introducido el tipo "sbit", un enfoque inteligente que reduce el tamaño del código más del 20%. La generación rápida de código significa que no hay que esperar más para la compilación de proyectos grandes. Muchas directivas útiles del enlazador (linker) nos proporcionan un poderoso control sobre nuestro código y la organización de los programas.

### BIBLIOTECAS

Los compiladores incluyen un gran conjunto de diferentes bibliotecas pensadas para facilitar el desarrollo de aplicaciones: USB, SPI, Ethernet, UART, RS485, Soft Uart, CAN, CAN SPI, I2C, OneWire, Manchester, Touch Panel, GLCD, LCD, PWM, bibliotecas ANSI C, ADC, Sound, Compact Flash, MMC FAT16, Flash, PS/2, EEPROM, Conversiones y muchas más!

### AYUDA CON EJEMPLOS

Entendemos que la gente necesita tener una fuente de información que sea precisa, clara y con demostraciones y ejemplos que se pueden poner en el contexto de proyectos de la vida real. Por eso hemos sido minuciosos con el fichero de ayuda escrito y hemos puesto un gran esfuerzo para que sea comprensible y fácil de usar.

### IDE - EL PURO PLACER DE TRABAJAR

¡El Entorno de Desarrollo Integrado - IDE - es un gran lugar donde trabajar! Su interfaz fácil e intuitivo hace que el programador se sienta como en casa. El soporte para Acoplamiento facilita la organización de nuestro entorno de trabajo. Editor de Código, Explorador de Código, Asistente de Código, Gestor de Proyecto, Gestor de Bibliotecas, Gestor de Listas de Rutinas, Configuración del Proyecto, Mensajes, Macros, Comentarios Activos, Combinaciones de Colores, y mucho más, mejorarán radicalmente su experiencia de programación.

**LE RECOMENDAMOS ESTE SISTEMA DE DESARROLLO COMO EL MEJOR SOPORTADO POR NUESTROS COMPILADORES:**

**EasyPIC6**



\$139.00

**LV24-33v6**



\$139.00

**EasyAVR6**



\$139.00

**Easy8051v6**



\$139.00

**MikroElektronika**  
DEVELOPMENT TOOLS | COMPILERS | BOOKS

...making it simple

LOCALICE SU  
DISTRIBUIDOR EN  
<http://www.mikroe.com/eng/distributors/>

COMPRE UNO DE NUESTROS SISTEMAS DE DESARROLLO  
Y OBTenga HASTA UN 30% DE DESCUENTO  
SOBRE EL COMPILADOR



## Nueva plataforma MicroTCA™ 1U para entornos carrier

Kontron OM6061 con módulos AMC de procesador, almacenamiento y Cavium Networks® basados en paquetes OCTEON® Plus.

**Kontron**, líder global en la fabricación de soluciones modulares abiertas para el mercado de las telecomunicaciones, ha introducido el modelo Kontron OM6061, una plataforma MicroTCA™ 1U 'carrier grade' que es ideal para un amplio rango de aplicaciones en oficinas centrales y puntos de agregación de servicio, desde servidores SIP, SSL Offload y proceso 'content-aware' y QoS over Ethernet.

Caracterizándose por una refrigeración 'front-to-back' mediante ocho ventiladores, una fuente de alimentación integrada de 360 W y 48 o 60 V y un módulo MCH en una plataforma de montaje en rack con una profundidad de 12.5" y una altura 1U, el Kontron OM6061 ofrece seis slot AdvancedMC® 'mid-size' para múltiples configuraciones de sistema.

La plataforma de telecomunicaciones 'carrier grade' ha sido diseñada para cumplir NEBS y testada con el MicroTCA™ Carrier Hub Kontron AM4901 y los módulos AdvancedMC™ para almacenamiento (Kontron AM4510), CPU (Kontron AM4010) y proceso de redes (Kontron AM4204). Los otros tres slot están opcionalmente abiertos para una configuración redundante o módulos AMC adicionales.



### Kontron AM4204

El módulo AdvancedMC™ Kontron AM4204 se distingue por cuatro puertos de 1 GbE en el frontal e interfaces configurables de software en el lado del tejido (PCIe, cuatro de 1 GbE o XAUI).

Diseñado con Cavium Networks® OCTEON® Plus 5650 Network Service Processor, ofrece I/O de alta densidad y elevado ancho de banda para red. También ha sido optimizado para procesos de datos y seguridad de capa 4 a 7, respondiendo así a los requerimientos de BTS 3G / 4G, RNC, xGSN y Media Gateways.

### Kontron AM4010

Este módulo AdvancedMC® se basa en el procesador Intel® Core™ Duo o Intel® Core™2 Duo, complementado por chipset Intel® 3100 'server-class'. También posee una memoria DDR2 de 4 GB.

### Kontron AM4510

El módulo de almacenamiento SATA Kontron AM4510 utiliza un Solid State Drive X25-E para SATA y dota de mejoras en rendimiento, fiabilidad, resistencia y ahorro de energía.

### Kontron AM4901

El Kontron AM4901 MCH contiene un conmutador Ethernet BCM5396 no gestionado para simplificar el diseño y reducir los costes al eliminar la necesidad de controlador de switch (y su software) y otros componentes adicionales. También ofrece un 'uplink' GbE en el frontal y seis puertos GbE en el conector de tarjeta para los slot AdvancedMC, así como 1 GbE para el canal de actualización MCH.

[www.kontron.com](http://www.kontron.com)

## Grabar con total facilidad

Cebek lanza al mercado su modelo de grabador-reproductor C-9702, que permite grabar con máxima facilidad hasta 20 segundos.

Cebek, firma especializada en la fabricación de módulos electrónicos, presenta el nuevo grabador-reproductor C-9702 que permite registrar voz o sonido durante un máximo de 20 segundos. Con sólo 18 gramos de peso y unas dimensiones de 55 x 37 x 11 mm, el grabador-reproductor C-9702 de Cebek sorprende por sus elevadas prestaciones técnicas.



Desplazando el interruptor lateral hacia la posición REC, el usuario puede iniciar la grabación, manteniendo una distancia de unos 6/8 cm del módulo. El LED rojo encendido indica el funcionamiento del grabador, que permite registrar hasta 20 segundos. Para reproducir, sólo es necesario desplazar el interruptor lateral a la posición de PLAY. Pulsando una única vez el interruptor REC/PLAY, el LED rojo parpadea y le permite reproducir la grabación.

[www.fadisel.es](http://www.fadisel.es)

## PREMO se alía con la Universidad de Málaga para el desarrollo de tecnologías para vehículos híbridos



Dentro de su estrategia de alianzas para afrontar el mercado del vehículo eléctrico e híbrido el Grupo PREMO, a través de su planta en Málaga (PREDAN SAU), ha suscrito un acuerdo marco con la Universidad de Málaga en el que se han fijado las estrategias y la realización de actividades que redunden en beneficio mutuo y en el logro de sus respectivos objetivos, para la investigación, el desarrollo, la innovación y la formación, especialmente en el campo de Automoción.

El acuerdo alcanzado permitirá el desarrollo de proyectos estratégicos dentro del

ámbito de tecnologías con el desarrollo e implementación del vehículo eléctrico e híbrido en nuestro país además de permitir desarrollar en Málaga tecnología de vanguardia para las nuevas generaciones de los denominados BEV (vehículos eléctricos) y PHEVs (híbridos enchufables).

Los departamentos de Tecnología Electrónica y de Máquinas y Motores Térmicos están desarrollando conjuntamente con PREDAN SAU bancos de trabajo y test que permitirán el desarrollo, construcción y posterior prueba de los dispositivos y tecnologías objeto de este convenio. La Universidad de Málaga desarrolla diferentes proyectos con PREDAN SAU, a través de investigadores de los departamentos antes citados en las instalaciones de la ESCUELA DE INGENIERÍAS, también centrados en el desarrollo de tecnologías para el vehículo eléctrico. Alguno de estos proyectos también recibe el apoyo de la Consejería de Innovación.

Más allá de centrarse en un único proyec-

to, el nuevo acuerdo suscrito permitirá la ejecución de más proyectos y programas conjuntos de investigación, desarrollo e innovación, además de establecer un plan de formación centrado en el ámbito de la automoción a realizar en los Departamentos, Institutos Universitarios y Centros de Investigación de la Universidad de Málaga así como en las instalaciones de PREDAN S.A.U.

Este convenio refuerza el vínculo entre la UMA y el Grupo PREMO, que afirma que una de las claves de la introducción del vehículo eléctrico en nuestra sociedad es el establecimiento de alianzas entre empresas y entes tecnológicos además de formativos. Dentro de esta política se han establecido alianzas con otros centros universitarios y empresas de primer nivel en el ámbito de la automoción como LEAR, NAGARES, FICO-SA, entre otros.

El constante esfuerzo en Innovación desarrollado por el grupo PREMO le ha valido la mención en la exposición del SAE 2010 de Detroit como empresa innovadora en el ámbito de la automoción.

[www.grupopremo.com](http://www.grupopremo.com)

## Transformadores de pulso SMD para redes LAN

TDK-EPC, empresa representada en España por **Anatronic, S.A.**, ha desarrollado una nueva serie de transformadores de pulso con diseño SMD para uso LAN.

Esta gama permite a los clientes beneficiarse de una colocación automatizada de todos los componentes en la tarjeta de circuito y usar soldadura de reflujo y, por consiguiente, simplificar sus procesos de fabricación.

Con una inductancia de al menos 200  $\mu$ H y una pérdida de inserción máxima de 1,5 dB, la nueva serie ALT4532-001T de transformadores de pulso ofrece unas propiedades eléctricas similares a exitosas generaciones anteriores de la compañía.

El nuevo diseño es consecuencia de la utilización de bobinado y 'packaging' de cable totalmente automatizado que reemplaza a los procesos manuales. Tras el bobinado, los cables se fijan automáticamente a las almohadillas de contacto y el empaquetado se finaliza con un 'bonding' de termo-

compresión. El resultado incluye mejoras en calidad y fiabilidad.

El diseño SMD de los transformadores de pulso y el uso de un filtro de modo común contribuyen a eliminar ruido diferencial. Además, el área de montaje es un 35 por ciento menor, ya que las versiones anteriores requerían la combinación de dos tipos de componentes en un módulo con su propio encapsulado.

Los nuevos transformadores ALT4532-001T son ideales para la transmisión de señales de pulso diferencial en redes LAN de alta velocidad, como 100BASE-TX. Y también responden a las necesidades de aplicaciones de electrónica de consumo digital con conectividad

LAN, destacando consolas de juego, radios por Internet y PC.

Estos transformadores de pulso SMD miden 4,5 x 3,2 x 2,8 mm<sup>3</sup> y tienen un rango de temperatura operativa de 0 a +70 °C.

[www.anatronic.com](http://www.anatronic.com)

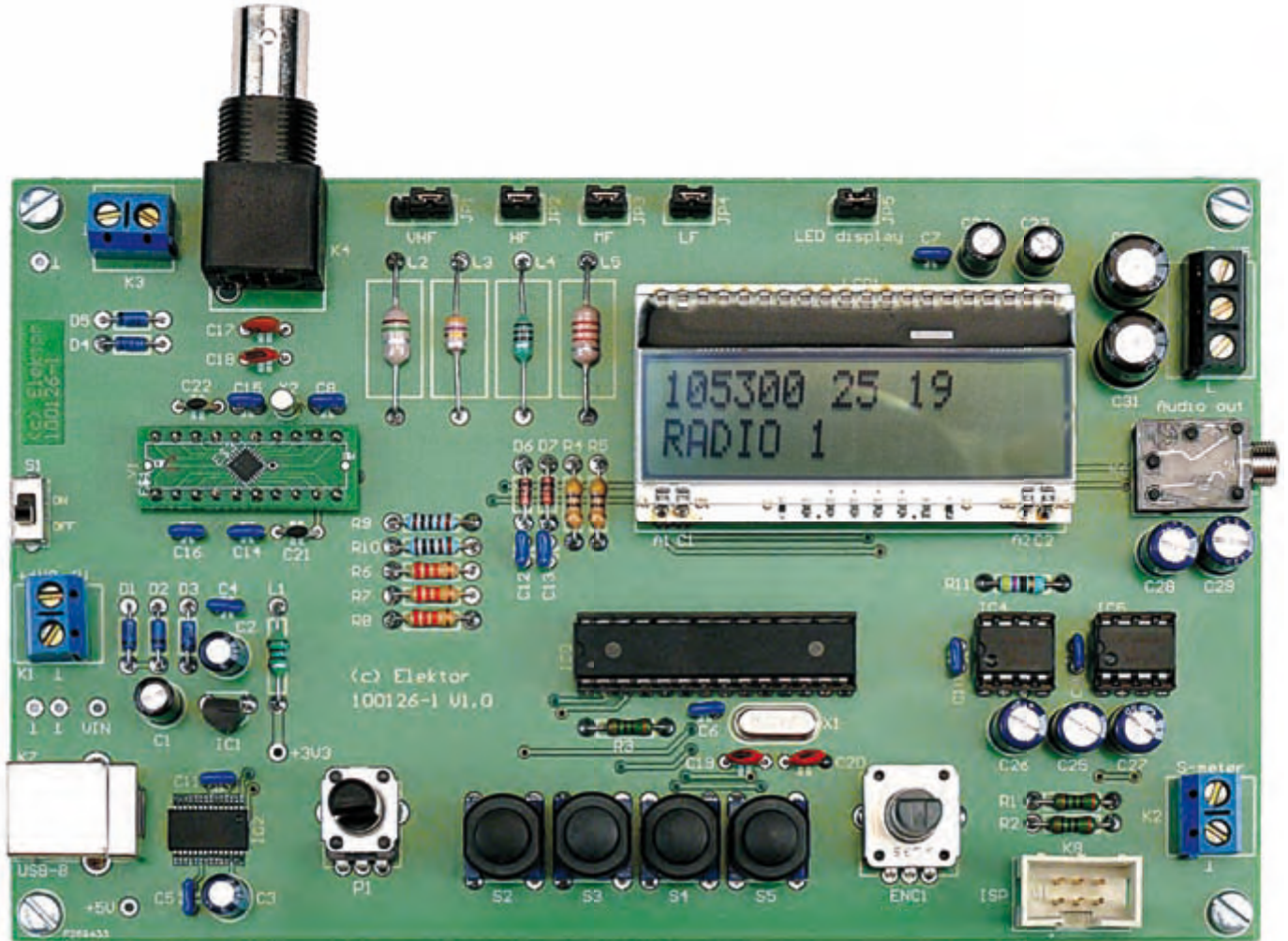




# Radio DSP de Elektor

## Receptor mundial DSP con puerto USB

Burkhard Kainka (Alemania)



¿Un receptor mundial sin necesidad de sintonizar? El Digital Signal Processing (DSP) lo hace posible. Todos los bloques de funciones principales se encuentran en un chip de radio DSP Si4735 con una superficie de tan sólo 3 mm x 3 mm. Además, incorpora otra sección con LCD, amplificador de BF estéreo y los puertos correspondientes, con lo que puede controlarse el receptor opcionalmente desde el PC.

Muchos radioaficionados necesitan en realidad dos receptores, uno portátil y otro como estación receptora controlada con el PC. La radio DSP de Elektor puede encargarse de ambas. Gracias al puerto USB puede controlarse desde el PC en cualquier momento. Además, todo el receptor se alimenta de la propia tensión del USB. La salida de audio puede conectarse des-

pues con unos altavoces de PC activos. El circuito dispone de su propio amplificador de audio integrado y uno o dos altavoces para poder funcionar de manera autónoma con una pila de 6 V.

### Características

De un dispositivo multifunción como este uno espera naturalmente que incluya un

receptor FM preciso, mejor todavía si es estéreo y que muestre la emisora por RDS. Al fin y al cabo siempre queremos saber qué estamos escuchando. El receptor DSP de Elektor ofrece estas características con una excelente sensibilidad en FM y calidad de sonido. Al utilizar el Si4735, el RDS ya está implementado en el chip, al contrario que en su hermano pequeño el Si4734,

## Características

- Sin necesidad de ajustes
  - Chip receptor DSP Si4735
  - Microcontrolador ATmega168
  - Interfaz USB mediante el FT232R
  - LCD de 2 x 16 caracteres con retroiluminación
  - Tensión de las pilas de 4,8 a 6 V
  - Consumo de corriente aproximado de 50 mA
  - Tensión de alimentación interna a 3,3 V
  - Alimentación en el PC mediante USB
  - Salida BF estéreo
  - Etapa de salida BF estéreo (2 x LM386)
  - Mensajes por RDS
  - AM de 153 kHz a 21,85 MHz
  - Búsqueda de emisoras
  - Muestra la potencia de la señal en dBμV
  - Conexión con S-meter
  - Cambio entre bandas AM mediante diodos
  - Ajuste automático de los filtros paso banda en AM
  - Anchos de banda en AM seleccionables
  - Control con el PC mediante USB opcional
  - Selección mediante encoder giratorio
  - 4 botones de funciones
  - Memoria de emisoras (30 emisoras AM y 30 FM)
  - Firmware open-source (descarga gratuita)
  - Puerto ISP
  - Tarjeta ya montada y probada disponible\*
- \* Véase [www.elektor.es/100126](http://www.elektor.es/100126) y el anuncio de la tienda Elektor al final de la revista

muy utilizado últimamente en las radios portátiles.

El segundo requisito de un receptor mundial es que sea capaz de recibir emisoras de AM lejanas. Al respecto, el receptor destaca por sus características en la recepción de onda corta, especialmente una buena sensibilidad junto con la solidez de la señal, permitiendo incluso conectar grandes antenas. Una buena ALC lleva la señal al rango más óptimo, con lo que generalmente uno no notará la diferencia utilizando distintas antenas. La selectividad del receptor también es muy buena. Puede elegirse el ancho de banda con múltiples etapas, lo cual generalmente sólo es posible en sistemas muy caros.

Con la radio DSP también puede recibirse onda media y larga. La entrada de antena permite la conexión con una antena externa en cualquier banda de frecuencia. Si conectamos simplemente una antena sólida u otra antena interior, probablemente tengamos (demasiados) problemas de ruidos en el ancho de banda de recepción. Como alternativa podemos conectar opcionalmente una antena de ferrita.

Sin embargo, la recepción SSB y DRM no es posible. Esto reside en el propio principio de recepción. El chip de radio utiliza un mezclador IQ con cero ZF, así como filtros y demoduladores DSP (figura 1). En el ajuste primero se activa un PLL y luego se enlaza con la portadora recibida del emisor AM.

### Circuito

El circuito del receptor (figura 2) a primera vista no parece que trate demasiado sobre alta frecuencia. Esto se debe a que todas las funciones básicas están integradas en el Si4735. Sólo el circuito de entrada de la antena revela la auténtica naturaleza HF del diseño. La señal de la antena del conector BNC K4 o la clema K3 pasa a través de un limitador formado por los diodos D4 y D5. L2 es una bobina FM con 0,1 μH. El jumper JP1 está normalmente en la posición 3-2, o sea, conectando el extremo de dicha bobina con la entrada AM.

Y lo que no puede verse en el esquema: en el modo FM el receptor ajusta su “condensador variable AM” a 500 pF con lo que la bobina de FM lleva la HF masa. En el modo

AM sin embargo la señal de la antena pasa a través de L2 al circuito resonante de AM formado por L3 a L5, sintonizando automáticamente el “condensador variable” interno en la conexión AMI (pin4) del Si4735. Los diodos D6 y D7 son los encargados de seleccionar entre cada una de las inductancias. Mediante dichos diodos de silicio 1N4148 se cortocircuitan a masa las bobinas necesarias según se requiera. Normalmente los tres jumpers de JP2 a JP4 están cerrados. En los pines con jumpers se ofrece la posibilidad de conectar filtros de entrada alternativos o una antena de ferrita. Por ejemplo, una antena de ferrita

de onda media en JP3, y un loop de onda corta en JP2. Para conectar con éxito una antena sólida de FM hemos de fijar JP1 en la posición 1-2.

La señal de salida estéreo del Si4735 se lleva mediante C28 y C29 a una salida BF con conector estéreo, en la que puede conectarse la entrada de un amplificador o altavoces activos. La salida está protegida contra cortocircuitos (impedancia de salida de 10 k, unos 80 mV<sub>eff</sub>). Como amplificador de potencia BF se utilizan dos LM386, con lo que puede conectarse un altavoz directamente en K5. La potencia máxima a 8 se eleva hasta 300 mW. No encontraremos

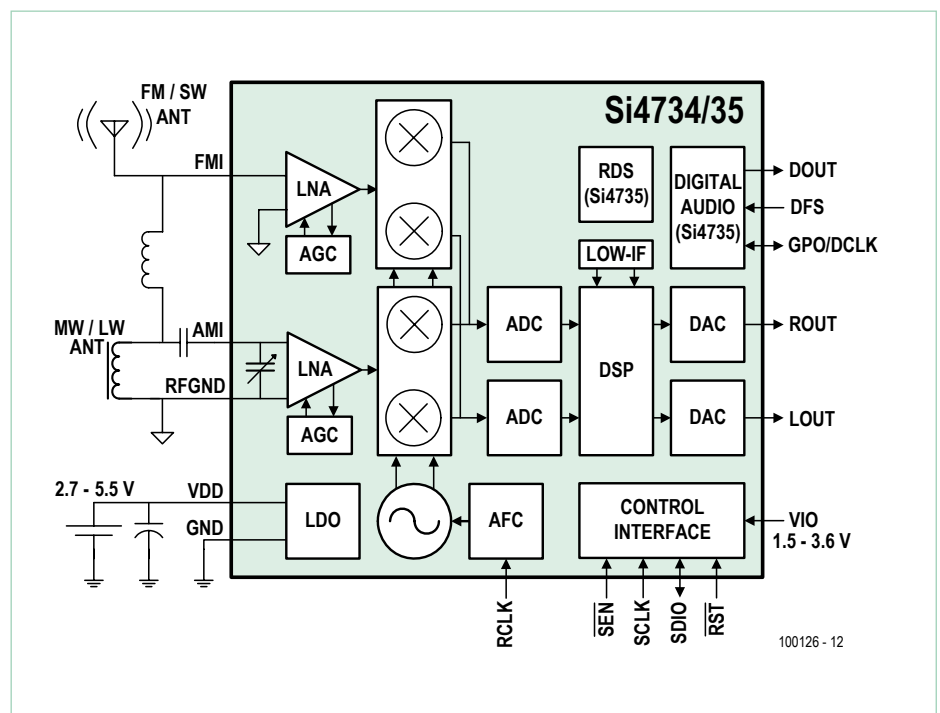


Figura 1. Diagrama de bloques del integrado con radio DSP Si4735 (Fuente: [www.silabs.com](http://www.silabs.com))



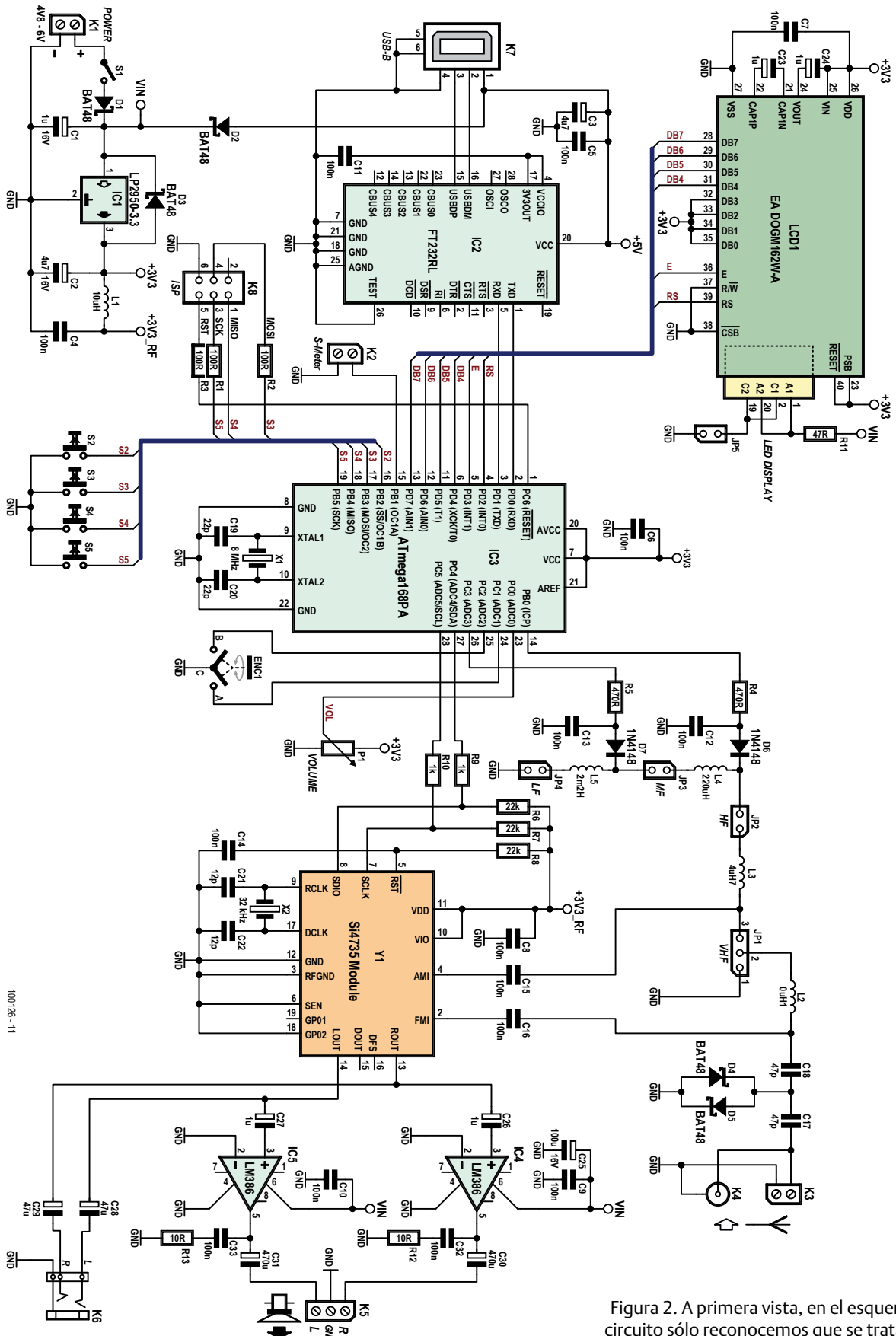


Figura 2. A primera vista, en el esquema del circuito sólo reconocemos que se trata de un receptor por la entrada de la antena.





Tabla 1. Comandos de terminal más importantes (38400 baudios)	
f5955 <Enter>	Frecuencia AM de 5955 kHz
f102800 <Enter>	Frecuencia FM de 102,8 MHz
m5 <Enter> 6075 <Enter> DW <Enter>	Memoria AM 5: 6075 kHz, con el texto "DW"
n3 <Enter> 95100 <Enter>	Memoria FM 3: 95,1 MHz
P9 <Enter> 1 <Enter>	Activar deénfasis en AM
p10 <Enter> 0 <Enter>	Ancho de banda AM de 6 kHz
p10 <Enter> 1 <Enter>	Ancho de banda AM de 4 kHz
p10 <Enter> 2 <Enter>	Ancho de banda AM de 3 kHz
p10 <Enter> 3 <Enter>	Ancho de banda AM de 2 kHz
p10 <Enter> 4 <Enter>	Ancho de banda AM de 1 kHz
p13 <Enter> 0 <Enter>	Desactivar soft-mute en AM

descargarse de la web de Elektor para este proyecto [1], así como más información al respecto, aparte de la posibilidad de encargar también la tarjeta sin montar (100126-1). El microcontrolador programado (referencia nº 100126-41) y el módulo con el Si4735 mostrado en la figura 4 (referencia nº 090740-71) igualmente pueden conseguirse por separado en la tienda Elektor. Quien lo desee, lógicamente puede montarla por sí mismo. Sin embargo, para soldar los integrados SMD uno deberá tener la suficiente experiencia. En tal caso comenzamos soldando el componente FT232RL (IC2). Después colocamos el puerto USB y para probarlo lo conectamos a un PC. Si el componente USB es reconocido por el PC, habremos pasado la primera prueba. Del módulo con el Si4735 sólo han de soldarse los diez

pinos grandes, con los cuales el módulo puede manejarse como si se tratase de un zócalo de integrado normal. En cuanto al LCD, es importante señalar que la placa de iluminación sólo ha de soldarse una vez que se encuentre bajo el propio LCD. Después el LCD prefabricado, debido a su propio tamaño, ha de situarse sobre un conector fijo. El resto de componentes no suponen ningún problema para un soldador experimentado. Asegúrese de la correcta polaridad de los diodos y condensadores electrolíticos –aunque quizá esto ya no es necesario decírselo a un lector de Elektor.

**Comenzando**

Si no se ha utilizado ningún FT232R en el PC, lo primero es instalar un driver. Eje-

cute el programa CDM\_Setup.exe, que se encuentra en el software del receptor en [1]. Ahora conectamos la radio con el cable USB. En la primera conexión se cargará el driver y se le asignará un puerto COM. Si se contacta muchas veces con el mismo chip, el número de COM asignado será alto. Por lo tanto, es conveniente establecer como puerto COM desde el panel de control de Windows por ejemplo el COM2. Suponiendo que haya que reemplazar el COM12 por el COM2, han de cambiarse las propiedades del dispositivo, haciendo doble click en él (una vez que estamos en el administrador de dispositivos). Seleccionamos la pestaña “configuración de puerto”. Luego en “opciones avanzadas”, accediendo a “número de puerto COM”. Como puerto establecemos el COM2, aunque aparezca marcado (en uso). Hacemos click en Aceptar para que la nueva configuración surta efecto. Ahora aparecerá un mensaje advirtiendo de que el direccionamiento doble de un puerto podría ocasionar problemas. Confirmamos que realmente queremos utilizar la nueva configuración. El nuevo número de COM no aparecerá de inmediato en el administrador de dispositivos. Lo cerramos y reiniciamos. Ahora podrá verse la nueva configuración con COM2.

Para el primer test del receptor bastará un pequeño cable de medio metro como antena. Tras activar la tensión de alimentación o conectar el cable USB, aparecerá el mensaje “Elektor DSPradio” en la línea superior del LCD. Después el receptor automáticamente buscará la primera emisora en la banda de FM. La búsqueda comienza a 87,5 MHz. Es posible que ya se reciba una señal a 88,0 MHz, corresponde al undécimo armónico del oscilador de cuarzo del procesador (11 x 8 MHz). Sin embargo, se descartará rápidamente, continuando la búsqueda de la siguiente frecuencia. El display muestra la frecuencia encontrada en el formato 88300 (para 88,3 MHz), y a la derecha la señal de la antena en dBµV y la relación señal/ruido (SNR en dB) (figura 5). Al mismo tiempo se genera la señal para el S-meter, pudiendo ser medida con un voltímetro en la clema K2. El nivel de entrada máximo es de 80 dBµV a una tensión de 3,3 V. Puede conectarse, por ejemplo, un voltímetro ana-



Figura 5. El display muestra la frecuencia actual, la tensión de la antena en dBµV y la relación señal/ruido (SNR en dB). En el modo FM, en la línea inferior también se muestra el nombre de la emisora y la hora transmitida mediante RDS.

lógico o un galvanómetro con la resistencia en serie adecuada.

Tras unos instantes, en la línea inferior aparecerá la emisora reconocida por RDS y poco después la hora transmitida por tal emisora. Podemos ajustar el volumen con el potenciómetro. La señal de audio se encuentra tanto en el conector de audio como en las salidas para los altavoces. Ahora, mediante el encoder giratorio podemos seleccionar la banda de FM o buscar otras emisoras. Gracias a los cuatro botones podemos iniciar el modo de búsqueda, seleccionar las bandas de AM, guardar emisoras y mucho más.

### Funcionamiento

La radio se inicia por defecto en la banda de FM. Con el botón S3 podemos saltar al modo AM y mediante S2 se vuelve al FM. S4 activa el modo de búsqueda en AM. Y finalmente, S5 sirve para almacenar las emisoras en la EEPROM interna de la controladora. La radio utiliza bandas predefinidas, pudiendo desplazarnos también por las frecuencias intermedias mediante el encoder giratorio o el modo de búsqueda. Los inicios de las bandas correspondientes son:

Onda larga:	153 kHz
Onda media:	549 kHz
Banda de 75 m:	3965 kHz
Banda de 49 m:	5800 kHz
Banda de 41 m:	7200 kHz
Banda de 31 m:	9400 kHz
Banda de 25 m:	11600 kHz
Banda de 22 m:	13550 kHz
Banda de 19 m:	15150 kHz
Banda de 16 m:	17400 kHz
FM:	87,5 MHz

### Firmware y control con el PC

En el funcionamiento de un dispositivo, siempre hay algunos puntos que nos gustaría poder cambiar a nuestro gusto. En la radio DSP de Elektor realmente podemos hacerlo: dispone de un sistema operativo abierto, desarrollado en Bascom. El código fuente y el hexadecimal pueden encontrarse en la web Elektor para este proyecto [1], y la tarjeta dispone de conexión ISP para programar el Mega168. Reprogramarlo con su propio firmware modificado no tiene complicación alguna. Como nadie esto no es para todo el mundo, también

## Botones de funciones al detalle:

**S2:** pasa a la banda FM y activa el modo de búsqueda. Si lo pulsamos brevemente, la búsqueda de frecuencias será ascendente. Si lo mantenemos pulsado durante más de 0,5 segundos, la búsqueda será descendente.

**S3:** pasa al modo AM y selecciona las distintas bandas entre onda larga y onda corta de 16 m. En cada caso se sitúa en el inicio de la banda. Al pulsarlo brevemente salta a la banda superior, si se pulsa durante más tiempo (> 0,5 s) salta a la inferior. Si alternamos entre AM y FM mediante S3 y S2, siempre se conservará la última emisora escuchada. Podemos alternar cómodamente entre emisoras locales de FM y otras de AM lejanas.

**S4:** modo búsqueda en AM. Si lo pulsamos brevemente la búsqueda será ascendente, si lo mantenemos pulsado más tiempo (> 0,5 s), descendente. La búsqueda se da dentro de los límites de la propia banda. En el display se mostrará la frecuencia actual. Si se detecta una emisora lo suficientemente potente, la búsqueda se detendrá mostrando en el display la frecuencia encontrada, la tensión de la señal y la SNR medida. También se muestra a la derecha en la línea superior la capacidad del circuito de entrada ajustada automáticamente en picofaradios. En caso de que no se encuentre ninguna emisora, puede cancelarse la búsqueda moviendo manualmente el encoder giratorio o seleccionando una nueva banda AM.

**S5:** memorizar emisoras. Tanto en FM como AM pueden almacenarse de cada una de las bandas hasta 30 emisoras. Pulsando brevemente se guardará la emisora recibida actualmente. El nuevo espacio de memoria se indica en el LCD, por ejemplo "M25". Manteniéndolo pulsado (> 0,5 s) accedemos al registro de memoria. Ahora seleccionamos entre las distintas emisoras almacenadas mediante el encoder giratorio. El modo del registro se finaliza pulsando en cualquiera de los botones S2 a S4, o pulsando de nuevo en S5. Si lo mantenemos pulsado durante bastante más tiempo (> 2 s) almacenamos todas las emisoras en la EEPROM, con lo que se cargarán otra vez en el próximo inicio. De este modo es posible que se almacenen emisoras que con el tiempo ya no se encuentren disponibles. Sin embargo, pueden borrarse todos los registros si al encender la radio mantenemos pulsado S5 durante dos segundos. Mediante un programa terminal puede guardarse también un texto para cada frecuencia AM, por ejemplo con el nombre de la emisora, que en tal caso aparecerá en la línea de abajo.

existen numerosas posibilidades mediante el puerto USB. En muchos casos basta con un simple programa terminal. No obstante, pueden diseñarse programas propios de PC para dotar de características especiales al receptor.

La comunicación se da a 38,4 kBaudios mediante el puerto COM virtual. La **tabla 1** tiene un resumen de los comandos de terminal más relevantes, gracias a los cuales puede ajustarse y configurarse el receptor desde el PC. Pueden seleccionarse distintos anchos de banda, activarse el deéfnasis y el soft-muting, así como almacenar frecuencias y nombres en el registro de emisoras. En la próxima edición, aparte de explicar más detalladamente la configuración de las antenas, se presentará el firmware en profundidad con sus muchas opciones y subrutinas. Además, se mostrarán algunas indicaciones para poder desarrollar nuestro

propio software de control en el PC. Desde el PC tenemos la posibilidad de acceder a algunas características especiales del Si4735 e incluso programar directamente ambas líneas del LCD.

Como podemos ver, la radio DSP de Elektor ofrece más que cualquier receptor mundial común. Disponiendo del software de PC adecuado, pueden incorporarse algunas características a priori impensables en su desarrollo. Además, el firmware open-source ofrece a los usuarios interesados la posibilidad de llevar a cabo sus propias aplicaciones y conceptos en la radio DSP con facilidad, sirviéndonos del ISP.

(100126)

[1] [www.elektor.es/100126](http://www.elektor.es/100126) (página del proyecto con lista de materiales, todas las descargas y especificaciones de los productos)



# Generador de impulsos de reloj



Ed Flier (Holanda)

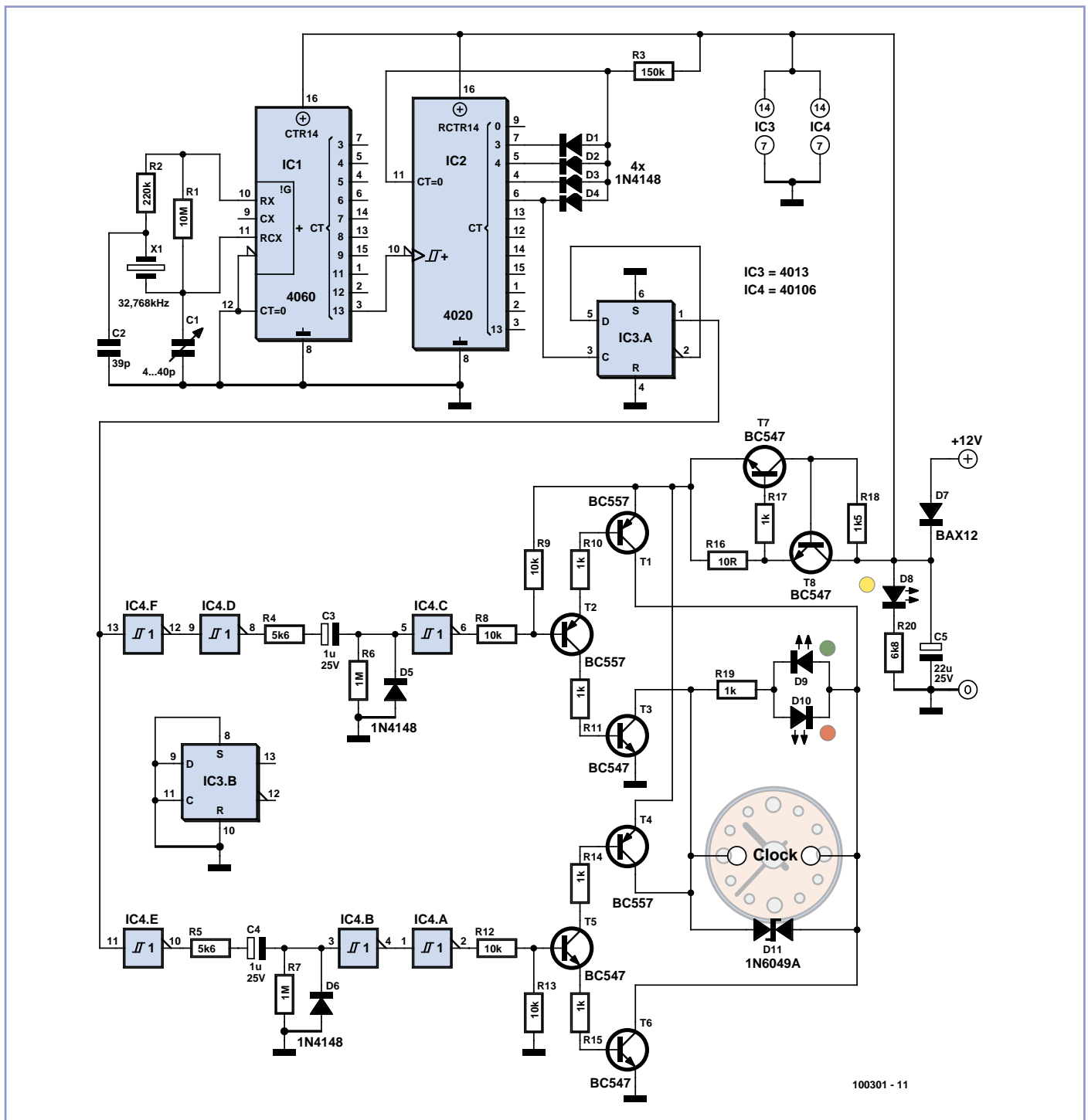
Desde hace algunos años hay gente que se dirige al autor porque se ha hecho con un "antiguo" reloj eléctrico, que requiere un control por cambio de polaridad. Y entonces surge la pregunta de si existe un circuito económico que pueda hacer esto. El diseño aquí representado funciona desde hace muchos años con plena satisfacción en tres relojes del autor. Se ha prescindido de una corrección de

horario de verano/invierno para que el circuito se mantenga sencillo y barato.

Se ha construido un oscilador de 32,768 kHz con IC1. X1 es un cristal de cuarzo que se encuentra en casi cualquier reloj digital (especialmente en los más baratos). Si es necesario se puede ajustar el oscilador con C1.

IC1 e IC2 reparten la señal de reloj de tal forma que en Q6 (pin 6) de IC2 aparezca un pulso de un minuto. IC3.A está confi-

gurado como divisor por dos y se encarga de que esta señal sea constante durante ese minuto. IC4.E e IC4.F funcionan como buffer de esta señal, para que después IC4.D invierta la señal de IC4.F. Si Q6 de IC2 cambia a nivel alto, IC3.A recibe un pulso de reloj y su salida Q cambia a alto. Entonces se carga C3 a través de IC4.F, IC4.D y R6 (1MΩ), para que IC4.C cambie a nivel bajo durante más o menos 1 s. Esto abre T2 y con



100301 - 11

esto se abren también T1 y T3. Entonces la corriente de la bobina es tal que hace que el LED verde se encienda.

Si después de un minuto Q6 de IC2 cambia otra vez a nivel alto, IC3.A recibe de nuevo un pulso de reloj y su salida Q cambia a nivel bajo. Entonces C4 se carga a través de IC4.E y R7 para que IC4.B cambie a nivel bajo durante más o menos 1 s y con eso IC4.A cambie a nivel alto. Esto abre T4 y con ello se abren también T5 y T6. Entonces la corriente de la bombona es tal que hace que se encienda el

LED rojo. Por lo tanto, el reloj se controla cambiando la polaridad.

D7 protege al circuito de una conexión equivocada de la tensión de alimentación. D8 está continuamente encendido cuando hay tensión de alimentación. T7 y T8 limitan la corriente si hubiera un cortocircuito en el reloj. Reduciendo R16 hasta un mínimo de 2,2 Ω puedes aumentar la intensidad máxima del impulso. D11 es un diodo supresor doble para suprimir posibles picos en tensión. Este diodo es un poco caro y por eso no se ha apli-

cado en los circuitos construidos. Esto nunca ha creado problemas, pero puede ser aconsejable con mayor cantidad de impulsos de reloj o con impulsos de reloj más potentes.

Ojo: ¡este circuito sólo es apto para impulsos de reloj de 12 V! Para versiones de 24, 48 ó 60 V habrá que modificar el circuito. Como estos pulsos de reloj son menos frecuentes (o a menudo se pueden adaptar para que funcione con 12 V), no se ha elaborado aquí nada más.

(100301)

## Fuente de ruido HF sencilla

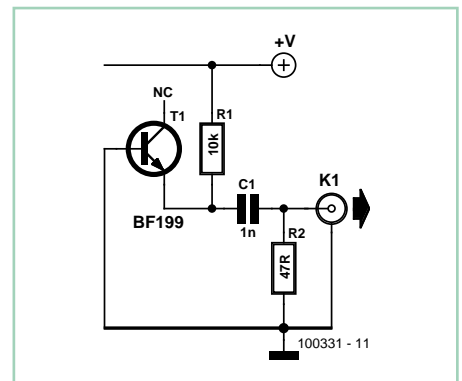
Fred Brand (Holanda)

Para ajustar receptores y otros aparatos HF siempre es útil tener a mano un generador de ruido que produzca un espectro de banda ancha. El generador de ruido aquí representado hace uso de la unión base/emisor de un transistor (aquí un BF199) colocado en dirección de bloqueo. Este funciona, en esta configuración, como diodo zener y produce un espectro de ruido de banda ancha. La señal de ruido va a la salida de un conector BNC a través de un condensador de 1 nF (por lo

tanto las frecuencias bajas no aparecen en la salida). Una resistencia de 47 Ω se encarga de que haya una impedancia de salida del “generador” de unos 50 Ω.

Puedes ubicar fácilmente todo el generador en una pequeña caja de hojalata en donde se monte también el conector BNC. La tensión de alimentación no es crítica y puede estar entre 8 y 15 V.

(100331)



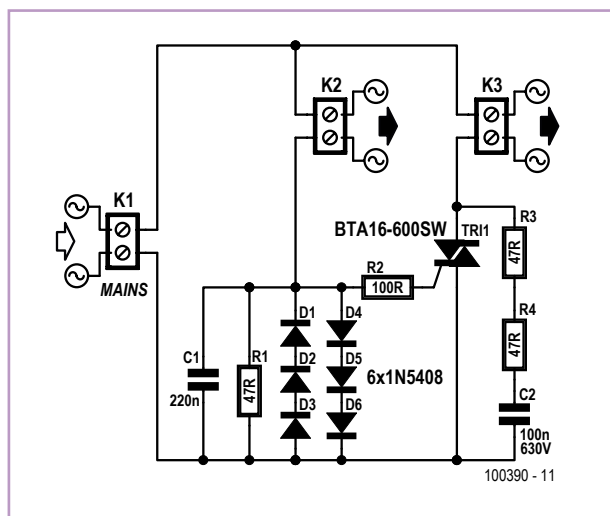
## Regleta inteligente

Ton Giesberts (Laboratorio de Elektor)

Este circuito es una adaptación del circuito que se encuentra en [1]. El objetivo del circuito es que un aparato conectado a K3 sólo reciba tensión en el momento en que otro aparato conectado a K2 consuma lo suficiente.

Seis diodos de potencia colocados en serie con la carga conectada a través de K2 generan una caída de tensión de unos 2 V cuando se conecta la carga. Esta tensión acciona el triac, de modo que la carga conectada a K3 reciba tensión.

C1 reduce la sensibilidad a interferencias de “spikes”. Puedes aumentar el umbral con R1 para evitar una conexión temprana causada por el filtro de red, una potencia elevada de stand-by, etc. Esto es de unos 10 W con 47 Ω, pero depende mucho del comporta-



tamiento del triac y la forma del consumo de la carga. Si la corriente no tiene una forma sinusoidal o R1 es demasiado pequeña, el triac se dispara más tarde y puede ser que no se transmite a K3 toda la tensión de red, por lo tanto

funciona como un tipo de atenuador (dimmer).

**Ten cuidado al cambiar el valor de R1. ¡Todo el circuito está conectado con la tensión de red! Desconecta primero todos los enchufes antes de trabajar en el circuito.**

C2 y R3+R4 forman una red snubber que suprime los picos de conmutación generados, por ejemplo, por cargas inductivas.

Hemos optado por un triac de ST que permite una mayor corriente que el TIC225 del esquema original y que todavía requiere una baja corriente

de disparo. El BTA16-600SW admite una intensidad de 16 A continua y un pico de 160 A. A lo que hay que prestar mucha atención es al sufijo SW. Este triac pertenece a la categoría “logic level” y tiene una intensidad de tan sólo

10 mA máximo, simétrica para los cuadrantes I y III. Este no es el caso del TIC225. Si el triac está a punto de dispararse y la sensibilidad de disparo no es igual en todos los cuadrantes, puede ocurrir que el triac sólo se dispare en un cuadrante. Entonces es cuando surge la rectificación, que la mayoría de los aparatos no soporta. Luego se saltarán, como mínimo, los fusibles.

La resistencia en la red snubber consta de dos resistencias (R3 y R4) puestas en serie. Gene-

ralmente las resistencias estándar no son aptas para toda la tensión de red. También los "spikes" pueden hacer que la resistencia se escarche después de un tiempo prolongado — y con esto también el triac.

Ten cuidado con la corriente máxima de carga. El triac soporta sin refrigeración una intensidad de más o menos 1 A, pero entonces se calienta demasiado. Utiliza un pequeño disipador si la intensidad del triac es claramente mayor a 0,5 A. La unión del triac permite

125 °C máximo. En la práctica es mejor partir de 70 °C, ya que una temperatura mayor reduce la vida útil del semiconductor.

El circuito es muy compacto y quizás se pueda integrar en la regleta.

(100390)

### Enlaces Web

[1] [www.electronicweeky.com/blogs/gadget-freak/2008/09/flavio-plugs-into-smart-extens.html](http://www.electronicweeky.com/blogs/gadget-freak/2008/09/flavio-plugs-into-smart-extens.html)

## Comprobador de cristal de cuarzo

Fred Brand (Holanda)

Este comprobador de cristal de cuarzo tiene un diseño muy sencillo. En el momento de colocar un cristal de cuarzo o de conectar la tensión surgirá un "pulso de arranque", porque el cristal de cuarzo tira la tensión en la base de T1 momentáneamente abajo. Esto tiene un efecto inmediato en la configuración del transistor (a través del condensador de desacoplo C1): el transistor empieza a oscilar.

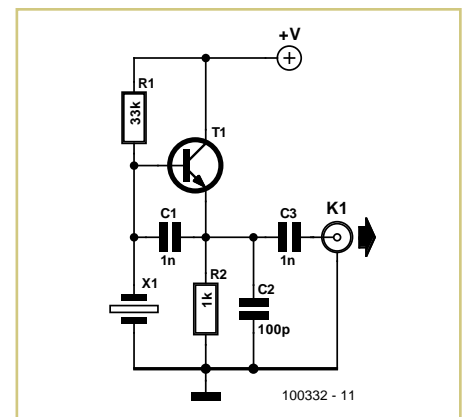
R2 se encarga de que la corriente que pasa por el transistor no aumente demasiado. Se ha colocado un condensador de 100pF (C2) en

paralelo a R2 para el desacoplo y para la separación de la tensión continua se ha colocado C3 entre el emisor y la salida.

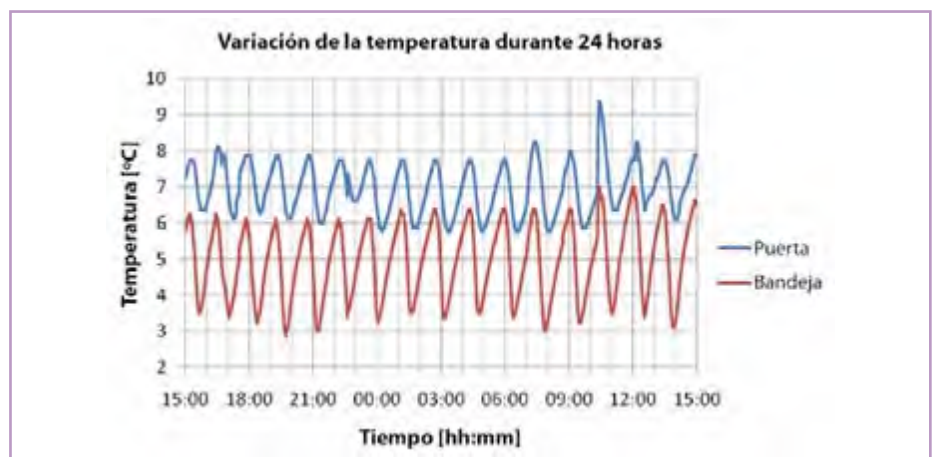
En la salida hay, por lo tanto, una tensión alterna en caso de que el cristal de cuarzo funcione. Uno mismo puede construir una señalización para mostrar esto (por ejemplo, una sonda HF con un indicador, o un transistor con un LED).

Una sugerencia: Cuando se colocan en serie dos LED puestos en antiparalelo con el cristal de cuarzo, ambos se encenderán si el cristal de cuarzo oscila.

(100332)



## Registrador de temperatura de la nevera



Fons Janssen (Holanda)

El Consejo Europeo de Información sobre la Alimentación menciona en su sitio Web lo siguiente: "La temperatura ideal de un frigorífico es de 5°C en el estante de en medio. La temperatura no es la misma en toda la nevera. Si aprovecha la diferencia de temperatura, podrá realizar un buen almacenamiento de

toda su comida." Esto se puede verificar fácilmente con un termómetro, pero entonces sólo obtienes una foto del momento. ¿Qué es lo que pasa con la temperatura durante todo el día? Viene bien el DS1921Z de Maxim para obtener una buena impresión del desarrollo de la temperatura en una nevera. Es un registrador de temperatura autónomo en forma de iButton.

Es una robusta latita de metal del tamaño de cuatro monedas apiladas de céntimo de euro. El DS1921Z está equipado internamente con un sensor de temperatura (alcance 5°C - +26°C, precisión ±1°C), una memoria de 4 kbit, un reloj de tiempo real y una pila que, dependiendo de la frecuencia de registro, dura entre 2 y 10 años. El iButton puede registrar tem-



peraturas con una frecuencia de entre 1 vez por minuto y 1 vez por cada 255 minutos. En la memoria hay sitio para 2048 valores, de modo que es posible hacer una medición por cada minuto (24\*60=1440) en veinticuatro horas. Con el software (gratuito) "1-wire viewer", la configuración del iButton y su lectura después de la medición, es pan comido. Aparte

del iButton necesitas también una mochila USB (el DS9490 de Maxim) para interconectar el iButton con el PC. La gráfica muestra el resultado de una medición durante 24 horas, donde se colocó un iButton en la puerta y otro detrás en la bandeja inferior. Esta claro que en ambos sitios hay una variación entre 2 y 3°C como consecuencia de la regulación por termostato.

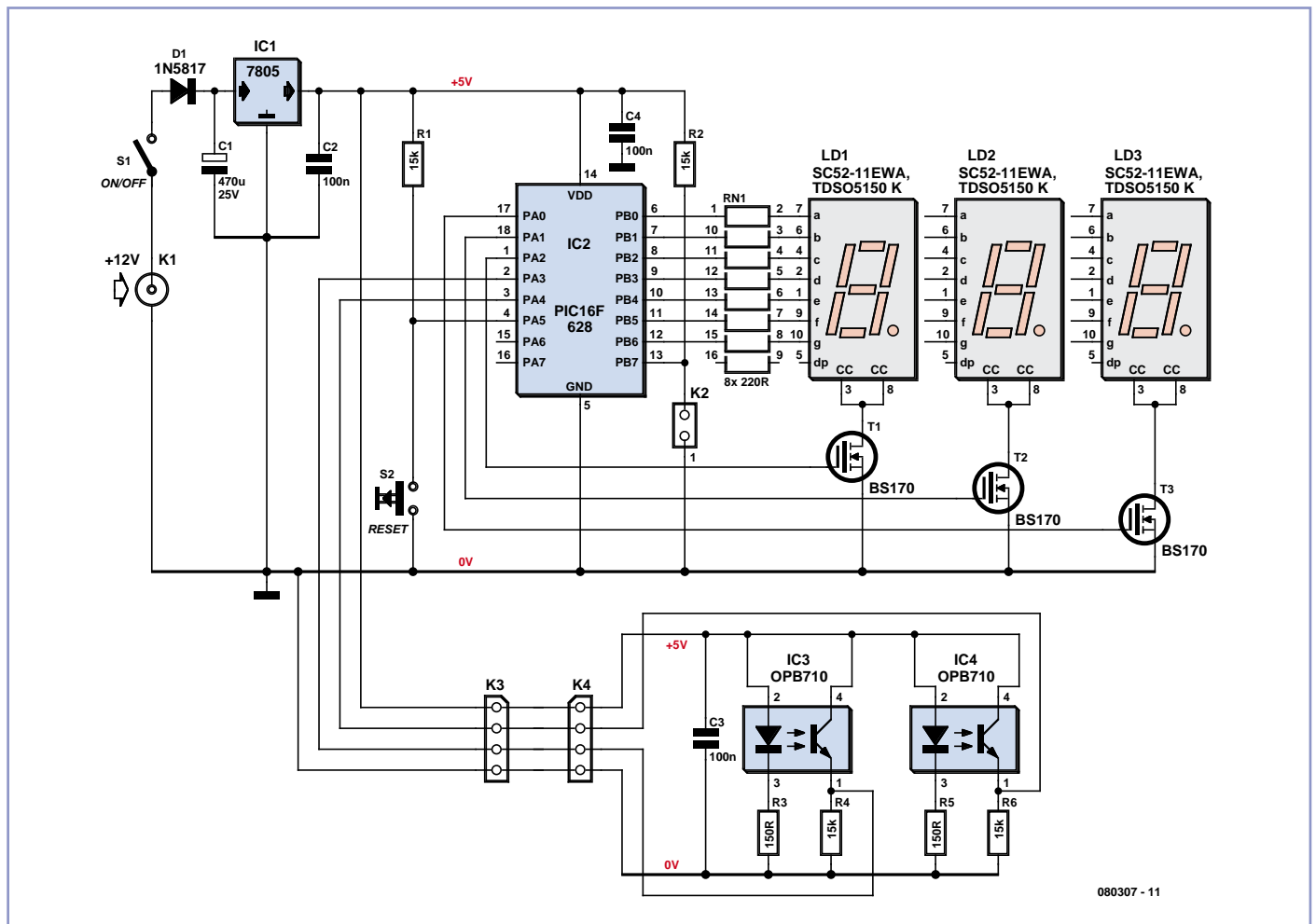
Según la definición del Consejo Europeo de Información sobre la Alimentación, la puerta no tiene suficiente frío como para guardar ahí alimentos perecederos. Atrás, en la bandeja inferior, sí está todo en orden.

(091091)

### Enlaces Web

[www.maxim-ic.com/products/ibutton](http://www.maxim-ic.com/products/ibutton)

## Posición de la quilla



### Hermann Sprenger (Alemania)

En las regatas de vela resulta muy útil poder regular la altura de la quilla del barco. Ya sea a palanca de mano o a motor, el rango completo de regulación abarca unos 100 o 150 giros, con lo que resulta fácil cometer errores al estimar la altura actual. Lo ideal sería disponer de un contador electrónico de giros. Por suerte, ¡la mayoría de barcos disponen de alimentación a 12 V!

Para que esto funcione, hemos de hacer en el eje una marca blanca y otra negra, correspondiendo cada una a medio giro. Después mon-

tamos dos sensores de reflexión enfrentados, uno a cada lado (con una distancia de 10 mm entre ellos). Para una respuesta fiable, los sensores no deben encontrarse a más de 5 mm de las marcas.

Las marcas se alternarán temporalmente al girar ante los sensores, pudiendo determinar el sentido del giro y contando el número de vueltas.

El corazón del circuito lo conforma un PIC16F628 de Microchip, que como siempre está disponible ya programado, o puede ser programado por uno mismo con el firmware

en descarga gratuita (en cualquier caso, consulta [www.elektor.es/080307](http://www.elektor.es/080307)).

En el pin 1 de ambos sensores de reflexión, IC3 e IC4, deberían medirse más de 2 V al detectarse la marca blanca, y menos de 0,8 V en el caso de la negra (con la tensión de alimentación entre 4,5 y 5,5 V). Ambas señales están disponibles en un mismo conector junto con la tensión de funcionamiento y masa. En el microcontrolador, por su utilidad también se ha incluido un conector, de modo que las tarjetas del sensor y controladora puedan unirse mediante un cable de medida.

El multiplexado de tres displays de siete segmentos se lleva a cabo en el programa a 100 Hz. La cuenta de los giros abarca valores entre 0 y 140. Si los valores del contador rebasan tanto superior como inferiormente estos límites, éste se detiene. Con el botón de reset S2 el contador se pone a cero. Mediante

el jumper K2 puede invertirse el sentido de la cuenta.

El estado del contador se conserva aún sin tensión de alimentación y vuelve a cargarse en el próximo arranque.

El código fuente puede descargarse de la página citada anteriormente, de modo que

pueden diseñarse adaptaciones, entre otras ajustar los valores de los márgenes (el valor máximo está definido en la línea `#define max 140`). Como compilador puede utilizarse CC5X, del cual hay disponible una versión gratuita ([www.bknd.com/cc5x](http://www.bknd.com/cc5x)).

(080307)

## Alimentación en carga flotante

### para módulo DVM a 5 V

Heinz Kutzer (Alemania)

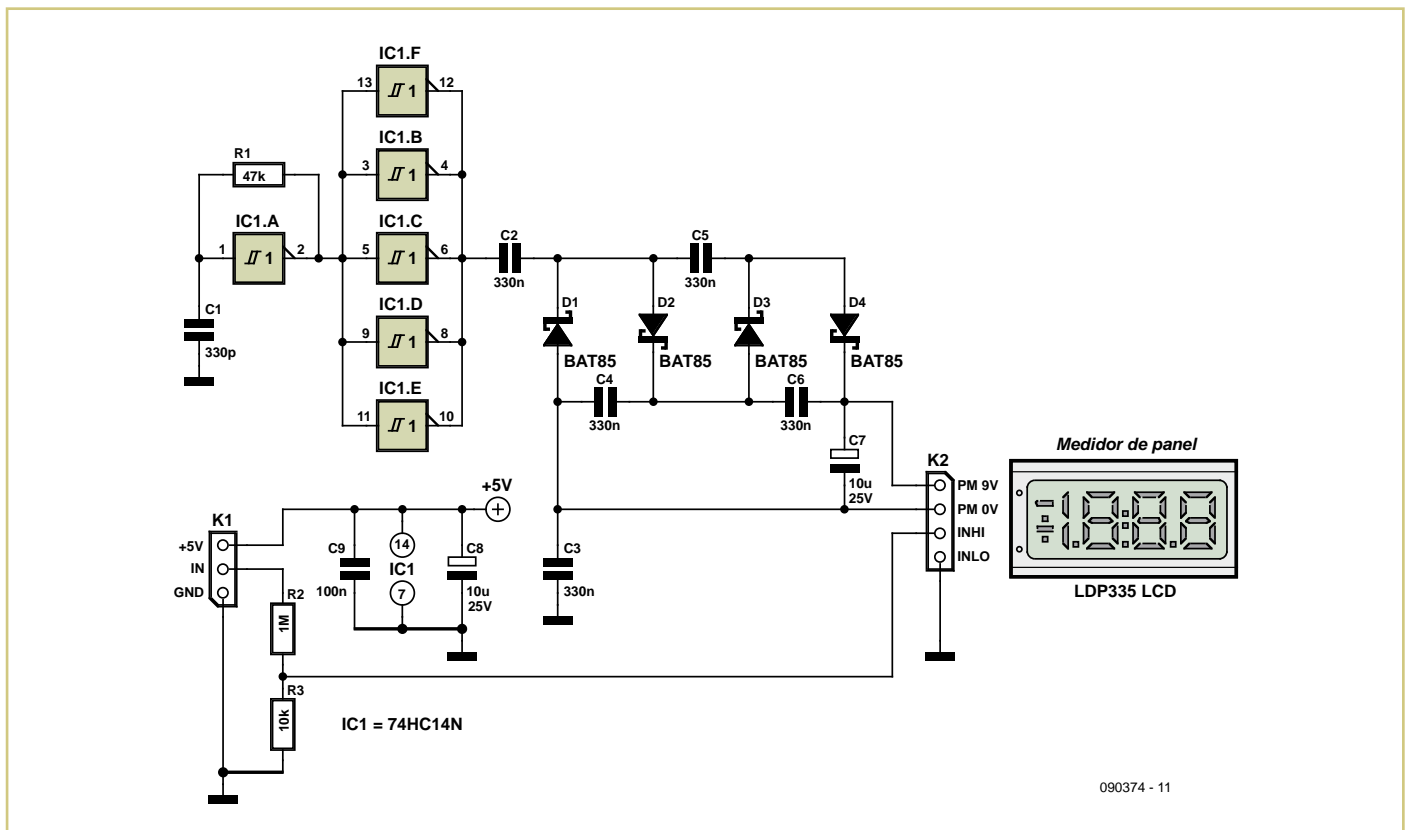
Los módulos de voltímetro digital con LCD generalmente funcionan con 9 V y están basados en el ICL7106 u otro integrado compatible. Estos módulos son bastante utilizados en fuentes de laboratorio y otros equipos caseros, en los cuales ha de mostrarse una tensión o corriente. Optar como solución por un asequible módulo de este tipo resulta muy cómodo, pero presenta un gran inconveniente: su alimentación no puede estar conectada con el polo negativo (o positivo) de la entrada de medida. Ha de ser una carga “flotante”. El módulo no puede alimentarse tan fácilmente desde la fuente del dispositivo en el que está integrado.

La solución más simple, pero también más cara, es utilizar una fuente adicional para el módulo DVM. Si se mide a la vez corriente y tensión, tendremos que disponer de dos fuentes adicionales. En otro caso, una alternativa basada en baterías para un dispositivo conectado a la red sería una solución muy cutre...

La “alimentación flotante” en este caso sólo tiene sentido si es posible disponer de distintos potenciales en tensión continua. Por ello hemos de realizar un módulo de alimentación capaz de dividir los potenciales mediante condensadores. Ya se publicó un circuito de este tipo basado en el NE555 en la edición de julio/agosto de 2003. Lamentablemente, dicho circuito sólo funciona con tensiones de 10 V para arriba. Si este dispositivo ha de integrarse en un módulo de medida (como es común) alimentado con una fuente de 5 V, no ayuda en absoluto.

El autor ha sido capaz de solucionar el problema modificando el circuito, utilizando un inversor Trigger-Schmitt séxtuple 74HC14N. Uno de los inversores funciona como generador rectangular a 75 kHz. Los cinco inversores restantes están conectados en paralelo para lograr una alta corriente de salida. La división de potenciales se hace en C2 y C3. También se ha conectado un multiplicador de tensión en cascada de condensadores y diodos. Mediante una carga típica de 1 mA provee al módulo DVM con aproximadamente 8,5 V, lo cual basta para su funcionamiento. La fuente de tensión a 5 V, no obstante, ha de ser estabilizada. Los valores del divisor de tensión de entrada (R2/R3) del DVM es independiente de la alimentación del módulo, y naturalmente se corresponde con el rango de medida deseado.

(090374)



# Preamplificador a control remoto con potenciómetro digital

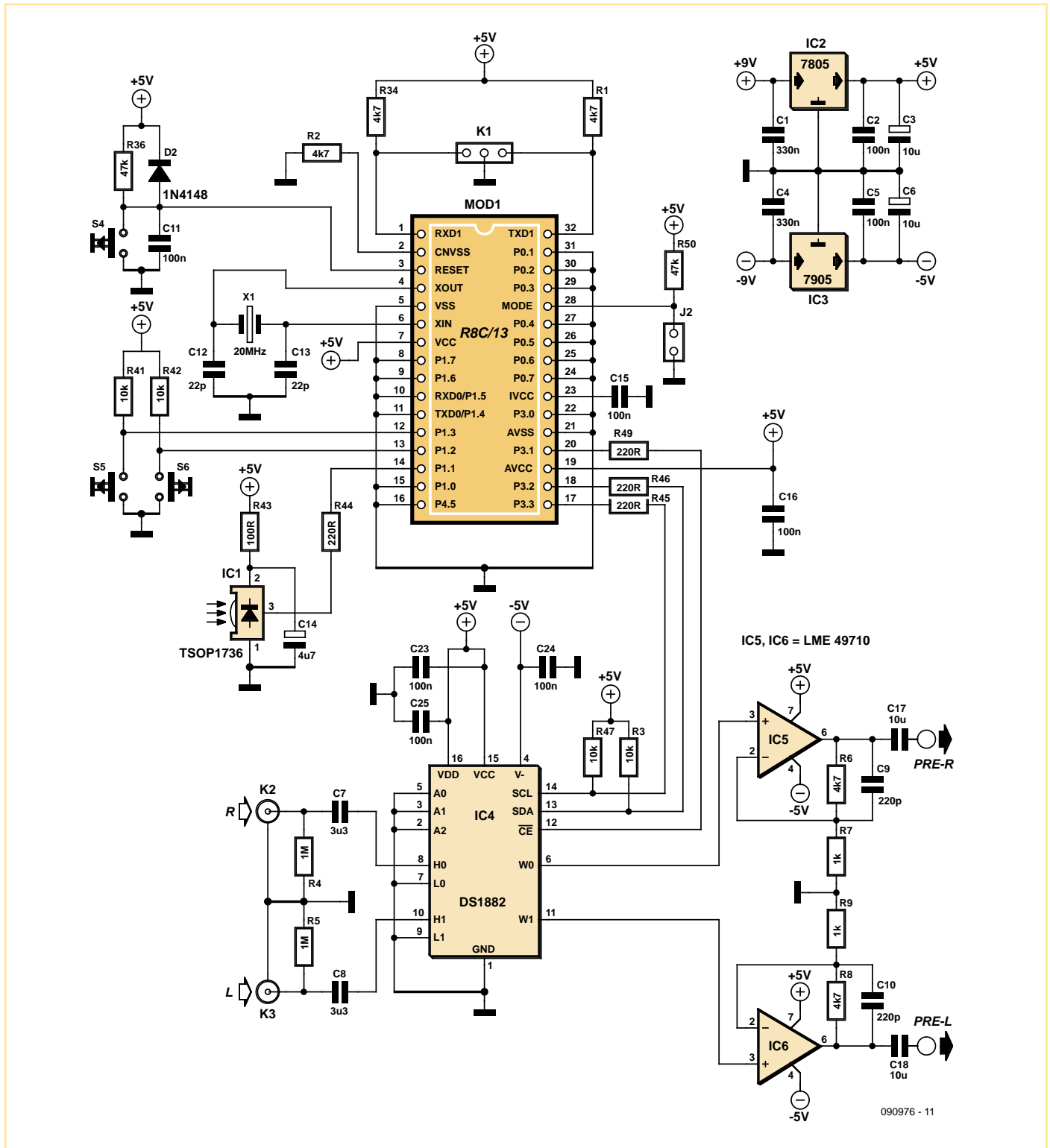


Michael Hölzl (Alemania)

En este caso nos ocupa un simple preamplificador, aunque con sonido de alta calidad y un potenciómetro digital concebido especialmente para aplicaciones de audio (DS1882),

operado por un microcontrolador R8C/13 mediante I2C. Sus ventajas son la posibilidad de controlarlo a distancia y con total libertad de movimientos. Para su funcionamiento, el controlador está

conectado a dos pulsadores (Volume up y Volume down) y un receptor infrarrojo. Las correspondientes rutinas en C están diseñadas para el control remoto con RC5. El infrarrojo permite las siguientes órdenes:





- Subir el volumen
- Bajar el volumen
- Silenciar ("Mute")

Naturalmente pueden implementarse otras instrucciones.

La señal de audio de los conectores RCA de la entrada pasa directamente mediante un condensador de acoplamiento al potenciómetro digital, que constituye un divisor de tensión con una resistencia total de 45 kΩ. La atenuación se ajusta mediante I2C.

A la salida del potenciómetro hay dos amplificadores operacionales en configuración no inversora necesarios para la adaptación de impedancias con la señal atenuada, la cual amplifican con una ganancia de 5,7. Los condensadores han sido dimensionados de modo que el rango de transferencia con la salida en vacío alcanza aproximadamente los 150 kHz.

El valor de los condensadores de acoplamiento a la salida depende de la resistencia de entrada RIN de la etapa conectada. Como regla general:  $C=1/(100 \cdot RIN)$ . Los 10 μF del esquema del circuito en la mayoría de casos estarían sobredimensionados.

Dadas las circunstancias, tiene sentido conectar las entradas a masa mediante una resistencia alta, para garantizar una determinada tensión continua.

La tensión de alimentación de los operacionales (±5 V) ha de desacoplarse del DS1882 en cada caso con 100 nF. Como amplificado-

res operacionales pueden utilizarse sin mayor problema del tipo NE5532. Todos los pines de control sin utilizar se conectan a masa.

Como ya se ha descrito detalladamente en Elektor [1], el R8C dispone de un puerto serie de depuración y su correspondiente programa de boot, mediante el cual puede transferirse el software a la memoria ROM flash. Las conexiones de este puerto se encuentran en K1. Para conectarlo con el puerto serie de un PC necesitaremos un adaptador RS232/TTL (normalmente con el MAX232). Si queremos programarlo mediante el puerto USB, la mejor solución es utilizar un cable USB/TTL [2]. En K1 se conecta TXD del PC con RXD1 de la R8C, y RXD del PC con TXD1 de la R8C. Para programarlo ha de colocarse el jumper J2 (MODE/Pin28 del R8C a masa). Finalmente conectamos la tensión de alimentación (para hacer un reset en el encendido) o pulsamos el botón de reset S4. Para programarlo, podemos servirnos de la aplicación FlashSTA, que puede descargarse gratuitamente junto con el firmware de la controlador en la página de este artículo [3]. Podría realizarse una expansión, por ejemplo con selector de entrada, mediante el bus I2C gracias a los interruptores analógicos integrados.

El diseño de los códigos en RC5 para el control remoto se describe con detalle en Elektor, bajo el enlace [4] (descarga gratuita de "RC5-Code"). Este protocolo de control a distancia permite dispositivos con direcciones de 5 bits

(por ejemplo la TV o el VCR). Ya que el autor ha utilizado para el control del preamplificador a distancia con RC5 una tarjeta de TV de la marca Hauppauge, el firmware incluye la dirección "00000" (para equipos de TV). En caso de utilizar otro control remoto tendremos que ajustar la dirección correspondientemente. La dirección se especifica en el archivo "preamp.h" como #define IR\_DEV\_ADDRESS 341, dada en codificación Manchester. No obstante, la conversión es bastante simple: se escribe el código en binario, sustituyendo cada cero por "01", y cada uno por "10". Para la dirección "00000" obtendremos: "0101010101". Para aclararnos al final, en la instrucción se escribe en decimal, y a dicha dirección le corresponde el "341".

Se utiliza un timer del R8C para escanear las señales RC5 utilizadas, el sistema completo está regulado por interrupciones.

Hemos de tener en cuenta que el sensor infrarrojo no funciona correctamente estando cerca de bombillas de ahorro o tubos fluorescentes, ya que la radiación de éstas está en gran medida dentro del espectro infrarrojo.

(090976)

[1] [www.elektor.es/050179-2](http://www.elektor.es/050179-2)

[2] [www.elektor.es/080213](http://www.elektor.es/080213)

[3] [www.elektor.es/090976](http://www.elektor.es/090976)

[4] [www.elektor.es/071149](http://www.elektor.es/071149)

## Amplificador de Sonido para Alarma de Coche

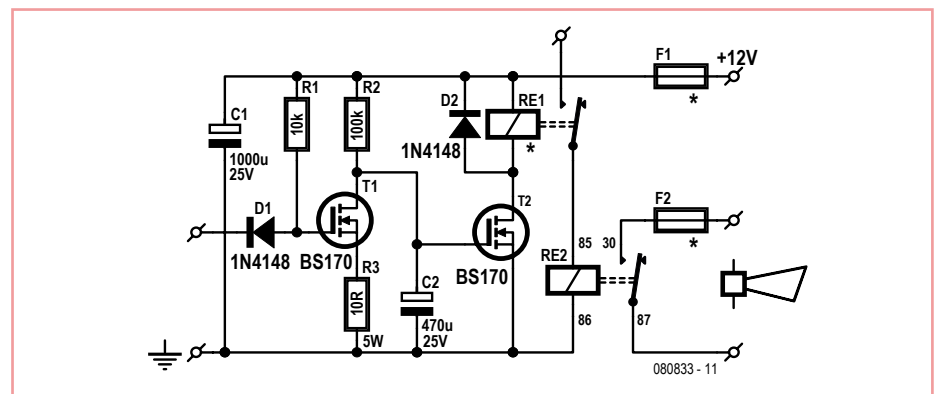


Hagay Ben-Elie (Israel)

En las alarmas de coche se debe poner el énfasis en poder escuchar la alerta de sonido e identificar que es la nuestra. Por desgracia, los sistemas de alarma de coches modernos parecen tener todos, más o menos, el mismo sonido de alarma, especialmente si son de la misma marca. Además, para cumplir con las restricciones legales de ruido, el sonido de la alarma no siempre es lo suficientemente fuerte como para oírlo si el coche está aparcado debajo de la calzada.

El circuito que se muestra aquí está diseñado para ayudar a amplificar el sonido de la alarma activando también la bocina del coche cuando la alarma se apaga.

A menudo, el sistema de alarma del coche proporciona internamente una señal que activa (opcionalmente) el inmovilizador del motor y/o los sensores volumétricos (o de ultrasonidos). Normalmente, esta señal pasa a nivel bajo cuando el sistema la dispara y, de nuevo nivel alto, cuando el sistema de alarma es desactivado. La señal de activación de alarma se lleva al cir-



cuito a través del diodo D1. En el estado de reposo, la puerta de T1 está a nivel alto y, en consecuencia, el FET conduce, manteniendo la alimentación del FET T2 firmemente desconectada. Cuando el sistema detecta una señal activa a nivel bajo, T1 se corta, permitiendo la carga de condensador C2 a través de R2 con una determinada temporización. Unos 15 segundos más tarde, cuando la tensión en los extremos de C2 es lo suficientemente alta,

T2 comienza a conducir y activa del relé RE1. Éste, a su vez, proporciona el camino requerido para la señal de "disparo de luces" que activa el relé RE2 y proporciona la tensión de batería a la bocina del coche.

Cuando el sistema de alarma se desactiva, la señal de activación vuelve a su nivel lógico alto. El transistor T1 comienza de nuevo a conducir y descarga rápidamente C2 a través de T3. Como consecuencia, T2 se corta y el relé

RE1 se desactiva. El diodo D2 elimina la fem de retorno del relé RE1.

El circuito consume menos de 2 mA cuando están en reposo. Cuando está activado, el consumo de corriente del circuito es prácticamente el de la bobina de RE1.

RE1 es un sencillo relé SPST o SPDT, capaz de trabajar con corrientes de unos 0,5 A (con 12 V). La bobina está dimensionada para 12 VDC y los requerimientos de corriente son los más bajos que podamos encontrar. El fusible F1 debe ser del

tipo de fusión lenta y dimensionado a un valor de unas dos veces la corriente de bobina de RE1.

El transistor T2, un BS170, puede proporcionar una corriente continua de unos 0,5 A. Sin embargo, se puede alcanzar un valor de hasta 1,2 A según las propias especificaciones de Fairchild. Para mantener la corriente "d-s" del FET a unos valores seguros durante la descarga de C2, tendremos que incrementar R2, disminuir C2 e incrementar R3, todos ellos en la misma proporción. Un factor de 2 mantendrá al FET a salvo de

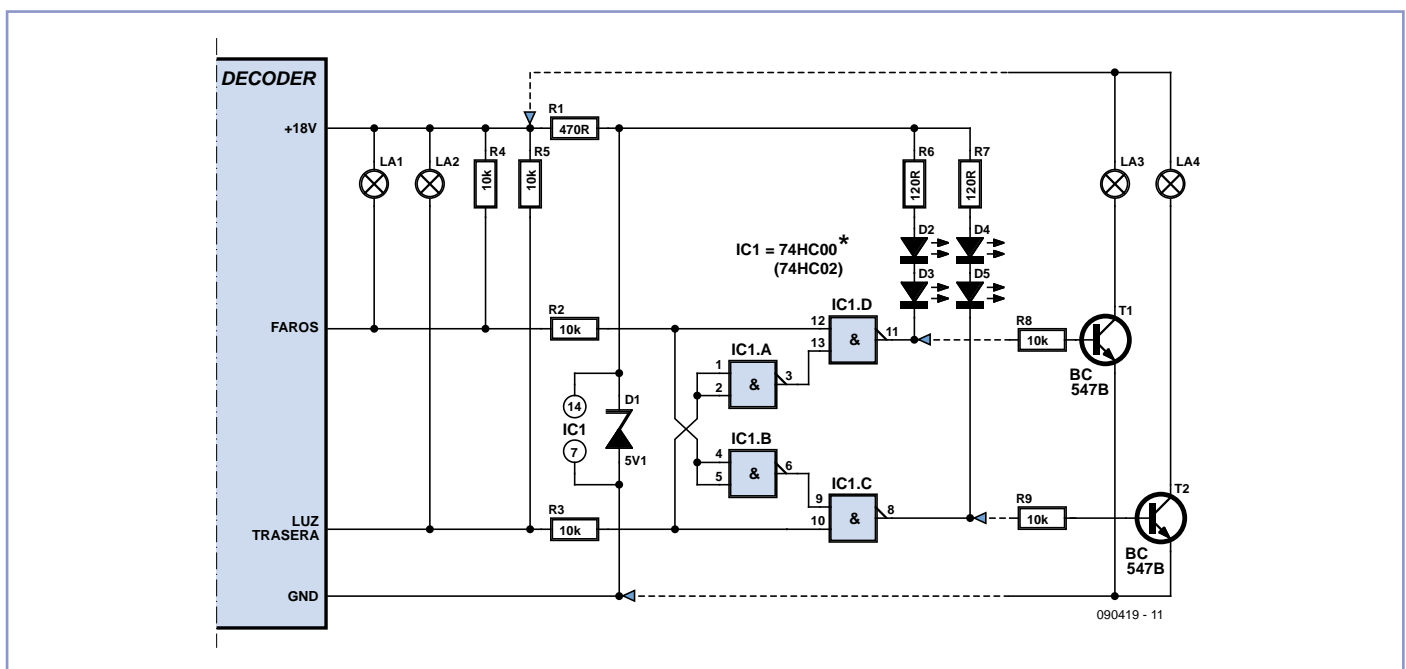
daños, con un ligero cambio en el retardo de 15 segundos y en la sensibilidad del circuito.

El condensador C1 se ha usado como condensador de filtrado y F2 debe estar dimensionado de acuerdo con el consumo de corriente máximo de la bocina.

(080833)

**Precaución.** La instalación y uso de este circuito puede estar sujeto a las restricciones legales de cada país, región o ciudad.

## Luz de maniobras para locomotoras con decodificador digital



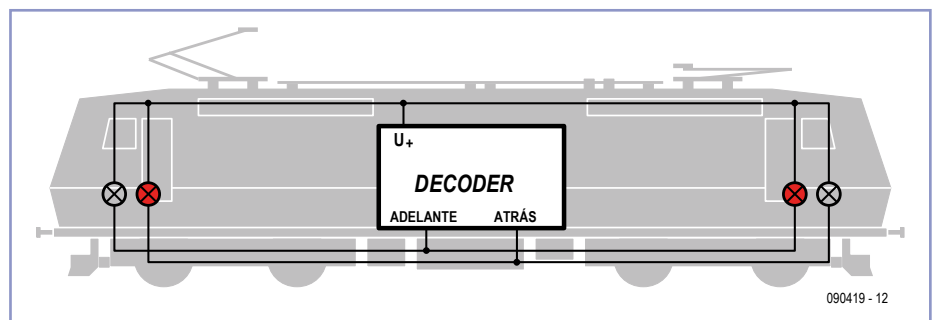
Dr. Stefan Krauß (Alemania)

Normalmente los decodificadores digitales para locomotoras tienen dos salidas para funciones luminosas.

Una enciende las luces delanteras en caso de avanzar, y la otra las traseras al ir marcha atrás. Si la locomotora dispone de luces rojas al final, éstas se conectan a ambas salidas (véase la imagen).

En muchos decodificadores digitales pueden asignarse funciones a las salidas a voluntad (Function Mapping). Con ello es posible por ejemplo, aparte de encender la iluminación normal con la marcha adelante, también señalar una maniobra, con lo que se encienden las luces a ambos lados de la locomotora.

En modelos de locomotoras con luces traseras, en este caso tendremos que desactivar las luces rojas. Esto se debe a que las luces traseras se encienden solas, de acuerdo con



las correspondientes salidas programadas del decodificador. Las salidas para funciones, sin embargo, son un recurso limitado que uno debería de utilizar a su gusto para otras tareas, como por ejemplo las luces conmutables de la cabina.

He aquí un simple circuito para garantizar que las luces traseras rojas permanezcan apagadas cuando ambas salidas están activas.

El circuito se utiliza en las líneas de ambos grupos de luces traseras y se basa esencialmente en la combinación lógica de las cuatro puertas NAND de un 74HC00, que operan los LED directamente. Las resistencias en serie R6/R7 así como R1 han sido dimensionadas para una corriente de 10 mA. Las resistencias de pull-up R4/R5 pueden obviarse en caso de utilizar bombillas para las luces delante-

ras –como se muestra aquí. Sin embargo, son necesarias si optamos por LED. El diodo Zener D1 junto con la resistencia R1 suministra la tensión de alimentación a 5 V para el integrado lógico.

Para el control de las luces traseras utilizando bombillas se dispone de un circuito alternativo con los transistores T1 y T2. Ya que forman etapas inversoras, en la versión con

bombillas del circuito, para IC1 se utiliza un 74HC02 (NOR en lugar de NAND). Además, para minimizar las pérdidas en la resistencia R1, ésta se ha incrementado a 2k2. Las conexiones para las luces delanteras y traseras serían las siguientes:

**Luz delantera del tren = D2/D3** (versión con LED) o LA4 (versión con bombillas).

**Luz trasera del tren = D4/D5** (versión con LED) o LA3 (versión con bombillas).

El circuito puede montarse fácilmente en una tarjeta perforada e introducirse directamente en la locomotora. Los expertos en soldadura pueden utilizar el IC1 en encapsulado SMD, hacer las conexiones con cable de cobre lacado y albergar todo en un pequeño macarrón termorretráctil.

(090419)

## Entrada de línea para el Zoom H2

Berto Aussems (Holanda)

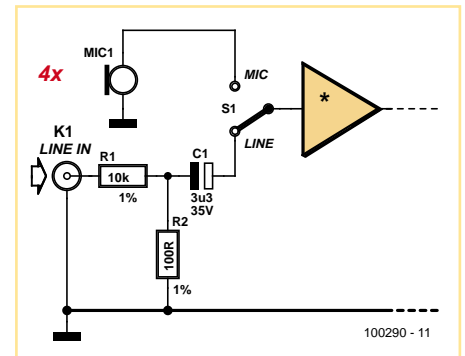
El Zoom H2 es una popular grabadora de audio portátil. Esta grabadora puede registrar cuatro pistas al mismo tiempo, pero lamentablemente esto sólo es válido para la señal de los cuatro micrófonos que lleva incorporados. Con la modificación aquí descrita, se pueden grabar también cuatro señales a nivel de línea. Para eso se integran cuatro entradas RCA en la grabadora la cuales se atenúan 40 dB con un divisor de resistencias. El condensador bloquea la tensión de alimentación del micró-

fono electret, que en caso contrario llegaría a las entradas de línea, lo que naturalmente no es la intención. Con dos interruptores se puede seleccionar entre la entrada de línea y el micrófono como fuentes de grabación. Un video en YouTube (ver enlace) muestra cómo se puede adaptar el H2.

(100290)

Enlaces Web:

[www.youtube.com/watch?v=N1vJq13ukrk](http://www.youtube.com/watch?v=N1vJq13ukrk)



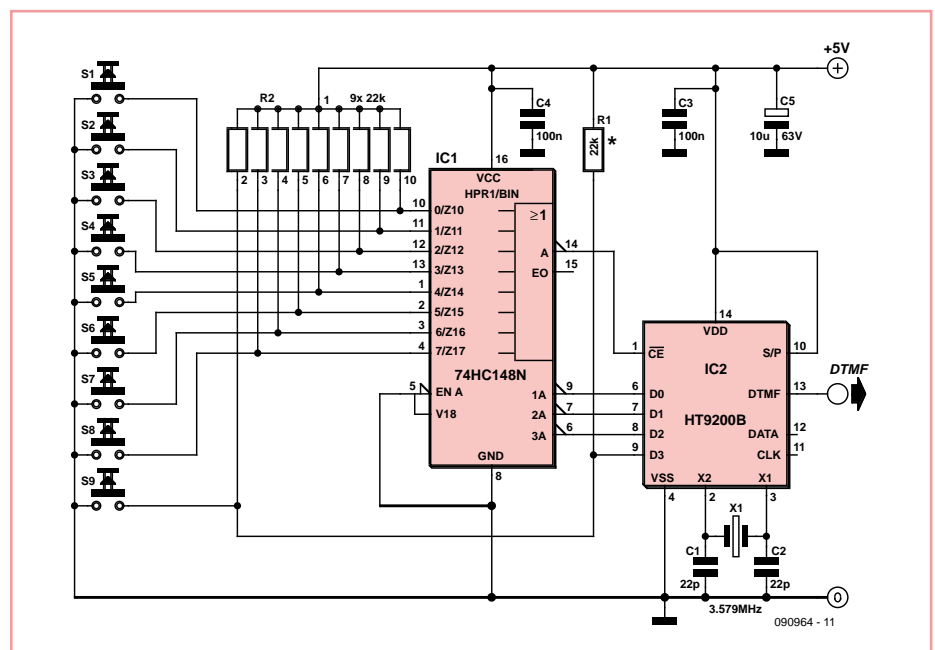
## Enlace DTMF de 8-canales: Codificador

Angelo La Spina (Italia)

Generadas millones de veces cada día por nuestros teclados de teléfono, las 8 frecuencias DTMF fueron elegidas de manera que los armónicos y la intermodulación no generasen niveles de señal significativos en la banda. La señal es codificada como un par de ondas senoidales asegurando que ninguna frecuencia es un múltiplo de otra y que la suma y diferencia entre dos frecuencias no coincide con ningún tono (jeste es el motivo de por qué los tonos DTMF suenan tan horrible!).

El circuito codificador DTMF que presentamos aquí está basado en el componente generador de tonos HT9200B producido por Holtek y distribuido por Futurlec ([www.futurlec.com](http://www.futurlec.com)), entre otros. El codificador está complementado por su correspondiente descodificador que nuestros lectores pueden encontrar en otro artículo de este número. El HT9200B es suministrado como un bonito componente de 14 terminales con el formato antiguo. Puede ser controlado por un microcontrolador para generar 16 tonos duales y (sólo en modo serie) ocho tonos independientes a partir del terminal de salida DTMF.

Su "hermano pequeño" de ocho terminales, el HT9200A, proporciona sólo un modo serie mientras que el HT9200B contiene un interfaz de modo serie/paralelo seleccionable para



varias aplicaciones, tales como sistemas de seguridad, automatización doméstica, control remoto a través de líneas de teléfono, sistemas de comunicación, etc.

Se utiliza un codificador 74HC148 de prioridad 8-a-3 para convertir la información del teclado, proveniente de las teclas S1-S8,

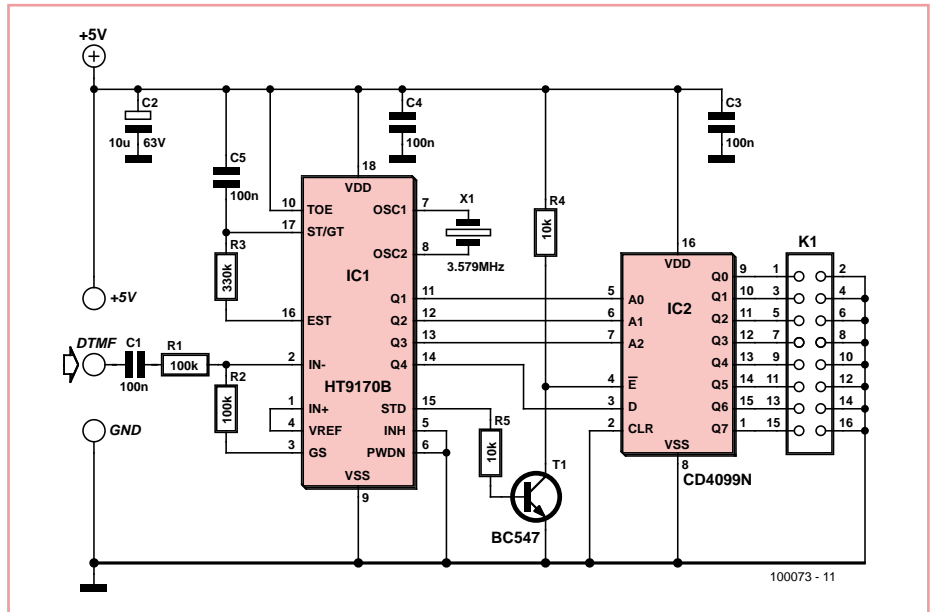
en palabras de selección de tonos de 3 bits que el HT9200B es lo que quiere ver como su entrada. El noveno conmutador, S9, está conectado a la entrada D3 del circuito codificador. Pulsando uno de los conmutadores S1-S8 se genera una palabra complementaria de 3 bits en las salidas A0, A1 y A2 de





Bajo. Como la entrada "Enable" del "latch" IC2 necesita un pulso que pase a nivel Bajo para "disparar" una salida, la condición lógica tiene que ser invertida mediante el transistor T1. El estado de las salidas individuales Q0-Q7 (sacadas a través de los terminales de K1), representa el estado activo/activo de los pulsadores S1-S9. Sólo una de las salidas Q0-Q7 cambia su estado lógico. En realidad, la correspondencia es en el orden inverso, es decir, presionando S1 será la salida del codificador Q7 la que se verá afectada, S2 afectará a Q6, S3 a Q5 y así sucesivamente hasta S8, que controlará la salida Q0.

Las señales de salida de K1 tienen valores CMOS, por lo que se debe mantener su especificación de corriente máxima de salida de entrega/entrada específica del CD4099. La especificación puede variar entre fabricantes, por lo que deberemos trabajar con las hojas de características en caso de duda. Como ejemplos que trabajarán de forma segura en la mayoría de los casos, se pueden conectar diodos LED de baja corriente, con los cátodos en un punto común, en K1, por medio de resistencias de 2,2 kΩ. El mismo valor puede usarse para los LED de los optoacopladores del tipo TIL199, mientras que se recomienda una resistencia de 470 Ω para un MOC3020M. Ante cualquier cosa que conectemos en K1, nos aseguraremos de que las salidas del CD4099 no están sobrecargadas. Al igual que en el codificador, el descodificador puede ser construido sobre una placa de



	1209 Hz	1336 Hz	1477 Hz	1633 Hz
697 Hz	0001	0010	0011	1101
770 Hz	0100	0101	0110	1110
852 Hz	0111	1000	1001	1111
941 Hz	1011	1010	1100	0000

prototipos, con lo que somos libres de diseñar nuestra propia placa. La combinación de codificador/descodificador puede comunicarse, bien a través de una línea de 2 dos cables (de longitud considera-

ble), bien de forma inalámbrica mediante un transmisor y un receptor de audio autorizados, o bien sobre líneas de tensión de red CA, usando los interfaces adecuados.

(100073)

## Medir y comprobar rápidamente

Leo Szumylowycz (Alemania)

Ya que una imagen vale más que mil palabras, he aquí una de las aportaciones a un especial de verano más cortas que se han hecho nunca. Un gato de cinco kilos saltó sobre los compartimentos con LED de la caja de herramientas del autor. 1000 componentes de 40 tipos distintos, ¡todos mezclados! Hacía falta un dispositivo de medida rápida, que tuviera por ejemplo una fuente de alimentación regu-

lable mostrando digitalmente tanto corriente como tensión. En cuanto a los clips, deben utilizarse niquelados de medida estándar. En la tarjeta pueden soldarse naturalmente conectores de banana o similares. Si lo desea, también puede añadir tacos de goma en la cara inferior, de este modo evitamos problemas con cualquier superficie conductora que haya debajo.

(090969)



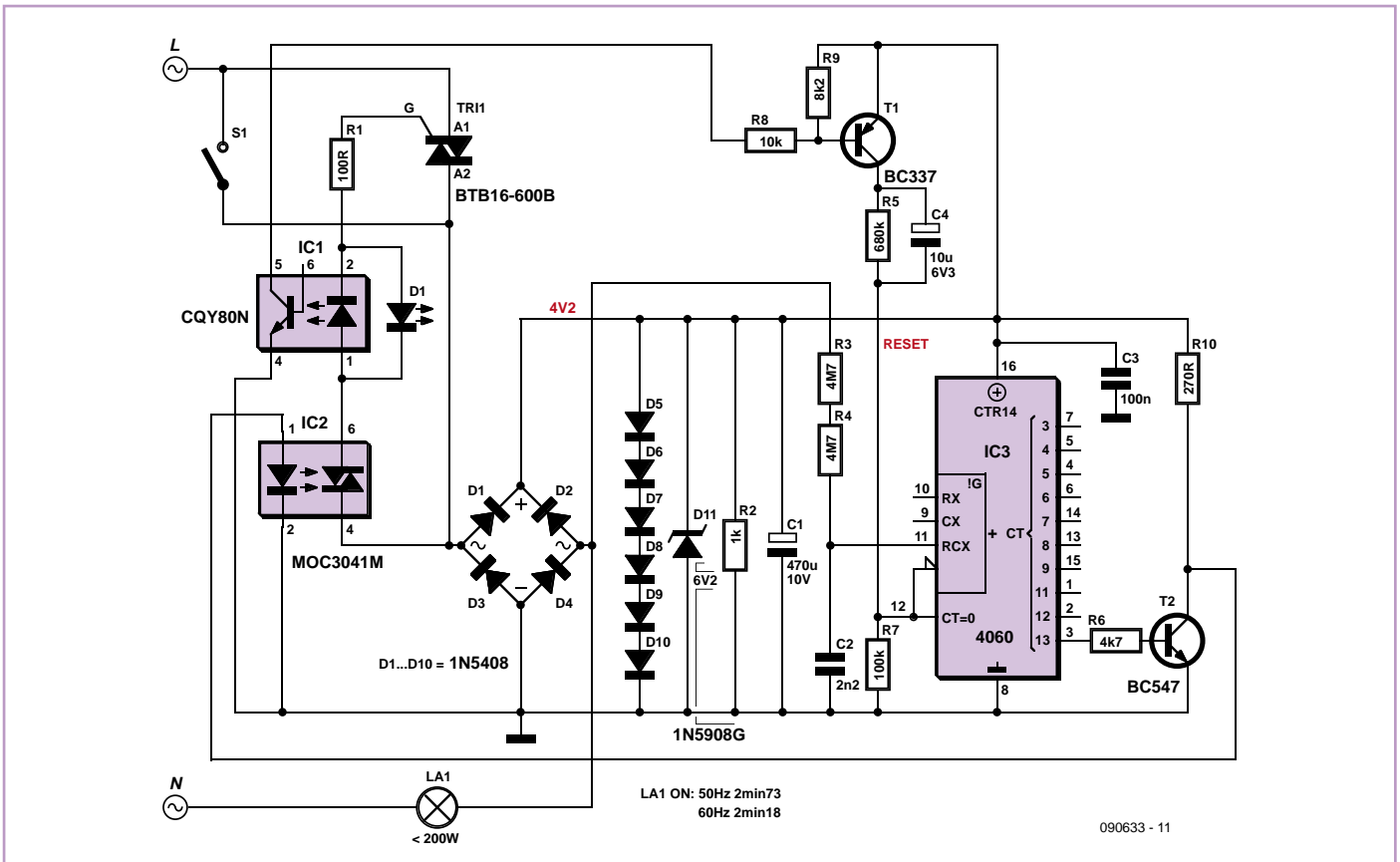
## Control para luz exterior

Harald Schad (Alemania)

Cuando uno entra en una casa iluminada estando el exterior muy oscuro, al principio no ve demasiado bien. La solución se presenta en una luz externa con desconexión automática. Además, acertar con la llave en la cerradura dejará de ser un desafío para los recién llegados.

En donde ya se incluye un sistema temporizador en la propia instalación de la casa, generalmente no se dispone de un cable de neutro, lo cual impide cualquier diseño posterior. En el circuito aquí mostrado esto no tiene importancia. No se utilizan componentes voluminosos como transformadores, con

lo que el montaje puede hacerse incluso dentro de una caja de conexiones. Otra ventaja es el consumo extremadamente bajo del circuito en estado de reposo. Éste comienza en el interruptor de la instalación de la casa, (pulsador) S. Se ilumina la luz mediante el puente rectificador. En los diodos



D5 a D10 caen 4,2 V, que se utilizan para alimentar el verdadero circuito de retardo con el contador binario CD4060.

El flujo de corriente circula por Tri1 tras abrirse el interruptor. En el lazo de control del triac se incluye un optoacoplador NPN, el cual detecta cuando está activo. El LED1 en anti-paralelo garantiza la simetría. El fototransistor interno NPN genera un impulso de reset mediante T1, gracias al cual se controla el contador con el pin 12. Así, tras dispararlo volverá siempre a transcurrir el tiempo al completo.

El CD4060 cuenta según la frecuencia de la red, el pin 3 se pone a nivel alto tras  $2^{14}$  pulsos,

lo cual equivale a unos 2,5 minutos (si este tiempo no basta, podemos colocar un 4060 adicional en cascada). Ahora T2 conduce, y cortocircuita el LED interno del optotriac IC2; Tri1 extingue la corriente de disparo y la luz se apaga. El circuito permanece sin corriente hasta la siguiente activación.

El circuito está pensado únicamente para cargas resistivas. Según los valores utilizados (esencialmente el puente rectificador y los diodos D5 a D10) el límite de la(s) bombilla(s) conectada(s) está en un máximo de 200 W. Es bien sabido que las bombillas pueden fundirse en el momento de encen-

derlas. Tri1 en este caso no supone un peligro, pues el interruptor lo puentea. Si se diera una sobrecarga, el resultado deseado es que ésta repercuta en D5 a D10. Este montaje en concreto no dispone de un fusible adicional, pues tampoco sería fácil de reemplazar. ¡Tampoco es que se trate de un dogma!

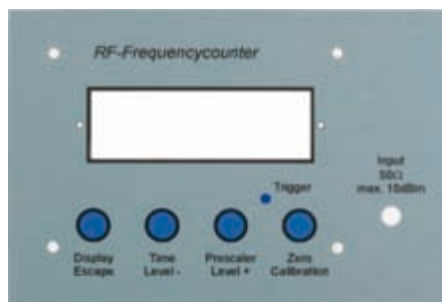
**Los circuitos con tensiones de red han de ser manipulados e instalados por un electricista cualificado según la normativa pertinente (por ejemplo VDE 0100).**

(090633)

## Paneles frontales con plástico para alfombrillas de ratón

Kai Riedel (Alemania)

Conseguir un diseño del panel frontal de un equipo supone todo un problema para muchos electrónicos. El papel para transparencias común sólo sirve bajo algunas circunstancias, ya que generalmente tiene una superficie satinada. Los papeles aptos han de colocarse por la cara adecuada, pues así se evita cualquier posible reflexión de la luz. En el área profesional normalmente se utilizan las hojas



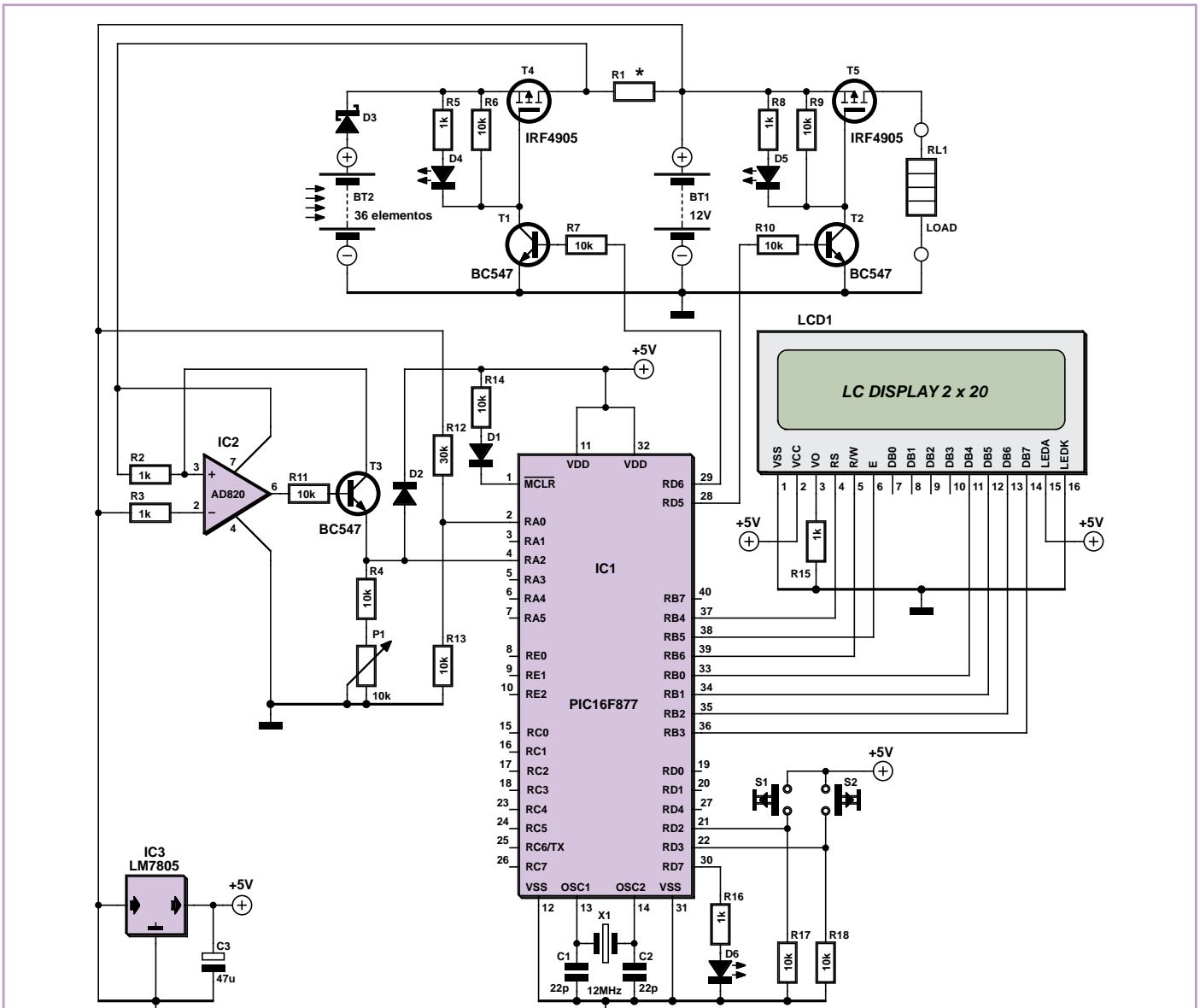
“Autotex InkJet” del fabricante MacDermid [1]. No obstante, en caso de encargar pequeñas tiradas los precios son bastante altos.

Una alternativa más asequible son los plásticos de las alfombrillas para el ratón (por ejemplo los de Pearl, artículo nº VM-5123-913, 2 hojas a 4,90 € [2]). Con dichas hojas especiales (con una cara ligeramente rugosa) pueden fabricarse rápidamente etiquetas para paneles frontales con buena presencia. Para





# Cargador/monitor de batería de panel solar



**Matthijs Hajer (Holanda)**

El autor ha estado ocupado durante el año pasado en la construcción de un sistema autónomo de paneles solares (incluyendo la propia construcción de los paneles). Este tipo de sistemas almacena la energía generada en baterías, en contraposición con un sistema conectado a la red donde la potencia generada se entrega directamente a la red de 230 V. Se ha desarrollado un circuito cargador de batería/monitor para cargar las baterías de este sistema de forma correcta, protegerlas contra una descarga demasiado profunda y monitorizar sus prestaciones. Las especificaciones de los paneles solares: 150 W pico @ 14,5 V. Teniendo en cuenta todas las pérdidas (cristal, temperatura, cables, etc.), la corriente medida de los paneles juntos asciende a unos 7,5 A en un día soleado (en la práctica no se

consigue la potencia pico indicada por el fabricante). No es un cargador rápido. Este cargador va especialmente dirigido a paneles solares y a aquellos (energía eólica e hidráulica) donde la corriente máxima de carga es mucho más pequeña que 0,1 de la capacidad de la batería. El circuito está construido alrededor de un microcontrolador PIC 16F877. La tensión de la batería se mide a través de la entrada RA0 con la ayuda de un divisor de resistencias 1:3. Para medir la corriente de carga se utiliza una medición "high-side" a través de R1 (el valor de cerca de 0,03 está compuesto de varias resistencias puestas en serie). IC2 amplifica la tensión medida sobre R1 y proporciona a través de T3 una tensión de 350 mV/A en la entrada RA2 del PIC. El operacional de esta medición de la corriente tiene que tener unas buenas caracte-

terísticas rail-to-rail y poseer un bajo Offset de entrada. El factor de amplificación asciende a  $(R4+P1)/(R2)$  y la tensión sobre la resistencia  $(R4+P1)$  es lineal con la corriente medida. El Offset de la salida, que genera el propio operacional, se mide en el momento en que se sale de la "pantalla informativa" y a partir de ese momento se le utiliza como "Offset cero" para la medición de la corriente. D2 protege el PIC contra tensiones de entrada demasiado altas. La potencia suministrada y la capacidad se calculan basándose en las mediciones de la corriente y la tensión de la batería. Esta información se muestra en la pantalla LCD de 4x16. El FET T4 conecta los paneles solares con la batería para su carga y la desconecta cuando está llena. El FET T5 conecta la carga a la batería cuando hay tensión suficiente y la desconecta cuando la tensión está demasiado baja.

El diodo Schottky evita que la batería se descargue lentamente a través del panel solar, cuando haya oscurecido. Necesitamos T1 y T2 para poder controlar los FET, que están al nivel de la tensión de la batería con las salidas de 5 V del PIC. Los LED D4 y D5 indican cuando el FET correspondiente está conectado. Hay que proveer al diodo Schottky, a la resistencia de medición y a los FET de un pequeño disipador.

El código del PIC está escrito en C y se ha compilado con el compilador de HI-TECH C Pro (Lite mode) desde MPLAB. El código utiliza poca memoria y no es muy crítico a nivel de tiempo. Al único punto que hay que prestar atención es al firmware, que tiene que funcionar con una frecuencia de unos 10 Hz para una correcta medición de la capacidad (Ah). Después de un reset, el PIC carga los valores de la capacidad [Ah] y [mAh] de la EEPROM y aparece a continuación la "pantalla informativa" con el número del firmware, las tensiones de conexión y desconexión de la carga y las tensión donde el cargador para de cargar. En esta situación, el cargador y la carga están desconectados. El PIC realizará 10 mediciones después de pulsar S1 ó S2 para determinar el Offset de la etapa de medición de la corriente (IC2). Se toma la media de estas mediciones, y a partir de ese momento se utiliza para corregir las mediciones de todas las corrientes.

Con S1 se arranca el programa principal, donde la tensión de la batería determina si se conecta o desconecta la carga. La carga se conecta directamente si se pulsa S2 hasta que la tensión de la batería haya bajado por debajo de 11,5 V.

El programa principal se ejecuta 10 veces x segundo, el LCD se refresca con una frecuen-

cia de 2 Hz. El programa principal lee primero los valores de los convertidores A/D y a continuación calcula V, I, P y C. Basándose en estos datos se conmuta el cargador y la carga.

S1 tiene sólo una función en la pantalla principal: en el momento de pulsar este botón se guarda la capacidad [Ah] y [mAh] en la EEPROM y se muestra la pantalla informativa.

La función watchdog del PIC está activada. Si ocurre un error en el software, el PIC se resetea. Este entra entonces en la pantalla informativa. El cargador y la carga se encuentran entonces desconectados, una situación segura. De esta manera se protege la batería contra sobrecargas y descargas en caso de que el PIC se quede colgado. Por lo tanto, a la hora de programar el PIC, habrá que activar los bits de configuración del temporizador watchdog. También se activan al principio del programa en C.

Los límites de carga de una batería provienen de la hoja de características de YUASA y han sido aplicados con criterio propio. Este tipo de baterías de gel de plomo libres de mantenimiento son muy aptas para sistemas de energía solar. Para otras baterías habrá que adaptar quizás las tensiones que aparecen en el código. Los valores utilizados son:

14,5 V: Tensión de gasificación

13,6 V: Tensión flotante (corriente de carga baja)

12,7 V: Sin carga, 100% tensión cargada (no hay corriente de carga)

11,5 V: Cargado al 50% con carga pequeña (I < 0,01 CA)

El cargador se conecta en el momento en que la tensión está por debajo de 13,6 V. El cargador de desconecta si durante la carga la ten-

sión sube por encima de 14,5 V. Como entonces la batería sólo está llena el 80% (según la hoja de características), la tensión caerá otra vez por debajo de 13,6 V. Si esto ocurre, el cargador se conectará pasados 10 segundos y la tensión de la batería volverá a subir. Esta conexión y desconexión del cargador se sigue repitiendo, pero el tiempo de "cargador desconectado" aumenta cada vez más a medida que la batería se llena cada vez más. Por la noche la tensión de la batería (de una batería llena) baja lentamente hacia 12,7.

El PIC envía cada 5 segundos a través del pin RC6/TX una cadena de texto (2400 baudios, 8n1) que indica el estado actual. Esta cadena se puede enviar, por ejemplo, a un servidor Web o un registrador de datos. Ejemplo:

```
K_+12055|mV_+00826|mA_+00694|Ah_+00685|mAh-
```

La composición es:

```
<Longitud>_<valor>|<unidad>_<valor>|<unidad>_<valor>|<unidad>>_<valor>|<unidad>><CRC>
```

<Longitud> = longitud de la cadena incluyendo CRC (+ offset 32 para que quede dentro de la serie ASCII)

\_ = símbolo de separación, después viene el valor

| = símbolo de separación, después viene la unidad

<CRC> = suma de los caracteres anteriores mod 256.

El código fuente y hex de este proyecto están disponibles en el sitio Web de Elektor bajo el número 090544-11. El controlador programado está disponible bajo el número 090544-41.

(090544)

## Hacer una misma carátulas frontales

Henk van Zwam (Holanda)

En otra parte de esta edición puedes encontrar un artículo sobre Galva, un programa práctico de diseño de carátulas frontales. Cuando hayas terminado tu diseño, surgirá la pregunta: ¿Cómo lo paso a una carátula frontal?

Una posible solución es la siguiente. Existe un material imprimible con tu propia impresora. Se llama "waterslide transfer" o "waterslide decal paper" y es el mismo material que muchos conocen de los aviones de modelismo: las etiquetas que se despegan remojándolas en el agua para pegarlas a continuación en los aviones.

El material se parece al papel fotográfico y lo venden en dos versiones: para impresoras (de



color) láser o impresoras de chorro de tinta. Para ambos tipos de impresoras existen hojas transparentes u hojas con color de fondo. La impresora determina el color de las letras. En el enlace que hay debajo del artículo se puede

encontrar mucha información sobre este material, también videos de demostración.

El uso es igual de fácil que la impresión de una hoja normal de papel. Cuando utilizas una impresora láser (de color o negra), el toner se funde en el material, de modo que queda bien pegado. Si utilizas una impresora de chorro de tinta, hay que fijar la tinta después de imprimirla sobre el material. Para eso se vende un spray con un medio especial de fijación.

La siguiente manipulación concierne a la colocación del material sobre la cubierta frontal. Primero se desengrasa la placa de aluminio y después se le provee de varias capas de spray con recubrimiento de color gris mate para laca de coches.

Recorta los textos y símbolos de la hoja madre y deja que caiga uno sólo dentro del agua. Después de más o menos medio minuto, dependiendo de la temperatura del agua, podrás sacar la etiqueta del agua y probar si se desliza del papel. Si este es el caso, la etiqueta se puede deslizar a su sitio. Mantén la etiqueta con una pinza en su sitio y elimina con cuidado el agua que hay por debajo de la etiqueta con un bastoncillo de algodón. Si la carátula frontal se ha terminado y se ha secado bien, es aconsejable

aplicar unas finas capas de barniz sobre ella con la ayuda de un spray. Deja que se seque durante media hora entre dos capas de barniz.

Consejos:

1. Utiliza agua desmineralizada si el agua corriente contiene cal.
2. No utilices detergente líquido para reducir la tensión superficial, esto genera manchas de jabón.

Si buscas en Internet por las palabras “waterslide transfer” o “waterslide decal paper”

encontrarás mucha información y direcciones donde se venden. También hay suministradores que venden estas hojas de papel de transferencia por unidad, habrá que buscarlos.

(100387)

### Enlaces Web:

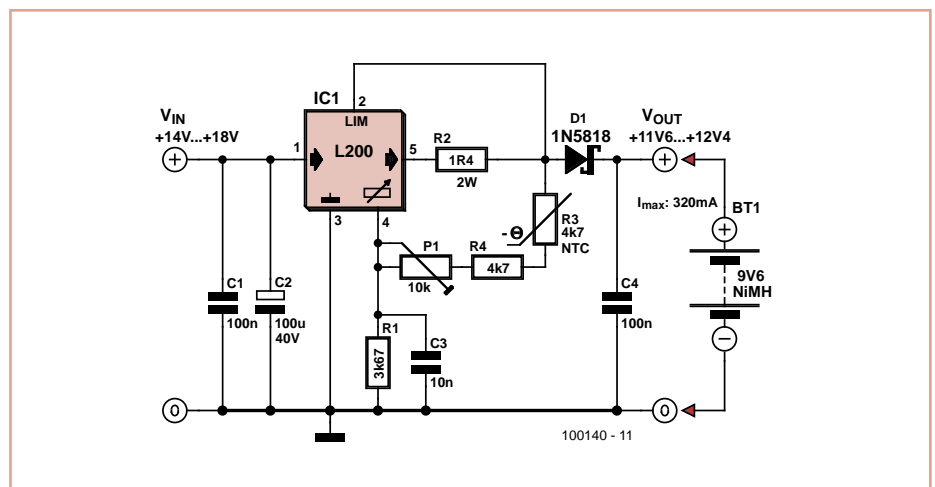
<http://www.papilio.com/laser%20water%20slide%20decal%20paper%20original%20pas.html>

## Circuito de carga con L200

Wolfgang Driehaus (Alemania)

Este circuito nació de la necesidad de diseñar inmediatamente un regulador de carga para baterías NiMH. No se disponía de ningún integrado especial, pero sí de un regulador de tensión L200 y una NTC de 4,7 kΩ. Aparte de la desconexión basada en delta-u comúnmente utilizada, puede utilizarse otro criterio para detectar la carga completa en base a la temperatura de las células.

De este modo, el circuito con el L200 y la NTC se sitúan en el lazo de control principal. La tensión de salida “en frío” debería ser de unos 1,55 V por célula. Dicha tensión “en caliente”, con una temperatura de célula entre 35 y 40 °C, es de aproximadamente 1,45 V. A esta temperatura la NTC utilizada tiene una resistencia de 3,3 kΩ. Así puede prevenirse una sobrecarga que resultaría peligrosa. La tensión de carga óptima se ajusta con P1. R2 limita la corriente de carga a 320 mA. El autor ha provisto al integrado un pequeño disipador de 20 K/W, con el fin de soportar unas pérdidas en potencia de 1,2 W.



El circuito de carga puede permanecer conectado durante largo tiempo con las baterías, para iniciar la carga basta con conectarlo a la red. La fuente de tensión de 12 V no estabilizada del autor suministra en vacío unos 18 V y con carga 14 V. Debido a que se reduce la tensión dándose cargas

completas, debe evitarse la carga continuada de las baterías. El autor carga con este circuito las baterías de una linterna regularmente. Tras tres años y unos 150 ciclos de carga no se aprecia disminución alguna en su capacidad.

(100140)

## Receptor AM con mezclador de cuadratura

Gert Baars (Holanda)

Este circuito describe un receptor superheterodino simple donde se puede suprimir el espejo sin filtro de entrada, utilizando dos mezcladores del tipo NE(SA)612 que funcionan cada cual a 90° en desfase. La frecuencia espejo se suprime con un front-end de cuadratura y el ruido del mismo desaparece. Con esto la sensibilidad mejora unos 6 dB.

Dos biestables D dispuestos como contadores de línea proporcionan la rotación de fase del oscilador de línea. Las salidas de los biestables tienen siempre el mismo orden. Se obtiene

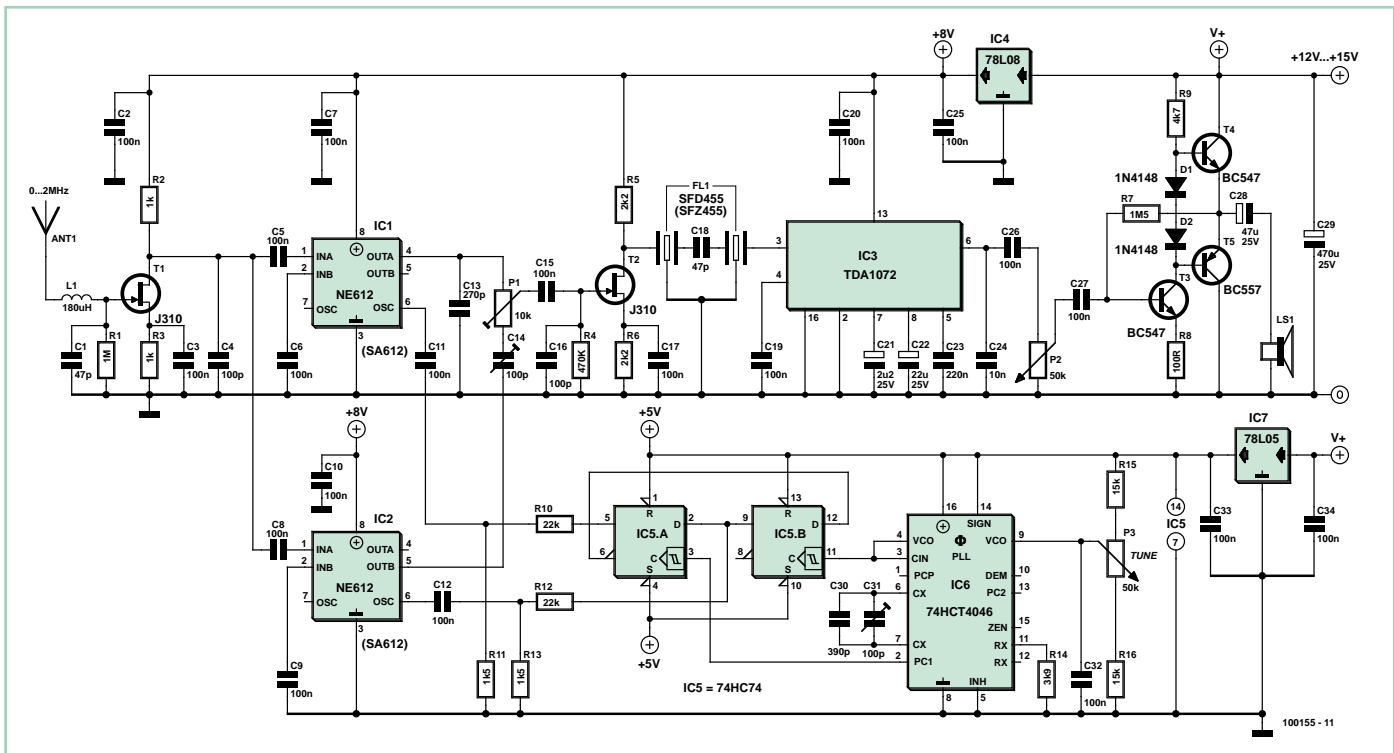
una frecuencia que resulta ser la mitad de la del oscilador – pero con una diferencia mutua de 90°. Aquí se llaman estas señales “Q” (quadrature) e “I” (in phase).

Dos combinaciones RC sencillas generan la rotación de la fase en la salida. Con un potenciómetro en el mezclador Q se ajusta la rotación de la fase a -45°; en el mezclador I esta se ajusta a +45° con el condensador de ajuste (C14). Por lo tanto, la diferencia en fase es de 90°. En el potenciómetro de ajuste (P1) se realiza la suma. En esta configuración la frecuencia de recepción es igual a  $F_o - F_{if}$  y la frecuencia espejo es igual a  $F_s = F_o + F_{if}$ , donde se suprime esta última.

En una MF baja, como en SDR, la rotación de la fase después de los mezcladores tiene que ser una banda relativamente ancha, porque la frecuencia MF es baja en relación con el ancho de banda MF. Resulta más fácil y se solventa mejor mediante software que con un complejo circuito RC de desplazamiento de fase. En este receptor AM el ancho de banda MF es pequeño en relación a la frecuencia MF central 455 kHz y el error máximo de la fase no es digno de mención incluso con una sencilla combinación RC.

Para la desmodulación utilizamos un integrado estándar: el TDA1072. Para controlar un





altavoz, construimos una sencilla etapa amplificadora con un par de transistores (BC547 y BC557) y una regulación de volumen con un potenciómetro (P2). Durante el ajuste se puede configurar la frecuencia más baja del VCO para recibir DC. Se puede hacer a oído, porque el ruido desaparece y se oye un zumbido de 50 Hz. El

ajuste de la rotación de fase se puede hacer con una emisora que hay en la frecuencia espejo. Por cierto, puede ser que la rotación de fase fijada en la salida del mezclador Q no sea exactamente  $-45^\circ$ , sino por ejemplo  $-43^\circ$ . Ajustando entonces el condensador de ajuste de tal forma que se desplace  $+47^\circ$  obtendremos

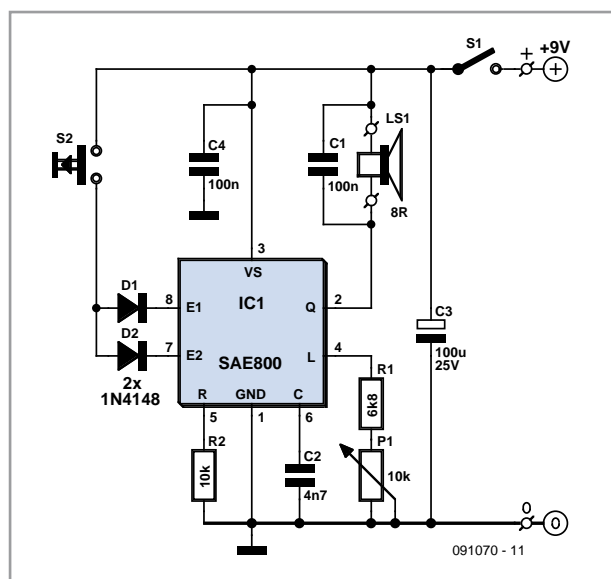
otra vez una diferencia de  $90^\circ$ . Es cuestión de ajustar alternadamente el potenciómetro y el condensador de ajuste, donde la supresión aumenta un poquito más cada vez, hasta que ya no se perciba la emisora por una supresión aumentada de la frecuencia espejo.

(100155)

## Claxon musical para BTT

Christian Tavernier (Francia)

Si sois a la vez aficionados a la BTT (Bicicleta Todo Terreno) y hábiles con el soldador, os proponemos realizar esta bocina musical que, además del hecho de tener una sonoridad claramente más agradable que la de un simple timbre, hará girarse, generalmente, a los transeúntes con una gran sonrisa en la boca, ya que se verán sorprendidos al escuchar estas pequeñas notas que salen de una BTT. Por este motivo, hemos cambiado el destino del circuito integrado SAE800 que, teóricamente, está destinado a realizar timbres o "gongs" musicales en las puertas de habitaciones. Este circuito sólo pide unos pocos componentes externos y puede funcionar con cualquier tensión comprendida entre 2,8 V y 18 V. Esto equivale a decir que, incluso con una pila cuidadosamente uti-



lizada podría funcionar, en detrimento de la potencia sonora, es verdad. Dicha potencia

es relativamente importante y puede ser dosificada, en una cierta medida, por medio de potenciómetro P1. El interruptor S1 sólo es indispensable si deseamos hacer que la pila dure el mayor tiempo posible. En efecto, cuando el circuito no está activado, es decir, mientras no se actúe sobre el pulsador S2, pasa automáticamente a modo de espera y no consume más que un pequeño  $\mu\text{A}$ . El circuito integrado IC1 puede producir tres tonalidades diferentes según estén activados E1, E2 o los dos simultáneamente. Eso lo que hemos elegido hacer aquí por medio de los diodos D1 y D2, ya que eso nos permite obtener la tonalidad más bonita, constituida por tres notas de 440 Hz, 550 Hz y 660 Hz, parcialmente superpuestas y de amplitud decreciente durante unos 7 s. Nada nos impide, claro está, elegir otra opción

cableado tan sólo D1 o D2 y, por lo tanto, dejando “al aire” la entrada no utilizada. El montaje no presenta ninguna dificultad en particular, pero deberá ser colocado en una caja de plástico lo más estanca posible, con

el fin de proteger el circuito de la lluvia. Por la misma razón, sería lógico elegir un altavoz con una membrana de plástico ya que la membrana tradicional de cartón “no se lleva bien” con la humedad. El interruptor S1 (si se utiliza) y el pul-

sador S2 serán elegidos igualmente estancos a la humedad. Para esta función se encuentran fácilmente modelos revestidos de un pequeño capuchón de caucho que son la mejor opción.

(091070-1)

## Comprobador de magneto

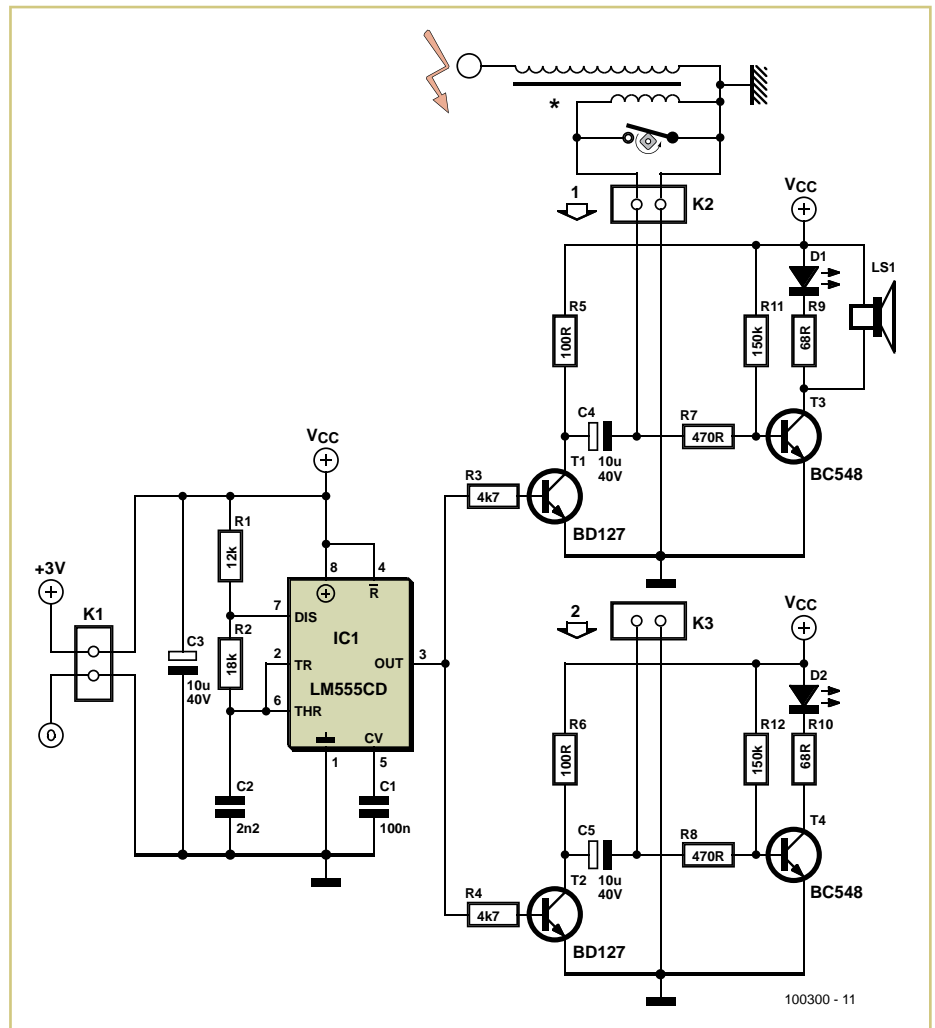
Philip Muylaert (Bélgica)

Este circuito es un comprobador para “magneto” de pequeños motores de aviación. Esta ignición magnética (bobina), se utiliza también en pequeños motores de ignición de motocicletas y cortadores de césped, en una palabra motores sin batería.

El componente a medir consta de un devanado primario en paralelo con un interruptor de desconexión. Hay que poder ajustar el momento preciso de esta desconexión. Como la resistencia de la bobina es baja, es difícil de medir cuando el interruptor está abierto o cerrado. Se puede determinar con este circuito mediante un LED y un zumbador. El circuito se ha realizado dos veces porque en los motores de aviones (Cessna, Piper y parecidos) se encuentran, cada vez más, 2 magnetos en paralelo para mayor la fiabilidad. Por lo tanto, con este probador puedes ajustar 2 magnetos, uno con respecto del otro.

El circuito consta de un 555 con varios transistores. El 555 genera una onda cuadrada de unos 3000 Hz. Esta señal va hacia los transistores NPN de potencia T1 y T2; estos pueden proporcionar bastante potencia y resisten los picos de tensión de las potentes bobinas.

La conexión de pruebas (K2 y K3 respectivamente) se conecta en paralelo al interruptor de desconexión al probar que está puesto al mismo tiempo en paralelo con la bobina magneto. El interruptor de desconexión o el interruptor abierto – cortocircuita la frecuencia de 3000 Hz. Por eso se puede detectar la diferencia entre un interruptor abierto o cerrado, a pesar de la muy baja resistencia de la bobina que queda en paralelo a este. Con el interruptor abierto los pulsos abrirán



T3 y T4 respectivamente, de modo que se encienda el LED correspondiente y se haga sonar el zumbador. Los componentes no son críticos, sólo debes asegurarte de que el

zumbador piezoeléctrico sea de un tipo sensible. La alimentación asciende a 3 V (2 pilas AA o AAA).

(100300)

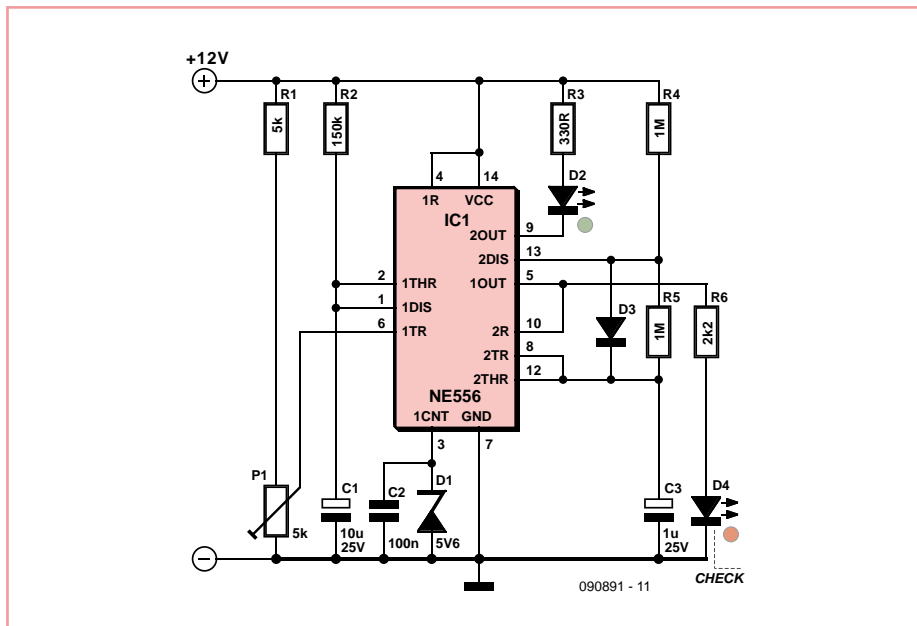
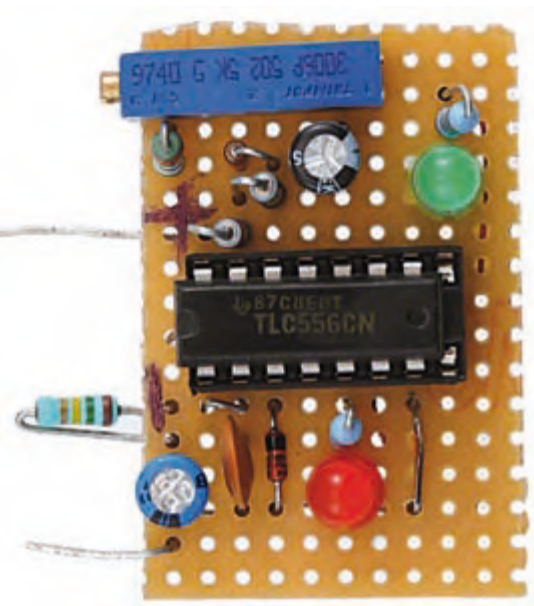
## Supervisor de tensión

Jürgen Okroy (Alemania)

Este supervisor de tensión se basa en un diseño de Elektor con el timer integrado

555 del libro “302 circuitos”, en el cual se señala el estado de la tensión (bueno/malo) mediante un LED rojo y uno verde. No obstante, el uso práctico de este circuito es

bastante reducido, pues el cambio de color al atravesarse el umbral de tensión a veces pasa desapercibido. El circuito aquí representado supervisa una tensión de 12 V (por



ejemplo la tensión a bordo de un automóvil) y mediante un LED verde parpadeando señala que ésta es ligeramente inferior a la adecuada. El LED rojo se ilumina adicionalmente cuando la tensión es definitivamente más baja.

El NE556 utilizado incluye dos 555, de los cuales uno detecta que se ha cruzado el umbral, mientras que el otro se utiliza para el parpadeo. El umbral que fija la tensión inferior se ajusta al valor deseado mediante P1.

El consumo de corriente del circuito depende del tipo de LED utilizados. Si utilizamos LED de baja corriente para el parpadeo, la resistencia en serie (330 ohmios) ha de ser significativamente mayor.

(090891)

## Temporizador universal

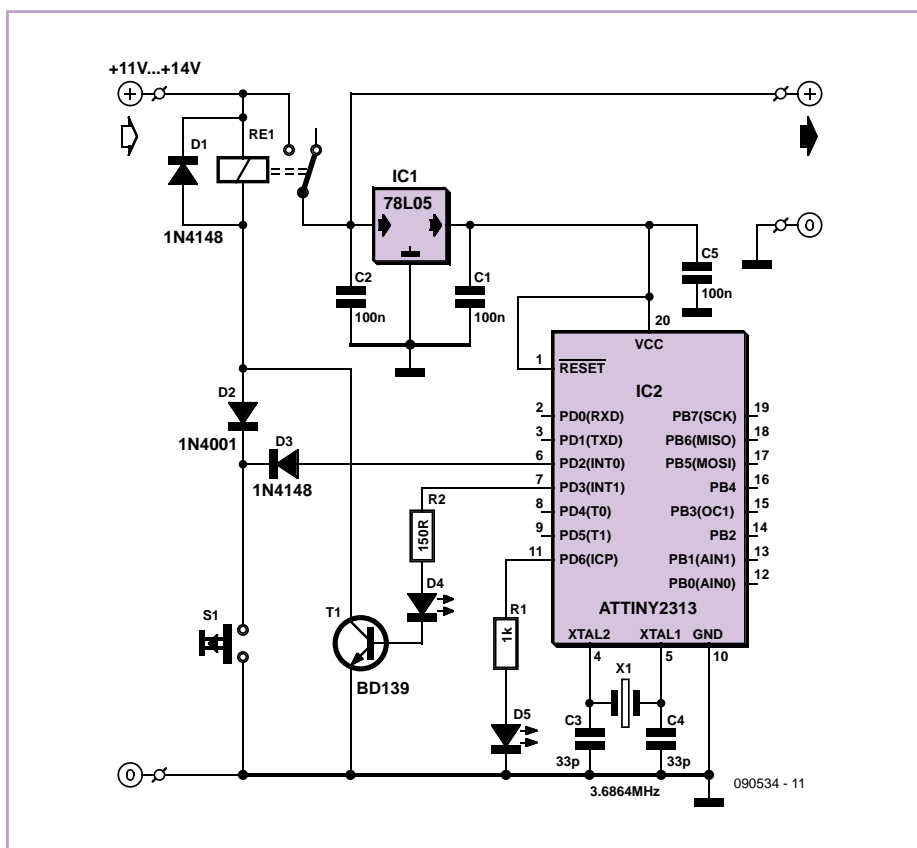
### sin corriente de reposo

Jürgen Stannieder (Alemania)

Originalmente, este circuito fue diseñado para una luz de jardín solar a 12 V. Pulsando el botón T1, se cierra el relé K1 activando la alimentación del circuito de temporización con el ATtiny, que obtiene a su vez la suya a 5 V mediante el regulador de tensión 78L05, iniciándose. La salida PD3 (pin 7) se pone a nivel alto y opera un transistor. Éste se encarga de que el relé continúe activo hasta que el tiempo prefijado en el programa del microcontrolador expire.

Para poder desconectar la carga antes del tiempo fijado en caso de que fuera necesario, se dispone de un pulsador conectado a la entrada PD2 (pin 6) mediante D3. Si pulsamos dicho botón durante el funcionamiento (con un mínimo de tres segundos una vez iniciado el circuito), el temporizador se detendrá y la carga será desconectada de la red.

También es posible ampliar el tiempo de funcionamiento manualmente. La salida PD6 (pin 11) activa un LED un minuto antes de finalizar el tiempo para advertir que la carga



(en el caso del autor la luz del jardín) va a ser desconectada en breve. Si en tal caso queremos que la carga siga conectada, basta con pulsar una vez el botón T1 (start/stop). El temporizador se reiniciará y la carga permanecerá activa hasta que el tiempo se acabe o pulsemos de nuevo este botón.

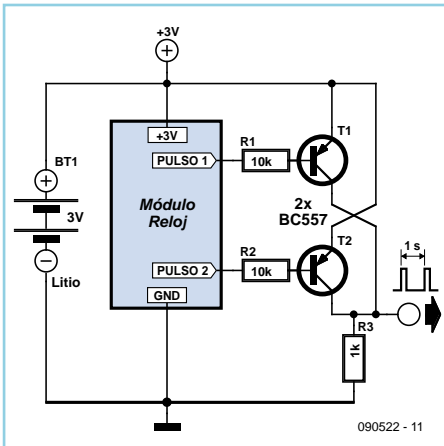
Pueden adaptarse los tiempos según nos convenga en el código fuente del ATtiny2313 (descarga en [1]). El diodo D3 de la entrada PD2 es importante ya que los pines de la 2313 en estado inactivo están conectados a masa y de otro modo el relé estaría cerrado continuamente.

La corriente de reposo (stand-by) es en realidad... ¡cero como cero! Y es que hasta activar la alimentación, ni siquiera el regulador de tensión 78L05 permanece activo.

(090534)

[1] [www.elektor.es/090534](http://www.elektor.es/090534)

## Reloj de cuarzo como generador de pulsos

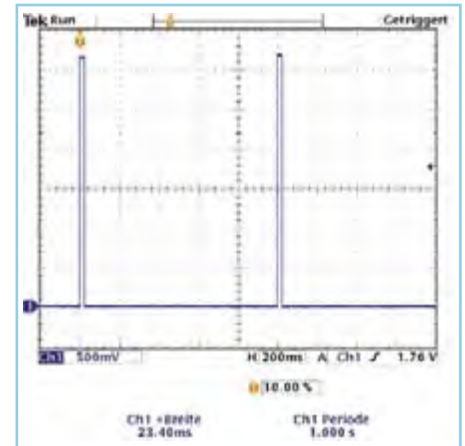


Claus Torstrick (Alemania)

En el día a día, un electrónico necesita una base de tiempos exacta, a ser posible de un segundo. Naturalmente que esto se puede hacer mediante un microcontrolador, un

oscilador de cuarzo y algo de software. Resulta aún más barato y simple reciclar un viejo reloj analógico controlado mediante un cuarzo. El autor ha examinado varios relojes, y su principio de funcionamiento siempre es el mismo: una bobina magnética por la cual circula una corriente, cambiando de sentido cada segundo. En el módulo representado el reloj se encuentra entre los pines Pulse1 y Pulse2. En estado de latencia ambos pines tienen la tensión de alimentación. La electrónica del reloj pone cada uno de los pines alternativamente a masa durante unos 25 ms.

Con tan sólo cinco componentes adicionales conseguimos nuestro objetivo (ver el esquema del circuito). Cuando uno de los pines de Pulse está a masa, el transistor PNP correspondiente conduce. Cada segundo se dispara un breve pulso que puede aprovecharse para nuestros propios circuitos digitales. Al autor este módulo de reloj le vino de maravilla como base



de tiempo para un datalogger. A pesar de que el reloj originalmente utiliza 1,5 V, funciona también con una batería de litio a 3 V. Y esto supone tres meses sin errores ni cambios de batería.

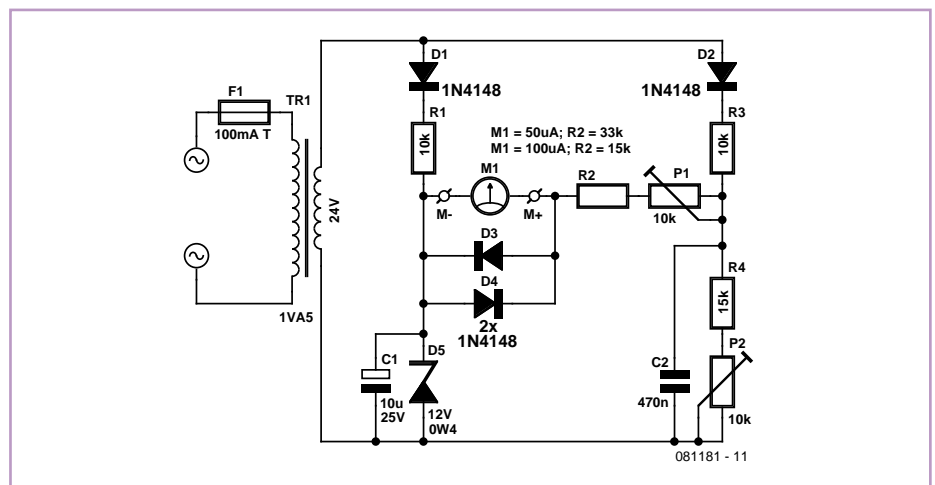
(090522)

## Voltímetro de red



Christian Tavernier (Francia)

He aquí un voltímetro un poco particular que nos permitirá medir la tensión de red y de “ver” igualmente, con gran precisión, sus fluctuaciones con respecto a su valor nominal. El voltímetro dispone de un margen de medida de unos 50 voltios, que podemos centrar en torno a 220 V o 240 V, según nos convenga. El montaje utiliza un puente alimentado con baja tensión, con el fin de facilitar su puesta en funcionamiento. La tensión disponible en el secundario de TR1, imagen de la tensión de red con la relación de transformación (fija y constante), es rectificadora por D1 antes de ser filtrada por C1 y estabilizada por D5 a 12 V. Esta misma tensión es rectificadora igualmente por D2, pero esta vez no está estabilizada y solamente es filtrada de forma muy débil por C2, con el fin de que el montaje permanezca reactivo. Teniendo en cuenta los valores de R3, R4 y P2, la tensión en el punto común de R3 y R4 puede ser ajustada a 12 V cuando la



tensión de red está a su valor nominal. Cualquier aumento o disminución de la tensión de red hará variar la tensión en ese punto y, en consecuencia, desviará el galvanómetro M1. Para este equipo, no necesitamos buscar un modelo con el cero central ya que dispo-

nemos de los ajustes que permiten P1 y P2. Basta con decidir, por ejemplo, que cuando la aguja esté en mitad de su recorrido, esta situación corresponderá a un valor de 240 V. Tendremos suficiente margen, en los dos sentidos, para cualquier aumento o disminu-



ción. El esquema permite la elección entre dos modelos de galvanómetros muy extendidos en el mercado, pero por el precio de la modificación de R2 y, en ocasiones, de R3 y R4, podemos colocar casi cualquier modelo razonablemente sensible.

El ajuste del montaje no es complicado, pero necesitamos disponer de un "variac" o transformador variable. Este dispositivo no está tan extendido, por lo que sugerimos a nuestros lectores que se acerquen a cualquier instituto técnico donde, proba-

blemente, se lo podrán prestar para poder hacer el ajuste. Para este paso, colocaremos el potenciómetro P1 a mitad de su recorrido y ajustaremos el transformador variable a la tensión de 220 V. Ajustaremos ahora P2 para que el galvanómetro indique el punto de 0. Ajustaremos ahora el "variac" a 260 V y ajustaremos P1 para el galvanómetro llegue a fondo de escala. ATENCIÓN: los dos ajustes influyen un poco el uno sobre el otro debido a la sencillez del montaje, y será necesario proceder por aproximacio-

nes sucesivas para llegar al mejor compromiso, aunque esto sólo no llevara unos minutos.

Así pues, sólo nos queda la graduar la ventana de galvanómetro entre 220 y 260 V para disponer así de un magnífico voltímetro de escala ampliada que nos permitirá seguir la menor variación de la tensión de red.

(081181-I)

### Enlaces en Internet

[1] [www.elektor.es/081181](http://www.elektor.es/081181)

## Fuente de corriente sencilla para LED



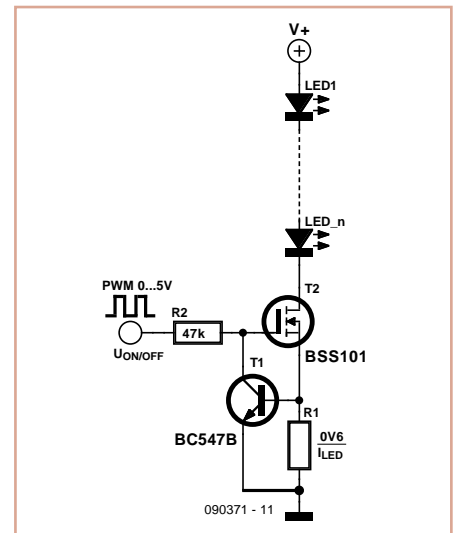
Rainer Schuster (Alemania)

Continuamente aparecen nuevos componentes que ofrecen sofisticados métodos para controlar LED a corriente constante. Este circuito es para aquellos que quieren tomar la vía rápida y fácil.

La corriente que circula por los LED provoca una caída de tensión en R1, que suponen 0,6 V de tensión base-emisor en T1 y puerta-fuente en T2, con lo que dicha corriente constante es de  $I = 0,6 V/R1$ . Con la entrada de control pueden ajustarse los LED encendidos en un margen de entre 5 y 12 V o apagados a 0 V. Si en esta entrada suministramos una tensión rectangular modulada en ancho de pulso, también podemos regular la luminosidad de los LED.

La tensión de alimentación de los LED conectados en serie puede ser en teoría tan alta como queramos, mientras no supere la tensión máxima de drenador-fuente de T2. Tanto en la elección de T2 como del dimensionamiento de su posible disipador hemos de tener en cuenta las pérdidas de potencia, que es la diferencia entre tensión de alimentación y tensión de los LED multiplicada por I LED.

(090371)



## Tester universal de mandos a distancia IR

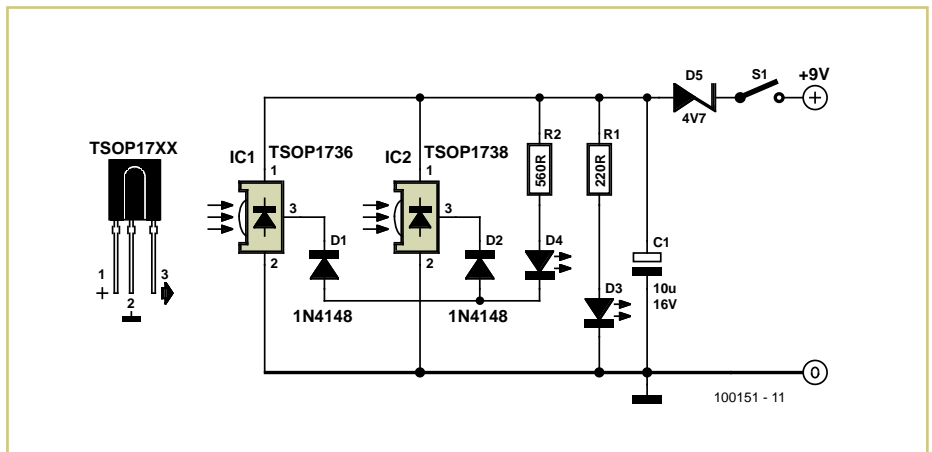


Leo Szumylowycz (Alemania)

Este tester consiste en dos receptores de control remoto integrados, cuyas salidas muestran mediante un LED si se recibe alguna señal IR en su rango de funcionamiento. Para poder probar todos los mandos a distancia existentes, uno de los receptores IR tiene una sensibilidad máxima a 36 kHz (TSOP1736) y el otro a 38 kHz (TSOP1738).

Las salidas de ambos integrados están conectadas mediante D1 y D2 con R2 y el LED indicador (D4). Tan pronto como una de estas salidas pase de nivel alto a bajo, el LED se iluminará. Los diodos se encargan de desacoplar las salidas una respecto de la otra.

El otro LED (D3) es únicamente un indicador de la tensión de alimentación. Los LED son blancos con un mínimo de 20.000 mcd



a 20 mA, con lo que a 5 mA (corriente de salida máxima de los receptores integrados

IR) ya son lo suficientemente brillantes. El autor ha utilizado en su prototipo LED de 5

mm con unas 55.000 mcd a 20 mA. El diodo Zener reduce la tensión de alimentación de los receptores integrados IR hasta aproxima-

damente 4,3 V. Estos integrados funcionan bien con unos 3,2 V. La alimentación se lleva a cabo mediante una batería de 9 V, que sólo

ha de cambiarse en caso de descarga inferior a 7 V.

(100151)

# Tiny-Timer

Wilfried Wätzig (Alemania)

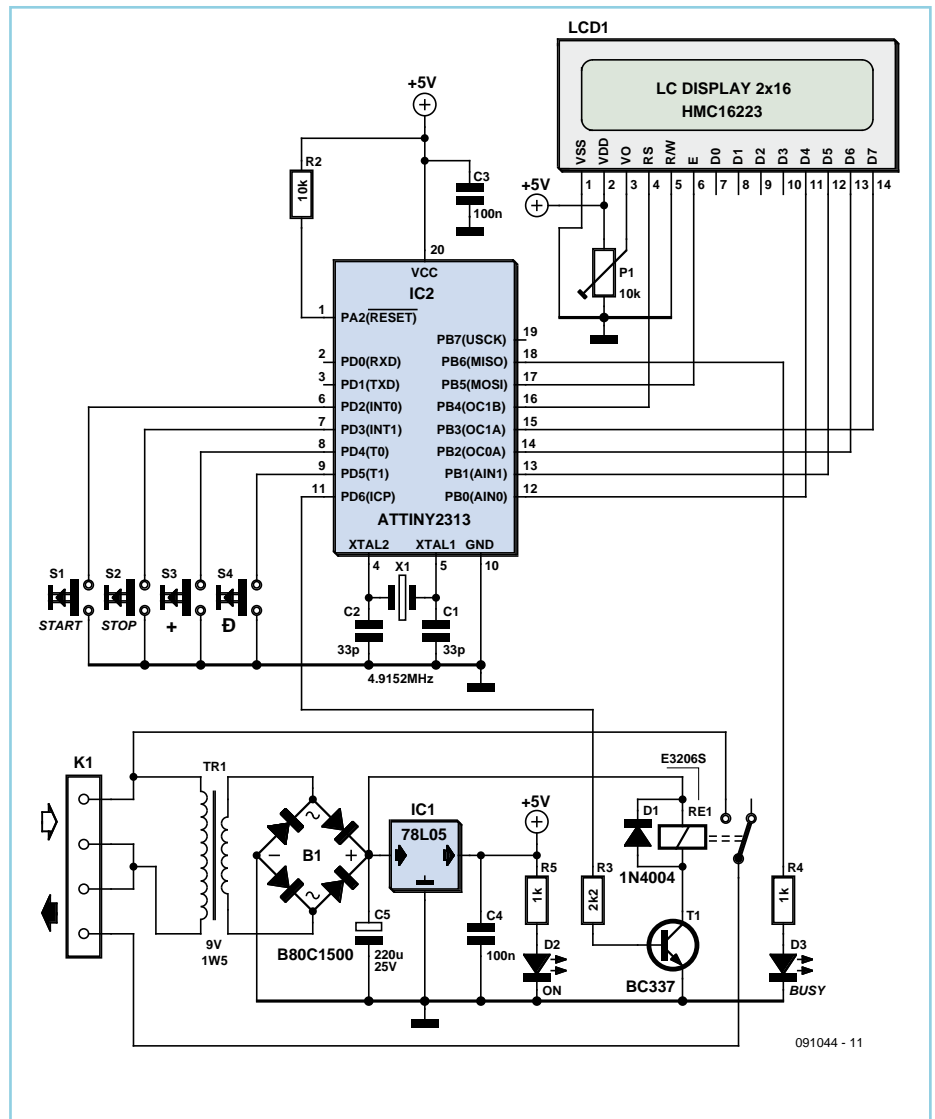
Para controlar una unidad de exposición, los temporizadores analógicos o mecánicos no resultaban especialmente precisos ni prácticos para el autor. Rápidamente se puso manos a la obra y diseñó un interruptor temporizado, supervisado por un pequeño microcontrolador AVR del tipo ATtiny2313.

El dispositivo que aquí se muestra puede encender o apagar una carga con una resolución de un segundo, mientras que su duración posible abarca desde un segundo a 99:59:59 horas. Ya que se utiliza un LCD muy compacto (un HMC16223 de tan sólo 52 mm x 20 mm), el prototipo puede integrarse en la carcasa de un enchufe estándar.

El ATtiny2313 funciona con un cuarzo de 4,9152 MHz, con el cual se obtiene una señal interna exactamente de un segundo. El LCD es controlado según el modo de 4 bits. Para su manejo mediante botones nos servimos de las resistencias de pull-up integradas en el pequeño microcontrolador. El minitransformador (9 V, 1,5 W) ofrece aislamiento galvánico entre la red y la tensión de alimentación para la controladora y el LCD.

Para cargas de baja potencia (inferiores a 200 W) puede sustituirse el relé por uno de estado sólido (por ejemplo el Sharp S202 S02).

¡Los circuitos con tensión de red no son aptos para principiantes, y en cualquier caso han de tomarse las precauciones de seguridad necesarias! Sería conveniente separar el circuito en dos tarjetas: LCD, microcontrolador y botones en una; transformador, rectificador y relé en otra.



He aquí un pequeño manual de instrucciones: Mientras el temporizador cuenta, el tiempo seleccionado y el restante se muestran en el LCD:

PRESET 1:10:08  
COUNT 0:09:59

Podemos elegir otro formato alternativo:

PRESET 1h10m 8s  
COUNT 0h 9m59s

Se utilizan cuatro botones de funciones según se indica:

START: inicia el temporizador con el tiempo seleccionado

STOP: detiene el temporizador, accede al menú de configuración

PLUS: incrementa el valor seleccionado en 1  
MINUS: disminuye el valor seleccionado en 1

Pueden configurarse los siguientes valores:  
Menú 1: SET HOURS 00  
Menú 2: SET MINUTES 00  
Menú 3: SET SECONDS 00  
Menú 4: SET DISPMODE 0

Los botones PLUS y MINUS cambian los valores seleccionados, si se pulsan ambos el valor se pone a cero.

El microcontrolador programado está disponible en la tienda Elektor con el número de refe-

rencia 091044-41 ([www.elektor.es/091044](http://www.elektor.es/091044)). Quien quiera programarlo por sí mismo, deberá configurar los fusibles del ATtiny2313 como se indica:

EXT. byte: 0xFF - (brown out det. off, no CKDIV8)

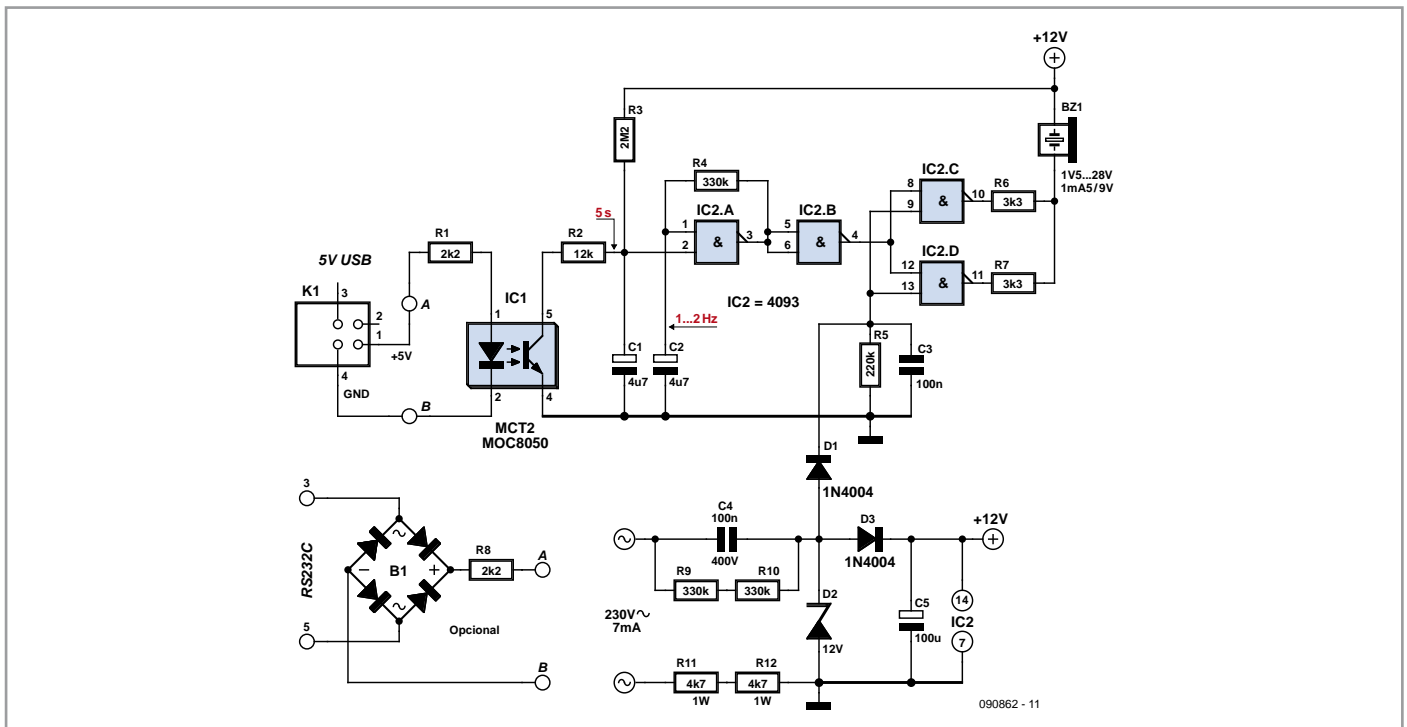
HIGH byte: 0xDF - (ext. crystal > 3 MHz)

LOW byte: 0xFD - (64ms start up)

Como siempre, naturalmente pueden descargarse los códigos fuente y hexadecimal desde la web de Elektor ([www.elektor.es/091044](http://www.elektor.es/091044)).

(091044)

# Ahorrador de energía



Géry Szczepanski (Francia)

Cuando se utiliza una regleta de tomas múltiples con interruptor para alimentar a un PC, una impresora, un escáner, un módem..., suele suceder que todos estos equipos permanecen encendidos, en espera, simplemente porque se nos olvida. El montaje que describimos aquí permite evitar este problema.

Cuando el interruptor de la regleta de tomas múltiples está en la posición de "encendido", disponemos de entre 5 y 10 s para encender el ordenador. El encendido del ordenador alimenta el optoacoplador del montaje, a través de su toma USB, lo que provoca el bloqueo del funcionamiento del zumbador. Cuando apagamos el ordenador, disponemos también de entre 5 y 10 s para colocar el interruptor de la regleta en la posición de "apagado". Más allá de este retardo, el zumbador funciona y nos

"recuerda" la orden de apagado. El montaje sólo utiliza un CI (CD4093) de cuatro puertas NAND, de entradas "trigger Schmitt" (es decir, con histéresis), y un optoacoplador para aislar la tensión de red. La puerta 1 constituye un oscilador de muy baja frecuencia de 1 a 2 Hz, controlado por el terminal 2, cuya duración del tiempo de subida a nivel lógico "1" es del orden de 5 s.

Cuando el diodo del optoacoplador está alimentado, la resistencia descarga el condensador y mantiene a nivel lógico "0" el terminal 2 de la puerta 1. Así pues, el oscilador queda bloqueado y el zumbador (del tipo "con oscilador integrado") permanece "mudo". La resistencia de 220 K, el condensador de 100 nF y el diodo aseguran, en conjunto, el bloqueo del zumbador cuando se corta la tensión de red, al mismo tiempo que se descarga el condensador de 100 µF.

El montaje se ha realizado sobre una placa de pruebas perforada, de 42 x 35 mm, que puede alojarse todo dentro de la caja recuperada de un alimentador de tensión de red de un módem. Así, el dispositivo se coloca directamente sobre una de las tomas de la regleta. Un cable de dos conductores le conecta a la toma USB (terminales 1 y 4) del ordenador, a la toma PS/2 (terminales 4 y 3) o incluso sobre un conector sub-D de 15 terminales de un "joystick" (terminales 8 y 5). Un conector RS-232 también podría haber hecho la misma función con una adaptación menor (ver esquema eléctrico).

**Atención: ¡el montaje está sometido a la tensión de red!**

(090862-1)

Enlaces en Internet

[1] [www.elektor.es/090862](http://www.elektor.es/090862)

Publicidad

## Prototype & small series PCB specialists

PCB proto	dedicated prototype service
STANDARD pool	widest choice 1 - 8 layers
New TECH pool	100 µm technology
New IMS pool	metal-backed PCBs
On demand	all options up to 16 layers

Call us: 020 8816 7005 Email: [euro@eurocircuits.com](mailto:euro@eurocircuits.com)

New website – new services

### ALL SERVICES

- Instant online pricing
- Instant online ordering
- Low pooling prices
- Deliveries from 2 days
- No tooling charges
- Stencil service

[www.eurocircuits.com](http://www.eurocircuits.com)

# Pirámide de LED en 3D



Lothar Göde (Alemania)

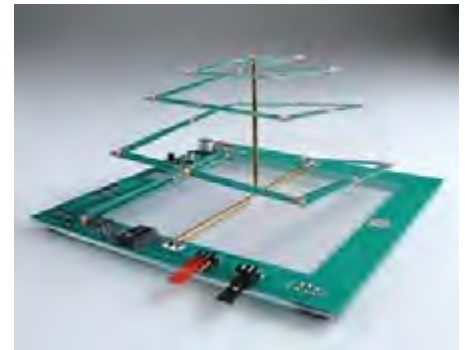
Realmente el autor sólo quería “programar por una sola vez un microcontrolador”. De ello deriva esta vistosa pirámide, por la cual no podemos hacer otra cosa salvo felicitarle. El proyecto consta principalmente de una tarjeta modificada con una sierra, 23 LED y un microcontrolador. Y a pesar de que se trate de un asequible ATtiny2313 de Atmel, en su memoria flash de 2 kB caben 16 secuencias de luces distintas.

Los 23 LED están divididos en tres grupos: ocho LED abajo y en el medio, y siete LED en el segmento superior. Los LED no están controlados independientemente, lo cual no sería posible con 20 pines. Sin embargo, con un multiplexado el micro sólo requiere

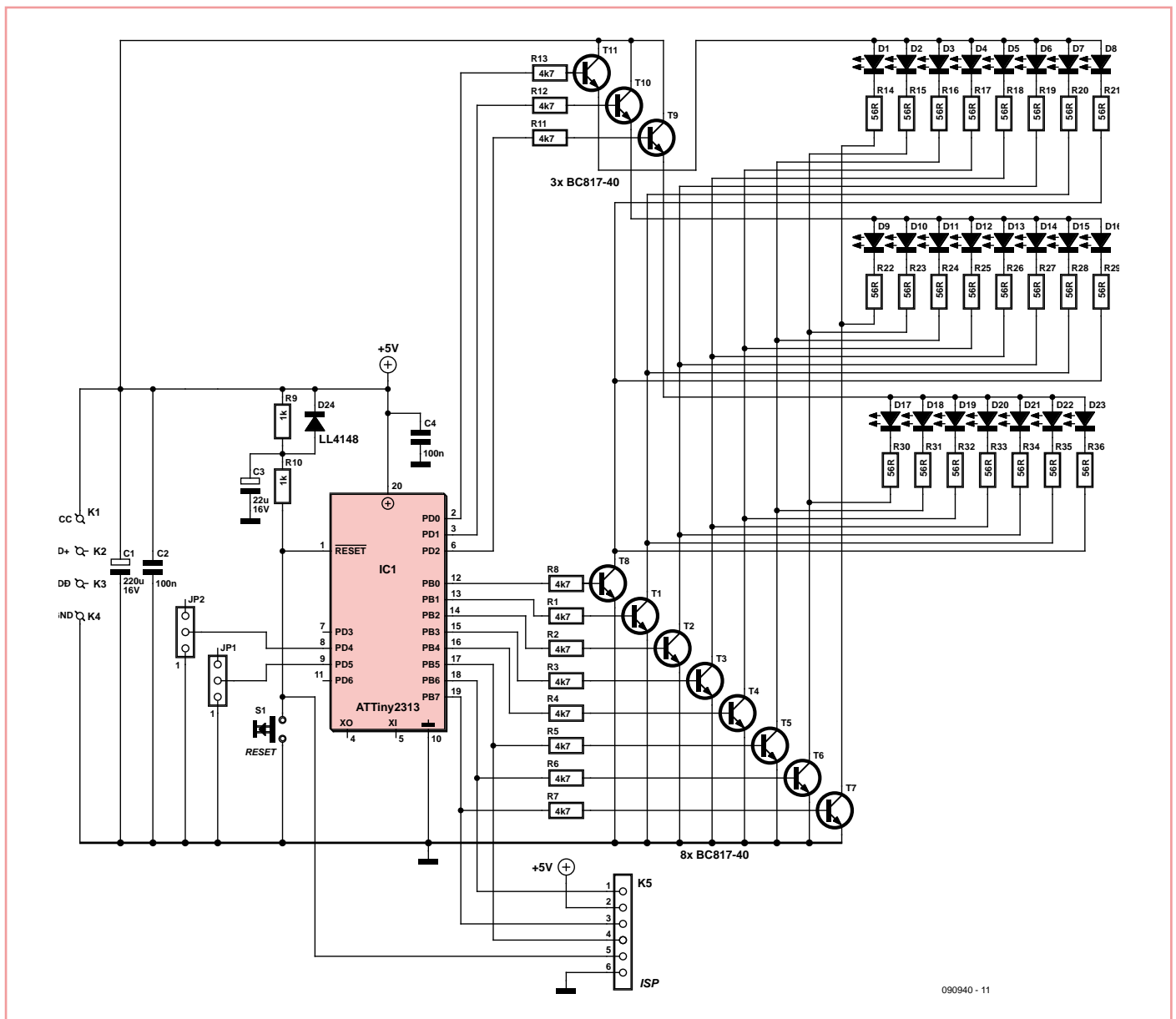
11 salidas. Para manejar corrientes lo suficientemente grandes, las salidas del microcontrolador utilizan transistores como buffers.

El software con las 16 secuencias se ha codificado en ensamblador, y puede descargarse como siempre desde la página Elektor de este artículo [1], tanto el código fuente como el hexadecimal. Además, en el mismo enlace también se encuentran los diseños de la tarjeta, así como la posibilidad de encargar la tarjeta ya montada. Igualmente, puede conseguirse el microcontrolador ya programada.

El montaje de la tarjeta es simple, y a pesar de tener que soldar componentes SMD, hay suficiente espacio. Una sola indicación en cuanto



a los LED: utiliza modelos con un ángulo de visibilidad lo más grande posible, de modo que la pirámide también se vea correctamente desde los laterales. El autor los ha uni-





lizado de color naranja del tipo LO L296 de Osram, de los cuales podemos esperar un ángulo de hasta 160°. Para grabar el micro se dispone de un puerto ISP de seis pines. Se ha optado por un reloj interno de 4 MHz, reducido por un preescalado interno de /8 a 0,5 MHz. Debemos prestar atención a esto a la hora del grabado, pues en caso de error las secuencias podrían transcurrir muy rápidas, muy lentas, o definitivamente no funcionar. Si todo marcha correctamente, en el medio

de un cable de cobre de 11 cm de largo se suelda otro pequeño trozo de 5,5 cm (ambos de 1,5 mm<sup>2</sup>). Primero retiramos la espiral de la tarjeta de una pieza, de modo que esta construcción de cable en T ajuste debajo. Después se suelda el cable en T en ambos pads según muestra la foto. En lugar de cable, también puede utilizarse un fino tubo de latón. Aparte del puerto ISP también dispone de conexión USB, que no sirve más que para suministrar 5 V. También vale una fuente

externa de 5 V. Mediante dos jumpers puede determinarse el comportamiento de la pirámide luminosa. JP1 define si las 16 secuencias han de transcurrir en orden o aleatoriamente. Con JP2 pueden activarse los patrones de luz, o mantener encendidos los LED fijamente. S1 es un pulsador de reset, que podría resultar útil en nuestros propios experimentos de software.

(090940)

[1] [www.elektor.es/090940](http://www.elektor.es/090940)

## Alarma de bici barata

Gerard Seuren (Holanda)

El autor quería tener una alarma muy barata y sencilla para aplicaciones varias, entre otras cosas para su bicicleta eléctrica.

Como base (generador de alarma) se ha utilizado un generador de alarma del marco de una ventana, al cual se ha añadido un interruptor por tiempo de cerca de 1 minuto. El pulso de salida del 555 sustituye, en el generador de alarma, al interruptor de lengüeta. Un sensor montado en la rueda delantera de la bici dispara el 555, en combinación con un imán montado entre los radios de la rueda. Este sensor con imán procede de un ordenador de bicicleta barato.

La rueda delantera de la bici no lleva cerradura, de modo que a la hora de girarla, el imán hace que el interruptor de lengüeta se cierre brevemente. Esto dispara el 555 y este a su vez activa el generador de alarma.

El circuito que hay alrededor del 555 consume muy poco y se puede alimentar con las pilas del generador de alarma. La caja del generador de alarma tiene justo el espacio suficiente para montar ahí el interruptor por tiempo.

El resultado es un aparato muy barato y compacto, donde sólo sale un cable que va al interruptor de lengüeta en la rueda delantera.

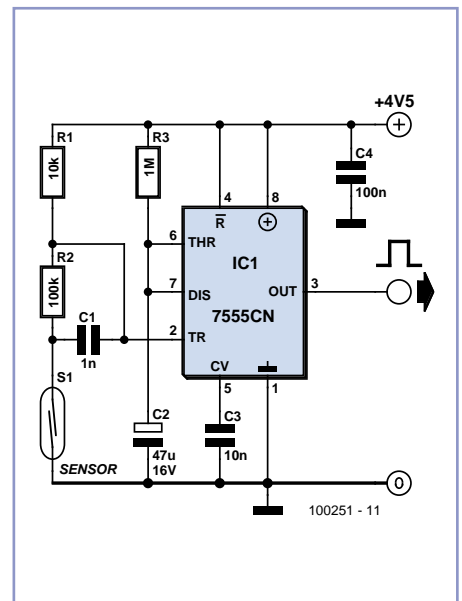
¡EL ESCÁNDALO QUE MONTA ESTA COSA!

Pasado un minuto el ruido cesa y la alarma entra otra vez en stand-by.

Se puede montar la alarma de bici en un lugar desapercibido, por ejemplo, por debajo del sillín, en el faro (grande), en el habitáculo de la batería, etc.

Ojala que la alarma espante a un posible ladrón o avise al público de que algo no está orden.

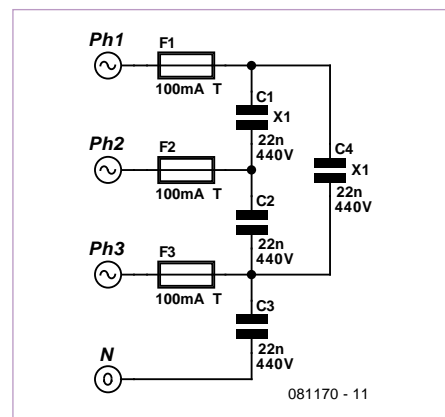
(100251)



## Acoplador de fases para red CPL o X10

Christian Tavernier (Francia)

A poco que la tensión de red no sea el foco de señales parásitas demasiado fuertes, la comunicación por portadora de corriente funciona muy bien en habitaciones cableadas con líneas monofásicas. Por desgracia, esto no es posible para los que se benefician de las instalaciones trifásicas. Si el emisor y el receptor no se encuentran en la misma fase, no se pueden comunicar entre sí. En efecto, las fases sólo están acopladas a nivel de los transformadores EDF y, como las señales de alta frecuencia utilizadas para las portadoras de corriente no pueden atravesar el contador de abonado EDF, este acoplamiento es inaccesible y, por lo tanto, sin efecto. En ese caso, es necesario utilizar un acoplador colocado delante del contador de abonado.



La fabricación de un acoplador de este tipo es muy simple. El esquema se limita a cuatro condensadores que realizan un puente

(bypass) de alta frecuencia entre las fases. Su realización no presenta ninguna dificultad pero, por razones de seguridad, los condensadores serán obligatoriamente modelos de clase X1, previstos para tensiones AC de 440 V (por ejemplo, Farnell 1166428). En teoría, los fusibles no son indispensables, pero ofrecen una protección suplementaria en caso de fallo de un condensador.

La placa de circuito impreso [1] puede ser alojada en una caja normalizada para carril DIN, lo que permite que el montaje se pueda integrar perfectamente en cualquier cuadro eléctrico actual. La caja a utilizar es una Boss BE350/605T de los módulos de largo (por ejemplo, Farnell 1171699).

La conexión a la línea de red EDF se debe realizar tomando las precauciones de uso, después

de haber cortado la tensión de red (claro está) y el funcionamiento del montaje es inmediato. El único problema que se puede dar es en el caso en que el emisor de las corrientes portadoras se encuentre conectado a la fase 3 del esquema.

El condensador C3 tiene en ese caso un efecto nefasto en las señales de alta frecuencia generadas por el emisor, ya que tiene tendencia a cortocircuitarse. En una situación así, la solución más simple consiste en desconectar el ter-

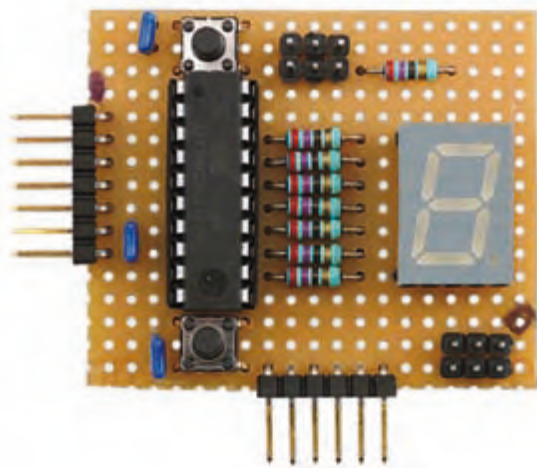
minal unido al neutro del acoplador, lo que elimina a este condensador del circuito.

(081170-I)

### Enlaces en Internet

[1] [www.elektor.es/081170](http://www.elektor.es/081170)

## Conmutador Rotativo Digital



Stegelmann (Dinamarca)

Los conmutadores rotativos son tremendamente caros y siempre difíciles de encontrar. Aquí os presentamos un equivalente digital barato con la habilidad de recordar el valor con que ha sido configurado. Se puede programar en diferentes modos tales como salida de código BCD invertida y no invertida, terminal READ programable activo por nivel y la elección de un contador BCD hexadecimal o decimal.

Los componentes principales del circuito son un microcontrolador ATtiny2313 con un oscilador RC interno, un visualizador LED de 7 segmentos (¡nosotros elegiremos el tamaño y el color!) Y dos pequeños pulsadores. Todas las funcionalidades del circuito están dentro del programa interno ("firmware") del microcontrolador.

Los ficheros del código fuente del proyecto pueden ser descargados gratuitamente desde [1]. Examinando el código, nuestros lectores podrán descubrir las siguientes funcionalidades, basadas en la configuración de los puentes:

JP1 = montado: entrada READ, PD4, responde a un nivel "Alto". JP1 = quitado: entrada READ, PD4, responde a un nivel "Bajo". Cuando se lee el valor del conmutador rotativo los conmutadores "UP/DOWN" están desactivados.

JP2 = montado: código BCD invertido. JP2 = quitado: código BCD estándar.

JP3 = montado: cuenta en hexadecimal (0-F) con reinicio automático ("rollover"). JP3 = quitado: cuenta en decimal (0-9) con reinicio automático ("rollover").

JP4 = montado: punto decimal "ON".

JP4 = quitado: punto decimal "OFF".

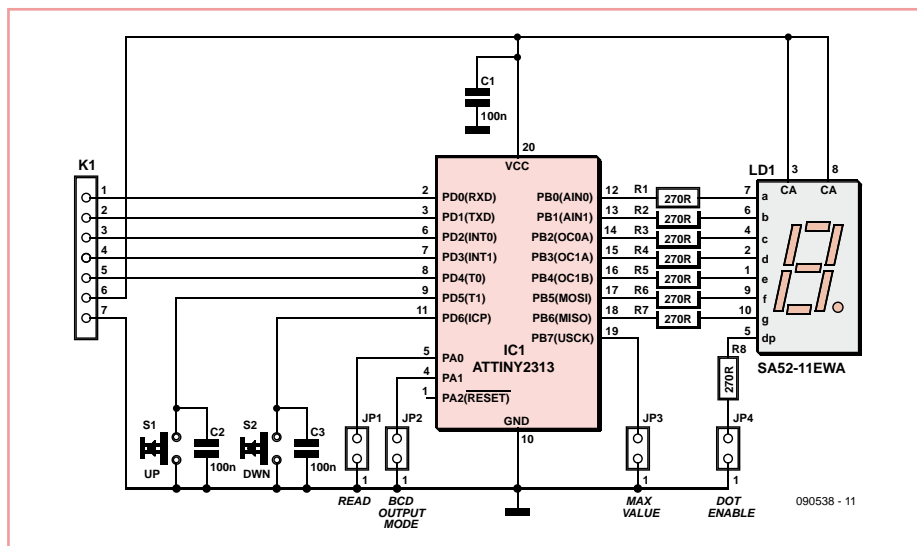
Cuando el valor del conmutador rotativo ha cambiado durante 10 segundos, el valor actual se almacena en la memoria EEPROM interna del microcontrolador para ser recu-

perado en el encendido. Así pues, los terminales BCD de salida son cambiados a entradas y a modo "trí-estado" cuando la entrada READ (PD4) no está activa. Esto permite que múltiples salidas de un número de estos circuitos pueden ser conectados al mismo "bus" de 4 bits. Por medio de la multiplexación (usando un CI MUX de 1 a 16) se puede seleccionar un "conmutador" cada vez para leer su valor. De esta manera se pueden leer hasta 16 circuitos de conmutación por el mismo bus del microcontrolador de 8 bits para minimizar las líneas de E/S de conteo.

Cuando el valor de la memoria EEPROM es mayor que el valor máximo del contador, su valor vuelve a cero. Esto es así para evitar problemas cuando se carga el valor 15 desde la EEPROM y el máximo valor del contador es 9 (en modo decimal).

(090538)

[1] [www.elektor.es/090538](http://www.elektor.es/090538)



## Protector contra descarga completa para baterías de 12 V



Jürgen Stannieder (Alemania)

El autor ha puesto a prueba un supervisor de tensión con relés biestables para corrientes de

hasta 4 A. Pero, ¿y si la corriente resulta ser algo mayor?

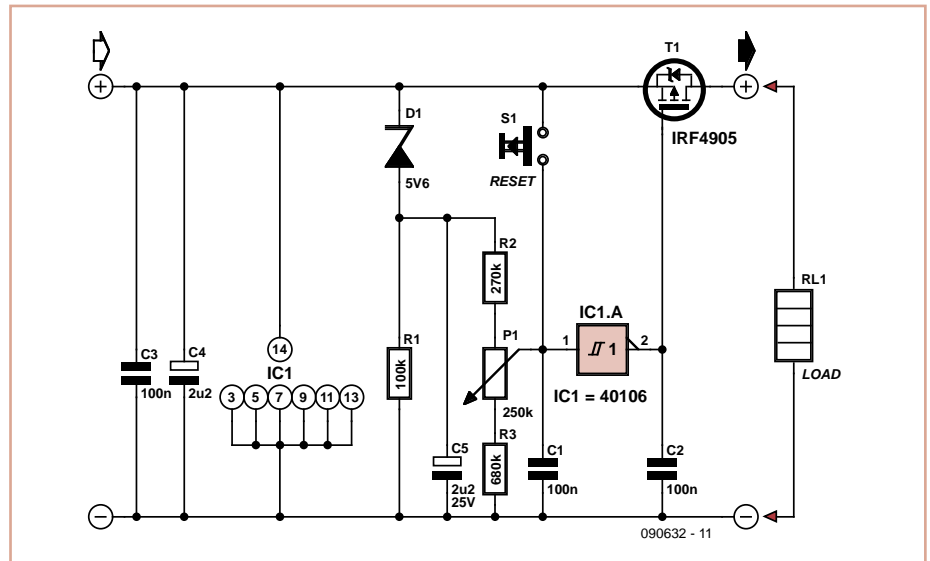
Con un MOSFET canal P de potencia HEXFET

puede conectarse la tensión en el polo positivo de una batería. En transistores con una baja  $R_{DS}$  las pérdidas en potencia no son

mucho mayores que en un relé. El IRF4905 de International Rectifier [1] utilizado en el circuito tiene una  $R_{DS}$  de 0,02  $\Omega$  una  $I_D$  máxima de 74 A. Con ello, pueden desconectarse cargas con un consumo de hasta 20 A al caer la tensión de las baterías (“caída de carga”). Naturalmente tanto las conexiones con el transistor como con la carga han de tener la suficiente sección. Ya que las pérdidas en el transistor a tan altas corrientes pueden ser de muchos vatios (a 15 A son por ejemplo 4,5 W), conviene utilizar un disipador adecuado.

El consumo del circuito es bastante pequeño, rondando los 0,5 mA, en un orden de magnitud donde no importa demasiado la propia descarga de las baterías.

Con P1 se fija la tensión que supondrá el margen inferior en el cual debe desconectarse la carga. Ésta permanecerá desconectada aunque la tensión de entrada con la batería recargada vuelva a ser alta. Para hacer que T1 conduzca de nuevo, ha de pulsarse brevemente el botón S1. Es importante que las entradas sin utilizar del inversor Schmitt-Trigger séxtuple 40106 estén



conectadas a masa según se muestra en el esquema. [1] [www.irf.com](http://www.irf.com)

conectadas a masa según se muestra en el esquema. (090632)

## Juega con Simón

Christian Tavernier (Francia)

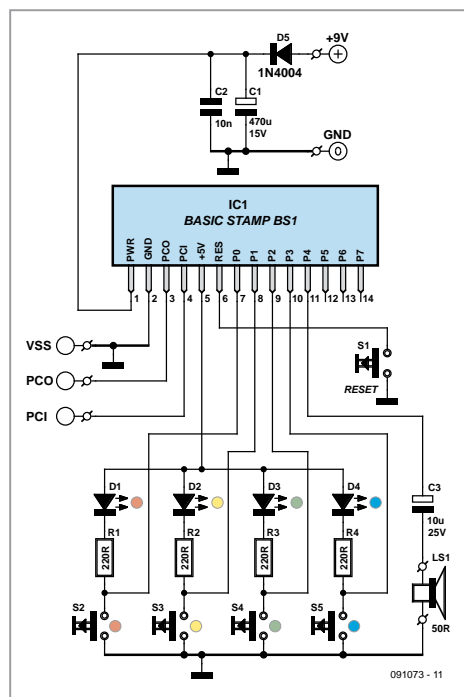
No te proponemos aquí jugar con tu vecino de rellano de escalera, incluso si se llama como el título del artículo, si no con un montaje que reproduce el comportamiento del juego epónimo que es posible que conozcan nuestros lectores.

Simón, que conoció un gran éxito hace algunos años, se presenta bajo la forma de un grueso platillo equipado con cuatro teclas luminosas: roja, verde, azul y amarilla. Estas teclas se encienden en un orden aleatorio y, según las secuencias cada vez más largas, acompañadas de notas musicales. El objetivo del juego consiste en reproducir estas secuencias de forma idéntica, pulsando sobre las teclas en el mismo orden y el mismo número de veces en que la tecla, o las teclas, se han encendido. Aparte de su carácter lúdico, este juego estimula la memoria, tanto visual como auditiva.

Para cambiar un poco de los célebres PICs y AVR, hemos optado por un “viejo” Basic Stamp I para realizar nuestro Simón. Este microcontrolador dispone de un número suficiente de líneas de entrada y salida para controlar los diodos LED y leer las teclas que necesita el juego.

Con el fin de simplificar la realización práctica del proyecto, las teclas luminosas se reproducen aquí con la asociación de un pulsador y un LED del mismo color, conectados sobre el mismo puerto paralelo.

El esquema eléctrico es bastante sencillo gracias a la integración de la que se beneficia el Basic



Stamp I, y sobre todo, al hecho de que las líneas de los puertos P0 a P3, en este caso, pueden funcionar como entradas, con lo que sirven para leer los pulsadores, y como salidas, donde sirven para controlar directamente los diodos LED. Efectivamente, en este modo pueden proporcionar una corriente suficiente. En cuanto a la línea P4, se utiliza únicamente como salida con el fin de controlar el altavoz que reproduce las notas musicales que acompañan el encendido de los LED.

La alimentación utiliza una tensión comprendida entre 7 y 15 V, que puede provenir de un adaptador de tensión de red, aunque una pila de 9 V es igual de válida, ya que el montaje pasa automáticamente a modo “reposo” cuando no está siendo utilizado, reduciendo así su consumo a unas decenas de  $\mu$ A.

Los componentes utilizados no suponen ningún problema en particular, aunque debemos vigilar la elección del altavoz, un modelo miniatura de 50 Ohms de impedancia. En cuanto a los pulsadores S1 a S5, es necesario elegir los modelos cuadrados D6 de ITT si los lectores quieren utilizar nuestro diseño de placa. Estos modelos disponen, además, de capuchones de colores, particularmente útiles aquí.

Sobre esta placa, hay que señalar que los LED y los pulsadores pueden ser montados de manera indiferente, por la cara de componentes o por la cara de cobre del circuito impreso, con el fin de facilitar el montaje de la misma sobre la caja.

El color de los LED y de los pulsadores puede ser variado como lo desee el lector en los puertos P0 a P3 del Basic Stamp I. Por el contrario, es imperativo cablear sobre cada salida un diodo LED y un pulsador del mismo color, con el fin de respetar la lógica del juego.

El programa a colocar en la memoria del Basic Stamp está disponible para su descarga gratuita en la página web de Elektor, así como en la página web del autor ([www.tavernierc.com](http://www.tavernierc.com)), donde encontraremos igualmente

numerosas informaciones sobre los diferentes modelos de Basic Stamp.

El circuito dispone de una inicialización automática con su encendido y que podemos forzar en cualquier momento con tan sólo pulsar sobre S1.

A continuación de esto, los LED se encienden uno tras otro para invitarnos a jugar. Si no manifestamos nuestro deseo de jugar pulsando cualquier tecla (excepto S1, claro está), el juego pasa a modo vigilancia al cabo de unos segundos, con lo que todos sus LED se apagan y el consumo cae a algunas decenas de  $\mu\text{A}$ .

Para relanzar el juego basta con hacer un reinicio pulsando sobre S1 o pulsando, durante al menos dos segundos, sobre cualquier otra tecla. El juego inicia una nueva partida.

Enciende un primer LED y emite la nota musical que le corresponde. A continuación, en el segundo que sigue, debemos pulsar sobre el pulsador del mismo color. Seguidamente, Simón enciende sucesivamente dos LED (¡también pueden ser dos LED a la vez!) y genera los dos notas musicales que corresponden, una por cada LED. En nuestro turno, debemos pul-

sar sobre los dos pulsadores correspondientes en el mismo orden.

Así pues, el juego prosigue con una secuencia que se alarga cada vez más, justo hasta el momento en que no somos capaces de reproducirla, algo que se producirá inevitablemente cuando se haga demasiado larga...

Un “gruñido” de Simón nos indica el más pequeño error, lo que finaliza la partida en curso e inicia una nueva. ¡Que te diviertas!

(091073-1)

### Enlaces en Internet

[1] [www.elektor.es/091073](http://www.elektor.es/091073)

## Fuente de Alimentación de Baja Tensión Ajustable



Vladimir Mitrovic (Croacia)

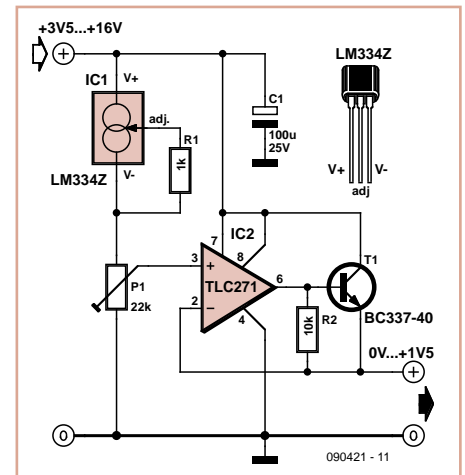
Si queremos verificar el comportamiento de un circuito electrónico con bajas tensiones, la fuente de alimentación ajustable que os mostramos aquí puede ser de buena utilidad. Alimentada entre 3 y 18 V (DC para seguridad), proporciona una tensión de salida estable comprendida en el rango de 0 a 1,5 V.

El potenciómetro multivuelta P1 permite que la tensión de salida pueda ser ajustada con una buena precisión. El transistor de salida, un BC337-400, eleva la corriente de salida hasta unos 200 mA, teniendo en mente que la tensión de alimentación mínima es de 3,5 V La disipación del transistor debe ser tenida

en cuenta y, si fuese necesario, utilizar un modelo más potente.

Si nos conformamos con una corriente de 3 mA y una tensión de salida de 3 V, con 10 mA para 6 V, o entre 20 y 30 mA para tensiones de entre 10 y 16 V, el transistor T1 y la resistencia R2 pueden ser omitidos. Estos valores representan la corriente máxima de salida del amplificador operacional TLC271. Sin T1 la mínima tensión de salida es de 3,0 V.

(090421)



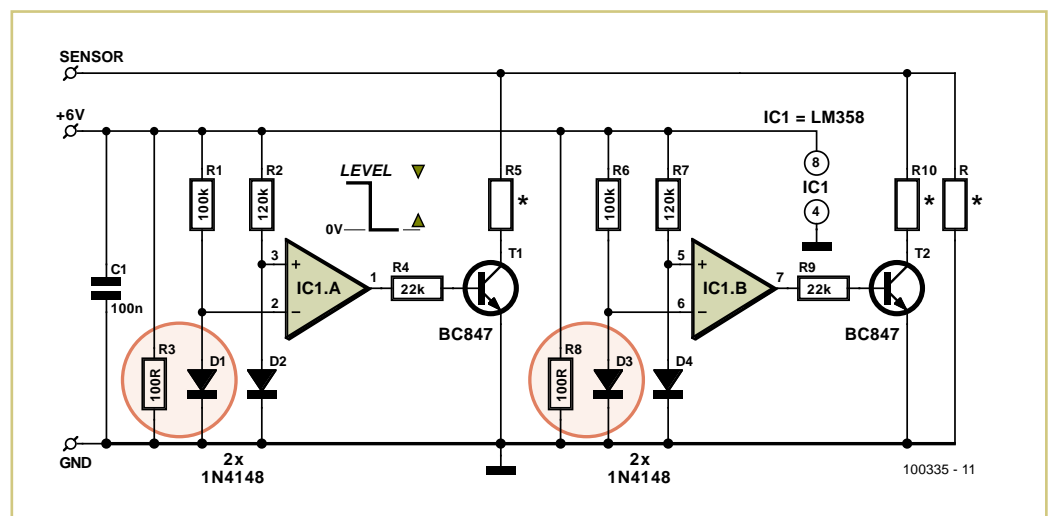
## Sensor de nivel de gasolina (gasoil)



Paul de Ruijter (Holanda)

Este sensor es especialmente apto para ser utilizado en espacios pequeños, como es el depósito de una motocicleta. La ventaja es que no lleva ninguna parte móvil, tal y como es el caso en un sensor normal que tiene un brazo con un flotador y por eso es difícil de integrar.

El sensor está compuesto de componentes normales y baratos y se puede construir por varios euros. El principio funciona por medio de una comparación de la tensión umbral entre 2 diodos idénticos (compruébalo). Un diodo tiene la característica de que la tensión umbral baja al aumentar la temperatura. Si colocas ahora una resistencia muy cerca de



uno de los diodos, éste se calentará un poquito si se encuentra por encima del nivel de la gaso-

lina. Es mejor colocar los diodos de medición y de referencia a la misma altura. Si el nivel de la



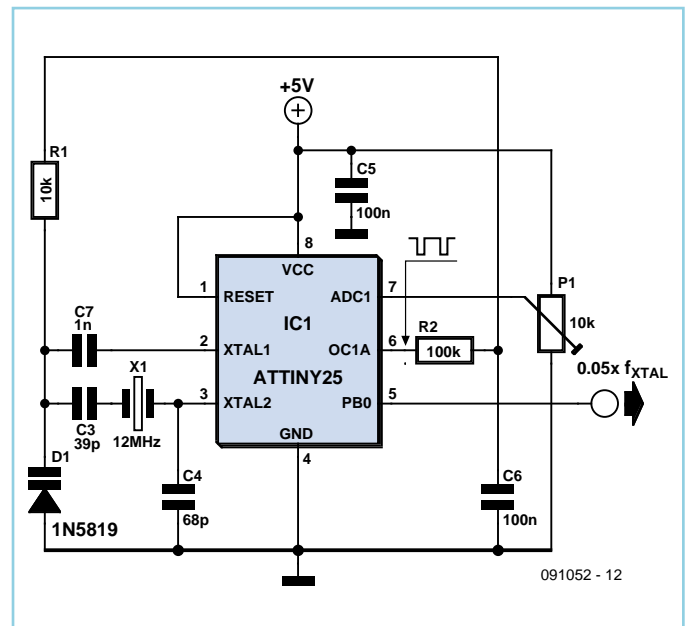
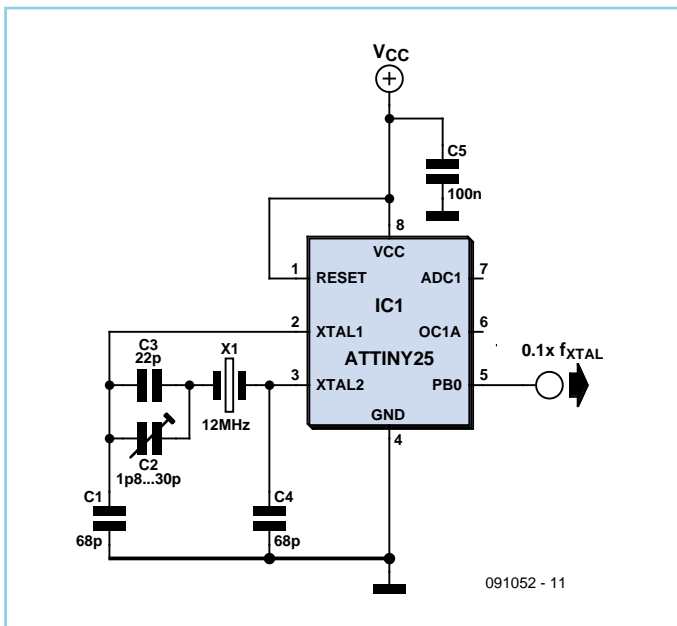
gasolina se encuentra por encima de los diodos, la influencia de la resistencia de medición será nula, porque la gasolina la enfría. Un operacional compara la tensión sobre los dos diodos, donde el diodo de referencia consume un poquito menos. Cuando el nivel de la gasolina baje, la salida del operacional cambiará a nivel alto y el transistor de salida empezará a conducir. De este modo se conecta una resistencia de medición en paralelo en cada salida del sensor. Utilizando varios circuitos de sensores puedes conectar más resistencias de medición en paralelo cada vez y con eso se puede controlar, por ejemplo, un indicador. El autor construyó así una tira de medición para un depósito de gasolina, que consta de 5 placas con 2 sensores cada una. Con este completo sensor montado de forma inclinada

en el depósito, es posible una resolución de unos 1,5l por sensor. Muchos depósitos tienen un sitio donde hay una conexión eléctrica en la parte inferior, que indica la posición de reserva mediante una bombilla en el cuadro de mandos. En lugar de éste viene esta tira de sensores. Hay que experimentar un poco con los valores de las resistencias, pero no hay que ir por debajo de unos 100  $\Omega$ . Además es importante montar los diodos y las resistencias de calefacción en un tubo con una pequeña apertura abajo, de modo que el golpeo de la gasolina no enfríe la resistencia de calefacción (que hace que se muestren valores incorrectos). La resistencia R pretende ser una carga estándar para la línea de sensor y pueden ser por ejemplo,

100 k. Posiblemente, también puede ser omitida. El circuito se alimenta con una tensión estabilizada de entre 5 y 6 V, de modo que las resistencias no se calienten demasiado. Si todo funciona correctamente se aconseja cubrir la parte trasera de la placa con pegamento de dos componentes para protegerla mejor contra la gasolina. Consejo: Con el famoso LM3914 se puede construir fácilmente un indicador de 10 LED, que sirve de indicador de nivel. En las ediciones de Elektor más antiguas puedes encontrar varios ejemplos de ellos. Este sensor no es apto para ser utilizado en líquidos conductores. Por supuesto, el uso de este circuito será bajo su cuenta y riesgo.

(100335)

## Calibración de cuarzos



Rainer Reusch (Alemania)

En los circuitos con microcontroladora un cuarzo ofrece la mayor exactitud en lo que a frecuencia se refiere. Para medidas de frecuencia y de tiempo o para generar una base temporal, puede ser recomendable calibrar debidamente el oscilador de cuarzo. En el ejemplo, el microcontrolador AVR ATTiny25 de Atmel “estira” la frecuencia del cuarzo hasta la mayor exactitud posible. Las soluciones aquí mostradas sirven naturalmente para casi cualquier microcontrolador. El oscilador de un microcontrolador consiste en un inversor, que tiene conectados externamente tan sólo un cuarzo y dos condensadores (oscilador Pierce). Los valores de las

capacidades han de ajustarse al cuarzo elegido, con el fin de obtener la menor desviación posible de la frecuencia nominal (véase la hoja de características del micro). Para solventar la propia tolerancia ya existente en el cuarzo, han de incrementarse ambas capacidades (en paralelo), de modo que se reduzca la frecuencia. Para hacer posible la comparación, se conecta un condensador variable en serie con el cuarzo. Ambas capacidades en paralelo (C1 y C4) han de ser lo suficientemente grandes para que el oscilador, con las capacidades en serie máximas (C2 y C3), oscile por debajo de la frecuencia nominal. El cuarzo puede “acelerarse” de nuevo girando el condensador variable (C2).

Para un ajuste fiable, lógicamente será necesario un medidor de frecuencia. ¡La sonda de medida nunca debe ponerse en la entrada inversora del oscilador (XTAL1)! La capacidad de ésta influiría en la frecuencia. Este efecto también se daría en la salida del oscilador (XTAL2), con lo que tampoco sirve. La mejor solución es cargar un programa en el microcontrolador (o ampliar el firmware correspondientemente), de modo que se genere una señal rectangular en un puerto. El siguiente breve programa en C utiliza tan sólo cinco pulsos para ejecutar el bucle principal. En el puerto PB0 aparecerá entonces una señal con un décimo de la frecuencia del cuarzo.

```
#include <avr/io.h>
int main(void)
{
  DDRB |= (1<<PB0);
  for(;;) PORTB^=(1<<PB0);
  return 0;
}
```

Pero ¿por qué ajustar la frecuencia manualmente, cuando el microcontrolador puede hacerlo por sí mismo? Los parámetros de ajuste correspondientes pueden conservarse por ejemplo en una EEPROM.

Por motivos técnicos variamos las capacidades paralelas en la entrada del oscilador (esto es siempre menos efectivo que cambiar las capacidades en serie). El condensador C1 se sustituye por un diodo "varicap". Ahora únicamente necesitamos una tensión de control para ese diodo, con lo que podrá ajustarse la capacidad y por lo tanto también la frecuencia del cuarzo. El micro está programado de modo que en su salida PWM suministra una señal rectangular cuyo ancho de pulso es configurable (el AVR puede hacer esto sin necesidad de eje-

cutar una sola línea de código). Una red RC (R2 y C6) suaviza los pulsos hasta obtener una tensión en corriente continua, entregada mediante R1 al diodo. En nuestro circuito se utiliza el Schottky rectificador 1N5819 como diodo capacitivo, ¡y funciona de maravilla! La tensión de alimentación ha de ser de 5 V, para disponer de un amplio margen. El circuito de ajuste manual también funciona a 3,3 V.

En este segundo circuito la capacidad fija en serie C3 incrementa la frecuencia del cuarzo. La capacidad variable de D1 la reduce, junto con la segunda capacidad en paralelo C4. El condensador C7 tiene como única tarea separar la tensión de control de la entrada del oscilador. Por ello, ¡dicha tensión de control ha de ser lo suficientemente mayor que la de alimentación!

En nuestro circuito (experimental) es necesaria una "orden del usuario" para informar al micro de la tensión de control que ha de fijarse (con lo que, al fin y al cabo, la calibración sigue siendo manual). Ahora simplemente conectamos a una entrada del conversor A/D un

potenciómetro. La configuración digitalizada del potenciómetro se transfiere directamente al registro que determina el ancho de pulso de la señal PWM.

La frecuencia del cuarzo vuelve a medirse en el puerto PB0. Sin embargo, ahora ya no se ha especificado en el firmware que tenga que haber un décimo de la frecuencia de éste. Con unas cuantas instrucciones NOP se ha recordado la relación hasta un veinteavo. En el ejemplo mostrado, han de medirse 600 kHz en esta salida.

Los valores de las capacidades dependen, ante todo, del cuarzo elegido (los valores dados en las imágenes son orientativos). Incluso en la elección del diodo varicap probablemente no nos libremos de tener que cacharrear un poco. El código fuente y los archivos en hexadecimal del programa del microcontrolador pueden descargarse gratuitamente desde la web de Elektor [1] o en la página de proyecto del autor [2].

(091052)

[1] [www.elektor.es/091052](http://www.elektor.es/091052)

[2] <http://elektor.reworld.eu>

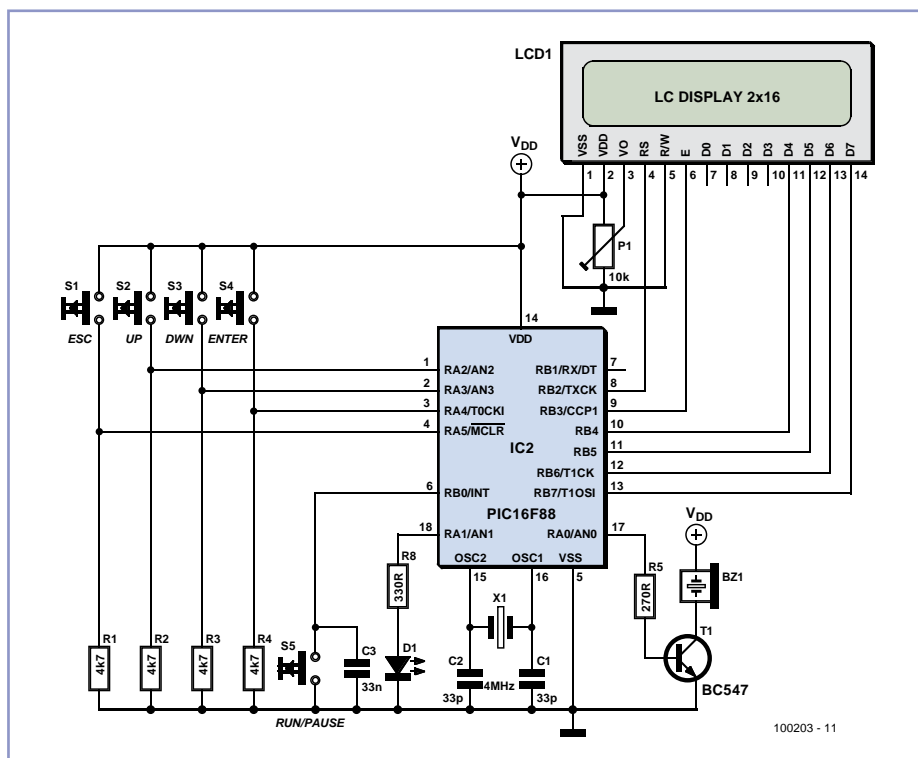
## Entrenador electrónico

Noël Demissy (Francia)



Este dispositivo permite generar tonos sonoros a intervalos de tiempo regulares y elegidos, para marcar el ritmo en entrenamientos a pie de pista. Cada intervalo de tiempo está marcado por un tono y el fin de la prueba está señalizado por un doble tono. Están permitidos dos tipos de pruebas:

Las pruebas 1 a 4 proponen un cierto número de ciclos compuesto cada uno de ellos de dos



períodos; un periodo de carrera continua, seguido de un periodo de reposo. Por ejemplo, la prueba 1 propone efectuar 6 ciclos compuestos, cada uno de ellos, de un periodo de carrera de 15 s, seguido de un periodo de

reposo de 15 s. Las tres primeras pruebas disponen de valores predefinidos, mientras que la prueba 4 es totalmente adaptable.

La prueba 5 permite determinar la Velocidad Máxima Aeróbica (VMA), haciendo correr a

un atleta, en periodos de 2 min., a velocidades crecientes. Los trayectos se realizan entre dos pivotes separados a distancias de 20 m o 25 m (a elegir). Es posible elegir el valor de la velocidad inicial y el de la velocidad máxima de prueba. Al cabo de 2 min, la velocidad se incrementa en 1 km/h. El número de trayectos sobre un período de tiempo constante de 2 min aumenta en un retardo más corto. La VMA representa la última velocidad marcada por el atleta sin conseguirla.

El esquema eléctrico es muy sencillo y se limita a un microcontrolador, cinco botones pulsadores, una pantalla LCD de 2 líneas de 16 caracteres, un diodo LED y un zumbador. Se necesita un cristal de cuarzo para obtener una base de tiempos bastante precisa. El sistema queda parado en el encendido. La pulsación sobre el botón Run/Pause hace pasar al sistema al modo marcha y el diodo LED se enciende. Una nueva pulsación sobre el mismo botón hace pasar al sistema a modo Pause. Podemos retomar un entrenamiento sin per-

der los valores actuales. Sin embargo, la parada definitiva (pulsando sobre la tecla Escape) reinicia los valores del entrenamiento en curso. El programa (ficheros fuente en BASIC y fichero HEX), el microprocesador programado y el manual detallado y ricamente ilustrado (sólo en Francés), están disponibles en la referencia [1].

(100203-I)

### Enlaces en Internet

[1] [www.elektor.es/100203](http://www.elektor.es/100203)

## Parada de emergencia

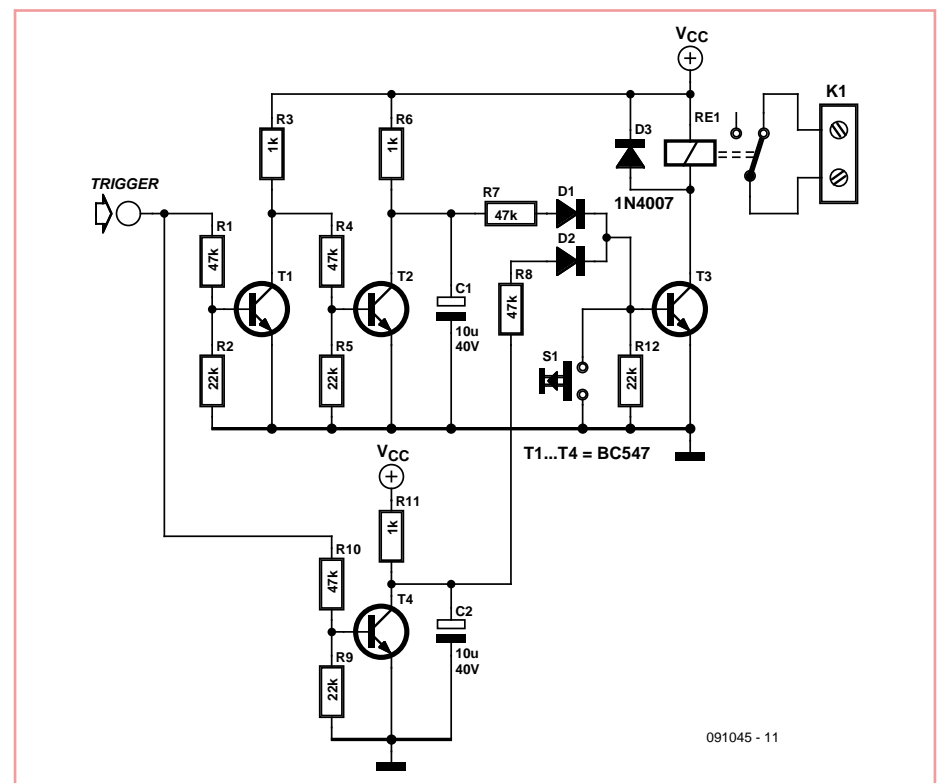
Jacob Gestman Geradts (Francia)

El miedo de todos los diseñadores de un sistema de regulación controlado por un microcontrolador u ordenador es que el ordenador o controlador se cuelgue y la señal de salida se quede al máximo. En ese caso, los motores controlados empiezan a girar cada vez más rápidamente o los elementos de calefacción se ponen al rojo vivo sin que el sistema tome el control. En realidad, cualquier sistema de regulación necesita un tipo de parada de emergencia que desconecte todo cuando algo falle.

La mayoría de las veces, los controladores y ordenadores tienen una salida TTL de sobra que se puede utilizar para este fin. Añadiendo algunas líneas al programa que cambia periódicamente el nivel de esta salida adicional a alto y a bajo, se puede evitar muchos disgustos y daños. Si el ordenador o controlador se colgara, ya no aparecería una señal cambiante en esta salida. El circuito no hace mucho más que vigilar la presencia de una señal (TTL) cambiante. En el momento que falte esta señal de control se desconectará el ordenador o controlador.

Los transistores T2 y T4 que siguen la señal de control forman el corazón del circuito. Los condensadores correspondientes C1 y C2 se cargan a través de las resistencias R6 y R11. T4 conducirá en caso de que llegue una señal de nivel "alto" y descargará "su" condensador (C2). Como un circuito inversor construido alrededor de T1 precede a T2, éste descargará su condensador cuando la señal de control esté a nivel "bajo".

Si la señal de control cambia lo bastante rápidamente entre alto y bajo, ambos transistores quedan casi sin tensión y no pasa nada. Si la señal de control se queda en el nivel "alto", el condensador de T2 ya no se descarga y la tensión sobre el condensador aumenta rápidamente. La tensión sobre el condensador de T4 aumenta rápidamente si

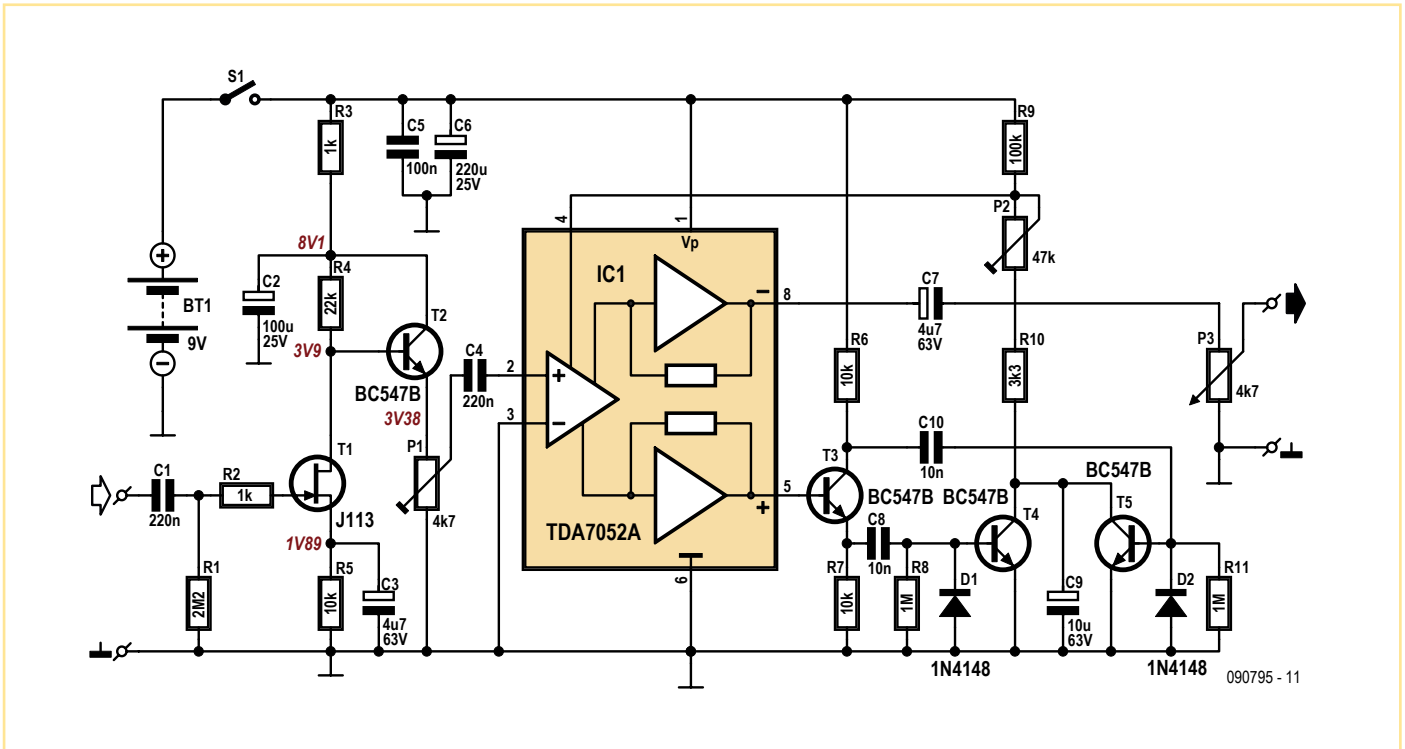


la señal de control se queda a nivel "bajo". T3 se activará a través del circuito de función OR con dos diodos en el momento en que surja una tensión sobre uno de los dos condensadores. El relé accionado por T3 tiene que ser provisto de un contacto de desconexión. En el momento en que la señal de control ya no cambie, se desconecta definitivamente el sistema de regulación a través de este contacto de desconexión. Para volver a poner en marcha el sistema hay que mantener pulsado el botón S1 hasta que la señal de control vuelva a aparecer en la entrada del circuito. El circuito funciona con una gran cantidad de tensiones de alimentación, entre las que se encuentran 5, 9 y 12 voltios. Los valores de los

componentes no son muy críticos y los valores de los condensadores dependen de la frecuencia de la señal de control. La constante del tiempo con un valor de 10 µF asciende a 10 ms, de modo que hay que vaciar los condensadores por lo menos cien veces por segundo para evitar que se genere una parada de emergencia. Con valores de condensadores más grandes se necesitan vaciar, proporcionalmente, menos veces los condensadores. Como diodo de protección se puede utilizar un 1N4007. Los dos diodos de la puerta OR pueden ser de casi cualquier tipo de diodo de señal. El circuito también funciona con otros transistores con especificaciones más o menos semejantes.

(091045)

# Compresor de Guitarra Sin CA3080



Ian Field (UK)

El TDA7052A es un circuito integrado amplificador, fácil de localizar (Farnell # 526198), que tiene una entrada DC de control de volumen. Aquí, el integrado es usado como un amplificador de ganancia variable en un compresor de guitarra, de manera que se pueda conseguir el efecto deseado sin el duro trabajo de obtener un CA3080, un Amplificador Operacional de Transconductancia (AOT, en inglés OTA).

El TDA7052A tiene una sensibilidad de entrada relativamente baja y, también una impedancia de entrada relativamente baja, por lo que el amplificador JFET de fuente común, T1, proporciona una ganancia previa mientras que el seguidor de emisor, T2, proporciona una impedancia baja para controlar la entrada de IC1. La ventaja de este circuito se toma de las salidas duales de IC1, el cual mantiene el diodo de carga y las cargas de salida independientes, aunque la distorsión para dicho circuito probablemente no se produciría ya que IC1 tiene una impedancia de salida muy baja (en torno a 0,2 Ohmios). La salida del terminal 8 es llevada, a través de C7, un condensador de bloqueo DC, al potenciómetro de nivel P3. La salida en el terminal 5 controla el divisor de fase T3, cuyas salidas controlan los transistores T4 y T5 en semi-ciclos alternativos. Estos dos transistores en paralelo descargan C9, el cual mantiene de manera efectiva la tensión de control para el terminal 4 de IC1.

La etapa de entrada tiene un cierto número de aspectos respetables de diseño a mencionar. La etapa JFET recortará si la corriente  $I_{dss}$  es demasiado alta. Para T1 puede ser suficiente con un 2N3819, si hemos seleccionado una  $I_{dss}$  de menos de 5 mA, en caso contrario el amplificador de entrada no trabajará. Puede que esto no suceda con todas las marcas del 2N3819. El J113 que mostramos aquí esta especificado para una corriente mínima de 2 mA y no se da ningún límite superior en sus hojas de características.

La resistencia fuente, R5, puede determinarse empíricamente por la inserción temporal de un condensador ajustable para establecer la tensión de ordenador a  $0,5 V_{BATT}$ , obviamente, al centrar el punto de trabajo del drenador se optimiza el margen de potencia máximo por encima del Nivel Máximo Permitido (o "headroom" en inglés), para salida balanceada. Con valores bajos de la resistencia de drenador es posible utilizar muestras no escogidas del 2N3819.

Queda suficientemente claro en las notas de aplicación del TDA7052A y en las hojas de características que es importante un buen desacople en la tensión de alimentación, por lo que se recomienda que C6 sea un condensador electrolítico de buena calidad. Para C5 se ha especificado un valor de  $0,1 \mu F$ , de acuerdo con las hojas de características, aunque también se puede usar un condensador miniatura de  $0,22 \mu F$  que pueda montarse

en el espacio disponible, lo que nos aportará una pequeña ayuda. C5 debe ser montado lo más próximo posible a los terminales de alimentación de IC1.

Hemos asumido que cualquiera que sea capaz de construir una placa para un pedal de guitarra, debe conocer cómo cablear un conmutador que haga un "bypass" (bordee) en la caja de efectos. En cualquier caso, hay algunos consejos que dar sobre la colocación de los potenciómetros. Idealmente, sólo uno de los polos de los dos polos de conversión del conmutador de la caja de efectos es necesario, para conmutar el jack de salida entre la salida "comprimida" y un potenciómetro adicional en el "buffer" de ganancia previa.

Es probable que P1 (pre-ganancia) sea más útil como control en el panel frontal, que también es un buen lugar para conectar el conmutador que bordee ("bypass") la caja de efectos. La mejor opción es la de utilizar un potenciómetro doble de  $2 \times 10 \text{ k}\Omega$ , en paralelo, en lugar del propio P1, colocando un cursor que llegue al terminal 2 de IC1 (pre-ganancia) y el otro extremo que llegue al conmutador que bordea la caja de efectos (ganancia de "bypass"). P2 (mantiene) varía la cantidad de tensión de efecto sobre C9 que afecta a la tensión en el terminal 4 de IC1 y que, por lo tanto, controla el rango de ganancia.

El circuito está alimentado por la tradicio-



nal pila PP3 de 9 V. Si lo preferimos, podemos conectar un conmutador de desplazamiento en serie con el terminal positivo de la batería, pero es una práctica común en la industria FX usar conectores jack estéreos con el terminal del conector llevando la señal normalmente, mientras que el contacto del anillo del conector se lleva a masa cuando se inserta un conector jack mono. Siempre y cuando hayamos mantenido el estilo del esqueleto de un conector jack en su montaje en una caja metálica, la inserción de un conector mono conecta el contacto del anillo a la caja. De este modo, si el terminal negativo de la batería está conectado al contacto del anillo de un conector y el terminal negativo de la PCI está conectado al contacto del anillo de otro conector jack, al retirar cualquiera de los conectores jack abrirá el circuito entre el negativo de la batería y el negativo de la placa.

El circuito desde C1 a P1 es útil en sí mismo como pedal de un "amplificador limpio", dentro del cual la impedancia de entrada puede ser, más o menos, tan alta como queramos hacerla, y donde el seguidor de emisor T2 le proporciona una impedancia de salida muy baja, capaz de trabajar con cables largos sin perder las notas altas y también saturando la etapa de entrada de los amplificadores de válvulas (¡algo que no vale la pena con amplificadores de transistores!) Sin embargo, dependiendo de la elección y la personalización del JFET, solo sería posible el uso de una guitarra de buena calidad con captura de "ditto" para poder saturar la etapa de entrada en un cierto grado.

(090795)

# Llevando sus altavoces a un nivel superior



Visite nuestra web para más información sobre nuestro nuevo programa

DISTRIBUIDOR EUROPEO | tel. +31 (0)595 49 17 48  
fax +31 (0)595 49 19 46

**ELTIM**  
AUDIO

info@eltim.eu [www.eltim.eu](http://www.eltim.eu)

Publicidad

## Microcontroladores PIC

➔ 50 Proyectos para Principiantes y Expertos

Este práctico libro cubre una serie de divertidos y emocionantes proyectos con microcontroladores PIC. Encontraremos por ejemplo una alarma silenciosa, un sensor de personas, un radar, una alarma de noche, un indicador VU, un atenuador RGB, una red serie y un súper compresor de sonido. Puede hacer más de 50 proyectos para uso propio. La clara explicación, esquemas y fotos de cada proyecto montado sobre una breadboard, lo convierten en una actividad divertida. La información técnica de fondo de cada proyecto explica por qué el proyecto está creado así, incluyendo las hojas de datos utilizadas. De esta manera, aprenderá mucho sobre el proyecto, y los microcontroladores que se en el se utilizan, y puede expandirlo y adaptarlo según sus necesidades, haciendo su utilización ideal en escuelas y colegios. Incluso después de haber construido todos los proyectos será una valiosa guía de referencia para tener sobre su escritorio. Todo el software que se utiliza en este libro se puede descargar gratuitamente de la red, incluidos todo el código fuente, un editor de programas y el lenguaje de programación JAL.

**elektor**



Ahora en español

450 páginas

ISBN 978-90-5381-249-5 • 49,00 €

Elektor International Media Spain, S.L.  
Apartado de Correos 62011  
28042 Madrid  
España  
Tel.: +34 91 101 93 95  
Fax: +34 91 101 93 96

Más información y pedidos en [www.elektor.es/tienda](http://www.elektor.es/tienda)

# Emisor y receptor para alarma inalámbrica



Christian Tavernier (Francia)

He aquí dos montajes que permiten añadir hasta ocho sensores a un sistema de alarma ya instalado sin tener que tirar un solo cable. Cada emisor posee un número único que es enviado y gestionado por la central en caso de alarma, supervisándose constantemente el estado de la pila del emisor. Las transmisiones entre los emisores y la central están codificadas y tienen lugar sobre una de las dos bandas de frecuencias normalizadas en Europa: 433,92 MHz o 868 MHz.

El esquema eléctrico del emisor (ver **Figura 1**) no lleva integrado ningún emisor radio, ya que es compatible con todos los módulos de RF de emisión radio de entrada binaria.

El corazón del montaje (IC1) es un codificador de datos digitales. A través de su terminal DOUT transmite una trama binaria que contiene una dirección proveniente de las entradas A1 a A5, y los datos que reflejan el estado de las entradas D6 a D9. Las direcciones son utilizadas aquí para el código de "habitación", mientras que los datos D7 a D9 codifican el

número del emisor de 0 a 7. La línea D6 transmite el estado de la pila, medido por el comparador IC2.

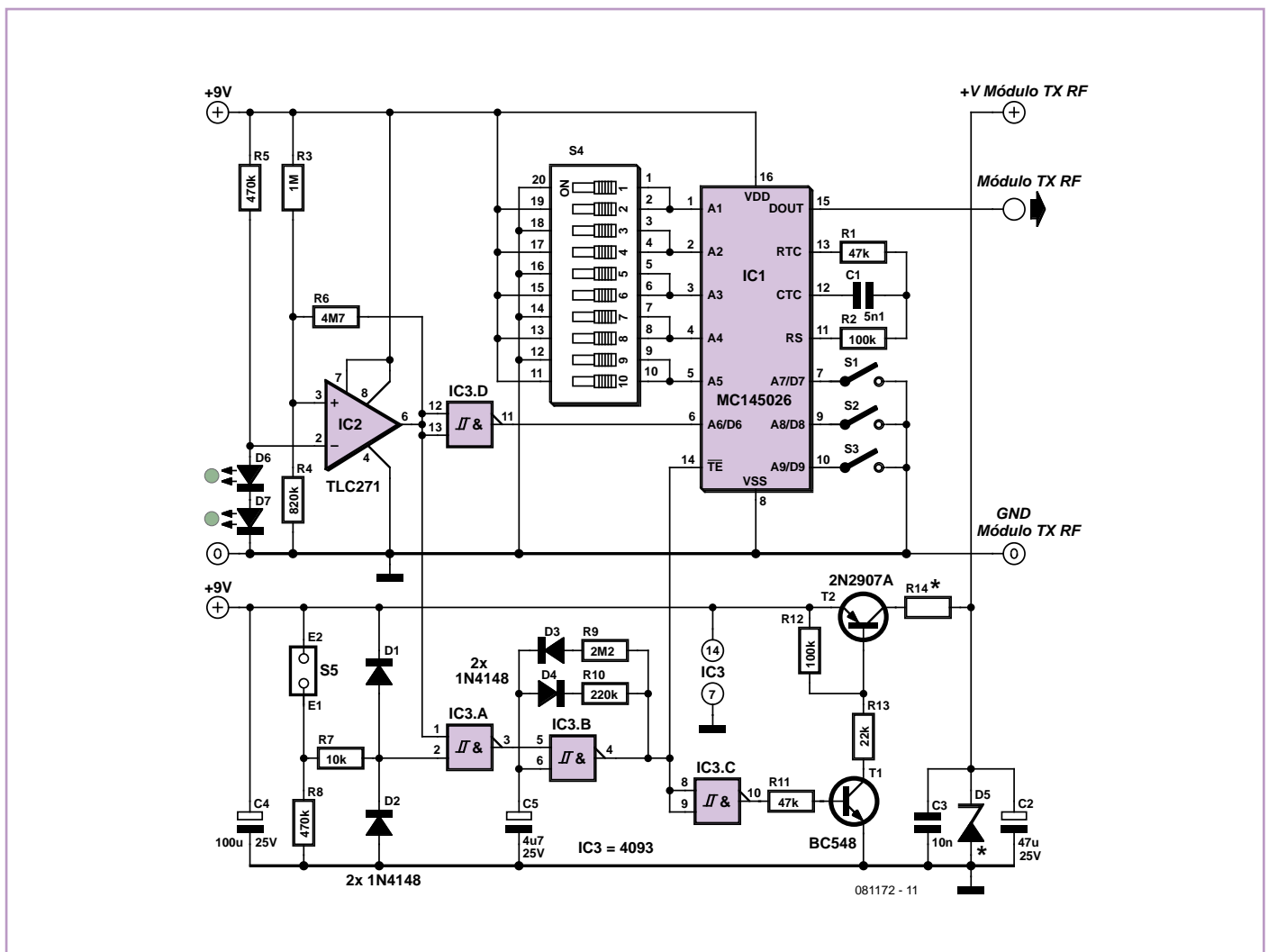
El sensor es un modelo de contactos **cerrados por defecto**, conectado a las entradas E1 y E2. En ausencia de alarma y si la pila no está siendo usada, IC3.A está bloqueada, lo que bloquea también la señal IC3.B. Esto impide que IC1 pueda funcionar a través de su entrada TE, con lo que bloquea igualmente al transistor T2, lo que corta la alimentación del módulo de alta frecuencia. Así pues, el emisor está en modo reposo y consume una corriente muy baja.

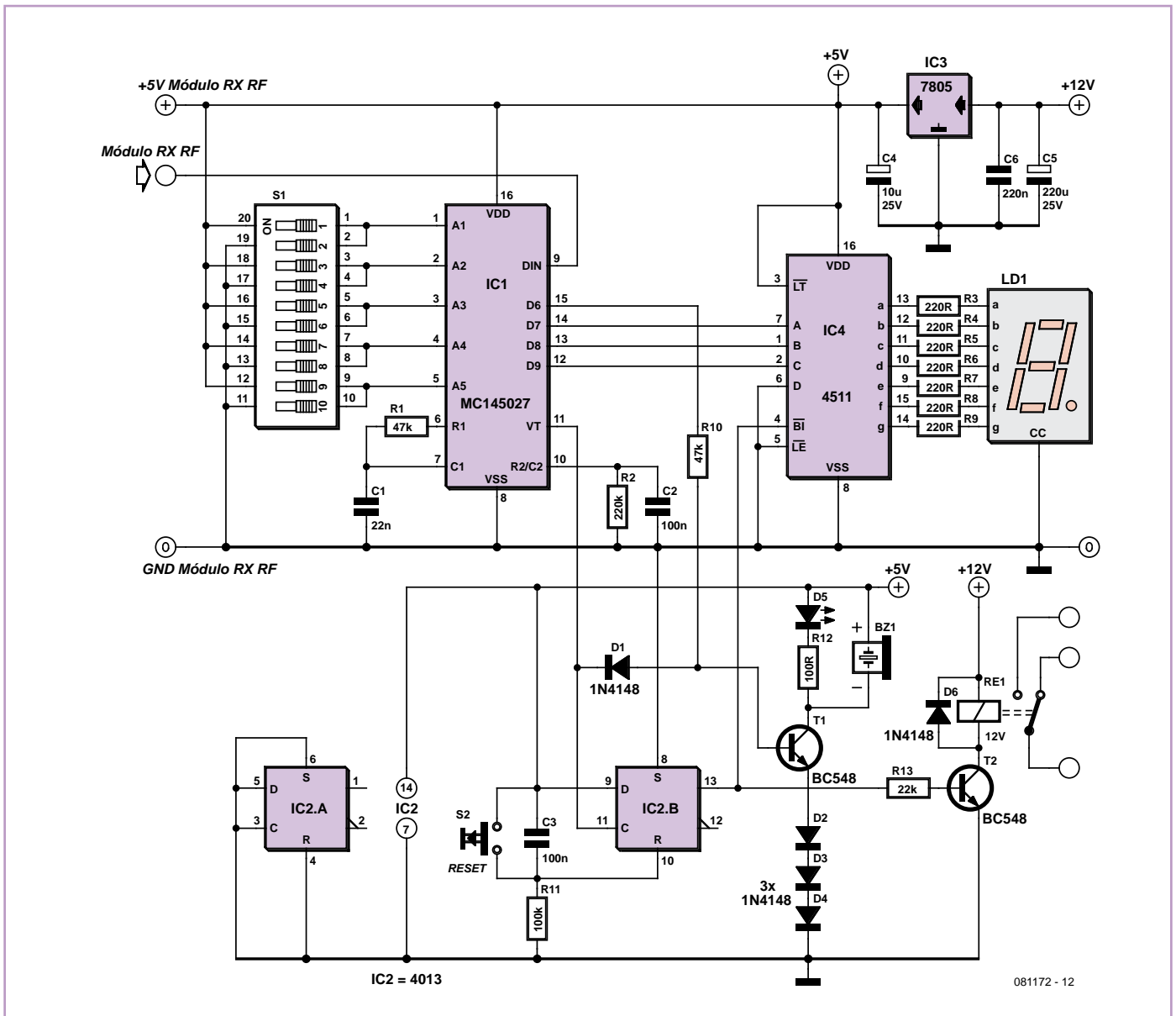
En caso de alarma, es decir, de apertura del sensor o si la pila está siendo usada, IC3.A pasa a nivel alto y desbloquea el multivibrador IC3.B, que comienza a generar las señales rectangulares de un ciclo de trabajo bajo, debido a la gran diferencia de valores entre R9 y R10. Una vez que estamos a nivel alto, IC1 está activo a través de su entrada TE y el transistor T2 está también saturado por medio de T1. El módulo emisor de RF es ahora alimen-

tado y transmite las informaciones proporcionadas por IC1. Este estado se mantiene mientras que la alarma no sea anulada o mientras que la pila no sea sustituida.

Así pues, el módulo emite su estado durante un corto instante, después vuelve a su estado de reposo durante un momento más largo y así constantemente. Esto permite de una parte, preservar la duración de la vida de la pila y, por otra, minimizar las colisiones que pudieran producirse si otros emisores se disparan al mismo tiempo.

La resistencia R14 y el diodo zéner D5 deben ser elegidos en función de las características de alimentación del módulo de RF utilizado (generalmente 5 V y algunas decenas de mA). El circuito integrado IC2 será obligatoriamente un modelo TLC271, que sirve para garantizar un consumo muy bajo en reposo. Las entradas de codificación de las direcciones son entradas de tres estados. Por lo tanto, podemos conectar cada entrada a masa, a alimentación o bien, dejarla al aire. Evidentemente, será necesario realizar la misma codifi-





cación en todos los módulos emisores y sobre los receptores. Las entradas de datos D7 a D9 son binarias y será necesario elegir una combinación diferente por emisor.

El receptor (ver **Figura 2**) no lleva integrado el receptor de RF y nos corresponde a nosotros decidir el modelo que deseamos.

La señal binaria proveniente de la salida del receptor de RF se aplica a la entrada de IC1, que es el compañero natural de IC1 utilizado en los transmisores. Si hay coincidencia de direcciones, los datos de D6 a D9 del transmisor se encuentran en las salidas de IC1 con los mismos nombres. Además, la señal VT pasa a nivel alto durante cada recepción de IC1 de una trama de datos válida.

Los tres bits de datos que corresponden al número de transmisor son descodificados por IC4, un descodificador BCD/7 segmentos. Si su entrada BI está a nivel alto, la pantalla LD1 muestra el número del emisor que ha disparado la alarma. La señal BI proviene de

un biestable D (IC2.B) que almacena el estado de la alarma, ya que dicha alarma es disparada por la salida VT de IC1. Esta alarma se vuelve a configurar automáticamente a cero al alimentar de nuevo el circuito, por medio de C3 y R11 o, manualmente, con el botón pulsador S2. En presencia de una alarma, el biestable también cierra el relé RE1 a través de T2.

Cuando la pila del emisor ha sido usada, la salida D6 de IC1 pasa a nivel alto, lo que dispara el zumbador y enciende el diodo LED D5. Al mirar el receptor, podemos saber así si estamos en presencia de una alarma "normal" (RE1 cerrado, zumbador silencioso y LED apagado) o de una alarma de pila usada (RE1 cerrado, zumbador funcionando y LED encendido). En los dos casos, el número del emisor afectado queda indicado en la pantalla.

Señalar que, en caso de alarmas transmitidas por varios módulos, la pantalla muestra por turno los números de los módulos afectados, lo que puede hacer que su lectura sea

algo difícil de hacer si más de dos módulos emisores funcionan de modo simultáneo.

La alimentación es una tensión estabilizada de 5V, salvo para la alimentación de los relés. Dicha tensión puede obtenerse a través de un adaptador de tensión de red o, mejor aún, obtenida a partir de la central asociada que, generalmente, estará protegida por una batería en caso de corte de tensión.

Pensemos en codificar las señales A1 a A5 como lo hemos hecho para los emisores asociados. Démonos cuenta también que, dado el esquema utilizado, el zumbador debe ser un modelo con electrónica integrada. La salida de los relés debe estar conectada a una de las entradas del sistema de alarma asociado.

(081172-1)

## Enlaces en Internet

[1] [www.elektor.es/081172](http://www.elektor.es/081172)

# Monitor de consumo eléctrico con Lego Mindstorms



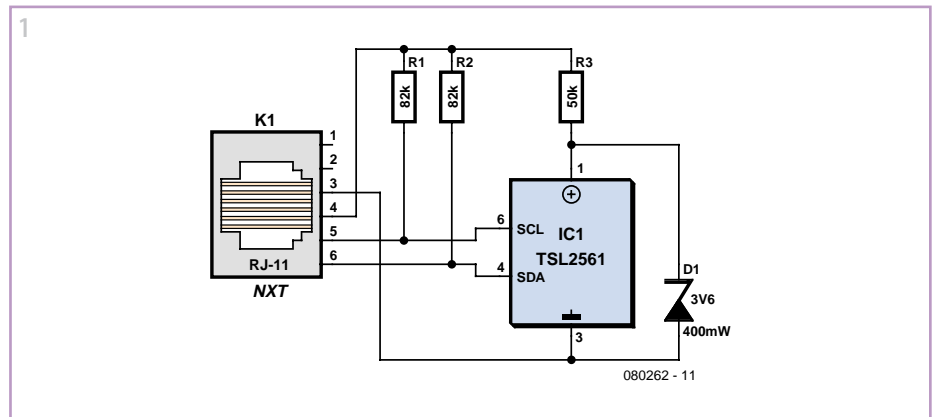
Zeno Otten (Holanda)

El Lego Mindstorms NXT sigue siendo un microcontrolador muy popular desde su introducción en 2006. Esto se deduce de las muchas publicaciones libros y enlaces que hay en Internet. Una de las mejoras más importantes en comparación con el controlador Lego RCX introducido anteriormente, es el soporte del protocolo I2C. Ahora se proporciona soporte completo al software y hardware de este sistema de comunicación de dos hilos. Esto tiene como consecuencia que se pueden utilizar los sensores (no estándar de Lego) más nuevos en una aplicación Lego tales como un sensor de brújula, uno de aceleración o un sensor de luz como el TSL2561 aquí utilizado. Se ha utilizado este sensor de la compañía TAOSinc [2] junto con el NXT como monitor de electricidad de casa.

El TSL2561 es un sensor fotosensible que puede convertir cierta cantidad de luz a un valor digital. Utiliza dos fotodiodos: uno para medir la luz visible e infrarroja (Channel0) y otro para medir únicamente la luz infrarroja (Channel1). Estos sensores se pueden leer por separado con una resolución de 16 bits a través de una conexión serie según el protocolo I2C. Debido al amplio margen de medición del sensor, se crea una "visión" parecida a la de una persona. Es un sustituto digital ideal de los circuitos utilizados a menudo en mediciones analógicas de luz que se realizan con fotorresistencias, LED y operacionales junto con otros componentes electrónicos. El sensor cuesta menos de 3 euros y se puede adquirir fácilmente (por ejemplo en Conrad). La hoja de características del fabricante ofrece mucha información para el uso del sensor en un diseño propio.

Muchos contadores domésticos de electricidad modernos tienen un contador (digital) que muestra el consumo de energía. Estos contadores llevan también incorporados un LED que parpadea. El tiempo que transcurre entre los destellos del LED es una medida del consumo. La medición continua de este tiempo es por tanto suficiente para determinar el consumo eléctrico en cantidad y costes.

El sensor TSL2561 se utiliza en realidad de forma indebida, haciéndole registrar únicamente la situación entre luz y oscuridad. El sensor genera un valor numérico cuando el LED está encendido y un valor diferente cuando está apagado. Puedes determinar fácilmente el valor umbral de forma empírica



y utilizarlo luego en el programa. Se puede utilizar el NXT como registrador de datos dirigiendo simplemente el sensor hacia el LED que parpadea o pegándolo al contador domestico de electricidad y conectándolo al NXT. Las mediciones se muestran en la pantalla del NXT y/o guardan en un fichero. Poste-

riormente se puede descargar el fichero y tratarlo para mayor análisis. También se pueden enviar los datos medidos directamente al PC a través de una conexión Bluetooth.

La figura 1 muestra el circuito al completo. El TSL2561 tiene seis pines. Se utilizan los pines 4

```
2
TextOut(0,LCD_LINE1,"TSL2561 measurement ",false);
drempelwaarde=3; // diferencia luminoso/oscuro
aantijd=500; // tiempo de encendido del LED en ms
InitTSL2561(); // Inicia I2C y la conversión

DeleteFile("dataNXT.txt");
CreateFile("dataNXT.txt", 60000, handle);

t0=CurrentTick(); t1=0; wattold = 0;

while (true)
{
ReadTSL2561();
if (Channel0 > drempelwaarde) {
t1=CurrentTick(); //ms
dt= t1-t0;
t0=t1;
watt=(36000/(5*dt)); //vatios

if (watt > wattold)
tekst = "rising";
else tekst="falling" ;
wattold=watt;

tmp = NumToStr(dt); WriteString(handle, tmp,bytesWritten);
WriteString(handle, ":",bytesWritten);
tmp = NumToStr(watt) ; WriteLnString(handle,
tmp,bytesWritten);
}

Wait(aantijd); //dependiendo del tiempo de encendido del LED

// Pulsar el botón naranja del NXT para parar la ejecución del
programa
if (ButtonPressed(3,0)) {
CloseFile(handle);
break;
}
ShowResult();
} // fin while
```



(SCL) y 6 (SDA) en combinación con dos resistencias de pullup para la comunicación con el bus I2C. En principio, puedes utilizar también otro microcontrolador distinto del NXT, siempre y cuando este sea apto para el protocolo I2C y la tensión en el bus ronde los 5 V. Los valores de las resistencias de pullup se encuentran generalmente entre 10 k y 100 k (el valor elegido de 82 k lo cumple perfectamente). Se puede utilizar el pin de la interrupción (pin 5) para influir sobre el comportamiento del sensor con una señal de control externa, pero aquí no está conectado. El pin 2 es el chip select. Con él puedes fijar la dirección del sensor (pin 2 a masa: dirección 0x48hex, pin 2 a Vdd: dirección 0x72hex, pin 2 desconectado: dirección 0x38hex). La tensión de alimentación permitida del TSL2561 ( $2.7 < V_{dd} < 3.6$ ) es algo menor que los 5 V estándar utilizados frecuentemente por los componentes I2C. Así que se añadió el diodo zener D1 y la resistencia R3, con los cuales se reduce la tensión suministrada por el bloque NXT a 3,3 V.

Para conectar el sensor al NXT utilizamos un cable plano flexible en el cual se ha montado un conector jack especial (apto para el NXT). Se pueden comprar estos cables de varias longitudes [3] o construirlos uno mismo [4].

El tamaño del sensor es de menos de 10 mm<sup>2</sup>. Para soldarle algunos hilos de cobre necesitas una lupa grande y un soldador con una punta muy fina. Por último, el autor pegó el sensor en un encapsulado de plástico. Excepto por una pequeña rendija, se tapó el encapsulado con cinta negra para protegerle de la luz. De esta forma se obtiene un sensor digital de luz robusto y manejable. El sensor se ha pegado al contador doméstico de electricidad con un trozo de cinta adhesiva para hacer mediciones online.

Hay varios lenguajes de programación disponibles para proveer de programas al NXT. El software estándar de Lego es un interfaz gráfico completo, en el cual es suficiente la interconexión de bloques funcionales para crear un programa. Para esta aplicación de monitorización deberíamos haber descargado plugin adicionales que faciliten la programación del bus I2C. En cambio, a un programador auténtico le gusta más trabajar en un entorno de programación orientado a texto. El autor ha utilizado el compilador y

entorno de desarrollo gratuito BrixCC, diseñado especialmente para microcontroladores de Lego, en el diseño del software del monitor online de electricidad. Este compilador se sigue ampliando y está soportado por un foro en Internet. Puedes subir y bajar ficheros a través de USB o Bluetooth. Con este software se puede controlar también el NXT por completo.

El programa de monitorización de energía (Enimon) contiene todas las rutinas necesarias para que el NXT pueda comunicarse con el TSL2561 a través del bus I2C. El código fuente se descarga gratis del sitio Web de Elektor [1]. La **figura 2** muestra el bucle más importante que ejecuta el programa Enimon.

En la parte de configuración del software se asigna el valor umbral (drempelwaarde) (el valor digital que genera el sensor cuando el LED está encendido). En este ejemplo

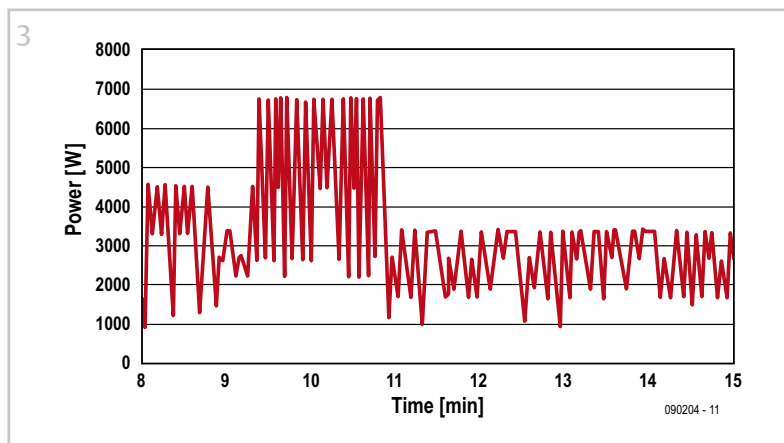
KB. El tamaño es bastante limitado, aunque suficiente para registrar datos durante varias horas.

A la variable `to` se le asigna el tiempo de inicio antes de que empiece el bucle `while`. El procedimiento `ReadTSL2561` lee `Channel0`. `Channel1` (la parte infrarroja de la luz) no es relevante en esta aplicación.

Cuando el LED está encendido, se determina cuanto tiempo ha transcurrido en relación a la medición anterior y se calcula el consumo instantáneo, expresado en vatios. El factor de conversión que se necesita es diferente para cada contador doméstico de electricidad. En este ejemplo el factor de conversión es 500 pulsos por kWh.

Este valor se compara con el cálculo anterior para determinar si el consumo aumenta o disminuye. Por último, se guardan los datos separados por “:”. El procedimiento “ShowResult” muestra los resultados en la pantalla del NXT.

La **figura 3** muestra un registro del consumo eléctrico (en vatios) como función del tiempo. Las mediciones se han realizado con el programa Enimon y guardado en el fichero `dataNXT.txt`. Se han importado los datos de medición a una hoja de Excel para



tiene el valor 3 y fue determinado de forma empírica.

También hay que asignar al tiempo de encendido del LED (`aantijd`) un valor en milisegundos. No queremos guardar las mediciones del sensor durante este periodo. En este ejemplo, es suficiente un valor de cerca de 500 ms. Este valor depende del tipo de contador doméstico de electricidad.

Después de conectar la tensión de alimentación Vdd el sensor necesita un comando de arranque para funcionar. El procedimiento `InitTSL2561` se encarga del arranque del sensor. Ambos convertidores A/D empiezan a convertir con un tiempo de integración estándar de 400 ms. Después de este tiempo los resultados están disponibles en los registros `Channel0` y `Channel1` del sensor.

A continuación se abre el fichero `dataNXT.txt`. El fichero antiguo se sobrescribe. El tamaño máximo del fichero se ha establecido en 60

luego dibujar un gráfico con ellos. Se ve claramente un periodo corto donde la secadora y la lavadora causaron juntas un consumo de 6700 vatios.

(080262)

## Enlaces

- [1] [www.elektor.es/080262](http://www.elektor.es/080262)
- [2] <http://www.taosinc.com>
- [3] <http://www.mindsensors.com>
- [4] <http://www.philohome.com/nxtplug/nxtplug.htm>
- [5] <http://bricxcc.sourceforge.net/>

## Descargas y productos Software

080262-11 código fuente NXC





# Medidor de inclinación con USB

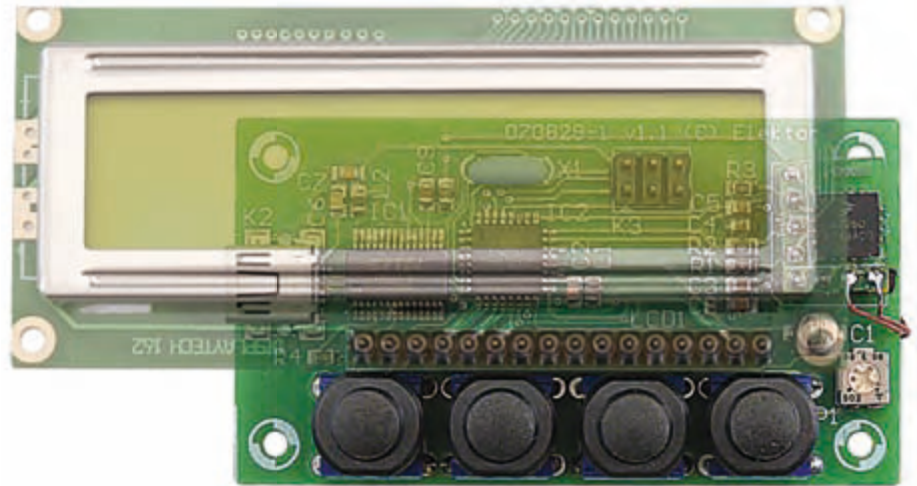


Wilfried Wätzig (Alemania)

Un medidor de inclinación de este tipo es un bien muy preciado –puede servir, por ejemplo, como control (¡en un mando para videojuegos!), pero también para proteger objetos de valor, aparte de otras muchas posibilidades. El circuito aquí descrito utiliza el mismo sensor que el proyecto “Medidor de fuerza g” [1]. El MMA7260Q de Freescale puede determinar la aceleración en tres ejes, suministrando mediante tres salidas señales analógicas proporcionales [2]. Puede ajustarse la sensibilidad en cuatro pasos. Para este proyecto se han calculado 800 mV/g, con lo que obtenemos en cada una de las tres direcciones un rango de medida de -1,5 g a +1,5 g. El integrado tiene un encapsulado del tipo QFN, difícil de soldar, pero puede encargarse a Elektor en una pequeña tarjeta adaptadora (MMA7260-Breakout-Board, artículo número 090645-91, véase [3]).

Si se utilizan los conectores adecuados en nuestra propia tarjeta (como dos filas de 4x1 pines), podrá conectarse la tarjeta del sensor fácilmente.

Si movemos la tarjeta longitudinalmente (o transversalmente), el sensor medirá en el eje X (o Y) una fracción de la aceleración gravitatoria 1 g, mediante la cual puede determinarse el ángulo de inclinación. En la práctica nunca se

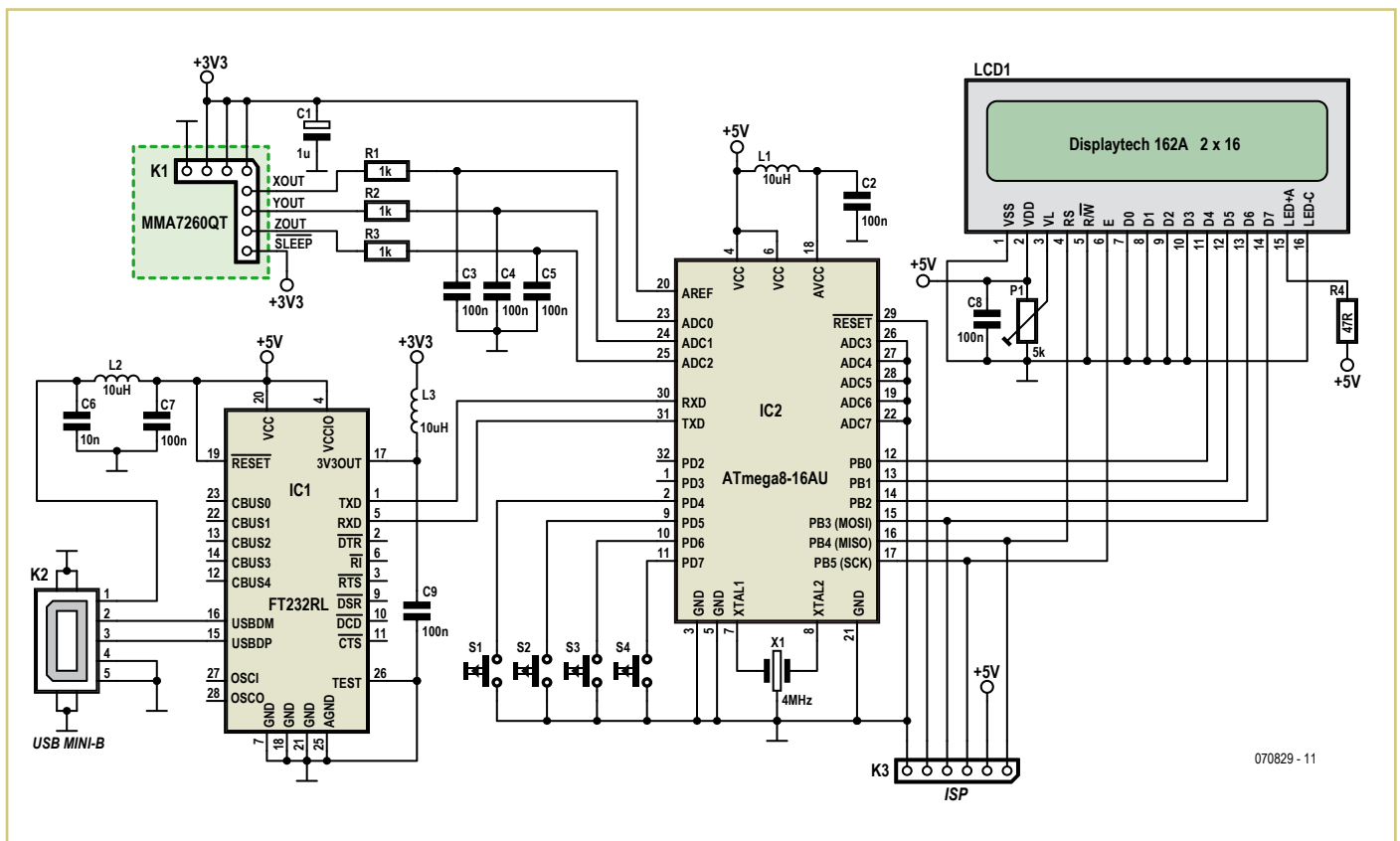


agita la tarjeta únicamente en una sola dirección. Aquí entra en juego el eje Z, mediante el cual se obtiene la variación horizontal. Desde cualquiera de los tres valores de inclinación puede calcularse el ángulo en la dirección X e Y (la tarjeta no tiene por qué acelerarse en una dirección del espacio, sino simplemente ser agitada).

Según las especificaciones del autor, el desarrollador de Elektor Jerry Jacobs ha diseñado una pequeña tarjeta, que puede encargarse directamente desde la web de Elektor [3].

Como es costumbre, puede encargarse también el microcontrolador programado o –en caso de que quiera programarla por sí mismo– descargar el software en hexadecimal y en código fuente.

El circuito es bastante simple; la parte central la forma un microprocesador ATmega8-16. Éste controla un LCD mediante el PORTB y se opera mediante cuatro pulsadores en PORTD. Las señales analógicas de los acelerómetros están conectadas con las entradas de PORTC, de 0 a 2.





Casi la totalidad de los componentes pasivos del circuito sirven para desacoplar y filtrar, al fin y al cabo, lo que se pretende es medir señales analógicas con la máxima exactitud posible. Un ejemplo de esto es la alimentación en el área analógica del micro (AVCC).

Tal alimentación se obtiene mediante el USB, además, pueden transmitirse los datos de inclinación al PC u otro cliente. Como convertidor UART-USB se utiliza el ya conocido por los lectores FT232RL. La tensión de alimentación a 3,3 V para el sensor (así como la de referencia del ADC) es apta también para el FT232RL, con lo que nos ahorramos el regulador de tensión adicional a 3,3 V.

Y ahora, un poco de matemáticas, que resultan imprescindibles de cara a comprender el software. Los valores digitales suministrados por ADC1 a ADC3 tienen una resolución en la conversión de 10 bits:

$$val = U \cdot 1024 / U_{ref} \text{ con } U_{ref} = 3,3 \text{ V}$$

El valor de  $U = U_{ref}/2 = 1,65 \text{ V}$  corresponde según la hoja de características con 0 g.  $U = 2,45 \text{ V}$  corresponde a +1 g y 0,85 V a -1 g. Ya que estos son los valores límite del sensor de inclinación (tarjeta girada +/-90°), el autor ha llamado a estos valores del ADC (760 y 264 según la fórmula anterior), ADCmax y ADCmin.

En la práctica ha de calibrarse el sistema antes de cada serie de mediciones, en este caso se

corresponden con los valores reales ADCmax y ADCmin (para cada uno de los tres ejes).

Los tres ejes se calibran por separado. En el caso del eje X, la tarjeta se coloca en ambas direcciones a 90° (lo mejor es utilizar una superficie horizontal estable). Finalmente se almacenan los valores de ADCkmax y ADCkmin, siendo k=0 para el eje X, k=1 para el eje Y, y k=2 para el eje Z.

Pulsando un botón se inicia la adquisición de datos (S4 en el circuito). Para obtener valores de medida más suavizados, lo mejor es hacer la media de los 16 valores del ADC consecutivos, pues las vibraciones pueden conducirnos a errores de medida en los sensores.

Con los valores de medida actuales ADCkvalue (k=0 a 2), en promedio, el software calcula:

$$(X/Y/Z)_{gval} = (ADCkvalue - ADCkmid) / ADCkdif$$

$$\text{con } ADCkmid = (ADCmax + ADCmin) / 2 \\ \text{y } ADCkdif = ADCmax - ADCmin$$

Xgval, Ygval y Zgvalson representan las aceleraciones medidas en los tres ejes (en fracciones de 1 g). En la nota de aplicación AN3461 de Freescale [4] se describe cómo pueden calcularse las inclinaciones xangle, yangle y zangle:

$$\tan(xangle) = Xgval / \sqrt{Ygval^2 + Zgval^2} \\ \tan(yangle) = Ygval / \sqrt{Xgval^2 + Zgval^2} \\ \tan(zangle) = \sqrt{Xgval^2 + Ygval^2} / Zgval$$

xangle: ángulo de inclinación en el eje longitudinal, si está en horizontal corresponde a xangle=0, los valores positivos representan un giro en el sentido de las agujas del reloj.

yangle: ángulo de inclinación al balancear las partes frontal y trasera, si está nivelado yangle=0, los valores positivos indican que está inclinado por la parte delantera.

zangle: ángulo de inclinación horizontal, nivelado corresponde a zangle=0, los valores positivos indican cualquier giro u oscilación.

En la página web de este artículo [3] puede descargar un documento adicional con más información gratis. Dicha información se refiere a la inicialización, calibración y más acerca del funcionamiento. También se describe brevemente el protocolo para establecer comunicación con el PC. Además se especifican los bits de fusibles necesarios en caso de programarlo por nosotros mismos. En la web también encontrará: la lista de materiales (como ya se dijo anteriormente) y el software, así como otras opciones de pedir tanto para el microcontrolador como para la tarjeta.

(070829)

[1] [www.elektor.es/060297](http://www.elektor.es/060297)

[2] [www.freescale.com/files/sensors/doc/data\\_sheet/MMA7260QT.pdf](http://www.freescale.com/files/sensors/doc/data_sheet/MMA7260QT.pdf)

[3] [www.elektor.es/070829](http://www.elektor.es/070829)

[4] [http://cache.freescale.com/files/sensors/doc/app\\_note/AN3461.pdf](http://cache.freescale.com/files/sensors/doc/app_note/AN3461.pdf)

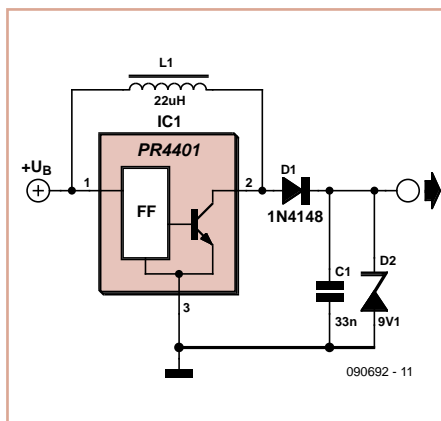
## Pila de 9 V virtual

Jakob Trefz (Alemania)

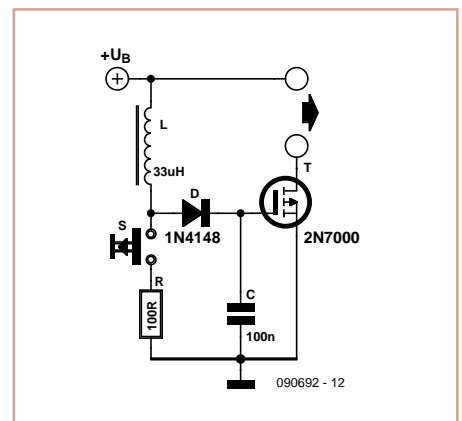
Las pilas de 9 V tienen una relación en W/€ mucho peor que las del tipo AA. Cuando a uno se le olvida desconectar un aparato alimentado a 9 V, ¡lo lamenta especialmente!

El autor manejaba aparatos de este tipo, por lo que se preguntó si existía alguna solución. La primera posibilidad giraba entorno a un convertidor de tensión, pues de este modo podrían utilizarse pilas de 1,5 V. Resulta ideal y sencillo el driver para LED PR4401 de Prema. Este integrado es pequeño, sólo tiene tres conexiones y el circuito externo que requiere consta únicamente de una bobina, un diodo y un condensador de carga aún más pequeño. Con tensiones de entrada entre 0,9 y 1,9 V se obtiene un rendimiento aceptable a 9 V. La carga máxima se eleva hasta 3 mA.

Pero esto es sólo la mitad: ya que el integrado toma corriente incluso sin carga, la pila podría descargarse incluso con el aparato apagado.



Por ello, ante esto se requiere de una desconexión automática. Pero, ¿cómo podríamos conseguir un temporizador que, a) funcione con apenas 1 V y b) casi no requiera energía? La solución está en un pequeño MOSFET con escasa resistencia en conducción y una ten-



sión umbral de poco más de 3 V. Sin embargo, esto sigue siendo más del doble de la tensión de la pila. La cuestión era conseguir 3 V desde la escasa tensión de la pila almacenándola en un condensador. La puerta del MOSFET conectada descarga el condensador muy



lentamente, de modo que el dispositivo alimentado permanece unos cuantos minutos activo y después se apaga.

Para obtener una mayor tensión se utiliza la autoinducción de la bobina L, por la cual circula corriente brevemente mediante el pulsador S. Corremos el riesgo de que la tensión

de puerta sea demasiado grande (>20 V), dañando el MOSFET. Ya que conocemos la tensión de entrada máxima (aproximadamente 1,6 V), la corriente de cortocircuito en R (alrededor de 1,5 mA) y la inductancia de L, podemos calcular cuánta energía puede almacenarse en la bobina. Al activar S, C se carga

mediante D, resultando en una determinada tensión en el condensador. Con los valores dados se obtienen 5 V. Gracias a este truco, el autor ha conseguido un temporizador con el cual transcurren de 15 a 20 minutos hasta apagarse.

(090692)

## Alimentación de Laboratorio para PC

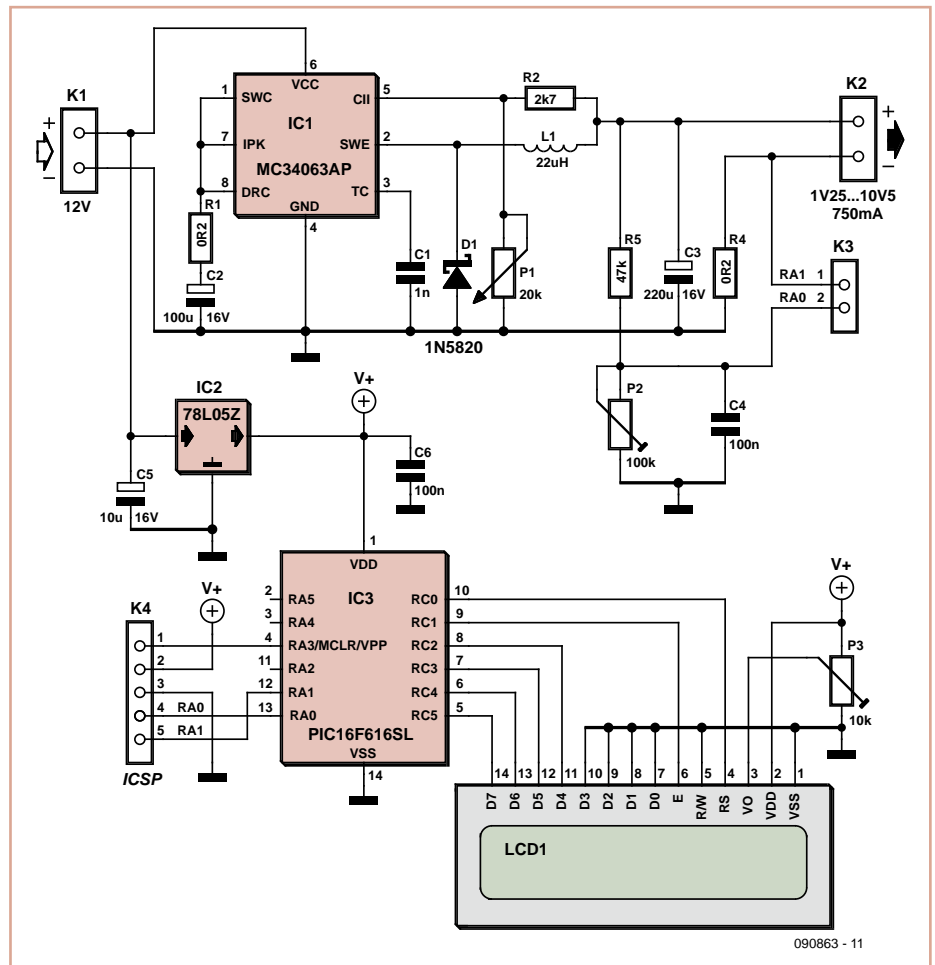


Ludovic Voltz (Francia)

Puesto que todos los PCs disponen de una fuente de alimentación potente y bien regulada, que genera, entre otras, una tensión de 12 V, ¿por qué no usarla para realizar una fuente de alimentación variable de 1,25 a 10 V? Esto es exactamente lo que os proponemos hacer aquí. Esta alimentación también puede ser usada como complemento a una fuente de alimentación de laboratorio clásica para simular una tensión analógica, si la fuente de laboratorio sólo tiene una única tensión de salida.

La parte de conversión está a cargo de un convertidor CC/CC barato y muy popular, un MC34063, montado como dispositivo de disminución de tensión. Usando una solución de conmutación se pueden limitar las pérdidas por efecto Joule. El MC34063 está asociado a un microcontrolador acompañado por una pantalla LCD (1x16 caracteres) que permite visualizar la tensión de salida y la corriente suministrada por la fuente de alimentación (conectando el conector K3 con los contactos 4 y 5 de K4). En el mejor de los casos, podremos obtener hasta 700 mA pero, no tema, el circuito tiene un limitador de corriente que se activará en cuanto nos salgamos de los márgenes previstos.

Programaremos el microcontrolador con el programa disponible en la referencia [1] y ajustaremos P2 para hacer coincidir el valor de la tensión de salida que aparece en pantalla con el valor real. Tengamos en cuenta que algunas pantallas de una línea y de 16 caracteres se comportan como pantalla de dos líneas de 8 caracteres. El fichero descargable contiene dos ficheros HEX para gestionar ambos casos.



090863 - 11

Una vez tengamos la fuente de alimentación montada, la podremos montar sobre una ranura libre destinada a un lector de disco de 5,25 pulgadas de nuestro PC.

Un último y pequeño detalle, para permitir un ajuste más preciso de la tensión de salida,

podemos prever un segundo potenciómetro de 1 k en serie con P1.

(090863-1)

**Enlaces en Internet**  
[1] [www.elektor.es/090863](http://www.elektor.es/090863)

## Multi-Disparador Verde/Rojo



Ken Barry (UK)

Este circuito puede hacerse para producir interesantes y atractivos efectos luminosos usando un grupo de diodos LED rojos y otro de LED verdes. Un efecto es el de alternar entre

rojo y verde y, a continuación, iluminar el rojo y el verde juntos. Con la excepción de los componentes LED triples (Rapid Electronics: # 56-0205 para los verdes y # 56-0200 para los rojos), todos los componentes son bar-

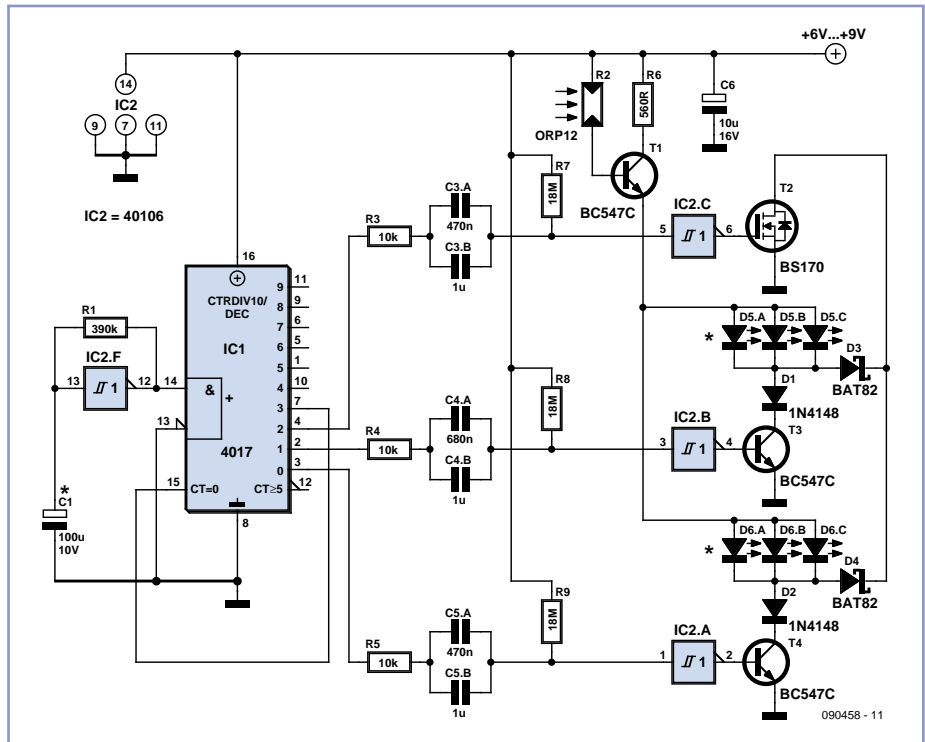
tos y fáciles de encontrar, incluso en nuestra tienda de barrio.

Los valores de las redes R3/C3, R4/C4 y R5/C5 gobiernan la duración del disparo. Utilizando los valores indicados, este tiempo es de unos

18 segundos, con 0,5 segundos de intervalo. Como los colores usados no tienen la misma intensidad luminosa (expresada en milicandelas), D1 y D2 son diodos de silicio y D3 y D4 de germanio, con componentes Schottky (BAT82) como alternativa, ya que también presentan una baja tensión inversa de unos 0,3 V. Como los diodos de germanio pueden ser dudosos, buscaremos los modelos OA91, OA85 o AA119. Si omitimos D1 y D2, los diodos verde y rojo son más brillantes en sí mismos que cuando se encienden simultáneamente. El transistor MOSFET, T2, enciende ambos dispositivos LED simultáneamente, configurándolos para proporcionar una luminosidad de salida casi idéntica.

La pantalla dispone de una LDR integrada que provoca que la luminosidad de los LED se adapte automáticamente a las condiciones de oscuridad y luz brillante.

El circuito tiene muchas opciones para experimentar y adaptaciones, como por ejemplo, la velocidad de disparo está determinada por el valor de C1, mientras que la unión entre la entrada R ("reset") del contador y la salida O3 determina si se inserta o no un espacio después del último disparo. También se pueden obtener efectos coloreados y vivos usando diodos LED de tres colores con un ánodo común.



El consumo de corriente del circuito depende en gran medida de los tipos de LED usados. Con los modelos LED de Rapid E. que hemos mostrado,

podemos esperar un consumo de unos 70 mA con una tensión de alimentación de 6 V. (090458)

## Amplificador para Micrófono Electret



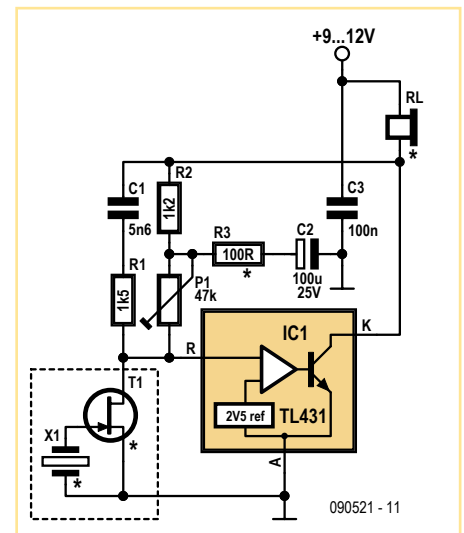
Ian Field (UK)

Cualquiera que haya gastado bastante tiempo buscando en la web circuitos interesantes, es bastante probable que haya encontrado uno basado en el amplificador de audio TL431, un circuito integrado basado en el principio de que cualquier comparador puede ser usado en modo lineal si está diseñado con suficiente realimentación negativa. Aunque al TL431 se le conoce habitualmente como un zéner programable o ajustable, es de hecho un comparador con su propia tensión de referencia de 2,5 V, todo ello integrado en un encapsulado TO92. El problema con los amplificadores TL431 que he encontrado en la web es que están diseñados con una gran realimentación que queda tal cual, lo que se traduce en una ganancia muy baja y, para colmo de males, estos circuitos gestionan muy mal la alimentación de la entrada de control.

El circuito que presentamos aquí se encarga de cuidar la baja ganancia añadiendo un puente AC en el camino de realimentación y utiliza un micrófono "electret" para la entrada. La tensión de 2,5 V en la entrada de control como condición de trabajo estable se adapta perfectamente con el micrófono "electret". El primer prototipo tenía una resistencia

de 35 ohmios como carga ( $R_L$ ) de altavoz, lo que proporcionaba buenos resultados aunque el TL431 rabajaba con algo de temperatura, con una  $V_{cc}$  de 12 V. Un viejo auricular de teléfono de 130  $\Omega$  se comportaba como una carga menos "estresante". El puente CA, formado por C2 (100  $\mu$ F), tiene que ser un componente de buena calidad en términos de su especificación ESR, ya que cualquier condensador que hayamos recuperado de piezas sueltas, puede experimentar una gran sensibilidad a la RF. Así pues, fue necesario añadir una resistencia serie (R3; de unos 100  $\Omega$ ) o, en el caso extremo, una bobina (L1; 100 – 220  $\mu$ H). Los componentes C1 y R1 son totalmente opcionales y proporcionan un cierto tipo de realimentación selectiva para reducir el ruido. Sus valores de 1.5 k  $\Omega$  y 5.6 nF son tan buenos como cualquier otro para comenzar.

La configuración inicial depende de la corriente consumida por el micrófono "electret" y el valor de la carga  $R_L$ : cualquier valor comprendido entre 200 y 2000  $\Omega$  es válido. La resistencia R2 permite que el cátodo de TL431 pueda bascular a pesar del puente de CA. Se encontró que un valor de 1.2 k  $\Omega$  era válido. Al mismo tiempo, el potenciómetro P1 puede ser un modelo de ajuste de 47 k  $\Omega$



y se utiliza para establecer la caída de tensión en la carga  $R_L$ . En el caso de altavoces de bobina móvil se debe establecer un compromiso entre oscilación de tensión y la pre-alimentación del cono, con una carga resistiva de ajuste para 0,5  $V_{cc}$ . Una vez que el punto de funcionamiento ha sido determinado con P1 se puede medir y sustituirse por una resistencia fija equivalente.

El circuito tiene un par de funcionalidades muy prácticas: en primer lugar, funciona muy bien en el extremo de un par trenzado y la salida puede ser conectada al cursor si  $R_L$  es un potenciómetro colocado en el extremo de la fuente de alimentación. En segundo lugar, recuperando el JFET de un viejo micrófono "electret" (algunos tipos comunes de JFET también funcionarán, pero no tan bien), podremos usar casi

cualquier elemento piezoeléctrico como transductor. Las sondas de disco de latón dan una buena salida (útiles como sensores de vibración si se pegan a una estructura), incluso los discos de cuarzo de los relojes de cristal dan algo de salida, un micrófono de cartucho de cristal da una salida alta y las pastillas piezo-cerámicas de un cilindro de sílex más ligero proporciona una enorme salida... ¡la gama de posibles aplicacio-

nes es impresionante! ¡Una aplicación sorprendente es la capacidad de probar la sensibilidad microfónica de condensadores ordinarios! Los modelos cerámicos de disco no necesitan ser "atacados" con señales fuertes para producir una salida, aunque los modelos laminados de aluminio metalizado también producen una cierta salida.

(090521)

## Tester de LED

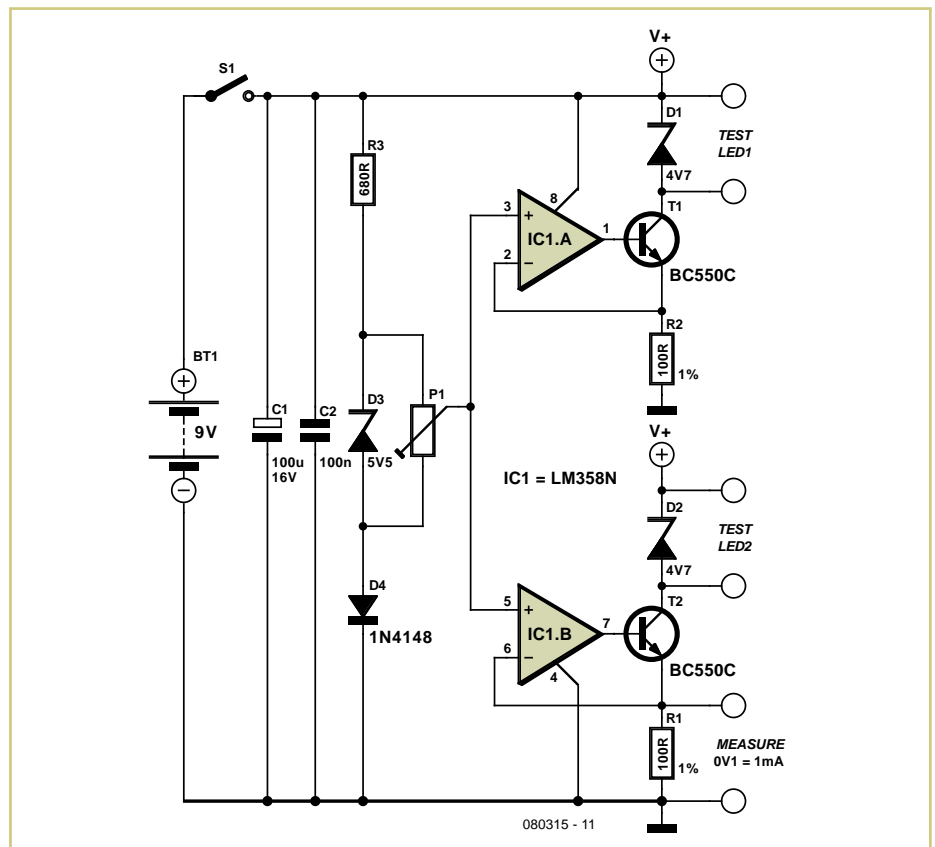
Herbert Musser (Austria)

Este tester de LED puede probar y comparar dos LED con una corriente (casi) idéntica. Dicha corriente puede ajustarse en un amplio rango mediante P1 (desde menos de 1 mA hasta 50 mA). Gracias a los diodos Zener D1 y D2 se garantiza que la tensión de ambos LED bajo prueba no supere los 4,7 V. En caso cometer un error con la polaridad, la tensión inversa no sobrepasa 4,7 V, con lo que es prácticamente imposible dañarlos debido a un error en la manipulación.

Ambos operacionales forman junto con los transistores fuentes de corriente controladas por tensión (en realidad son sumideros de corriente). La resistencia de emisor sirve también como sensor de corriente para la salida de medición, ofreciendo una tensión de 100 mV por cada mA de corriente en el LED. Tan sencillo como conectar un polímetro o DPM, y podrá ajustar la corriente de prueba de los LED rápida y cómodamente.

Las corrientes de los dos LED testeados son iguales con buena exactitud, de modo que gracias a este circuito podremos comparar y elegir entre distintos diodos emisores de luz.

(080315)

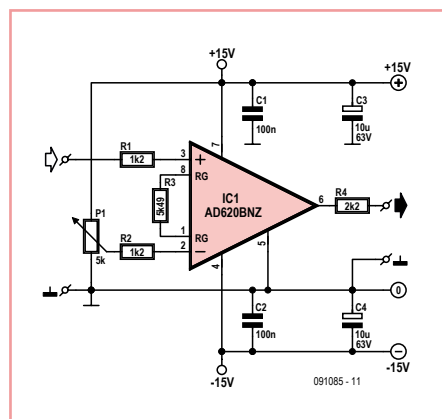


## Lupa de tensiones diferenciales

Egbert Wolters (Holanda)

Este circuito de ayuda se ha diseñado para seguir el proceso de carga y descarga de una batería de plomo de 6 V. El proceso ocurre entre 6,2 V y 6,8 V. El aparato de medición utilizado por el autor tenía varios alcances de tensiones (0-1 V, 0-10 V, etc.) Sin embargo, el alcance de tensiones de hasta 10 V era demasiado grueso para esta medición. Se podría realizar una mejor medición si se restara 6 V de la tensión de prueba. El alcance se movería desde 6 V hasta 7 V.

Un operacional simple como el LF351 tuvo demasiados problemas de interferencias mutuas



entre la tensión de medición y la de compensación y por lo tanto no sirvió. El AD620 de Analog Devices se diseñó especialmente para estas aplicaciones y sí cumple. Aquí ambas señales de entrada tienen cada una su propio operacional, de modo que no se interfieren la una a la otra.

El esquema es sencillo. La tensión de compensación se puede ajustar con precisión con un potenciómetro de 10 vueltas. La resistencia de 5k49 (1%) se puede conectar o desconectar mediante un puente; la amplificación sin resistencia es 1, con resistencia la tensión diferencial se amplifica 10 veces (9,998 veces para ser exacto).



El AD620 sólo consume algo más de 1 mA (1,3 mA máximo en reposo), de modo que una alimentación con pilas es también una opción. El integrado es apto para tensiones de alimentación de entre  $\pm 2,3$  V y  $\pm 18$  V. También se puede considerar pequeñas pilas de botón para mediciones breves. La tensión máxima diferencial asciende a 25 V, algo que hay que

tener en cuenta, especialmente cuando mides tensiones desconocidas. La precisión DC más grande se consigue con la versión del operacional seleccionado en el esquema. Sin embargo también existe una versión más económica, el AD620ANZ (la Z significa versión libre de plomo). Para una buena aplicación del AD620 podemos reco-

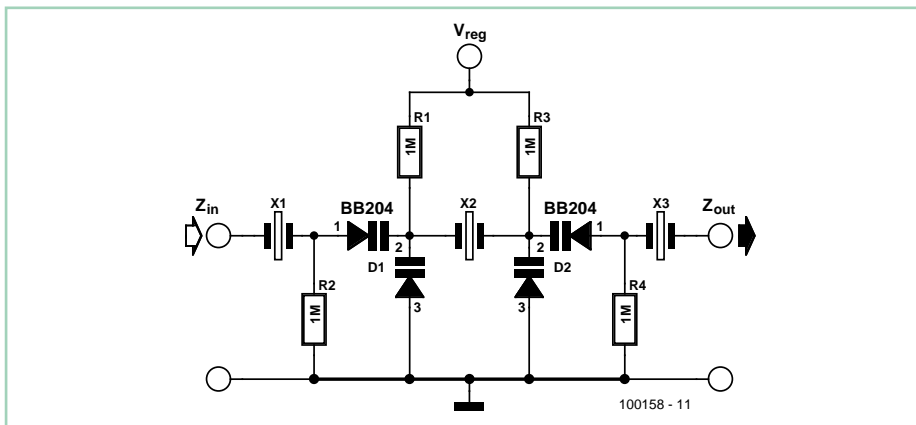
mendar un documento sobre la placa de evaluación (EVAL-INAMP-62RZ\_82RZ\_82\_RMZ.pdf en [1]), a parte de la propia hoja de características.

(091085)

### Enlace Web

[1] [www.analog.com](http://www.analog.com)

## Filtro de cristal variable



Gert Baars (Holanda)

Los filtros de cristal se emplean a menudo como filtros MF en receptores, donde el ancho de banda del filtro determina la selectividad del receptor. Lo especial del filtro aquí descrito es que su ancho de banda es variable. La construcción es un denominado filtro de escalera con tres cristales de cuarzo con la misma frecuencia. Como los cristales de cuarzo deben ser en realidad idénticos, se

aconseja elegir los tres de la misma serie de producción, lo que generalmente es el caso cuando los compras/pides juntos. Las mediciones proporcionaban los siguientes datos: Los diodos varicap se especifican generalmente desde  $U_r = 0,5$  V. Sin embargo mencionamos el valor de medición a 0 V. Con un alcance de  $U_r = 0 \dots 12$  V se puede variar el ancho de banda entre 2 kHz y 6 kHz, lo que

Ur (V)	ancho de banda (kHz)		
	-3 dB	-20 dB	-40 dB
0	2	6,2	17,9
0,5	2,7	7,0	20,6
1	3,2	7,7	22,0
2	4,0	8,5	24,4
4	4,6	9,6	29,9
8	5,5	10,7	33,2
16	6,4	12,1	38,5
30	7,3	13,6	40,2

Medido con  $Z_{in} = Z_{out} = 330 \Omega$

es apto para un alcance de CW/SSB hasta AM estándar.

Las impedancias  $Z_{in}$  y  $Z_{out}$  determinan el rizado del filtro. El rizado aumenta con  $Z_{in}$  y  $Z_{out}$  más bajos, pero los flancos se hacen más empinados. Un buen compromiso es  $Z_{in} = Z_{out} = 330 \Omega$  para un rizado de  $< 3$  dB. Nuestras expectativas es que las características con otras MF, como son 10,7 y 9 MHz, casi no cambiarán.

(100158)

## Luz trasera de bicicleta automática

Ludwig Libertin (Austria)

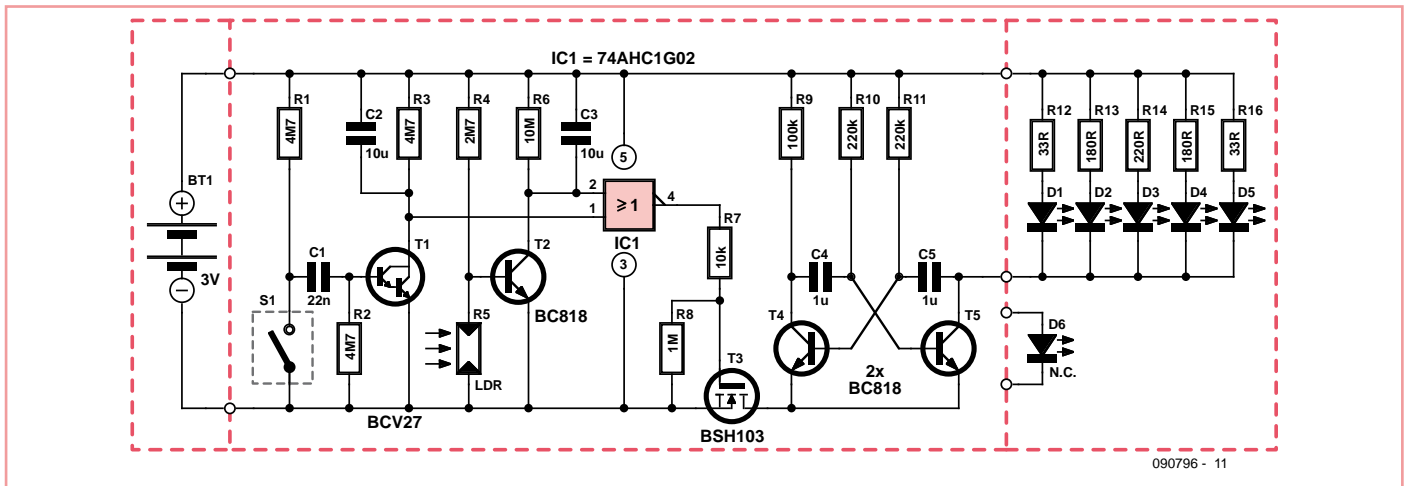
“Automática” significa aquí que la luz se enciende o apaga por sí sola dependiendo de la luminosidad del entorno. Se trata de una luz roja con parpadeo (de ahorro energético, con un ciclo de trabajo del 50 %), con lo que su utilidad depende de la luz trasera de las bicicletas según las normas respectivas de cada país. En cualquier caso, es capaz de lucir duraderamente. El circuito puede utilizarse también individualmente como luz de seguridad para peatones.

El autor se ha servido de una luz trasera de bicicleta de Conrad, reemplazando la tarjeta original por la suya propia (con el circuito aquí mostrado). En el montaje se utilizaron com-

ponentes SMD por motivos de espacio, pero naturalmente el circuito funciona también con componentes normales. En cuanto a los condensadores SMD de  $10 \mu F$ , también pueden utilizarse electrolíticos.

Los cinco LED rojos (alta luminosidad) mostrados en el circuito ya se incluían en la luz trasera de Conrad (con sus correspondientes resistencias en serie en la propia tarjeta). Aquí se han reutilizado. Pueden modificarse los distintos valores de las resistencias en serie, según la luminosidad deseada y los LED utilizados. En la tarjeta de luz trasera de Conrad también se encuentra el LED verde D6, que aquí no se utiliza. El circuito dispone de dos sensores, uno de movimiento (S1) con encapsulado simi-

lar al TO18 (RS-Components 455-3671) y una LDR (R5, estándar, resistencia con luz de unos 250  $\Omega$ , resistencia en la oscuridad  $> 10 M \Omega$ ). Una vez que se mueve la bicicleta, el sensor de movimiento S1 (normalmente cerrado) abre su contacto, con lo que el puente Darlington T1 comienza a conducir por un impulso en C1. C2 se carga, garantizando un nivel bajo en la entrada de la puerta lógica IC1 (pin1). Si está suficientemente oscuro, la tensión en el divisor dependiente de la luminosidad formado por R4/R5 (donde R5 es la LDR) es mayor que 0,6 V, con lo que T2 entra en conducción, cargándose C3. Éste a su vez también se encarga de que haya un nivel bajo en otra puerta lógica de IC1, esta vez en el pin 2.



Estando ambas entradas con "0" lógico, la salida de la puerta NOR se pone a nivel alto y activa el FET T3. Éste alimenta ahora el AMV (formado por R9/R10/R11, C4/C5, T4 y T5) con corriente y los LED comenzarán a parpadear a 5 Hz. Seguirán activos mientras que el sensor de movimiento S1 genere impulsos y esté lo suficientemente oscuro.

Una vez que dejen de emitirse impulsos por parte del sensor de movimiento (bicicleta detenida), C2 no se cargará más, vaciándose mediante la resistencia R3 conectada en paralelo en unos 25 segundos. IC1 se pone a

nivel bajo, con lo que T3 entra en corte, finalizando el parpadeo de los LED en dichos 25 segundos.

Si la bicicleta se mueve (S1 suministra impulsos), pero la LDR se encuentra iluminada (coches que circulan cerca, farolas), T2 entra en corte. Sin embargo, los LED parpadearán todavía durante 70 segundos, el tiempo que tarde C3 en poner a nivel bajo la entrada de la puerta lógica.

El circuito está diseñado para funcionar a 3 V (2x AAA). Su corriente de reposo es inferior a 2 µA, con lo que las pilas aguantan más de 300 horas de funcionamiento.

El sensor de movimiento S1 es tan sensible que aún con la bicicleta detenida (por ejemplo en un paso de cebra) sigue suministrando impulsos y los LED continúan encendidos. Sólo se apagarán completamente una vez que nos bajemos de ella.

El umbral de luminosidad en la LDR puede ajustarse según el valor de R4.

Si optamos por utilizar el circuito como una luz trasera fija (no parpadeante), sencillamente suprimimos T4, T5, C4, C5 y de R9 a R11, conectando los cátodos de los LED D1 a D5 directamente con el drenador del FET T3.

(090796)

## Driver para LED con el LM3410

Steffen Graf (Alemania)

El LM3410 se trata de un driver para LED, que puede funcionar indistintamente como convertidor elevador (Boost) o SEPIC. Un SEPIC es un "single ended primary inductance converter", capaz de elevar o reducir una determinada tensión de entrada. En el ejemplo aquí mostrado, este integrado funciona como convertidor Boost (o sea, que la tensión de entrada es menor a la de salida).

El LM3410 está disponible en dos frecuencias distintas de conmutación fijas. Tanto a 525 kHz como a 1,6 MHz pueden construirse drivers para LED muy compactos. Gracias a su corriente máxima de 2,8 A pueden operarse LED de alta potencia sin problemas mediante una batería de litio o varias células de 1,5 V. Naturalmente el integrado también ofrece la posibilidad de funcionar como regulador (dimmer) mediante PWM.

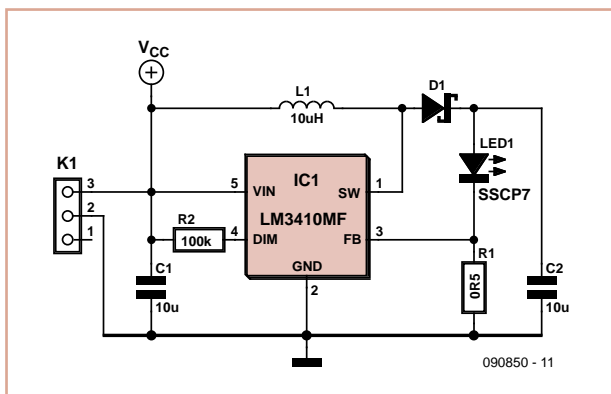
La entrada de corriente se lleva a cabo mediante un shunt externo. El LM3410 dispone

de una tensión de referencia interna de 190 mV, por ello apenas se pierde potencia en el shunt, pudiendo ser las medidas de éste lo suficientemente pequeñas. Su valor puede calcularse fácilmente según la corriente requerida:

$$R\_Shunt = 0,19 V / I\_LED$$

$$P\_Shunt = 0,19 V * I\_LED$$

En la mayoría de los casos basta con una bobina de 10 µH con la suficiente corriente de saturación. Los condensadores de entrada y



salida han de ser cerámicos de 10 µF con el ESR más bajo posible, como los que pueden encontrarse en distribuidoras por catálogo, por ejemplo en Reichelt. El diodo ha de ser, como es normal en todos los convertidores, un Schottky. Para montar el circuito el autor ha desarrollado específicamente una tarjeta, cuyos archivos en Eagle pueden descargarse gratuitamente desde [www.elektor.es/090850](http://www.elektor.es/090850). Para terminar, he aquí las características más importantes del LM3410:

- MOSFET de 2,8 A integrado
- Rango de tensiones de entrada entre 2,7 y 5,5 V
- Hasta seis LED en serie (tensión de salida máxima de 24 V)
- Eficiencia de hasta el 88 %
- Disponible en dos versiones: 525 kHz y 1,6 MHz
- Boost y SEPIC
- Disponible en encapsulados SOT23-5 y 6-LLP

(090850)



# Medidor de Batería para Navegantes

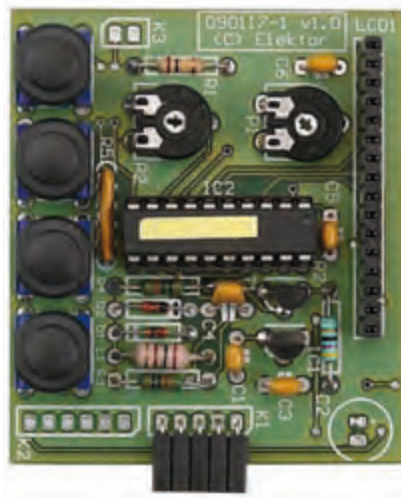


Anders Gustafsson (Finlandia)

En un velero, el estado de la batería es una preocupación importante por razones obvias. En el barco del autor, una batería de 120 Ah de ácido de plomo se carga a partir de paneles solares de 25 vatios. El monitor de la batería que se describe aquí fue diseñado para dar una mayor tranquilidad. Se compone de dos sub-circuitos: un sensor y un circuito de control/lectura.

Las baterías de ácido de plomo están sujetas al efecto de auto-descarga, generalmente expresado como un porcentaje de la capacidad total por mes, a 25 °C. Una cifra del 5% para una batería de 100 Ah significa que aún tendremos el 95% de su capacidad después de un mes a 25 °C. La auto-descarga depende de la temperatura, duplicándose por cada 10 °C por encima de 25 °C y se reduce a la mitad por cada 10 °C por debajo de 25 °C. Esto indica claramente por qué las baterías duran más tiempo si se conservan en frío (pero no en congelación).

Para monitorizar con precisión una batería necesitamos medir la corriente en la batería y a la salida de la misma. También es necesario monitorizar la temperatura para poder calcular con precisión la auto-descarga. Para hacer las cosas más difíciles, ni un panel fotovoltaico, ni un compresor frigorífico representan unas fuentes constantes de carga, sino que varían con el tiempo. Otro problema es que necesitamos medir con precisión corrientes desde unas decenas de mA hasta decenas de amperios, como en nuestro caso y, además,

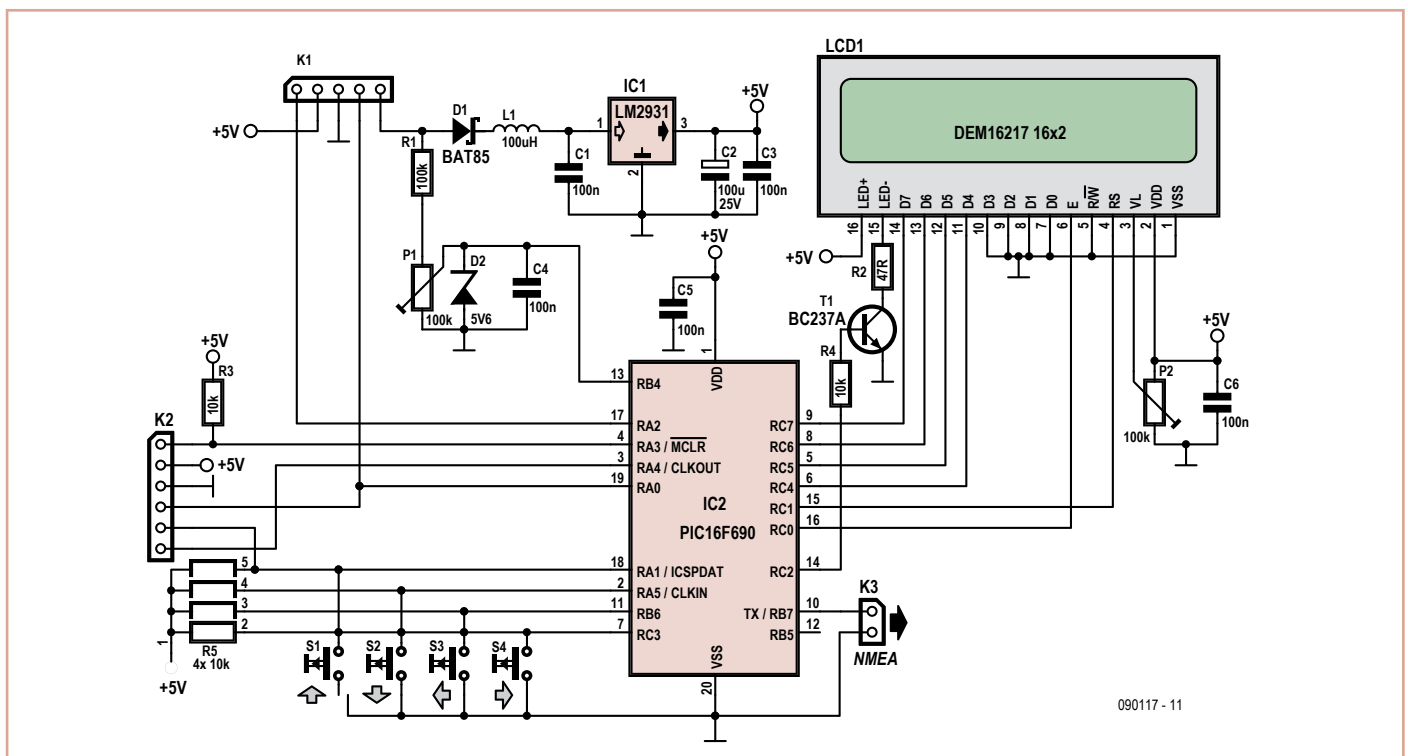


con una exactitud razonable en el tiempo. El proceso para medir la carga se denomina “conteo de culombios” y, básicamente, es una integración de la corriente en el tiempo. Una vez

que hemos medido la corriente, normalmente con un pequeño puente (“shunt”), el resultado se integra para formar un valor que representa la carga. Para hacer esto, podemos, bien muestrear la corriente e integrarla numéricamente, o bien podemos llevar la corriente (o la tensión) a un conversor corriente (o tensión)/frecuencia y contar los pulsos resultantes. Ambos métodos tienen ventajas y desventajas. La opción de conteo de pulsos elimina el error de cuantificación de la medida, proporcionando una mejor precisión en el tiempo. Esta ha sido la opción elegida para este proyecto.

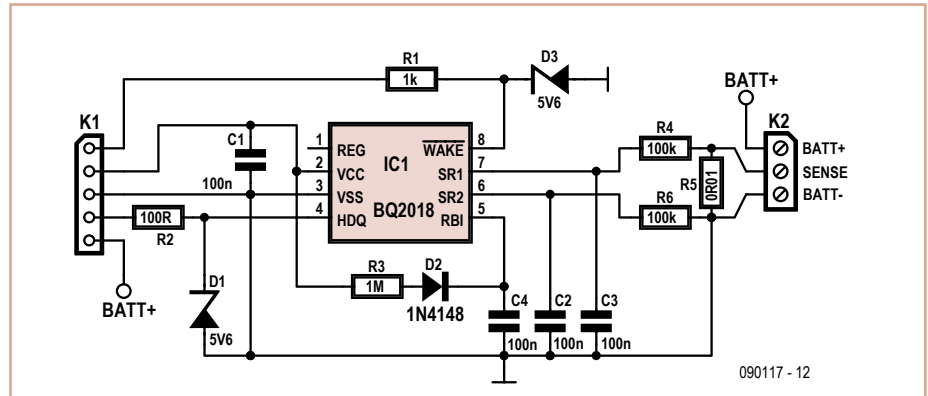
Aquí, el BQ2018 de la casa Benchmarq (ahora incorporada en TI), es usado como un contador de carga. El BQ2018 es un pequeño circuito integrado diseñado originalmente para ser introducido en un paquete de baterías. Es completamente autónomo y tan sólo necesita un puñado de componentes discretos y comunicarse con el mundo exterior a través de un enlace serie.

El BQ2018 y sus componentes asociados pueden ser montados sobre una pequeña placa y colocados al lado de la batería para que el termómetro interno pueda leer la temperatura de la batería. La propia placa contiene la resistencia “shunt”, R5 (Welwyn, 0,01 Ω, 1 W, SMD, 20 ppm/K). Como la máxima entrada de BQ2018 es 200 mV, esto nos proporciona un fondo de escala de 20 A. Para naves más grandes podremos trabajar con un máximo de 200 A o 400 A, en cuyo caso tendremos que usar un valor más pequeño de “shunt”. Se recomiendan resis-



090117 - 11





tencias de película metálica para R4 y R6, de manera que mantengamos al mínimo el ruido y la deriva térmica. R4, R5 y R6 deben ser conectadas en configuración “Kelvin” con cables de gran potencia en los terminales de R5.

La placa del sensor se comunica y es alimentada por la placa de control/visualización, a través del conector K1.

La placa de control/visualización, con su PIC16F690, su pantalla LCD y sus pulsadores, puede sondear el BQ2018 a un ritmo lento de una vez cada 30 s, dando todo el tiempo del mundo al PIC para que calcule y muestre la corriente media. Puesto que los contadores en el BQ2018 son “sólo” de 16 bits, debemos poner cuidado al tomar la lectura y colocarlos a cero previamente, antes de que se desborden. En nuestro caso, esto sucede cada seis horas, pero el diseño tiene la circuitería para que podamos colocar al PIC en modo reposo y dejar que el BQ2018 lo despierte cuando la corriente alcance un valor definido previamente. La implementación de esta función en el programa se ha dejado como un ejercicio para el lector.

El dato serie proveniente del BQ2018 se corresponde con el protocolo denominado “hdq”, definido como “un interfaz asíncrono de drenador abierto de un solo hilo, de retorno de una referencia a Vss”. Aunque es posible usar la UART del PIC16F690 para leer este dato, necesitamos componentes adicionales para conseguir que funcione adecuadamente y, además, la UART es necesaria para la salida NMEA. El problema se solucionado en el programa, usando unas rutinas de comunicación llamadas “bit-bang”, que “hablan” con el BQ2018. Básicamente, el PIC envía un

comando e, inmediatamente, cambia el terminal de salida a entrada para recibir datos. Esto debe hacerse muy rápidamente ya que el primer bit de datos puede comenzar tan pronto como el bit del comando R/W acabe. Si definimos NMAE en el fichero fuente, el monitor sacara el dato NMAE en la forma de:

```
; $IIXDR,U,vvvvvv*CS
; $IIXDR,A,aaaaaa*CS
; $IIXDR,G,hhhhhh*CS
```

Es decir, voltios, amperios y carga. Sí, adicionalmente, definimos IDEBUG el programa cambiará y volcara los datos para su registro:

```
; etc;ccr;dtc;dc;ctc0;ccr0;dtc0;dc
r0;charge;amps;volts
```

Esto es muy interesante para la depuración y la localización de averías. El fichero con el código fuente del proyecto y el diseño de la placa de circuito impreso, está disponible en la página web de Elektor [1]. Los lectores sin acceso al correspondiente programador, pueden obtener el PIC16F690 ya programado de Elektor, bajo el código de pedido # 090117-41.

Para conectar el sensor, retiraremos el terminal negativo de la batería, conectaremos el polo negativo de la batería al terminal “+” del sensor y conectaremos el cable que habíamos usado para llegar al negativo de la batería, al terminal “-” del sensor. Conectaremos un hilo desde el polo “+” de la batería hasta el terminal “BATT+” de la placa del sensor y conectaremos los conectores K1 y K2 a través de un cable de 5 hilos.

Para calibrar la posible desviación, cortocir-

cuitaremos el “shunt” y mantendremos pulsada la tecla “Up” durante el encendido. En esa situación, la unidad entrará en el modo de calibración y nos mostrará un contador que trabaja en la pantalla. Después de, aproximadamente, una hora, la unidad nos mostrará la desviación (“offset”) medida y la almacenará en la memoria EEPROM. A continuación, para calibrar la tensión, mediremos la tensión de la batería con un voltímetro digital (DVM) y ajustaremos el potenciómetro P1 para tener la misma tensión en la pantalla LCD.

Para configurar nuestra unidad de acuerdo con los parámetros de nuestra batería, pulsaremos → (Derecha) hasta que obtengamos la opción de ‘Maintenance’ (‘Mantenimiento’) y, seguidamente, pulsaremos ↓ (Abajo). Esto no llevará a un menú donde podremos navegar con las teclas Derecha e Izquierda. Pulsando ‘Abajo’ sobre un valor podremos ajustar el valor con las teclas Izquierda y Derecha y volviendo a pulsar ‘Abajo’ aceptaremos el valor, mientras que pulsando ‘Up’ (‘Arriba’) abortaremos las modificaciones y saldremos sin salvar.

Las teclas Izquierda y Derecha nos desplazan a través de una serie de modos de pantalla donde el valor por defecto de cero es, probablemente, lo más interesante. Por favor, mirad el código fuente para una explicación del resto del funcionamiento. Por último, el autor ha creado una página web dedicada a este monitor de batería en la referencia [2]. Las actualizaciones del programa serán colocadas aquí.

(090117)

[1] [www.elektor.es/090117](http://www.elektor.es/090117)

[2] [www.dalton.ax/battmeter](http://www.dalton.ax/battmeter)

# Temporizador para herramientas de mano alimentadas con batería



Piet Germing (Holanda)

La mayoría de los aficionados tienen alguna herramienta equipada con baterías, como por

ejemplo: el taladro, la tijera eléctrica o el destornillador. Por desgracia - especialmente en el caso de los aparatos más baratos - las bate-

rías siempre están descargadas justo en el momento en que las necesitas. La causa de esto es, generalmente, la autodescarga. Car-

gar las baterías continuamente tampoco es una buena idea, ya que los cargadores más baratos estropean las baterías por sobrecarga a causa de una corriente constante de carga. Además se desperdicia energía innecesariamente. Una manera sencilla de cargar una herramienta barata alimentada por batería con ahorro energético y que sea especialmente amigable con la batería, es limitando la duración de la carga. La corriente de carga de un cargador sencillo es tal que una batería descargada tarda en cargarse entre 5 (carga rápida) y 15 horas (carga normal). Con un rendimiento de carga del 70% la carga es de 0,35 hasta 0,1 respectivamente de

la capacidad de la batería en Ah. Para compensar la autodescarga en un máximo del 5% al día de una batería llena, se necesita un ciclo de trabajo del cargador desde 1% hasta 3% respectivamente. O sea desde un cuarto de hora hasta tres cuartos de hora al día con el cargador normal. En este caso no se ha tenido en cuenta la descarga por el uso efectivo de la herramienta. La realización práctica es muy fácil, basta con un temporizador de 24 horas que cuesta unos euros en un híper de bricolaje. Frecuentemente las pestañas de la versión mecánica cubren un cuarto de hora cada una. Las que llevan pines tienen, generalmente, una dura-

ción mínima de conmutación de media hora. A través de una regleta se pueden recargar varios aparatos al mismo tiempo. Es recomendable mantener los periodos de carga lo más breve posible y repartirlos sobre el día completo, de modo que una posible sobrecarga de una batería llena no tenga la oportunidad de calentarse internamente demasiado, ya que esto es la causa más frecuente del deterioro. Así que, no viene nada mal la asignación de unos cuartos de hora adicionales, de forma que un aparato parcialmente descargado se cargue otra vez por completo.

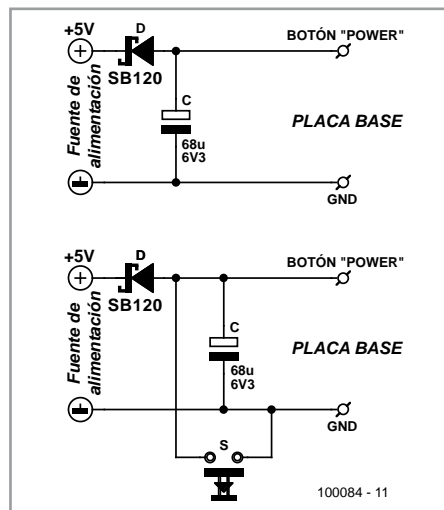
(100263)

## Arranque automático para PCs

Dr. Rolf Freitag (Alemania)

Muchos electrónicos tienen un PC para medir, controlar y regular, o funcionando como servidor web. Estos ordenadores han de estar disponibles siempre, a ser posible, incluso tras un corte eléctrico o en caso de que un familiar que ignore la naturaleza del equipo, pulse por error el botón de encendido. En los sistemas operativos actuales, con sus múltiples opciones de automatización, puede configurarse desde que no se cierre casi nunca, a que se apague por sí solo.

Este circuito de "always-on" (siempre encendido) reinicia los PCs ATX en cualquiera de estos casos por sí mismos. Basta con dos componentes: un diodo Schottky desde el pin del interruptor de power de la placa base a +5 V de la fuente de alimentación y un condensador desde dicho pin a masa. Es suficiente con un condensador de tantalio de 68  $\mu$ F/6,3 V, y en cuanto al diodo, el SB 120 (20 V / 1 A). ¡Los componentes cuestan alrededor de un euro! Lo ideal es adaptar el circuito mediante un conector Molex de 4 pines (también llamado IDE), aislando el condensador y el diodo con macarrón termorretráctil tras el montaje. Después colocamos el conector en una toma libre de la fuente de alimentación.



La funcionalidad del circuito se explica fácilmente: al caer la tensión de +5 V (ordenador apagado), el pin del interruptor de power de la placa base se pone a masa mediante el diodo Schottky. Esto notifica a la placa base que debe iniciarse. Si hay +5 V, el diodo entra en corte y el pin de power tiene en condiciones normales 3,3 V en alta impedancia. El condensador filtra los picos instantáneos y las derivaciones.

Con esta variante, el interruptor de power es reemplazado en la carcasa, con lo que el ordenador sólo puede apagarse y encenderse mediante la conexión a la red.

El autor ha comprobado el circuito con éxito en las placas base actuales SuperMicro X8SAX y X8DTH-6F, así como la antigua Tyan Tiger MPX. Conviene señalar que en algunos casos el condensador podría tener que ser menor, pues las placas SuperMicro disponen de una alta resistencia interna, con lo que el condensador se carga muy lentamente.

Advertencia: algunos teclados de PC incluyen un botón de sleep, con el cual el ordenador pasa a modo de hibernación; en tal caso el circuito no funciona. Debería utilizarse un teclado sin un botón de estas características o desconectar todos los modos de sleep en el propio sistema operativo.

En la variante avanzada, el circuito de "always-on" está conectado en paralelo con el interruptor de power en la entrada (ver esquema del circuito). Este interruptor fuerza un "apagado elegante", con el que el sistema operativo recibe la orden y (en general) se apaga rápidamente.

(100084)

## Amplificador para Auto-radio

Christian Tavernier (Francia)

Una solución para aumentar la potencia de un amplificador alimentado con una tensión baja, como el de un aparato de música de coche (auto-radio) alimentado por 14 V (en el mejor de los casos), consiste en recurrir a una estructura en «H», es decir, a conectar los altavoces entre las salidas de dos amplificadores idénti-

cos cuyas entradas reciben señales en oposición de fase. De este modo, se dobla la tensión aparente aplicada a los altavoces y, en teoría, se cuadruplica la potencia máxima disponible. En la práctica, debido a las diferentes pérdidas en los transistores de potencia, sólo se llega a triplicar la potencia. La tensión pico a pico aplicada a los altavoces es, en el caso del auto-radio, de 28 V que, disminuida por las pérdi-

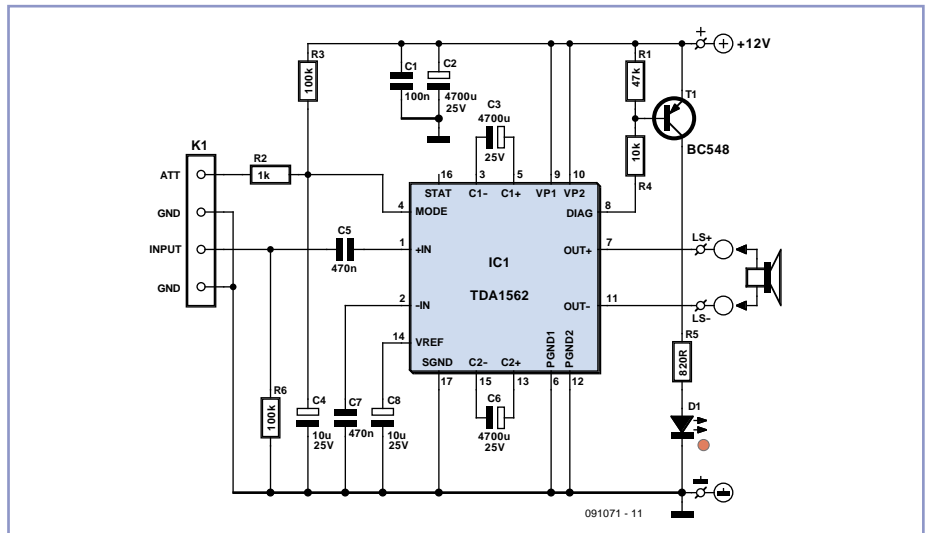
das en los transistores de potencia, queda en unos 24 V. Disponemos, pues, de una tensión eficaz del orden de 8,5 V ( $24 \text{ V} / 2 \sqrt{2}$ ), lo que nos da una potencia eficaz, la que de verdad se escucha, de 18 W ( $8,5 \text{ V}^2 / 4 \Omega$ ).

El amplificador descrito aquí lo hace claramente mejor, ya que puede proporcionar hasta 55 W eficaces sobre 4  $\Omega$  con una tasa de distorsión inferior a 0,5 % y que permite subir hasta

los 70 W eficaces, si somos capaces de soportar una distorsión del 10 %. Para conseguirlo, el circuito no viola las leyes de la física, ya que utiliza un sistema muy original de aumento de la tensión de la alimentación, gracias a unos conmutadores de potencia integrados y a condensadores químicos de gran valor.

El amplificador sólo utiliza un CI (Circuito Integrado) por canal, en este caso, un TDA1562Q de NXP, que se encarga, al mismo tiempo, de la amplificación de potencia en clase H y del aumento de la tensión de alimentación. Nuestro montaje está pensado para ser colocado "detrás" de un radiocasete de coche, por lo que no dispone de control de volumen y su entrada de alta impedancia le permite ser conectado, bien a la salida del altavoz de este último o bien a la salida de línea (lo que es preferible), de la que disponen actualmente ciertos equipos.

Los condensadores C3 y C6 se encargan de la subida de tensión indicada anteriormente. A través de la alimentación de los conmutadores electrónicos de potencia integrados en el TDA1562Q, los dos condensadores son cargados a la tensión de alimentación del montaje y, posteriormente, colocados en serie con esta última, permitiendo así que se pueda doblar dicha tensión de alimentación para alimentar las etapas de potencia. Teniendo en cuenta que se está recurriendo al uso de grandes corrientes para provocar un proceso de este calibre para la carga brutal de C3 y C6, es necesario desacoplar muy especialmente la tensión de alimentación con el fin de evitar su caída durante un corto instante, cuando C3 y C6 están conectados a sus terminales. Esta es la función del condensador C2.



El transistor T1 controla un diodo LED, llamado de diagnóstico, a partir de las informaciones proporcionadas por el terminal 8 de IC1. Este LED, apagado en funcionamiento normal, parpadea cuando el circuito detecta que la distorsión de salida es muy fuerte (con recorte de señal, es decir, una distorsión del 10 % o más) y se enciende de forma fija cuando el circuito detecta, bien un cortocircuito en la salida, bien una ausencia de carga en la salida o bien, cuando su protección térmica entra en acción. La entrada ATT puede quedar al aire si no lo vamos a utilizar. Es un control para el silenciador que coloca al circuito en reposo cuando dicha señal se conecta a masa. En ese caso, ninguna señal es emitida sobre su salida y el consumo se reduce al mínimo.

El circuito impreso [1] soportar la totalidad de los componentes y tiene que realizarse en un doble circuito para una aplicación estéreo. Teniendo en cuenta las corrientes importantes con las que se trabaja, el cableado de la alimentación y las conexiones con los altavoces utilizarán hilo de 2,5 mm2 de sección, como mínimo.

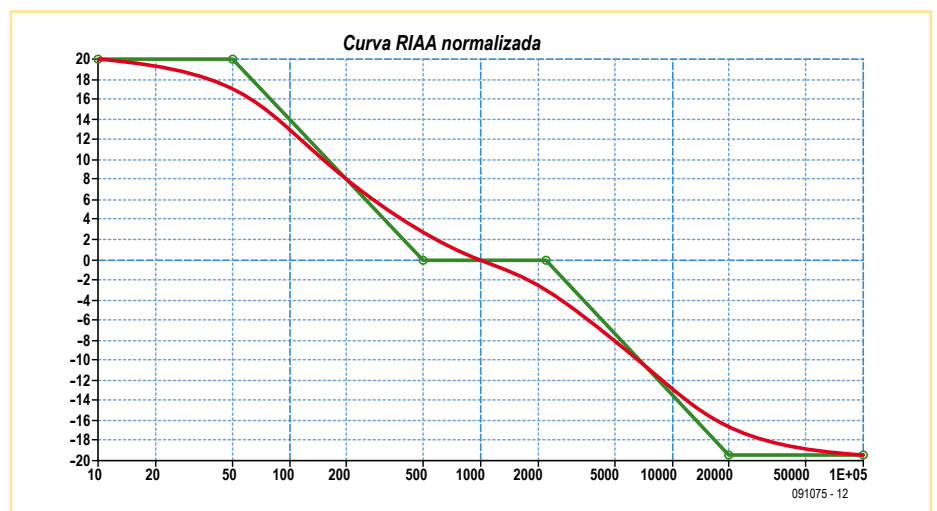
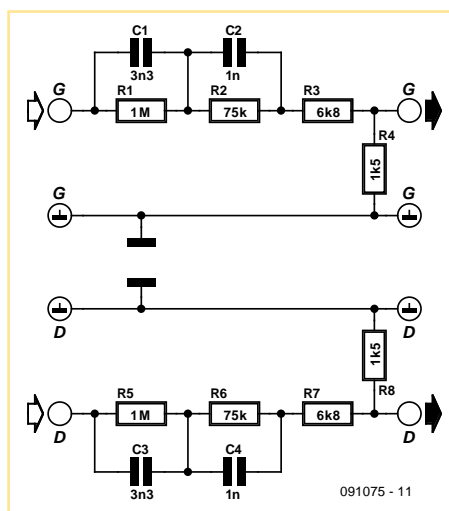
Evidentemente, el TDA1562Q deberá estar equipado con un radiador cuya eficacia condicionará la duración máxima posible de funcionamiento a potencia máxima.

(091071-1)

Enlaces en Internet

[1] [www.elektor.es/091071](http://www.elektor.es/091071)

## Adaptador RIAA inverso



Christian Tavernier (Francia)

Si echamos en falta alguna entrada en nuestro

amplificador y este dispone de una entrada de plato de disco con corrección RIAA, os propo-

nemos, con este montaje muy sencillo, transformarla en entrada lineal de alto nivel, lo que

la convierte en compatible con las salidas de todas las fuentes audio actuales. Su calidad no será tan perfecta como la de una verdadera entrada de línea por dos razones. Por una parte, se introduce obligatoriamente una ligera degradación de la relación señal/ruido por nuestro montaje, que atenúa una señal de alto nivel para amplificarla de nuevo en el siguiente paso. Por otra parte, la linealidad que se obtiene no es perfecta ya que la corrección que el circuito genera no es exactamente la inversa de la corrección RIAA aplicada por el preamplificador, aunque es totalmente aceptable, ¡sobre todo si es para introducir por aquí señales MP3!

Nuestro esquema eléctrico es de una extrema

sencillez ya que se trata de un simple filtro pasivo cuyos elementos han sido calculados para reproducir, lo más fiel posible, la curva RIAA inversa de la del preamplificador, es decir, de la que se usa aún para la grabación de discos. Su realización no presenta ninguna dificultad pero, con el fin de no degradar demasiado la relación señal/ruido, recomendamos el uso de resistencias de capa metálica, menos "ruidosas" que sus homólogas de carbón.

Además, la amplificación de las frecuencias bajas es muy importante a nivel de la propia entrada del preamplificador del plato de disco, debido precisamente a su corrección RIAA, por lo que el montaje es extremada-

mente sensible a las inducciones parásitas de la tensión de red, principalmente, por lo que dicha entrada deberá estar perfectamente blindada. Nosotros la hemos cableado en un montaje "al aire" y, posteriormente, la hemos integrado en un tubo metálico reciclado (tubo de medicamentos) que le sirve al mismo tiempo de caja y de blindaje.

Teniendo en cuenta los elementos utilizados, y aunque todo depende en cierta medida de la sensibilidad de la entrada de plato (tocadiscos) del amplificador asociado, a la entrada de este montaje se pueden aplicar señales comprendidas entre 200 y 600 mV eficaces de amplitud, sin temor a saturar el preamplificador.

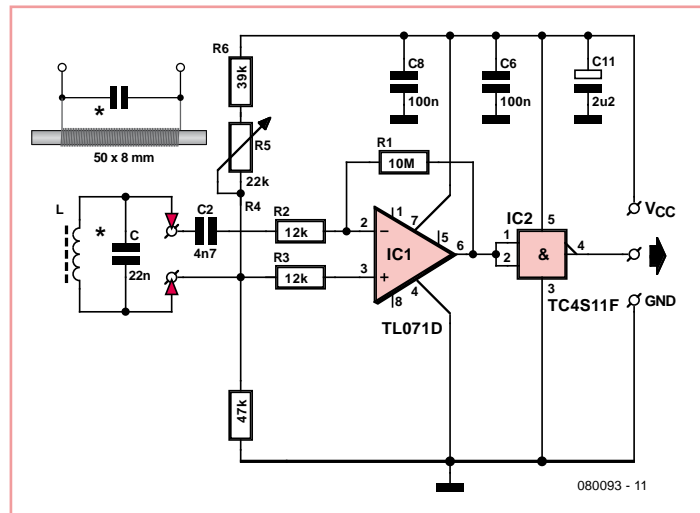
(091075-1)

## Receptor de pulso

Siegfried Borst (Holanda)

El pequeño circuito que presentamos aquí, es perfectamente apto para la recepción de señales de emisoras de frecuencia por pulsos. Las cintas del pecho de varias marcas conocidas (Polar, Huger, Kettler, Crane, Outbreaker, ...) emiten un breve ráfaga por cada latido del corazón con una frecuencia de 5,3 kHz. Se pueden captar estas señales para utilizarlas en proyectos propios, tal y como muestra el autor en su sitio Web [1].

El circuito utiliza una barra de ferrita con 1000 espiras de cobre lacado de 0,2 mm y un condensador (de sintonización) para la recepción de las señales. Aquí se



cias. Un operacional (IC1) amplifica las señales recibidas y una puerta NAND (IC2) lo convierte después en una bonita forma de pulso con flancos rectos.

Se puede utilizar cualquier fuente de tensión continua de 9...18 V para la alimentación. Hay disponible un diseño de la placa [2] que se puede pedir a través de ThePCBShop [3].

(080093)

### Enlaces Web

[1] <http://peterborst.gmxhome.de/sigiborst>

[2] [www.elektor.es/080093](http://www.elektor.es/080093)

[3] [www.thepcbshop.com](http://www.thepcbshop.com)

## Indicador de corriente de red

Jacob Gestman Geradts (Francia)

El indicador de corriente de red aquí presentado está completamente aislado de forma galvánica de la red. La indicación se realiza mediante un LED que se enciende cuando hay corriente, pero con un medidor de tensiones alternas de milivoltios permite medir el consumo con precisión. El registrador es un transformador de un alimentador de un teléfono móvil de deshecho. Su valor secundario no es relevante, ya que sólo utilizamos la bobina primaria de 230 V. El cable (alargador) con el que vamos a detectar la corriente,

se deshace sobre una longitud lo más corta posible de su capa protectora exterior. Luego se separan los hilos que se ven. El hilo de color azul se coloca por encima del transformador y el hilo de color marrón se coloca por debajo o viceversa. No quite el aislante de color marrón y azul para que no haya peligro al tocarlos. Si hay otro hilo de color amarillo verdoso en el cable, puedes colocarlo por encima o por debajo del transformador a tu elección. Los hilos de color azul y marrón tienen que ir en paralelo a los hilos de los devanados del transformador. Lo(s) devanado(s) secundario(s)

tiene(n) que quedar abierto(s) para no atenuar la señal de medición.

En el circuito de prueba se generaba una tensión alterna de 50 Hz de unos 2 mV en los devanados secundarios, en cuanto se conectaba un soldador u otro consumidor de 30 W al cable alargador. Este valor de medición aumenta proporcionalmente con consumidores más grandes, y como es improbable que el núcleo de hierro del transformador se sature, la relación entre tensión de medición y el consumo será bastante lineal.

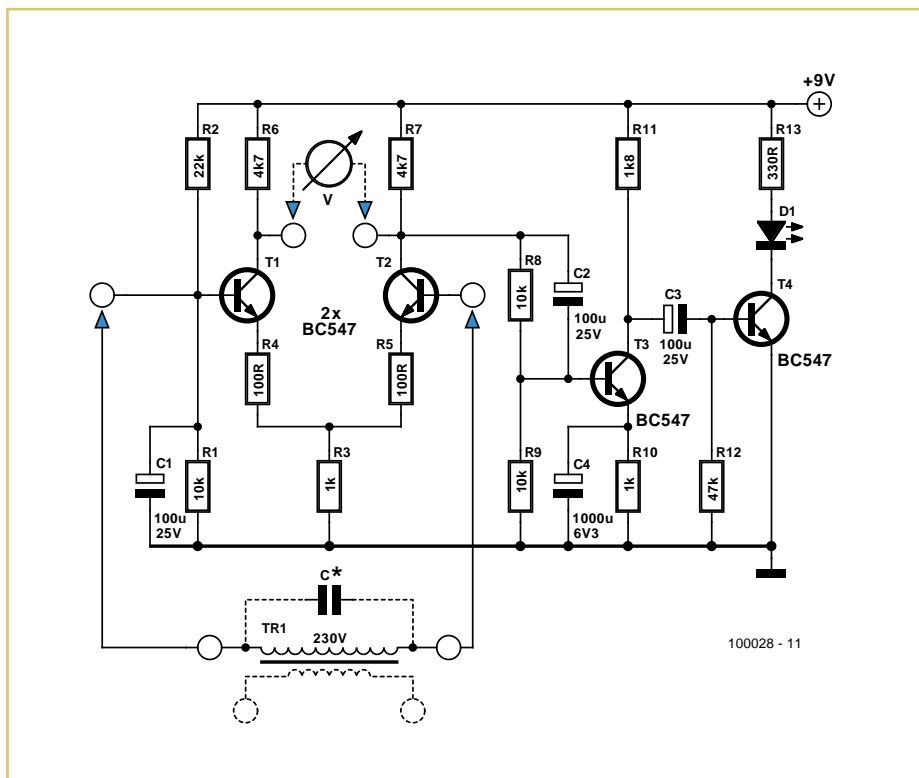
Con un amplificador diferencial que consta de T1 y T2, se amplifica la señal de medición por pri-



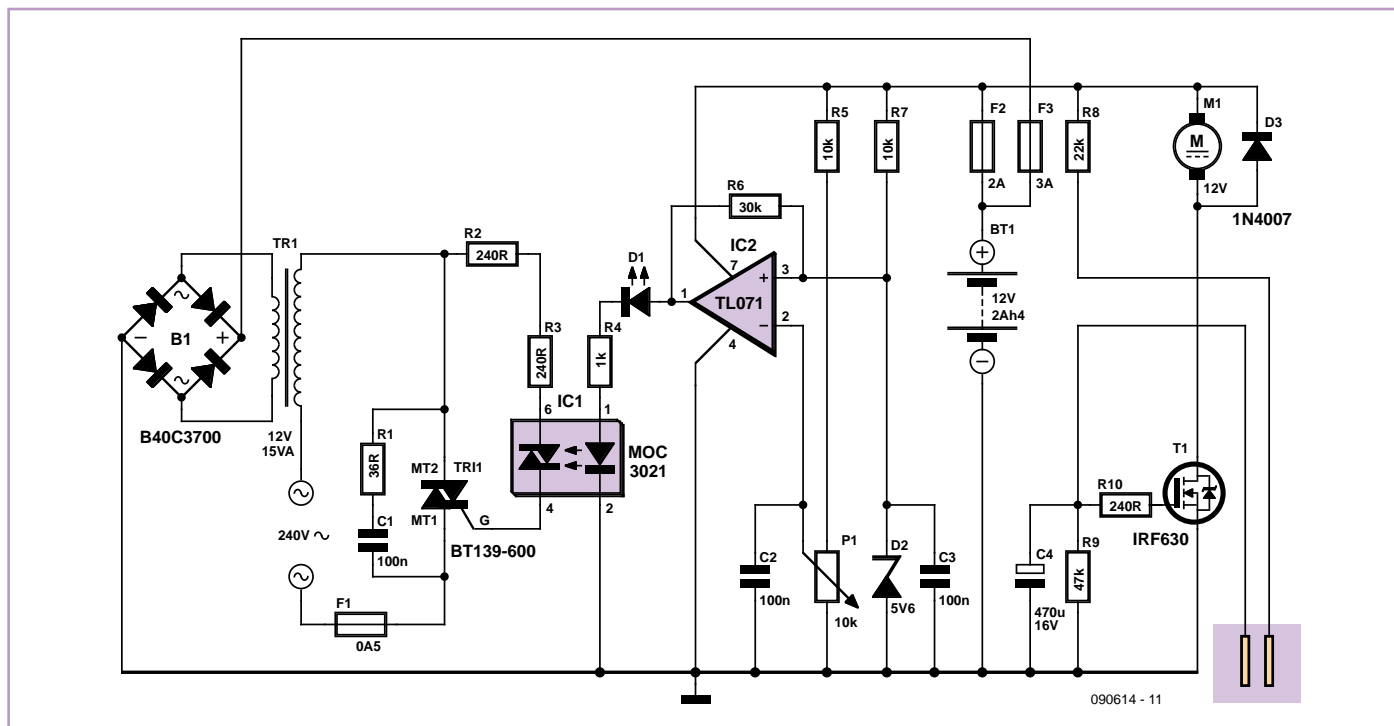
mera vez. En los colectores de T1 y T2 se puede conectar un medidor de tensiones alternas, según el gusto, para obtener una indicación de la magnitud de la corriente. El resto del circuito sirve para que el LED D1 se encienda tan pronto como fluya una corriente por el cable (alargador). Para eso se amplifica otra vez la señal de medición con T3 y con T4 se activa el LED con una onda cuadrada de 50 Hz. Una pila de 9 V es apta como fuente de alimentación.

En paralelo al devanado primario se puede colocar un condensador que haga que el circuito sea más insensible a otras frecuencias que no sea 50 Hz. Idealmente el bucle de resonancia resuena exactamente en 50 Hz. Con esto el circuito es más sensible. Se puede elegir el condensador de tal forma que la señal de medida en los colectores de T1 y T2 sea máxima con un consumo determinado. Pero este condensador no es necesario y el circuito funciona también bien con tan solo el transformador como registrador. En caso de que el LED sea de bajo consumo, puedes utilizar 1k2 para R13 ( 5 mA pico para D1).

(100028)



## Bomba de vaciado de bodega de 12 V



Gustave Bolkaerts (Bélgica)

Este montaje permite controlar una bomba para mantener el nivel del agua en una bodega, por ejemplo, por debajo de un cierto umbral. La bomba es alimentada por una bate-

ría que se recarga automáticamente cuando la tensión de red está presente.

En caso de subida del nivel del agua, los electrodos se sumergen en el líquido y comienza a circular una corriente. En ese instante, el tran-

sistor se activa y la bomba se pone en marcha. La bomba se detiene cuando el nivel del agua ha descendido lo suficiente como para que los electrodos ya no estén más en contacto con ella, pero no rápidamente, ya que

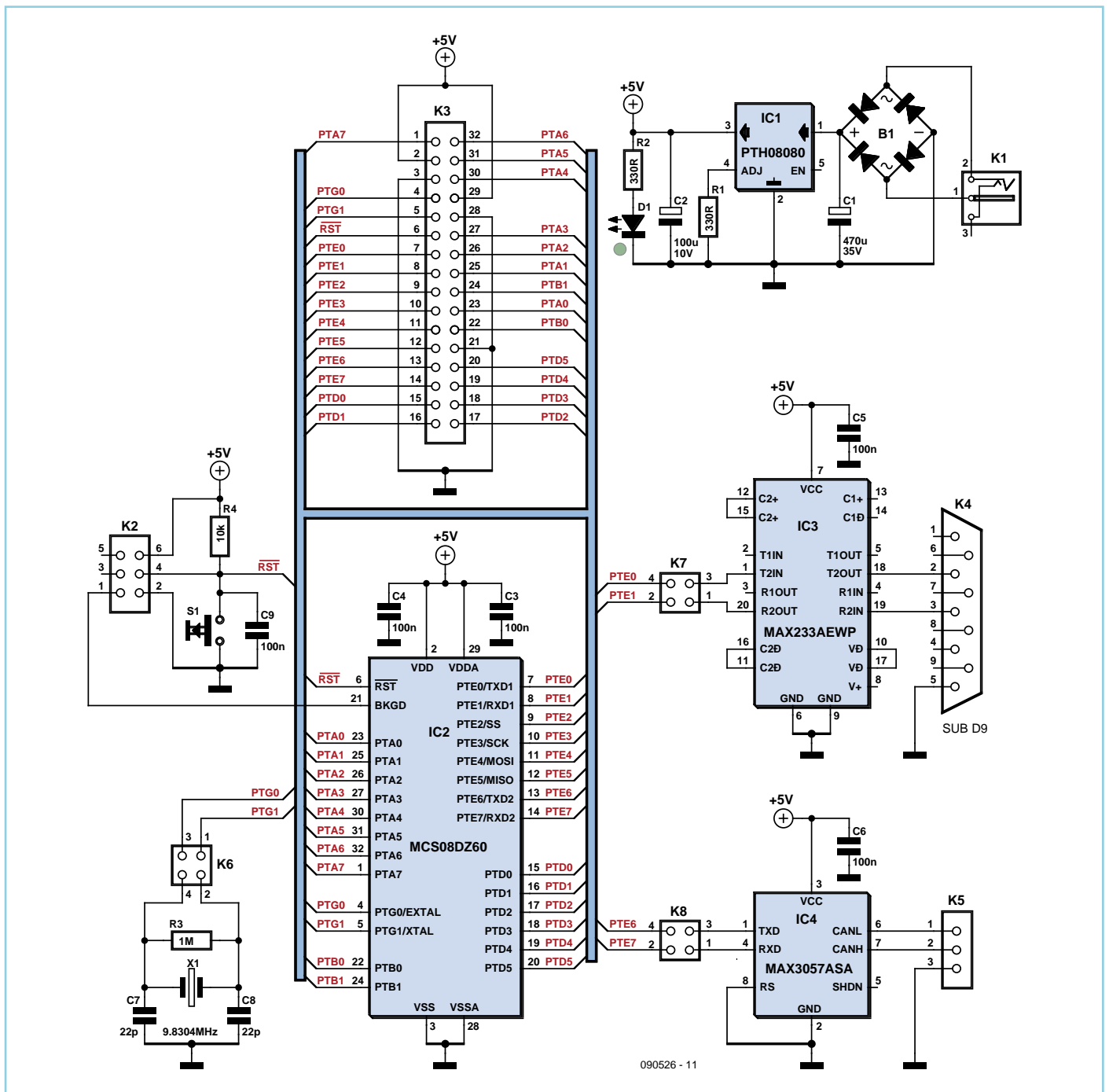
la rejilla de transistor se mantiene bajo tensión algunos segundos después, por medio del condensador de 470  $\mu$ F. Este condensador permite separar completamente los electrodos del líquido.

La batería se comprueba permanentemente por medio del montaje comparador elaborado alrededor del circuito TL071. La salida de este circuito, por medio de un fotoacoplador, controla el triac insertado en el primario del trans-

formador. El secundario de este transformador carga las baterías a través del puente rectificador, consumiendo el mínimo posible y manteniendo así la tensión de las mismas a 13,2 V.

(090642-1)

## Placa de evaluación para MCS08DZ60



Joël Guittet (Francia)

Esta placa de desarrollo, construida alrededor de un microcontrolador MC9S08DZ60 de Freescale, se percibe a primera vista como

una plataforma de experimentación alrededor del bus CAN. Así pues, está equipada con un controlador CAN y el bus está disponible sobre un conector de tres terminales. De igual

modo, sobre la placa encontramos también un controlador RS-232. El puerto SCI1 del microcontrolador también se encuentra disponible en un conector DB9 hembra estándar.

Los controladores CAN y RS-232 pueden ser desconectados del microcontrolador gracias al uso de puentes.

La alimentación de 5 V (con testigo LED), se hace alrededor del circuito integrado IC1. Éste último es un módulo desacoplado de la casa Texas Instruments, que puede ser sustituido, sin modificación del circuito impreso, por un clásico 7805 (en este caso, R1 no es necesaria y no hay que montarla).

El circuito de reloj puede ser desconectado del microcontrolador gracias a dos puentes, con lo que el microcontrolador puede funcionar con su reloj interno.

El conector K2 permite la programación del microprocesador, mientras que K3 da el

acceso al conjunto de sus terminales (salvo el terminal BKGD, que sólo sirve para la programación), para un módulo que encaje aquí, por ejemplo.

Los elementos necesarios para la programación son: el programa «CodeWarrior For Microcontrollers», de descarga gratuita en la página web de Freescale, y un programador para el MC9S08. En este caso son posibles diferentes soluciones, como el programador Multilink de PEMicro o el OSBDM [2,3].

En la página web del autor [4] (en inglés), podemos encontrar diferentes ejemplos de programación así como gran cantidad de información referente a los microcontroladores de Freescale. En la referencia [1] tene-

mos disponible el diseño de la placa de circuito impreso. La PCI permite comenzar con la realización de un circuito impreso de doble cara, ya que hay muy pocas pistas en la cara de componentes del circuito impreso y no hay necesidad de realizar ningún taladro pasante metalizado.

(090526-1)

### Enlace en Internet

[1] [www.elektor.es/090526](http://www.elektor.es/090526)

[2] [forums.freescale.com/freescale/](http://forums.freescale.com/freescale/)

[3] [www.68hc08.net](http://www.68hc08.net)

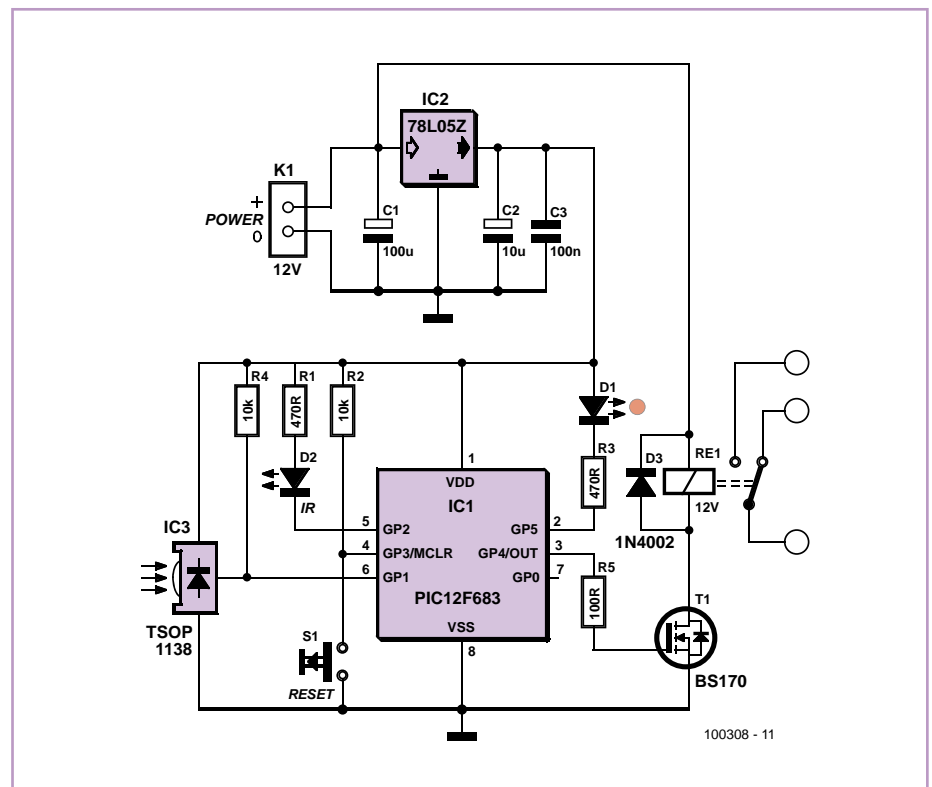
[4] [myfreescalewebpage.free.fr](http://myfreescalewebpage.free.fr)

## Ratonera amigable con los animales



Kees Reedijk (Holanda)

Esta ratonera basada en un PIC12F683 utiliza un interruptor óptico infrarrojo modulado con una frecuencia de 38 kHz, de modo que la luz exterior no la influya. Para eso, el PIC controla el LED IR D2 con una frecuencia de 38 kHz a través del puerto GP2. El receptor IR es de un tipo que se utiliza normalmente para mandos a distancia y que sólo actúa en señales de 38 kHz. El receptor informa al PIC de la presencia de una señal IR a través del puerto GP1. Cuando se interrumpe el rayo



de luz IR, el PIC desconecta el relé a través de GP4 y FET T1, por lo que la puerta de la ratonera se cierra.

El interruptor óptico se aloja en una caja de madera. La caja se coloca en el suelo con un poco de comida. Si un ratón pasa por el interruptor óptico en su camino hacia la comida, la puerta que hay detrás de él se cierra y el LED empieza a parpadear. La puerta se queda abierta normalmente mediante la bobina de un relé desmontado. Si ya no acciona la bobina, un muelle hace que la puerta de hoja-

lata se cierre. Encima de la caja hay un cristal o plástico transparente, de modo que el ratón no tenga que entrar en un lugar oscuro. Después de la captura del ratón, se le puede soltar en alguna parte fuera de la casa.

Para preparar de nuevo la trampa hay que pulsar el botón reset. El autor capturó con este aparato varias decenas de ratones. El programa está escrito en PICBASIC Pro y se puede descargar de forma gratuita del sitio Web de Elektor (EPS 100308-11).

(100308)

# Reloj de péndulo de modelista

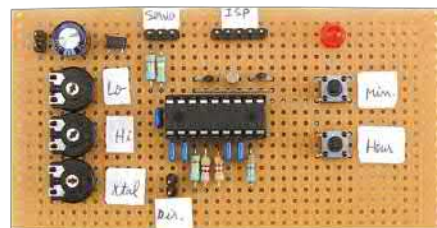
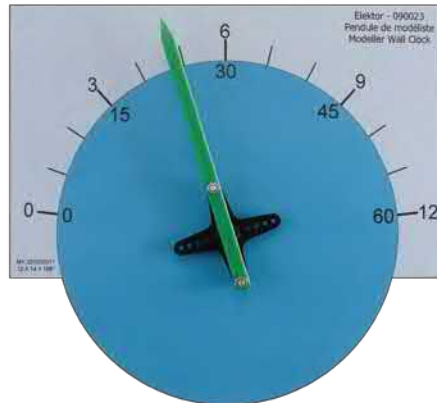


Michel Kuenemann (Francia)

Este reloj mural de péndulo analógico tiene como particularidad el utilizar un servo de modelismo estándar como elemento indicador de la hora. El principio de presentación es el mismo que el de un reloj mural del péndulo clásico, aunque con dos diferencias importantes. Un servo estándar de modelismo es incapaz de recorrer una vuelta completa de 360°, por lo que será necesario adaptar el cuadrante del reloj de péndulo a esta particularidad. Además, con un solo servo, no es posible indicar simultáneamente las horas y los minutos, por lo que el reloj indicará las horas durante la primera parte de un minuto y los minutos durante el resto del minuto en que estamos.

El circuito está organizado alrededor de un microcontrolador PIC18LF1320 con un reloj de cuarzo de 32.768 Hz que genera los impulsos de los segundos. El núcleo del microcontrolador y de los periféricos está sincronizado por el oscilador RC interno, ajustado a 8 MHz. El punto de prueba TP1 genera un impulso cada segundo.

Dos pulsadores sirven para colocar el reloj en hora: uno está dedicado al ajuste de los minutos y el otro al ajuste de la hora. Estos botones



serven también para seleccionar el modo de ajuste mecánico del péndulo, tal y como veremos más adelante.

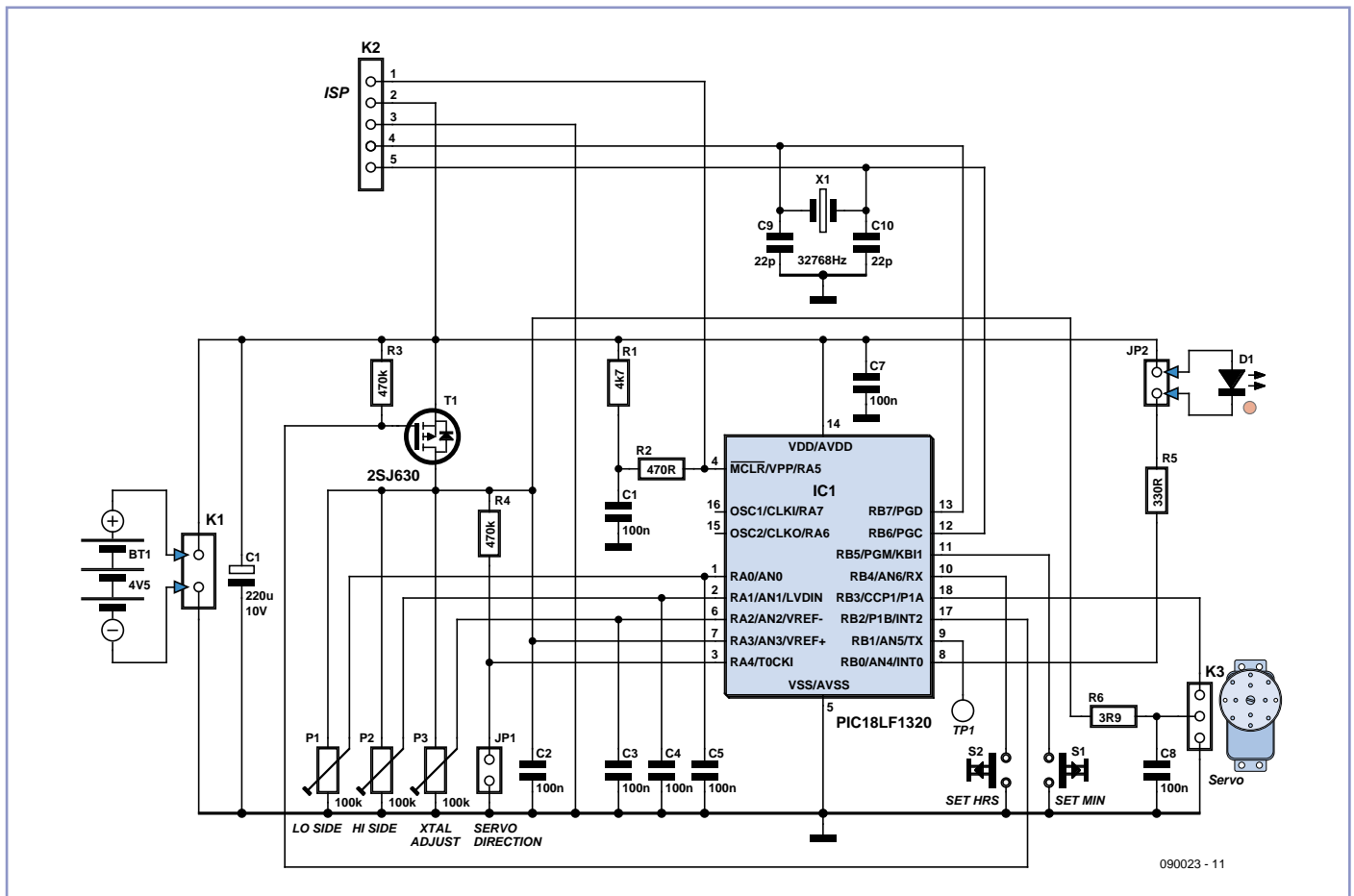
El diodo LED conectado al microprocesador trabaja al ritmo de segundos cuando el servo indica las horas, mientras que se apaga durante la indicación de los minutos. La aguja indica los minutos durante los 50 primeros segundos de un minuto e indica la hora durante los 10 segundos restantes.

Dos potenciómetros permiten adaptar el funcionamiento del péndulo al recorrido mecánico del servo utilizado. Un tercer potenciómetro sirve para compensar una posible deriva del cristal de cuarzo. Este ajuste permite compensar un error de  $\pm 100$  ppm, lo que corresponde a más de cuatro minutos de deriva por mes.

El puente JP1 debe estar montado si el servo gira en sentido inverso de las agujas del reloj en el momento de ajustar la hora del péndulo.

El transistor T1 tiene la función cortar la alimentación del servo entre dos movimientos. En efecto, incluso en ausencia de rotación, un servo estándar consume unos 15 mA, algo que es excesivo para un reloj alimentado por pilas.

La alimentación del montaje está asegurada por tres pilas de 1,5 V. Según el tamaño del



090023 - 11

servo utilizado, puede ser más interesante sustituir las pilas por un pequeño alimentador de tensión de red que proporcione una tensión de 5 V. También se puede utilizar tres elementos recargables de NiMH, muy conocidos por los modernistas. El dispositivo de “corte de tensión”, ajustado a 2,7 V, evita una descarga profunda de las baterías, manteniendo el micro en situación de “reinicio” (“reset”) si se alcanza este umbral.

Este pequeño circuito se puede montar fácilmente sobre una placa de prototipos ya taladrada, con un paso de 2,54 mm. Los potenciómetros deben estar cableados de manera que su tensión máxima se obtenga cuando estén girados a tope en el sentido de las agujas del reloj. No debemos montar el puente JP1 y dejaremos los tres potenciómetros ajustados a mitad de recorrido.

Conectaremos el servo y daremos la alimentación. El servo se coloca durante un pequeño instante en su posición neutra (a mitad de recorrido) y, a continuación, gira en el sentido contrario de las agujas del reloj hacia la posición 0 h. Si el servo gira en el otro sentido (hacia las 12 h), insertaremos el puente JP1 y

arrancaremos de nuevo el microcontrolador. Todo debe quedar correctamente.

Ahora es el momento de realizar el cuadrante del reloj. Podemos inspirarnos en el modelo de cuadrante “universal” disponible para su descarga en la referencia [1]. Este cuadrante, de 120° de recorrido, en principio, se usa con todo tipo de servo que tenga un recorrido comprendido entre 120° y 180°. Para ajustar el recorrido del servo deberemos proceder de la manera siguiente:

Colocaremos el reloj péndulo en marcha al mismo tiempo que pulsamos sobre uno de los dos botones del puesta en hora y esperraremos a que el servo gire en la dirección de las 0 h. Ajustaremos el potenciómetro P1 para llevar la aguja justo delante de la marca de 0 h del cuadrante. Ahora pulsaremos sobre el otro botón para posicionar el servo en su extremo opuesto y ajustaremos P2 para llevar la aguja frente a la marca de 12 h. Repetiremos estos pasos hasta que el ajuste sea perfecto en cada extremo. Finalmente, apagaremos el reloj y lo encenderemos para verificar que la aguja se coloca exactamente delante de la referencia de 0 h.

La puesta en hora del reloj de péndulo es sencilla. Pulsaremos sobre el botón “ajuste de horas”, una o varias veces, para ajustar la hora. Una pulsación prolongada provoca un incremento automático rápido de las horas. El ajuste de los minutos se hace de la misma manera pero pulsando sobre el botón “ajuste de los minutos”.

Si al cabo de unos 15 días observamos una deriva de la hora del reloj, ajustaremos el potenciómetro P3: si el reloj se atrasa, giraremos ligeramente P3 en el sentido de las agujas del reloj y, si el reloj adelanta, giraremos ligeramente P3 en el otro sentido. Después de un ajuste es necesario esperar al menos 12 días antes de retocar el ajuste de nuevo. El ajuste permite compensar varios minutos de deriva por mes, por lo que será necesario retocar P3 con mucho tacto. Además, es importante señalar que P3 no actúa sobre la frecuencia entregada en el punto de prueba TP1.

(090023-I)

Liens Internet

[1] [www.elektor.fr/090023](http://www.elektor.fr/090023)

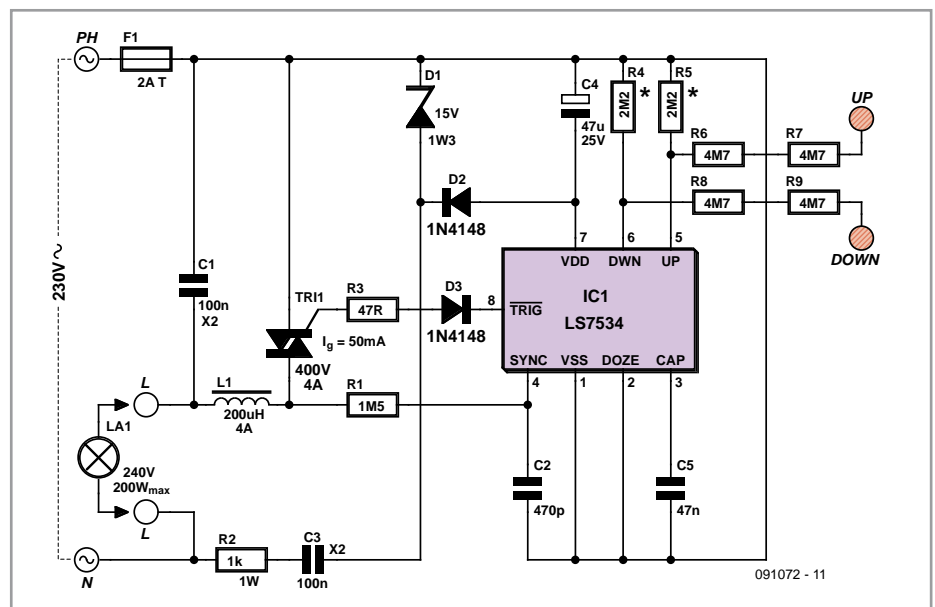
## Regulador de teclas por contacto

Christian Tavernier (Francia)

He aquí un regulador que, además del hecho de ser controlado por teclas de contacto, dispone también de una memoria de ajuste que le permite, por ejemplo, encender la iluminación de una habitación al nivel que teníamos elegido en el momento de su apagado. El montaje utiliza un circuito integrado especializado, un LS7534 de LSI Computer Systems, disponible, entre otros, en Farnell. Este CI se alimenta directamente de la tensión de red que ha sido reducida previamente, gracias al condensador C3, para que no se produzca disipación térmica.

El elemento de conmutación de potencia es un triac que se coloca en conducción cuando la tensión de red pasa por cero, gracias al información de sincronización transmitida al LS7534 a través de R1 y C2, y que interrumpe dicha conducción cuando una porción, más o menos importante de la sinusoide se dispersa, con el fin de poder realizar la graduación de intensidad luminosa deseada.

En cuanto a las teclas de contacto (por rozamiento), están conectadas a las entradas UP y DOWN por medio de dos resistencias serie de gran valor que, por razones de seguridad, no es necesario ni reducir ni sustituir por una sola de valor equivalente. Sobre este tema debemos señalar que las resistencias de memo-



ria, R4 y R5, pueden ser modificadas entre 1 y 4,7 M con el fin de ajustar la sensibilidad de las teclas de contacto.

La bobina L1 es un modelo toroidal clásico que tiene, conjuntamente con el condensador C1, como función reducir las señales parásitas emitidas en el bloqueo del triac. Por razones de seguridad, este último condensador,

así como C3, serán obligatoriamente modelos de clase X2, destinados a ser utilizados directamente con tensiones de red.

El triac puede ser cualquier modelo de 400 V y de 2 a 4 A. Tan sólo tenemos que vigilar elegir un modelo bastante sensible que se contente con una corriente de disparo inferior o igual a 50 mA, ya que, de no ser así, el LS7534 no podrá



dispararlo correctamente. Aunque nosotros hayamos indicado en el esquema una potencia máxima de bombilla de 200 W, es posible superar este valor pero, en este caso, deberemos equipar el triac con un radiador, algo que irá en detrimento de la altura del montaje. Si el montaje no está integrado en una caja para empotrar en la pared, tendremos que vigilar utilizar una caja aislante ya que, debido a la ausencia de transformador, todos los puntos del montaje están a la tensión de red y

todo contacto no deseado con cualquiera de dichos puntos puede ser fatal. El uso del regulador es muy sencillo, pero es necesario hacer la distinción entre contacto largo y corto con cada una de sus teclas de contacto. Cuando la lámpara está apagada, un contacto corto (típicamente comprendido entre 34 y 325 ms, según la ficha técnica) sobre la tecla UP hace encender la luz progresivamente hasta el valor máximo que había sido alcanzado antes del apagado previo.

Cuando la lámpara está encendida, un contacto corto sobre la tecla DOWN hace apagar progresivamente la lámpara. Un contacto largo sobre la tecla UP (típicamente superior a 334 ms) hace aumentar progresivamente la intensidad luminosa hasta alcanzar el máximo, después de lo cual, queda sin efecto. Un contacto largo sobre la tecla DOWN hace disminuir esta misma intensidad hasta alcanzar el valor mínimo.

(091072-1)

## Generador de prueba de VHF de bolsillo

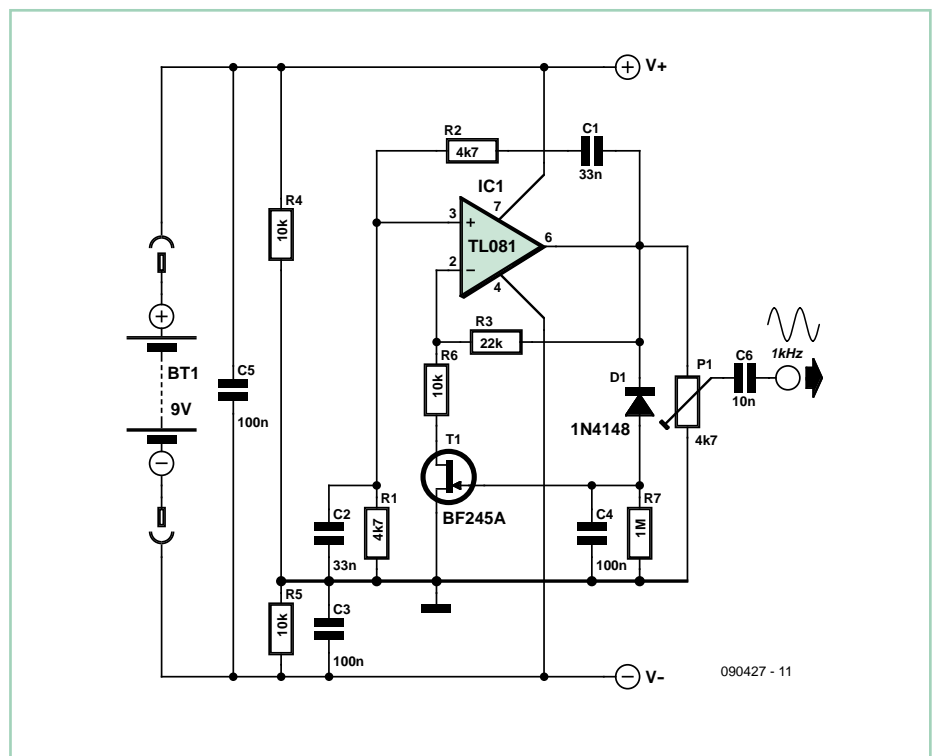


Kai Riedel (Alemania)

Tras el lanzamiento de los emisores VHF con una potencia de emisión de 50 nW, aparecieron en el mercado pequeños transmisores FM realmente asequibles. ¿Qué necesitaríamos para construir un pequeño generador de prueba VHF por nosotros mismos? Para ello, únicamente un generador de señales sinusoidales, que puede basarse en un generador NF que ya poseamos. Si no disponemos de semejante aparato, podemos construir el oscilador de puente de Wien aquí mostrado.

El FET T1 sirve para estabilizar la amplitud, manteniendo bajo el factor de distorsión. La señal obtenida se conecta con el emisor mediante un conector común jack estéreo de 3,5 mm, donde generalmente se inserta el jack del transmisor FM (señales L+R unidas en el conector). En nivel de salida del oscilador NF ha de ajustarse con P1 de modo que no se sobrecargue el transmisor.

En el transmisor utilizado por el autor, el BH1418FV de Rohm, supone la piedra angular de la sección HF. La hoja de características de este integrado puede encontrarse fácilmente con Google, ayudándonos a localizar la salida HF en la tarjeta del transmisor. Posteriormente la señal VHF puede desacoplarse mediante un cable coaxial y conectarse en la



090427 - 11

antena de un receptor a testear. Ha de prestarse atención al nivel de entrada máximo del receptor y su buen ajuste, y si fuera necesario utilizar un atenuador en dicha entrada. Con

el osciloscopio puede comprobarse la señal en el receptor y analizar su correspondiente salida.

(090427)

## Astrolámpara

Martin Dümig (Alemania)

Los ojos necesitan hasta una hora para que el iris se abra completamente hasta tener máxima sensibilidad. Para no interferir en este proceso de adaptación, los astrónomos utilizan luz roja. En una lámpara especial para observar los astros también son convenientes otras características. He aquí algunas de ellas:

- Luz roja durante la fase de observación
- Que sea regulable
- Fácil de manejar (incluso con guantes)
- Luz blanca para el montaje / desmontaje del telescopio
- Seguridad ante funcionamiento erróneo (que no se dispare la luz blanca inadvertidamente)

- Posibilidad de modificar una lámpara existente

La lámpara se maneja con un sólo botón, del siguiente modo:

- Con la lámpara apagada, pulsando durante menos de 5 segundos = luz roja on.
- Con la lámpara apagada, pulsando durante mas de 5 segundos = luz blanca on.



- Con luz roja, durante menos de 1 segundo = lámpara off.
- Con luz roja, durante mas de 1 segundo = cambio entre luz más clara u oscura.
- Con luz blanca = lámpara off.

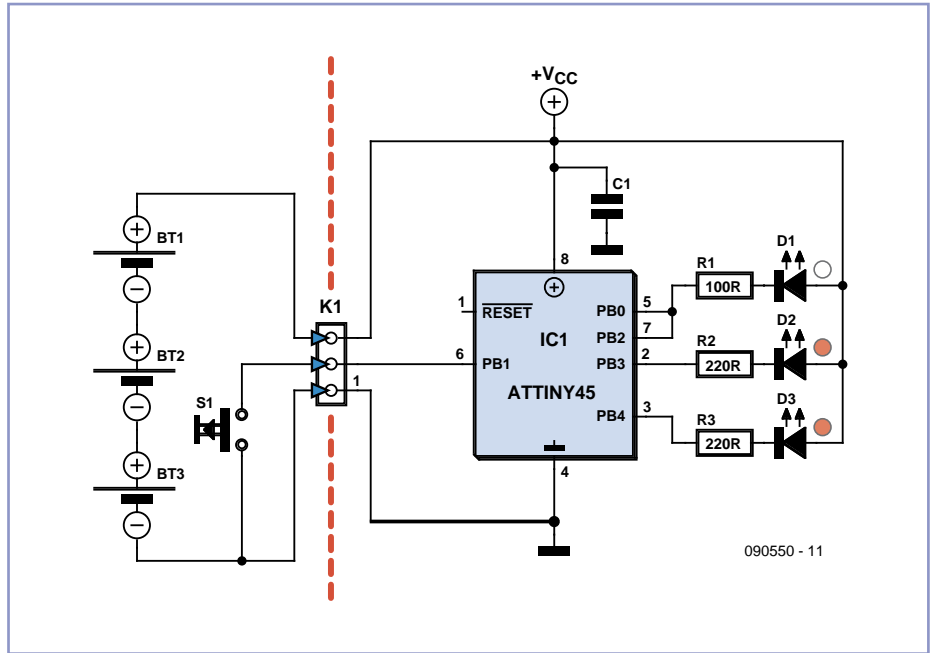
La lámpara además recuerda la configuración de la intensidad de la luz roja.

Lo básico para comenzar el montaje es una linterna de 6 € de la ferretería, que incluye siete LED blancos y un interruptor anti-salpicaduras de agua.

La linterna dispone de un módulo para tres baterías AAA (4,5 V) con dos lengüetas que presionan los contactos integrados en una tarjeta. Mediante el interruptor se controlan todas las funciones. De él parten tres cables a la tarjeta con LED y el driver integrado para éstos. Estos tres cables son: masa (GND), +4,5 V (VCC) y el botón (contacto a masa).

Para rediseñarla, ha de retirarse de la tarjeta original con los LED y el driver integrado, y reemplazarla por la tarjeta con la electrónica diseñada por el autor. A la izquierda del esquema puede verse la otra parte del circuito de la lámpara (portabaterías y pulsador).

La nueva tarjeta de LED está equipada con un microcontrolador ATTiny45 y tres LED con resistencias en serie (dos LED rojo tenue y uno blanco). Para este último podemos reutilizar uno de la tarjeta de LED original (con una corriente máxima de LED de 50 mA). Ya que una salida del procesador sólo es capaz de suministrar unos 20 mA, el LED blanco está conectado con dos pines. Si carecemos de espacio, podemos prescindir del condensador de buffer C1.



El firmware (código fuente incluido), escrito en ensamblador, puede descargarse desde la web de este proyecto [1], donde también podemos encargar el microcontrolador ATTiny45 ya programado. Quien desee programarlo por sí mismo, en el software puede optar por otro microcontrolador ATTiny distinto, incluso el AT90S2343 (el utilizado originalmente por el autor). La memoria de programa del microcontrolador no se ha llenado en absoluto, por lo que pueden hacerse ampliaciones fácilmente. Las resistencias R1 a R3 pueden adaptarse

a la caída de tensión según los LED utilizados. La caída de tensión en el procesador es casi inapreciable.

La lámpara sólo será apagada por el microcontrolador, en caso de que éste entre en modo de hibernación ("deep-sleep") consumiendo menos de 1  $\mu$ A, lo que corresponde a la propia auto-descarga de las baterías. Ésta despertará poniendo PB2 a masa (mientras se pulsa el interruptor).

(090550)

[1] [www.elektor.es/090550](http://www.elektor.es/090550)

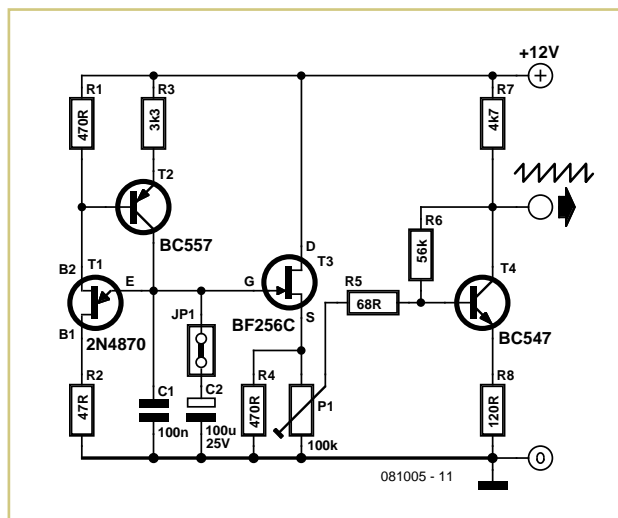
## Oscilación en generador de funciones



Holger Bruns (Alemania)

Los generadores de funciones con el XR2206 se caracterizan por su excelente relación calidad/precio, y dicho integrado es fácil de encontrar. Cuando no se dispone de oscilador integrado, para lograrlo basta con un pequeño circuito externo. Si no existe entrada de oscilador, el circuito puede utilizarse mediante el potenciómetro de ajuste de frecuencia.

El diseño es un clásico oscilador de diente de sierra con transistor unijunción (UJT), que conduce cuando en su base se alcanza la tensión umbral necesaria. En tal caso, el condensador se descarga en la base rápidamente. Su tensión durante la carga (y por lo tanto la



rampa del diente de sierra) se eleva linealmente, siendo dicha carga administrada por

una fuente de corriente constante con el BC557. La señal es acoplada a alta impedancia mediante un FET (BF256C).

Para adaptar la entrada de oscilador del generador de funciones XR2206 se utiliza la etapa de salida con el BC547, cuyo rango de oscilación puede ajustarse con el potenciómetro P1.

Para poder medir mejor con el osciloscopio, durante el ajuste puede ser útil disponer de frecuencias más altas del generador de diente de sierra en C2, si retiramos el jumper JP1. Tras el ajuste, el jumper debe colocarse nuevamente. El condensador electrolítico de 100  $\mu$ F garantiza una frecuencia de oscilación lo suficientemente baja, si fuera necesario puede cambiarse el valor de C2.

Es posible que ya disponga de los componentes necesarios en su caja de herramientas, pero si no fuera el caso: el UJT todavía puede encontrarse en el mercado, en RS Components por 1,51 euros, el BF256C probablemente

también sirve para reemplazar cualquier otro JFET canal N para pequeña señal. Como UJT son aptos los tipos 2N2646 (Reichelt) y 2N2647 (RS Components). Quien quiera todavía construir un generador de funciones 2206, en [1]

encontrará una guía gratuita con multitud de circuitos de Elektor ampliamente probados.

(081005)

[1] [www.elektor.es/060312](http://www.elektor.es/060312)

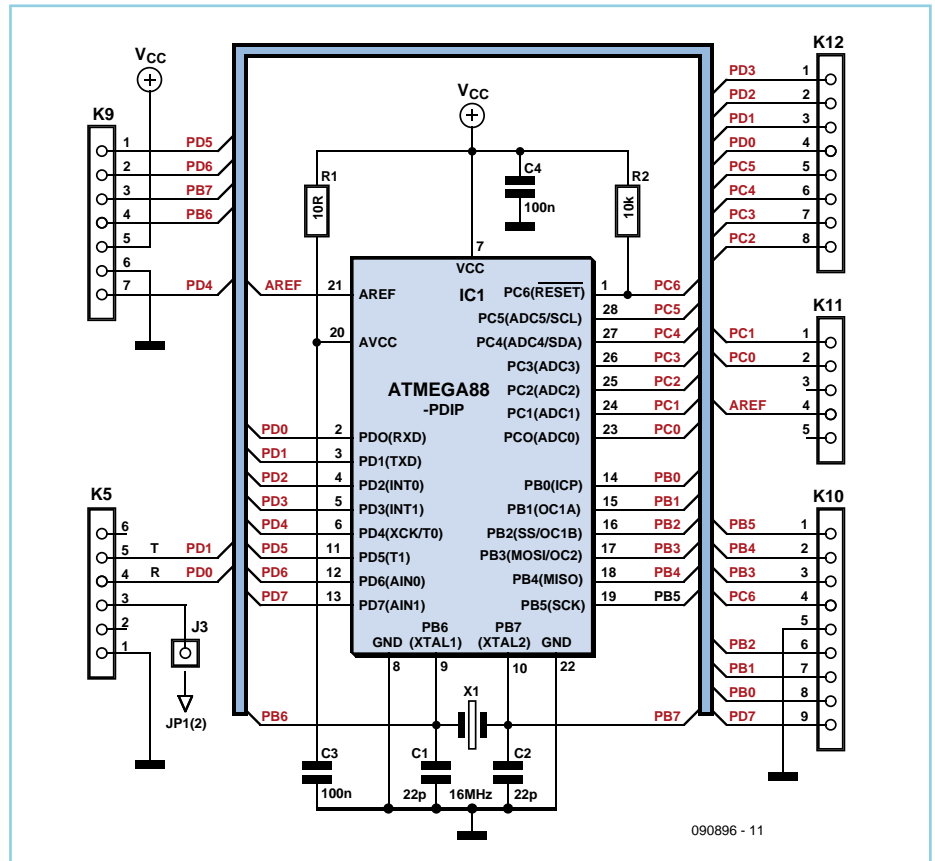
## ATM18-DIP

Grégory Ester (Francia)

Incluso si es imposible dañar el microcontrolador del proyecto ATM18 por la configuración de sus bits de control, sí que se le puede volver inactivo por un mal ajuste de estos últimos. En



efecto, disponemos de muchas maneras de cortar la rama sobre la que estamos sujetos confortablemente. Así, es posible, de manera accidental, modificar, por ejemplo, el modo de acceso por el programador o la fuente de reloj. En cualquiera de los dos casos mencionados, “volver a la vida” a nuestro microcontrolador puede llevarnos un cierto tiempo y, en algunas situaciones, componentes que no tenemos a mano. En lugar de sustituir la placa de control 071035-91, ¿qué dirían nuestros lectores de sustituir tan sólo el ATmega88? Esta operación de sustitución sólo nos costará un ATmega88-20PU DIP28 de unos pocos euros, contra los 12,50 € que es el precio de la placa completa vendida por Elektor.



Tenemos que precisar que la versión DIP propuesta utiliza un CAD de seis canales contra el de ocho canales de la versión TQFP. Aparte de esta pequeña sutileza, la placa ATM18-DIP es casi totalmente igual a su hermana pequeña. Casi, ya que hay que señalar también los siguientes matices:

- El conector K12 está desviado hacia arriba.
- Si optamos por una alimentación por el puerto USB, tendremos que conectar el cable USB-RS232 (TTL) sobre la placa ATM18-DIP de la misma manera que lo haríamos sobre la placa de la placa madre. A continuación, si

deseamos una alimentación por USB, conectaremos un hilo conductor de J3 (ATM18-DIP) hacia el terminal 2 de JP1 (lugar de trabajo de la placa madre).

Así pues, la placa ATM18-DIP será utilizada en las fases de puesta a punto, mientras que será preferible usar la versión TQFP, que ocupa menos espacio, una vez que el sistema ha sido cerrado y depurado.

(090896-1)

Enlaces en Internet

[1] [www.elektor.es/090896](http://www.elektor.es/090896)

## Regulador discreto de baja caída

Jac Hettema (Holanda)

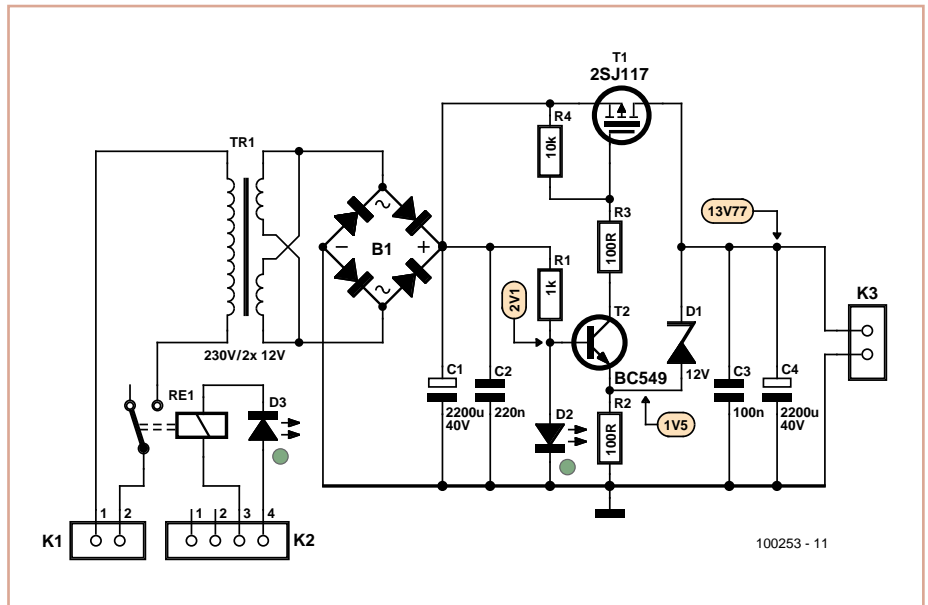
Este circuito se ha construido para evitar que

un circuito amplificador con un TDA1516Q reciba una tensión demasiado elevada cuando

la carga sea baja. Se ha utilizado este amplificador para tener un poco de potencia de

audio en el PC. Sin embargo la fuente de alimentación del PC generaba tantas interferencias que se construyó esta fuente de alimentación adicional.

La fuente de alimentación utiliza un transformador propio que suministra en el secundario una tensión alterna de 12 V. Este proporciona una tensión continua de cerca de 16 V después de rectificación y aplanamiento. El regulador consta del MOSFET SJ117 de canal P cuya puerta se controla por un divisor de tensión conectado a T2. La base de T2 se mantiene a una tensión constante mediante el LED D2, de modo que la tensión sobre la resistencia del emisor R2 y su corriente también sean constantes. Si la tensión de salida aumenta por encima de unos 13,5 V, el diodo zener D1 empieza a conducir y proporciona parte de la corriente que pasa por R2, por lo que el MOSFET se abre menos. De esta manera surge un equilibrio donde la tensión de salida se quedará un poquito por encima de 13,5 V (1,5 V sobre R2 más 12 V tensión zener). El regulador puede suministrar una corriente de hasta unos 2 A, en ese caso es prudente proveer al MOSFET de un disipador.



Se puede colocar un potenciómetro en serie con el diodo zener de 12 V, para ajustar la tensión de salida un poco más. El relé en la parte de la tensión de red se encarga de que la fuente de alimentación sólo se active

cuando se conecte el PC. Este relé se controla mediante un conector de alimentación de PC de 4 vías.

(100253)

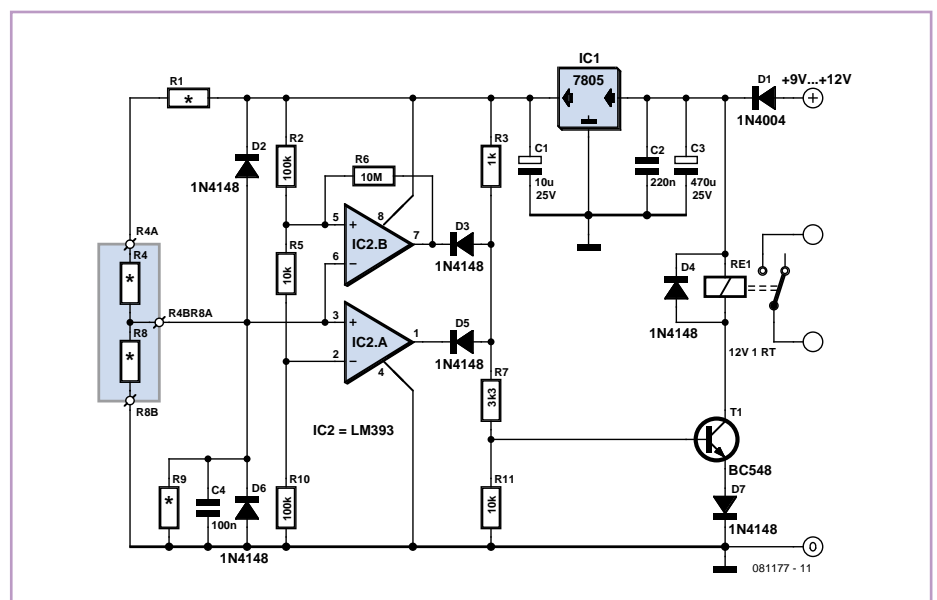
## Llave electrónica analógica



Christian Tavernier (Francia)

Este montaje hace uso de dos comparadores que están asociados en lo que se llama un comparador de ventana, es decir, que las resistencias R2, R5 y R10 determinan una ventana de tensión en la que se debe encontrar la tensión aplicada al punto común de D2 y D6 para que las salidas de IC2.A e IC2.B estén simultáneamente a nivel alto. Teniendo en cuenta los valores utilizados para estas resistencias, esta ventana está comprendida entre 10/21 y 11/21 de la tensión de alimentación de los comparadores (5 V). Si las salidas de IC2.A e IC2.B están simultáneamente a nivel alto, gracias a la puerta ET realizada por medio de los diodos D3 y D5, el transistor T1 está saturado, lo que hace cerrar relé RE1, encargado del control del pestillo eléctrico de la cerradura o de cualquier otro dispositivo de cierre.

Es la generación de la tensión particular en el punto común de D2 y D6 lo que permite definir la llave, constituida, por ejemplo, por un simple conector jack estéreo que contiene las dos resistencias R4 y R8. Conjuntamente con R1 y R9, estas resistencias constituyen un divisor de tensión que hay que calcular cuidadosamente, teniendo en cuenta el valor de R2, R5 y R10, para que la llave pueda abrir la cerradura. Todo esto, evidentemente, sólo puede funcionar correctamente si la tensión que alimenta estos dos puen-



tes divisores es estable, algo que es asegurado por IC1 con una regulación de 5 V.

Si hubiésemos fijado los valores de R1 y R9, todos los lectores de este número de Elektor tendrían la misma llave, algo que, lógicamente, no es deseable. Por lo tanto, nos queda determinar, no solamente los valores de R4 y R8, que constituyen la llave, sino también los de R1 y R9 que permiten personalizar

la cerradura. He aquí las relaciones que deben mantener las resistencias R1, R4, R8 y R9 para que la llave pueda abrir la cerradura:  
 $10 \cdot R8 \cdot R9 < 11 \cdot (R1 + R4) \cdot (R8 + R9)$   
 $10 \cdot (R1 + R4) \cdot (R8 + R9) < 11 \cdot R8 \cdot R9$   
 Teniendo en cuenta el ancho de la ventana constituida por R2, R5 y R10, las resistencias con un 5 % de tolerancia son perfectamente válidas. Tenemos que señalar que como las relaciones de las

fórmulas están constituidas por (in)igualdades y que sólo disponemos de dos (in)ecuaciones para cuatro variables desconocidas, esto nos deja un margen bastante grande para la elección de los valores de las resistencias. Aconsejamos a nuestros lectores fijar, al menos, dos de estas resis-

tencias con valores normalizados, lo que nos permitirá determinar las otras resistencias. Si el resultado no nos conduce a otros valores normalizados, algo que es más que probable, tendremos que recurrir a combinaciones serie-paralelo para obtener los valores encontrados, o bien ele-

gir valores diferentes a los que hemos fijado al inicio, con el fin de llegar un compromiso mejor.

(081177-1)

## Enlaces en Internet

[1] [www.elektor.es/081177](http://www.elektor.es/081177)

# Adaptador casero para SMD



Michael Hölzl (Alemania)

Para utilizar integrados SMD en circuitos con tarjetas perforadas o protoboards se necesitan adaptadores relativamente caros. Pero también podemos hacerlos nosotros mismos. Aquí se muestra una de las posibilidades con un integrado en encapsulado SO-8.

Primero cortamos un trozo de tarjeta perforada. A lo largo, debemos de tener el número de agujeros correspondiente según el número de pines en uno de los lados del integrado (en este caso 4).

A lo ancho, hemos de dejar por lo menos dos agujeros por cada lado, pudiendo situar el integrado en el medio del trozo de tarjeta.

Ahora quitamos los agujeros del centro con un cutter afilado, de modo que el integrado pueda colocarse en la tarjeta sin hacer contacto alguno. Después fijamos el integrado con una gota de pegamento en el centro de la tarjeta.

El siguiente paso consiste en añadir patillas de conexión a la tarjeta, con lo que finalmente podrá utilizarse como cualquier integrado DIP o DIL cualquiera. Podemos servirnos de pines comunes. Para soldarlos lo mejor es colocarla sobre una protoboard, asegurándonos de que ajuste completamente en la tarjeta perforada.

Ahora solo falta conectar los pines del integrado con las patillas. Es preferible utilizar cable lacado de cobre. En un cable normal de este tipo hemos de retirar el lacado en los extremos para poder soldar. Para unir los cables a cada pin del integrado basta con una gotita de estaño.

Según el tipo de integrado, es posible hasta incorporar condensadores de desacoplo en el propio adaptador.



Este método funciona especialmente bien con los encapsulados SO. En los del tipo SO-8 podemos incluso prescindir del cable lacado y hacer las conexiones con estaño directamente desde la patilla del integrado al pin. Antes de utilizar el integrado en un circuito, conviene comprobar que tanto el montaje como los puntos de soldadura estén correctamente hechos.

(090614)

# Luz de LED para bicicleta, vista con otros ojos

Bernd Schulte-Eversum (Alemania)

La luz de LED para bicicleta de la edición 7/8 2009 de Elektor (página 26) parece gozar de gran popularidad. Además, el autor encontró el diseño básico muy interesante, ¡pero todavía puede ser mejor! He aquí dos variaciones considerablemente mejoradas.

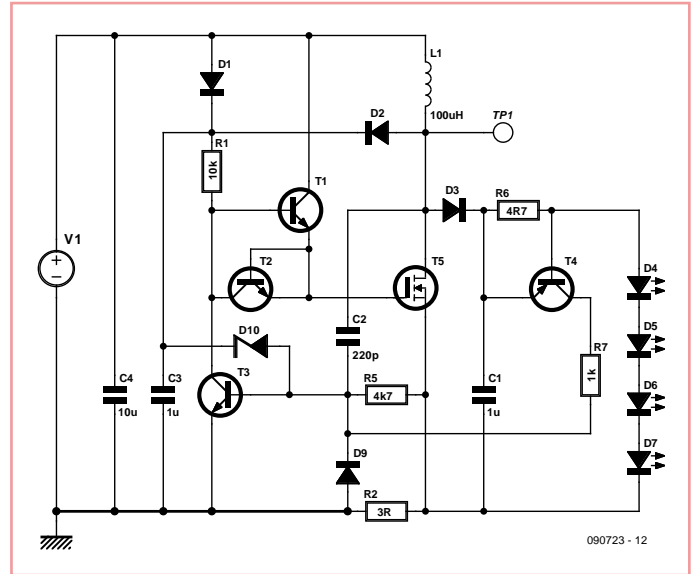
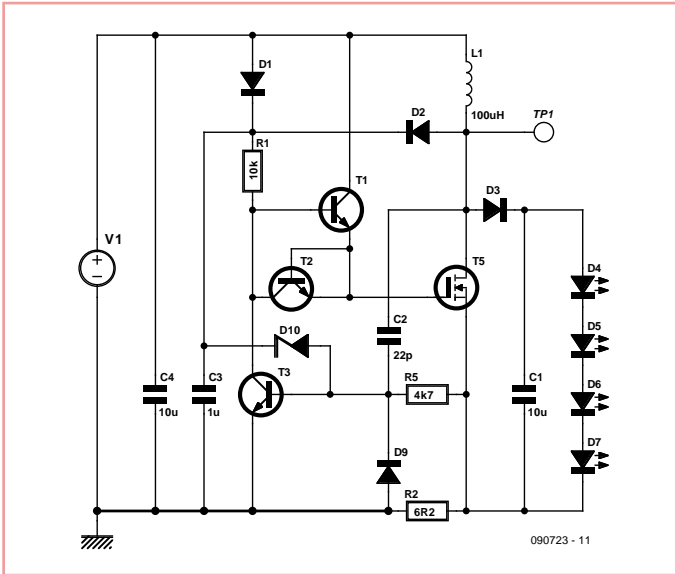
Ambos circuitos están alimentados mediante una pila de 6 V (o batería), igual que el "original" de 2009, tensión marcada aquí como V1. El circuito simple con cuatro transistores corresponde esencialmente a la versión primigenia. Se trata de un convertidor Flyback, que regula la caída de tensión mediante un

sensor de corriente resistivo (en este caso R2). R2 ha sido dimensionada a 6,2  $\Omega$  para utilizar cuatro LED blancos (D4 a D7), obteniendo una corriente de LED de unos 20 mA. Para limitar la tensión máxima de salida en la cadena de LED se utiliza el diodo Zener de 250 mW D10, que lleva a masa la puerta del MOSFET T5 mediante T3 y T1/T2, cuando dicha tensión supera la del Zener. Para este diodo se recomienda un valor entre 15 y 24 V. L1 es una bobina de 100  $\mu$ H cuya corriente máxima son 0,5 A escasos y una baja resistencia en corriente continua.

Mediante el transistor T1 se carga la puerta del MOSFET T5 a baja impedancia. El transis-

tor T2 (en el caso del autor se ha utilizado un transistor doble SMD BC846S) está conectado como diodo. La puerta de T5 se descarga con T3. Al contrario que en el circuito original, el MOSFET T5 conduce más rápido, lo cual también incrementa el rendimiento. No obstante, como efecto secundario se incrementa la frecuencia de conmutación. A frecuencias superiores de 150 kHz han de utilizarse preferiblemente condensadores cerámicos o de papel para la entrada y la salida, pues los condensadores electrolíticos pierden poco a poco su efectividad. En cuanto al MOSFET, en el circuito original se especificaba un NTD4815N





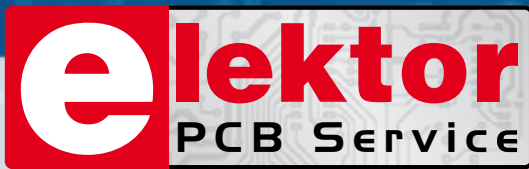
con una  $R_{DS(on)}$  de 15 m $\Omega$  (a  $U_{GS} = 10$  V), no obstante pueden utilizarse otros MOSFET de canal N con una  $R_{DS(on)}$  igual de baja. El segundo circuito (con cinco transistores) se diferencia del anterior en la regulación de corriente secundaria (mediante el transistor T4). Por ello, es apto para unas mayo-

res corrientes de LED, pues las fluctuaciones en la tensión de alimentación se mantienen relativamente constantes. La caída de tensión causada por la corriente de LED en la resistencia R6 regula T4, que influye mediante T3 en la corriente máxima de conmutación de T5, manteniendo la corriente de salida cons-

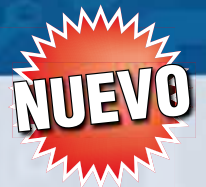
tante. El transistor T4 se trata de un BC856B, pudiendo optar también por la versión con patillas BC556B. T3 es del tipo BC546B. El transistor doble SMD BC846S utilizado para T1 y T2 puede reemplazarse por un BC546B para T1 y un diodo 1N4148 para T2.

(090723)

Publicidad



**Prototipos  
Multicapa**



**Placas profesionales**

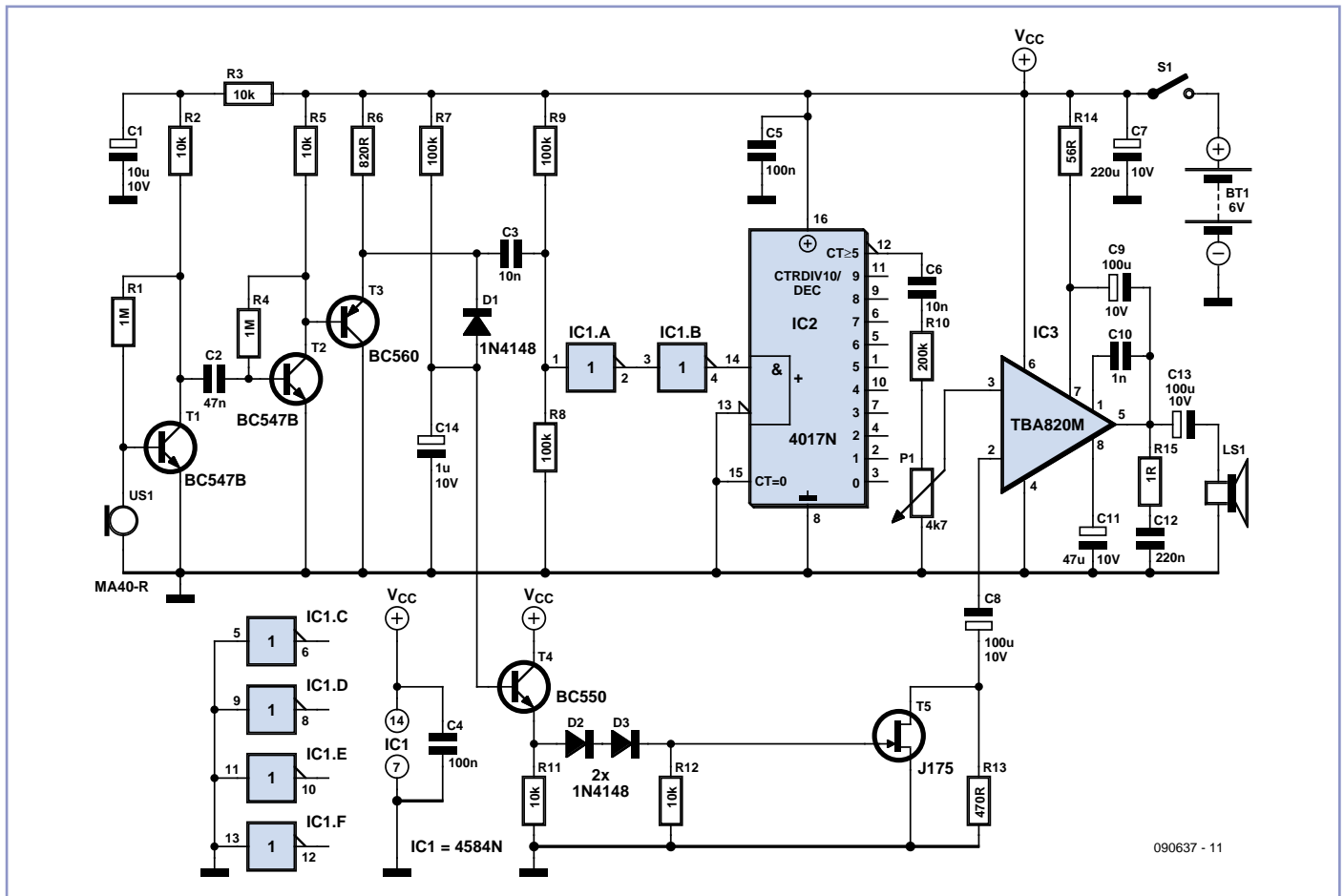
**Pide tu propio diseño en Elektor PCB Service**

**Las ventajas:**

- Las placas son de una calidad profesional.
- No pagas costes de arranque ni de película.
- No hay una cantidad mínima de pedido.
- Disponible para particulares y empresas.
- Elección entre una placa de doble cara o de 4 capas.
- Primero comprobamos si tu proyecto es fabricable y te damos una respuesta en un plazo de 4 horas
- Para entregar 2 placas producimos 3. Si la tercera también estuviera bien, ¡la recibirás de forma gratuita!
- Pagar es muy fácil, seguro y rápido

**Rápido, barato y seguro**

[www.elektorpcbservice.com](http://www.elektorpcbservice.com)



Guy Boniface y Jean Rowenczyn (Francia)

He aquí una nueva manera de escuchar los murciélagos durante los agradables días de verano. Colocaremos el receptor alimentado por cuatro pilas AA (R6) sobre el borde de una ventana, por ejemplo, orientando el sensor de ultrasonidos preferiblemente hacia una farola o hacia los árboles. Desenrollaremos algunos metros del conductor que lo une a un pequeño altavoz para colocar éste último en el interior de la habitación. Esperaremos la noche y, en presencia de murciélagos, oire-

mos en el altavoz un sonido que recuerda ráfagas de chisporroteo. Nos daremos cuenta que, bajo ciertas condiciones atmosféricas (lluvia, viento fuerte...) los murciélagos no salen. El sensor recibe las señales de ultrasonido que son amplificadas por los transistores T1, T2 y T3 y, posteriormente, transmitidas por IC1, que está montado como detector de umbral. Este circuito integrado transforma la señal analógica en impulsos digitales que son inyectados en IC2 que, a su vez, divide la señal por 10 para hacerla audible al oído humano.

La ganancia del amplificador de baja frecuencia, IC3, es ajustada automáticamente por los transistores T4 y T5, en función de la amplificación de la señal de T3, y filtrada por R7 y C14. En efecto, son la impedancia de entrada del terminal 2 de IC3 y la masa quienes determinan la ganancia del amplificador. El receptor de ultrasonidos de 40 kHz (MA40-R o SQ40-R) utilizado está disponible en las Conrad (ref. 182281-62) o Farnell (ref. 213226).

090637-11

# Luces intermitentes para aviones y helicópteros

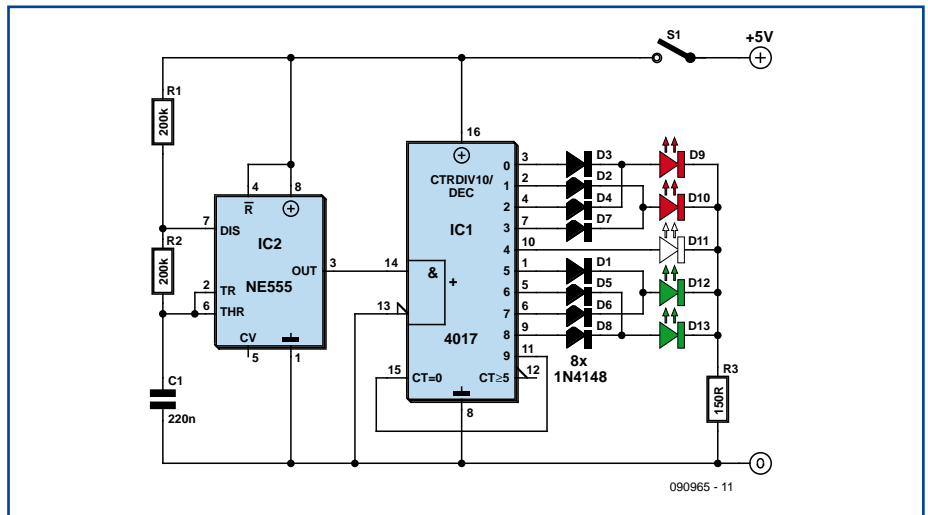
Jean-Louis Roche (Francia)

Hay dos tipos de luces en los aviones: las luces intermitentes, rojas o blancas, que se llaman habitualmente "luces anticollisión" y las luces fijas, rojas en el extremo del ala izquierda, verde en el extremo del ala derecha y blanca en la cola, llamadas "luces de posición" que permiten a un observador saber si el avión se

aproxima o se aleja. En el extremo de cada ala, además de las luces fijas, puede haber también dos luces de destellos blancos ("strobes"). El simulador de luces de posicionamiento que se presenta aquí no respeta algunas de las normas de las verdaderas luces de posición, haciéndolas parpadear (es más bonito) simulando el efecto de los destellos

por medio de un pequeño truco. Encontramos el célebre NE555 para la base de tiempos en su versión SMD, asociado al contador decimal/divisor de 10 salidas descodificadas, un 4017, también en su versión SMD. En el tiempo normal de vuelo, se utiliza cada salida de manera independiente. En este montaje se acoplan dos salidas con el espacio de una salida: Q0 y

Q2 (delante izquierda, LED rojo), Q1 y Q3 (atrás izquierda, LED rojo), Q5 y Q7 (delante derecha, LED verde), Q6 y Q8 (atrás derecha, LED verde). Para evitar el cortocircuito de la salida que está a nivel alto con la que está a nivel bajo, se utiliza un diodo en serie en cada salida. Se obtiene así una “sobre-intermitencia” en cada LED, dando el efecto de disparo o destello (“strobe”). La salida Q4 equipa la cola del avión (LED blanco) o del helicóptero (LED rojo) para un parpadeo sencillo sin efecto de destello. La salida Q9 es usada para el reinicio. Un solo LED está encendido al mismo tiempo, con lo que el consumo queda así reducido para no alterar la autonomía de vuelo. La resistencia de 150  $\Omega$  limita la alimentación de tensión/corriente de cada LED. La alimentación del circuito (4,5 V) se hará a través de una salida no utilizada del descodificador del modelo a escala. Si fuese necesario, podemos colocar un micro-interruptor aun-



que, como un avión o un helicóptero debe tener siempre sus luces encendidas...

[Enlaces en Internet](#)

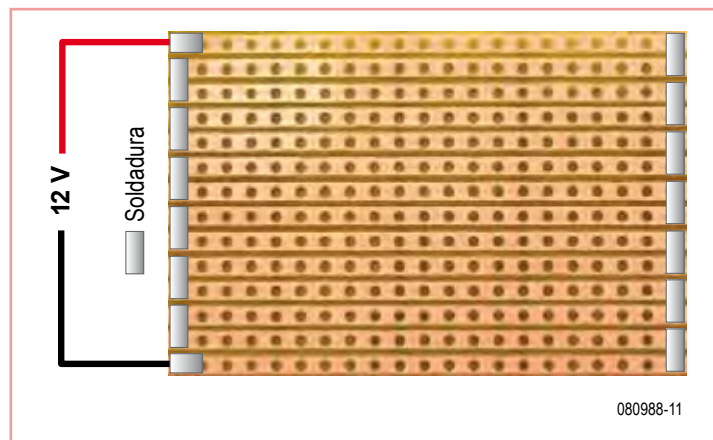
(090965-1) [\[1\] www.elektor.es/090965](http://www.elektor.es/090965)

## Tarjeta perforada de tiras como calefactor



Klaus Bertholdt (Alemania)

Podemos “modificar” fácilmente una tarjeta perforada de tiras común, de 60 mm x 100 mm, para obtener una pequeña superficie calefactora a 12 V; sólo hemos de conectar las tiras en serie, una tras otra. La corriente se eleva hasta a 4 A, transformando en calor sólo 50 W. Como fuente de energía sirve, por ejemplo, una batería de coche, o igualmente un cargador para este tipo de baterías. ¡La temperatura en la superficie de la tarjeta de resina de epoxy sube hasta aproximadamente 100 °C! Lo mejor es seguir estos pasos: primero conectamos todas las pistas tanto por el comienzo como por el final de las tiras. Posteriormente



separamos los puntos soldados con una minicortadora, de forma que todas las pistas estén conectadas eléctricamente en serie. Las conexiones han de soldarse como se muestra

en la imagen, al final del circuito serie según el correspondiente primer agujero de cada tira. Una tira de tarjeta perforada de unos 15 cm de longitud tiene a 20 °C una resistencia de aproximadamente 70 m $\Omega$ . Si aplicamos 12 V a 36 pistas conectadas una tras otra, con una corriente de 4 A, obtenemos una resistencia total de 3  $\Omega$  y una resistencia por tira de 83 m $\Omega$ . La temperatura media del cobre alcanzada al principio es de unos 65 °C. Las tiras de cobre en una tarjeta de este tipo no sólo pueden utilizarse para calentar. Otra posibilidad podría ser, por ejemplo, un divisor de tensión muy bien calibrado.

(080988)

## Alarma de agua

Roland Heimann (Alemania)

Disponemos de un integrado especial para esta aplicación, el detector de fuidos LM1830 de National Semiconductor, pero con el inconveniente de su relativa alta tensión de alimentación y el consumo que esto conlleva. Además, primero tenemos que hacernos con él, y

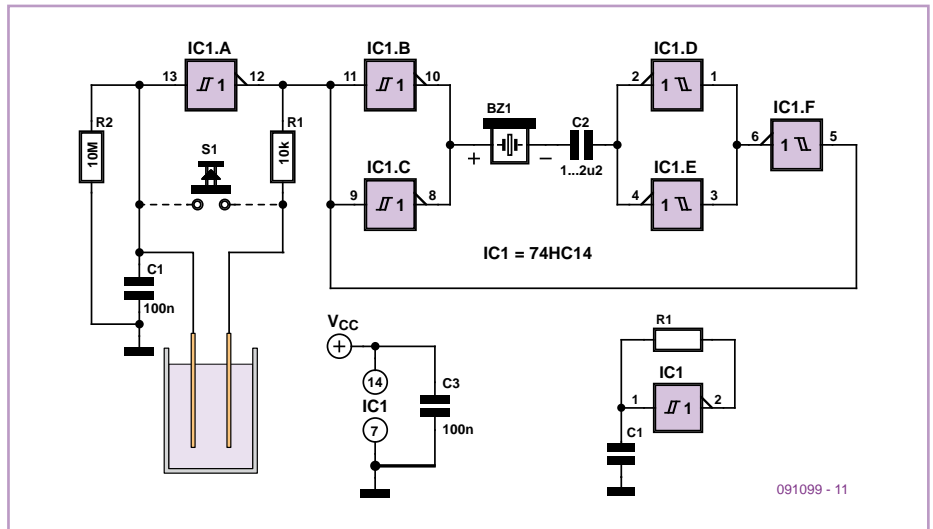
en pocas cantidades no es que sea demasiado barato. El circuito alternativo aquí mostrado utiliza un asequible integrado CMOS estándar 74HC14, que funciona a 3 V y cuyo consumo en estado de reposo (modo de supervisión) es inferior a 1  $\mu$ A, con lo que es posible utilizar una batería sin problemas.

El 74HC14 se trata de un inversor con histéresis. Como se muestra debajo en la imagen, mediante el circuito formado por un condensador (C1) y una resistencia de realimentación (R1) obtenemos un simple oscilador de onda rectangular. El circuito de esta alarma consta básicamente de la resistencia de rea-

alimentación R1 y el sensor de agua. Mediante R1 también se evita que la entrada y la salida del inversor puedan cortocircuitarse. La resistencia adicional R2 define el nivel de entrada del inversor, en caso de que el sensor no se encuentre en el agua. Una entrada abierta (floatante) causaría un alto consumo energético.

El circuito de driver para el zumbador piezoeléctrico BZ1 abarca de IC1.B a IC1.F. El condensador C2 evita que en estado de reposo (modo de supervisión) circule corriente continua, con lo que reduce aún más el consumo. En lugar del sensor de agua también puede colocarse un pulsador (interruptor en miniatura) para disparar una alarma.

(091099)



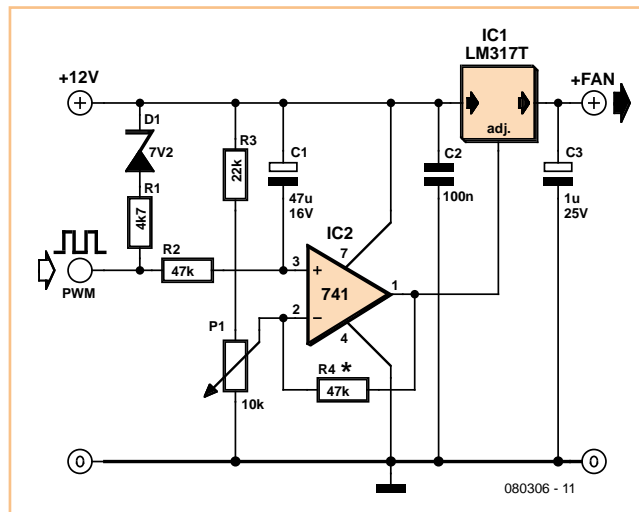
## Ventilador de 3 pines en un conector de 4



Von Joachim Berg (Alemania)

Las placas base de PC actuales disponen de conectores para ventilador con cuatro pines, principalmente para refrigerar la CPU. Los conectores antiguos de tres pines disponían de un control del giro, de modo que variaba la tensión de alimentación del ventilador. En los conectores nuevos, el cuarto pin sirve para la señal de control del PWM. A pesar de que los conectores de tres pines de los ventiladores antiguos ajustan en los de cuatro, el ventilador funciona a 12 V fijos, o sea, al máximo.

Sin embargo, al actualizar su PC, el autor no quería esta super-refrigeración de CPU ni mucho menos. Así que se le ocurrió una solución electrónica. En principio, la estrategia estaba clara: la electrónica, con ayuda de la señal PWM del cuarto pin, se encargaría de controlar la línea de



alimentación a 12 V en conectores de tres pines. La señal PWM parte de una salida en colector abierto, con un máximo de 5,5 V. Por ello, la resistencia de pull-up del circuito R1 se “rebaja” mediante un diodo Zener. Se

incorpora la señal PWM con la red RC de R2/C1 y es amplificada por un operacional. Para ello puede utilizarse casi cualquier tipo que funcione a 12 V. El operacional controla a su vez un regulador de tensión con la suficiente corriente capaz de alimentar ventiladores más potentes.

P1 sirve para ajustar la velocidad de giro mínima (con la CPU en frío). Ya que C1 está conectado a +12 V, éste evita que tras el encendido al ventilador le lleguen los 12 V completos, para que resulte seguro. La sensibilidad de la regulación puede ajustarse utilizando otros valores para R4. En las fuentes antiguas de PC, ajuste debidamente la toma de alimentación de la disquetera en la el conector de cuatro pines de la placa base, en caso de que algo oliese a chamusquina.

(080306)

## Demostador de Transmisión de Teléfono Móvil



Jonathan Hare (UK)

Se trata de un sencillo y barato dispositivo que demuestra que la energía de RF (ondas de radio) generada por un teléfono móvil es suficiente como para encender un diodo LED.

Tenemos una antena de lazo de longitud de onda completa (una antena “Quad” para los radioaficionados) de 30 cm (7,5 cm por lado), conectada a un diodo de germanio y a un diodo LED de alto brillo. El lazo se puede

hacer con un hilo de cobre, una hoja de metal delegada, o una pista en una placa de circuito impreso. Los diodos tienen que estar cableados correctamente. Es preferible un diodo de germanio a un LED ya que, probablemente,

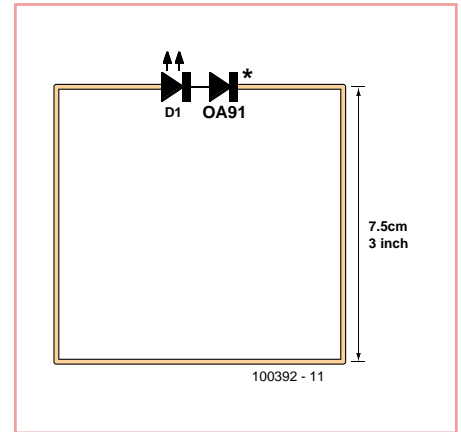


tenga una auto-capacitancia mucho más grande para actuar con las muy altas frecuencias generadas por el teléfono (aproximadamente, 800/900 MHz o 1800 MHz), aunque trabajará perfectamente con los pulsos DC (adaptados) obtenidos del diodo de germanio (que tiene una pequeña capacitancia así como una pequeña tensión inversa). En la caja de repuestos o en el cajón de electrónica del abuelo, podemos buscar antiguallas como OA91, OA95, OA79 o AA119. Otros compo-

nentes comunes del mundo del silicio, como el 1N914 el 1N4148, también llegarán a funcionar y también vale la pena intentarlo con los diodos Schottky, como el BAT85, pero nos daremos cuenta que el mejor es el viejo y buen diodo de germanio.

Para mostrar que el transmisor de los teléfonos móviles genera ondas de radio, lo colocaremos cerca de la antena de lazo y marcaremos un número (usaremos un número gratuito, es decir, que no abra comunicación cuando llamemos). Las ondas de radio inducirán una tensión en la antena de lazo lo suficientemente grande como para encender el LED. El LED parpadeará indicando los paquetes de los datos digitales que están siendo enviados por el transmisor del teléfono móvil. Es posible que tengamos que configurar nuestro teléfono como un teléfono 'GSM 900/1800', en lugar de una red "3G", en el menú de configuración. Esto no es aplicable a todos los teléfonos móviles.

El circuito también puede usarse para probar que un teléfono móvil transmite correctamente antes de producir el tono de llamada, así como con qué intervalos (usando varios



niveles de potencia), para informar de su presencia a la red.

Para otros experimentos con este dispositivo, sugerimos a nuestros lectores que vayan a la página web del autor [1].

(100392)

[1] [www.creative-science.org.uk/mobile\\_LED.html](http://www.creative-science.org.uk/mobile_LED.html)

Publicidad

# 301 Circuitos

➔ Soluciones creativas para todas las áreas de la electrónica

301 Circuitos, consejos e ideas de diseño en un solo libro que constituye un tesoro para todas las áreas de la electrónica: audio y video, aficiones y modelismo, técnicas de RF, casa y jardín, comprobación y medida, microcontroladores, hardware y software de ordenadores, fuentes de alimentación y cargadores – más por supuesto todo aquello que no parece encajar en ninguna de esas categorías. 301 Circuitos contiene muchas soluciones completas así como útiles puntos de partida para tus propios proyectos. Tanto las categorías como lo que hay entre ellas representan una verdadera fuente de inspiración para cultivar tus propias ideas y aprender electrónica. 301 Circuitos es un libro imprescindible para entusiastas de la electrónica, ya sean profesionales, aficionados o estudiantes.



**Nuevo**

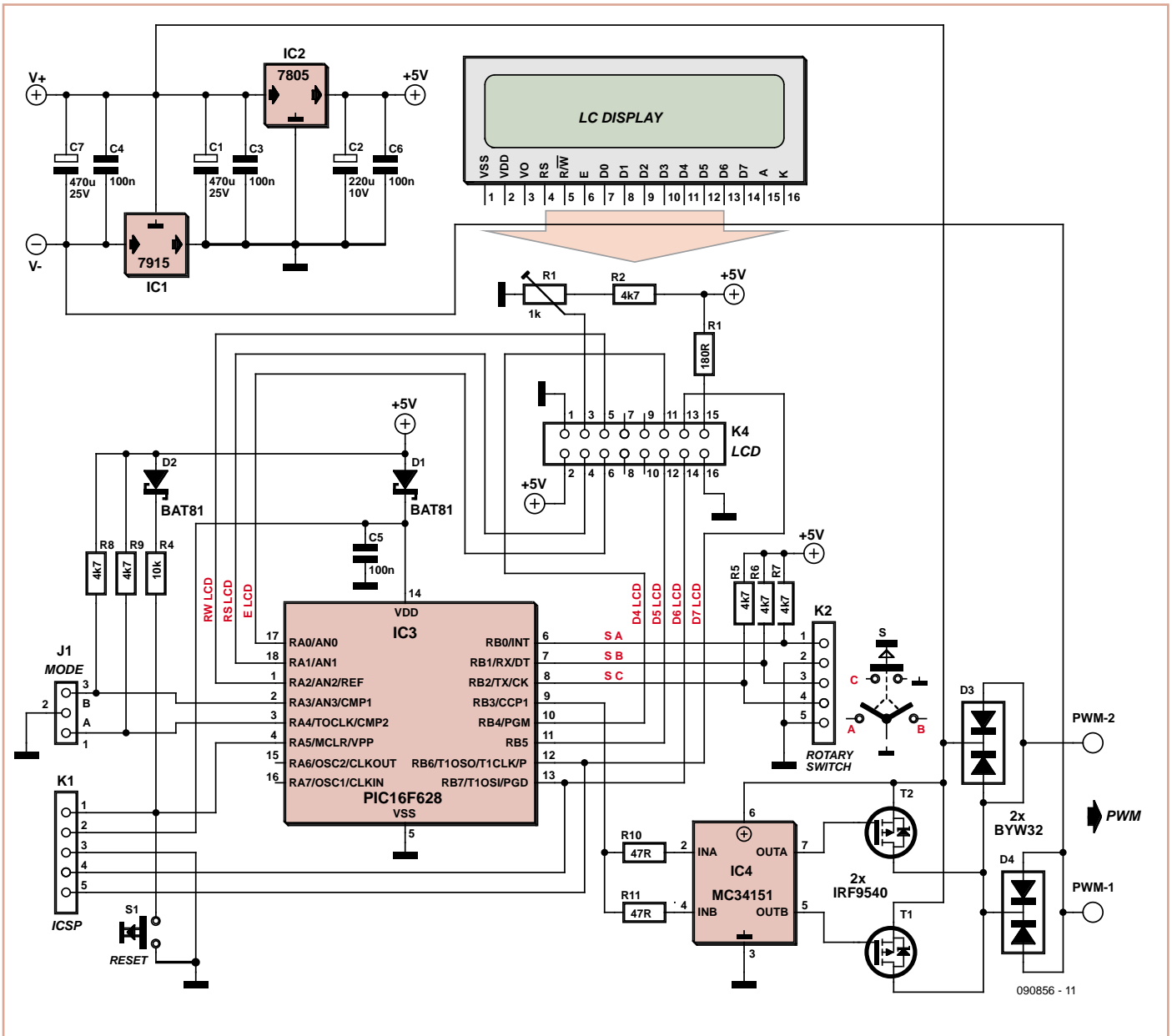
360 pages • ISBN 978-90-5381-242-6 • 34,50 €

Elektor International Media Spain, S.L.  
Apartado de Correos 62011  
28042 Madrid  
España  
Tel.: +34 91 101 93 95  
Fax: +34 91 101 93 96

Más información y pedidos en [www.elektor.es/tienda](http://www.elektor.es/tienda)



# Generador universal de PWM



Herbert Musser (Austria)  
y Alexander Ziemek (Alemania)

Los generadores PWM son aptos para medir, testear, ajustar y alimentar multitud de aparatos electrónicos. Ciertamente este tipo de circuitos son una constante en Elektor. Pero he aquí un diseño universal, que muchos quizá califiquen de ser todo un lujo. Como siempre, el software de este proyecto (tanto en código fuente como en hexadecimal) puede descargarse gratis desde la web de Elektor [1], pudiendo encargar también el micro ya programado. Además, como peculiaridad para este proyecto también pueden descargarse los archivos en Eagle de la tarjeta del autor. El componente central para introducir (casi) todas las configuraciones es el encoder incre-

mental (encoder giratorio) de Alps. Gracias a ello, sólo se necesita aparte un conmutador, mediante el cual seleccionar el modo de funcionamiento (“apagado” / “PWM” / “a tope”). También es apto un interruptor unipolar cuya posición central sea “apagado”. Ambos elementos de control utilizan conectores de pines (K2 y J1). Para supervisar la configuración actual nos servimos de un LCD (estándar) de 2x16 caracteres, cuya unión con la tarjeta es otra vez un conector estándar. El núcleo del circuito lo forma un PIC16F628 (también puede utilizarse un PIC16F628A). Dos FET de potencia conectados en paralelo, así como robustos diodos de libre circulación, garantizan que puedan controlarse motores DC de hasta 30 V con una corriente nominal

de 10 A directamente y sin problemas. La electrónica responde bien a pesar de tratar con tales corrientes. No obstante, ¡hemos de asegurarnos a toda costa de que las pistas tengan una sección adecuada (y con soldaduras resistentes, incluso utilizando cables). De cara al funcionamiento, los autores han pensado intencionadamente en un “control de motores”. La función de boost una característica muy útil, logrando que los motores DC funcionen al máximo. Durante el tiempo de boost fijado las salidas trabajan a tope de potencia, independientemente del factor de servicio establecido. Por motivos de seguridad se liberan las salidas tras el (re)inicio del generador PWM, teniendo que poner el selector de modo primero en

“apagado” y luego ya encenderlo. Con ello se garantiza que cualquier máquina conectada no se arranque repentinamente tras un corte energético.

En funcionamiento normal (modo PWM) se representa la frecuencia actual del PWM, así como el factor de servicio (en %), en el LCD. Entonces, mediante el encoder incremental puede modificarse el factor de servicio.

En el menú de “setup” puede cambiarse la configuración básica. Para acceder a tal menú, ha de ponerse el equipo en el modo

“apagado” y mantener pulsado el encoder durante varios segundos.

En el menú se encuentran las siguientes opciones:

Boost: on / off  
 Boost-Time: 1 s / 2 s / 5 s  
 PWM-Freq.: 1 kHz / 2 kHz / 5 kHz  
 PWM-Step: 1 % / 2 % / 5 % / 10 %

Mediante “exit” se cierra el menú de “setup”. El parámetro “PWM-Step” establece con

cuántos pasos el encoder incremental cambia el factor de servicio en el modo PWM.

Los valores fijados no se pierden al apagar el equipo o desconectarlo de la alimentación, pues se almacenan en la EEPROM del 16F628(A).

Este circuito hace un servicio excelente a los autores, y es que incluso a una frecuencia de 5 kHz los flancos son muy limpios y estables.

(090856)

[1] [www.elektor.es/090856](http://www.elektor.es/090856)

## Interruptor de on/off económico

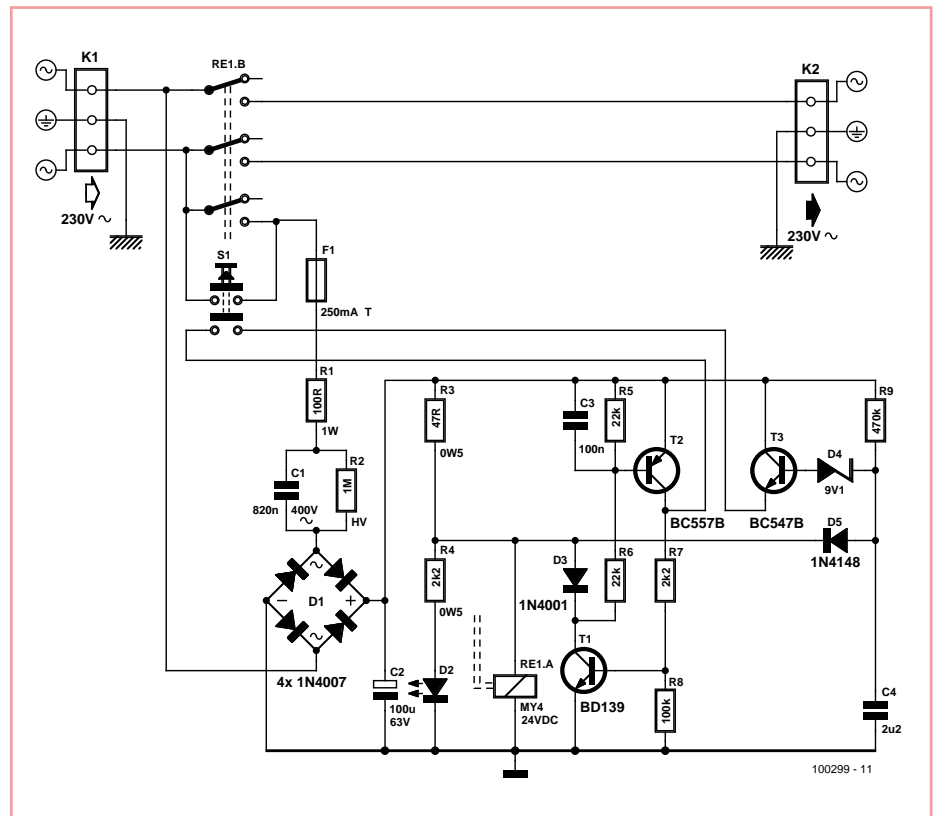


Joost Waegebaert (Bélgica)

Hoy día muchos aparatos se conectan y desconectan con una simple pulsación del botón “soft” de encendido/apagado. En la posición de “apagado”, el aparato sólo se encuentra en la posición de stand-by y sigue consumiendo una pequeña cantidad de energía – en la actualidad algo inaceptable. Este circuito conserva la característica del encendido o apagado con una simple pulsación del botón y reduce hasta cero el consumo en la posición de apagado.

Cuando se pulsa el botón S1, el circuito recibe la tensión de alimentación a través de un divisor de tensión capacitivo con C1. La tensión rectificada sobre C2 acciona el relé RE1.B a través de R3. El LED D2 se enciende. Uno de los contactos del relé está puesto en paralelo sobre C1, de modo que el relé se quede accionado cuando se suelte S1. El resto del circuito no tiene influencia en la conexión. C3 se encarga de que T2 esté cerrado y el condensador C4 no se cargue. Ambas condiciones hacen que T1 no reciba corriente de base y quede cerrado. El relé se puede accionar sin problemas y la tensión de red de K1 se conecta con K2.

C4 se carga lentamente después de conectar el equipo. Después de unos 0,25 s la tensión es lo suficientemente alta como para abrir T3 a través del diodo zener D4. Entonces el emisor de T3 lleva tensión. Si se pulsa S1, T1 recibe corriente de base a través de T3 y del segundo contacto S1. T1 conduce y cortocircuita la tensión sobre RE1.B, por lo que el relé se desactiva. T2 se encarga al mismo tiempo de un bloqueo: T1 se ocupa a través de R6 de la corriente de base de T2. Este conduce y provee a T1 de corriente de base a través de R7. Por lo tanto, T1 se queda abierto incluso después de soltar S1. C2 se descarga a través de R3. Así desaparece finalmente la tensión de alimentación del latch T1-T2, de modo que éste se cierra. El condensador de temporización C4 también se descarga a tra-



vés de D5, de modo que el circuito está listo para un nuevo arranque. Todo el circuito está desconectado de la red, ¡el consumo es literalmente cero!

El valor del condensador C1 depende especialmente del relé utilizado. Como ejemplo se ha utilizado aquí un Omron MY4-24VDC [1]. El relé es una versión de 24 V que se conforma con un consumo de 40 mA de la bobina y permite una carga de 5 A sobre los contactos. El LED D2 consume unos 10 mA a una tensión de 24 V sobre el relé. La corriente total en el momento de conexión es por lo tanto 50 mA. El valor del condensador C1 se determina aproximadamente de la siguiente manera:

$$X_{C1} = U_{C1} / I_{C1} = (230 \text{ V} - 24 \text{ V}) / 50 \text{ mA} = 4 \text{ k}\Omega$$

$$C1 = 1 / (2\pi f X_{C1}) = 1 / (2 \times 3,14 \times 50 \times 4120) = 773 \text{ nF}$$

Elegimos el siguiente valor más alto: 820 nF. El condensador tiene que ser apto para una tensión de por lo menos 250 VAC y preferiblemente una versión X2, por ejemplo, un ejemplar de la serie MKP 336 2 X2 de Vishay [2]. De hecho, el condensador limita el consumo total del circuito. C2 limita la corriente que pasa por T1 hasta unos 50 mA en el momento en que T1 se abre. El valor de esta corriente da también una idea de la potencia reactiva que consume este circuito:

$$PS = U \times I = 230 \text{ V} \times 50 \text{ mA} = 11,5 \text{ VA.}$$

La potencia activa consumida queda por debajo de este valor, ya que el  $\cos \varphi$  del circuito es, con toda seguridad, más bajo que 1. La resistencia R2 descarga el condensador C1 después de la desconexión. Este también tiene que ser de una versión que soporte una tensión de 250 VAC (por ejemplo la serie MBE/

SMA 0414 [3]). Además el interruptor tiene que ser apto para 230 V. También puedes sustituir R2 por dos resistencias “normales” de 470 k $\Omega$  puestas en serie. La resistencia R1 limita por S1 la corriente de conexión con un condensador C1 descargado.

(100299)

## Enlaces Web

- [1] [www.ia.omron.com/data\\_pdf/data\\_sheet/my\\_dsheet\\_gwj111-e-1-03.pdf](http://www.ia.omron.com/data_pdf/data_sheet/my_dsheet_gwj111-e-1-03.pdf)
- [2] [www.vishay.com/docs/28120/mkp3362.pdf](http://www.vishay.com/docs/28120/mkp3362.pdf)
- [3] [www.vishay.com/docs/28767/28767.pdf](http://www.vishay.com/docs/28767/28767.pdf)

# Vías seguras de forma rápida

Kai Riedel (Alemania)

Existen distintos métodos para obtener en el laboratorio tarjetas de circuito impreso con vías. Se utilizan desde finos cables, hasta remaches a presión (por ejemplo de Bungard), vías ciegas (como las de ELV) u otros tipos de vías de remache (por ejemplo las de LPKF, “EasyContac”). Además, también pueden diseñarse vías mediante procedimientos galvánicos o pasta de contacto. Los métodos citados podrían suponer un gasto considerable de tiempo (y fuente de errores). Aparte, algunos de ellos necesitan de herramientas especiales o caros suministros.

Otra posibilidad más asequible que el autor ha probado son los pines de Harwin, disponibles en distintos tamaños. Podemos servirnos de dichos T1559F46 ([1], se encuentran por ejemplo en Farnell, artículo nº 1143874, 500 unidades a 9,85 €), taladrando agujeros de 0,8 mm de diámetro y posteriormente insertando los pines individualmente. Harwin ofrece una herramienta especial para su colocación (en Farnell, artículo nº 145248, 224,98 €, puede encontrar una guía al respecto en [2]). Sin embargo, estos pines también pueden utilizarse sin necesidad de tal herramienta.

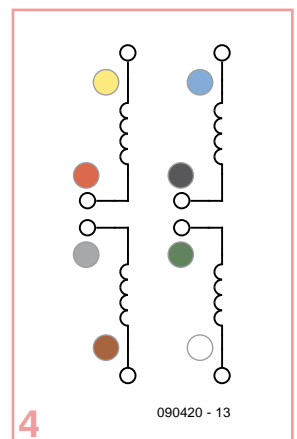
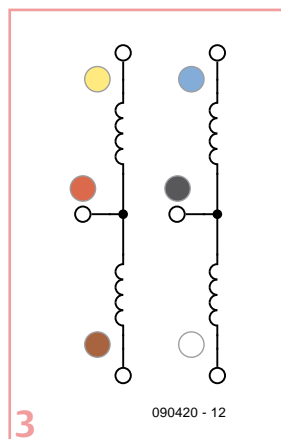
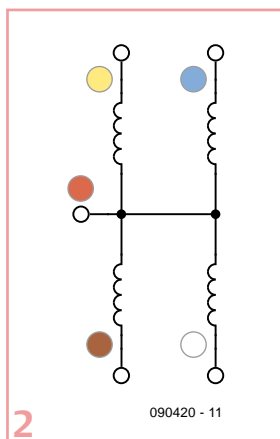
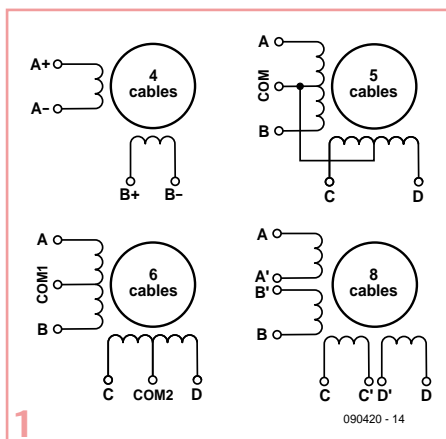


¡Basta un soldador con una punta lo suficientemente ancha! Presionamos los pines con la fuerza adecuada mientras se calientan y posteriormente los soldamos por ambas caras. Debido al estrecho diámetro de agujeros y la fijación de los pines mediante soldadura, estos permanecen debidamente sujetos a la tarjeta y no caen, algo que podría ocurrir por ejemplo si utilizamos cables finos. De este modo conseguiremos vías lo suficientemente robustas.

(090425)

- [1] [www.harwin.com/search/T1559F46?ProductSearch=True](http://www.harwin.com/search/T1559F46?ProductSearch=True)
- [2] [www.harwin.com/include/downloads/tis/IS-06.PDF](http://www.harwin.com/include/downloads/tis/IS-06.PDF)

# Comprobar motores paso a paso



W.G. Jansen (Holanda)

Hay muchas versiones diferentes de motores paso a paso. Como nunca tenemos la documentación de los motores desmontados de viejos aparatos de deshecho, hay que determinar las conexiones correctas de los diferentes hilos midiéndolos.

Para eso necesitamos sólo tres cosas: un ohmímetro, un voltímetro de tensiones alternas y un viejo transformador que suministre una tensión de entre 2 y 6 V.

La mayoría de los motores paso a paso tienen dos o cuatro devanados de estator, que son llevados al exterior con 4, 5, 6 ó 8 hilos de

colores diferentes, ver **figura 1**. En un motor de **4 hilos** buscamos dos hilos entre los cuales medir una resistencia. Anotamos el valor de la resistencia y el color de los hilos. De esta manera podemos diferenciar los dos devanados del estator y sabemos que se trata de un motor bipolar.

En un motor de **5 hilos** (unipolar) es difícil reconocer los cuatro devanados individuales. Empezamos aquí con la medición de la resistencia entre los diferentes hilos de color y hacemos una lista (ver el ejemplo en **figura 2**). Busca primero las parejas de hilos entre las que se mide la resistencia más baja y llámalas Rx ...Ω. No son importantes los valores de las resistencias de las otras combinaciones.

Valores de medición: amarillo/rojo = Rx ...Ω  
 azul/rojo = Rx ...Ω  
 blanco/rojo = Rx ...Ω  
 marón/rojo = Rx ...Ω

De este ejemplo deducimos que el hilo de color rojo es el hilo común (COM). Dos devanados juntos forman la fase A-B y C-D. Para averiguar cuales se corresponden el uno con el otro suministramos una pequeña tensión alterna a un devanado, si es necesario, a través de una resistencia en serie. Tomamos como ejemplo los hilos de colores amarillo/rojo. Mide ahora con un voltímetro de tensiones alternas la tensión sobre los demás devanados. El devanado donde medimos la tensión más alta, forma una fase junto con el que lleva corriente. No es importante si le llamamos A-B ó C-D.

En un motor de 6 hilos (utilizable tanto como bipolar como unipolar) es fácil reconocer los devanados individuales. Mide los valores de resistencias entre los diferentes hilos de color y haz la lista otra vez.

Valores de medición: amarillo/rojo = Rx ...Ω  
 rojo/marón = Rx ...Ω  
 azul/negro = Rx ...Ω  
 blanco/negro = Rx ...Ω  
 amarillo/marón = 2Rx ...Ω  
 azul/blanco = 2Rx ...Ω

Encontramos aquí cuatro veces una resistencia baja Rx ...Ω y dos veces una resistencia más alta 2Rx ...Ω. Las dos fases no están interconectadas (ver **figura 3**). En aplicaciones bipolares se utilizan las conexiones 2Rx. La ramificación del medio no se conecta en el uso bipolar.

En un motor de **8 hilos** (utilizable tanto como bipolar como unipolar) es difícil determinar el orden correcto de los cuatro devanados de las dos fases. Empezamos de nuevo a medir las resistencias y las anotamos, entonces reconocemos los devanados individuales como Rx ...Ω (ver **figura 4**). Para conectar los devanados de dos en dos en el orden correcto de

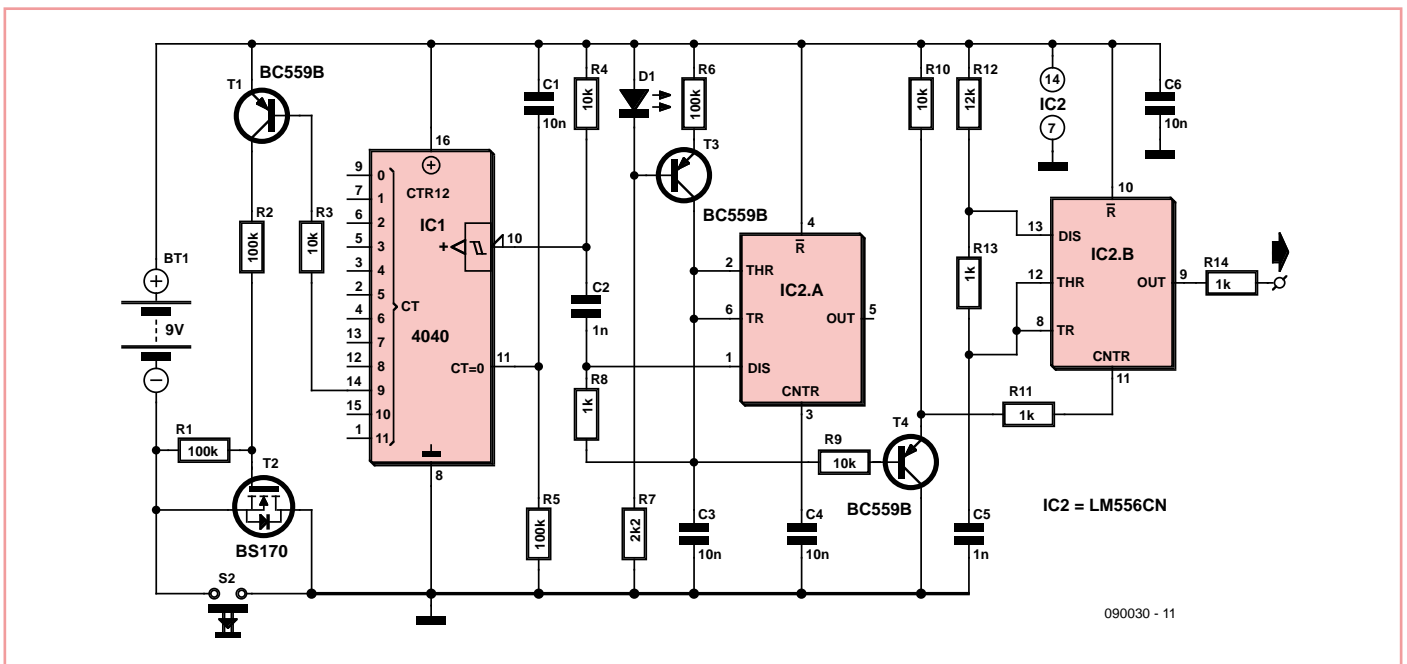
la fase, necesitamos determinar la dirección de las espiras por cada devanado. Conecta para eso el transformador a uno de los devanados y mide con el voltímetro de tensiones alternas la tensión sobre los diferentes devanados. El devanado con la tensión más alta forma una fase con el devanado que lleva corriente. Para conectarlos con la dirección correcta de las espiras, conectamos los devanados correspondientes en serie y conectamos el transformador a un devanado. Mide primero la tensión sobre el devanado que lleva corriente y después sobre los dos devanados puestos en serie. Ahora hay dos posibilidades: La tensión sobre el circuito en serie es más o menos dos veces la tensión sobre el devanado que lleva corriente o casi cero. El circuito correcto en serie es ese donde la tensión es más alta. En la utilización bipolar utilizamos los dos devanados por cada fase en serie o en paralelo, porque en este caso el par del motor es el más elevado.

(090420)

**Literatura:**

“Stepper motors uncovered”, Elektor noviembre 2003 de la edición inglesa

# Zapper para electroterapia



Jac Hettema (Holanda)

Un zapper es un aparato utilizado frecuentemente en el circuito de la medicina alternativa. Se trata de un generador electrónico de

biorresonancias que genera una onda cuadrada de una frecuencia determinada. La señal se suministra al cuerpo a través de unos electrodos colocados en manos o muñecas para que, de esta forma, pase por él una corriente

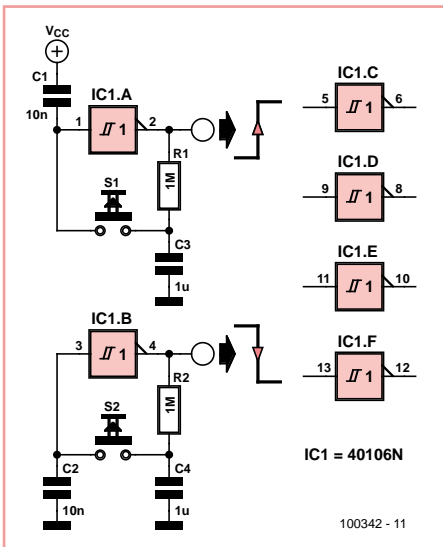
minúscula. Esto mataría a bacterias, virus y otros parásitos del cuerpo y recuperaría el sistema inmunológico de nuestro organismo. Después de leer las partes pertinentes del “manual de autocuración” del Dr. Hulda Clark

y de haber estudiado la señal de un aparato semejante, el autor diseñó un zapper barato de construcción propia. Esta versión es mucho más barata que los circuitos disponibles en el mercado. Sobre la función medica se escuchan distintas opiniones, pero si uno quiere probarlo una vez, lo puede hacer ya por muy poco dinero, en cualquier caso mucho menos de lo que pagarías por un aparato comercial. Este zapper genera en la salida una señal de onda cua-

drada a partir de una tensión de alimentación de 9 V y lleva una resistencia de 1 kΩ en serie. Por eso la corriente nunca puede sobrepasar los 9 mA, lo cual es muy seguro. La frecuencia varia entre cerca de 28 kHz hasta unos 75 kHz. Para que el desarrollo fuera un poco lineal, se carga C3 mediante una fuente de corriente, el LED utilizado sirve para eso, y al mismo tiempo, de señalización de "encendido". Después de unos 8 minutos el zapper se desconecta de forma automática, ya que

la salida Q9 (pin 14) de IC1 cambia a nivel alto. Esto hace que desaparezca la corriente de base de T1 y éste desconecta la tensión de alimentación a través de T2. A través de dos electrodos de mano o de muñeca (en el caso más simple unos hilos de cobre al descubierto) se conecta la masa y la salida del circuito (R14) al cuerpo. En relación a la seguridad, el circuito sólo se puede alimentar con una pila de 9 V.

(090030)



## Conmutador de 6 vías



Kees van het Hoff (Holanda)

El 40106 es un integrado CMOS polifacético que contiene seis inversores disparadores (trigger) Schmitt. Estos se pueden utilizar perfectamente para la realización de varios conmutadores con supresión del rebote por hardware.

Para cada interruptor sólo se necesita - aparte de un único puerto - un pulsador, una resistencia y dos condensadores. El funcionamiento es el siguiente: El condensador de 1 µF en la salida se carga o se descarga, dependiendo del nivel de la salida del inversor, a través de una resistencia de 1 M. Una pulsación en el botón hace que la entrada del puerto cambie

de nivel y por eso la salida conmuta. El condensador de 10 nF determina la posición de salida después de conectar la tensión de alimentación; este se puede conectar a la tensión de alimentación o a la masa según las necesidades. Mantener pulsado el interruptor resulta en una onda cuadrada, donde el tiempo RC asciende a más o menos 1 s. Se puede experimentar con los valores de los componentes.

(100342)

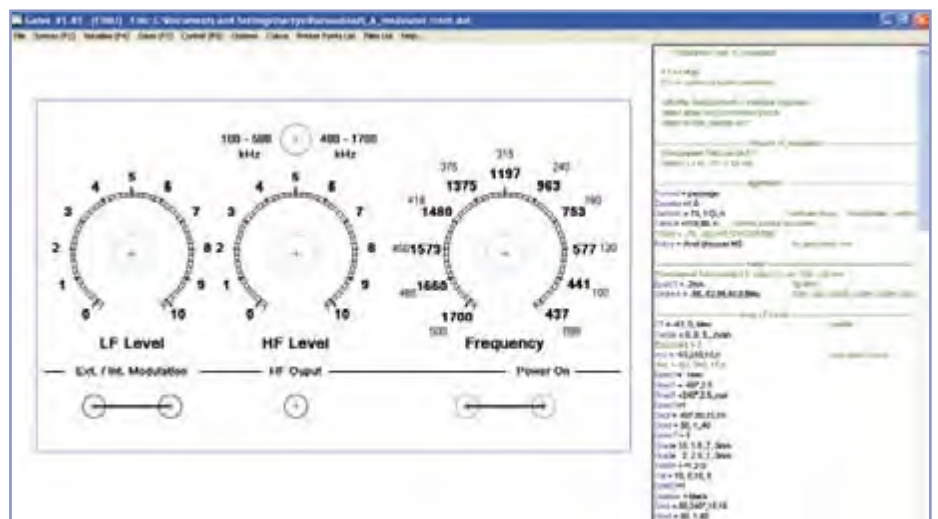
## Programa de diseño de carátula frontal



Henk van Zwam (Holanda)

Todo aquel que construya aparatos por su cuenta, se enfrenta en un momento dado al mismo problema: ¿Cómo hago un diseño decente para una carátula frontal? El texto se puede colocar fácilmente con la ayuda de un procesador de textos, pero las escalas para potenciómetros, interruptores giratorios y condensadores variables, eso es otra cosa. Desde hace algunos años existe un maravilloso programa para resolver este tipo de problemas: Galva (versión 1.85). Es freeware, de origen francés y tiene un interfaz a elegir entre francés o inglés. Hay una amplia función de ayuda. El diseño creado se puede imprimir en cualquier impresora sobre papel o sobre una lámina de plástico, dependiendo de la impresora utilizada.

El programa es, en realidad, una especie de entorno de programación: el usuario escribe un par de comandos con parámetros que generan un dibujo después de pulsar el botón F4. El programa tiene dos ventanas: una



ventana gráfica para el dibujo y otra donde se escriben los comandos. Por lo tanto, no tiene un interfaz gráfico tal y como lo conocemos de programas de dibujo normales. Pero te adapta rápidamente a su uso, porque sabes

por qué ejecutas un comando determinado. Se puede importar logos (marcas) y cosas por el estilo, y se puede utilizar todos los tipos de letras de Windows y caracteres extraños. Por supuesto que puedes utilizar colores.



Los resultados son asombrosos: se pueden hacer líneas de división de escala hasta una fracción de un grado y colocar componentes de hasta una décima de milímetro. Estudiando los ejemplos adjuntos y utilizándolos como base para los propios diseños, la curva de aprendizaje es corta. Cambiar los paráme-

tros de algún ejemplo muestra rápidamente lo que se puede hacer. El programa es apto para innumerables proyectos como división de escalas y carátulas frontales, pero se puede utilizar también para crear papel milimétrico y logarítmico, nomogramas, tablas logarítmicas y similares.

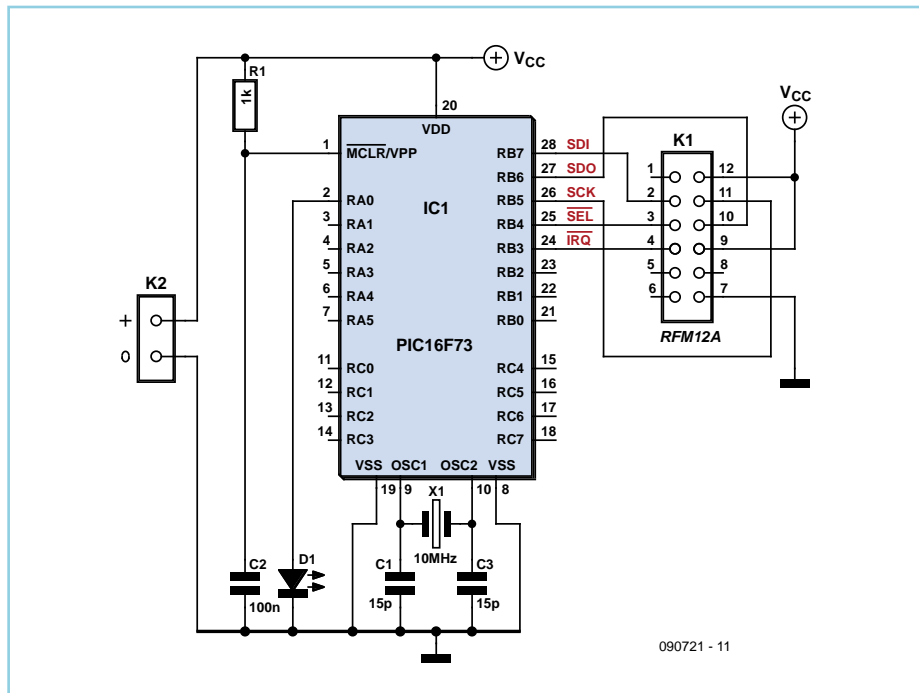
Se puede descargar Galva desde el siguiente sitio Web (en francés). Encontrarás el programa en la categoría "Electronique".

(100287)

### Enlaces Web:

[www.radioamateur.org/download/](http://www.radioamateur.org/download/)

# PIC/C o VHDL/FPGA para el transceptor RFM12

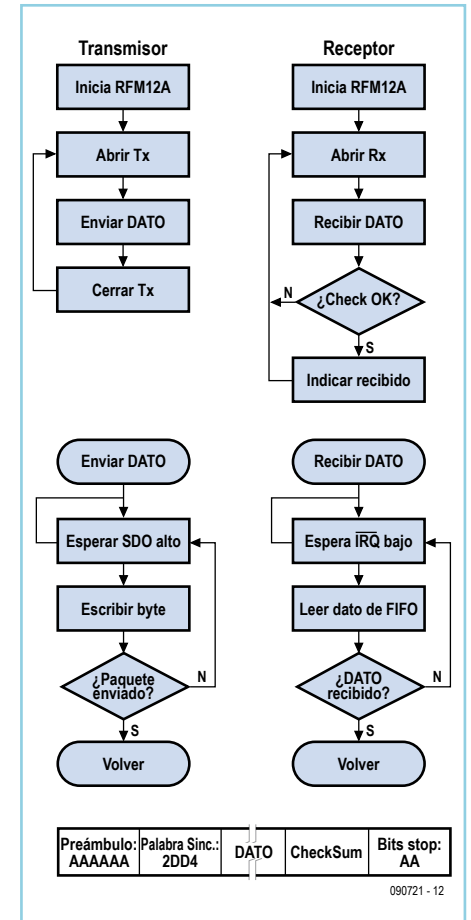


090721 - 11

### Bojan Jovanović and Milun Jevtić (Serbia)

El uso de un módulo radio RFM12 868 MHz ISM (licencia gratuita) de bajo coste con microcontroladores como el ATmega y el R8C13, es bastante sencillo una vez que hemos leído ciertas publicaciones relevantes de Elektor [1],[2],[3]. En este caso, se propone el uso del módulo transceptor RFM12-434-D DIP para 434 MHz [4] en lugar del módulo RFM12-868-S, el cual es un modelo SMD. Por supuesto, la longitud de la antena tiene que cambiarse a 17 cm para adaptarse a la nueva frecuencia más baja. El autor ha usado un PIC16F73A para controlar el módulo transceptor RFM12A. El "firmware" (programa interno) para el micro está escrito en C usando una placa de desarrollo EasyPIC4 y el entorno "mikro C PRO" para PIC, ambos de la casa Mikroelektronika. Como actividad casi paralela, el programa fue desarrollado en VHDL para la familia de FPGA, Cyclone II. Aquí se muestra el protocolo de comunicaciones que gobierna los algoritmos del transmisor y del receptor para el PIC16F73, codificado en C. La fuente de alimentación y el nivel lógico "1" son ambos de +5 V. En la apli-

cación del PIC, el interfaz de comunicaciones serie SPI está realizado por programa. La velocidad de datos y la desviación de frecuencia son de 4,8 kbps y  $\pm 90$  kHz, respectivamente. Durante la transmisión de datos el microcontrolador monitoriza el terminal SDO para verificar si el registro Tx está listo (SDO a nivel alto) o no, para recibir el siguiente byte. Este byte se transfiere de forma serie, es decir primero el MSB. Cuando se está recibiendo datos, el receptor genera una petición de interrupción, colocando su terminal IRQ a nivel bajo, cuando el registro FIFO ha recibido datos. Estos bits de datos son transferidos en serie al microcontrolador, de nuevo con el MSB primero. Algoritmos y protocolos de comunicaciones ligeramente diferentes fueron aplicados para la FPGA Cyclone II y poder conseguir "hablar" con el módulo transceptor RFM12. En este caso, la tensión de alimentación y el nivel lógico "1" estaban ambos definidos con tensiones de +3,3 V. Todos los ficheros de código fuente y los ejecutables desarrollados por el autor, están dentro



090721 - 12

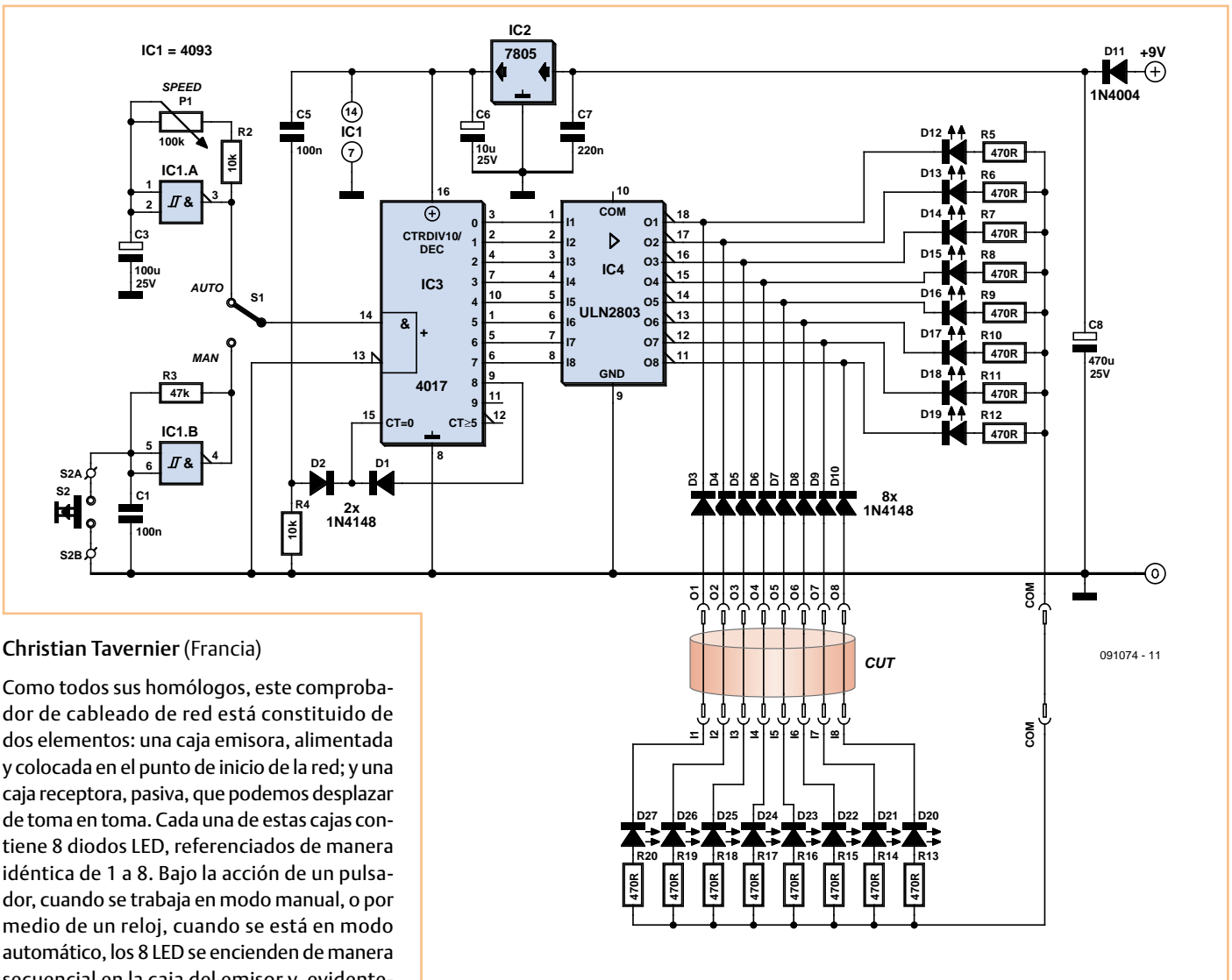
del correspondiente proyecto (por ejemplo, C/ PIC o VHDL/FPGA) y disponibles gratuitamente en la página web de Elektor [5]. El RFM12-868-S está disponible a través de la tienda de Elektor con la referencia # 071125-71.

(090721)

### Referencias y Enlaces en Internet

- [1] ATM18 en el Aire, Elektor Enero de 2009, [www.elektor.com/080852](http://www.elektor.com/080852).
- [2] Radio para Microcontroladores, Elektor Enero de 2009, [www.elektor.com/071125](http://www.elektor.com/071125).
- [3] Terminal Radio USB, Elektor Julio y Agosto de 2009, [www.elektor.com/090372](http://www.elektor.com/090372).
- [4] [www.hoperf.com](http://www.hoperf.com)
- [5] [www.elektor.es/090721](http://www.elektor.es/090721)

# Comprobador de cableado de red



Christian Tavernier (Francia)

Como todos sus homólogos, este comprobador de cableado de red está constituido de dos elementos: una caja emisora, alimentada y colocada en el punto de inicio de la red; y una caja receptora, pasiva, que podemos desplazar de toma en toma. Cada una de estas cajas contiene 8 diodos LED, referenciados de manera idéntica de 1 a 8. Bajo la acción de un pulsador, cuando se trabaja en modo manual, o por medio de un reloj, cuando se está en modo automático, los 8 LED se encienden de manera secuencial en la caja del emisor y, evidentemente, deben hacer lo mismo sobre la caja del receptor. La simple observación del ciclo de encendido de los LED sobre la caja del receptor permite detectar inmediatamente, cualquier inversión entre los hilos, así como cualquier rotura (el diodo LED afectado no se enciende nunca) o posibles cortocircuitos (dos o más diodos LED se encienden al mismo tiempo). El esquema de la caja emisora es sencillo. La puerta NAND, un “disparador” Schmitt (“trigger Schmitt”) de IC1.A, está montada como multivibrador de velocidad regulable por medio del potenciómetro P1, mientras que IC1.B está montada como simple supresor de rebotes del pulsador S2, utilizado en modo manual. El interruptor S1 permite aplicar la salida de una u otra a la entrada de IC3, un contador de x10 integrado al que aquí se fuerza a contar por 8 conectando su salida Q8 sobre su entrada de puesta a cero. Como sus salidas no pueden controlar los diodos LED, sobre todo a través de un cableado que puede presentar

“peligros” para las mismas (por ejemplo, un cortocircuito), colocamos detrás de las mismas un ULN2803. Esta red de ocho transistores integrados en montaje Darlington, capaz cada uno de conmutar hasta 500 mA, controla los 8 LED colocados sobre la caja emisora (D12 a D19) y genera sus señales sobre la toma que lleva los contactos O1 a O8, destinada a recibir el cableado a comprobar. El otro extremo de este cableado, a través de la toma que conlleva los contactos I1 a I8, se encuentra con la caja receptora que sólo contiene 8 LED (D20 a D27) y sus resistencias de limitación de corriente. Con el fin de asegurar el funcionamiento de estos últimos, es evidente que debe haber un hilo común entre el emisor y el receptor. En el caso de un cableado de red blindado podremos utilizar dicho blindaje para que haga esta función. Otra solución consiste en utilizar el hilo de tierra de la instalación eléctrica para que haga este trabajo. Por último, si ninguna de estas

soluciones es válida, será necesario llevar un hilo “volante” para completar el montaje. La alimentación de la caja emisora se ha confiado a un adaptador de tensión de red que proporcione unos centenares de mA bajo una tensión de unos 9 V. La alimentación de IC1 e IC3 ha sido regulada a 5 V, aunque no era estrictamente necesario. Para un uso ocasional y de corta duración, también podemos usar como alimentación una pila de 9 V. Si el montaje está destinado únicamente a comprobar cables de red, O1 a O8 e I1 a I8 estarán realizados por medio de conectores RJ45 y el terminal «COM» estará conectado a su contacto de blindaje. Tendremos que vigilar concienzudamente al respetar la correspondencia entre los números dados a los LED de la caja emisora y los de la caja receptora y, si el montaje debe ser utilizado en modo automático, asegurarse de que el orden de los LED es correcto.

(091074-1)

# Reloj binario

Sanne-Martijn Kessel (Holanda)

Este reloj muestra la hora en un sistema binario con la ayuda de varios LED. Utilizando Flowcode [1], es muy fácil programar el controlador PIC utilizado.

El circuito es muy sencillo y se puede construir en una placa de pruebas con componentes sueltos o interconectando los módulos E blocks EB006 (1x; PIC Multiprogramador), EB004 (3x; LED), EB005 (1x; LCD) y EB007 (1x; interruptores). El firmware, que se puede descargar desde el sitio Web [2] correspondiente a este artículo, determina en gran medida la función del circuito. El puerto B controla los seis LED de la indicación de los segundos, el puerto C los seis LED de la indicación de los minutos y el puerto D asume el control de los 5 LED de la indicación de la hora. Dos pulsadores en el puerto E sirven para ponerlo en hora (S2 para las horas y S1 para los minutos). Así que nos sobra el puerto A para controlar un display en modo 4 bits. En el display se muestra también, de forma redundante, la hora y el número del día (1 hasta 7). Con S3 se resetea el procesador y los segundos



también se ponen a cero. Los LED blancos tienen un consumo de unos 11 mA, de modo que el consumo total del PIC queda siempre por debajo de 200 mA. Los LED proyectan su luz en opalina donde hay una hoja transparente con cifras. Por encima, se ha colocado una plancha normal de cristal. Los LED se encuentran en un marco con agujeros, por lo que se quedan perfectamente colocados en su sitio.

Se puede utilizar un adaptador de red estabilizado de 5 voltios/400 mA para la alimenta-

ción. Se ha añadido el Goldcap C4 para permitir que el circuito funcione también sin adaptador de red, pero esto se puede omitir.

A media noche la hora salta 54 segundos hacia delante para asegurarse de que el reloj esté en hora (esto incluso se puede cambiar en Flowcode si fuera necesario). Es necesario hacer esto porque reducir o aumentar el contador interno supone pasarse un poco demás o de menos para que el reloj vaya perfectamente sincronizado.

La hora de la foto es:

$16+4+1=21$  horas (fila inferior)

$32+16+8+1=57$  minutos (fila del medio) y

$32+16+4+1=53$  segundos (fila superior).

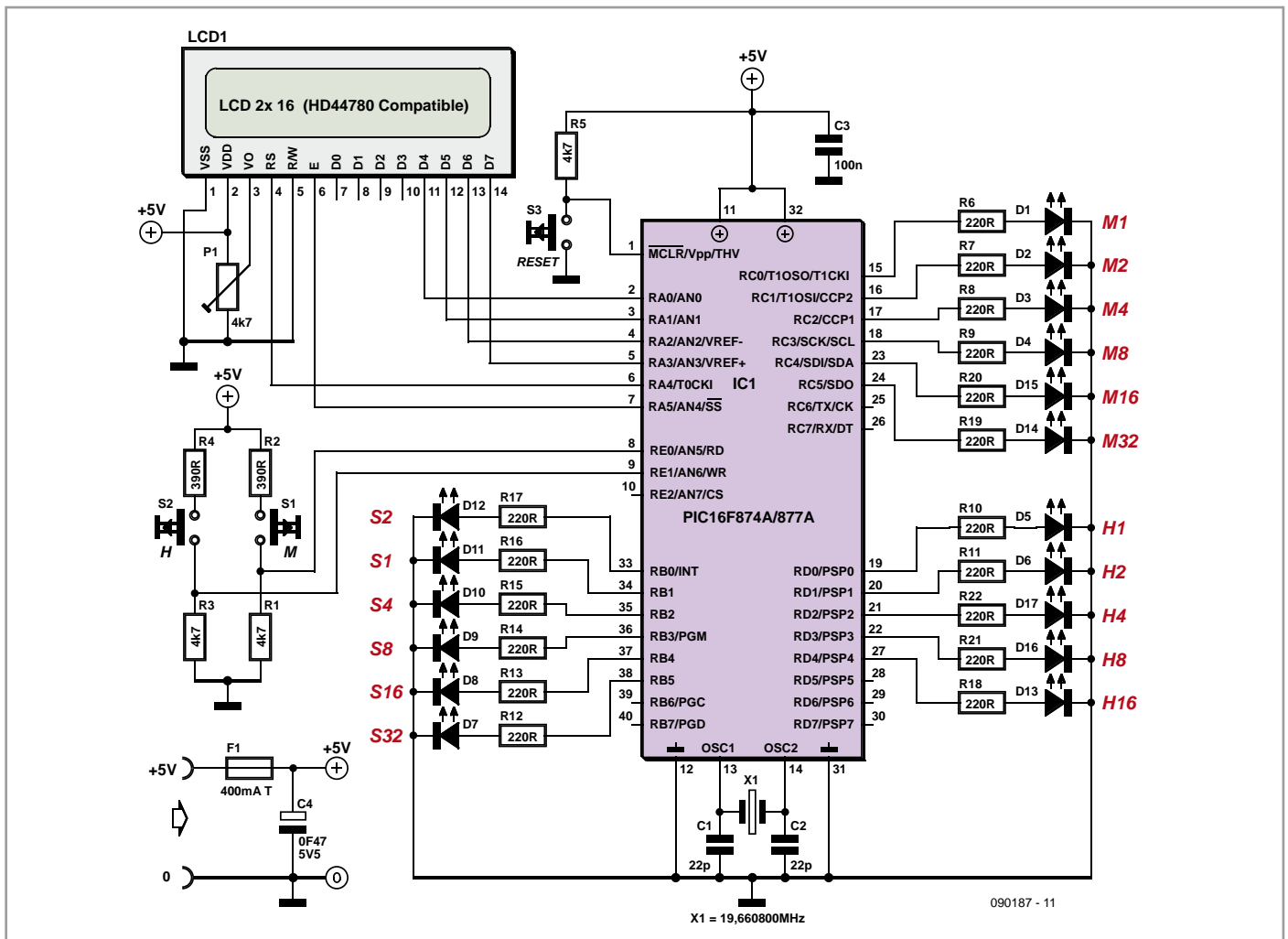
Con una bonita caja tienes un estupendo reloj de diseño ¡seguro que las visitas se preguntarán lo que es!

(090187)

## Enlaces Web

[1] [www.matrixmultimedia.com](http://www.matrixmultimedia.com)

[2] [www.elektor.es/090187](http://www.elektor.es/090187)



# Tiny-Pulser



Wilfried Wätzig (Alemania)

Para probar sus circuitos, el autor siempre necesita multitud de distintas señales digitales, por lo que no es suficiente con un simple generador de funciones. Por ello, sin más dilación se puso a diseñar este generador que incorpora tres salidas, capaces de generar diferentes secuencias de pulsos a frecuencia variable.

Su núcleo es un ATtiny13 de Atmel. Este pequeño controlador AVR dispone de cinco puertos útiles; tres de los cuales (PB0, PB1, PB2) se utilizan como salidas para los pulsos y otros dos (PB3, PB4) como entradas para el ADC. Con los tres interruptores SELECT 1 a 3 y la red R2R (R5, R6, R7, R8, R13, R14) fijan una tensión en PB4, que determina en el programa el modo de secuencia de pulsos (de 0 a 7). Con la tensión en PB3 ajustada mediante el potenciómetro R11 se regula la frecuencia de los pulsos, en un rango de 290 Hz hasta, aproximadamente, 8 kHz.

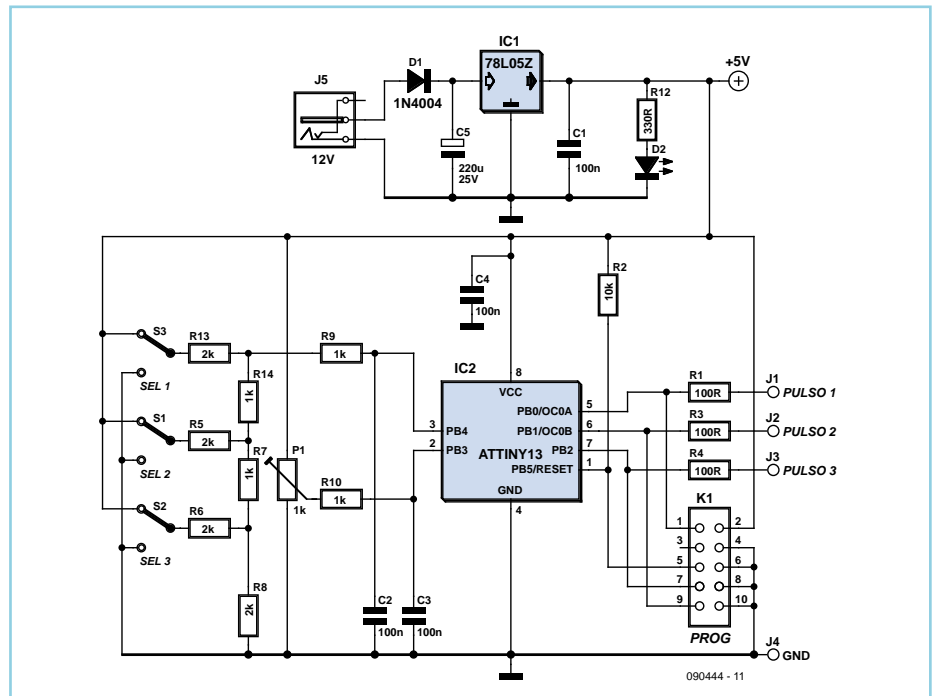
En la imagen se representan los cronogramas de los modos 0 a 6:

- Modo 0/1: pulsos de frecuencia variable sin superponer (positivos/invertidos).
- Modo 2/3: pulsos de frecuencia variable completamente superpuestos (positivos/invertidos).
- Modo 4/5: pulsos de frecuencia variable parcialmente superpuestos (positivos/invertidos).
- Modo 6: contador binario de 3 bits de frecuencia variable.

El 7 se trata de un modo especial. En las salidas PB0 y PB1 se entregan señales PWM con una frecuencia de 2300 Hz. En PB1 puede fijarse una señal PWM, que opera del 0 al 100 % (0 a 255) y a la inversa (en rampa, con una frecuencia de unos 0,5 Hz). La señal PWM en PB0 puede regularse mediante ADC3. En PB2 los pulsos son generados por TIMER0, tarea que cumple con creces.

El firmware del Tiny-Pulser se ha codificado en ensamblador con el AVR Studio 4 de Atmel. Se ha puesto especial atención en lograr un código rápido, ya que la generación de los pulsos de salida se lleva a cabo en la rutina de interrupción de TIMER0. Las secuencias de pulsos se obtienen de un contador cíclico entre 0 y 7, los valores de las señales de salida están almacenados en una tabla ordenada a modo de matriz según la función de cada modo (de 0 a 6). El correspondiente valor de la matriz PULS[MODUS, ZYKLUS] es leído en cada interrupción de TIMER0 y aparece en las salidas.

El microprocesador ATtiny13 opera con un oscilador RC interno de 4,8 MHz; los bits de



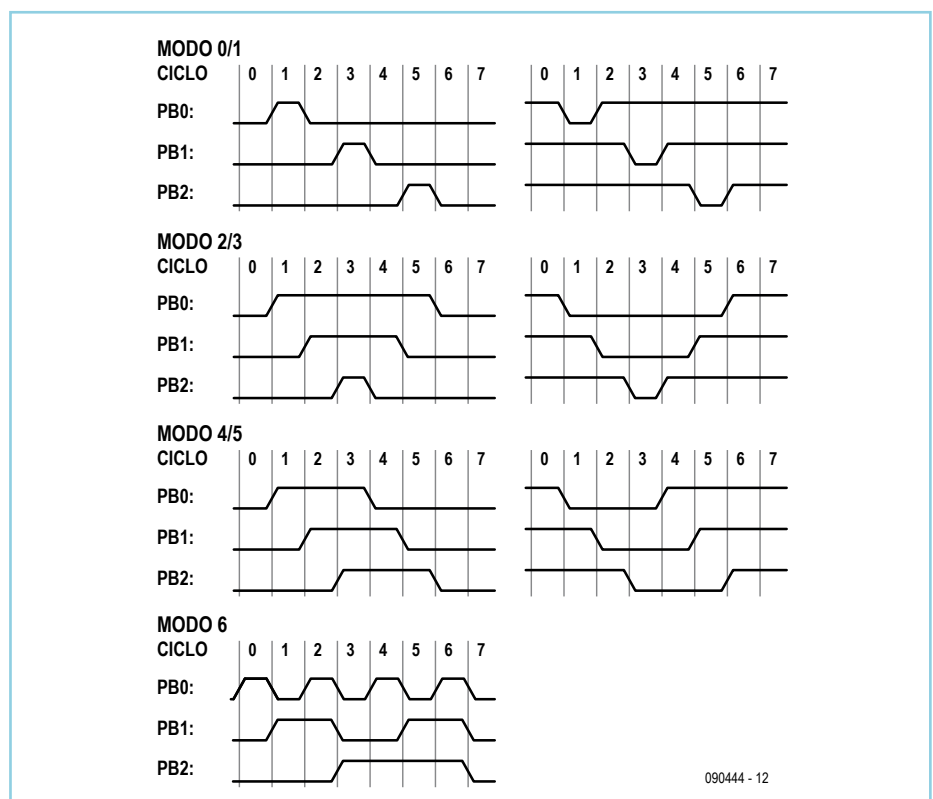
fusibles han de configurarse del siguiente modo:

FUSES: CKSEL = 0,1 -> 4.8 MHz  
 CKDIV8 = 0 -> no divide por 8  
 SUT = 1,0 -> slow rising power

El código fuente y en hexadecimal puede descargarse de la web de Elektor ([www.elektor.es/090444](http://www.elektor.es/090444)), consulte más acerca de la programación en el archivo de Readme. Quien no desee programarlo por sí mismo, puede encargar el controlador ya programado en la tienda Elektor, bajo el código 090444-41 ([www.elektor.es/090444](http://www.elektor.es/090444)).

es/090444), consulte más acerca de la programación en el archivo de Readme. Quien no desee programarlo por sí mismo, puede encargar el controlador ya programado en la tienda Elektor, bajo el código 090444-41 ([www.elektor.es/090444](http://www.elektor.es/090444)).

(090444)



# Luciérnagas RGB Sincronizadas



Alexander Weber (Alemania)

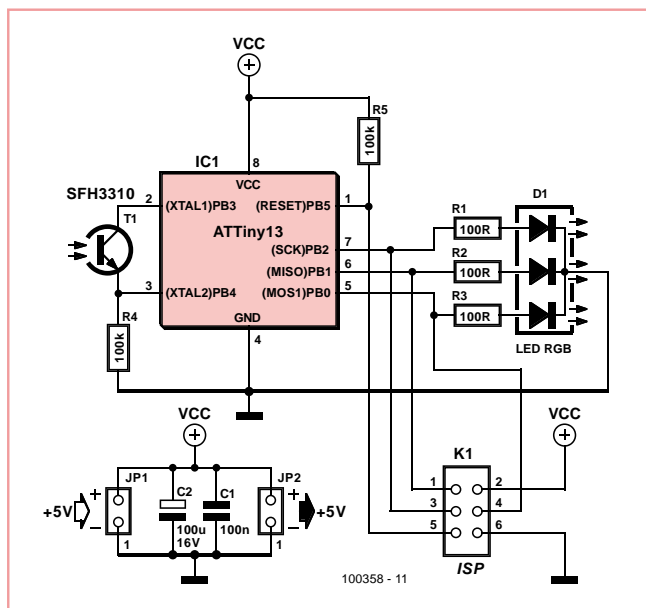
Si nos gustan los patrones visuales de emergencia, ya sean naturales o hechos por el hombre, seguro que se verían impresionados por la “sincronización” de cientos o miles de luciérnagas. En un primer momento, parpadearán de manera aleatoria pero, algún tiempo después e influenciadas unas por otras, todas parpadearán de manera sincronizada.

Al autor le surgió la idea de proponer este circuito a Elektor con la publicación del artículo “Jugando con Luciérnagas”, publicado en el mes de abril de 2010 [1]. La versión utilizada aquí utiliza un microcontrolador ATtiny13 y tan sólo un diodo LED RGB, de modo que sea fácil y barato el construir grandes cantidades.

La luciérnaga RGB no se mueve alrededor y utiliza colores para expresar su estado de ánimo. Si todo está en sincronía, parpadeará en modo relajado y de color azul. Si detecta destellos que no están en sincronía, se volverá incómoda y su color cambiará ligera y sucesivamente al verde, amarillo y rojo.

Debemos darnos cuenta que cada luciérnaga actúa de manera totalmente autónoma, es decir, sin obedecer o intentar alcanzar un patrón ya programado. A medida que construyamos más luciérnagas y les permitamos interactuar entre ellas, el sistema seguirá organizándose automáticamente con el tiempo. ¡El número hace la fuerza y la diversión!

El programa interno (“firmware”) que se ejecuta en cada luciérnaga determina su comportamiento, basado principalmente en los niveles de luz medidos por un fototransistor SFH3310. Veamos ahora el programa: cada luciérnaga tiene un valor que representa su potencia de destello. Este valor aumenta con el tiempo. Si el valor alcanza un cierto límite, la luciérnaga parpadea y su potencia se reinicia a cero. Si la luciérnaga detecta otro destello vecino, incrementa la potencia en un pequeño valor. De esta manera volverá a parpadear un poco antes que la última vez. Repitiendo este proceso a lo largo del tiempo, podremos llegar a conseguir que todas las luciérnagas lle-



de un regulador de tensión integrado. La tensión de alimentación se toma de la línea creada por las placas de las luciérnagas conectadas formando una fila, usando los pares de conectores JP1 y JP2 (es decir, no son posiciones de puentes).

Existen varios tipos de foto-resistencias. Se probaron dos versiones diferentes y las dos funcionaron correctamente. Sólo la resistencia R4 tiene que ser ajustada para que proporcione un buen rango de tensión y mantenga los límites de la corriente a través de la fotorresistencia. Experimentos más recientes han mostrado un fototransistor que supera tanto a las fotorresistencias como a las LDR. Comparado con la LDR, no tiene efecto memoria y relaciona más rápido (~5 ms com-

parado con los ~50 ms). Finalmente, se eligió el SFH3310 y un valor de 100 kΩ para R4.

Una cosa a recordar mientras elegimos el sensor de luz: la sensibilidad espectral del sensor debe coincidir con la sensibilidad del ojo humano (~400 nm – ~700 nm). El programa desarrollado para las Luciérnagas RGB Sincronizadas, puede ser descargado gratuitamente de la página web de Elektor [3], compilado y descargado sobre el circuito integrado ATtiny a través conector ISP, K1. Los lectores sin acceso al programador adecuado pueden realizar el pedido del ATtiny13(V) ya programado a Elektor, con el código de pedido # 100358-11.

El montaje y uso del grupo de estas pequeñas criaturas electrónicas, está ampliamente ilustrado y dibujado en un vídeo y en la página web del autor [4],[5], la cual también proporciona indicaciones de cómo obtener kits para este proyecto de “biología embebida”, ¿o es al revés?

(100358)

[1] [www.elektor.es/100014](http://www.elektor.es/100014)  
 [2] [www.elektor.es/100013](http://www.elektor.es/100013)  
 [3] [www.elektor.es/100358](http://www.elektor.es/100358)  
 [4] <http://tinkerlog.com/2009/06/25/64-synchronizing-fireflies/>  
 [5] <http://tinkerlog.com/howto/synchronizing-firefly-how-to/>





# Pedal de efectos "Glass Blower"



Merlin Blencowe (UK)

La mayoría de los pedales de guitarra obtiene una alta impedancia de entrada usando simplemente una resistencia grande en la entrada de su primer amplificador operacional, aunque esto genera una buena fuente de ruido debido a la corriente de las líneas de alimentación de entrada. El "Glass Blower" evita esta situación usando una resistencia más pequeña (R2) que es amplificada por C2 a un valor efectivo de decenas de MΩ. La impedancia de entrada total del circuito es mantenida, pues, por R1, la cual no añade ninguna corriente DC de alimentación. Como la mayoría de los pedales para guitarra utilizan una tensión de alimentación de 9 V de forma estándar, su variación de salida está limitada a unos 6 Vpp con amplificadores operacionales ordinarios, y esto suele ser suficiente para producir recortes en la primera etapa de un amplificador de válvulas. El "Glass Blower" duplica esta cifra sin exigir una tensión de alimentación más grande y que podamos producir una situación más peligrosa, por ejemplo, niveles demasiado altos adicionales en el control de la válvula. Esto se consigue controlando T1 y T2 con la señal de salida, la cual obliga a que los terminales 4 y 7 de IC2 sigan la señal de audio, amplificando de forma efectiva las líneas de alimentación. Con un amplificador operacional para IC2, podemos obtener una salida de 16 Vpp (!) Con una simple batería de



9 V. Sin embargo, la tensión en los extremos del amplificador operacional per-

situaciones extremas. El conmutador S1 es un modelo tradicional de conmutación de pedal (por ejemplo, un # N84AR de la casa Maplin). La fuente de alimentación es un modelo convencional utilizado en los pedales de guitarra. Se puede utilizar tanto una pila PP3 de 9 V como un adaptador de tensión de red y el pedal sólo se encenderá cuando un conector de guitarra mono se inserte en una entrada "jack" estéreo.

El prototipo del autor fue construido en una caja de aluminio de 116 × 64 × 30 mm (sugerimos la Maplin LH71N y la Rapid 303540, o la Maplin GU62S y la Rapid 303539 ¡para montadores más experimentados!)

El conector DC de 2,1 mm debe ser un modelo aislado ya que el terminal central está conectado a masa (por ejemplo, el Rapid 200980, el Farnell 1137744 o el Maplin FT96E). El conector jack de entrada/salida (de 6,35 mm) debe ser, a ser posible, un modelo aislado, pero no intentaremos aislar nosotros uno (por ejemplo, el Maplin HF92A o HF93B). Como pedales de guitarra es conveniente tener todos los zócalos y controles en una única placa de circuito, donde estará montados en un panel y cableados a la placa a mano.

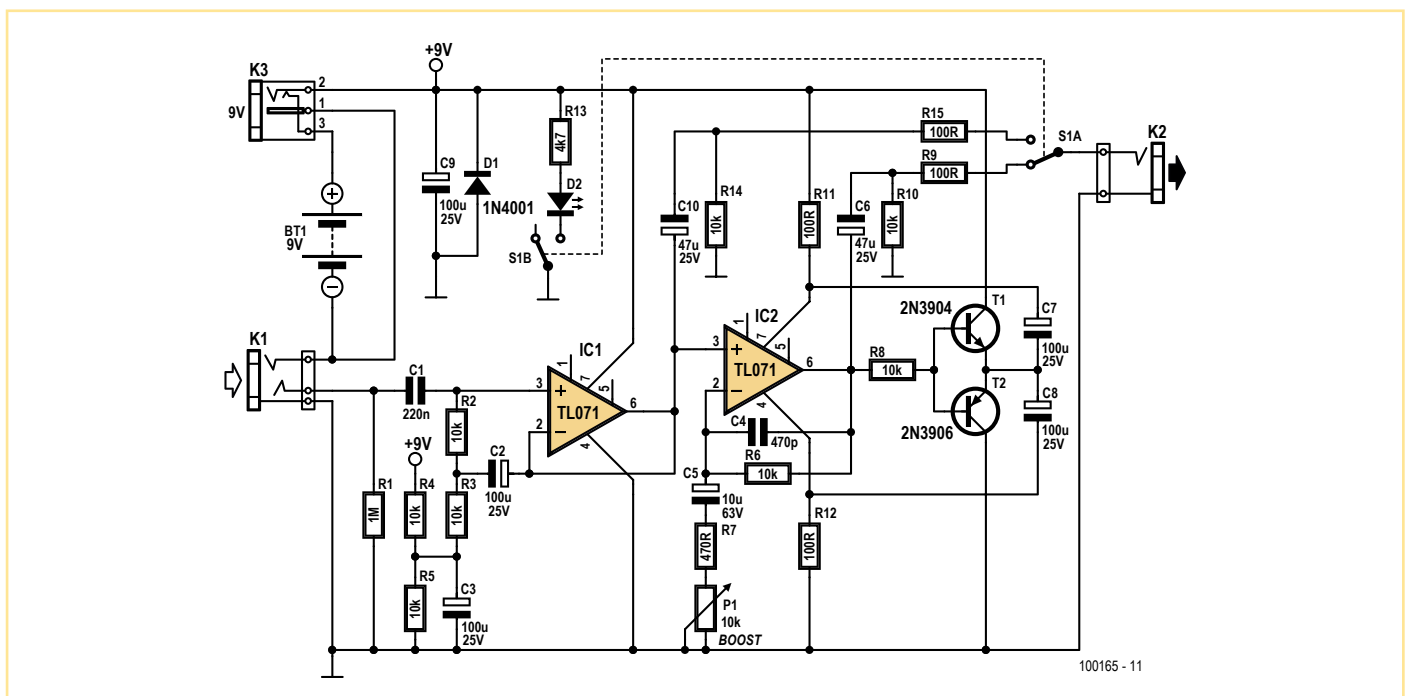
El diseño del autor para la placa de circuito impreso y el diagrama eléctrico de cableado asociado, pueden ser descargados de la referencia [1]. Comparado con el esquema eléctrico mostrado aquí, existen pequeñas diferencias con respecto a los números de las referencias de los componentes.

(100165)

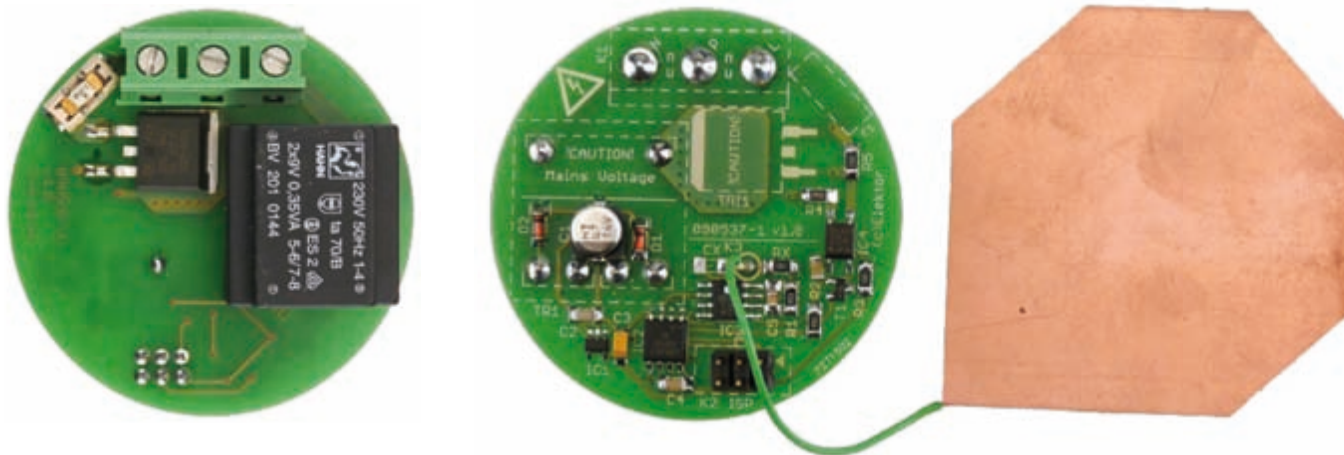
manece constante, de manera que no hay por qué preocuparse de dañar el amplificador operacional incluso con tensiones de alimentación de hasta 30 V. Para evitar inestabilidades con ganancias y niveles de entrada elevados, se deben usar amplificadores operacionales individuales y no amplificadores duales. La resistencia R7 establece la máxima ganancia a  $1 + R6 / R7$

o 22 (27 dB), si usamos los valores de componentes mostrados. Para su uso con "humbucker pickups" (o pastillas de dobles bobinas para guitarras eléctricas) sería más apropiado utilizar un valor de 1 kΩ para R7, evitando así el recorte en

[1] [www.elektor.es/100165](http://www.elektor.es/100165)



# Interruptor estanco para cuarto de baño



Ludovic Mézière (Francia)

El motivo de este montaje es el de encender y apagar con toda seguridad la tensión de red de un equipo sometido a fuertes índices de humedad. Un sensor, encastrado en un muro, detecta las variaciones del campo magnético provocadas por la proximidad de la mano y controla un sistema de conmutación de la tensión de red de 230 V. Así pues, el control de encendido se hace a través del revestimiento del muro, sin material eléctrico expuesto.

El funcionamiento se centra sobre un circuito integrado (CI) especializado de Quantum (comprada por Atmel hace algunos meses), el QT113A (IC3). Este circuito genera un campo magnético por impulsos mientras que un sistema de medida de carga detecta las variaciones de dicho campo. Cualquier variación del campo magnético se traduce en un cambio de su salida. Una serie de filtros evitan los errores, de manera que una detección debe ser confirmada tres veces antes de que el procesador cambie la salida, evitando así las activaciones no deseadas. IC3 tiene la posibilidad de auto-calibrarse, lo que le permite adaptarse a las variaciones de las condiciones exteriores. El funcionamiento por impulsos limita las emisiones de RF así como el consumo.

El electrodo está confeccionado con un trozo de placa de cobre para circuito impreso de unos 5 x 5 mm, cuya película de pre-sensibilización ha sido retirada para permitir la soldadura de un hilo que la conecte a la placa electrónica. El electrodo debe estar alejado algunos centímetros de la placa electrónica. De no ser así puede que no funcione, lo que le impide utilizar un circuito de doble cara con una cara de componentes SMD y la otra cara a modo de electrodo. El valor del condensador C1 va a determinar la sensibilidad del sensor y su valor deberá estar ajustado en función del entorno y de la sensibilidad deseada.

La salida de IC3 proporciona una señal oscilante que le permite verificar que funciona, lo que impone el uso de un pequeño controlador que va a tener en cuenta la información proporcionada por el sensor y generar la conmutación de la carga por medio de un opto-triac y de un triac. Se le ha dotado de un conector ISP estándar para programar el microcontrolador. Un transformador miniatura permite introducir una pequeña alimentación de 5 V sobre la placa y aislar el montaje de la tensión de red. El aislamiento entre la salida y la tensión de red está asegurado por un opto-triac, pero siempre debemos tener en mente que

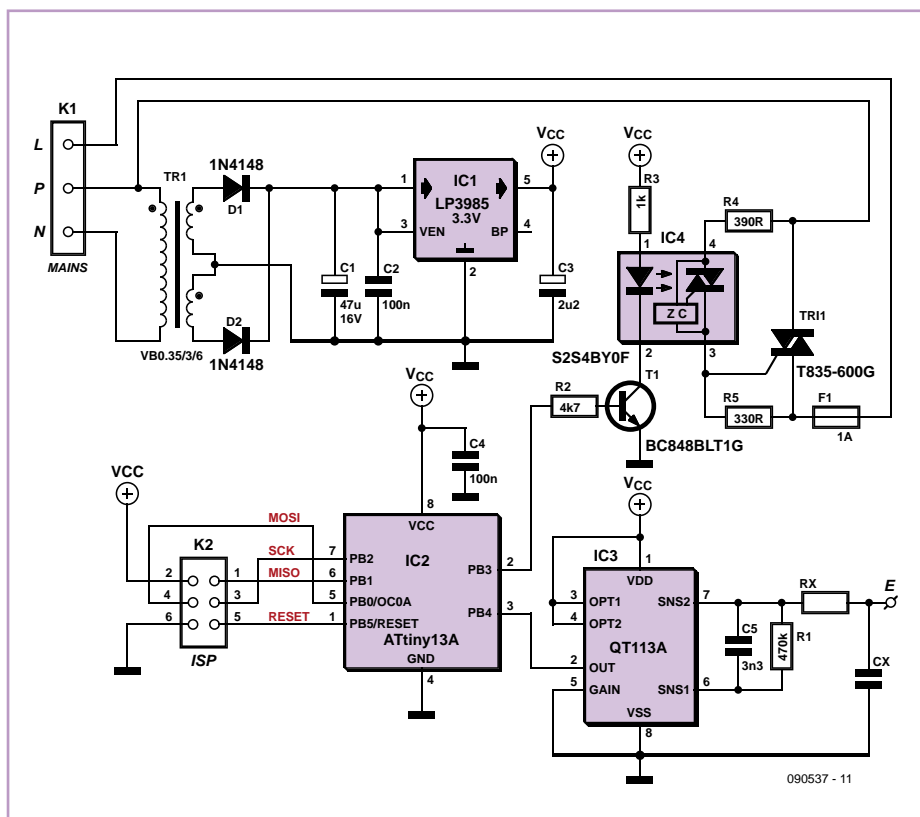
una parte del circuito está conectada a la tensión de red.

Todos los componentes son del tipo SMD pero, a la vez, son todos fácilmente soldables con un soldador clásico. La placa puede ser instalada dentro de la caja de registro eléctrico (por ejemplo, una Legrand Batibox) del baño, por ejemplo, detrás de un azulejo. Bastará, pues, tocar con los dedos este azulejo para encender o apagar la luz.

(090537-I)

## Enlaces en Internet

[1] [www.elektor.es/090537](http://www.elektor.es/090537)



# Mini Sixties Plus



Joseph Kreutz (Alemania)

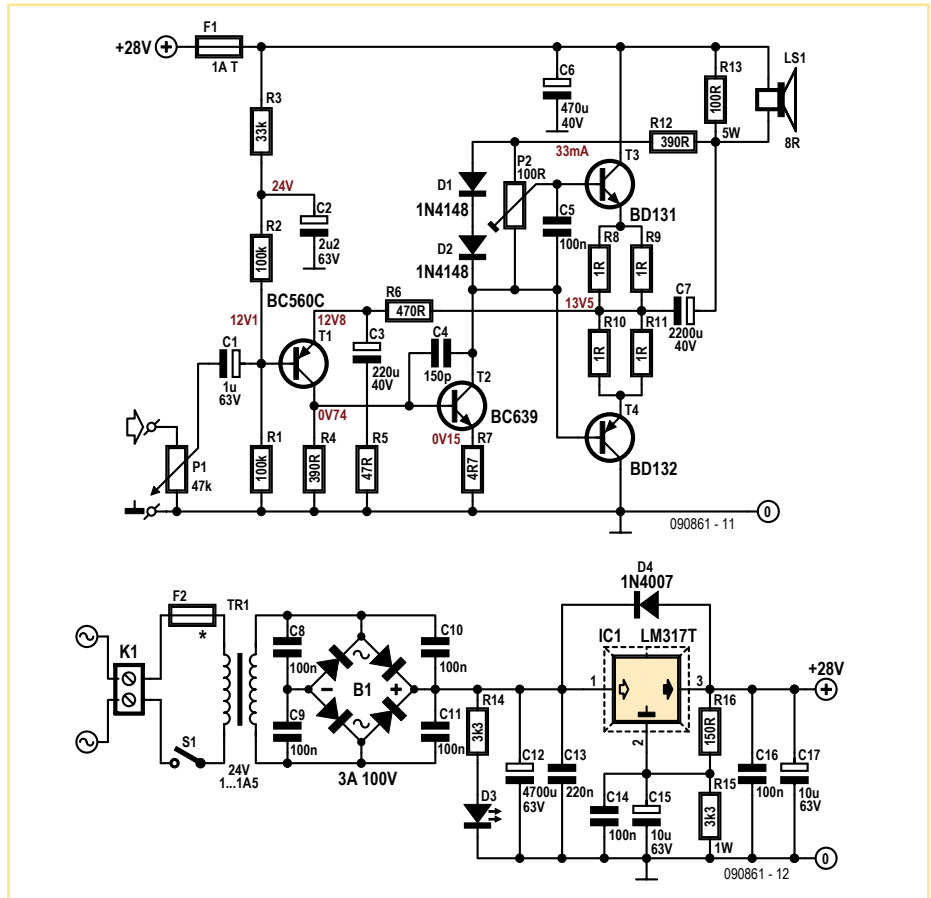
Este montaje se inspira en un amplificador publicado en los años 60 que proporcionaba 8 W por canal sobre 8  $\Omega$  y que estaba basado en los transistores de potencia de germanio AD161 y AD162. Estos últimos permiten la realización de etapas de potencia de simetría complementaria, de prestaciones similares a los obtenidos con el estándar de la época: un «push-pull» de clase AB equipado de dos válvulas pentodos EL84. Incluso de forma moderada, la potencia del «Mini Sixties» es más que suficiente para trabajar en salas acústicas de buena calidad y asegurar una escucha confortable de la señal generada de un ordenador o de un lector MP3. Ni que decir tiene que, para un montaje estéreo, es necesario el montaje de dos canales.

La señal de entrada se aplica a la base de T1, cuya polarización, desacoplada por C2, queda asegurada por el divisor formado por R1, R2 y R3. Como la corriente de colector de T1 viene determinada por la diferencia existente entre las señales de entrada y la de realimentación, este transistor constituye un amplificador de error. La red serie R5 y R6 determina la ganancia de tensión del «Mini Sixties» en la banda de audio. En la configuración representada aquí, la ganancia es igual a 11 ( $1+R6/R5$ ). Seleccionando el valor de 22  $\Omega$  para R5 (y de 470  $\mu$ F para C3), podemos subir la ganancia a 22, si consideramos que es necesario. Los valores de R5 y C3 han sido elegidos para obtener una frecuencia de corte de 15 Hz en las bajas frecuencias.

La etapa de ganancia en tensión del amplificador está constituida por el transistor T2 que está cargado por la resistencia R12. Ésta última está conectada a la salida del altavoz y no a la alimentación, de manera que la tensión en sus extremos no varía prácticamente nada: es el efecto del «bootstrap». La corriente que la recorre queda, por lo tanto, constante y es suficiente para controlar los transistores de potencia, incluso cuando la tensión de salida se aproxima a su máximo. El inconveniente es que esta corriente recorre también la carga, lo que se traduce en una pequeña tensión DC en los extremos de la carga (26 mV para 33 mA).

La resistencia R13 evita que T2 se comporte como un transistor en colector abierto cuando no hay ninguna carga conectada al amplificador, de manera que, en reposo, la tensión de la unión de los paralelos R8//R9 y R10//R11 conserva su valor, que es la mitad de la tensión de alimentación. La resistencia de emisor R7 linealiza la etapa de ganancia en tensión y el condensador C4 establece el polo dominante que garantiza la estabilidad del amplificador.

La etapa de potencia está constituida por los transistores T3 y T4 montados en etapa «push-



## Características técnicas:

- Sensibilidad 820 mV (9,1 W)
- Ganancia 10,4
- Potencia max 9,1 W (DHT = 1 %)
- Banda de paso 21 Hz...1 MHz (1 W)  
21 Hz...400 kHz (8 W)
- DHT+B 0,14 % (1 kHz, 1 W, B = 80 kHz)
- S/B 78 dB (B = 22 kHz lin.)  
86 dBA

pull» con simetría complementaria de las más clásicas. Los diodos D1 y D2 establecen la corriente de reposo de la etapa de potencia, que deberá estar ajustada a 20 mA, actuando sobre el potenciómetro ajustable P2. Para este componente se recomienda encarecidamente un modelo multivuelta. La corriente de reposo se mide con un voltímetro entre los emisores de T3 y T4: la tensión medida en mV se corresponde con una corriente en mA. Si fuese necesario, el ajuste de la corriente de reposo deberá ser retocado cuando el amplificador haya alcanzado su temperatura de trabajo. Los transistores de potencia deberán estar montados sobre un radiador cuya resistencia térmica sea, como mucho, de 4  $^{\circ}$ C/W, con la ayuda de aislantes eléctricos y de pasta con-

ductiva térmica. También será necesario vigilar y asegurar un buen contacto térmico de D1 y D2 con T3 y T4.

El amplificador no está provisto de una alimentación simétrica y ese es el motivo de por qué la carga está conectada a través del condensador C7. Como el amplificador no está protegido contra los cortocircuitos de la carga, un fusible lento de 1 A permite limitar los daños en caso de accidente. La alimentación de 28 V queda asegurada por un regulador LM317 cuya limitación en corriente ofrece una seguridad suplementaria. El regulador deberá también estar instalado sobre un radiador cuya resistencia térmica no sobrepase los 2  $^{\circ}$ C/W. En el peor de los casos, deberemos prevenir el correspondiente aislamiento. El transformador de alimentación TR1 debe poder proporcionar 24 V bajo una corriente de entre 1 y 1,5 A. El fusible F2 debe tener el valor recomendado por el fabricante del transformador.

Las tensiones y las corrientes indicadas en el esquema eléctrico han sido extraídas de nuestro prototipo. Hemos medido una tasa de distorsión del 0,14 % (1 kHz, 1 W), que no está tan mal para un proyecto experimental de cuatro transistores.

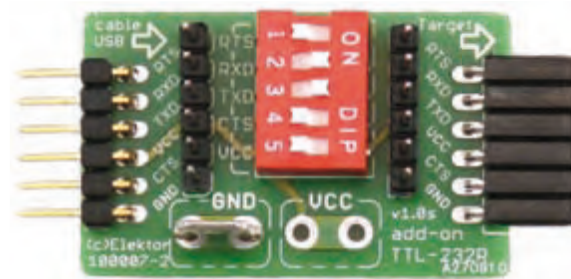
(090861-1)

# Cable serie USB-TTL, extensión y suplemento



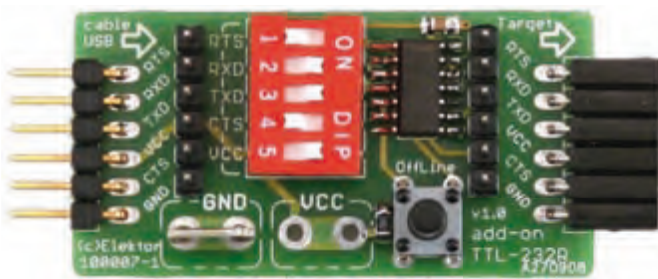
Antoine Authier (Laboratorio de Elektor)

Hace dos años, presenté aquí los cables de conversión de FTDI, USB a serie TTL [1] [2], unas maravillosas herramientas de comunicación y de depuración. El uso cada vez más frecuente de los núcleos ARM en nuestros montajes, tales como el Sceptre, el monitor de baterías, el banco de rodaje, etc. nos ha llevado a utilizar la versión de 3,3 V para preservar los puertos de entrada/salida del ARM, calificados para tensiones



de 3,3 V (a menos que se indique lo contrario, las hojas de características no son claras al respecto... por lo tanto, vale más prevenir que curar).

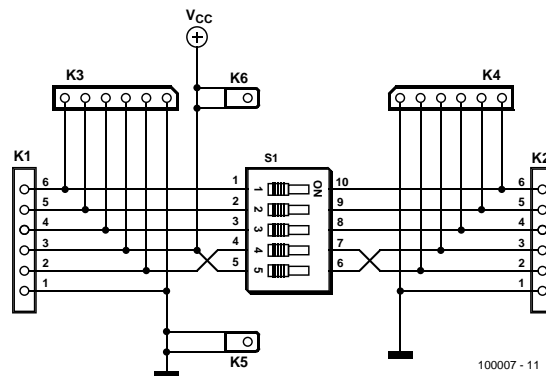
A partir de ahora, en la tienda de Elektor, encontraremos bajo la referencia 080213-72, la versión 3,3 V del cable USB-TTL 232R. La versión de 5 V está disponible con la referen-



cia 080213-71.

Al trabajar en varios proyectos y, sobre todo, durante la depuración de programas cargados con estos cables, constaté que era útil poder cortar ciertas señales u observarlas usando un osciloscopio. Fue entonces cuando me animé a desarrollar el pequeño circuito se muestra en la **Figura 1**. Los conectores K3 y K4 permiten la observación fácil de cada señal. El micro-interruptor DIP de 5 posiciones, S1, permite cortar independientemente cualquier señal TX, RX, CTS o RTS, disponibles en el extremo del cable. También puede desconectar la alimentación de 5V proveniente del cable USB. Al aislar así esta tensión, nuestro montaje, que en algunos casos puede encontrarse conectado directamente a unas pilas, nos evitará el daño

1



de las mismas o, incluso, provocar su explosión.

Las masas permanecen conectadas. Esta referencia de 0 V está presente en el Terminal FASTON, muy útil para colocar las “pinzas de cocodrilo” de las sondas del osciloscopio y multímetros. Un segundo de terminal FASTON presenta la tensión de USB de 5 V, útil a todos los efectos prácticos, pero no la he montado.

Debemos tener en cuenta que el orden de las señales se cambia en el micro-interruptor de manera que la tensión de 5 V se encuentre en un extremo, donde el interruptor será más fácil de accionar con la punta de la uña.

En el esquema eléctrico de la versión “de lujo”, presentado en la **Figura 2**, debemos darnos cuenta que hemos añadido

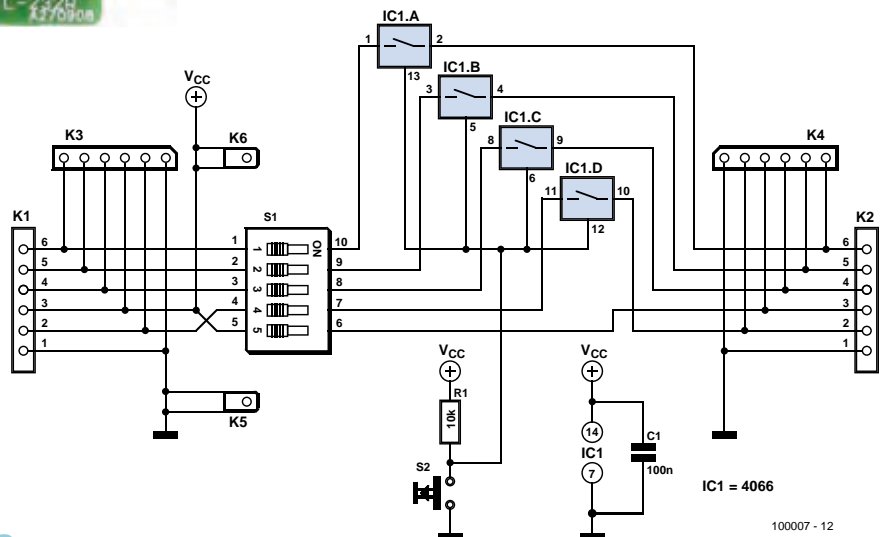
un interruptor analógico del tipo 4066, IC1. Con sólo presionar el botón S2 podemos desconectar, todas a la vez, las señales lógicas de la conexión en serie. En efecto, he podido observar que la tensión presente en el terminal TX del cable es suficiente para alimentar un ATmega324PA (de baja tensión) y evita el arranque “en caliente” del microcontrolador, incluso si se desconecta la alimentación brevemente. Este pulsador viene a solucionar este problema y permite depurar fácilmente sin tener que desconectar el cable serie ni accionar los micro-interruptores para un periodo de tiempo tan corto.

(100007-I)

## Enlaces en Internet

- [1] 080213-I Cable USB -> serie TTL: [www.elektor.es/usb-ttl](http://www.elektor.es/usb-ttl)
- [2] 080470-I Cable USB -> RS-232: [www.elektor.es/080470](http://www.elektor.es/080470)

2



100007 - 12



# Limitador dinámico de audio



Ton Giesberts (Laboratorio de Elektor)

Este circuito es una adaptación del limitador de audio publicado en la edición especial de verano de 2002. La idea aquí fue la limitación dinámica de sonido (demasiado grande) de, por ejemplo, un televisor o un reproductor DVD. El circuito original partía de la atenuación de la señal fuente, que era demasiado grande. En este diseño le damos la vuelta para amplificar justo los pasajes suaves. Se ha limitado el alcance de regulación a tan sólo 24 dB para limitar el clásico “soplido” de los compresores. Regulando la amplificación en saltos discretos (inaudibles) tampoco hay una no-linealidad y por lo tanto no hay distorsión.

Con los valores indicado en el esquema del circuito, la amplificación puede aumentar en 15 pasos de 1,6 dB (16 niveles) (por lo tanto desde 0 hasta 24 dB). Entonces se sustituye el divisor de tensión en el circuito original por la conmutación de la realimentación de dos amplificadores no inversores. Esto reduce la cantidad de resistencias y se puede utilizar multiplexores más pequeños, en este caso, dos veces medio 4052 por canal (el 4052 en un multiplexor/demultiplexor analógico 1 de 4 dual). Todo el control ha quedado igual. A pesar de las dos etapas por canal, se necesitan menos resistencias que en el circuito original. Los pasos por amplificador (IC1A/IC3 y IC1B/IC4) no son iguales, para poder controlar la amplificación en pasos uniformes. La amplificación de la primera etapa conmuta en pasos pequeños (0/1,6/3,2/4,8 dB), la segunda etapa en pasos grandes (0/6,4/12,8/19,2 dB). Así se puede regular la amplificación en 16 pasos uniformes desde 0 hasta 24 dB. Entonces las resistencias individuales:  $10k/(10A/20 - 1)$  se pueden calcular fácilmente, donde A es la amplificación deseada y 10 k el valor de R5 (R10/R14/R18). De esta manera se pueden realizar también otros alcances de regulación (ver tabla). Ten en cuenta que los pasos mayores de 1,6 dB son audibles.

La regulación consta en gran parte de lógica sencilla discreta. Un contador up/down IC8 controla los multiplexores. Se utiliza un comparador de ventana para determinar la señal de salida. Estos están formados por dos comparadores de un LM339 (comparador cuadruple). Para ambos canales se puede utilizar la misma referencia P1, de más o menos 1 V. Podemos obtener otro valor de referencia adaptando el valor de P1 (así 10 kΩ da más o menos 1,7 V). De esta forma se determina el nivel pico de la señal de salida para la regulación. Mientras la señal de salida esté por debajo del valor de referencia, el multivibrador monoestable IC6b mantendrá liberado el

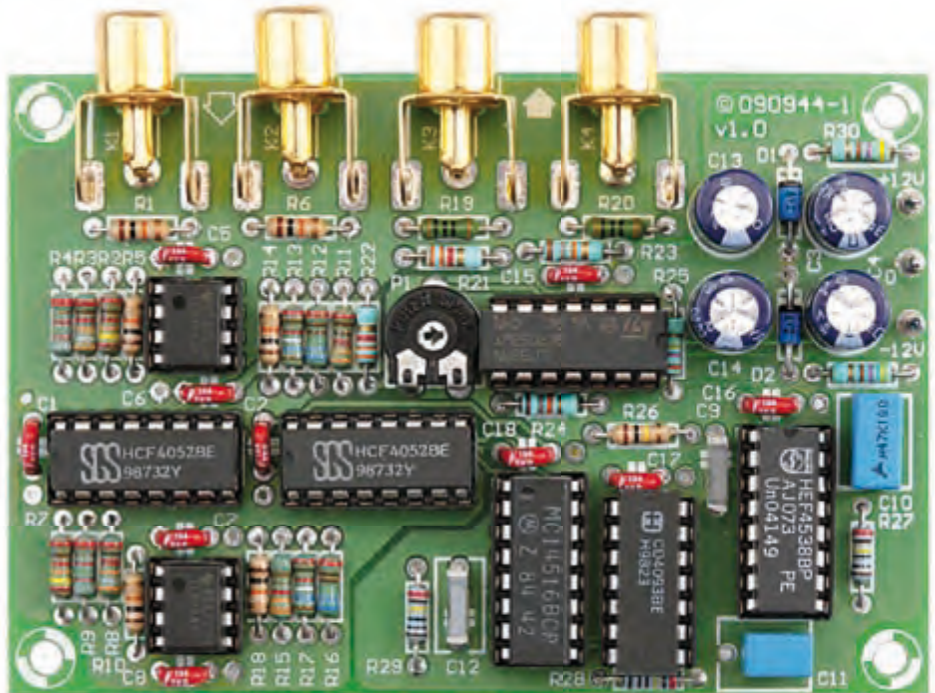
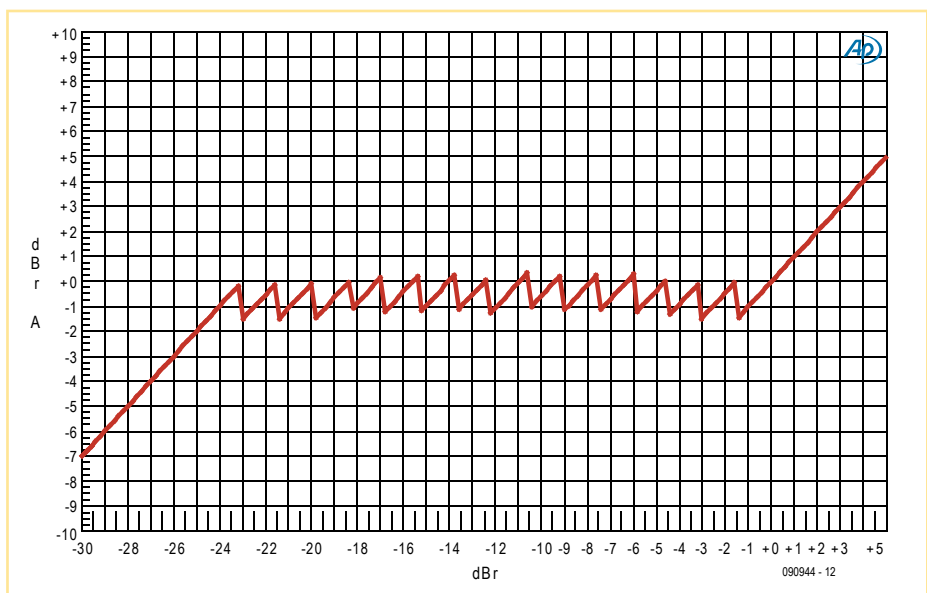
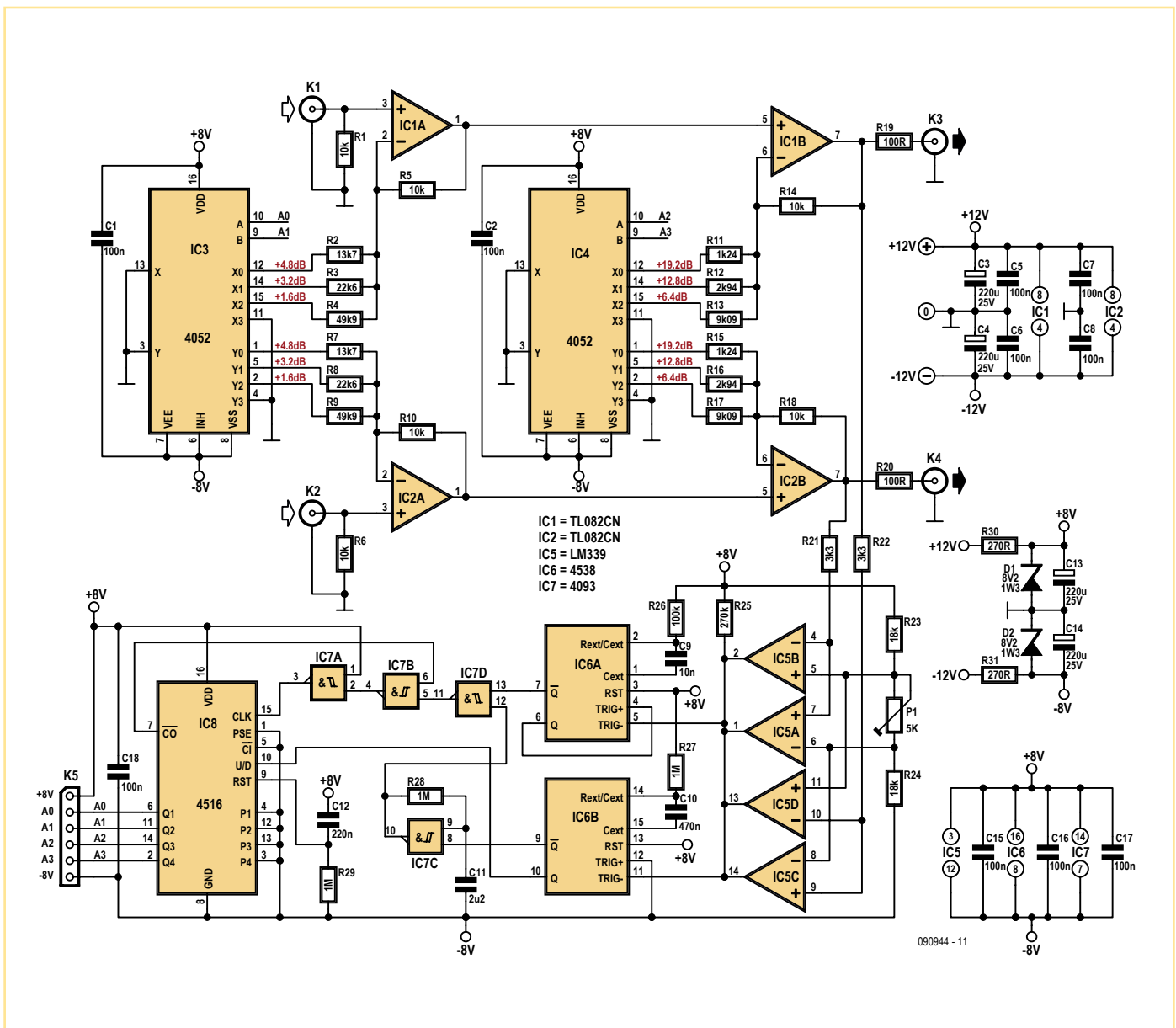


Tabla. Otros alcances de regulación (R5 = R10 = R14 = R18 = 10 k)

	15 dB			20 dB		
	teórico	E24	E96	teórico	E24	E96
R2,R7	24,24 k	24 k	24k3	17,10 k	18 k	16k9
R3,R8	38,62 k	39 k	38k3	27,83 k	27 k	28k0
R4,R9	81,95 k	82 k	82k5	60,27 k	62 k	60k4
R11,R15	3,354 k	3k3	3k32	1,883 k	1k8	1k87
R12,R16	6,614 k	6k8	6k65	4,142 k	4k3	4k12
R13,R17	17,10 k	18 k	16k9	11,80 k	12	11k8







oscilador IC7C. IC8 cuenta lentamente hacia abajo (pin 10 de IC6 se encuentra a nivel bajo) hasta que alcanza la posición más baja. Entonces se bloquea el contador a través de IC7B y la amplificación llega al máximo (X0 de IC3 y IC4 estarán conectados a masa). IC6b se dispara en el momento en que los comparadores de ventanas emitan pulsos. Mientras ese sea el caso, las salidas de IC6b quedan activas (un 4538 se puede volver a disparar) y el oscilador queda bloqueado. Entonces los comparadores disparan a IC6A. Conectando la entrada positiva de disparo con la salida, Q IC6A no se puede volver a disparar. El pulso de IC6a (pin 7) sirve entonces como reloj para el contador. Creando un pulso de 1 ms se evita que los multiplexores no salten unos pasos demás a frecuencias más altas. Si eres de la opinión de que el tiempo de recuperación es un poco largo, se puede acortar reduciendo R26. El tiempo del IC6B se encarga

de que el circuito no eche a amplificar el sonido directamente (sino después de pasados medio segundo), esto proporciona al circuito un comportamiento de regulación más tranquilo. Se ha optado por una amplificación mínima de una vez. Las señales que sean más grandes que el nivel de la referencia establecida, se transmiten de forma inalterada. Como se amplifican los pasajes más suaves del sonido, puedes ajustar el volumen del equipo de audio al sonido más alto. En otra parte de esta edición especial de verano, podrás encontrar un indicador para este limitador que facilita el ajuste óptimo de P1. La alimentación para la lógica es una tensión de 8 V simétrica. Se obtiene de la alimentación simétrica de 12 V de los operacionales a través de dos resistencias y dos zener. Estos ya se han dimensionado en el esquema para el consumo adicional del indicador externo

(se conecta en K5). El consumo es de unos 20 mA. Si no utilizas el indicador, puedes reducir el consumo en 5 mA aumentando R30 y R31 hasta 470 Ω. La distorsión es de tan sólo 0,001% a 1 kHz, con 500 mV de entrada y 500 mV de salida. La curva de medición muestra el comportamiento del circuito. La señal de entrada se ha puesto horizontalmente y la de salida verticalmente. 0 dB aquí es igual a la referencia. Aquí puedes ver muy bien los 24 pasos donde se reduce la amplificación en el momento en que la señal de entrada aumenta. Para este circuito se ha diseñado una placa que se puede descargar - al igual que la lista de materiales - desde el sitio Web de Elektor. (090944)

**Enlaces Web:**  
[www.elektor.es/090944](http://www.elektor.es/090944)

# Termómetro con display LED de cuatro dígitos

Andreas Köhler (Alemania)

Para el control de displays LED de siete segmentos, el driver integrado SAA1064 de Philips ha sido durante bastante tiempo casi una especie de estándar. Con él pueden mostrarse datos de cuatro dígitos, pudiendo controlarlo mediante I<sup>2</sup>C. Pero tanto en encapsulado DIL24 como SO24, con sus 24 patillas este integrado sigue resultando grande. Su tensión de alimentación mínima de 5 V y su corriente de reposo de casi 10 mA podría decirse que no están demasiado actualizadas.

El integrado MAX6958 de Maxim supone una alternativa interesante para este tipo de tareas. Viene con el pequeño encapsulado

para el micro en esta simple aplicación puede utilizarse un cuarzo con una frecuencia entre 4 y 12 MHz.

En el firmware, codificado en ensamblador, el autor tuvo que vérselas con la complejidad del driver para displays, debida a los pocos pines que utiliza. El método de multiplexado utilizado por Maxim ya ha sido explicado al detalle en Elektor [1]. Quien quiera saber lo que se cuece tras este driver, encontrará la nota de aplicación 1880 de Maxim [2] suficientemente esclarecedora. En la página web de este artículo [3] por supuesto no sólo se encuentra el archivo hexadecimal, si no también el código

fuelle completo y comentado por el autor, con lo que podrá realizar sus propios cambios. El que únicamente quiera construir el circuito y no programarlo, dispone del micro ya programado en Elektor [3].

(080536)

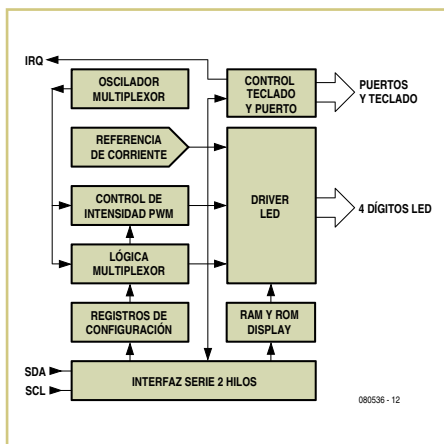
[1] Charlieplexing, Elektor Julio/Agosto 2006, S. 83; [www.elektor.es/060124](http://www.elektor.es/060124)

[2] [www.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/1880](http://www.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/1880)

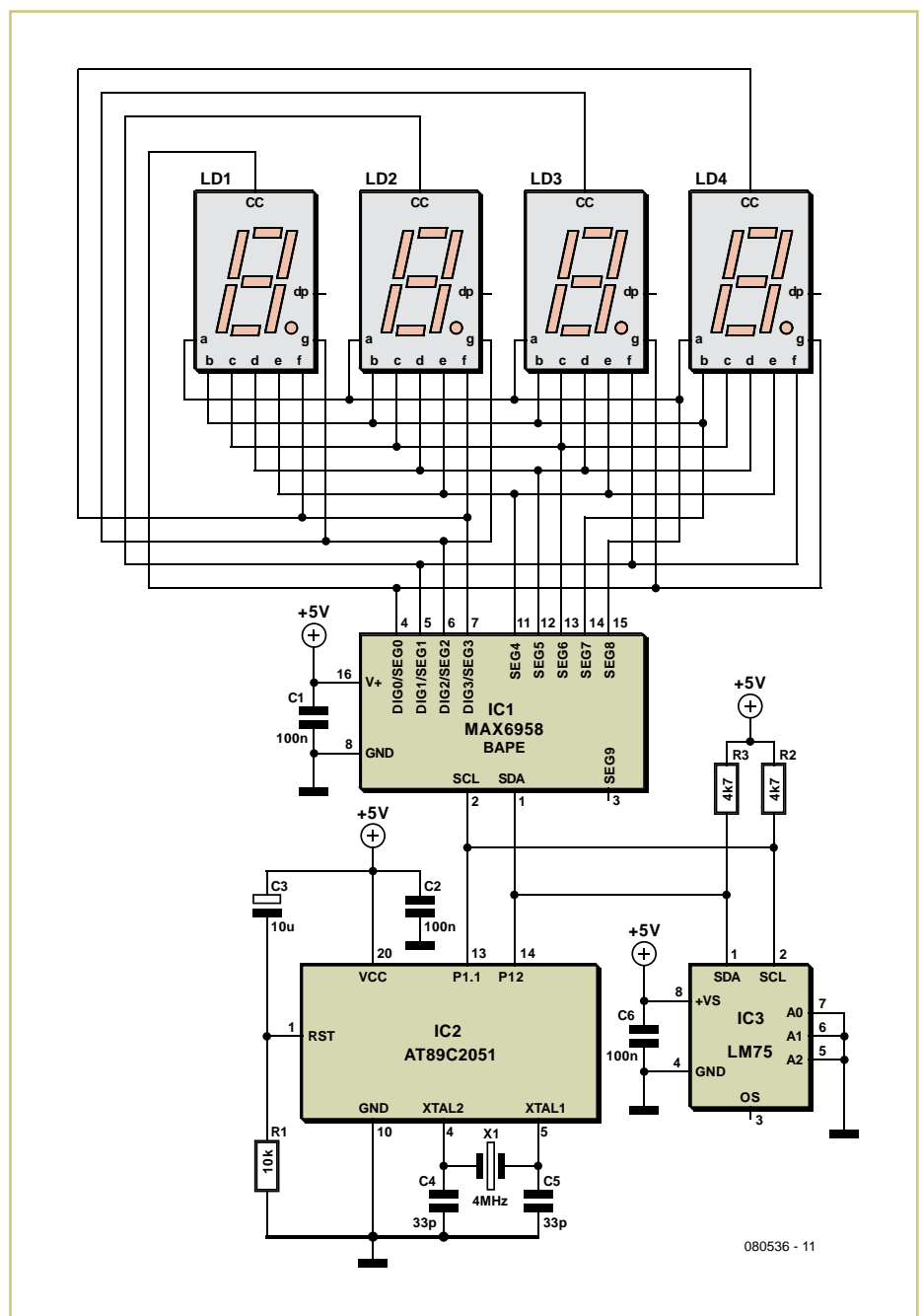
[3] [www.elektor.es/080536](http://www.elektor.es/080536)



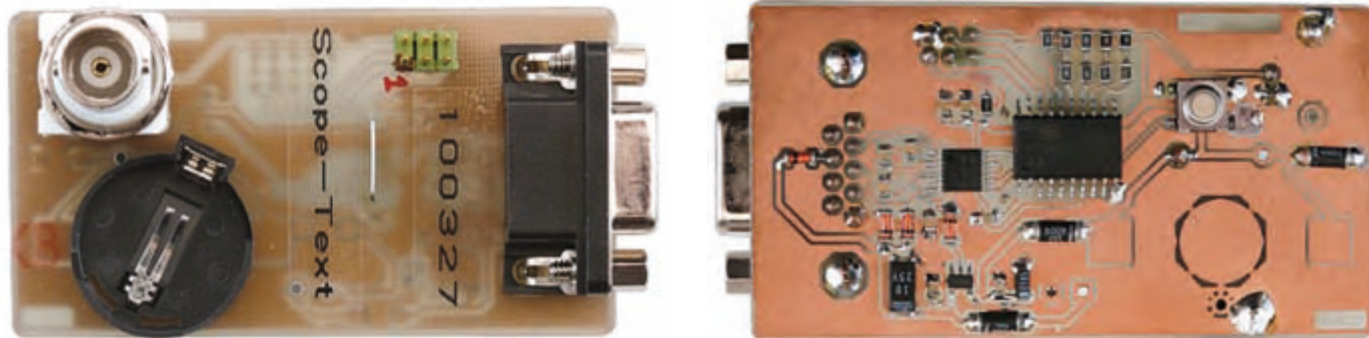
QSO de sólo 16 pines, funciona también con 3,3 V y dispone de un modo de shutdown con unos requerimientos de corriente de tan sólo 20 µA. Convencido de estos avances, el autor ha diseñado un circuito para termómetro



digital con este integrado. Aparte del propio MAX6958, sólo necesitamos cuatro displays LED con cátodo común (TLR 324 de Toshiba), un microcontrolador AT89C2051 de Atmel (también es posible utilizar de otro tipo) y, cómo no, un sensor de temperatura. Se ha seleccionado el LM75 de National Semiconductor, pues se ajusta bien al resto de la electrónica, al ser compatible con I<sup>2</sup>C. Como reloj



# Texto para el osciloscopio



Emile Steenbeeke (Holanda)

Se trata de un pequeño circuito basado en un microprocesador ATTiny2313 con el que se puede mostrar texto en un osciloscopio CRT. El texto se mueve por la pantalla como si fuera un noticiario luminoso.

En el esquema encontramos aparte del ATTiny, un interfaz para RS-232 (MAX3221) y un estabilizador de tensión de 3 V. El firmware, que se puede descargar desde el sitio Web de este artículo [1], determina en gran medida la funcionalidad.

El firmware está hecho en C con la ayuda de WINAVR. Con el programa terminal puedes introducir un texto que se guarda en la EEPROM del procesador. Se puede guardar un máximo de 100 caracteres con un valor ASCII de entre 32-128.

Cada carácter que aparece en pantalla se envía también al terminal a través de RS232, de modo que puedes verificar también el texto guardado sin necesidad de un osciloscopio.

El programa terminal está hecho en Delphi6 PE con un componente adicional instalado (CPORT310) [2]. El programa terminal se encarga de que las salidas del puerto COM tengan una tensión positiva para que se pueda alimentar el circuito con ella.

Por lo tanto, el circuito se puede alimentar a través del puerto RS232, pero también con una tensión de alimentación continua o una pila CR2032. La alimentación mediante pila es útil si se quiere sorprender a un compañero con "Felicidades" apareciendo por la pantalla de su osciloscopio.

Al conectar la tensión de alimentación aparece primero "ELEKTOR" una vez,

antes de que se muestre el texto de la EEPROM. Cuando se alimenta el circuito con una pila y se establece la conexión RS232, aparece en pantalla "RS232 ON". Este se queda quieto por un momento y después sale de la pantalla para que el texto grabado aparezca de nuevo a continuación. Al desconectar la conexión RS232 aparece "RS232 OFF". El integrado RS232 entra en modo auto-power-off cuando no hay una conexión RS232 y entonces solo consume  $\pm 1 \mu A$ , lo que viene bien para la vida útil de la pila.

Cada imagen va precedida de un pulso corte sobre el que se puede disparar el osciloscopio. Si se configura el osciloscopio a 1V/1mS, surge una imagen bonita y estable. El cir-

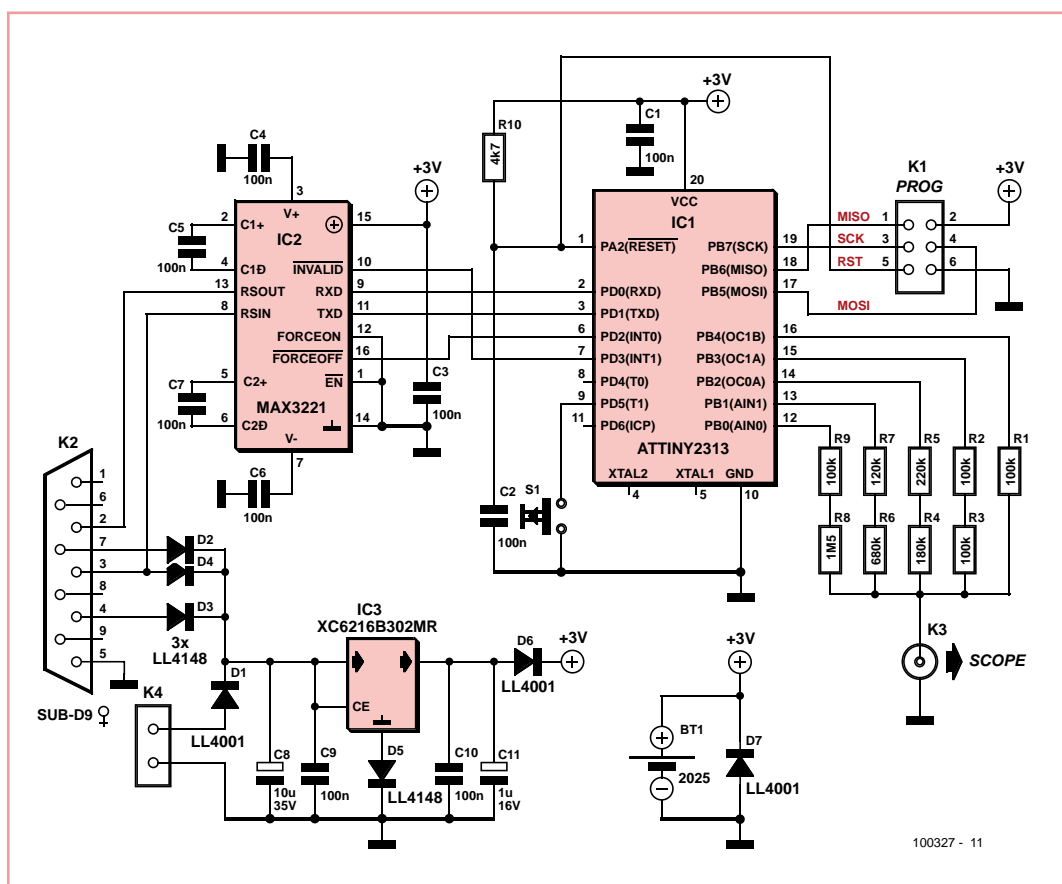
cuito no funciona con un osciloscopio digital. El texto se puede parar con el interruptor. En el fichero .ini se asigna el puerto COM. Este fichero se genera automáticamente. En caso de que haya un mensaje de error informando que el puerto no está disponible, puedes indicar aquí el puerto que se debe utilizar.

(100327)

## Enlaces Web

[1] [www.elektor.es/100327](http://www.elektor.es/100327)

[2] <http://svn.isysbus.org/misc/delphi/components>



# Regulador de calefacción de suelo



Marc Dirix (Holanda)

En una calefacción central que incluye también calefacción de suelo radiante, ocurre muchas veces que la bomba adicional que hace circular el agua por las tuberías está funcionando continuamente día y noche. La razón de eso es que el regulador de la calefacción central no está equipado ni con una salida aparte ni con un regulador especial de bombas de calefacción de suelo.

Este circuito fue diseñado para tener control sobre la bomba de calefacción de suelo de forma independiente o ejercer control a través de un interruptor en el termostato del salón. El diseño ofrece para eso cuatro conexiones diferentes:

1) El sensor 1 de temperatura conectado al tubo de suministro de la calefacción de suelo, y el sensor 2 de temperatura cortocircuitado. La bomba empieza a funcionar en el momento en que el tubo de suministro se caliente. La bomba seguirá funcionando 20 minutos más, después de que la temperatura del tubo de suministro caiga por debajo del punto de conmutación.

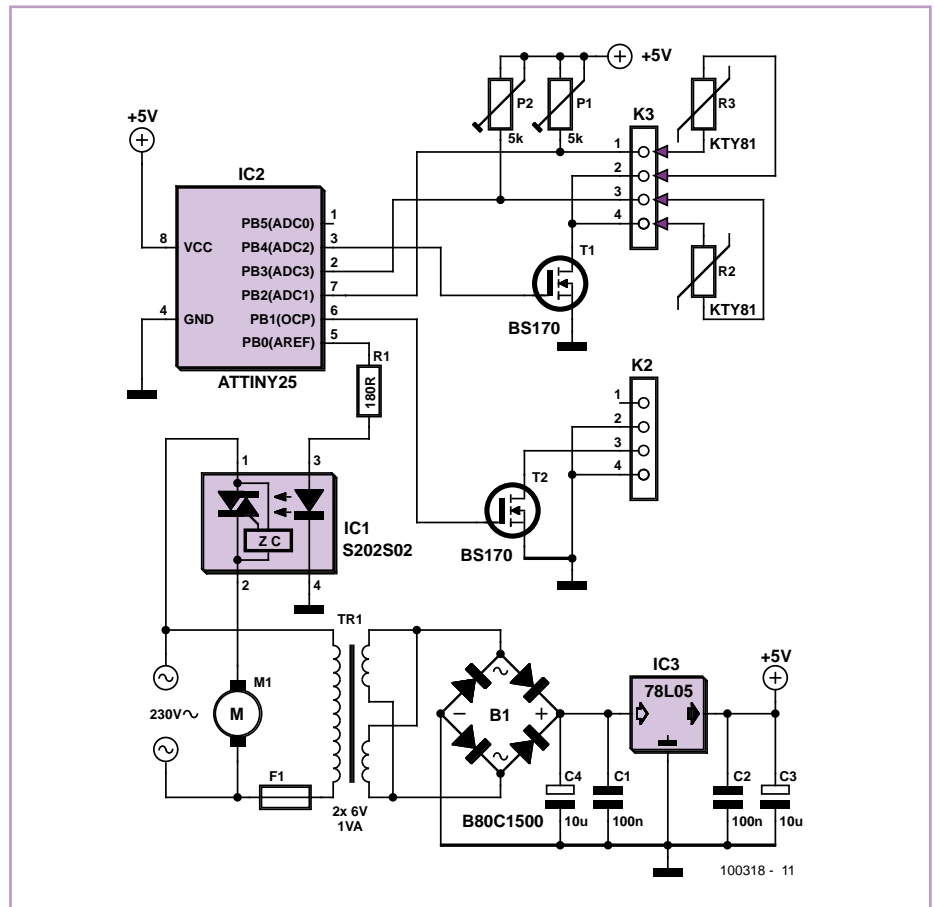
2) El sensor 1 de temperatura conectado al tubo de suministro de la calefacción de suelo, y el sensor 2 de temperatura conectado al tubo de retorno. Este funciona igual que el del punto 1; sin embargo, mientras el tubo de suministro está caliente, la bomba dejará de funcionar (temporalmente) cuando la temperatura de retorno sobrepase el punto de conmutación.

3) La entrada de conmutación conectada al termostato del salón. Mientras (utilizando la misma entrada que el sensor 1 de temperatura) el interruptor esté cerrado, la bomba funcionará. En el momento en que el interruptor se abra, la bomba se parará transcurridos 20 minutos.

4) La entrada de conmutación conectada al termostato del salón, y el sensor 2 de temperatura conectado al tubo de retorno de la calefacción de suelo. Este funciona igual que el del punto 3. Sin embargo la bomba dejará de funcionar (temporalmente) cuando la temperatura sobrepase el punto de conmutación.

Se puede utilizar el sensor 2 de temperatura como seguro de la calefacción de suelo. Configura entonces la temperatura de conmutación a unos 50 grados y fíjale al tubo de suministro de la bomba.

El circuito se ha construido alrededor de un ATtiny25. La tensión se mide sobre ambos PTC a través de puertos ADC del controlador. En software se compara la tensión sobre el primer sensor de temperatura con un valor



norma y con 0. Si se sobrepasa el valor norma o el valor es 0 (causado por un interruptor externo), el pin Motorpower (pin 5) cambia a nivel alto y la bomba se pondrá en marcha a través del optotriac. Además una salida adicional (pin 6) cambia a nivel bajo en el momento en que la bomba se ponga en marcha. A esta salida se pueden conectar componentes externos como es una bombilla de testigo.

Para evitar que pase continuamente una corriente por los potenciómetros de ajuste y los sensores de temperatura, se conectan los PTC a masa mediante un FET controlado por software sólo en el momento en que tenga lugar la medición.

El controlador se configura mediante el fusible correspondiente a una frecuencia de reloj de 128 kHz. Esta frecuencia es lo suficientemente rápida como para realizar todas las tareas necesarias y además permite dividirse fácilmente con el prescaler del timer1 en 1024. El timer 1 cuenta, a continuación, hasta 125 para generar una interrupción. Esta interrupción ocurre aproximadamente cada segundo.

Durante la rutina de interrupción se determina el estado de la bomba. Cuando el sensor 1 de temperatura sobrepase el valor marcado o si es 0 (entrada de conmutación), el

temporizador de la bomba será configurado a 20 minutos. Estos 20 minutos sirven para que la bomba siga funcionando durante 20 minutos más, después de que la temperatura haya bajado por debajo del valor marcado. Si durante ese tiempo el segundo sensor de temperatura sobrepasa el valor marcado, la bomba se parará directamente.

Al final de la rutina de interrupción se inicia la siguiente medición abriendo primero el FET para conectar los sensores de temperatura con masa y después ejecutar la rutina ADC. Los sensores de temperatura se miden en turnos, el intervalo de medición por sensor es de 2 s.

El circuito hará funcionar la bomba durante cinco minutos como mínimo, una vez cada 18 horas. Para eso, un segundo temporizador de larga duración tiene en cuenta el tiempo que hace que arrancó la bomba por última vez. Cuando la bomba arranca, se resetea el temporizador de larga duración. Si ese temporizador no se resetea pasadas 18 horas (integer de 16-bits = 65.536 s = 18,2 horas), se configura el temporizador de bomba a 5 minutos. Mientras éste permanezca activo, la bomba funciona.

(100318)

# Control de luces para coches RC



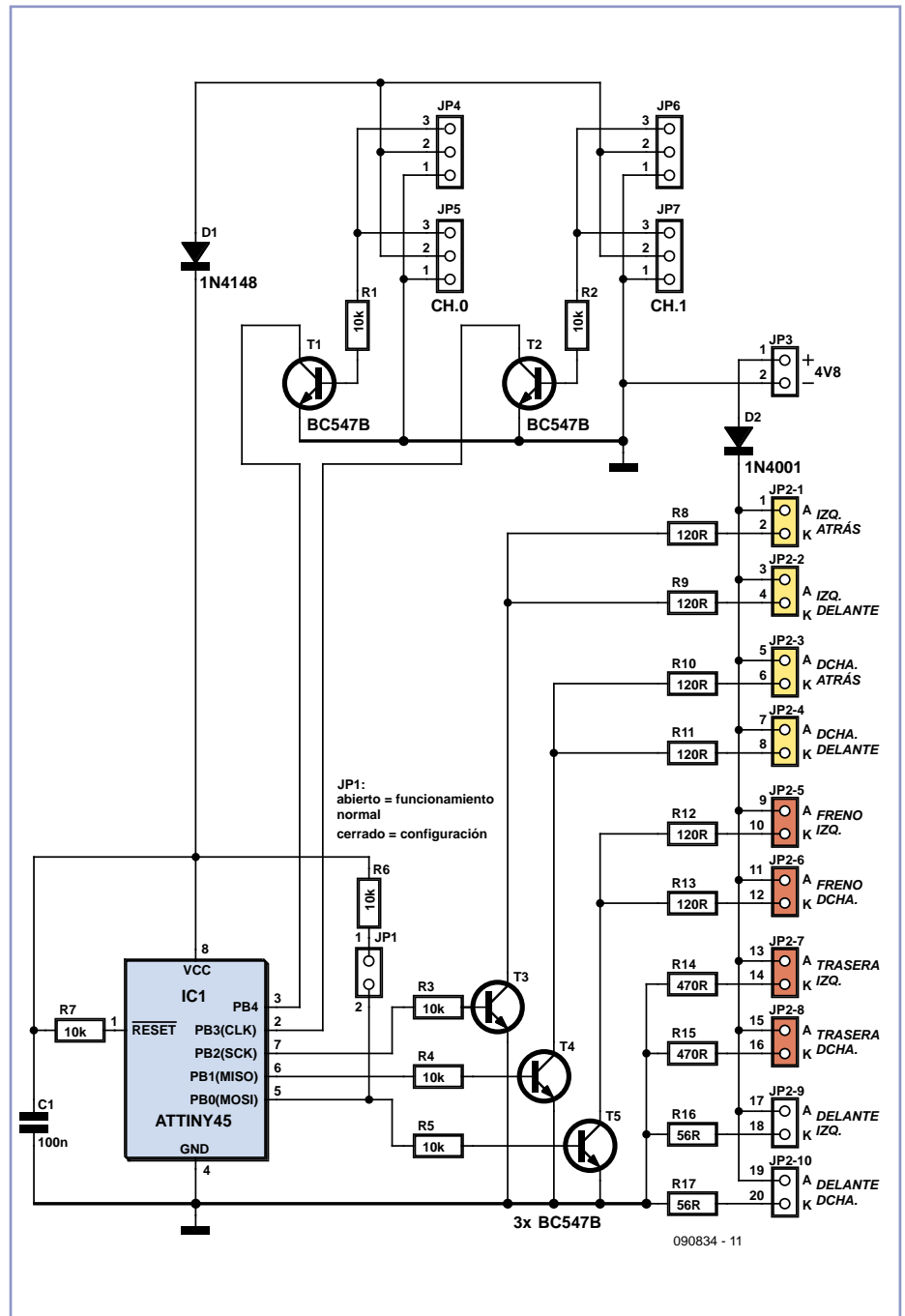
Manfred Stratmann (Alemania)

El autor le regaló a su novia un coche de RC. A ella le gustó mucho, pero empezó a preguntarse si se podría diseñar un buen sistema para las luces. Así que el autor se puso manos a la obra con el soldador. ¡Este planteamiento equipa al coche RC con intermitentes, luz de freno y faros estándar!

La idea básica consiste en interpretar las señales del receptor de control remoto y sirviéndonos de un microcontrolador hacer parpadear los LED amarillos y activar los rojos del freno según corresponda. Los faros estándar constarán de más LED rojos y blancos. JP4 y JP5 (CH.0) así como JP6 y JP7 (CH.1) están conectados en paralelo, con lo que la electrónica puede integrarse fácilmente en los lazos de control del servo de potencia (CH.0) y del motor (CH.1). El microcontrolador ATTiny45 se alimenta mediante D1 desde la propia fuente de alimentación del receptor del control remoto. Para proteger estas entradas de posibles daños, T1 y T2 actúan de buffers para las señales de los servos.

IC1 convierte las señales PWM en señales de control, que activan mediante transistores los LED correspondientes. T3 controla los dos LED intermitentes de la izquierda (amarillos), T4 los dos de la derecha y T5 los dos de la luz de freno (rojos). Los LED rojos de la luz trasera (JP2-7 y JP2-8) y los blancos de la delantera (JP2-9 y JP2-10) están iluminados continuamente. Los LED rojos para la luz de freno han de alimentarse a 20 mA "completos", para que se diferencien bien de los de las luces traseras a 5 mA. Si combinamos las luces traseras y las de freno podemos ahorrarnos dos LED rojos en el montaje, simplemente uniendo los pines 10 y 14 así como 12 y 16 de JP2 y dejando tan sólo dos LED rojos en JP2-5 y 6 o en 7 y 8. JP3 está ideado para conectar la fuente de alimentación. Ésta puede tratarse tanto de una batería de cuatro células como de un adaptador en la propia batería del coche. Las resistencias R8 a R17 se han calculado para una tensión nominal de 4,8 V. Para JP2 es mejor utilizar un conector de dos filas, con 2 x 10 pines.

El software puede descargarse como siempre gratis desde la página de Elektor para este artículo [1]. También está disponible el microcontrolador ya programado. Para que el micro con el software reconozca lo que significa derecha, izquierda, acelerar y frenar, lo primero que tenemos que hacer es enseñárselo. Para ello, hemos de conectar el circuito terminado con la electrónica del RC, estando el coche apagado. Ahora conectamos JP1, con lo que se activa el modo de configuración. Des-



pues encendemos el emisor y fijamos todos los controles a su posición media. Posteriormente conectamos el receptor de RC; ahora los LED intermitentes deberían parpadear en ambos lados. Después el coche empezará a parpadear durante 3 s por la izquierda. En este tiempo hemos de girar el control a tope a la izquierda, ajustar la velocidad en marcha atrás también a tope (= freno) y mantenerlo, hasta que se active el intermitente derecho. Después movemos el control al máximo a la derecha, la marcha hacia delante a tope, y lo mantenemos, hasta que parpadeen ambos

lados. Mientras esto ocurre, movemos el control hacia delante si se trata de un coche con motor de combustión (en ese caso rara vez pueden ir marcha atrás). Si por el contrario se trata de un coche eléctrico, movemos el control hacia atrás a tope manteniéndolo, hasta que ambos lados vuelvan a parpadear. Ya hemos terminado de configurarlo, ahora podemos retirar JP1. Si algo sale mal, podemos repetirlo desde el principio.

(090834)

[1] [www.elektor.es/090834](http://www.elektor.es/090834)



# LCD controlado por I<sup>2</sup>C

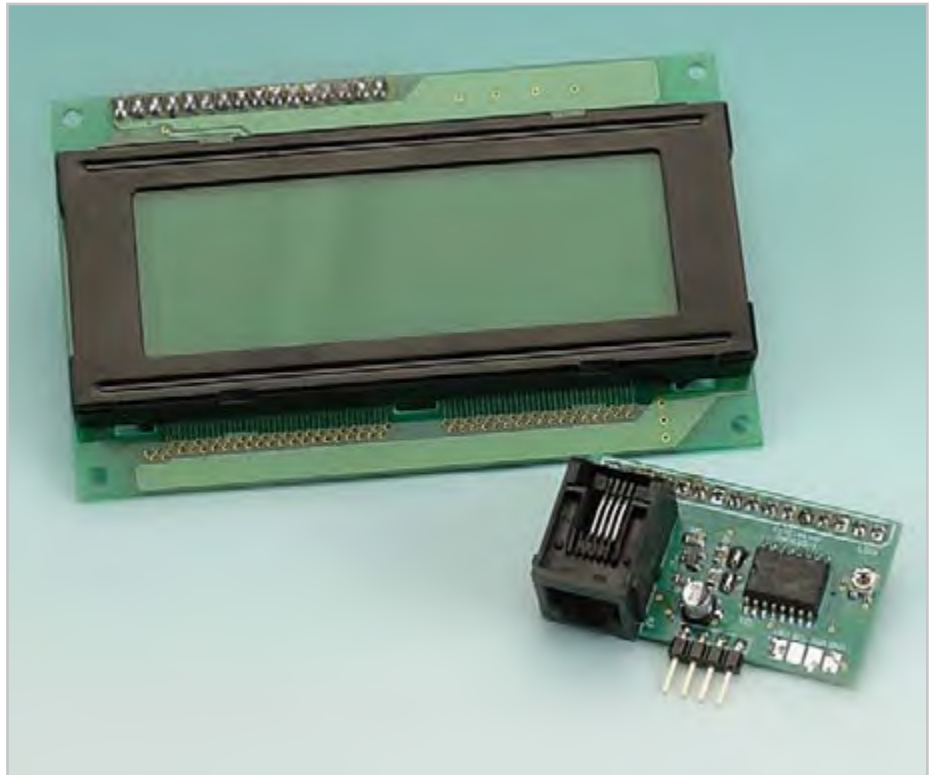


R. Pretzenbacher (Austria)

En el desarrollo de circuitos con microcontroladores, y a pesar de todos los simuladores resultones, a veces un buen display sirve de gran ayuda. Para estos propósitos, lo mejor es utilizar LCD con controladora compatible con el HD44780, ya que no sólo son asequibles, sino que sus principios de funcionamiento son simples - aparte de no necesitar demasiadas líneas de control. Esto supone cierto cableado, además de bastantes pines de I/O del microcontrolador.

La solución a este dilema es tan obvia que sólo ocupa tres caracteres ASCII: ¡I<sup>2</sup>C!

Añadámosle al display un chip para interpretar el I<sup>2</sup>C en las líneas de control del LCD e integremos todo en una tarjeta, entonces tendremos un compacto módulo universal de pantalla, que aparte de la masa y los +5 V, así como SCL y SDA, sólo necesita dos líneas de control para mostrar la salida de datos de un microcontrolador. Esto convierte la conexión con un display en algo bastante más sencillo. Los LCD con el citado chip de Hitachi pueden funcionar en modo de ahorro de 4 bits. A estas cuatro líneas de datos se le añaden además las tres de control "E", "R/W" y "RS". Y es aquí donde está lo verdaderamente atractivo de este circuito: para siete puertos no hace falta un microcontrolador extra. Entra en juego un simple extensor de bus I<sup>2</sup>C que consta de ocho bits, con lo que aún así todavía disponemos de una línea libre para encender o apagar la retroiluminación de la pantalla (o un LED extra).



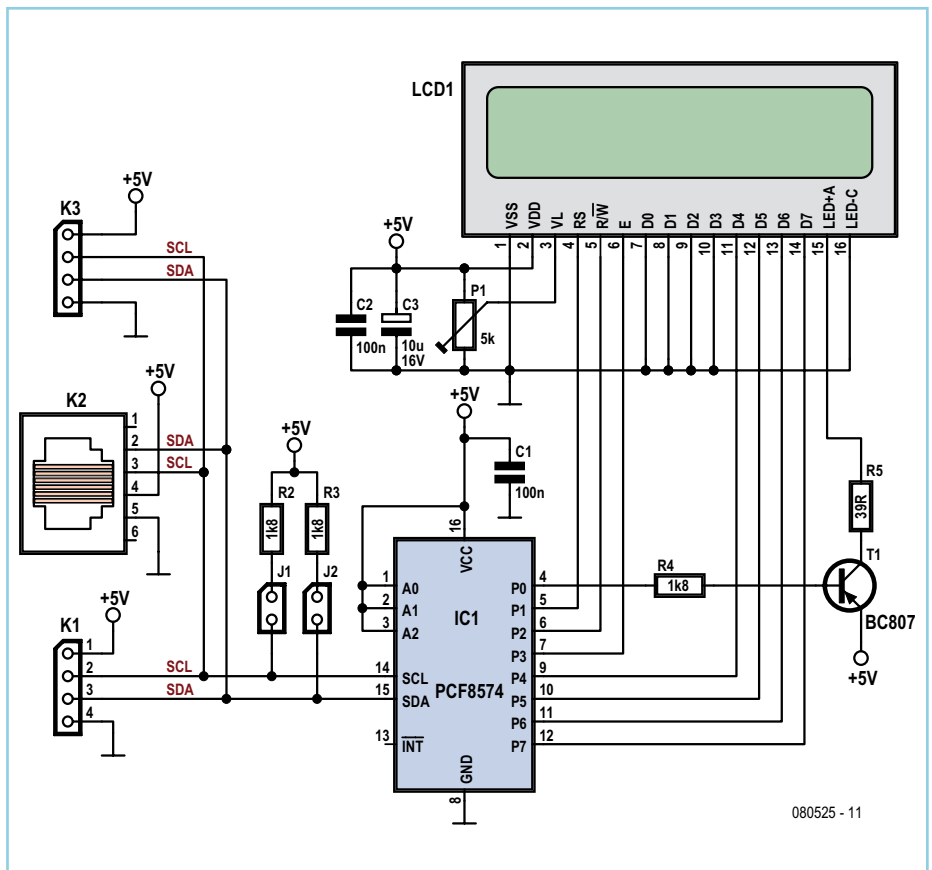
sistor PNP extra T1 la retroiluminación o un LED adicional. El valor de R5 debe ajustarse correspondientemente a los valores de la retroiluminación, que pueden consultarse en la hoja

## Características

- Módulo LCD universal para microcontroladores
- Sólo necesita dos puertos de I/O
- Muchos displays en un bus I2C
- Sencillo control gracias al firmware para AVR

La elección final fue el integrado PCF8574, existente en dos versiones con distintos rangos de direcciones base (véase [2]). Normalmente se utilizan las direcciones más altas posibles: con el PCF8574 la dirección 0x4E y con el PCF8574A la 0x7E. Utilizando ambos chips pueden acoplarse hasta dos displays sin cambios en el circuito y sin conflictos de direccionamiento en microcontrolador. Si estas direcciones altas ya se encuentran cubiertas, con tres bits de dirección configurables (pin 1 al 3) se obtienen otras siete direcciones más.

El circuito como tal es realmente simple: las ocho líneas del extensor están conectadas con las debidas líneas de control del LCD. Únicamente el puerto Po controla mediante un tran-



de características del LCD. Los 39 Ω dados son aptos para los típicos 4,2 V de un display de una línea, con un consumo de corriente de unos 30 mA. P1 es para el ajuste del contraste, que generalmente ofrece un rango más limitado. Con los jumpers J1 y J2 pueden activarse las resistencias de pull-up para SCL y SDA (sólo una vez por bus). La tarjeta dispone del conector de pines K1, de un conector RJ11 (K2) y los nodos de soldadura de K3, que ofrecen suficientes posibilidades a la interconexión del bus I<sup>2</sup>C.

Para facilitar la aplicación del display, el autor ya ha codificado el driver así como las funciones en C para microcontroladores AVR, que como siempre pueden descargarse de la página web de Elektor [1] y adaptarlos a nuestras propias necesidades. El software se divide en tres partes:

### 1) Funciones I<sup>2</sup>C (adaptables a controladores del tipo AVR)

- izcInIt Inicialización del I<sup>2</sup>C master
- izcCheck Prueba de si hay un slave accesible
- izcSend Enviar flujo de datos por el bus I<sup>2</sup>C
- izcReceive Leer flujo de datos desde el bus I<sup>2</sup>C

### 2) Funciones de display de bajo nivel (realmente no son relevantes para el usuario)

- whNipp Enviar nibble de datos al display - para un byte ha de ser llamada dos veces
- rdsyB Leer byte de sistema del display (forma de saber si el display está preparado para los datos)
- cntrB Enviar byte de control al display (por ejemplo desplazar el mensaje a izquierda o derecha)
- dataB Enviar byte de datos al display
- wBusy Preguntar si el display está preparado

### Definition de constantes de control (pueden activarse mediante "cntrB")

- dshr ob0001100 //Desplazar el display una posición a la derecha
- dshl ob0001100 //Desplazar el display una posición a la izquierda
- curon ob0000110 //Cursor ON
- cuoff ob0000100 //Cursor OFF
- curblk ob0000111 //Parpadeo del cursor

### 3) Funciones del display (relevantes para el usuario)

- Ddisp Marcar la posición actual de escritura del cursor
- DClear Borrar mensaje
- Dpos Definir la posición del cursor
- Dinit Iniciar mensaje
- DBcd2 Mostrar un número BCD de dos dígitos
- DHexByte Mostrar un byte en formato hexadecimal
- DWord Mostrar un número de 16 bits sin signo
- DLong Mostrar un número de 31 bits sin signo
- DInt Mostrar un número de 16 bits con signo

Las funciones de usuario pueden cambiarse arbitrariamente mientras se tengan en cuenta los detalles del control.

(080525)

### Enlaces

- [1] [www.elektor.es/080525](http://www.elektor.es/080525)
- [2] [www.nxp.com/acrobat\\_download/datasheets/PCF8574\\_4.pdf](http://www.nxp.com/acrobat_download/datasheets/PCF8574_4.pdf)

### Descargas y productos

#### Tarjeta

080525-1 Disponible en [www.elektor.es/080525](http://www.elektor.es/080525)

## Lista de materiales

### Resistencias:

P1 = 5kΩ, SMD (Murata)  
R2..R4 = 1k8, SMD 0805  
R5 = 39Ω, SMD 0805 (ver texto)

### Condensadores:

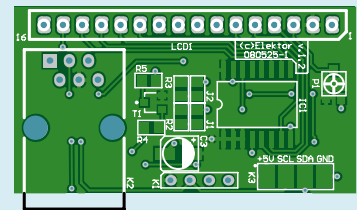
C1, C2 = 100nF, SMD 0805  
C3 = 10μF/16V, SMD (Vishay), diámetro de 4 mm

### Semiconductores:

IC1 = PCF8574 (PCF8574A) (ver texto)  
T1 = BC807, SMD SOT23

### Varios:

LCD con controladora compatible con HD44780  
K1 = conector de cuatro pines, RM 2,54 mm  
K2 = conector RJ11 para montaje en tarjeta  
K3 = cuatro nodos de soldadura  
J1, J2 = conector de dos pines con jumper  
Conector de 20 pines, RM 2,54 mm para la conexión del LCD  
Placa de circuito impreso 080525-1



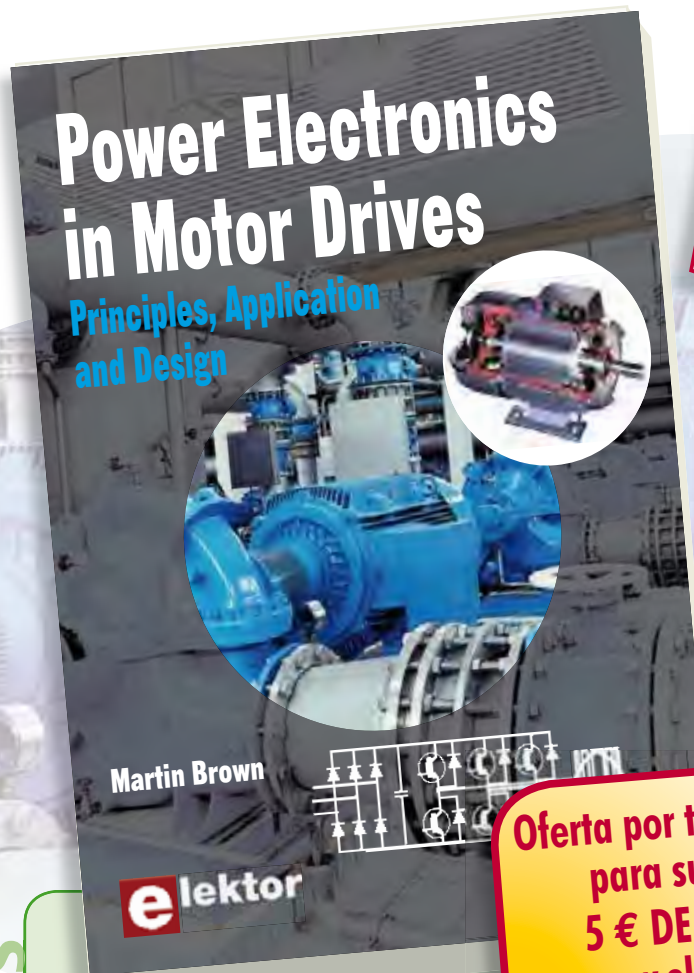
### Software

080525-11 Código fuente



# Pisando Fuerte

¡Un mundo de electrónica en una única tienda!



**Nuevo**

**Oferta por tiempo limitado para suscriptores: 5 € DE DESCUENTO**  
[www.elektor.es/julio](http://www.elektor.es/julio)

Electrónica de Potencia en el Control de Motores

## Power Electronics in Motor Drives

Este libro (en inglés) está dirigido a aquellos que desean entender cómo funcionan los controladores inversores AC y cómo se utilizan en la industria. El libro trata mucho más el diseño práctico y las aplicaciones de los controladores que sobre los principios matemáticos que hay detrás de ellos. Las claves principales de la electrónica de potencia son presentadas y descritas de una manera sencilla. Se explican los detalles de la electrónica de los controladores de AC y DC junto con las bases teóricas y temas de diseño práctico tales como la refrigeración y la protección. Una importante parte del libro detalla las características y funciones que a menudo encontramos en los controladores AC, y da consejos prácticos sobre cómo y dónde utilizarlos. Se describen un amplio rango de aplicaciones de control, desde una bomba de agua fresca a un sistema de manipulación de equipajes. Se muestran los problemas prácticos del uso controladores AC en la industria que, junto con las descripciones de las aplicaciones y las funciones, puede resultar muy útil e informativo.

240 páginas • ISBN 978-0-905705-89-7 • 34,50 €

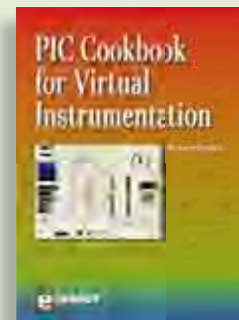


Soluciones creativas en español

## 301 Circuitos

301 Circuitos, consejos e ideas de diseño en un solo libro que constituye un tesoro para todas las áreas de la electrónica. Este libro contiene muchas soluciones completas así como útiles puntos de partida para tus propios proyectos. Tanto las categorías como lo que hay entre ellas representan una verdadera fuente de inspiración para cultivar tus propias ideas y aprender electrónica. 301 Circuitos es un libro imprescindible para entusiastas de la electrónica, ya sean profesionales, aficionados o estudiantes.

360 páginas • ISBN 978-90-5381-242-6 • 34,50 €



Recetario PIC para Instrumentación Virtual

## PIC Cookbook for Virtual Instrumentation

La simulación por software de indicadores, botones de control y medidores que se comportan como elementos de hardware reales sobre la pantalla de un PC es conocida como instrumentación virtual. En este libro (en inglés), se usa el programa Delphi para crear estas imitaciones y a través un convertidor USB/RS232 se conectan al PC sensores externos basados en PIC. Se estudian detalladamente varios instrumentos virtuales, incluyendo un compás, un osciloscopio, un termómetro digital y analógico, un analizador de frecuencia basado en FFT, un joystick, paneles controlador con ratón y pantallas virtuales para coches y aviones.

264 páginas • ISBN 978-0-905705-84-2 • 34,50 €





**Bestseller**

50 Proyectos con microcontroladores

## 50 PIC Microcontroller projects

Este libro (en inglés) contiene 50 divertidos y excitantes proyectos para microcontroladores PIC tales como alarma laser, ratón USB burlón, temporizador para huevos, ahuyentador de jóvenes, interruptor sónico, indicador capacitivo del nivel de líquido, sensor, vigilancia de una habitación utilizando una cámara, microcontrolador parlante y mucho más. Se tratan varias técnicas como los relés, control de corriente alterna incluyendo la red eléctrica, I2C, SPI, RS232, USB, modulación de ancho de pulso, codificador rotativo, interruptores, infrarrojos, conversión analógico-digital (y viceversa), displays de 7 segmentos e incluso el bus CAN.

440 páginas • ISBN 978-0-905705-88-0 • 39,50 €



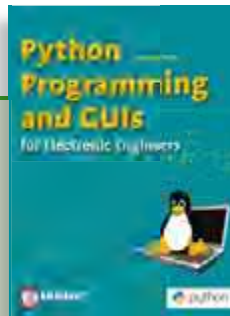
**Ahora en español**

50 Proyectos para Principiantes y Expertos

## Microcontroladores PIC

Este práctico libro cubre una serie de proyectos divertidos y emocionantes con microcontroladores PIC. Por ejemplo una alarma silenciosa, un sensor de personas, un radar, una alarma nocturna, un vúmetro, un atenuador RGB, una red serie y un súper compresor de sonido. Usted puede hacer más de 50 proyectos para su propio uso. La clara explicación, esquemas y fotos de cada proyecto sobre una placa de prototipos (breadboard), lo convierten en una actividad divertida.

450 páginas • ISBN 978-90-5381-249-5 • 49,00 €

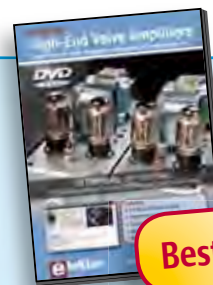


Programación Para Ingenieros Electrónicos

## Python Programming and GUIs

Este libro (en inglés) está dirigido a ingenieros, científicos y aficionados que busquen conectar el PC con proyectos hardware empleando interfaces gráficos de usuario. Se incluyen aplicaciones de escritorio y basadas en web. El lenguaje de programación utilizado es el Python, un lenguaje secuencial de comandos (scripts) orientado a objetos; un lenguaje de más alto nivel que, por ejemplo, el C. Obviamente con menos líneas de código será más rápido de escribir, pero también un menor número de líneas de código implica menos oportunidades de cometer errores. El código será más legible y más fácilmente modificable con posterioridad. Puedes concentrarte en el funcionamiento global del sistema que estás haciendo. Esta abstracción también se aplica al escribir interfaces gráficos de usuario. No tendrás que escribir más código de bajo nivel para los gráficos, los clics del ratón o cosas similares. En Python todo esto está integrado en funciones relativamente simples.

224 páginas • ISBN 978-0-905705-87-3 • 34,50 €



**Bestseller**

Amplificadores de Válvulas de Alta Gama

## DVD Masterclass High-End Valve Amplifiers

En esta Clase Magistral (en inglés) Menno van der Veen examinará la previsibilidad y la perceptibilidad de las especificaciones de los amplificadores de válvulas. Se cubren modelos de amplificadores de válvulas cuyas características permiten ser explorados hasta los límites del dominio audible entre 20 Hz y 20 kHz. También se modelan el acoplamiento entre las válvulas de salida y el transformador de salida. El DVD incluye 3,5 horas de filmación, la presentación PowerPoint completa (74 diapositivas), páginas generales escaneadas (22 hojas), las publicaciones AES mencionadas durante la clase magistral y no olvidemos el bombazo: 25 publicaciones Elektor sobre válvulas

ISBN 978-0-905705-86-6 • 29,95 €



Solid State Lighting

## DVD LED Toolbox

¡Están por todas partes! Acaba de recibir una nueva placa de desarrollo con el último procesador de nuestro fabricante preferido. ¿Cuál es la primera aplicación que se describe? ¡Hacer parpadear un diodo LED! Este DVD contiene una extensa documentación técnica cuidadosamente ordenada sobre y en torno a los LED. Para modelos estándar, y para una selección de módulos LED, esta Caja de Herramientas reúne las hojas de características de todos los fabricantes, notas de aplicación, guías de diseño y libros blancos.

ISBN 978-90-5381-245-7 • 32,50 €

Más Información en la página web de Elektor:  
**www.elektor.es**

Elektor International Media Spain, S.L.

Apartado de Correos 62011 28042 Madrid

España

Tel.: +34 91 101 93 95

Fax: +34 91 101 93 96

Email: info@elektor.es



CD-ROMS y DVDs



Todos los artículos del año 2009  
**DVD Elektor 2009**

El DVD-ROM "volumen anual" se encuentra entre los productos más populares de Elektor. El DVD Elektor 2009 contiene todos los artículos editoriales publicados en el Volumen 2009 de las publicaciones en español, inglés, holandés, francés y alemán de la revista Elektor. Con Adobe Reader los artículos se presentan en el mismo formato que la publicación original de la revista. Se dispone de una máquina de búsqueda exhaustiva para localizar palabras clave en cualquier artículo.

ISBN 978-90-5381-227-3 • 27,50 €



120 revistas de Elektor en español  
**DVD Elektor desde 1998 a 2007**

Este DVD-ROM contiene la colección completa de la revista de electrónica Elektor editada en España entre los años 1998-2007. Las ediciones de Elektor, que ascienden a un total de 120 revistas publicadas durante esos 10 años, están en formato PDF y ordenadas cronológicamente por fecha de publicación (año/mes). El DVD contiene más de 2100 artículos imprimibles con alta calidad. Puedes abrir un documento PDF seleccionando el año de publicación y luego la edición deseada. Entre otros muchos temas publicados, las siguientes categorías están bien representadas en este DVD-ROM: sistemas con microcontroladores, técnicas de audio y vídeo, técnicas de alta frecuencia y software de diseño de circuitos.

ISBN 978-90-5381-241-9 • 59,00 €



**Placa de expansión InterSceptre**

(Junio 2010)

Hace algunos meses ya os presentamos el Sceptre, un sistema rápido para hacer prototipos, equipado de un microcontrolador de 32 bits. Esta pequeña placa, por sí sola, ya es capaz de realizar cosas maravillosas, pero si le añadimos una placa de expansión para facilitar el acceso a todos sus periféricos, la plataforma Sceptre se hace mucho más potente. Además, si introducimos esta placa de expansión en una caja adecuada, podremos desarrollar de golpe un prototipo que podrá ser usado «propia-mente» en una instalación sin cables ni cintas adhesivas para tenerlo todo bien colocado. A esto se le llama hacer prototipos de forma rápida y comfortable!

Kit: placa y componentes

Art.# 100174-71 • 129,95 €



**Placa de control con dsPIC**

(Mayo 2010)

La placa de control con dsPIC ha sido concebida con el fin de ser introducida en aplicaciones típicas de la electrónica industrial, tales como el control de motores e incluso el reglaje de convertidores estáticos del tipo elevadores o recortadores. Los objetivos eran obtener una placa con un gran número de generadores de modulación de ancho de impulso (PWM o MAI), que permitiese controlar muchos motores y convertidores estáticos simultáneamente.

Placa montada y comprobada

Art.# 090073-91 • 159,00 €



**Bestseller**

**Reina con el Sceptre**

(Marzo 2010)

Este proyecto, con código fuente y material abiertos, ambiciona ser algo más que una simple pequeña placa con un gran microprocesador y algunos periféricos útiles y se ve mucho mejor como un sistema de prototipos rápido. Para justificar un nombre de este tipo, son necesarias otra pequeña placa más práctica, útiles de desarrollo de fácil manejo y bibliotecas que aceleren la puesta en funcionamiento de los periféricos de la placa. ¿Ambicioso? Puede ser, pero ¡no nos echamos atrás ante nada para llegar a ser los maestros del universo de los sistemas embebidos, gracias al Sceptre!

Placa montada y comprobada con software de test preprogramado (módulo Bluetooth exclusivo)

Art.# 090559-91 • 99,95 €



**Modulo D**

(Marzo 2010)

Cuando vea este pequeño módulo con LCD, no creerá lo que incluye: un amplificador stereo completo con etapas de entrada y de salida, control remoto, ajustes de tono, volumen e intensidad, potencia de salida de 2 x 20 W en clase D, y alimentación simple de 12 V. No hay excusa posible para no montarlo en un coche, barco o caravana.

Kit de componentes: PCBs parcialmente montada (componentes SMD) más todos los demás componentes

Art.# 090563-71 • 79,95 €



Julio/Agosto 2010 (Nº 361/362) Precio (€)  
 + + + Nuevos Productos de Julio/Agosto: Visita [www.elektor.es](http://www.elektor.es) + + +

**Junio 2010 (Nº 360)**

- El coche virtual**  
**Mini simulador OBD2 para PWM/ISO/KWP2000**  
 080804-71 ... Kit de componentes ..... 99,95
- Display V/I doble**  
 100166-71 ... Kit: placa, micro programado y display LCD..... 69,95
- Placa de expansión para microcontrolador**  
 100174-71 ... Kit: placa y componentes ..... 129,95
- Electricidad Inalámbrica y RFID de la mano**  
 100051-71 ... Kit: Las tres placas, los dos micros programados y el módulo 080910-91..... 39,95

**Mayo 2010 (Nº 359)**

- Placa de control con dsPIC**  
 090073-91 ... Placa montada y comprobada ..... 159,00
- Seguro ante el volante**  
 100020-71 ... Kit de componentes ..... 154,00  
 100020-72 ... Caja ..... 22,50
- AirControl**  
 090329-91 ... Placa montada en caja ..... [www.elektor.es](http://www.elektor.es)

**Abril 2010 (Nº 358)**

- Bip bip... ¿Si!**  
 081143-41 ... Microcontrolador programado..... 17,50
- VisiOLED**  
 081141-1 ... Placa de circuito impreso..... 14,95
- Diagnóstico por Bluetooth**  
 090918-71 ... Kit de componentes, placa con SMDs soldados, módulo bluetooth (BTM222 como en 080948-1)..... 29,95
- UniLab**  
 090786-1 ... Placa de circuito impreso..... 17,95  
 090786-71 ... Kit de componentes, placa con todos los componentes excepto el transformador ..... 71,50
- Doble alimentación lineal para aeromodelo**  
 081064-1 ... Placa de circuito impreso..... 16,95
- Diversión con luciérnagas**  
 100014-1 ... Placa de circuito impreso..... 12,50  
 100014-41 ... Microcontrolador programado..... 12,50

**Marzo 2010 (Nº 357)**

- Reina con el Sceptre (Cetro)**  
 090559-91 ... Placa montada y comprobada con software de test preprogramado (módulo Bluetooth exclusivo) ..... 99,95
- Módulo D**  
 090563-71 ... Kit de componentes: PCB parcialmente montada (componentes SMD) más todos los demás components..... 79,95
- Medidor de Tiempo / Intervalo con ATtiny**  
 080876-41 ... Controlador programado ..... 8,95
- Receptor de radio con la ATM18**  
 090740-71 ... Placa con chip receptor de radio SI4734/35, cableado y comprobado..... 34,95

**Febrero 2010 (Nº 356)**

- Escáner de 2,4 GHz**  
 090985-41 ... Microcontrolador programado..... 24,95
- Pequeño pero matón - el Minimod18**  
 090773-41 ... Microcontrolador programado con Bootloader pre-cargado ..... 24,50  
 090773-91 ... Placa montada y comprobada con Bootloader pre-cargado ..... 62,95
- Comprobador de baterías**  
 071131-41 ... Microcontrolador programado..... 20,00  
 071131-71 ... Kit de componentes sin caja ..... 139,95
- Power-Controller a 5V**  
 090719-1 ... Placa de circuito impreso..... 9,95

# Los más vendidos

Libros	CD-ROMs y DVDs	Kits y Módulos
1 <b>50 PIC Microcontroller projects</b> ISBN 978-0-905705-88-0 ..... 39,50 €	1 <b>DVD High-End Valve Amplifiers</b> ISBN 978-0-905705-86-6 ..... 29,95 €	1 <b>Reina con el Sceptre</b> Art.# 090559-91 ..... 99,95 €
2 <b>301 Circuitos</b> ISBN 978-90-5381-242-6 ..... 34,50 €	2 <b>DVD Elektor 2009</b> ISBN 978-90-5381-227-3 ..... 27,50 €	2 <b>UniLab</b> Art.# 090786-71 ..... 71,50 €
3 <b>Python Programming and GUIs</b> ISBN 978-0-905705-87-3 ..... 34,50 €	3 <b>DVD LED Toolbox</b> ISBN 978-90-5381-245-7 ..... 32,50 €	3 <b>Placa de control con dsPIC</b> Art.# 090073-91 ..... 159,00 €
4 <b>Microcontroladores PIC</b> ISBN 978-90-5381-249-5 ..... 49,00 €	4 <b>DVD Elektor desde 1998 a 2007</b> ISBN 978-90-5381-241-9 ..... 59,00 €	4 <b>Placa de expansión InterSceptre</b> Art.# 100174-71 ..... 129,95 €
5 <b>Complete practical measurement using a PC</b> ISBN 978-0-905705-79-8 ..... 34,50 €	5 <b>CD-ROM FPGA Curso</b> ISBN 978-90-5381-225-9 ..... 19,95 €	5 <b>Bluetooth para el analizador OBD-2 NG</b> Art.# 090918-71 ..... 99,95 €

Haga su pedido "online" en [www.elektor.es/tienda](http://www.elektor.es/tienda) o utilice el cupón de pedido del final de la revista

**elektor** Elektor International Media Spain, S.L.  
 Apartado de Correos 62011  
 28042 Madrid  
 España  
 Tel. +34 91 101 93 95  
 Fax +34 91 101 93 96  
 Email: [info@elektor.es](mailto:info@elektor.es)

# Mercado **elektor** | El mundo de la Electrónica

Contacto  
Teléfono: +34 91 101 93 95  
Fax: +34 91 101 93 96  
E mail: info@elektor.es

Elektor tiene una sección para ayudar a sus clientes a promocionar sus negocios, Mercado – una sección permanente de la revista donde puede mostrar sus productos y servicios.

## Ventas

**Precio por 1 año/11 ediciones:**

- 1 módulo, 20 mm x 45 mm, 350,00 €
- 2 módulo, 40 mm x 45 mm, 575,00 €
- 3 módulo, 60 mm x 45 mm, 750,00 €
- Por favor, suministre el material gráfico con una resolución mínima de 300 dpi
- Nosotros podemos encargarnos del diseño por usted

## HAMEG® Instruments

A Rohde & Schwarz Company

- Osciloscopios
- Fuentes de Alimentación
- Técnica de medida en RF
- Instrumentos programables

Great Value in  
Test & Measurement

www.hameg.com



### Frecuencímetro 2.5 GHz

Este diseño modular ofrece un amplio reango de frecuencias desde 40 MHz a 2.5 GHz e incluso la posibilidad de realizar medidas de nivel (dBm/mW/mV). Para el manejo y la visualización de los datos se utiliza el módulo de visualización del voltímetro True-RMS publicado en nuestra edición de mayo de 2009.

Se pueden construir dos versiones que se diferencian en la precisión y en el rango de tensión de entrada.



### Sistema de detección por imagen

En este sistema se utiliza el potente, a la vez que barato, micro PIC16F690 para procesar las imágenes procedentes de una pequeña cámara en blanco y negro (1916 x 1918 pixeles) mediante su entrada analógica. Esta imagen se puede comparar con otra de referencia almacenada en una EEPROM. El PIC puede detectar movimientos en la imagen e incluso las coordenadas de un fuente de luz 'vista' en la imagen. La imagen capturada se puede enviar al PC también.



### Procesador Digital Multi-Efectos

Toda interpretación musical suena mucho mejor con algunos efectos de sonido adecuados. Este pequeño circuito ofrece multiples opciones gracias a la utilización de un integrado especial de Spin Semiconductors. Este pequeño 'efecto milagroso' incluye conversores D/A y A/D de alto rendimiento, un retardo basado en memoria RAM, cuatro LFO, tres entradas analógicas adicionales y una ALU de 24 bits. El chip trae programados de fabrica ocho algoritmos de efectos estandar.

*Los títulos y los contenidos de la revista están sujetos a modificación; por favor, verifica el contenido en "revista" en www.elektor.es*

www.elektor.es www.elektor.es www.elektor.es www.elektor.es www.elektor.es www.elektor.es

## Visita Elektor en la web

### ÍNDICE DE ANUNCIANTES (por orden alfabético)

Cebek	www.cebek.es	págs. 2, 27 y 120
Eltim Audio	www.eltim.eu	pág. 55
Eurocircuits	www.eurocircuits.com	pág. 45
Hameg	www.hameg.com	pág. 116
Mikro Elektronika	www.mikroe.com	pág. 10
RS Components	www.rsonline.es	pág. 3

# Visita nuestra web e inscríbete en nuestro boletín electrónico semanal

# iE-weekly!



E-weekly es el boletín electrónico de Elektor que recoge las noticias más relevantes del sector. Cada viernes, lo reciben en su correo electrónico más de 130.000 profesionales de la electrónica a lo largo y ancho de este mundo sin barreras de comunicación. Nuevos componentes, desarrollos tecnológicos y todo aquello que necesitas saber sobre la electrónica en nuestro país, gratis en tu email cada semana. Suscribirte es muy fácil, solamente has de visitar nuestra página web

[www.elektor.es](http://www.elektor.es)

introduce tu correo electrónico y regístrate como usuario de la web de Elektor. A continuación recibirás un correo de confirmación de tus datos y, una vez que confirmes tu suscripción al boletín, cargaremos a tu cuenta Elektor 10 créditos completamente gratuitos para que pruebes nuestro sistema de descarga de artículos y te daremos acceso a nuestro archivo de noticias. Además, por supuesto, a partir de ese momento recibirás cada viernes en tu email nuestro boletín electrónico **E-weekly**.