

elektor

Nº 249
600 Ptas.
3,61 €

REVISTA INTERNACIONAL DE ELECTRONICA Y ORDENADORES

PIC17C placa procesador

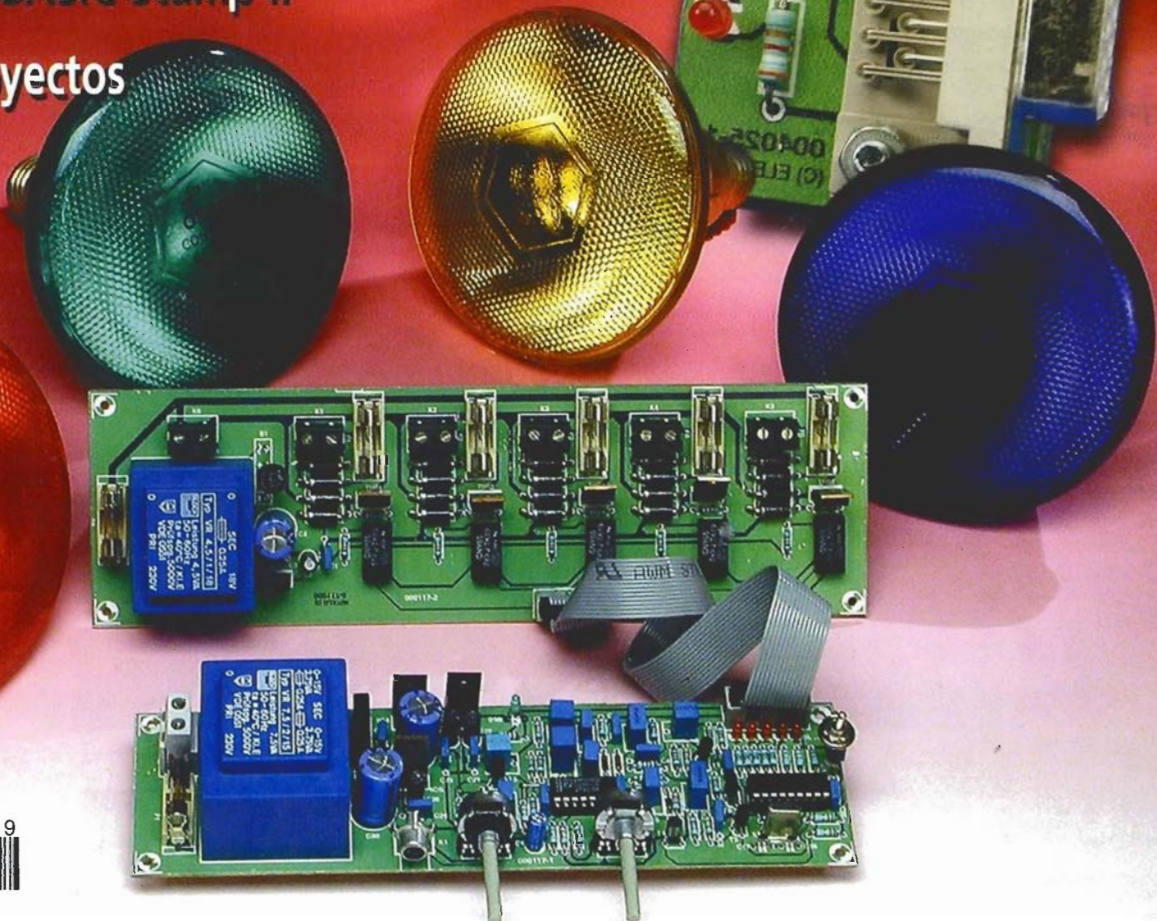
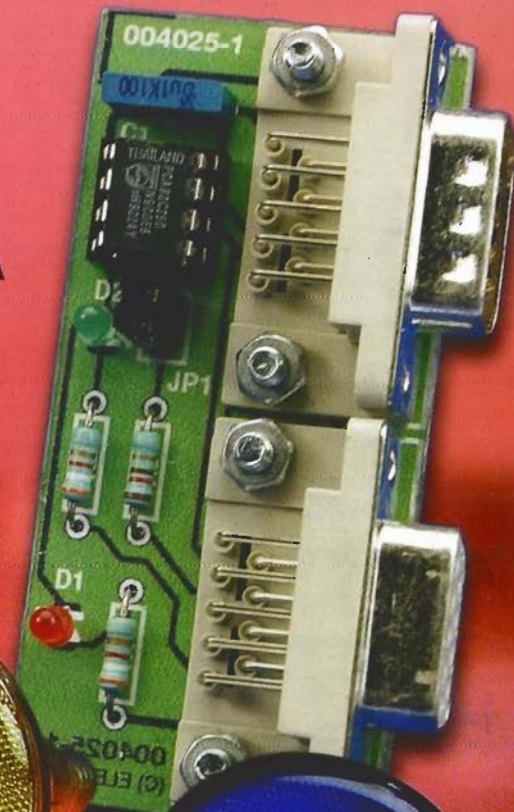


**Preamplificador RIAA
a válvulas**

■ Conversor de luz a sonido

■ Driver LCD para BASIC Stamp II

■ 20 Pequeños Proyectos



Director
Eduardo Corral

Colaboradores
Jose M^a Villoch, Pablo de la Muñoza, Andrés Ferrer.

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

Publicidad
Jefe de publicidad: Julio Molejo
Coordinadora de publicidad: Gemma Sustacta
C/ Medea, 4 5^a planta (Edificio ECU)
Tel.: 91 754 32 88
Fax: 91 754 18 58
28037 MADRID
email: publicidad@lar.es
Delegación Cataluña

ad press

Delegado: Isidro Ángel Iglesias
Jefe de publicidad: Eva Matute
Comte d'Urgell, 165-167, 1^o 3^a escalera B
08036 BARCELONA
Tel.: 93 451 89 07
Fax: 93 451 83 23
email: ad_press@sakma.com

Suscripciones
C/ La Forja, 27-29
28850 Torrejón de Ardoz (Madrid),
Tels.: 91 677 70 75 - Fax: 91 676 76 65

Edita

LAR
LARPRESS, S.A.

Director Editor
Julio Rodríguez

Director de Producción
Gregorio Goñi
Director de Publicidad
Eloy Manzanillo

Distribución en España
COEDIS, S.A.
Ctra. Nacional II Km. 602,5
08750 Molins de Rei - Barcelona
Tel.: 93 680 03 60
Importador exclusivo Cono Sur:
CEDE, S.A.
C/ Sudamérica 1532
1290 Buenos Aires - Argentina
Tel.: 302 85 06 - 302 85 22
Distribución en Argentina:
Capital: Huesca y Sanabria
Interior: DGP
Importador para Chile:
Iberoamericana de Ediciones, S.A.
C/ Leonor de la Corte, 6035. Quinta Normal
Santiago de Chile
Tel.: 774 82 87 - 774 82 88
Distribución en Chile:
Alfa, S.A.
Distribuidor exclusivo en Mexico:
Cade, S.A.
C/ Lago Ladoga, 220 colonia Anahuac
Delegación Miguel Hidalgo - Mexico D.F.
Tel.: 545 65 14
Distribución Estados: Autrey
Distribución D.F.: Unión de Voceadores
Distribución en Venezuela:
Distribuidora Continental
Distribución en Colombia:
Disunidas, S.A.
Distribución en Ecuador:
Disandes
P.V.P. en Canarias, Ceuta y Melilla 600 Ptas.

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

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

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

ARI Asociación de
Revistas de Información

PEQUEÑOS CIRCUITOS

Adaptador de memoria para volímetros.....58	Descubriendo a Furby.....52
Adaptador EPROM 2532/2732....42	Entrada al BUS CAN.....59
Amplificador de 11 W estéreo o 22 W mono.....41	Fuente de ruido optimizada para semiconductor.....51
Amplificador de instrumentación con CRM mejorado.....55	Información de visualizadores.....42
Amplificador diferencial de alta tensión.....43	Modelo de cielo de noche.....44
Amplificadores operacionales rail-to-rail y over-the-top.....66	Multiplexor I ² C.....56
Aviso de luz de maletero de coche.....53	Regulador de 150 mA con OK O/P.....50
Comparador basado en oscilador de cristal.....50	Regulador de tensión conmutado.....51
Convertidor DC/DC de 1.5V a +34V.....57	Regulador en puente negativo.....45
	Sencillo controlador de bomba de vaciado.....52
	Voltímetro sencillo.....44

OTRAS EDICIONES

FRANCIA
Elektor sarl
21-23 Rue des Ardennes
B.P 11666; 75019 PARIS
Editor: G.C.P. Raedersdorf

ALEMANIA
Elektor Verlag GmbH
Süsterfeldstr. 25
52072 AACHEN
Editor: E.J.A. Krempelsdorf

GRECIA
Elektor EPE
Karaïskaki 14
16673 Voula—ATHENA
Editor: E. Xanthoulis

INDIA
Elektor Electronics PVT Ltd
Chhotani Building

52C, Proctor Road, Grant Road (E)
BOMBAY 400 007
Editor: C.R. Chandarana

HOLANDA
Segment BV
Peter Treckpoelstraat 2-4
6191 VK BEEK
Editor: P.H.M. Baggen

POLONIA
Elektor Elektronik
UL Burleska 9
01-939 Warszawa
Editor: W. Marciniak

PORTUGAL
Ferreira & Bento Lda.
Campo Grande, 56 - 8^o/9^o
1700 LISBOA
Editor: F. Ferreira de Almeida

ESPAÑA
LARPRESS, S.A.
C/ Medea, 4 5^a planta (Edificio ECU)
28037 MADRID
Editor: Julio Rodríguez

SUECIA
Electronic Press AB
Box 5505
14105 HUDDINGE
Editor: Bill Cedrum

INGLATERRA
Elektor Electronics
P.O. Box 190
Tunbridge Wells TN15 7WY
Editor: Len Seymour

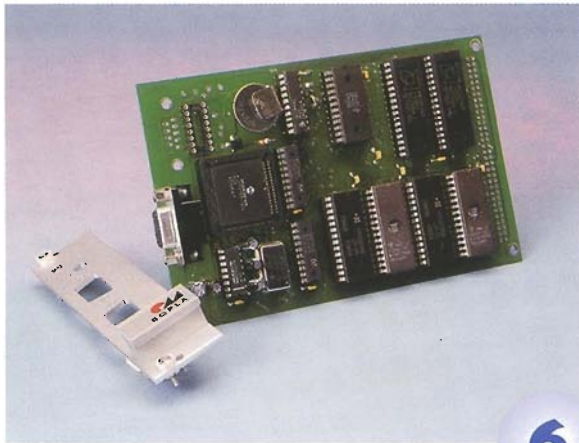
CONTENIDO

CONSTRUCCION DE PROYECTOS

PIC17C placa procesador

El ordenador PIC 17C descrito en este artículo es un sistema flexible y fácilmente ampliable, el cual se puede programar cómodamente. En el núcleo del

sistema está el potente microcontrolador PIC17C756.



6

Preamplificador RIAA a válvulas

A pesar de los CDs y el procesamiento digital de las señales de audio, aún hay devotos de la grabación del sonido sobre vinilo. Además, esta gente adora el sonido analógico, en compañía de la tecnología contemporánea de válvulas. Para ellos, aquí tenemos nuestro amplificador MC/MD basado en el ECL 86.



34

Construcción de proyectos

- 6 PIC17C placa procesador
- 26 Conversor de sonido a luz PLUS
- 34 Preamplificador RIAA a válvulas

Regulares

- 3 Sumario
- 9 Próximo Número
- 16 Teletipo
- 40 Terminal de radio avanzado para Linux (LART)
- 46 Amplificador de AF 1,5 V
- 49 Anuncios Breves
- 54 Búsqueda de componentes y hojas de características
- 60 Libros
- 61 Nuevos Libros
- 62 EPS
- 65 Guía de Compras
- 68 Driver LCD para BASIC Stamp II
- 72 Luz de jardín

PIC17C Placa Procesador

Sencilla placa de ordenador basada en el PIC17C756

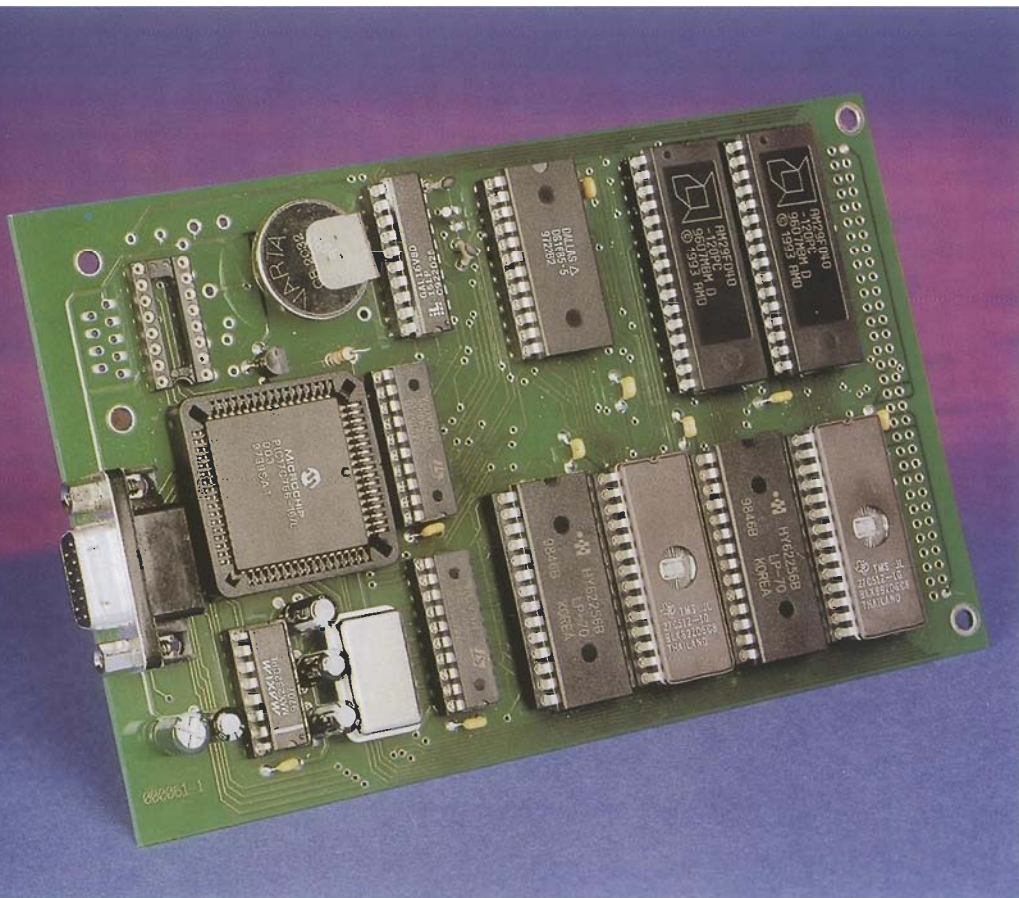
Diseñado por Prof. F. P. Volpe y B. Wegmann

El ordenador PIC17C descrito en este artículo es un sistema flexible y fácilmente expandible, el cual se puede programar a través de un PC sin necesidad de utilizar un costoso programador: el corazón del sistema microcontrolador es el rápido y potente PIC17C756 de Microchip Technology.

Con los sistemas microcontroladores programables, el programa monitor está normalmente almacenado en una EPROM externa. Esto requiere que el controlador sea capaz de inhabilitar su completa memoria interna de programa, y coger todas las instrucciones de la memoria externa. Más aún, la estructura de memoria externa debería ser muy similar, si no igual, a la de la memoria interna (en este caso con una anchura de 16 bits).

Núcleo y periféricos

El núcleo del PIC17 SBC (ordenador monoplaca), cuyo esquema de circuito se puede ver en la Figura 1 es el de un sistema microcontrolador clásico, es un microcontrolador tipo PIC17C756 de Microchip Technology. Este controlador tiene un set de 58 instrucciones tipo word (palabra) que se ejecutan en un solo ciclo de reloj, con excepción de los saltos de programa y las operaciones de acceso a tablas. El PIC17C756 opera con tensiones de alimentación que van desde 3,0 a 6,0 V y a frecuencias de reloj que van desde DC a 33 MHz.



Principales características

- PIC17C756 CPU
- Sistema monitor residente en EPROM
- Usar programas cargados en memoria Flash por medio de un Sistema Monitor
- SRAM
- Reloj en tiempo real con batería de backup
- Eurotarjeta con conector para expansión DIN-64AC
- 100 % compatible con Microchip MPLAB
- Decodificador de dirección flexible utilizando GAL

El reloj se divide internamente por cuatro, por lo que los ciclos de máquina tienen un mínimo de 121 ns. Esta especificación delimita los tiempos de acceso de la memoria por debajo de 120 ns. El núcleo del microcontrolador tiene un multiplicador hardware de 8x8, 18 fuentes de interrupción y una pila de 16 niveles. El 17C756 tiene un tamaño de memoria de datos de 902x8 bits y una memoria interna de programa de 16Kx16 bits.

El uso de una memoria de programa no es obligatorio, sin embargo, debido a que el controlador es capaz de trabajar en uno de tres modos, la Figura 2 ilustra las diferentes disposiciones de memoria que pueden adoptarse.

Modo microcontrolador: toda la memoria de programa está localizada en el chip.

Modo microcontrolador expandido: la memoria de programa está situada entre las posiciones 0000h y 3FFFFh en el chip, mientras que el rango de memoria que va desde 4000h a FFFFFh se direcciona externamente. En este sistema, los puertos PortC y PortD actúan con las líneas de datos y direcciones multiplexadas. La demultiplexación tiene lugar usando la señal ALE y dos latches de tipo D. Obsérvese que el bus de direcciones y datos tiene una anchura de 16 bits.

Modo microprocesador: la memoria de programa completa es externa, y se puede direccionar un rango de memoria de hasta 64 Kb. La memoria de programa no se utiliza. El acceso a memoria externa es la misma que en modo microprocesador extendido, sin embargo, la memoria se direcciona desde la posición 0000h. El acceso a los bits de configuración, test de memoria y la ROM de arranque no es posible en este modo.

En el PIC17C SBC descrito aquí, el PIC17C756 opera en modo microprocesador. Cuando el chip no sea auto-programable, también trabajará en este modo.

Encapsulado en un PLCC-68, el PIC17C756 ofrece un gran número de elementos periféricos. Pueden direccionarse individualmente un total de 50 líneas de I/O. Cada línea puede alimentar o entregar 25 mA en las líneas RA y hasta 60 mA en las líneas RB (a 12 V), que es útil para direccionar LEDs. Es posible usar cuatro pines como entradas de captura con una resolución de un ciclo máquina (121 ns), y tres pines como salidas PWM con una resolución de 1-10 bits.

Entre las características del 17C756 se encuentran: un timer/contador de 16 bits con un pre-escalador programable, dos temporizadores/contadores de 8 bits y uno de 16 bits, además de un reloj generador para la velocidad de dos interfaces síncronos universales serie (USART/SCI). También tiene un puerto serie síncrono (SSP) que soporta varios modos (SPI, I²C y I²C master), y un conversor analógico-digital con 12 canales y una resolución de 10 bits que permite procesar de forma directa cantidades análogas.

El 17C756 también ofrece un temporizador de arranque de alimentación, un circuito de reset de conexión de alimentación, reset hardware y software de protección. Asimismo opera en modo de baja potencia con varias opciones de oscilador.

Se debería tener en consideración que el temporizador de watchdog (WDT) está activo por defecto. Esta función sólo puede desactivarse por programa, por tanto, cuando programemos debemos tener siempre el

control del WDT, reseteándolo para evitar que se genere un reset no deseado. A primera vista, esto puede parecer una tarea tediosa, sin embargo, la existencia del WDT permite una programación estructurada y da lugar a programas estables.

El circuito microcontrolador tiene dos pequeños integrados satélites, un integrado oscilador, IC15, y un integrado supervisor, IC14, el cual resetea el microcontrolador cuando la tensión de alimentación cae por debajo de un cierto nivel. El pulsador conectado a la línea reset master MCLR permite resetear manualmente al SBC. El microcontrolador supervisor MPC120/130 ya se vio en un número pasado de este mismo año de nuestra revista. A propósito, el MCP130, tiene una resistencia interna de pull-up, por lo que R1 se puede omitir.

Mapa de memoria

La estructura general de la memoria se ilustra en la Figura 3. En modo microprocesador la memoria de programa va desde la dirección 0000h a FFFFh y está fuera del chip. La Figura 3 proporciona información sobre la forma de mapear el mapa de memoria externa. La EPROM monitor está localizada en el rango 0000h a 1FFFh, ocupando 8 Kb. Para proporcionar los bytes alto y bajo se utilizan dos 27C512 (IC9 e IC10). El byte alto de la EPROM está etiquetado 000061-21b y el byte bajo de la EPROM 000061-21a. No debemos mezclarlos.

En la EPROM, los vectores de interrupción están localizados en las direcciones 0008h, 0010h, 0018h y 0020h. Podemos utilizar esos vectores de interrupción en un programa de usuario ejecutado desde memoria Flash, entonces esas direcciones EPROM saltan a direcciones Flash 9F08h, 9F10h, 9F18h y 9F20h.

El programa de usuario se mantiene en dispositivos de memoria Flash AM29F010 o AM29F040. Aquí también utilizamos dos dispositivos de 8 bits en paralelo. El programa de usuario da un total de 32 Kb en el rango de direcciones desde 2000h a 9FFFFh. Este tamaño debería ser adecuado para la mayoría de las aplicaciones, sino para todas. Si no requerimos de más memoria de usuario tendremos que reprogramar el sistema GAL. Las memorias Flash del tipo 29F040 tienen una capacidad de 4 Mbit, que es una buena capacidad. Eso mismo lo podemos aplicar a la memoria de datos -dos SRAMs del tipo 62256 (IC6/IC7)-, la cual tiene un rango de direcciones que va desde A000h a CFFFFh. Aunque hay espacio de memoria disponible hasta los 20 Kb, deberíamos notar que el rango de direcciones total está limitado hasta los 64 Kb.

Todas las direcciones son decodificadas por

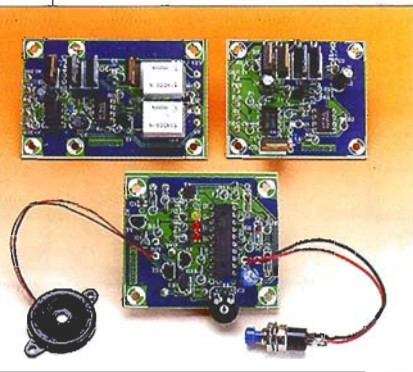
GBPM Placa prototipo Gameboy

Continuaremos con la línea de publicaciones sobre las GB con una placa de ampliación para el cartucho de Gameboy. Utilizando esta placa, y las herramientas de desarrollo descritas en un número de nuestra revista de este año, podremos desarrollar nuestras propias aplicaciones para la Gameboy Nintendo clásica, de color o de bolsillo. La GBPM traerá las señales del bus y suministrará tensiones a una ampliación de placa, la cual, además del cartucho ROM, permite fijar componentes de tamaño normal.

Controlador de velocidad a duo

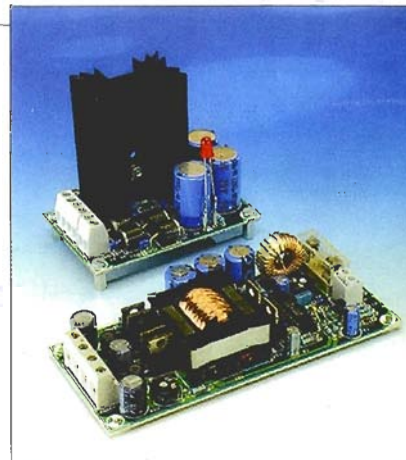
Este controlador de velocidad para motores de modelismo consta de dos placas: la propia controladora y una placa

excitadora de potencia. Esta construcción permite la incorporación de la electrónica en un barco, avión o coche de modelismo, donde el espacio es siempre muy reducido y donde las caídas de tensión debida a las altas corrientes del motor se deben de evitar en lo posible.



Fuente de alimentación de alta tensión

Esta fuente de alimentación fue originalmente diseñada para complementar el 'preamplificador RIAA a válvulas', en combinación con una sección de 12 V (para alimentar el filamento) y una sección de alta tensión (para alimentar el ánodo). Sin embargo, pudimos descubrir que sus resultados eran excelentes para otras aplicaciones. El convertidor de 330 V está dimensionado para alimentar hasta 30 W. Se puede alimentar a través de una placa con regulador independiente, además de con la batería de nuestro coche. Con una pequeña modificación, es posible alimentar una lámpara PLC de 20 V en una caravana.



Enlace de radio a través de sistema ID

Este artículo introduce un sistema de identificación con enlace de radio basado en PC. Consta de un receptor central y hasta 16 terminales. El receptor está conectado a un ordenador a través del puerto centronix, cada unidad tiene un botón para accionarla. Cuando se presiona el botón, la unidad terminal envía un código único a la central. El receptor intercepta el código y el ordenador lo decodifica y presenta en pantalla el número del terminal que se ha activado. La distancia de operación puede alcanzar 75 m entre edificios y 200 m en campo abierto.

CONTROL Y ROBÓTICA

BASIC Stamp:

- Reprogramable
- Lenguaje BASIC
- 8/16 Líneas de E/S
- Desarrollo Rápido
- Aplicaciones Disponibles



BS1: 11.220 Ptas.
BS2: 16.170 Ptas.

Microcontrolador Scenix:

- Reprogramable
- Compatible con PICs
- 20x más rápido que PICs
- Más de 100MIPS
- 18/28 pines



SX18AC/DP: 1.223 Ptas
SX28AC/DP: 1.272 Ptas

Programador SXTech

- Con debugger / emulador
- Placa con zócalo para SX28 y breadboard
- Manual muy completo
- Dos SX28AC/DP y dos resonadores de 50MHz



49.170 Ptas

C.I. Especiales E-Lab

- Compatibles con PICs y BASIC Stamps
- Fácilmente configurables
- Interfaz: LCD ; serie para paralelo; control de motor paso a paso.



EDE300: 3.531 Ptas
EDE1200: 2.112 Ptas

Displays LCDs Inteligentes

- STN-Super Twist Nematic
- Buen contraste y alta estabilidad
- Generador de caracteres integrado
- Comando SEROUT en el BASIC Stamp



2x16: 12.936 Ptas
Gráfico 120x32: 28.776 Ptas

Servos Estándar

- Alimentado a 4,8V
- Velocidad de 0,19s a 60°
- 3 alambres: 2 de alimentación +1 de señal
- Comando PULSOUT en el BASIC Stamp



4.488 Ptas

Paquete PICBASIC

- Compatible con BASIC Stamp y MPASM / ICE
- Más rápido que "C" o Assembler
- Compilador PICBASIC, programador EPICPlus, Cable, Proto18 y 16F84



45.417 Ptas

Robot BoE-Bot:

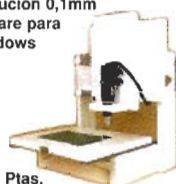
- Control BASIC Stamp 2
- Interfaz Serie RS232
- Zona de experimentación
- Expandible



Kit completo: 50.148 Ptas.

Máquina de 3 ejes:

- Perforación de PCBs
- BASIC Stamp 2
- Resolución 0,1mm
- Software para Windows



149.450 Ptas.

Robot Insecto

- BASIC Stamp 1
- Hexápodo caminante
- Auténtico insecto con antenas
- Detecta obstáculos



36.696 Ptas

Robot BigFoot

- BASIC Stamp 1
- Bipedo caminante
- Detecta obstáculos
- 2 LEDs simulando ojos



29.250 Ptas

Brazo del Robot

- 5 Ejes
- Interfaz serie RS232
- Microcontrolador SSCII
- Ambiente DOS o Windows



53.473 Ptas

Robot Micro-Ratón

- Controlador First Step con BASIC Stamp 1
- Base móvil con ruedas
- Funciona con detector de proximidad o rastreador de pistas



26.051 Ptas

Modem para Red Eléctrica

- Velocidad hasta 2400bps
- Envía y recibe datos en red eléctrica
- Control de los aparatos eléctricos, sistemas de seguridad, domótica etc.



7.920 Ptas

Libros Diversos

- Sobre robótica y microcontroladores:
- Mobile Robots
- BASIC Stamp
- Programming & Customizing BASIC Stamp
- Microcontroller Projects



Desde 8.800 Ptas

Músculos Flexinol

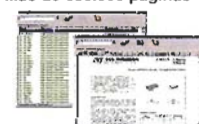
- Robot Stiquito en kit
- Con base en músculo eléctrico Flexinol
- Kit del Robot contenido en Libro Escrito "for Beginners"



10.763 Ptas

Enciclopedia Data-Net

- 20CDs con datasheet de de 320.000 componentes de 83 fabricantes
- Más de 650.000 páginas



22.367 Ptas

Pida información sobre:

Microcontroladores y Robótica: Catálogo General en español - gratis.

UniTool: Software de CAD 2D para proyectos eléctricos. 155.000 Ptas

*NB: IVA incluido. Gastos de envío 2500 Ptas. Pago en Pesetas contra reembolso.



ALIATRON - Sistemas e Equipamentos Técnicos, Lda ☎ +351-21-989-8410 📠 +351-21-989-8419

Parque da Colina, Lote D, Esc. 3 • Qta. Sto. André • 2670 Sto. Ant. Cavaleiros • PORTUGAL • W3: www.aliatron.pt • Email: vendas@aliatron.pt

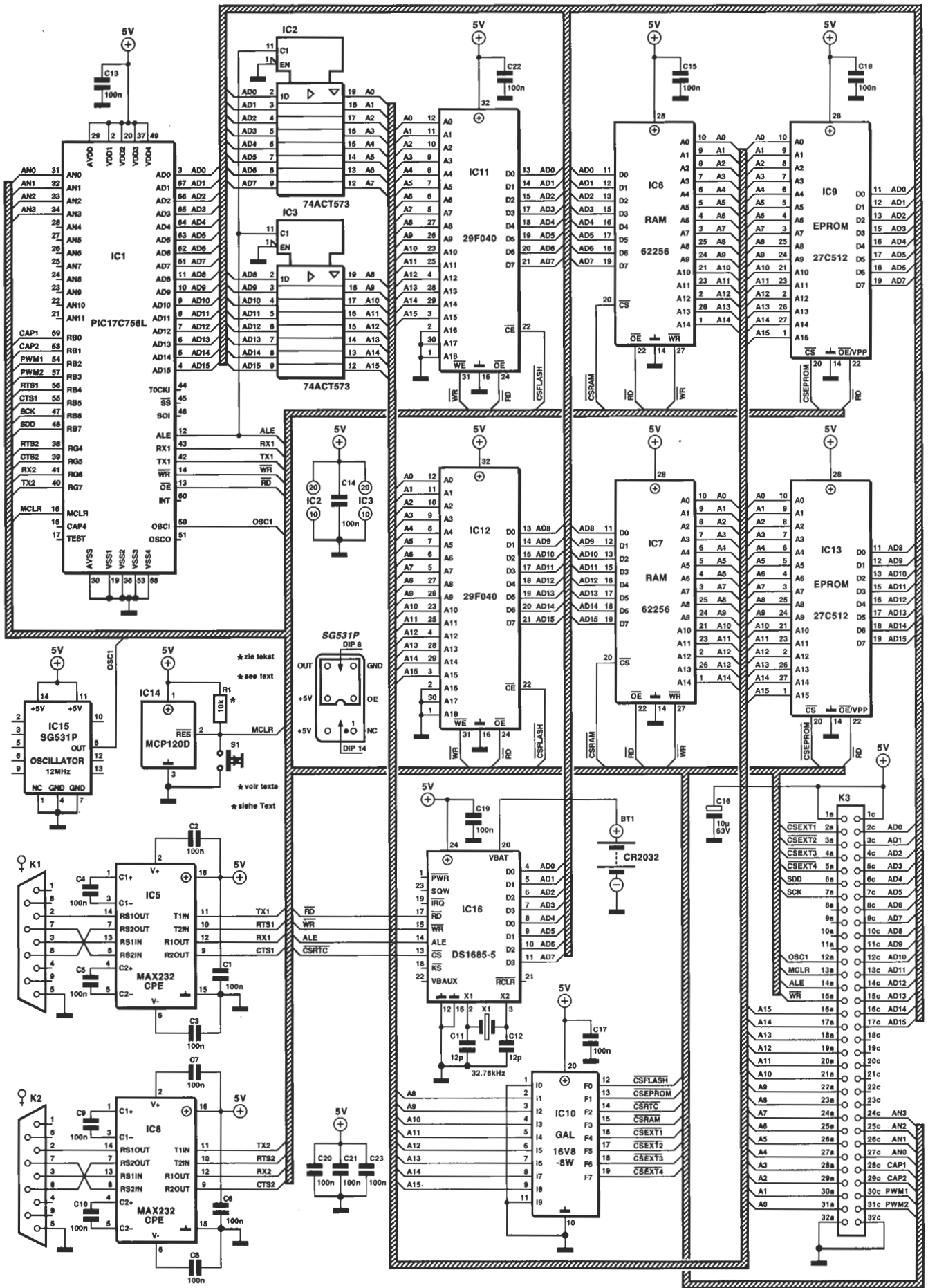


Figura 1. Esquema del circuito de la placa del procesador PIC17C.

un único componente, una GAL de tipo 16V8D. Su contenido está listado en la Figura 4. La GAL decodifica cuatro señales, Extern1 a Extern4, en el rango de direcciones D000h a EFFFh. Cada una de ellas ocupa 2 Kb. Las señales Extern 1-4 también son accesibles en el conector de salida de 64 pines y pueden utilizarse para direccionar tarjetas de ampliación. El autor espera poder describir este tipo de tarjetas en futuros artículos de Elektor. Por último, el rango de direcciones F000h a FFFh está destinado para el reloj de tiempo real (RTC) IC16, un DS1685-5. Como comentario diremos que los condensadores C11 y C12 no son estrictamente necesarios y pueden omitirse.

Comunicación

Para la comunicación, el PIC17C tiene dos interfaces serie RS232 unidos a dos USARTs dentro del microcontrolador. El control del sistema y la descarga desde el PC se manejan desde la USART2. El PIC17 SBC emplea los siguientes parámetros de comunicación:

- 9.600 bits/s
- 8 bits de datos
- sin paridad
- 1 bit de stop
- echo on local
- añade línea feed (LF) cuando se recibe un retorno de carro (CR)

El primer interface serie, USART1, está libre para aplicaciones de usuario.

Se usan dos integrados MAX232 para manejar la función de conversión de niveles de señal entre el microcontrolador y el puerto serie del PC. Una vez se haya cargado el programa en la memoria Flash (a través de la USART2), el SBC puede trabajar en modo stand-alone. Llegados a este punto, la USART2 está habilitada y disponible.

Construcción

Hay poco que decir sobre el montaje de la placa, que se puede ver en la Figura 5. Sin embargo, deberíamos aconsejar el uso de un soldador de estaño de pequeña potencia y punta fina. Al soldar debemos de extremar la precaución y procurar no unir pistas. Por ello deberíamos emplear zócalos de alta calidad para todos los integrados.

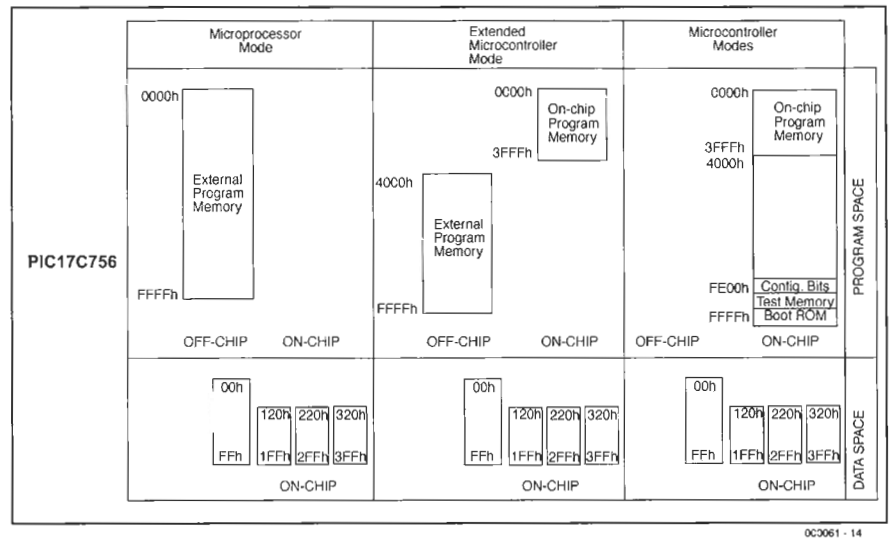


Figura 2. Mapa de memoria para los distintos modos de operación.

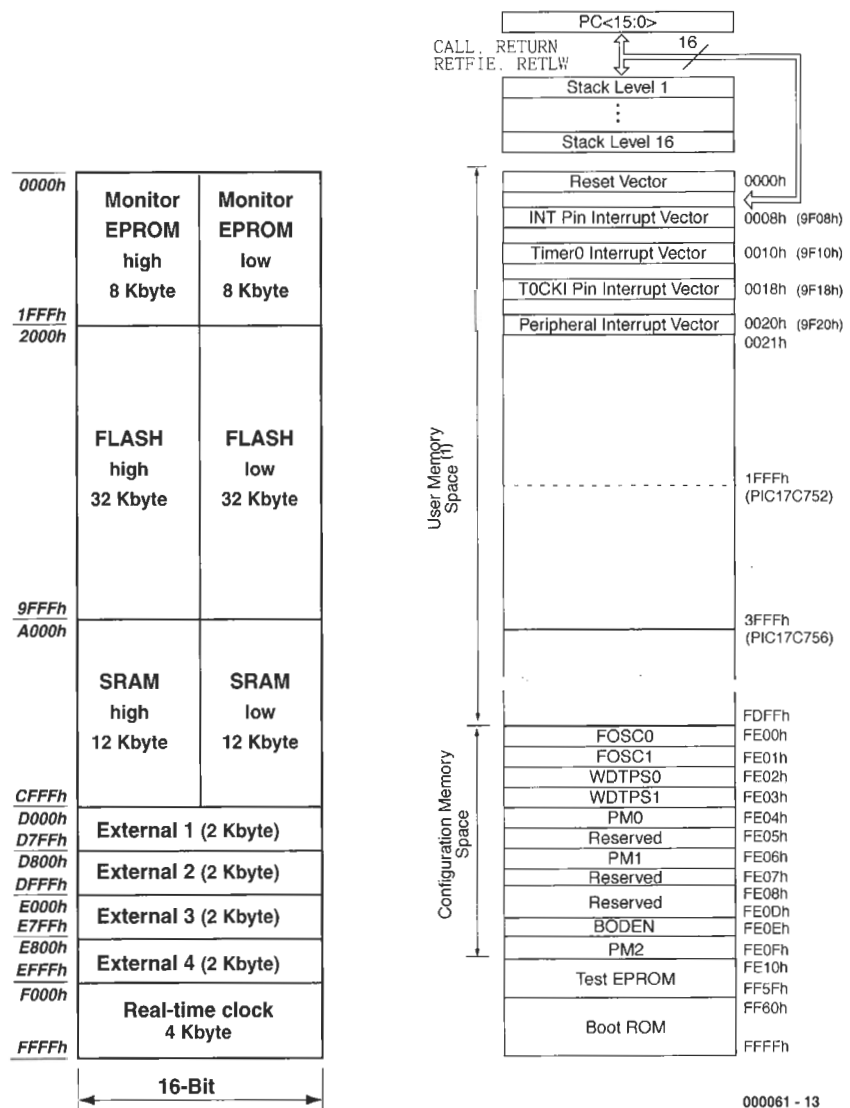


Figura 3. Dirección de memoria del PIC17C756. El monitor comienza en 1FFFh:

```

1:Name           Mon;
2:Partno        IC10;
3>Date          08/11/99;
4:Rev           01;
5:Designer      Bernd Wegmann;
6:Company       FH-Aschaffenburg;
7:Assembly      None;
8:Location      None;
9:Device        g16v8;
10:
11:/******
12:/*
13:/******
14:
15:/** Inputs **/
16:
17:Pin [2..9] = [A8..A15]; /* Adresen */
18:
19:
20:/** Outputs **/
21:
22:Pin 12 = !Flash; /* EN von Tastenmatrix */
23:Pin 13 = !Eprom;
24:Pin 14 = !Uhr;
25:Pin 15 = !SRam;
26:Pin 16 = !Ext1;
27:Pin 17 = !Ext2;
28:Pin 18 = !Ext3;
29:Pin 19 = !Ext4;
30:
31:/* equations */
32:
33:Flash = A14 & !A15 # A13 & !A15 # !A13 & !A14 & A15;
34:
35:Eprom = !A13 & !A14 & !A15;
36:
37:Uhr = A12 & A13 & A14 & A15;
38:
39:SRam = A13 & !A14 & A15 # !A12 & !A13 & A14 & A15;
40:
41:Ext1 = A15 & A14 & !A13 & A12 & !A11;
42:
43:Ext2 = A15 & A14 & !A13 & A12 & A11;
44:
45:Ext3 = A15 & A14 & A13 & !A12 & !A11;
46:
47:Ext4 = A15 & A14 & A13 & !A12 & A11;
48:
49:/* end of equations */
50:
51:
52:
53:
54:
55:
Jedec Fuse Checksum      (3373)
Jedec Transmit Checksum  (cffa)

```

Figura 4. Listado JEDEC del contenido de la GAL. Esto debería ser fácil para modificar memorias de 4 Mbit.

La placa PIC17C SBC tiene un tamaño estándar de eurotarjeta (10x16 cm), y debería ser fácil de instalar en un rack de 19 pulgadas utilizando una bandeja de una unidad. Si nos decidimos por el montaje en rack, el interruptor de reset debe fijarse en el panel frontal y cablearse hasta el circuito en vez montarlo sobre la propia placa.

Sistema de desarrollo

Podemos construir un excelente sistema de desarrollo del PIC17C si usamos el paquete MPLAB-IDE de Microchip, el cual está disponible gratuitamente para cargarlo desde la página web Microchip:

<http://www.microchip.com/10/Tools/PICmicro/DevEnv/MPLABi/Software/v50000/index.htm>

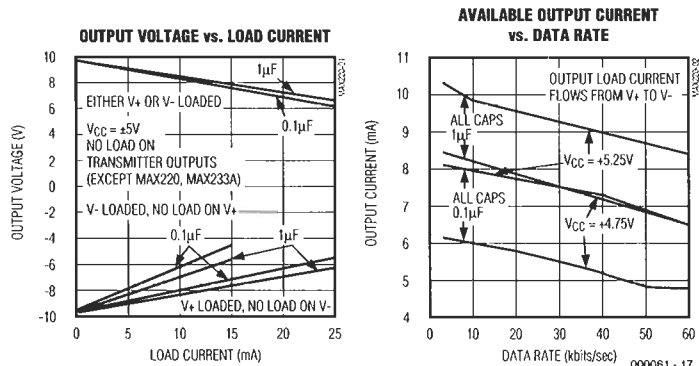
Este sistema de desarrollo incluye todas las herramientas necesarias, como un ensamblador, linker, editor y un simulador.

Es posible integrar un compilador gratuito de C con una versión de prueba con un plazo de 30 días. También se puede descargar el manual y un tutorial.

Una vez hayamos escrito y comprobado utilizando MPLAB-IDE, lo siguiente que tenemos que hacer es cargarlo en el SBC en forma de

MAX232

La función del interface convertidor de nivel tipo MAX232 es generar tensiones simétricas en las líneas del puerto RS232 desde una tensión de alimentación simple y otra desde niveles RS232 hasta niveles TTL. El convertidor elevador del integrado utiliza dos condensadores para hacer un circuito bomba elevador conectando los condensadores a los pines C1 ± y C2 ±. Normalmente, se utilizan condensadores de 1 µF, pero no se requiere un valor tan grande cuando el consumo de corriente no es demasiado alto. Los diagramas muestran la relación entre la corriente de carga, la tensión de salida y la capacidad de carga para el MAX232A. Si nos hemos dado cuenta de las pequeñas capacidades que hay en la placa podremos sustituirlas por condensadores de 1 µF que aseguren una transferencia de datos de hasta 120 Kbits/s. La PCB tiene espacio suficiente para condensadores mayores. Nótese que el MAX232E alcanza velocidades de hasta 200 Kbits/s, utilizando los mismos condensadores.



fichero hexadecimal. Esto se maneja con el programa monitor sobre el PIC17 SBC. El ensamblador normalmente producirá un fichero hexadecimal para EPROMs de 16 bits. A través del monitor, este formato se puede

transferir a memoria Flash. Utilizando formato Split (S), produce dos ficheros de anchura 8-bit, para el byte bajo y alto.

El fichero HEX se puede enviar a la memoria Flash sobre la SBC desde

la dirección 2000h utilizando la opción 'Send Textfile' de cualquier programa terminal. Sin embargo, también es posible escribir el programa para un rango de memoria diferente, por ejemplo, directamente en la SRAM. La dirección de comienzo siempre se indica por

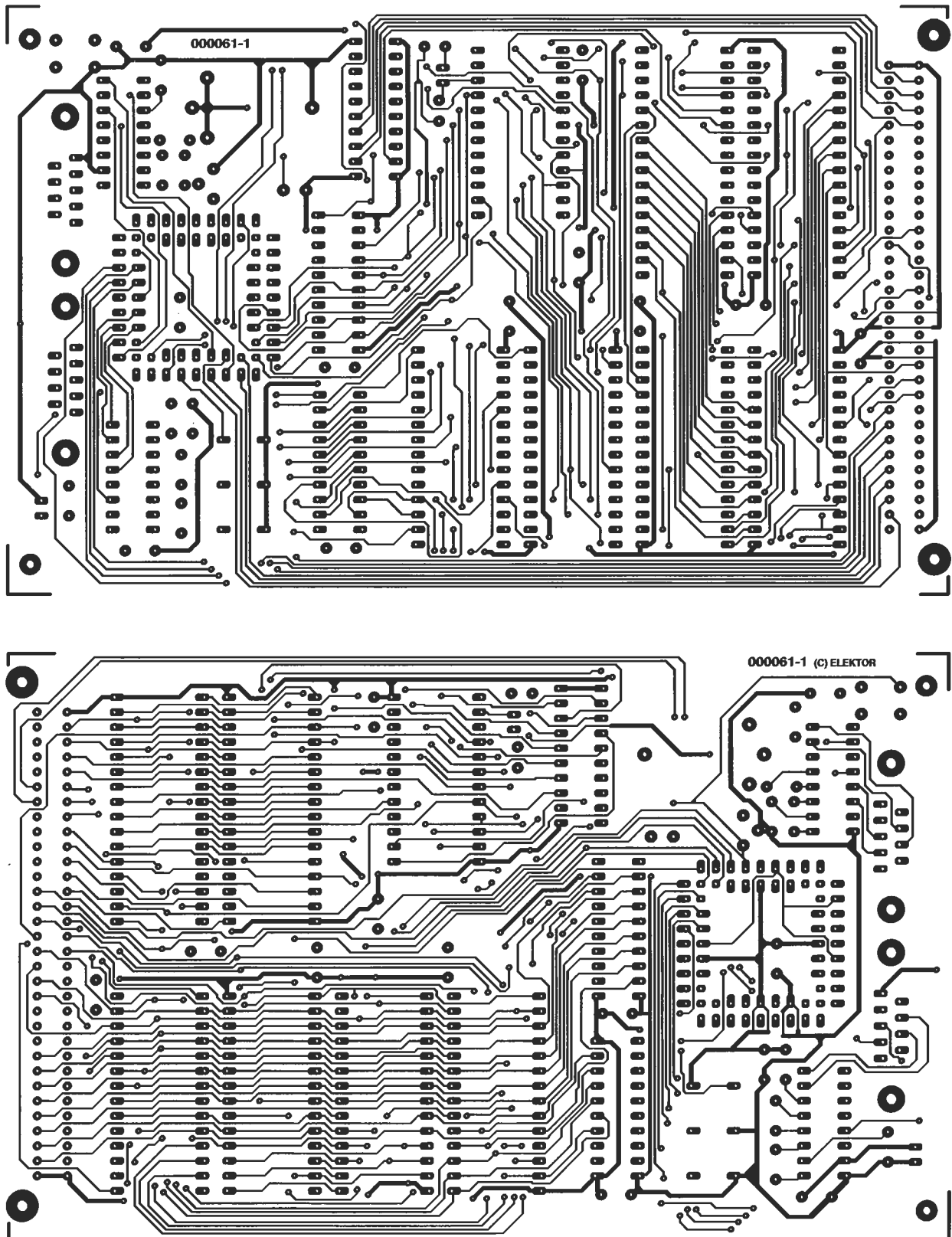
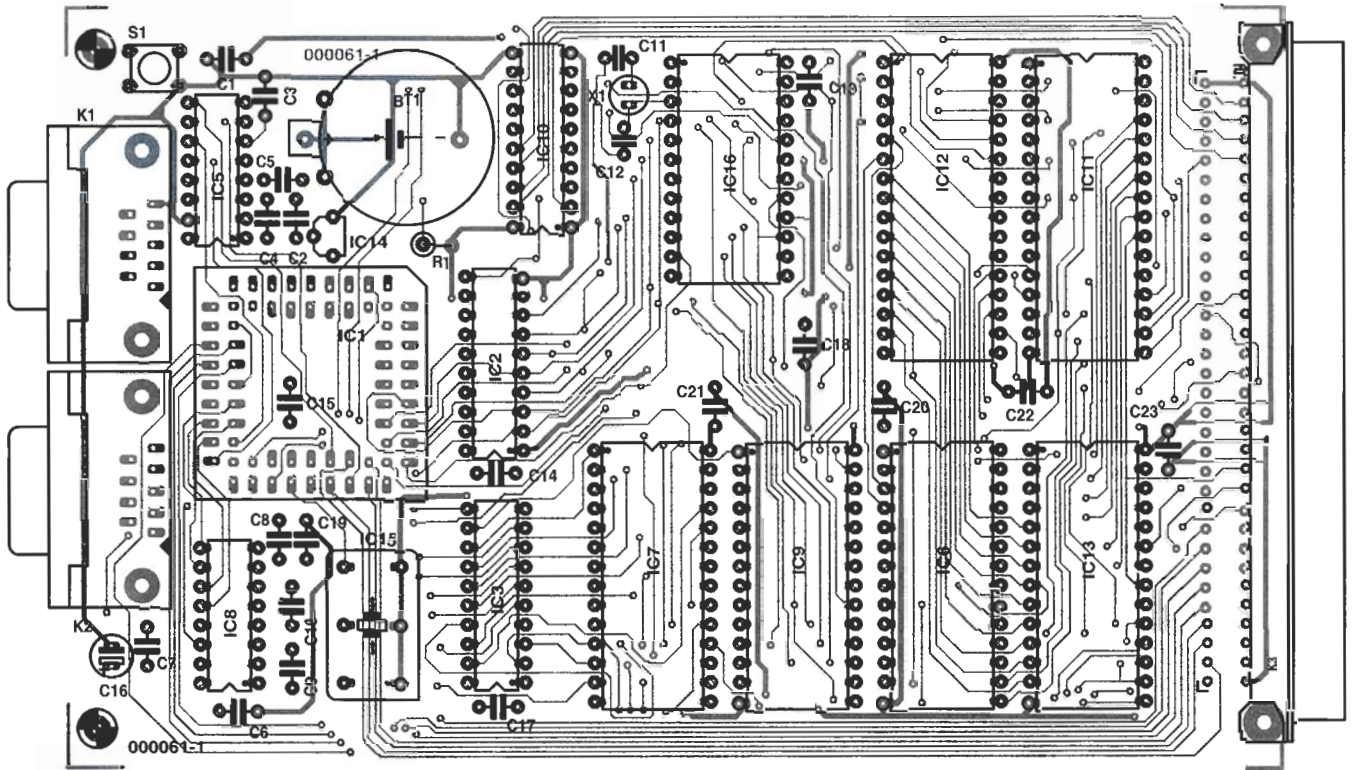


Figura 5. Diseño de la placa de circuito impreso a doble cara diseñada para la placa del procesador PIC en tamaño Eurocard.



LISTADO DE COMPONENTES

Resistencias:

R1 = 10kΩ

Condensadores:

C1-C10, C13, C14, C15, C17, C18, C19 = 100nF

C11, C12 = 12pF

C16 = 10μF 63V radial

Semiconductores:

IC1 = PIC17C756-16L (no duños, o -A o -B)

IC2, IC3 = 74ACT573

IC5, IC8 = MAX232CPE

IC6, IC7 = 62256 (HM6225BLP-12), tiempo de acceso 120 ns o menos

IC9, IC13 = 27C512 programado, código de pedido **000061-21**,

tiempo de acceso 120 ns o menor (dos EPROMs, a y b)

IC10 = 16V8-D (programado), código de pedido **000061-31**

IC11, IC12 = AM29F010 120PC o AM29F040 120PC

IC14 = MCP120D o MCP130 450 DITO

IC15 = oscilador de 8 ó 14 pines, 16 MHz (Seiko Epson 531P)

IC16 = DSI1685-5 (Dallas)

Varios:

K1, K2 = conector hembra sub-D 9 acodado para montaje en PCB

K3 = conector de 64 pines acodado DIN64AC

S1 = pulsador, un contacto. Bourns tipo 7906H-001-300

X1 = cristal de cuarzo 32,76 KHz

BT1 = CR2032 pila de litio (necesario con soporte)

Zócalo PLCC de 68 pines

PCB con código de pedido **000061-1**

medio de la directiva ORG en el código fuente. Sin embargo, observe que en el SBC el comando G sólo ejecuta el programa encontrado en la dirección 2000h, mientras que en el modo Stand-alone también espera que el programa esté disponible desde la dirección 2000h hacia adelante.

El modo Stand-alone puede seleccionarse sin necesidad de cambiar un puente o hardware similar. Simplemente resetearemos el controlador y no enviaremos nada a través de la USART2 durante unos 10 segundos. El SBC entonces ejecutará automáticamente el programa almacenado a partir de la dirección 2000h.

El sistema monitor ofrece los siguientes comandos:

D: descargar

S: establecer tiempo

T: visualizar tiempo

Z: poner fecha, Z DD.MM.YY

A: mostrar fecha

B: leer bloque, B AAAA AAAA

W: escribir palabra, W AAAA DDDD

R: leer palabra, R AAAA

G: ejecutar programa en Flash

E: borrar memoria Flash

H: ayuda, comandos o sintaxis

Con el PIC17C SBC alimentado y conectado al PC, el monitor reportará un mensaje, que se repetirá cada 12 segundos.

(000061-1)

PIC17C SBC Producto Disponible

000061-21

000061-31

000061-1

configuración de dos EPROMs programadas (a/b)

GAL 16V8D para decodificador de direcciones
placa de circuito impreso (w/o componentes)

Estos items están disponibles a través del Servicio de Lectores.

El proyecto de software (todos los códigos fuente) y el diseño del PCB (.pdf) se puede descargar desde nuestra <http://www.elektor-electronics.co.uk>

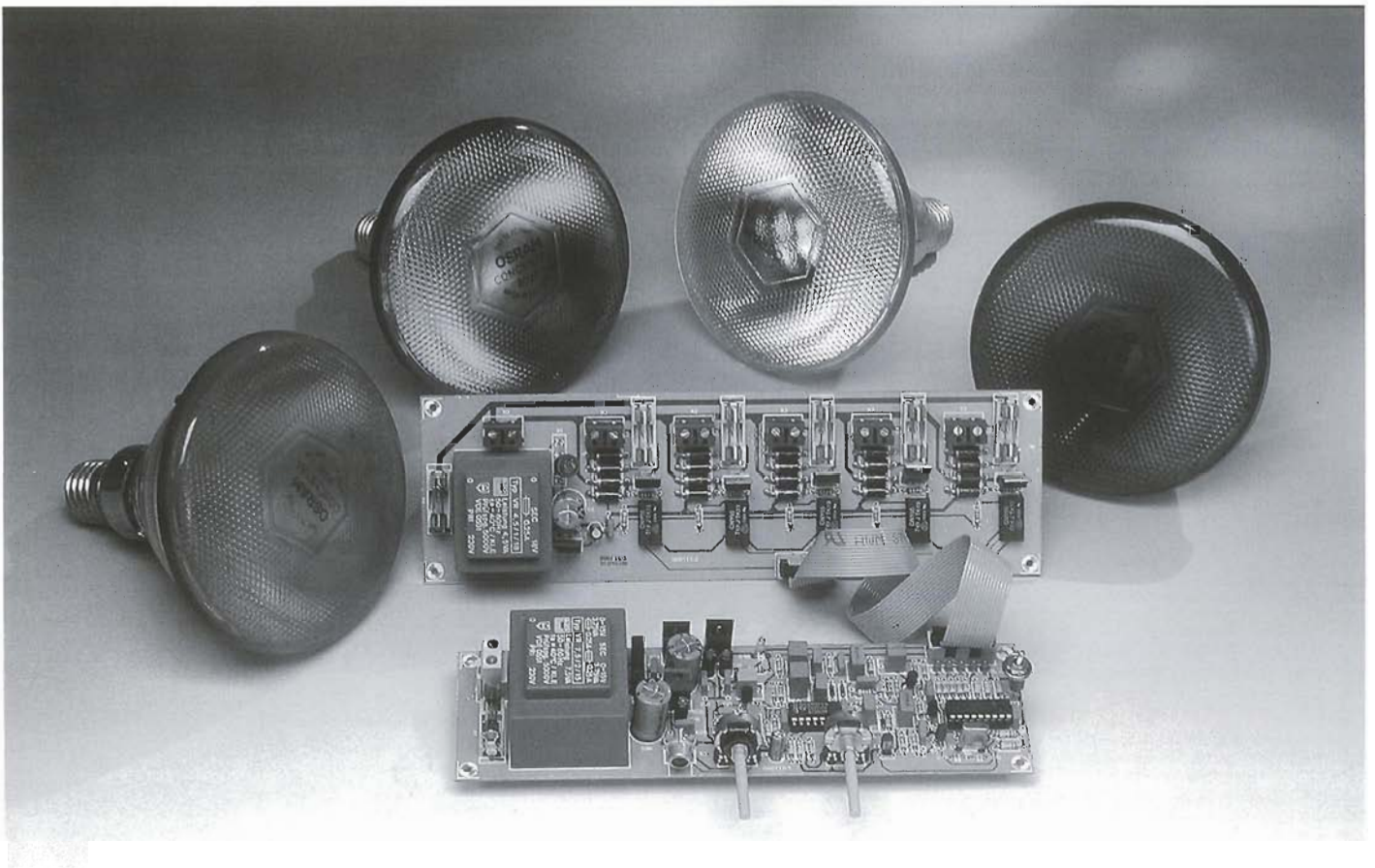
Convertidor de sonido a luz PLUS

Efectos de luces controladas por microprocesador

Diseñado por Ron Wouters

Texto de David Daamen

El uso de las unidades de efectos luminosos junto con la música es muy popular en nuestros días. Por supuesto, está claro que Elektor no quiere quedarse atrás. Por ello presentamos este diseño, en el que se utiliza un PIC 16F84 que realiza una conversión de sonido a luz, ejecutando diferentes modos de encendido de luces y detección de “latido”.



Nota: El prototipo mostrado en esta foto difiere ligeramente de la placa de circuito impreso que se muestra en las Figuras 3 y 4.

La mayoría de ustedes recordarán las unidades de encendido de luces, las cuales, de forma sistemática, utilizan un 4017, un contador decádico digital cuyas salidas pasan

a nivel alto de forma cíclica cuando reciben una señal de reloj. Pero, ¿qué sucede con las clásicas unidades de conversión de sonido a luz?:

tres luces, cada una de ellas emitiendo destellos de acuerdo a los sonidos detectados en diferentes bandas del espectro de audio.

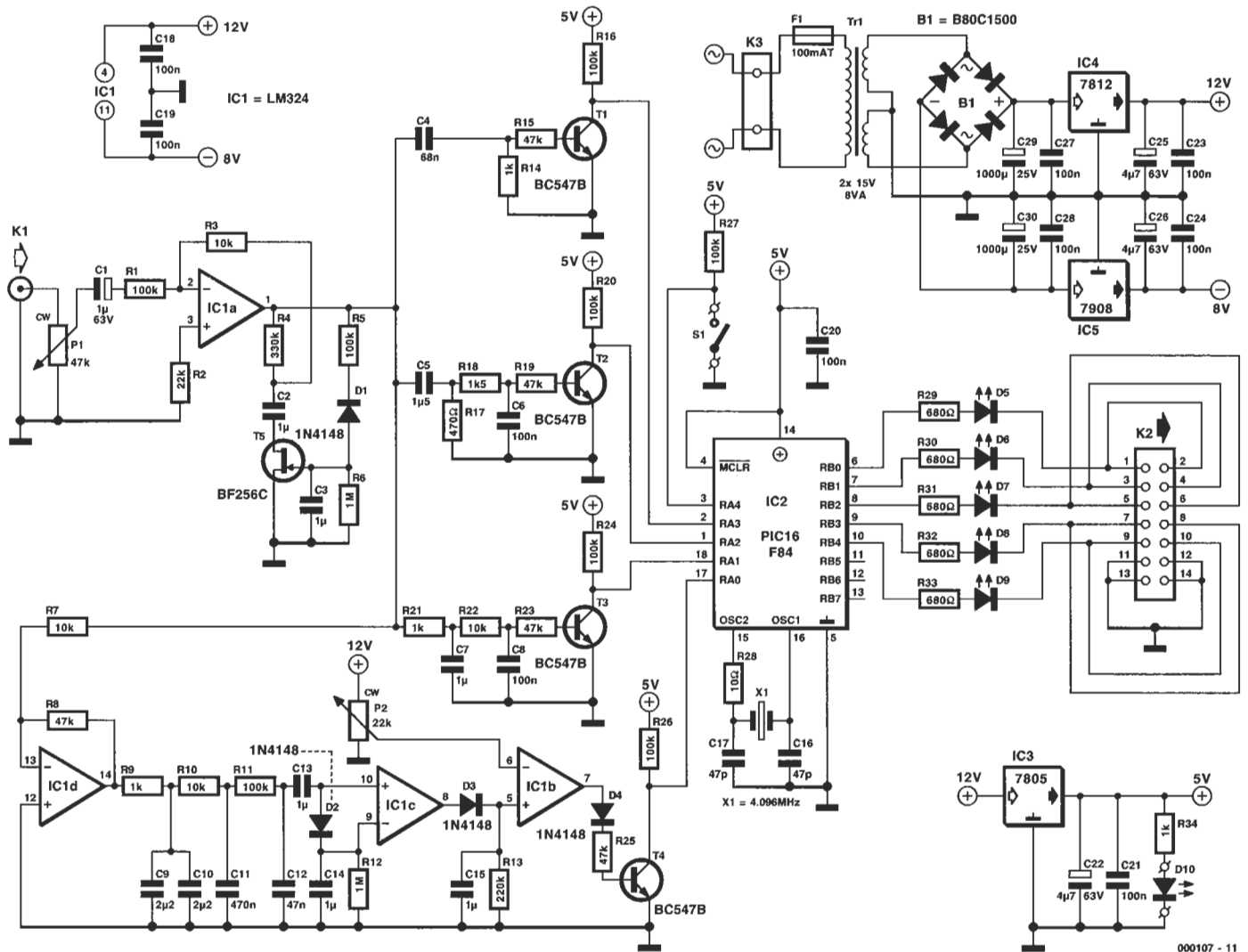


Figura 1. Sección del control y procesamiento del sonido.

Aquellos dispositivos eran unidades de conversión de sonido a luz en su forma más elemental, pero en la era del microprocesador, todo esto tiene que ir mucho más rápido, funcionar mejor y ofrecer mayores prestaciones. Esto es lo que realiza exactamente este circuito.

Ciertamente este circuito ofrece una gran cantidad de funcionalidades, ya que combina el encendido de luces con los modos de conversión de sonido a luz. El encendido de luces no sólo se basa en la tarea de encender y apagar luces, sino que también es capaz de elegir varios patrones preprogramados. Las unidades también disponen de un circuito de detección de "latido". El cambio de patrón del encendido de luces viene determinado por el "latido" (ritmo) de

la música. Todo esto puede realizarse de una manera bastante sencilla utilizando un PIC 16F84 para controlar las luces. Este microcontrolador es bastante barato, rápido y dispone de un gran número de terminales de E/S, además de que se puede programar fácilmente.

Funcionamiento

Como hemos mencionado anteriormente, el circuito está formado por una unidad de encendido de luces y por una unidad de conversión de sonido a luz. El programa ha sido implementado de manera que el PIC conmuta entre estos dos modos cada cuatro segundos. En el modo de conversión de sonido a luz, las luces emiten destellos siguiendo el ritmo de la

música en tres bandas del espectro de la señal de audio conectada. También se utiliza la misma señal de audio en el segundo modo de funcionamiento. En dicho modo, el ritmo de la música hace que las luces se enciendan siguiendo cinco patrones preprogramados.

En determinados momentos, la música puede tener pequeños golpes de sonido o incluso no tenerlos. Cuando el algoritmo de detección no puede encontrar estos golpes de música durante seis segundos consecutivos, se produce una conmutación automática de las unidades al modo de conversión de sonido a luz. En este caso, las unidades también son advertidas para volver a conmutar de nuevo al modo de encendido de luces. Este modo tan sólo estará activo de nuevo cuando el ritmo de la música vuelva a sonar de forma detectable.

También es posible que no haya ninguna señal de audio presente. Cuando esto sucede es obvio que estaremos trabajando en el modo

de conversión de sonido a luz. Cuando no se detecta música durante un período superior a 30 segundos, la unidad comienza a emitir destellos de luz de una forma aleatoria. Por supuesto, el controlador retornará a su estado de funcionamiento normal tan pronto como la señal de música vuelva estar presente. De

este modo puede garantizarse que siempre habrá algún efecto luminoso en ejecución.

Por último, también podemos elegir que la unidad trabaje sólo en el modo de conversión de sonido a luz.

Circuito

El circuito de la unidad de conversión de sonido a luz está formado por dos secciones diferentes. La Figura 1 muestra la sección que se encarga del procesamiento de la señal y que proporciona las señales para el controlador de luces. La fuente de sonido (por ejemplo, un reproductor de CDs o la conexión "REC" de un amplificador) se conecta al circuito por medio del conector K1. El potenciómetro P1 se utiliza para determinar la sensibilidad de la entrada. La amplitud de la señal debe estar comprendida entre $0,7 V_{pp}$ y $1,5 V_{pp}$. Después de pasar por P1 la señal es amplificada por IC1a y T5. La combinación de un amplificador operacional y un transistor FET forma una unidad CAG (control automático de ganancia), que mantiene la señal a un nivel más o menos constante. Los valores de la resistencia R5 y del condensador C3, los cuales determinan el comportamiento del CAG, han sido elegidos de manera que el "latido" de la señal de audio se mantenga intacto.

A continuación, la señal resultante es dirigida hacia tres filtros independientes: un filtro paso/bajo a 160 Hz (formado por R21, C7, R22 y C8), un filtro paso/bandas ajustado entre las frecuencias de 225 y 1.060 Hz (formado por C5, R18, R18 y C6) y un filtro paso/alto a la frecuencia de 2.340 Hz (constituido por C4 y R14). Después de cada filtro hay un transistor NPN que dispone de resistencias de base y de conector, los cuales convierten la señal a niveles TTL. A partir de este momento la señal puede ser dirigida hacia el PIC para su procesamiento.

La señal proveniente del CAG no sólo se dirige hacia los tres filtros para los efectos del convertor de sonido a luz, sino que también se dirige hacia

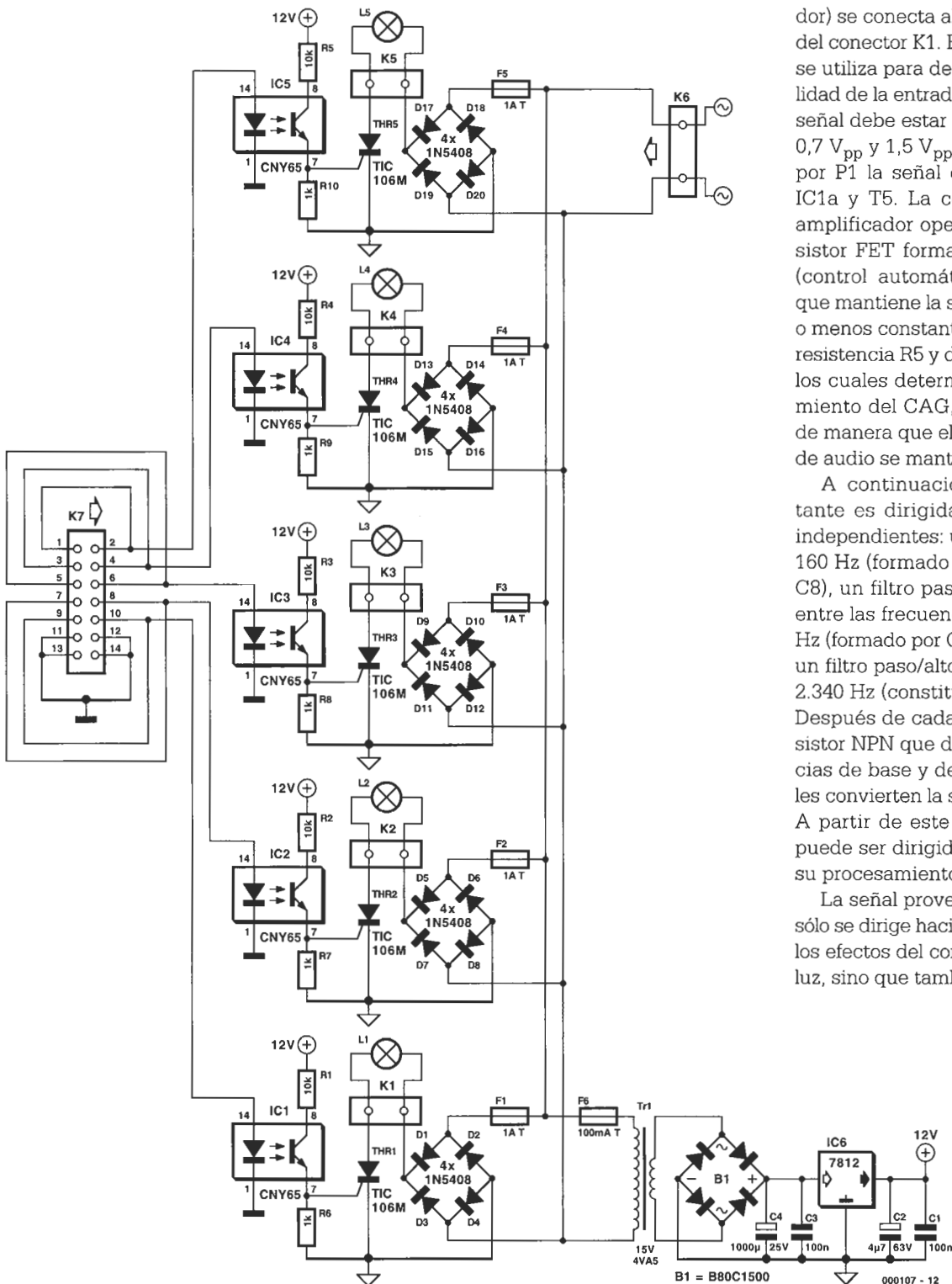


Figura 2. Sección del controlador de luces.

PIC16F84

Nuevamente empleamos un microcontrolador de la casa Microchip en nuestro diseño, de la familia PIC. Además, no nos sorprende que sea un 16F84. Este componente es ideal para trabajos de diseño y desarrollo, ya que puede ser programado y reprogramado muy fácilmente. Otra ventaja es que no necesitamos borrarlo utilizando un dispositivo de luz ultravioleta. La memoria flash se reescribe sencillamente cuando el componente está trabajando en modo programación. Una vez que el diseño ha sido completado, se puede utilizar un procesador diferente para una producción en masa (por ejemplo, una versión más barata sin la memoria flash), pero para nuestros diseños esto es algo que no proponemos, ya que siempre es interesante realizar algunos pequeños experimentos y este componente cumple perfectamente con esta tarea. Este circuito integrado dispone aún de suficientes entradas libres para ser utilizadas. Además, estas entradas no están limitadas tan sólo a encender y apagar luces, en estos puntos pueden conectarse muchos dispositivos que estén alimentados con la tensión de red. Así, podemos conectar un micrófono en la entrada y utilizar un filtro paso/alto y algo de código modificado para construir un detector de silbido para encender y apagar los dispositivos que deseemos. Sin ninguna duda, nuestros lectores tendrán otras muchas más aplicaciones en mente. Para aquellos que deseen obtener más información sobre el 16F84 u otros procesadores de la casa Microchip, pueden dirigirse a la página web www.microchip.com. En la página www.thepicarchive.cwc.net, podemos encontrar una gran variedad de programadores de PICs, aplicaciones de programación, programas ejemplos y proyectos. También existen descripciones de programadores sobre el propio circuito, con lo que no tendremos que retirar el PIC del circuito para programarlo.

el circuito de detección de "latido". El circuito integrado IC1d amplifica la señal en un factor de 4,7, el cual está seguido por un filtro paso/bajo con

una pendiente de 18 dB. Este filtro está diseñado con una frecuencia de corte de 34 Hz, para lo cual se han utilizado los componentes R9, C9, C10, R10, C11, R11 y C12. La salida del

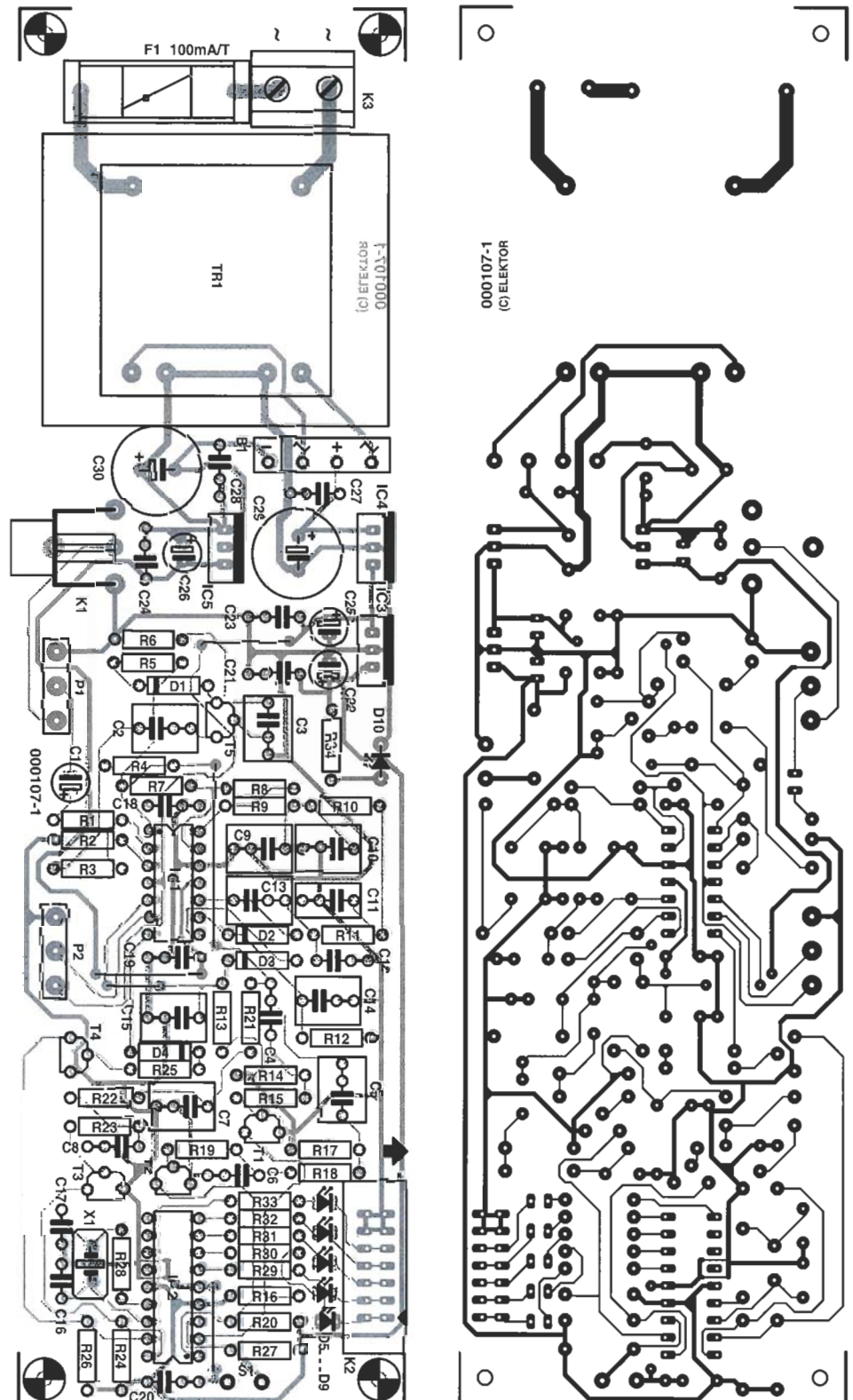


Figura 3. Cara de pistas y serigrafía de componentes de la placa de circuito impreso de control.

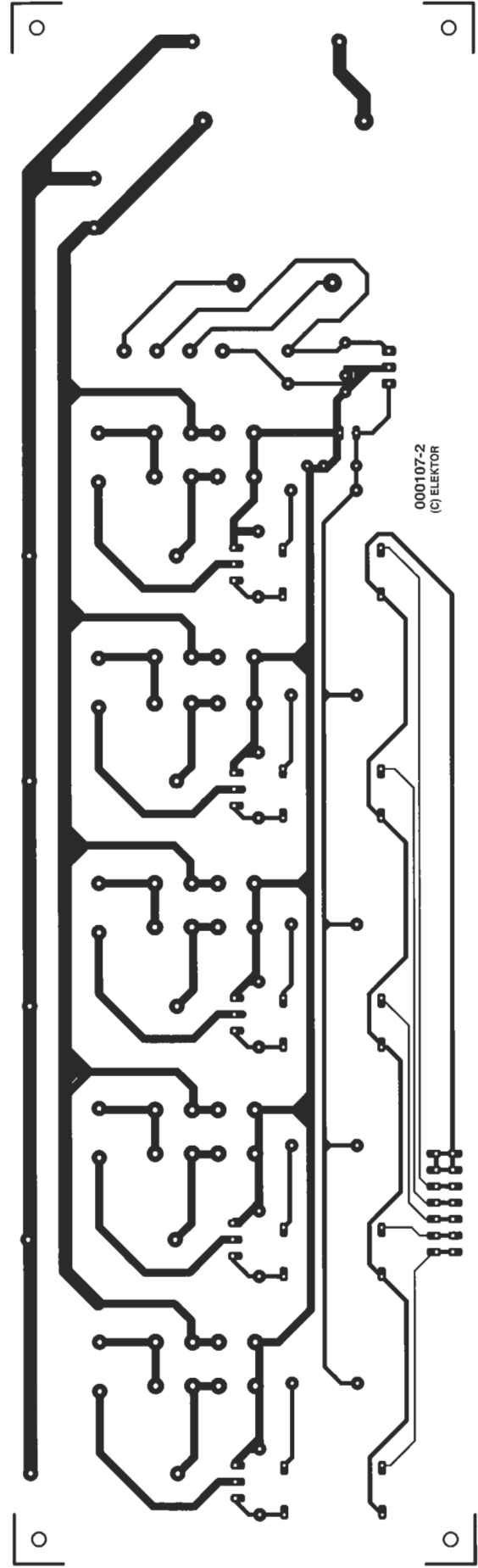
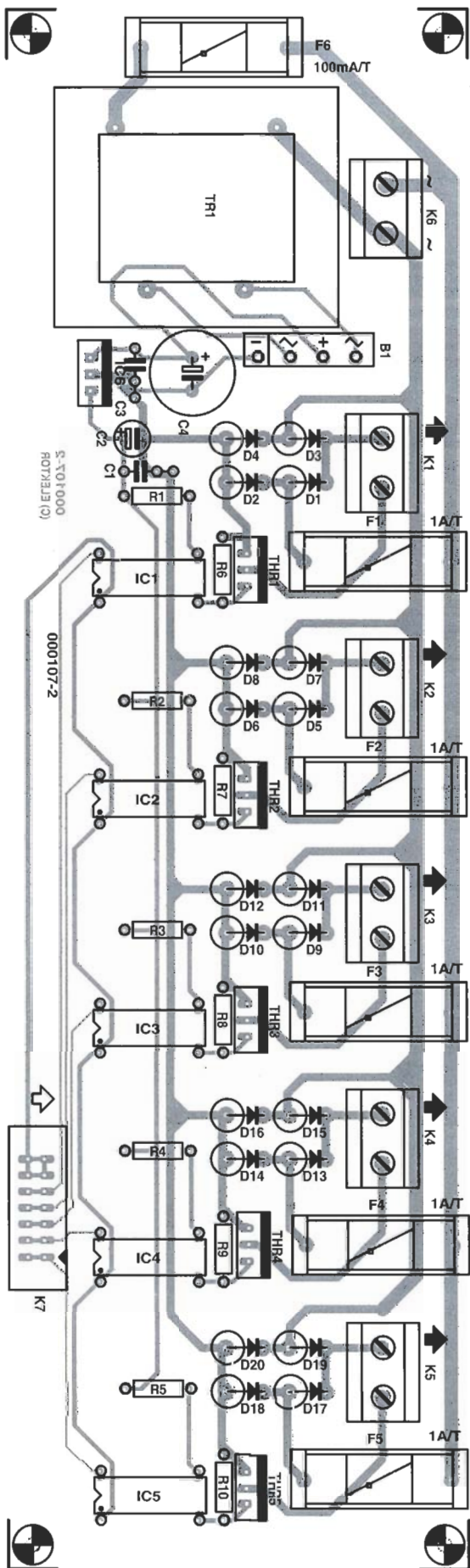


Figura 4. Cara de pistas y serigrafía de componentes de la placa de circuito impreso del controlador de luces.

filtro se dirige hacia IC1c, el cual es el propio detector de "latido". La entrada inversora del amplificador operacional está controlada por una señal retardada levemente por el condensador C14 y la resistencia R12, lo que hace que aparezca una serie de pulsos a la salida de dicho circuito, con una frecuencia que depende de la señal de audio introducida. Si el tipo de señal presente es correcta, la salida seguirá el latido de la música.

Estos pulsos son integrados por el diodo D3 y el condensador C15, tras lo cual se dirigen hacia IC1b. Este amplificador operacional se usa como un comparador, en el que el potenciómetro P2 configura la sensibilidad del detector de latido. Los pulsos provenientes del comparador controlan el transistor T4 a través de D4 y R25. Este transistor también convierte la señal a niveles TTL.

Por lo tanto disponemos de cuatro señales, de las que las tres primeras se emplean en el modo de conversión de sonido a luz. La cuarta señal determina cuándo cambia la luz de patrón en el modo de encendido de luces.

El programa en el circuito integrado IC2 selecciona el modo activo en cada momento. Se puede comprar un PIC ya programado a través de Nuestro Servicio de Lectores, con el código de pedido N°: 000107-41. Para aquellos que deseen programar el PIC por sí mismos, se dispone de un disquete que contiene el programa correspondiente, bajo el código de pedido N°: 0001107-11. Debemos señalar que el programa de este proyecto no está disponible para ser volcado de forma gratuita en nuestra página web, ya que el autor recibe el pago de los correspondientes royalties de cada copia vendida por el disquete y por el PIC programado.

La sección del procesador es mucho más sencilla. Los únicos componentes externos utilizados por el PIC son R28, X1, C16 y C17, los cuales se emplean para generar la señal de reloj. El conmutador S1 se utiliza para conmutar entre un modo de conversión de sonido a luz fijo o alternar entre los dos modos de funcionamiento. La resistencia R27 se usa para mantener la señal a la entrada de RA4 (terminal 3) a un valor definido, cuando el conmutador está abierto.

Disponemos de cinco ocasiones en el PIC (RB0 - RB4) para controlar las

luces. Cada salida está conectada a K2 por medio de una resistencia y un diodo LED. Estas señales están conectadas a una placa independiente que, finalmente, controla las distintas luces. Hemos diseñado una placa independiente, ya que es mucho más conveniente colocarla cerca de las luces, o incluso en el mismo alojamiento en el que situemos las lámparas. Para realizar la conexión es suficiente utilizar un cable de baja tensión con un mínimo de seis hilos.

La placa de control de las luces (ver Figura 2) dispone de un optoacoplador (IC1 - IC5) para cada canal. De este modo, en el caso de un fallo en la placa de control, cualquier equipo de audio conectado a nuestro montaje permanecerá aislado de cualquier tensión de red que pueda causar su destrucción.

Cuando conectamos la placa de control a través de K7, el diodo LED de cada optoacoplador estará conectado en serie con el diodo LED de la placa de control. Por lo tanto, los di-






dos LED D5 - D9 no solamente mostrarán qué lámpara debe estar encendida, sino también que las conexiones entre las dos placas son correctas.

El optoacoplador controla directamente el tiristor (Thr1 - 5) que conmuta la tensión de red. Como un tiristor sólo puede conducir en una dirección, la tensión de red queda rectificadas (D1 - D4 y D17 - D20). Sin esta parte del circuito, las luces solamente trabajarían a la mitad de su potencia. Por último, un fusible protege cada canal.

Cada placa de circuito impreso dispone de su propia fuente de alimentación, utilizando los reguladores de tensión estándar de la serie 78xx y 79xx. La tensión negativa producida por IC5 sólo la usa el amplificador operacional IC1.

Montaje

Las Figuras 3 y 4 muestran los dibujos de la cara de pistas y la serigrafía de la cara de componentes de ambas placas de circuito impreso. Elektor las suministra en una sola pieza con una línea de unión perforada. Los conectores de 14 terminales están colocados de forma opuesta uno frente al otro, de manera

<p>SISTEMA DE ALARMA SIN HILOS Duerma sus oídos con este sistema de alarma. Posee una sirena de 120 dB incorporada, un detector de presencia, un sistema de recordatorio de número telefónico programado y puede también ser iniciado a los detectores de movimiento. SC-2507 Precio sin IVA: 57.990 Ptas.</p>	<p>MICRO ESPÍA TELEFÓNICO Extremadamente pequeño, este micro espía puede ser instalado sobre la línea telefónica o en el mismo teléfono, indistintamente. Transcribirá la conversación a través de cualquiera de los dos con una claridad increíble. </p>	<p>DETECTOR DE ESCUCHA Este aparato es capaz de detectar y señalar todo tipo de micro-espías, ya sean de altas frecuencias o de frecuencias moduladas. La sensibilidad es variable para un gradador sobre la cara delantera. AI 6600 Precio sin IVA: 57.990 Ptas.</p>
<p>VISION NOCTURNA Lente de visión nocturna NM SAF lista para su empleo. Funciona sin hilo y posee su iluminador infrarrojo, para las noches profundas y ofrece una amplificación de luz inmejorable. NM SAF Precio sin IVA: 89.990 Ptas.</p>	<p>CAMARA CUPULA MOTORIZADA Esta maravillosa cámara color enteramente dirigible a distancia, gracias a su sistema motorizado. Además, posee una movilidad de 360° que no dejará escapar nada de su vigilancia. KI 655 Precio sin IVA: 169.990 Ptas.</p>	<p>CAMARA CAMUFLADA Nada más inocente que este detector de humos que oculta en realidad una cámara minitadura de alta sensibilidad. Equipada de un objetivo 3.6 x 6.8 mm, posee una resolución de 505 píxeles y 420 líneas TV. PF 36/38 Precio sin IVA: 42.990 Ptas.</p>
<p>VIDEOCASETE DE VIGILANCIA Permite grabar sobre una casset de banda 180 mm 1 VHS más 960 horas de película (40 días). Esto gracias a su sistema de compresión de datos. Combinado con una cámara, es ideal para las vacaciones. RD 960 Precio sin IVA: 199.990 Ptas.</p>	<p>VIDEO VIGILANCIA Este kit compuesto de una cámara minitadura (CCD 3.6 mm), equipado de captadores infrarrojos, y de un sistema de emisión/recepción sin hilos, le permitirá visualizar a través de su televisión las imágenes de una excepcional calidad y en el secreto más absoluto. KIC Precio sin IVA: 62.990 Ptas.</p>	<p>CAMARA TERMICA Esta cámara a infrarrojos termica es una maravilla tecnológica ofreciendo unas prestaciones elevadas aplicables a las misiones de vigilancia, búsqueda... De tamaño reducido (24 x 10 x 10 mm), es también hermética y muy ligera. MIR 25 sin IVA: 199.990 Ptas.</p>
<p>MODULO CAMARA Este mini módulo es una cámara totalmente invisible ya que se puede camuflar en un reloj, un libro, un mueble... Está equipada de propagadores de infrarrojos para la visión nocturna. CM-IR Precio sin IVA: 16.990 Ptas.</p>	<p>KIT VIDEO Compuesto por una mini-cámara infrarrojos y de un monitor de control 5", así como también de 20 metros de cable y un adaptador de tensión, este aparato es ideal para la vigilancia de su casa, cuarto o almacén. ST-247 Precio sin IVA: 44.990 Ptas.</p>	<p>TRANSMISION DE VIDEO Este aparato profesional de vigilancia de vídeo emplea la línea telefónica estándar para transmitir las imágenes en color de las cámaras enlazadas. Así, mediante la línea telefónica, usted verá en la pantalla de su PC que está pasando en el otro extremo de la tierra. EyeCam</p>
<p>VIDEO PORTERO Identifique visualmente a sus visitantes y converse con ellos desde el interior, esto es lo que le permite hacer este video portero telefónico. Además, es capaz de ejecutar la apertura de la puerta a distancia o con mando a distancia. </p>	<p>VIDEO MUESTRA Esta muestra, de apariencia normal, dispone de una cámara integrada para las operaciones de vigilancia discreta. Las imágenes capturadas pueden ser grabadas gracias al video-casete. Portátil. </p>	<p>TRAQUER DE VEHICULOS Aparato que permite la localización de uno o más vehículos gracias a la tecnología GPS en tiempo real sobre un PC tipo o portátil. Mapa geográfico del mundo entero con localización precisa. Discreto y fácilmente camuflado en un vehículo. </p>
<p>MICRO ESPÍA CAMUFLADO He aquí una calculadora con las funciones matemáticas básicas que oculta un sensor de alta sensibilidad. Gracias a esta combinación, podrá transmitir, de manera inocente, la integridad de la conversación que se realiza a través de él. </p>	<p>GRABA DOR LARGA DURACION Grabador automático con adaptador telefónico. Con un casete estándar de 120 min. Se pueden grabar 5 horas de conversación. Se pone en marcha automáticamente en cada llamada. P5011 Precio sin IVA: 39.900 Ptas. Modelo minitadura Precio sin IVA: 39.900 Ptas.</p>	<p>UNIDEV Catálogo CONTROL Y VIGILANCIA gratuito. http://www.secret.un1-dev.com C/ Consejo de ciento, 254 08011 BARCELONA Tel: (93) 454.52.46</p>

que es más fácil conectarlos entre sí, si deseamos dejar ambas placas juntas.

El montaje de los componentes no debe de suponer ninguna dificultad especial. Los circuitos integrados de la placa de control pueden montarse sobre zócalos, sin embargo, se recomienda soldar directamente los optoacopladores de la placa de circuito impreso del controlador de luz. Además, los diodos rectificadores de la placa controladora de luces tienen que instalarse verticalmente. La conexión entre las dos placas se realizará a través de un cable de 14 líneas con conectores IDC (complementarios a los que hay sobre la placa) en cada uno de los extremos del mismo. Esta conexión puede llegar a tener hasta varios metros de longitud.

Los dos potenciómetro y el conmutador S1 se montarán sobre la caja que albergue el circuito de control, de manera que pueda accederse fácilmente a ellos.

Tendremos que poner un gran cuidado en la elección de la caja adecuada para la placa del controlador de luces. Si lee previamente la Página de Seguridad Eléctrica que se publica regularmente en Elektor puede serle de gran ayuda. Como salida para las lámparas podemos optimizar unos soportes con casquillos de tensión de red tradicionales. Si estamos utilizando cables con toma de tierra, se recomienda construir la caja con el estándar de Clase I, en el que la caja está conectada al punto de protección de tierra. El conector de red puede ser cualquier modelo de los que podemos encontrar fácilmente en el mercado.

Sobre la caja debemos pegar una etiqueta con la información del equipamiento que estamos utilizando, de manera que sea fácil determinar qué tipo de fusible tenemos que usar (en nuestro caso, la etiqueta que se muestra se aplica a una caja que alberga ambas placas).

Es importante considerar que cuando empleamos la unidad de conversión de sonido a luz, cada salida sólo puede trabajar con una carga máxima de 200 W.

(C00107)

En el disco del proyecto # 000107-II

CONTENTS.TXT Contenido del disco
COPYRIGHT.TXT Notas del copyright del autor

LIGHT.PJT
LIGHT.COD
LIGHT.ERR
LIGHT.HEX
LIGHT.LST
LIGHT.ASM
LIGHT.***
LIGHT.BKX
LIGHTA.***

LISTA DE MATERIALES

de la Placa de Control

Resistencias:

R1, R5, R11, R16, R20, R24, R26, R27 = 100k
R2 = 22k
R3, R7, R10, R22 = 10k
R4 = 330k
R6, R12 = 1M
R8, R15, R19, R23, R25 = 47k
R9, R14, R21, R34 = 1k
R13 = 220k
R17 = 470Ω
R18 = 1k5
R28 = 10Ω
R29-R33 = 680Ω
P1 = 47k potenciómetro lineal mono
P2 = 22kΩ potenciómetro lineal mono

Condensadores:

C1 = 1μF electrolítico de 63 V, axial
C2, C3, C7, C13, C14, C15 = 1μF MKT, con separación de terminales de 5 ó 7,5 mm
C4 = 68nF
C5 = 1,5μF MKT, con separación de terminales de 5 ó 7,5 mm
C6, C8, C18-C21, C23, C24, C27, C28 = 100nF
C9, C10 = 2,2μF MKT, con separación de terminales de 5 ó 7,5 mm
C11 = 470nF
C12 = 47nF
C16, C17 = 47pF
C22, C25, C26 = 4,7μF electrolítico de 63 V, axial
C29, C30 = 1000μF electrolítico de 25 V, axial

Semiconductores:

D1-D4 = 1N4148
D5-D9 = Diodo LED rojo
D10 = Diodo LED verde de alta eficiencia
B1 = B80C1500 en encapsulado rectangular (80 V piv, 1,5 A de pico)
T1-T4 = BC547B
T5 = BF256C
IC1 = LM324
IC2 = PIC 16F84-10/P (con código de pedido N° 000107-41)
IC3 = 7805
IC4 = 7812
IC5 = 7908

Varios:

K1 = Conector de audio tipo "cinch" para montaje en placa de circuito impreso (por ejemplo, el T-709G de la casa

Monacor/Monarch)

K2 = Conector macho de 14 terminales de DIL tipo "boxheader"
K3 = Bloque de terminales para PCB, con distancia entre terminales de 7,5 mm
S1 = Conmutador de un circuito dos posiciones
X1 = Cristal de cuarzo de 4.096 MHz
Tr1 = Transformador de red de 2 x 15 V y 8 VA (por ejemplo el modelo VTR 8215 de la casa Monacor/Monarch)
F1 = Fusible de 100 mA, con tiempo de fundido tipo T, con alojamiento para montaje en placa de circuito impreso

Placa Controladora de Luces

Resistencias:

R1-R5 = 10k
R6-R10 = 1k

Condensadores:

C1, C3 = 100nF
C2 = 4,7μF electrolítico de 63 V, axial
C4 = 1000μF electrolítico de 25 V, axial

Semiconductores:

D1-D20 = 1N5408
B1 = B80C1500 en encapsulado rectangular (80 V piv, 1,5 A de pico)
IC1-IC5 = CNY65
IC6 = 7812

Varios:

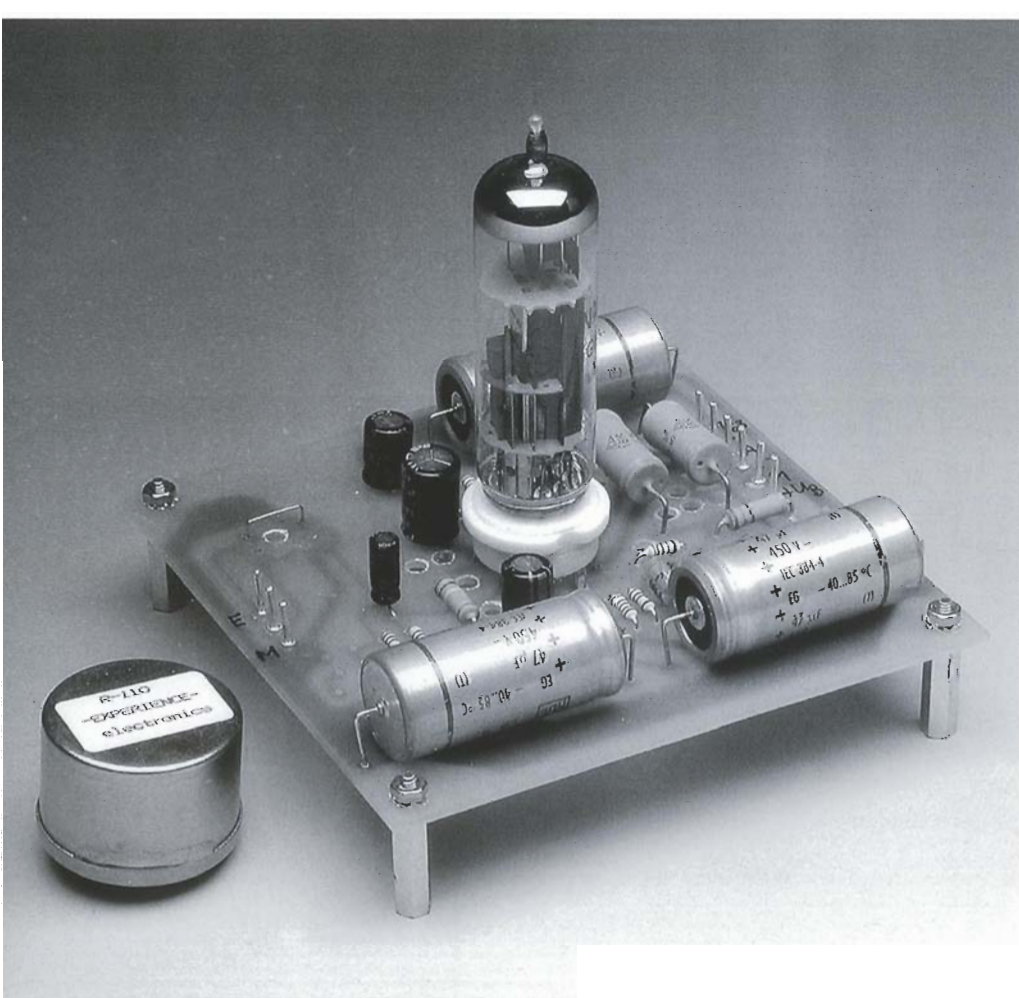
K1-K6 = Bloque de terminales para PCB, con distancia entre terminales de 7,5 mm
K7 = Conector macho de 14 terminales de DIL tipo "boxheader"
La1-La5 = Bombilla de 240 V con casquillo
Thr1-Thr5 = TIC106M
Tr1 = Transformador de red de 15 V y 4 VA (por ejemplo el modelo VTR 4115 de la casa Monacor/Monarch)
F1-F5 = Fusible de 1 A, con tiempo de fundido tipo T, con alojamiento para montaje en placa de circuito impreso
F6 = Fusible de 100 mA, con tiempo de fundido tipo T, con alojamiento para montaje en placa de circuito impreso
PCB con Código de pedido N°: 0000117-1, (ver página del Servicio de Lectores)
Disco del proyecto, con Código de pedido N°: 0000107-11, (ver página del Servicio de Lectores)

Preamplificador RIAA a válvulas

mediante un ECL86

Diseñado por G. Haas

En lo que se refiere a CDs y señales de audio procesadas digitalmente, todavía hay personas que son devotas de la grabación de vinilo. Estos disfrutarán de su reproductor analógico en compañía de un preamplificador con tecnología de válvulas.



Durante casi cien años el vinilo fue el medio más importante de almacenamiento de voz y música. Aunque hoy en día ha sido desplazado por el CD, los reproductores analógicos todavía están bastante extendidos. Cientos de millones de discos están disponibles en tiendas y colecciones privadas. Esto incluye piezas únicas de coleccionista, que reflejan el espíritu de una era y la tecnología de ese tiempo. Para los amigos de lo analógico diremos que en el mercado aún hay reproductores cuya aguja ha de ser colocada a mano, aunque debido a las pequeñas series que se producen y a la alta calidad, los precios son bastante elevados.

Haciendo una comparación directa sobre una instalación estéreo, un buen fonógrafo puede alcanzar o incluso sobrepasar la calidad de un CD. La única desventaja es el ruido mecánico de la aguja del cabezal debido a la descarga electrostática. Como consecuencia de esto hay una demanda de buenos preamplificadores, incluyendo los basados en tecnología de válvulas. Aquí es donde se cierra el círculo. Antes de la llegada de la tecnología de semiconductores, se utilizaba la tecnología de válvulas pa-

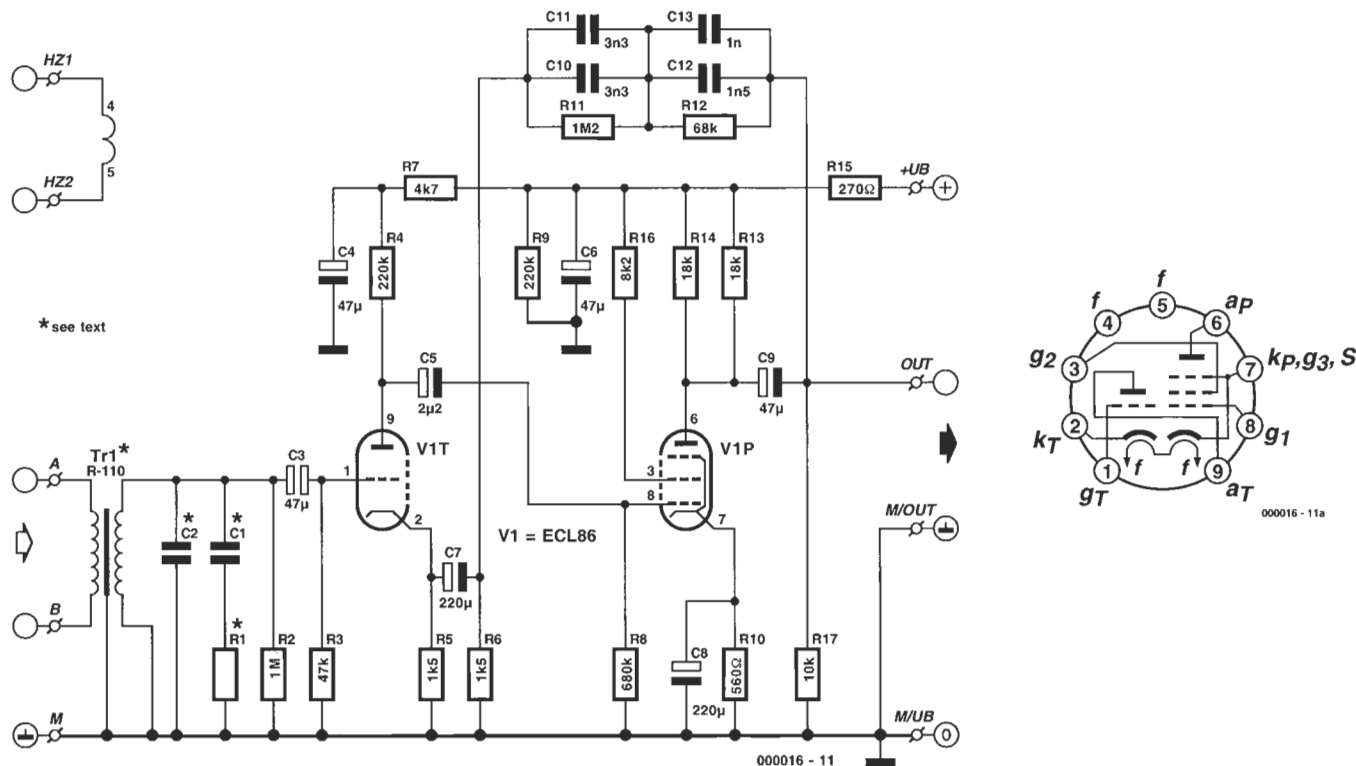


Figura 1. Esquema del circuito preamplificador RIAA con entrada de transformador opcional.

ra todo. Esto pone su sello a la tecnología de grabación y al sonido. Si decidimos usar válvulas para amplificar la señal del fonógrafo, recordaremos tiempos pasados. Ésta es la razón por la que hemos decidido construir este proyecto.

Un amplificador operacional con válvulas

No se puede comparar un preamplificador ecualizado a válvulas con uno construido con semiconductores. Los modernos amplificadores operacionales tienen una ganancia de lazo abierto muy elevada, por lo que la ganancia para realimentación negativa es muy amplia. Es muy costoso y difícil alcanzar niveles similares de ganancia de lazo abierto con un amplificador de válvulas.

Normalmente en esos diseños se emplean triodos dobles o pentodos, con etapas de entrada de frecuencia de audio. Sin embargo, hemos tomado una decisión poco convencional y emplearemos un ECL86, tal y como podemos ver en el esquema del circuito de la Figura 1. Un triodo de audio de alta ganancia combinado con un pentodo de alta corriente de salida

de audio se puede considerar como un amplificador operacional (alta ganancia, alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida). En lo referente al funcionamiento de este circuito, primero repasaremos sus funciones con detalle.

Si la red de realimentación negativa formada por R11, R12 y C10-C13 está desconectada, la ganancia de lazo abierto de las válvulas vendrá determinada por su circuito asociado. La resistencia del cátodo del pentodo está puentada por un condensador electrolítico de gran capacidad, esto significa que la ganancia del pentodo es igual a $A_v = R_a \times G_m$ (ver anexo 'Cálculos de ganancia'). Con el triodo, el punto de funcionamiento en continua está determinado por R5. El condensador C7 representa un cortocircuito para tensiones alternas, por lo que las resistencias R5 y R6 están conectadas en paralelo. Debido a la realimentación negativa que se aplica a través de la resistencia de cátodo, el triodo no alcanzará el nivel de ganancia teórico. Sin esta realimentación negativa, el triodo debería tener una ganancia de 77 con esta configuración, mientras que el pentodo debería tener una ganancia de 90. La ganancia combinada de am-

plificadores será de 6.930, lo cual significa 76,5 dB. La ganancia real del triodo es significativamente menor de 77 debido a la realimentación negativa. Además tendremos en cuenta el rango de variación de las características individuales de las válvulas. Consecuentemente la ganancia básica queda alrededor de 35 dB a una frecuencia de 1 KHz. Ésta no es muy alta, pero tiene la ventaja de que no utiliza una válvula selectiva, sino la que nosotros deseemos.

No es necesario describir el esquema con más detalle porque las funciones de los componentes individuales son evidentes. El principio de funcionamiento del ECL86 se describió en el artículo: 'Preamplificador a válvulas'. La calidad de los componentes se describe en las referencias de fabricante de la lista de componentes. Si decidimos escoger los mismos que se indican en dicha lista no tendremos ningún problema y nos servirán las mismas especificaciones técnicas.

Con este circuito, vuelve al candelero el viejo debate sobre condensadores electrolíticos en los caminos de señal. La principal ventaja de este tipo de condensadores es que proporcionan una capacidad muy alta en muy poco espacio. Esto hace posible tener una baja impedancia a la señal acoplada, incluso para bajas frecuencias. Además se han conseguido importantes mejoras en la construcción mecánica de estos condensadores en los últimos años, más que en otro tipo de componentes pasivos. Nosotros sugerimos construir

Especificaciones técnicas

Tensión de funcionamiento estabilizada		330 V
Tensión de salida nominal	sobre 100 kΩ	200 mV
Impedancia de salida	a 20 Hz	2 kΩ
	a 1 kHz	150 Ω
	a 20 kHz	25 Ω
Consumo de corriente	aproximadamente	20 mA

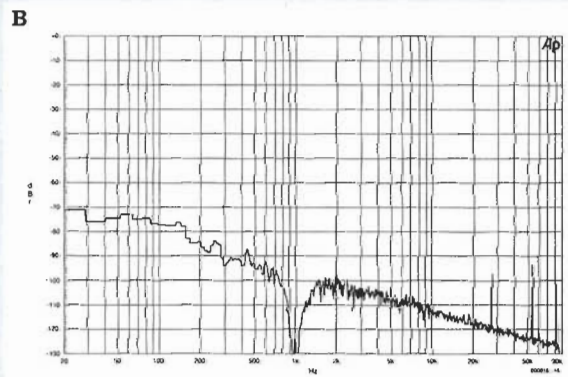
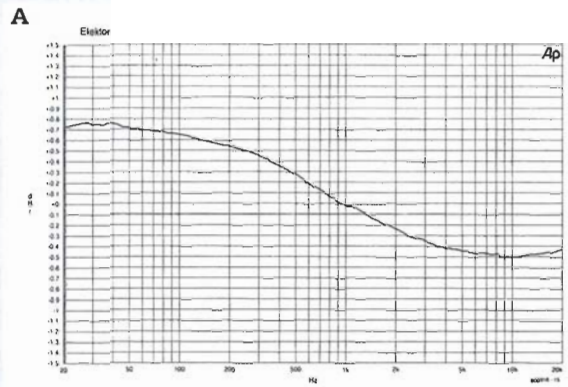
MM (impedancia de fuente 750 Ω)

THD+N	BW = 80 kHz, 1 kHz	< 0.06 %
THD+N	Medido A	< 0.014 %
S/N	22 Hz – 22 kHz	> 65 dB
S/N	Medido A	> 76 dB
Ganancia	1 kHz, $U_N = 3,5$ mV	35 dB

MC (impedancia de fuente 25Ω, utilizando transformador R-110)

THD+N	BW = 80 kHz, 1 kHz	< 0.07 %
THD+N	Medido A	< 0.018 %
S/N	22 Hz – 22 kHz	> 63 dB
S/N	Medido A	> 74 dB
Ganancia	1 kHz, $U_{IN} = 0,37$ mV	55 dB

La **Figura A** muestra la curva de desviación RIAA. La desviación relativa permanece dentro de + 0,8 dB / - 0,5 dB con una carga de 47 KΩ. Debido a la alta impedancia de la entrada, partidas con esos resultados pueden darse con otras cargas, particularmente a bajas frecuencias. La **Figura B** muestra el espectro de frecuencia para una señal de 200 mV a 1 KHz con una carga de 100 KΩ. Se puede ver que el valor de THD+N consta casi exclusivamente de la componente de ruido. Los picos a 25 KHz y frecuencias superiores se generan por la conmutación. Caen hasta -90 dB con lo que son tan bajos que no tienen ningún efecto sobre la medida, estando también bastante lejos del rango audible de los seres humanos.



primero el circuito y listar los resultados. Después de esto estamos libres para experimentar con otro tipo de condensadores.

¿MM o MC?

Ahora vamos a ver con detalle la entrada de este interesante circuito. Si se utiliza una cápsula convencional de tipo MM, se conecta directamente a C3. R3 proporciona una resistencia de terminación estándar de 47 KΩ. La resistencia R2 sólo funciona como una resistencia continua y C2 se puede emplear según las necesidades. Se prescribe una carga capacitiva particular para cada tipo de cápsula MM, en lo que se refiere a obtener una respuesta lineal en frecuencia. Normalmente la conexión de cable del fonógrafo está dimensionada para que proporcione una carga adecuada junto con la capacitancia del circuito. Si esto no es suficiente se debe usar el condensador C2 para realizar la compensación. Normalmente se emplea un condensador cerámico con unos valores que van desde 10 pF hasta varios cientos de picofaradios.

Si utilizamos una cápsula de bobina móvil puede ser útil un transformador de entrada de audio. Usando las cápsulas de bobina móvil conseguimos una reproducción bastante

mejor que con cápsulas magnéticas, debido a sus principios de operación. Su desventaja es que la tensión de salida es un factor de 10 veces más baja. Esto se puede compensar utilizando un transformador de entrada R-110, con un núcleo toroidal y cierre en metal-Mu. Amplifica la pequeña señal por un factor de 10 (20 dB), sin prácticamente ningún ruido y una pequeña distorsión armónica. El factor de distorsión depende del nivel de tensión en el primario y de la frecuencia. Este tipo de transformador sólo puede producir armónicos pares. A menor frecuencia y mayor tensión se produce el mayor factor de distorsión. Las características del transformador R-110 son medidas a 1 mV, lo cual es un buen valor para la cápsula MC.

El cierre de metal-Mu para el transformador es relativamente caro, pero es absolutamente necesario. Sin él, todas las perturbaciones magnéticas inducidas serán amplificadas con la señal, por lo que se producirá una degradación de la relación señal/ruido. El transformador nos permitirá

eludir la última tecnología de amplificadores, con todas las desventajas asociadas. En lo que se refiere a la entrada del transformador, ésta trabaja sin ningún problema, aunque se deben tener en cuenta ciertas consideraciones básicas. El transformador utiliza cambio de tensión por un factor $t = 10$. La tensión se transforma por un factor de 10, pero la impedancia se transforma por un factor de t^2 . Si el transformador termina, por ejemplo, con una resistencia de 47 KΩ, la resistencia terminal R que se ve desde la cápsula de la bobina móvil es: $(R3 / t^2) = (47 \text{ K}\Omega / 10^2) = 470 \Omega$.

En cuanto a esta baja impedancia, para que tenga un efecto en la entrada del amplificador, C3 debe tener una alta capacidad. El punto de frecuencia en 3 dB cae alrededor de 0,07 Hz en este caso. Además, la entrada del amplificador tiene una pequeña impedancia fuente, la cual posee un efecto beneficioso para la respuesta del ruido. La pantalla del transformador, entre el bobinado primario y el secundario, deriva interferencias a masa.

ración puede aparecer un pico resonante en el rango audible, que puede suprimirse utilizando R1 y C1 para conseguir una respuesta de frecuencia lineal. Si R1 y C1 son necesarios, sus valores caerán desde 22 pF a 1 nF y de 5 KΩ a 20 KΩ.

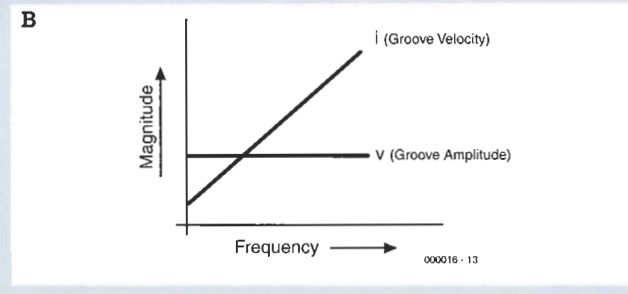
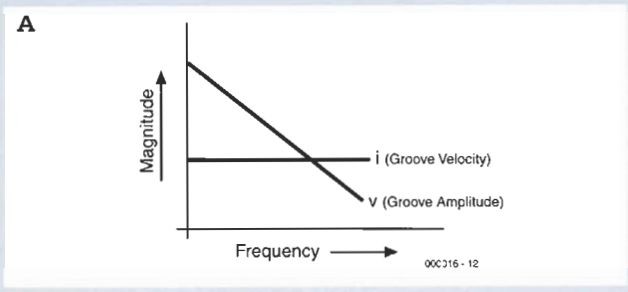
Trucos de construcción

La cápsula MC debe conectarse tan simétricamente como sea posible utilizando conectores XLR. Éste es el único camino para conducir la pe-

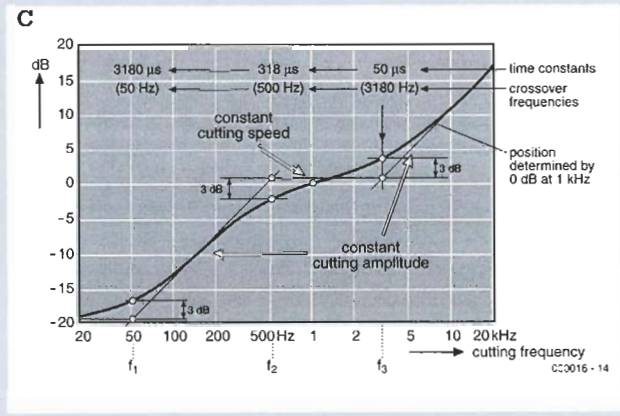
queña señal PICKUP para la entrada del amplificador sin introducir interferencias. Debemos conectar la pantalla al pin 1 del conector XLR. La pequeña tabla anexa muestra cómo está dispuesto todo:

Cortando RIAA

RIAA es el acrónimo normalizado para la 'Asociación de la Industria del Disco en América'. Esta organización ha especificado cómo se deben grabar los discos y cortar o masterizar. De esta forma se consigue que todos los discos puedan reproducirse en cualquier fonógrafo del mundo. ¿Cuál es el propósito de la conocida como RIAA?
 Cuando se graba un disco, la primera cosa que tenemos que hacer es decidir la separación de pistas. Cuanto más estrecha sea la separación, más material es necesario colocar. El precio del estrecho espaciado reduce la excursión lateral, lo cual significa una reducción del rango dinámico. Con una anchura de pistas, se puede limitar la máxima excursión, porque sino es así se producirá un corte de pista. Esto es especialmente cierto en el rango de las



bajas frecuencias (por debajo de los 500 Hz), donde aparecen las mayores amplitudes.
 Un disco de fonógrafo se debe cortar utilizando un proceso electrodinámico. La señal de los canales individuales pasará a través de bobinas separadas que producen el estímulo del corte, similar a la excitación de un altavoz dinámico. Un sistema de bobina magnética excita a un sistema de masa muelle. El estímulo de la excitación es libre para moverse a lo largo de los dos ejes. La impedancia de las bobinas es dependiente de la frecuencia. Si se utiliza una amplitud constante, la velocidad de corte se alcanza incrementando la frecuencia (ver **Figura A**). Con una velocidad constante, la amplitud cae al incrementar la frecuencia (ver **Figura B**). Debido a que el rango de frecuencia que se debe manejar va desde 20 Hz a 20 KHz, la relación de amplitud con velocidad constante es 1:1.000 (60 dB).
 Una relación de gran rango dinámico debería significar que no se use una relación señal/ruido a altas frecuencias. Para la óptima utilización del área del disco, la grabación a amplitud constante es ideal, pero esto significa que la velocidad de corte se eleva con el incremento de la frecuencia. Cuando se reproduce el disco utili-



zando un sistema de bobina magnética, la ley de inducción nos dice que la tensión de salida se alcanzará con un incremento de frecuencia.
 La **Figura C** muestra la curva de grabación RIAA con sus frecuencias y constantes de tiempo asociadas. La grabación a amplitud constante se utiliza en el rango de frecuencias entre f1 y f2, en lo que se refiere a limitar la máxima excursión y a evitar el sobrecorte de pistas. Esto se puede considerar como una atenuación de bajos. En la región entre f2 y f3, se tiene en cuenta el comportamiento del sistema de bobina magnética y se graba a velocidad constante. Por encima de f3 y hasta el final de todo el rango, se utiliza de nuevo la grabación a amplitud constante. El resultado de esto es que las bajas frecuencias se atenúan bastante para evitar sobrecortes de pistas, mientras el área de la superficie del disco se aprovecha eficientemente. El rango de frecuencias medio se maneja de forma neutral en comparación con las bajas frecuencias, mientras que las altas frecuencias se enfatizan, lo cual conduce a una mejora significativa en la relación señal/ruido. Dentro del rango de frecuencias por encima de f3, el oído humano ha incrementado su sensibilidad a las componentes de ruido. Durante la reproducción, las altas frecuencias son demasiado fuertes, por lo que deben ser atenuadas. Éste es precisamente el efecto de mejora de la relación señal/ruido. Las bajas frecuencias, por el contrario, deben enfatizarse, lo cual incrementa la sensibilidad a las señales inducidas y sus armónicos si un amplificador equalizador puede mantener la curva de reproducción complementaria con menos de (1 dB. Los valores numéricos de la tabla, que representan la curva RIAA con referencia a 1 KHz = 0 dB, son una útil ayuda para hacer medidas.

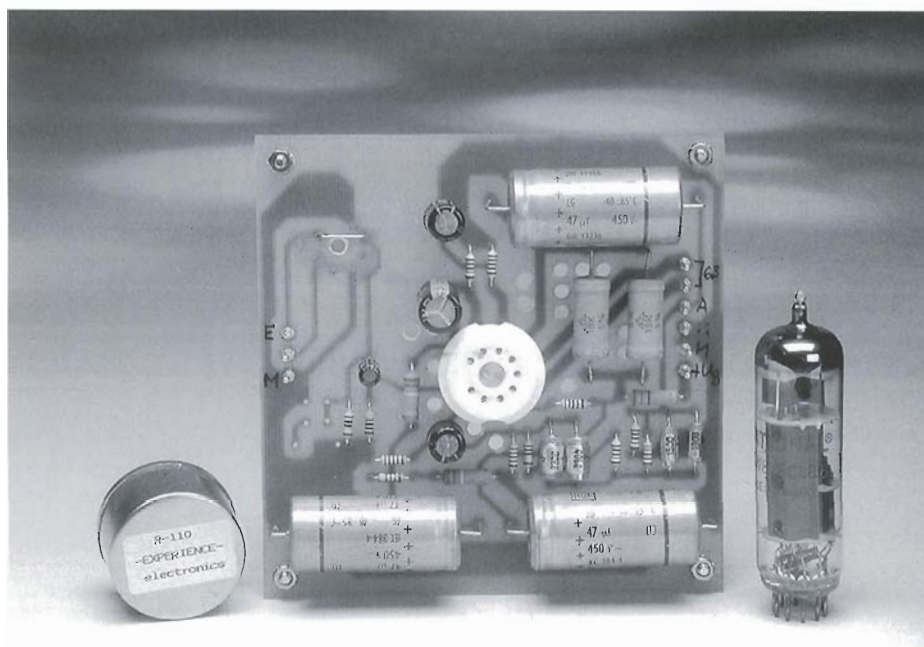
Hz	dB	Hz	dB
20	+19,3	800	+0,7
30	+18,6	1k	0,0
40	+17,8	1,5k	-1,4
50	+17,0	2k	-2,6
60	+16,1	3k	-4,8
80	+14,5	4k	-6,6
100	+13,1	5k	-8,2
150	+10,3	6k	-9,6
200	+8,2	8k	-11,9
300	+5,5	10k	-13,7
400	+3,8	15k	-17,2
500	+2,6	20k	-19,6

Estándar color terminal	XLR pin	RIAA-Preamp
blanco	2	a izquierda
azul	3	b izquierda
pantalla	1	m izquierda
rojo	2	a derecha
verde	3	b derecha
pantalla	1	m derecha

Si no utilizamos un transformador de entrada de bobina móvil deberíamos usar una disposición de pines cuasi-simétrica con conectores planos, en lugar de la típica disposición asimétrica. Conectaremos la pantalla y el terminal azul o verde juntos dentro de cada conector plano. Esto mantiene las pantallas libres de tensiones de señal también en este caso.

El circuito amplificador es relativamente simple, pero tiene muy buenas características básicas. Es necesario una construcción de muy alta calidad si queremos que quede completamente montado. El circuito amplificador está diseñado para ser MONAURAL, por ello, las placas de circuito impreso (como se muestra en la Figura 2) son necesarias para separar los dos canales. La placa de circuito impreso no está disponible en el Servicio de Lectores, pero se puede obtener del autor. Debemos montar las placas de circuito impreso sin escatimar el tamaño, y usaremos una caja apantallada para separar las fuentes de interferencias. Se puede conseguir un alto grado de aislamiento de canales colocando las placas separadas a una distancia considerable o situando una pantalla de metal entre las dos placas si el espacio es pequeño. Esto da lugar a una considerable diferencia de sonido. El estándar requiere >26 dB a 1 KHz, lo cual cae dentro de lo posible.

La fuente de alimentación no está dentro de la caja del amplificador. Sólo las placas amplificadoras se montan dentro de la caja metálica no magnetizable, mientras que la fuente se coloca externamente, a una distancia prudente del amplificador ecualizador. Las tensiones de alimentación flotantes (filamento y alta tensión) deben estar bien filtradas y llegar al amplificador por cables separados. Esto evita la superposición del filamento y las corrientes de alta tensión que podrían aumentar el nivel de ruido básico. Los zócalos de entra-



da y salida del amplificador se montan separados de la masa. Los polos negativos de la alta tensión y la alimentación del filamento se conectan unidas junto a la caja y la señal de masa en el mismo punto. Esto da lugar a una tensión de alimentación no referenciada a masa y evita zumbidos. Si los terminales del fonógrafo están aislados del chasis, el chasis del fonógrafo se debe conectar a la caja del amplificador a través del terminal colocado para este propósito (negro).

El ECL86 tiene una tensión en el filamento de 6,3 V a 0,66 A. Los filamentos se deben conectar en serie para conseguir una tensión de filamento de 12,6 V.

Una vez hayamos construido con cuidado este amplificador, estaremos listos para disfrutar del sonido. Incluso los viejos reproductores monofónicos sonarán bastante mejor, porque una cápsula estéreo tiene mejores características que una mono. El valor de nuestra colección de discos aumentará debido al bajo ruido y baja distorsión con la que serán reproducidos utilizando componentes K2.

(000016-)

Para obtener más información se puede poner en contacto a través de e-mail:

experience.electronics@t-online.de

Cálculos de ganancia

La ganancia de un triodo viene determinada por su transconductancia, su resistencia interna y el valor de la resistencia de ánodo que se utiliza. La fórmula de la ganancia es: $A_v = R_a \times g_m$, donde g_m es la transconductancia dinámica. Los valores de la transconductancia estática y la resistencia interna pueden obtenerse de las hojas de características de la válvula. El valor de la transconductancia dinámica determina la ganancia del circuito triodo y debe calcularse utilizando la fórmula:

$$g_m = G_m \cdot \frac{R_i}{R_i + R_a}$$

Donde:

- g_m = transconductancia dinámica
- G_m = transconductancia estática
- R_i = resistencia interna
- R_a = resistencia de ánodo

Para pentodos, la fórmula es $A_v = R_a \times G_m$. Una tolerancia del 5 % para la resistencia de ánodo se considera muy precisa, porque los parámetros de muchos componentes activos muestran un amplio margen de variación. Por ejemplo, si las hojas de características dan un valor de 1,6 mA/V para la transconductancia de un ECC83, se puede producir una variación de $\pm 30\%$. La resistencia interna es de 62,5 K Ω . Podemos calcular fácilmente cuál es la ganancia real para un valor dado de resistencia de ánodo. La ECL86 consta de la mitad de un ECC83 junto con un pentodo de salida de audio, el cual tiene una transconductancia de 10 mA/V.

Terminal de Radio Avanzado para Linux (LART)

Construya su propio mini-ordenador

En 1998, como parte del proyecto MMC, los investigadores de la Universidad Técnica de Delft, en Holanda, comenzaron a diseñar un pequeño, pero potente, sistema de ordenador para experimentos con sistemas multimedia sin hilos. Los requerimientos: bajo consumo de potencia, barato y con una completa potencia de cálculo.

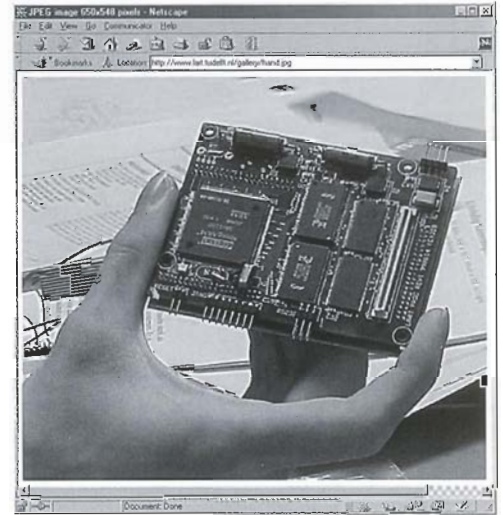
El acrónimo MMC significa Mobile Multimedia Communication (es decir, Comunicación Multimedia Móvil) y abarca un proyecto multidisciplinar de la Universidad Técnica de Delft, en Holanda. Uno de los resultados del programa de búsqueda fue el ordenador LART, el cual fue diseñado sencillamente porque no se pudo encontrar en ese momento ningún sistema de ordenador que cumpliera con los requerimientos que imponía el proyecto MMC. Desde aquel momento, el ordenador LART ha crecido hasta convertirse en un minicomputador con su propia página web de Internet, placas de ampliación y programas.

LART equivale a Linux Advanced Radio Terminal (es decir, Terminal de Radio Avanzado para Linux). La placa base del LART tiene un tamaño de tan sólo 10 x 7 cm, una CPU SA 1100 StrongArm de la casa Digital, con una velocidad de reloj de 220 MHz, 32 Mbytes de memoria EDO RAM y 4 Mbytes de memoria Flash. El consumo de potencia es menor de un vatio, mientras que la potencia de cálculo pasa de las 200 Mips. La placa LART puede trabajar en modo individual, arrancando el sistema operativo a partir de la memoria Flash. La memoria Flash de 4 Mbytes es suficientemente grande para albergar el módulo de arranque, un núcleo kernel de Linux comprimido y un disco RAM comprimido. Gracias a sus conversores de tensión de alta eficiencia, integrados sobre la placa, dicha placa puede

trabajar con cualquier tensión de alimentación comprendida entre 3,5 y 16 V. Todas las conexiones esenciales para la placa se realizan a través de los conectores que hay sobre la misma. Para completar el diseño existe un conector serie que se puede configurar como un puerto RS 232 estándar.

Toda la circuitería necesaria para el LART, así como los programas precisos, puede encontrarse en la página web LART dedicada a tal dispositivo. En ella podremos encontrar esquemas eléctricos, diseños de placas de circuitos impresos, programas y módulos de ampliación.

Además de la placa madre, existen dos importantes módulos de extensión: una placa Ethernet y una placa casera llamada Kitchen Sink Board (KSB). La primera es un adaptador 10-Base T para la placa LART, diseñada alrededor del circuito integrado CS 8900^a Ethernet de la casa Cristal. El módulo KSB contiene todas las ampliaciones necesarias para convertir a la placa LART en un completo ordenador multimedia. En el módulo KSB encontraremos una salida audio estéreo de 16 bits (44,1 KHz), un interfaz IDE/ATA, dos co-



nectores PS/2 para ratón y teclado, y conectores IRDa, USB, vídeo, etc.

Los programas están formados principalmente por código fuente para Linux y ficheros binarios. Por lo tanto, para poder trabajar con este módulo es requisito indispensable tener ciertos conocimientos sobre Linux. Además de toda la información de componentes y programas sobre el LART, la página web también contiene una sección con una lista de FAQ (es decir, sección de cuestiones más frecuentes realizadas por los usuarios), y un resumen de los proyectos donde se ha aplicado el LART.

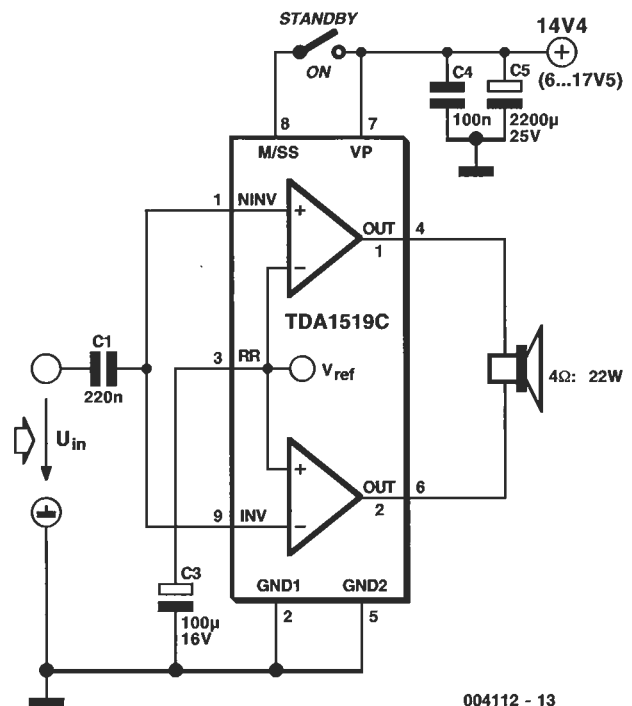
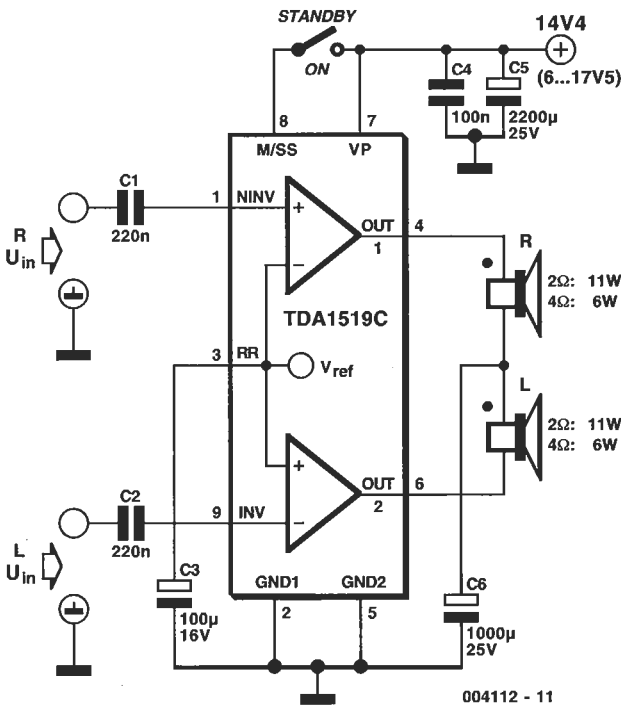
Para aquellos que en este momento están impacientes por comenzar a construir un módulo LART, debemos decir que la mayor parte de sus componentes se montan y tienen formato SMA, lo que se traduce en componentes difíciles de localizar y con los que hay que tener herramientas adecuadas para trabajar. Más aún, la placa del circuito impreso es una placa multicapa, con un total de cinco capas, lo que hace prácticamente imposible su fabricación doméstica. Afortunadamente, en la sección FAQ de la página web del LART, podremos encontrar direcciones de correo electrónico que pueden proporcionarnos ayuda muy valiosa.

(CC5154-1)

Página de LART:
<http://www.lart.tudelft.nl>

001

Amplificador de 11 W estéreo o 22W mono



G. Kleine

Los amplificadores de potencia AF integrados han experimentado un gran avance en los últimos años, consiguiendo mejoras de potencia y un uso más fácil. El TDA1519C de Philips contiene dos amplificadores de potencia que proporcionan 11 W por canal estéreo o 22 W mono cuando los dos canales están conectados en una configuración puente. Tiene un encapsulado del tipo SIL9P, lo que permite que se pueda colocar un disipador. El TDA1519CSP es la versión SMD, en este caso el disipador se monta en contacto con el integrado, en su parte superior.

La tensión de funcionamiento de este dispositivo va desde + 6 a + 17,5 V. Los dos canales del amplificador son diferentes en cada canal: entre los pines 1 y 4, es un amplificador no inversor, mientras que entre los pines 9 y 6 es un amplificador inversor. Por lo tanto, es necesario un funcionamiento estéreo para cablear los altavoces de forma que uno de ellos tenga su polaridad invertida. Cada amplificador tiene una impedancia de entrada de 60 K Ω y una ganancia de 40 dB, por ejemplo, 100 veces. Cuando ambos amplificadores se utilizan en configuración puente, las entradas están en paralelo, de forma que la impedancia de entrada quedará en unos 30 K Ω .

El pin 8 dispone de una función combinada mute/standby. En su forma más simple se puede conectar al terminal positivo de alimentación a través de un interruptor. Cuando el interruptor está abierto el amplificador estará en modo standby y el consumo de corriente será menor de 100 μ A. Cuando el interruptor está cerrado, el amplificador está operativo.

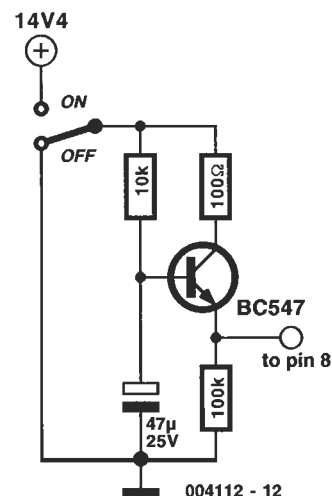
El pequeño circuito que se muestra utiliza la entrada mute para evitar escuchar el 'toc' que se produce al conectar la alimentación sobre los amplificadores. Esto se debe a la corriente de carga de los condensadores C1 y C2. El circuito mostrado genera una tensión de rampa, la cual se aplica al terminal 8. Al conectar la alimentación, como la tensión sube de 3,3 a 6,4 V, el

amplificador conmutará de modo standby a modo mute, permitiendo la carga de los dos condensadores C1 y C2. Sólo cuando la tensión de la rampa alcanza los 8,5 V el amplificador conmutará en modo activo.

La protección del TDA1519C parece hacerse de forma casi FOOLPROOF. Las dos salidas se pueden cortocircuitar desde las tensiones de alimentación. También una protección térmica evitará sobrecarga y la tensión de entrada de alimentación estará protegida contra polarización inversa de la alimentación de 6 V.

(004112)

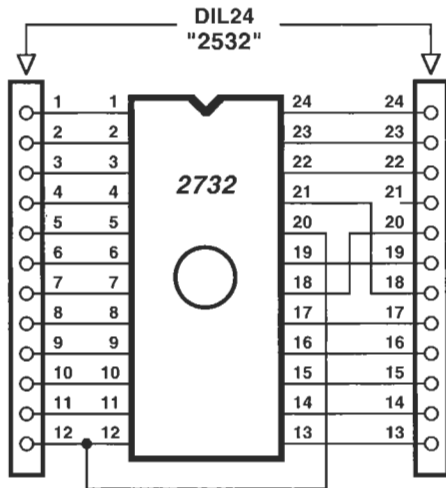
Dirección Internet: www.semiconductors.philips.com



002

Adaptador EPROM 2532/2732

L. Lemmens



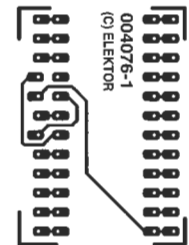
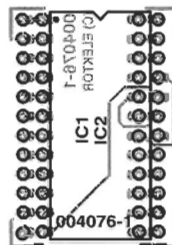
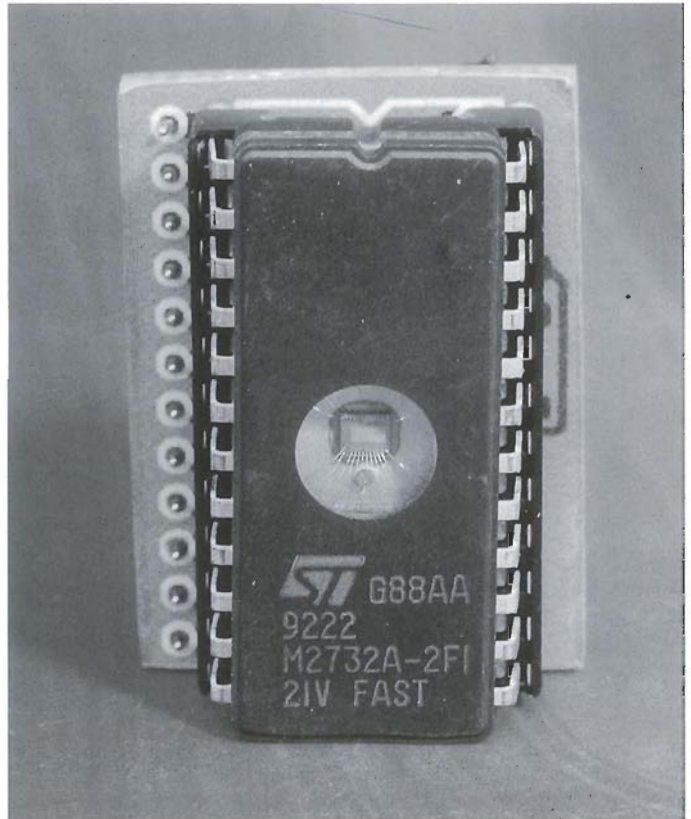
004076 - 11

En la actualidad hay muchos equipos electrónicos que contienen EPROMs del tipo 2532, las cuales son, hoy en día, imposibles de obtener. Si por alguna razón hay que modificar el software o falla la EPROM, es posible, en principio, sustituirla por una EPROM del tipo 2732, aunque tenga diferente disposición de pines. Cualquier aficionado a la electrónica puede hacer las modificaciones necesarias a la placa de circuito impreso, pero resulta más conveniente usar una placa adaptadora que pueda fijarse en el lugar de la 2532, de manera que la placa principal del circuito permanezca sin alteraciones.

La placa de circuito impreso que se muestra aquí simplemente cambia la disposición de algunos pines. El pin 18 de la 2732 al pin 20 de la 2532, el pin 20 al pin 12 y el pin 21 al pin 18. El resto de pines se conecta uno a uno.

Esta placa no está disponible en el Servicio de Lectores, por lo que tendremos que hacerla nosotros mismos. Montaremos dos filas de 14 pines en la parte inferior de la placa, de forma que el circuito adaptador pueda enchufarse en el zócalo de la 2532 original. En la parte superior del adaptador fijaremos un zócalo de circuito integrado para la nueva 2732.

(004076-1)

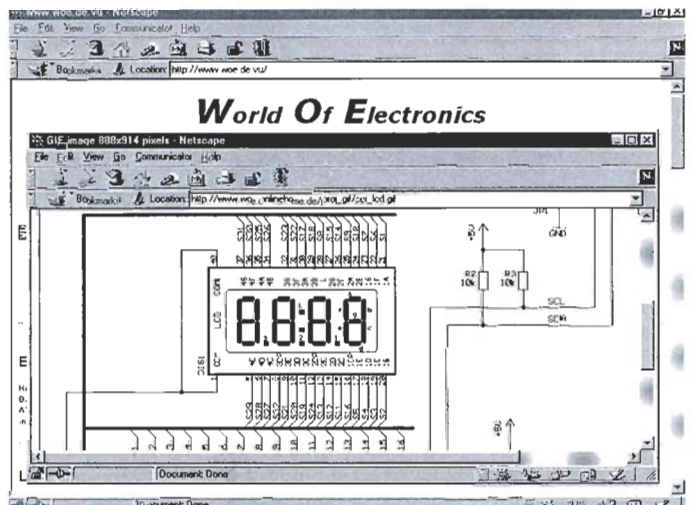


003

Información de Visualizadores

H. Baggen

La página web "World of electronics" (es decir, el mundo de la electrónica) (www.woe.de.vu), del alemán Michael Gaus, nos produjo una gran impresión por su contenido y su organización detallada. En esta página se ofrece una gran cantidad de información para aquellos ingenieros electrónicos o amantes de la electrónica, sobre visualizadores, por lo que recomendamos sin lugar a dudas hacer un alto en nuestra búsqueda y dirigirnos aquí, cuando tengamos necesidad de información sobre estos componentes. Como hemos dicho, la principal información sobre componentes de esta página se basa en varios tipos de



visualizadores. Existen secciones separadas para visualizadores como diodos LED, módulos LCD y visualizadores fluorescentes de vacío. Además, existe una página separada con un gran número de enlaces para búsqueda de hojas de características en Internet. Se recomienda especialmente si estamos buscando información sobre componentes que no son demasiado conocidos.

Existe una página con proyectos electrónicos que, en el

momento de escribir este artículo, contiene un comprador para un sintonizador TV de Nokia, un visualizador de diodos LED que se desplazan, un reloj LED con una forma única, un convertidor RS 232 a I2C y una placa AT 89C2051. También hay una lista de suministradores de componentes, pero hasta ahora, tan sólo está limitada a suministradores alemanes. Podemos ver esta página en inglés o en alemán.

(004110-1)

004

Amplificador diferencial de alta tensión

A Burr-Brown Application

El INA146 es un circuito integrado con un amplificador diferencial de precisión en un encapsulado SO-8. Puede funcionar con tensión de entrada en modo común que supere a la tensión de alimentación del propio circuito integrado. Con una tensión de alimentación simple de +5V, este integrado puede manejar tensiones de entrada en modo común de hasta +40 V o ±100 V con una tensión de alimentación simétrica de ±15 V. El circuito integrado es adecuado para aplicaciones de gran precisión, tales como medida de corriente en shunt dentro de equipos de prueba de alta tensión, amplificador sensor, dispositivo para monitorizar dispositivos de alimentación de vehículos o fuente de corriente controlada por tensión.

El circuito interno de este dispositivo hace uso de resistencias de precisión integradas, ajustadas por láser para asegurar una ganancia precisa (se consigue un error de ganancia de sólo 0,025 %) y un elevado rechazo en modo común (80 dB). El excelente coeficiente de temperatura de todos los elementos integrados asegura que el dispositivo mantendrá la precisión dentro del rango de -40° C a +85° C.

El INA146 tiene dos amplificadores internos, el primero actúa como amplificador diferencial y tiene una ganancia de 0,1 V/V y el segundo actúa como buffer amplificador permitiendo seleccionar la ganancia del dispositivo colocando dos resistencias externas Rg1 y Rg2. Configurando esta ganancia para 1 nos permitirá medir tensiones superiores a 100 V. La tensión de salida del dispositivo viene dada por la ecuación:

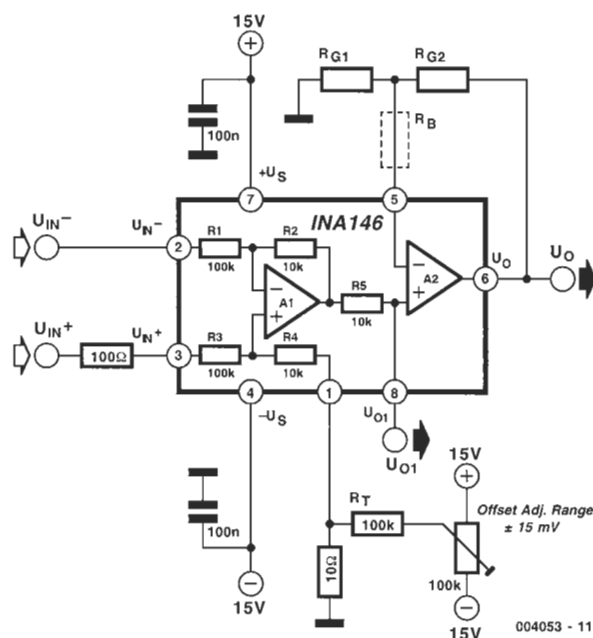
$$V_O = (V_{IN^+} - V_{IN^-}) \cdot 0.1 \cdot (1 + R_{G2} / R_{G1})$$

Los valores de ganancia más comunes se muestran en la tabla. El INA146 tiene una fuente de corriente controlada por tensión, conectando el pin 1 a la salida (pin 6) y una resistencia de 10 KΩ entre los pines 5 y 6. En este ejemplo no colocamos Rg1 ni Rg2. La corriente de salida en el pin 8 viene dada por:

$$I_{OUT} = (V_{IN^+} - V_{IN^-}) / 10 \text{ k}\Omega$$

La resistencia de 100 Ω mostrada entre la entrada (pin 3) y la red conectada al pin 1 es opcional y sólo será requerida si necesitamos hacer una corrección de la tensión de offset. Utilizando los valores mostrados se puede hacer un ajuste de offset dentro del rango de ±15 mV en la salida. La red de corrección de offset sólo debería usarse cuando sea necesario. Para mantener un buen rechazo en modo común, la impedancia de la fuente conectada al pin 1 debería tener menos de 10 Ω y la resistencia añadida a la entrada positiva tendría que ser unas 10 veces este valor, es decir, unos 100 Ω.

La impedancia de entrada del INA146 se determina por la red de resistencia de entrada y es aproximadamente de 100 KΩ. La impedancia de la fuente y los dos terminales de entrada



Ganancia total (V/V)	Ganancia de A2 (V/V)	RG1 (Ω)	RG2 (Ω)	RB (Ω)
0,1	1	-	10 k	-
0,2	2	20 k	20 k	-
0,5	5	12,4 k	49,9 k	-
1 10	11.0 k	100 k	-	-
2 20	10.5 k	200 k	-	-
5 50	10.2 k	499 k	-	-
10 100	100	10,2 k	1 M	-
20 200	200	499	100 k	9,53 k
50 500	500	100	49,9 k	10 k
100 1000	1000	100	100 k	10 k

deben ser casi iguales para mantener un buen rechazo en modo común. Una diferencia de 12 Ω entre esas dos impedancias daría lugar a una degradación de 8 dB en la relación de rechazo de modo común. No son recomendables las fuentes con impedancia mayor de 800 Ω, aunque estén perfectamente acopladas.

Para encontrar más información del INA146 podemos recurrir a la página:

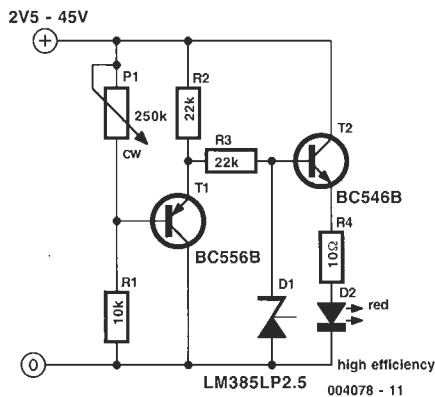
<http://www.burr-brown.com>

(004053-1)

005

Voltímetro sencillo

H. Bonekamp



Este circuito proporciona un medio sencillo para determinar la tensión de una fuente de tensión de baja impedancia.

El circuito funciona de la siguiente manera: el potenciómetro P1, que es de 1 W, forma un divisor de tensión en combinación con la resistencia R1. El transistor T1 almacena y amplifica la tensión en el punto de unión de estos dos componentes que, posteriormente, es llevada al diodo de referencia D1 por medio de la resistencia R3. D1 limita la tensión, en su punto de unión con R3, a 2,5 V. Una etapa indicadora, formada por el transistor T2, la resistencia R4 y el diodo LED D2, se conecta en paralelo con D1. Mientras que la tensión no esté limitada por D1, el diodo LED no se encenderá totalmente. Éste es el principio de funcionamiento básico de este circuito de medida.

Si giramos el potenciómetro P1 desde su valor máximo hacia su valor mínimo hasta que el diodo LED esté totalmente iluminado, conoceremos que la tensión está limitada por D1 en ese punto y que la tensión en los extremos de D1 es exactamente de 2,5 V. En estas condiciones, la tensión en los extremos de la resistencia R1 es igual a: $(U_{D1} - U_{BE1}) = (2,5 - 0,5) V = 2 V$. Esto significa que hemos utilizado P1 para fijar la tensión en los extremos de R1 a 2 V. Basados en este principio, podemos determinar la tensión de entrada buscando alguna fórmula. Así, la tensión en los extremos de R1 vendría dada por:

$$U_{R1} = \frac{R1}{R1 + \alpha \cdot P1} \cdot U_{in}$$

De la que obtendríamos la siguiente tensión de entrada:

$$U_{in} = \left(1 + \frac{\alpha \cdot P1}{R1} \right) U_{R1}$$

Podemos ver que U_{in} es prácticamente equivalente a la cantidad de giro del potenciómetro P1. Todo lo que tenemos que hacer para completar el voltímetro es proporcionar una escala para P1. Podemos calibrar la escala conectando un voltímetro real en paralelo con el circuito y variar la tensión de entrada.

El consumo de corriente de este circuito es de, aproximadamente, 8 mA. La fuente de tensión que se quiere medir debe ser capaz de proporcionar fácilmente esta corriente, ya que, de otra manera, la tensión podría caer estrepitosamente durante la medida.

(004078-1)

006

Modelo de cielo de noche

K. Walraven

Ahora que los LEDs blancos están disponibles a precios razonables, una buena aplicación sería una imitación del cielo por la noche. Los LEDs emiten una luz bastante fría (6.000 a 8.000 Kelvin), lo cual da un efecto de 'estrella' bastante bueno. Las magnitudes (relativas al brillo) se pueden reproducir bien utilizando resistencias de valores diferentes.

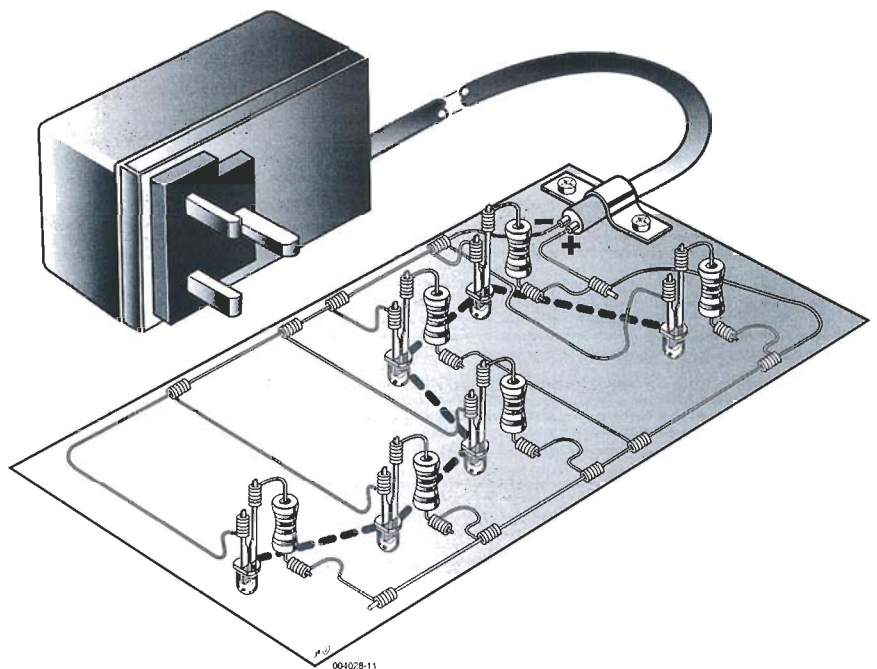
Hay varias formas de construir tal modelo. La más sencilla es emplear un trozo de placa de plástico de color negro con agujeros para alojar los LED, que se pueden pegar a la placa. Debemos decir que los modelos de 'paraguas' con este efecto también son muy populares. Se trata de un gran paraguas negro que proporciona un fondo oscuro y los LED se pueden pegar con cuidado en la propia fábrica.

El circuito dispone de un adaptador de red, para proporcionarnos la tensión de red necesaria. Bastará con que proporcione unos 300 mA, corriente suficiente para alimentar a 15 LED con un consumo aproximado de 20 mA. Para hacer un cielo grande, necesitaremos más potencia (500 ó 1.000 mA), ya que precisaremos más LED. Como opción se puede dividir en varias secciones y alimentar cada una de ellas con un adaptador. Si queremos que circule una corriente de unos 20 mA por cada diodo y la tensión de salida del adaptador es de 6 V, el valor de las resistencias serie que hay que colocar se puede calcular fácilmente con la ecuación:

$$R = (6 - 3,5) V \div 20 \text{ mA} = 125 \Omega$$

Podemos utilizar valores de resistencia estándar de 120 ó 150 Ω. Valores mayores darían lugar a que los LED tuviesen menos brillo.

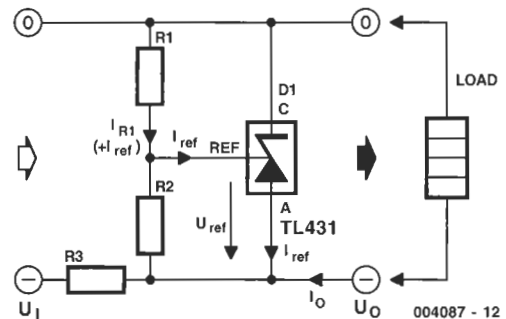
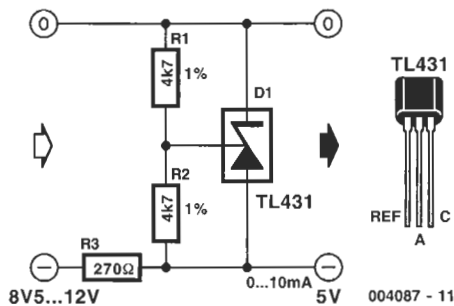
(004028-1)



007

Regulador en puente negativo

K. Thiesler



Utilizando tan sólo unos pocos componentes y el circuito mostrado en la Figura 1 es posible construir una fuente de alimentación negativa regulada con una tensión de salida comprendida entre $-2,5\text{ V}$ y $-36,0\text{ V}$, con una corriente de salida del orden de 100 mA . El regulador en puente TL 431 de la casa Fairchild Semiconductor, tiene una buena precisión, y tan sólo requiere una fuente de tensión negativa no regulada. La caída de tensión en los extremos de este componente, $(V_{in} - V_{out})$, está presente en los extremos de la resistencia R3. El puente regulador debe tener siempre una carga conectada a sus salidas.

La tensión negativa de salida está configurada por el divisor de tensión formado por R1/R2, según:

$$U_O = (1 + R1/R2) \cdot U_{REF} + R1 \cdot I_{REF}$$

Donde:

$$U_{REF} = -2.495\text{ V (nominal)}$$

$$I_{REF} = -2\ \mu\text{A}$$

Esto nos da la relación entre la tensión de salida, la red divisora de tensión y la tensión interna de referencia del TL 431.

Para asegurar el correcto funcionamiento del circuito, la corriente a través de la red divisora (I_{R1}) debe ser varias veces superior a la corriente de referencia (I_{REF}), con lo que el valor de R1 viene dado por la fórmula:

$$R1 = (U_O - U_{REF}) / I_{R1}$$

Por lo tanto, si elegimos una tensión de salida de -5 V y utilizamos una I_{R1} de $-100\ \mu\text{A}$, con un valor de I_{REF} de 50 veces el valor de I_{REF} (por ejemplo), obtendremos un valor para R1 de:

$$R1 = (-5\text{ V} - 2.495\text{ V}) / -10^{-4}\text{ A} \approx 25.05\text{ k}\Omega$$

La segunda resistencia se calcula según la fórmula:

$$R2 = U_{REF} / [(U_O - U_{REF})/R1 - I_{REF}] \approx 25.46\text{ k}\Omega$$

Para un correcto funcionamiento del regulador, el valor de la corriente de cátodo debe estar comprendido entre -1 y -100 mA , y la corriente de carga debe ser constante. Ambas corrientes pasan a través de la resistencia R3 y son utilizadas en la fórmula siguiente para estimar el valor de dicha resistencia:

$$(U_{Imin} - U_O) / (I_{Omax} + I_{Cmin}) \geq R3 \geq (U_{Imax} - U_O) / (I_{Omin} + I_{Cmax})$$

Utilizando el mínimo valor de resistencia, obviamente incrementaremos la disipación de potencia en el circuito. Así, la potencia disipada por la resistencia R3 viene dada por la fórmula:

$$P_{R3} = (U_{Imax} - U_O)^2 / R3$$

Por otro lado, la potencia disipada en el regulador se calcula según la fórmula siguiente:

$$P_{TL431} = U_O \cdot I_{Cmax}$$

Si se requiere una tensión de salida de -5 V , entonces los cálculos son algo más sencillos, ya que R1 y R2 tendrán el mismo valor y la fórmula se reduce a:

$$U_O = -2 \cdot U_{REF} - R1 \cdot I_{REF}$$

$$R1 = R2 = (U_O + 2 \cdot U_{REF}) / I_{REF}$$

Con una tensión de referencia nominal (U_{REF}) de $-2,495\text{ V}$, la fórmula nos proporciona un valor de $5\text{ k}\Omega$ para ambas resistencias. Si se cambia este valor de forma apreciable, alteraremos la corriente de referencia y, por lo tanto, la tensión de salida. El esquema eléctrico de la Figura 2 proporciona el circuito completo con los valores de los componentes para un regulador de tensión de -5 V .

Existen tres versiones de este circuito integrado de la casa Fairchild Semiconductor que mejoraron las especificaciones de la U_{REF} . El estándar TL 431, sin ningún tipo de sufijo, tiene una U_{REF} con una tolerancia de $\pm 2\%$, mientras que el mismo componente con el sufijo "A" tiene una tolerancia del 1% . Si, por el contrario, el sufijo es "L", la tolerancia es tan sólo del $\pm 0,4\%$. En la página web de Fairchild:

<http://www.fairchildsemi.com/ds/TL/TL431.pdf>

podemos encontrar una hoja de características para estos componentes.

La casa Maxim también produce un componente similar, con tensiones de salida fijadas. Así, el MAX 6330 y el MAX 6331 están disponibles en las versiones de $5,0\text{ V}$, $3,3\text{ V}$ y $3,0\text{ V}$, con una corriente de salida comprendida entre $100\ \mu\text{A}$ y 50 mA . La red divisora de tensión está integrada en el circuito integrado.

(004087)

Amplificador de AF 1.5 V

Un diseño de dos etapas optimizado

Por Stephan Weber Stephan.weber@connect.com

Veremos el diseño de un diminuto amplificador de AF alimentado con una sola pila de 1,5 V, que es capaz de trabajar con un altavoz de 8 Ω. ¿Cuál es la mejor manera de conseguir estas prestaciones?

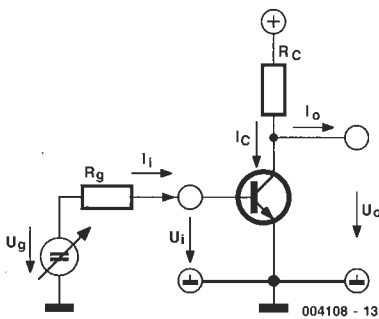


Figura 1. En la configuración de emisor común los emisores de los transistores están conectados a una tensión fija.

De un amplificador que trabaja con una fuente de alimentación de 1,5 V no puede esperarse una potencia de salida demasiado elevada. Por ejemplo, la tensión de salida en reposo de un amplificador es $V_{CC} = 0,75$ V, con lo que si no se utiliza una salida en configuración puente, la máxima variación posible de la salida, U_S , es sólo de $\pm 0,75$ V. Esta tensión se queda reducida a $\pm 0,55$ V por la tensión de saturación de los transistores de salida. Si la pila no es demasiado nueva, o si su carga está algo baja,

esta tensión se puede ver reducida incluso hasta, digamos, $U_S = \pm 0,4$ ó $0,5$ V. Por lo tanto, la potencia de salida RMS sobre una carga de 8 Ω es de :

$$P = U_s^2 / 2 \cdot R \approx 15 \text{ mW}$$

No es una potencia demasiado excesiva, pero, con la condición de que los altavoces utilizados sean de alta eficiencia, tendremos potencia suficiente para una escucha normal dentro de una habitación.

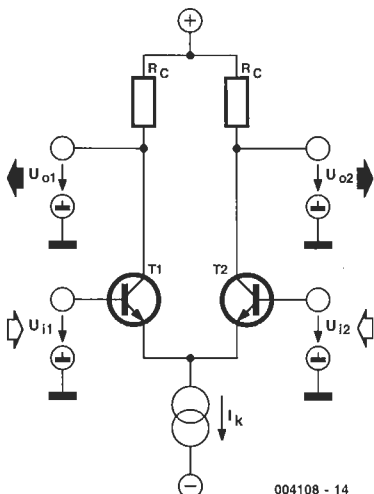


Figura 2. Esquema eléctrico de un amplificador diferencial.

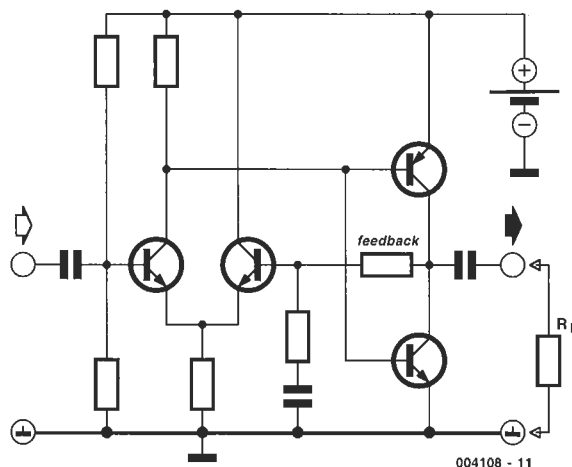


Figura 3. Esquema eléctrico teórico de un amplificador de dos etapas.

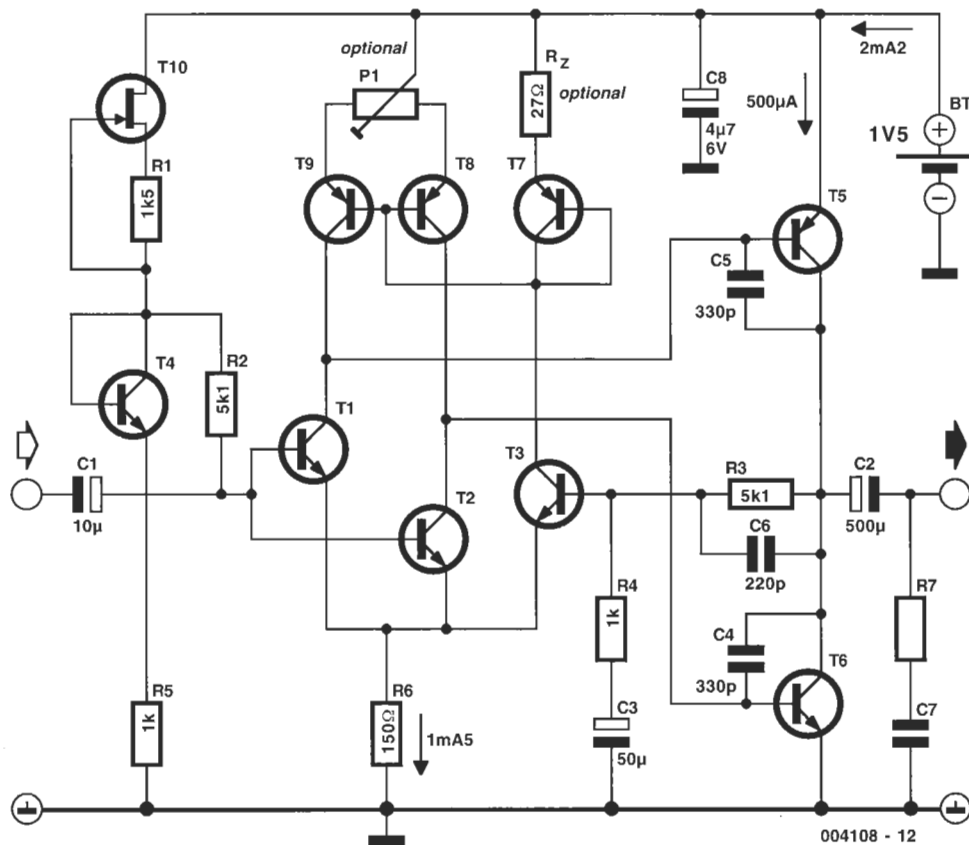


Figura 4. Circuito práctico del amplificador.

Detalles del montaje:

Elección de los transistores:

Hemos utilizado transistores de tipo BC 549C (NPN), BC 559C (PNP) y BF 245A (FET). Las características más importantes son una alta ganancia de corriente y una baja tensión de saturación. Todos los transistores usados en la etapa preamplificadora deben pertenecer a la misma serie. El transistor JFET debe tener una tensión umbral menor de 1,5 V, por lo que se ha utilizado un modelo tipo A. Otros componentes adecuados para este circuito podrían ser el BF 244A y el BF 256A.

¿Puede emplearse un altavoz de 4 Ω?

Sí. Los transistores de salida tendrán que ser sustituidos por componentes de una potencia superior, tales como el BC 327-40 y el BC 337-40.

¿Cómo puede mejorarse la calidad de sonido?

En general, la elección de un altavoz de mayor calidad y la mejora en la caja del altavoz se traducirá más en una mejora en la calidad del sonido que la modificación del circuito. Además, las frecuencias de cortes bajas pueden ser ajustadas cambiando los condensadores de acoplamiento. La corriente de reposo de las etapas amplificadoras también puede incrementarse. Esto también se traduce en un aumento de la ganancia de lazo, con lo que se reduce la distorsión armónica total (THD). Puede obtenerse el mismo

efecto sustituyendo R6 por un transistor en modo fuente de corriente.

¿Para qué puede usarse?

Este amplificador sería un buen complemento para la radio de onda media descrito en el número de abril de 2000 de Elektor. Como alternativa, podría utilizarse también como amplificador de salida para un conjunto de cristal. Otra posibilidad es la de un amplificador de pruebas de audio: puede conectarse una punta de prueba a la entrada del amplificador y emplearlo, por ejemplo, para verificar la onda de la señal y la frecuencia de la misma, o para buscar la distorsión en otros circuitos de audio.

Las salidas del amplificador también se pueden conectar a unos altavoces o auriculares. La eliminación de la carga de baja impedancia en la salida producirá que la ganancia de lazo abierto se incremente y que la distorsión disminuya. A su vez, si se reduce el valor de los condensadores C4 y C5 de forma adecuada, el amplificador se comportará como un preamplificador para señales de hasta 1 MHz. Si se montan transistores de RF se puede construir un amplificador de HF que llegue a funcionar hasta una frecuencia de 100 MHz.

Por último, siempre y cuando tan sólo se requiera un nivel de volumen modesto, el circuito puede emplearse como un amplificador de potencia para una alarma.

Etapas de los amplificadores

Como tanto la tensión de salida como la tensión de control de los transistores discretos están limitadas por la tensión de alimentación reducida, la salida de los transistores debe ser conectada en una configuración en emisor común (ver Figura 1). En muchos de los amplificadores de potencia de AF, con una tensión de alimentación bastante más elevada, se recomienda utilizar los ya conocidos circuitos seguidores de emisor de "push-pull".

En este diseño la máxima corriente de salida es de, aproximadamente, 60 mA. Si el transistor tiene una ganancia de corriente de 150, su máxima corriente de base será de unos 400 μ A, demasiado elevada para la entrada de un amplificador. Por lo tanto, se requiere el uso de una etapa de preamplificación. Si se utiliza un lazo de realimentación negativa se puede mejorar considerablemente las prestaciones del amplificador frente al ruido, en comparación con el diseño de una sola etapa. El diseñador de un circuito integrado puede usar tres o cuatro etapas, pero nuestro circuito discreto necesita mantenerse lo más compacto posible.

Si tuviésemos que conectar nuestra etapa de salida en emisor común directamente a una etapa de seguidor de emisor, la tensión de base del seguidor de emisor sería de $2 \cdot U_{BE} \approx 1,4$ V, algo difícil de conseguir con una sola pila como tensión de alimentación. La mejor solución es emplear una configuración en emisor común en ambos módulos, tanto en el preamplificador como en las etapas de salida.

Realimentación negativa

El uso de dos etapas en emisor común en una sola línea hace que la obtención de la realimentación negativa sea bastante más difícil, ya que cada etapa invierte la señal, con lo que el efecto global es el de no invertir la señal. Sin embargo, para una realimentación negativa se requiere una señal invertida. Para obtener esto disponemos de dos alternativas: proporcionar una realimentación negativa independiente en cada una de las etapas, o utilizar un amplificador diferencial (ver Figura 2). Un amplificador diferencial tiene unas propiedades similares a las de un circuito en emisor común, pero también proporciona una salida no invertida. Las bases de los transistores que forman el

amplificador diferencial constituyen sus entradas y los colectores sus salidas.

La corriente constante I_K (es decir, la suma de las dos corrientes de emisor), determina la corriente de entrada en reposo, mientras que la resistencia interna de la fuente de corriente configura la relación de rechazo en modo común. La selección del punto de trabajo se realiza de forma más sencilla utilizando un amplificador diferencial, ya que las tensiones de base/emisor de los dos transistores están compensadas.

Teoría y práctica

El circuito teórico de la Figura 3 muestra la configuración en dos etapas con un amplificador diferencial, la etapa de salida en modo emisor común y la disposición de un lazo de realimentación negativa, utilizando un divisor de tensión en la entrada inversora del amplificador diferencial.

Para obtener un circuito práctico como el de la Figura 4 se debe trabajar sobre algunos detalles del circuito teórico. Un punto particularmente crítico es el modo en que están conectadas las bases de los transistores de salida. La tensión de base del transistor superior debe ser igual a $V_{CC} - V_{BE}$, que se corresponde con la U_{BE} del transistor inferior. Estas condiciones sólo pueden ser satisfechas de forma simultánea para un estrecho margen de tensiones de alimentación. Además, pequeñas variaciones de estas tensiones de alimentación tendrán un gran impacto sobre el consumo de corriente en reposo. Las resistencias del colector en el amplificador diferencial también tienen un gran efecto sobre la corriente de reposo de los transistores de salida.

Además, en la práctica, el punto de funcionamiento del amplificador diferencial se debe configurar para minimizar el efecto de las variaciones de temperatura y de la tensión de alimentación en el circuito. La máxima corriente de base de los transistores de salida calculada es de 400 μ A, por lo que la corriente de reposo en el amplificador diferencial tendrá que estar alrededor de 1 mA.

Se ha duplicado un lado del circuito del amplificador diferencial para conseguir un mejor acoplamiento entre las dos etapas. Sus salidas (por ejemplo, los colectores de los transistores T1 y T2), controlan las conexiones de base de los dos transistores de salida.

La resistencia de colector se selecciona utilizando una corriente espejo generada a partir de los transistores PNP T7, T8 y T9. El transistor T4, junto con el transistor FET T10, configura la corriente de reposo del amplificador diferencial para que se mantenga independiente de otros posibles efectos.

No deben tomarse precauciones especiales para configurar la corriente de reposo de la etapa de salida. Se considera adecuado un valor comprendido entre 1 y 2 mA. Se puede añadir un ajuste a esta parte del circuito montando un potenciómetro entre los emisores de los transistores de salida de la corriente espejo y la tensión V_{CC} . Las resistencias de realimentación negativa R3 y R4 fijan la ganancia del circuito aproximadamente en 5. Gracias a la realimentación negativa, la impedancia de entrada es de 50 K Ω , aproximadamente, y, en la práctica, la impedancia de entrada total viene determinada por R2 (más la impedancia de entrada de los transistores T2 y T10).

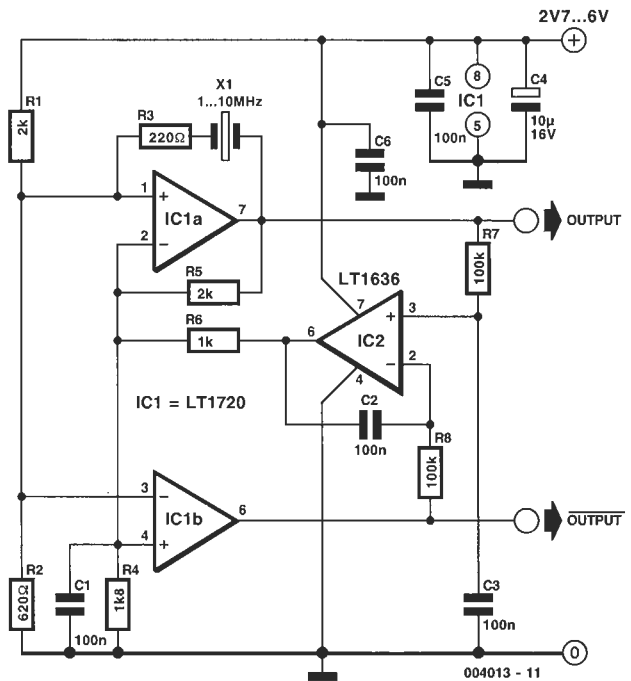
Los componentes restantes estabilizan el funcionamiento del circuito. Los amplificadores que utilizan realimentación negativa suelen presentar una cierta tendencia a oscilar. En nuestro caso, con tan sólo dos etapas, es bastante improbable. Los condensadores tipo Miller, C4 y C5, proporcionan una seguridad adicional y sus valores no son críticos en el circuito. Los condensadores C1 y C2 aíslan al amplificador de desviaciones de tensiones continuas (offset) a las entradas y a la salida. También es esencial un condensador de reserva (de, por ejemplo 4,7 μ F) entre los terminales de alimentación. Las series de combinaciones RC (22 Ω + 10 nF) en las salidas aseguran una mínima carga, incluso a altas frecuencias y, por lo tanto, aseguran la estabilidad del amplificador.

008

Comparador basado en oscilador de cristal

Basado en una aplicación de Linear Technology

Aunque un simple oscilador a cristal se puede construir desde un comparador de un LT1720/LT1721, éste tendrá un sinfín de inconvenientes y problemas de diseño. Aunque el LT1720/LT1721 nos da la correcta salida lógica cuando una de las entradas está fuera del rango del modo común, se pueden producir retardos adicionales cuando funciona así, abriéndose la posibilidad de modos de funcionamiento espurio. Por lo tanto, las tensiones DC en las entradas tienen que estar cerca del centro del rango del modo común del LT1720/LT1721, y será necesaria una resistencia para atenuar la realimentación de la entrada no inversora. Desgraciadamente, aunque el ciclo de trabajo para este circuito es alrededor del 50 %, se verá afectado por las tolerancias de las resistencias y en menor medida por los offsets y temporizaciones del comparador. Si se requiere un ciclo del 50 %, el circuito mostrado aquí crea un par de salidas complementarias con un ciclo de trabajo forzado al 50 %. Los cristales son elementos de banda estrecha, por lo que la realimentación a la entrada no inversora es una versión analógica filtrada de la salida de onda cuadrada. Cambiando el nivel de la entrada no inversora se puede variar el ciclo de trabajo. El par de resistencias 2K-620 Ω fija un nivel en los terminales de entrada + de IC1a y - de IC1b. La entrada complementaria de cada comparador tiene un nivel de tensión DC fijado a través de la red de resistencias de 2K-1,8K y el condensador de 0,1 µF. El comparador IC1b crea una salida complementaria a IC1a comparando los mismos dos nodos con la entrada contraria. IC2 compara las versiones limitadas en banda de las salidas y la entrada negativa de IC1a. Este comparador sólo responde a las variaciones de anchura de pulso, de forma que las salidas son forzadas a trabajar con un ciclo del 50 %. El circuito opera desde 2,7 hasta 6 V. Cuando visualizamos la señal de salida del



oscilador se puede observar una ligera dependencia de la carga del comparador, por lo que deberíamos utilizar resistencias de carga del mismo valor en aplicaciones críticas. El circuito funciona bien debido a los dos retrasos acumulados y las salidas puestas del LT1720.

(004013-1)

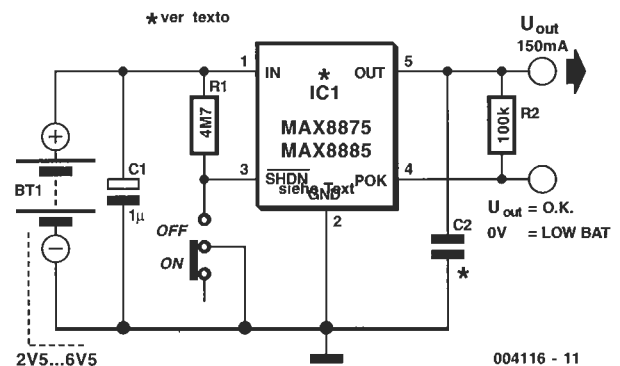
009

Regulador de 150 mA con OK O/P

By G. Kleine

Para conseguir la máxima vida de las baterías de los equipos portátiles, a menudo se utilizan reguladores con baja caída (LDO). Estos dispositivos se pueden alimentar a partir de un buen regulador de tensión, mientras tenga una caída de tensión entre entrada y salida de sólo 100 mV. Los equipos alimentados a batería siempre tienen un problema cuando la tensión cae y el regulador no puede mantener la tensión de salida estipulada. El funcionamiento del circuito se hace menos fiable y pueden perderse los datos. Una solución a este problema viene dada por el uso del nuevo regulador LDO de Maxim, el MAX 8875/8885. Este circuito integrado tiene una salida OK que indica el momento en que la tensión de salida cae por debajo del 5 % de la tensión regulada. Esto es muy útil, por ejemplo en aplicaciones con procesadores, de forma que los datos se pueden almacenar de forma segura en un dispositivo no volátil antes de que la tensión caiga más y el sistema quede completamente muerto.

El MAX 8875/8885 es un regulador de tensión fija con una salida de + 2,5 V, + 2,7 V, + 3,0 V, + 3,3 V ó + 5,0 V. Cada uno tiene una corriente de salida garantizada de 150 mA y una caída



de tensión típica de 110 mV con una corriente de 100 mA. El rango de tensión de entrada va desde + 2,5 a + 6,5 V. El integrado también dispone de protección contra cortocircuito y sobretemperatura. También es útil contra conexiones inversas

Dispositivo	V _{out}	Identificación	
		MAX8875	MAX8885
MAX 88x5EUK25	2.5 V	ADKZ	ADLE
MAX 88x5EUK27	2.7 V	ADLA	ADLF
MAX 88x5EUK30	3.0 V	ADLB	ADLG
MAX 88x5EUK33	3.3 V	ADLC	ADLH
MAX 88x5EUK50	5.0 V	ADLD	ADLJ

de las baterías, y dispone de un pin para poner el integrado en modo de bajo consumo, reduciéndose éste por debajo de 1 µA.

La estabilidad del regulador es muy dependiente del tipo de condensador utilizado (C2). El 8875 está diseñado para trabajar con un condensador cerámico (1 µF) mientras que el 8885 es adecuado para condensadores más económicos, con una ESR (resistencia serie efectiva) mayor, tales como los tántalos. El valor recomendado del condensador de salida va desde 1 a 4,7 µF.

(004116)

Dirección de Internet: www.maxim-ic.com

010

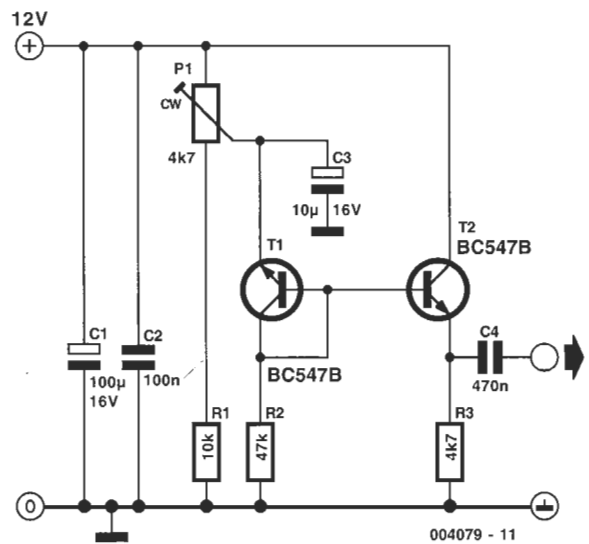
Fuente de Ruido optimizada para semiconductor

H. Bonekamp

Hemos publicado muchos diseños que utilizan una unión de transistor que funciona en la zona zéner de ruptura, y se comporta como una fuente de ruido. Cualquiera que haya experimentado con transistores con uniones invertidas sabe que la amplitud de la tensión de ruido generada de este modo depende fuertemente de la tensión de alimentación. La variación entre transistores individuales es también de un gran valor. Una solución obvia es utilizar una fuente de alimentación ajustable para la etapa de generación de ruido.

El BC 547B comienza a conducir alrededor de los 8 V. Utilizando el potenciómetro P1 y la resistencia R1, podemos ajustar la tensión en los extremos de T1 y R2 entre unos valores de 8 y 12 V. El condensador C3 desacopla la tensión de alimentación reducida. Se ha añadido un "buffer" de impedancia en la forma del transistor T2 y la resistencia R3, para evitar que la carga conectada pueda afectar a la fuente de ruido. Este "buffer" está alimentado directamente de la tensión de alimentación de 12 V.

Para ajustar este circuito conectaremos la salida a un osciloscopio. A continuación, ajustaremos el potenciómetro P1 para obtener la señal con la amplitud más elevada, en combinación con la mejor forma de la señal de ruido.



La tensión de salida es de, aproximadamente, 300 mV_{pp}, y el consumo de corriente está alrededor de los 2 mA.

(004079-1)

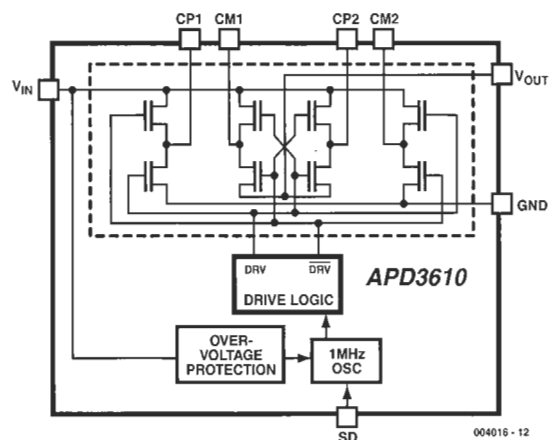
011

Regulador de tensión conmutado

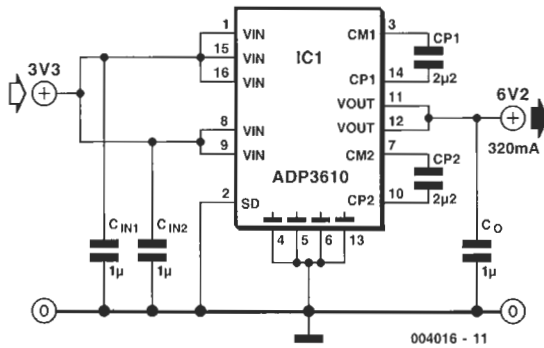
H. Baggen

(una nota de aplicación de Analogue Devices)

El circuito integrado ADP 3610 de la casa Analog Devices, es un doblador de tensión que trabaja con un convertor con condensadores computados, utilizando el principio "push-pull". La frecuencia de conmutación a la salida del circuito integrado es de, aproximadamente, 550 kHz. El término "push-pull" hace referencia a los dos condensadores de carga, los cuales trabajan en paralelo pero en direcciones opuestas, de manera que genera una tensión de salida y una corriente de salida. Mientras un condensador está suministrando una corriente a la salida, el otro está siendo cargado. Esta técnica minimiza las pérdidas de tensión y el rizado de salida. El convertor trabaja con una tensión de entrada comprendida entre 3 y 3,6 V. Proporciona una tensión de salida de unos 6 V con una corriente máxima de 320 mA, si se está utilizando condensadores computados con una baja ESR (resistencia serie equivalente). El circuito integrado dispone de una entrada de desconexión para permitir que el doblador de tensión pueda ser activado o desac-



tivado por una señal con nivel lógico. Este componente viene alojado en un encapsulado especial que puede llegar a disipar hasta 980 mW a temperatura ambiente.



El esquema eléctrico de la figura muestra una aplicación típica para el ADP 3610. En este circuito nuestro componente trabaja como un doblador de tensión no regulado. En teoría, un doblador de tensión puede proporcionar a su salida exactamente dos veces la tensión de entrada, pero en la práctica, la combinación de las pérdidas internas en las conmutaciones electrónicas y las resistencias internas de los condensadores, siempre provocan que la tensión de salida sea algo más baja.

La tensión de salida cae desde un valor de 6 V sin carga, hasta un valor de 5,4 V con una carga de 320 mA, con unas características casi lineales

Se ha conectado un pequeño condensador entre los dos terminales de alimentación a la entrada del circuito integrado. Este condensador elimina el ruido, las breves fluctuaciones de tensión y los picos de corriente cuando el ADP 3610 está conmutando. Este condensador (CIN) también debe tener una baja resistencia interna (ESR). Se necesita un condensador de gran valor si el circuito integrado ADP 3610 presenta unos terminales de alimentación bastante largos.

El condensador de salida (CO) de 1 µF se carga de forma alternativa por los dos condensadores de la "bomba" de carga, CP1 y CP2. La resistencia interna es un factor importante en estos componentes, tal y como estamos viendo. Este parámetro determina en gran medida la cantidad de tensión que cae en la salida cuando conectamos una carga, así como la cantidad de rizado presente en la tensión de salida. Se recomienda utilizar condensadores cerámicos o de tantalio. La resistencia interna equivalente también se puede reducir conectando varios condensadores de pequeño valor en paralelo. Con cargas pequeñas puede reducirse el valor de CO.

(004016-1)

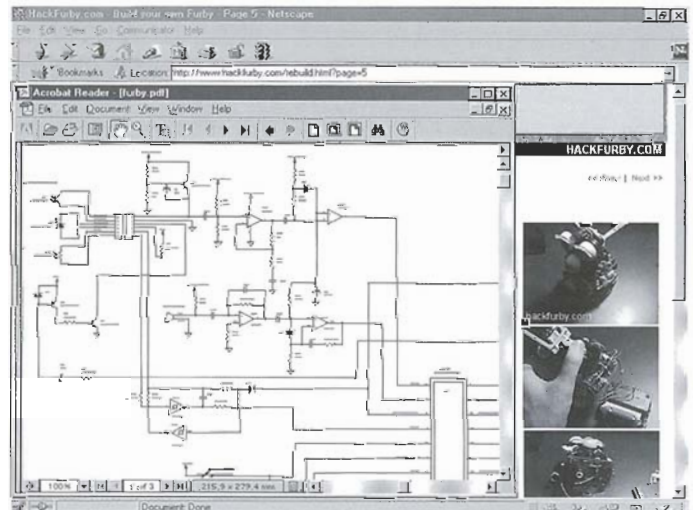
012 Descubriendo a Furby

H. Baggen

Este juguete animal se ha hecho muy popular debido a un inteligente diseño de la electrónica de que dispone, la cual actúa como si se comunicara realmente con un niño. Para los padres puede resultar muy cansado escuchar de forma constante a esta pequeña bestia.

A quienes les guste experimentar con un Furby pueden encontrar una información muy útil para la construcción y funcionamiento en la página web www.hackfurby.com. Podemos encontrar toda la información que deseemos. Las características no documentadas aparecen bajo 'Secretos'. Una amplia discusión del proceso de construcción acompañada con fotos, proporciona todas las instrucciones de montaje paso a paso. Para los aficionados electrónicos lo que resultará sin duda más interesante será el esquema eléctrico del módulo electrónico. Toda la información se puede descargar en formato PDF. También podemos encontrar información adicional sobre los Furbys.

(004109-1)



013 Sencillo controlador de bomba de vaciado

S. van Rooij (texto) y
H. Gulikers (diseño)

Después de una enorme inundación del sótano de su casa, el autor de este diseño no aguantó más. El conmutador mecánico flotante de la bomba de vaciado, la cual saca el agua del tambor de la lavadora hasta el nivel de lavado, se vió cada vez más perturbado por el detergente depositado sobre el mismo. Por lo tanto, parecía una buena idea sustituir este conmutador por una versión electrónica con dos sensores. Para evitar esfuerzos innecesarios, se tomó como modelo un circuito ya existente de Elektor, denominado "detector sencillo de humedad", y que fue publicado en nuestro número de Enero de 1999. Este circuito

estaba equipado con dos sensores: uno para el nivel bajo del agua en el tambor de la lavadora en el que está localizada la bomba, y otro para el nivel alto.

En el circuito original, la entrada 1 de IC1a se usa para un conmutador de reset manual. En la nueva versión este conmutador se sustituye por un segundo sensor (S1), el cual detecta el nivel bajo de agua para la bomba de vaciado. Por supuesto, el sensor S2 se emplea para detectar el nivel alto de agua.

Todo el circuito trabaja de forma muy sencilla. Si el agua llega a superar el nivel en el que está colocado el sensor de nivel alto S2, la entrada 5 pasa a nivel lógico "0", lo que provoca

que la salida 4 pase a nivel lógico "1" y el relé se active. Esto hace girar la bomba, lo que provoca que el nivel de agua descienda. Si el nivel de agua desciende hasta un punto comprendido entre los sensores S1 y SD2, nada cambia y la bomba continúa funcionando. En esta situación el biestable mantiene el relé activado. Sin embargo, tan pronto como el agua cae por debajo de la posición del sensor de nivel bajo S1, S1 ya no conduce, lo que provoca que la entrada 1 no se mantenga a nivel lógico "1" y pase a nivel lógico "0". En ese momento, el biestable se resetea y el relé se desactiva.

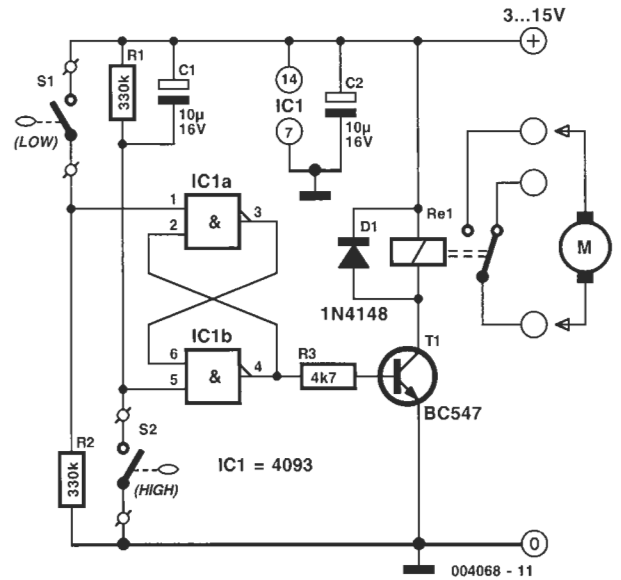
Los contactos del relé están conectados en serie con el cable de red de la bomba de vaciado. El conmutador flotante original (defectuoso) se configura en una posición de ese grado permanente, con lo que la bomba se pondrá en marcha siempre en cuanto haya una tensión aplicada al cable de alimentación.

Cada uno de los sensores está realizado a partir de dos trozos de cable de red, montados aproximadamente a 1 cm de separación, con el aislamiento proveniente de los terminales inferiores.

Basados en los experimentos, la resistencia serie (R1) para los dos sensores se redujo desde 1 MΩ hasta 330 KΩ. Esto es debido a que los sensores no tienen que detectar humedad, como sucedía en el circuito original, sino que están en contacto permanente con el agua.

El prototipo está alimentado con un adaptador de tensión de red estándar de 6 V. E. relé es un modelo normal de 6 Vdc con contactos de doble polo limitados a 250 V.

El circuito es tan sencillo que todo el conjunto puede montarse rápidamente sobre una pieza de placa de circuito impreso para prototipos. Naturalmente, deberemos poner cuidado con



la conexión entre el relé y el cable de red de 240 V para la bomba. Las conexiones estarán aisladas de manera segura, del mismo modo que nos aseguraremos de que existe la adecuada separación entre los conectores individuales de AC y entre los conectores y el resto del circuito.

Este controlador ha sido probado durante varios meses en la casa del autor sin ningún problema. Parece ser que las inundaciones de los sótanos ya son una cosa del pasado.

(004068-1)

014

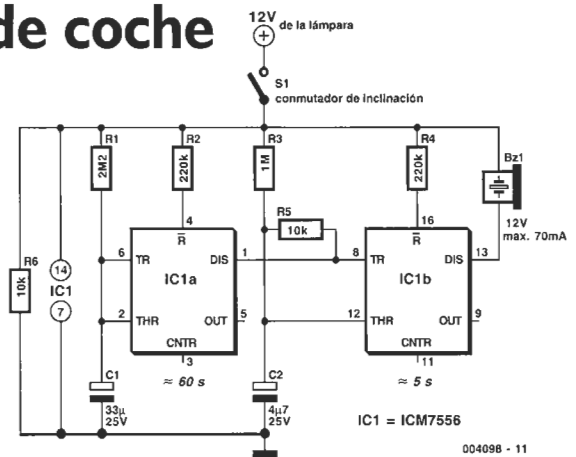
Aviso de luz de maletero de coche

B. C. Zschocke

En muchos vehículos la luz del maletero no se apaga hasta que la puerta está cerrada correctamente. Además, también suele suceder que cuando descargamos el coche, la puerta quede entreabierta. Si no nos damos cuenta y el coche permanece en estas condiciones durante varios días, la próxima vez que intentemos arrancarlo, la lámpara habrá descargado la batería y no podremos conseguirlo.

El circuito que describimos aquí nos dará un aviso de esta situación. Un conmutador de inclinación de mercurio se monta en el propio maletero de manera que cuando la puerta del maletero se cierra, sus contactos se cierran unos instantes antes de que la puerta esté totalmente cerrada. La tensión de alimentación para el circuito proviene de los 12 V que alimentan la lámpara del maletero y pasan a través del conmutador de mercurio. Cuando la puerta del maletero está cerrada adecuadamente, la lámpara se apagará y la tensión de alimentación del circuito caerá a la 0 V. Sin embargo, si la puerta queda entreabierta, la lámpara del maletero se mantendrá encendida y el conmutador de mercurio cerrará el circuito. Transcurridos 5 segundos, la alarma comenzará a sonar y, mientras que la puerta del maletero esté abierta, continuará sonando durante un minuto, para recordarnos que debemos cerrar la puerta del maletero de forma adecuada. El minuto de funcionamiento asegurará que la alarma no estará sonando continuamente si, por ejemplo, estamos transportando cosas pesadas y la puerta no se ha cerrado totalmente.

El circuito está formado por un temporizador CMOS dual 7556 (la versión bipolar 556 de este circuito integrado no es adecuada para esta aplicación). Cuando la tensión de alimentación se aplica al circuito (por ejemplo, cuando la puerta del maletero está entreabierta), los condensadores de tántalo C1 y C2 aseguran que las salidas del temporizador están a nivel alto.



Después de, aproximadamente, 5 segundos, cuando la tensión en los extremos de C2 supere los 2/3 de la tensión de alimentación, el temporizador IC1b se disparará y su salida pasará a nivel bajo, lo que provocará que la alarma comience a sonar. Al mismo tiempo, la tensión en los extremos de C1 crece mucho más lentamente y, después de aproximadamente un minuto, habrá alcanzado los 2/3 de la tensión de alimentación. En ese momento, IC1a se activará y reseteará IC1b, con lo que la alarma dejará de sonar. El temporizador IC1a se mantendrá en esta situación hasta que la puerta del maletero se cierre completamente o se abra totalmente, con lo que los condensadores C1 y C2 se descargarán a través de la resistencia R6 y el circuito estará listo para comenzar de nuevo el ciclo. Para calcular el período de los temporizadores utilizaremos la fórmula:

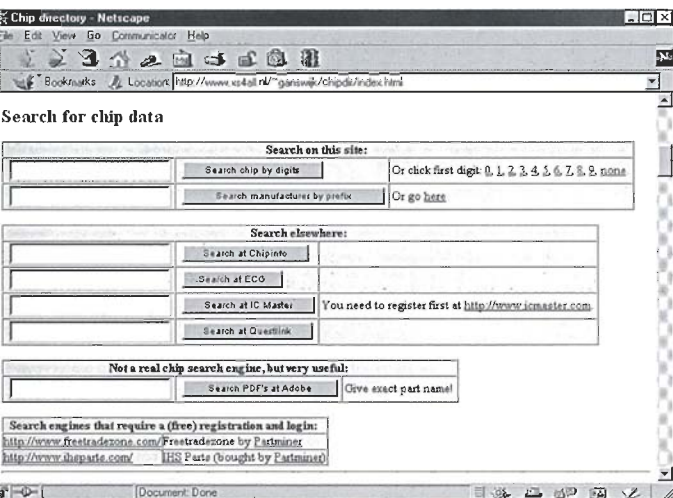
$$t = 1,1RC$$

Debemos señalar que los condensadores utilizados en el circuito deben ser de tántalo o electrolíticos, con un electrolito sólido. El zumbador debe ser un modelo adecuado para su uso con tensión continua.

004098

Búsqueda de componentes y hojas de características

Muchos lectores nos llaman y nos escriben con cuestiones sobre componentes. Las preguntas más sencillas incluyen: ¿cuál es el fabricante de un determinado circuito integrado? y ¿dónde puedo encontrar sus hojas de características? Por desgracia, no siempre podemos ayudarles, principalmente debido a problemas de tiempo (¿quién sino leería después nuestra revista?). Sin embargo, puede ser que haya personas que aún no sepan que con una conexión a Internet se puede acceder a una gran cantidad de información que incluye componentes y hojas de características.



Aunque el tema de este mes ya ha sido cubierto en nuestra página "Electrónica On-Line" (ver el artículo "Resumen de Semiconductores" en nuestro número de Abril de 1998), así como el tema de las hojas de características (número de Enero de 1999), vamos a intentar dar una mayor cobertura sobre el mismo, ya que muchos lectores siguen haciéndonos un gran número de preguntas todos los días.

Una de las mejores páginas web por la que podemos comenzar nuestra búsqueda de componentes o de sus hojas de características sigue siendo **Chip Directory** [1] (es decir, el Directorio de Circuitos Integrados), mantenida por Jaap van Ganswijk en Holanda. Desde su primera aparición en Internet, el número de páginas espejo autorizadas ha aumentado a unas 25, por lo que esta página debe de tener una buena velocidad de acceso. Aunque el Chip Directory por sí mismo ya ofrece una base de datos de especificaciones técnicas de todo tipo de

semiconductores bastante sustancial, en dicha página también tenemos acceso a un motor de búsqueda muy potente de otro tipo de acciones tales como: **ChipDocs** [2], **ECG** [3], **Questlink** [4], **IC Master** [5], y **Free Trade Zone** [6]. Hay que señalar que esta última acción sólo es accesible después de haber-nos registrado. La mayoría de estos motores de búsqueda "escarban" en los archivos de componentes de los propios fabricantes de semiconduc-

tores, devolviendo la información encontrada del componente en cuestión (o sus hojas de características).

Si queremos ir más allá en nuestra búsqueda y deseamos conocer la dirección de contacto del fabricante, se recomienda hacer una visita a la página web **Hardware Web** [7]. Esta página contiene una larga lista de direcciones de páginas web relacionadas con electrónica. Un pequeño resumen de estas listas podría ser: direcciones de páginas web sólo para hojas de características; direcciones de páginas web de fabricantes de semiconductores; direcciones de distribuidores, etc. También existe un resumen separado para componentes pasivos y conectores, más una lista de compañías que tienen que ver con la electrónica de prueba y equipos de medida.

Por último, también esta EG3 [8], un portal web para electrónica que no sólo contiene un motor de búsqueda de componentes, sino que también proporciona información de una gran cantidad de temas relacionados con otro tipo de material electrónico y de ordenadores, incluyendo protocolos de Internet y robótica, por mencionar solamente dos de ellos.

(005129-1)

Direcciones de Internet:

[1] *Directorio de Circuitos Integrados:*

[2] *Documentación de Circuitos Integrados:*

[3] *ECG:*

[4] *Enlaces a cuestiones:*

[5] *Maestro de Circuitos Integrados:*

[6] *Zona de intercambio gratuita*

[7] *Web de componentes:*

[8] *EG3:*

Nota:

URLs mantenidas por EE web-master

015

Amplificador de instrumentación con CRM mejorado

H. Bonekamp

Este circuito es un sencillo amplificador de instrumentación que puede alimentarse a partir de una tensión de alimentación simple. La tensión de salida viene dada por la fórmula:

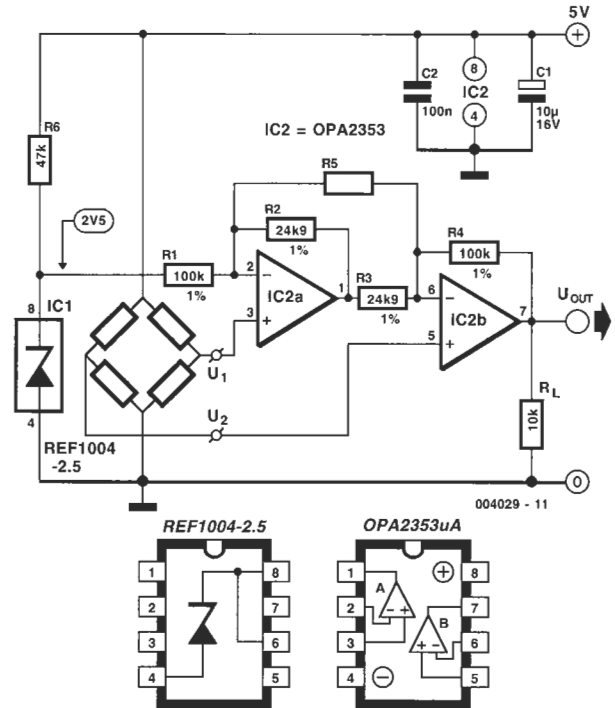
$$U_o = 2.5V + \frac{R4}{R5} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R3}\right) \cdot (U1 - U2) + \left(1 + \frac{R4}{R3}\right) \cdot U1 - \frac{R4}{R3} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \cdot U2$$

Para obtener un CMRR óptimo, la relación de R1 y R2 debería ser la misma que entre R3 y R4, por ello, si hacemos R1 = R4 y R2 = R3, la fórmula queda:

$$U_o = 2.5V + \left(1 + \frac{R1}{R2} + 2 \cdot \frac{R1}{R5}\right) \cdot (U1 - U2)$$

Gracias a la tensión de referencia proporcionada por IC1, este circuito puede trabajar con una tensión de alimentación simple. En lo que se refiere al rango de tensiones en modo común, es importante que R2/R1 < 1, porque de otro modo IC2 será excitado a su límite de forma bastante rápida por la tensión de modo común. El consumo de este circuito ronda los 10 mA.

(004029-1)



- * COMPONENTES ELECTRÓNICOS
- * INSTRUMENTACIÓN LABORATORIO
- * LIBRERÍA TÉCNICA
- * HERRAMIENTAS
- * DESARROLLO Y MONTAJE *
- *CIRCUITOS IMPRESOS - PRESERIES *

EMULADOR MOTOROLA MC68HC11A1FN
TARJETAS CT6811
TARJETA CONTROL CT293 ROBÓTICA

ARRAY ELECTRÓNICA PROFESIONAL S.A.
 C/ JUAN DE AUSTRIA, 20 - 28010 MADRID
 TFNO: 91 591 97 80
 FAX: 91 448 58 79
 e-mail - arrayep@teleline.es



016

Multiplexor I²C

G. Kleine

Cualquiera que desee construir una estructura larga de bus I²C se encontrará a veces con el problema de que cuatro u ocho direcciones de un tipo particular de circuito integrado no son suficientes, o que la carga capacitiva en las líneas SDA y SCL es demasiado elevada, de manera que se debe elegir una frecuencia de reloj más baja para el bus. Los circuitos integrados multiplexores que se presentan en este diseño permiten construir un sistema largo de bus I²C, que puede ser dividido en varias zonas. Estos circuitos integrados conectan el controlador del bus I²C a la zona

que tiene que ser direccionada en un momento determinado.

También puede suceder que algunas partes del bus I²C deban estar funcionando a + 3 V, mientras que otras partes tengan que hacerlo a + 5 V. Los multiplexores son también muy útiles en estos casos, ya que sus entradas y sus salidas pueden ser cargadas en ambos casos con señales de + 5 V, incluso aunque el multiplexor funcione con sólo + 3 V. Los circuitos integrados PCA 9542 y PCA (ver Figura 1) 9544 contienen multiplexores "1 a 2" y "1 a 4", respectivamente, para las dos líneas SDA y SCL. Estos circuitos integrados pueden funcionar con tensiones de alimentación comprendidas entre 2,5 y 3,6 V (3 V es la tensión nominal). Cuando la tensión de funcionamiento se aplica en primer lugar al circuito integrado multiplexor, el elemento I²C conectado está aislado inicialmente, ya que el multiplexor está en un estado de alta impedancia. Se debe acceder en primer lugar al circuito integrado utilizando su propia dirección I²C y un byte de control, de manera que pueda conectarse uno de los dos o cuatro pares de líneas I²C a través del bus principal I²C. Para evitar interferencias en la transferencia de datos dentro del bus I²C, la conexión sólo se realiza después del siguiente estado de "Stop", cuando el bus está nuevamente libre.

Cada uno de los circuitos integrados multiplexores dispone de tres terminales de direcciones (A0, A1 y A2), de modo que pueden funcionar en paralelo hasta un total de ocho circuitos PCA 954x. También se ha previsto el uso de posibles interrupciones. Cada zona de bus I²C dispone de su propia línea de interrupción y todas las líneas de interrupción de varias zonas están acopladas en una configuración de puertas AND. El bus I²C de la zona que es la fuente de la interrupción no tiene por qué estar conectada de forma directa al bus principal. La "suma" de las líneas de interrupción llega a la entrada de interrupción del controlador a través de una salida del colector

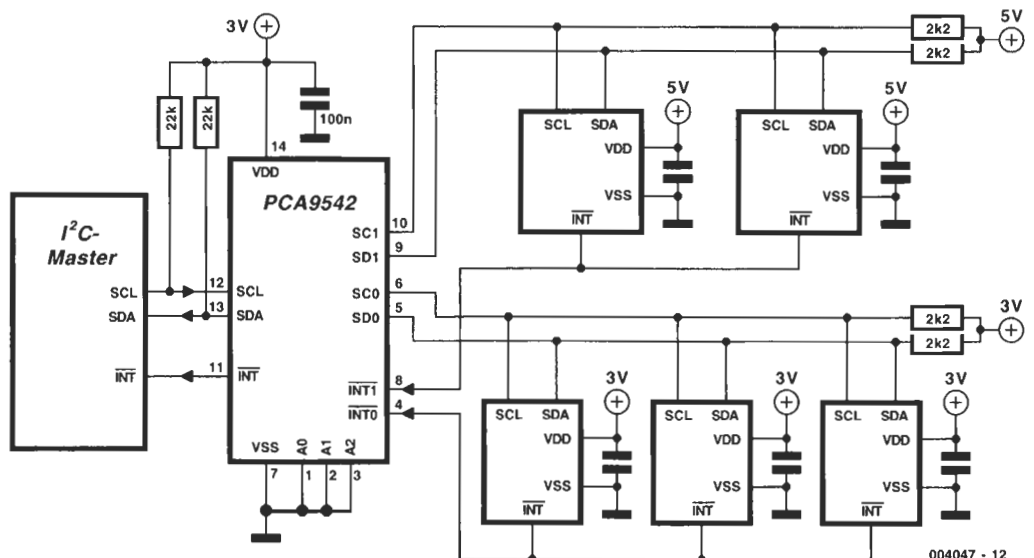
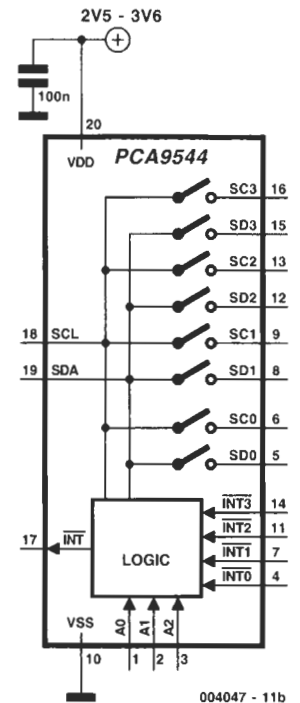
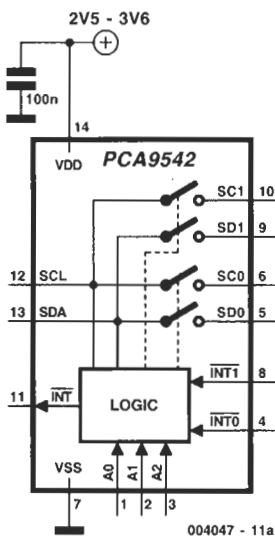
abierto. El controlador detecta que una interrupción ha sido generada en algún lugar del sistema global y éste debe determinar la zona fuente de la interrupción analizando los multiplexores (por medio de la lectura de sus bytes de control). Una vez realizado este proceso el controlador puede colocar los circuitos integrados en la zona identificada. La línea de interrupción del bus I²C sólo es liberada después de que se haya accedido al circuito que generó la interrupción y ésta haya sido reconocida. Si se ha generado cualquier otra interrupción durante este proceso, la línea de interrupción del controlador se mantendrá a nivel bajo y el controlador deberá buscar de nuevo cuál ha sido el circuito integrado que ha generado la nueva interrupción.

La Figura 2 nos muestra un ejemplo de un sistema de bus I²C con una parte que trabaja a + 3 V y una segunda parte que está cableada con resistencias de "pull-up" de + 5 V. Hay que señalar que las resistencias de "pull-up" entre el controlador y el multiplexor PCA 9542, son necesarias para permitir que se pueda acceder inicialmente al multiplexor, después de que se haya activado la tensión de alimentación de + 3 V, cuando está aún en el estado de "aislamiento". Si estas resistencias tienen unos valores mayores que las resistencias de "pull-up" usadas en las zonas de + 5 V (en un factor de x10), la tensión en las zonas de + 5 V podrá alcanzar el nivel adecuado.

El PCA 9542 se suministra en un encapsulado TSSOP-14, mientras que el PCA 9544 viene en un encapsulado TSSOP-20. Podemos encontrar información adicional en la página de Internet:

www.semiconductor.philips.com

(004047-1)



004047 - 12

017

Convertidor DC/DC de 1.5 V a +34 V

G. Kleine

Linear Technology dispone de un interesante circuito integrado convertidor DC/DC. El LT1615 es un regulador conmutado que puede generar en su salida una tensión de hasta + 34 V a partir de una tensión de alimentación de + 1,2 a + 15 V, utilizando solamente unos pocos componentes externos. El pequeño encapsulado de 5 pines SOT23 permite realizar un montaje muy compacto. Este integrado puede emplearse, por ejemplo, para generar una tensión muy elevada y suficiente para una pantalla LCD, la tensión de sintonía para un diodo varicap u otro sinfín de aplicaciones.

El diagrama interno del circuito del LT1615 se muestra en la Figura 1. Contiene un monoestable con un pulso de tiempo de 400 ns, el cual determina el tiempo de desactivación del transistor conmutado. Si la tensión muestreada en la entrada de realimentación cae por debajo del nivel de referencia de 1,23 V, el transistor se activa y la corriente en la bobina comienza a incrementarse. Esta energía crea un campo magnético en la bobina. Debido a que la corriente almacenada en la bobina debe ir a algún sitio, la corriente continua fluye a través de la bobina y se decrementa de forma lineal. Esta corriente carga el condensador de salida a través del diodo Schottky (SS24, 40 V/2 A). Tan pronto como la tensión en FB supera los 1,23 V, no sucede nada. Por el contrario, cuando la tensión cae por debajo de este nivel, se repite todo el ciclo. La histéresis en la entrada FB es de 8 mV. La tensión de salida se puede calcular utilizando la fórmula:

$$V_{out} = 1.23 \text{ V} (R1+R2) / R2$$

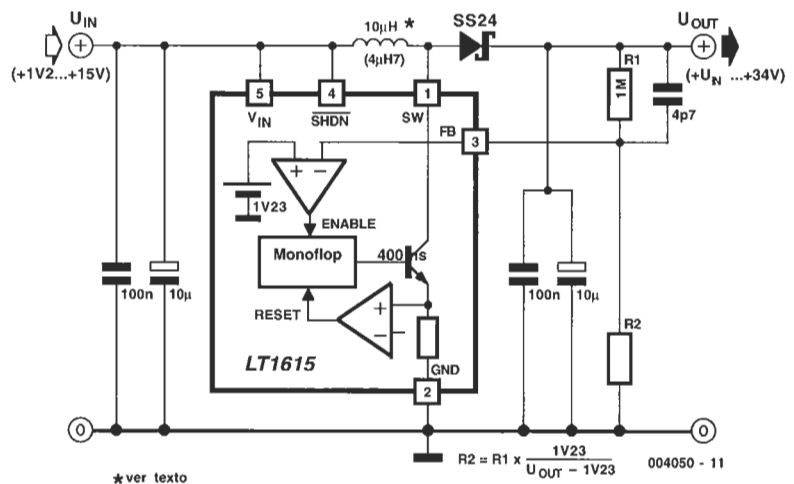
El valor de R1 se puede seleccionar en el rango de megones, debido a que la corriente en la entrada FB es de sólo unas pocas decenas de nano-amperios.

Cuando se conecta la tensión de alimentación, o si la salida es cortocircuitada, el integrado entra en modo power-up. En cuanto la tensión en FB es menor de 0,6 V, la corriente de salida del LT1615 se limita a 250 mA en lugar de a 350 mA, y el tiempo del monoestable se incrementa a 1,5 s. Estas medidas reducen la disipación de potencia en la bobina y el diodo mientras la tensión de salida cae.

En lo que se refiere a minimizar la tensión de ruido producida cuando se conmuta la bobina, se debe desacoplar el circuito integrado, tanto en la entrada como en la salida. La resistencia serie de estos condensadores debería ser tan baja como fuese posible, de forma que puedan derivar pequeñas tensiones de ruido a tierra. Además estos condensadores deberían colocarse lo más cerca posible del circuito integrado y conectados directamente al plano de masa. El área de la pista de salida (SW) tendría que ser tan pequeña como fuese posible. Conectando un condensador de 4,7 µF en la salida nos ayudará a reducir el nivel de rizado en la tensión de salida.

La selección de la bobina se describe con detalle en las hojas de características del LT1615 en www.linear-tech.com. Normalmente es suficiente un choque de 4,7 µH para tensiones de alimentación menores de 7 V. Para tensiones mayores deberíamos utilizar un choque de 10 µH. En las hojas de caracterís-

1



* ver texto

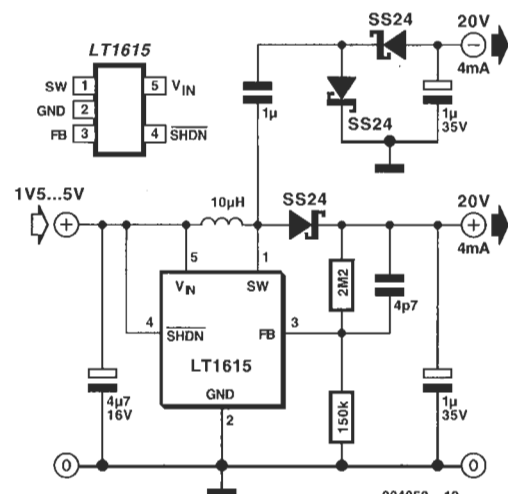
004050 - 11

ticas se recomienda la bobina DO1608-472 (4,7 µH) y DO1608-100 (10 µH). El diodo Schottky debe tener una tensión de bloqueo inversa que sea bastante mayor que el valor de la tensión de salida. Se recomiendan los modelos MBR0530 y el SS24.

La entrada /SHDN se puede utilizar para inhabilitar el regulador aplicándole una tensión menor de 0,25 V en este pin. Para que el integrado esté activo debemos aplicar una tensión mayor de + 0,9 V. Téngase en cuenta que incluso cuando el circuito integrado está inhabilitado, la tensión de entrada puede alcanzar la salida a través de la bobina y el diodo, y sólo se verá reducida por la caída de tensión en el diodo. El segundo esquema del LT1615 (Figura 2) nos muestra cómo hacer una tensión de alimentación simétrica utilizando este regulador conmutado. Aquí la tensión de salida es rectificadora simétrica. El divisor de tensión de la salida positiva del rectificador determina la tensión de salida.

(004050-1)

2



004050 - 12

018

Adaptador de memoria para voltímetros

F. Hueber

Los modernos multímetros de alta calidad disponen de una opción de memoria, que permite leer una medida incluso después de que las puntas de prueba se hayan retirado del punto de medida. El presente adaptador está pensado para añadir esta facilidad a los multímetros y los voltímetros que no están equipados con esta opción.

En los medidores con una función de memoria, la medida realizada es cuantificada por un conversor analógico digital (CAD) y mantenida en memoria. Este tipo de función de memoria es bastante sofisticada, pero también puede obtenerse por circuitos analógicos bastante más sencillos y menos caros.

La filosofía básica e invariable sobre la que se fundamenta la función de memoria es la de un condensador que es cargado al valor total de la medida realizada. La tensión resultante en los extremos del condensador se usa para controlar el visualizador. En el caso de una memoria analógica nos podemos encontrar con una gran variedad de fenómenos que pueden afectar la medida e inducirnos a error. Además, la carga de un condensador no permanece constante, debido al efecto de autodescarga, fugas de corriente en la placa, corriente de entrada del amplificador de medida, y otros motivos más. Sin embargo, estas deficiencias pueden ser contrarrestadas por el uso de un condensador con una alta resistencia de aislamiento, un diseño de placa de circuito impreso adecuado y un amplificador operacional con una corriente prácticamente despreciable, ya que dispone de una impedancia de entrada en la banda de los TΩ (TeraOhmios).

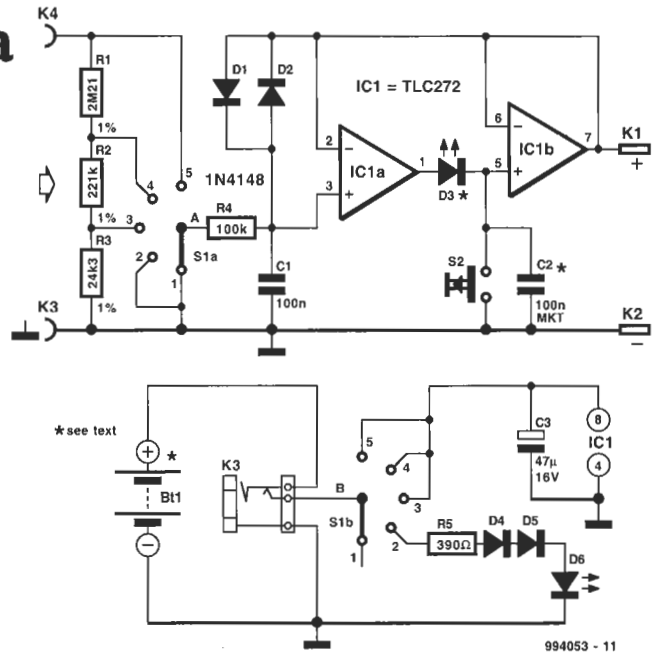
La corriente de descarga de un condensador no puede ser controlada de forma adecuada por un diodo de silicio: es mucho mejor utilizar un diodo emisor de luz (LED) que se puede visualizar y, además, la luz no puede escaparse. De este modo, esta corriente de luz puede reducirse desde algunos nA hasta unos pocos pA. Esta propiedad de los diodos LED se conoce desde hace bastantes años, pero no suele emplearse en aplicaciones prácticas. Como ejemplo, en el prototipo que hemos diseñado, la tensión de salida tan sólo ha descendido un 1% (desde 1,000 V hasta los 0,990 V), 30 minutos después de que se haya realizado la medida original.

La propia sencillez del circuito se puede comprobar en el esquema eléctrico de la figura. En este tipo de circuitos, el divisor de tensión de la entrada no se puede cambiar. En nuestro caso, el divisor está configurado para medir tensiones de entrada de 2 V, 20 V y 200 V, mientras que el voltímetro conectado a la salida se mantiene configurado en su escala de 2 V.

El divisor está seguido por un filtro de paso/bajo, R₄ - C₁, el cual desacopla los amplificadores operacionales de cualquier fuente de ruido e interferencia sobre la entrada de señal. La resistencia R₄, junto con los diodos D₁ y D₂, proporciona una protección contra sobretensiones.

Los dos amplificadores operacionales están configurados como seguidores de tensión. El diodo D₃ es el componente LED de visualización que hemos mencionado anteriormente, mientras que C₂ es el condensador de almacenamiento con una resistencia de aislamiento realmente elevada. La tensión en los extremos de C₂ se aplica a la entrada no inversora de IC_{2b}. La salida en baja impedancia de este seguidor de tensión permite el uso de un voltímetro o un multímetro con un visualizador analógico. Debemos fijarnos en que el condensador C₂ está puenteado a través de un diminuto conmutador pulsador, S₂, que permite descargar al condensador de forma instantánea en el momento que se desee.

El conmutador S₁ no solamente sirve como sector de entrada, sino que también tiene la función de encendido/apagado (posición 1) y, además, permite que la tensión de alimentación pueda ser monitorizada (posición 2). Junto con los diodos D₄ y D₅, el diodo LED D₆ se



enciende sólo cuando la tensión de alimentación es menor de 2,8 V.

La tensión de alimentación puede generarse desde una batería de Ion-Litio de 3,6 V, desde una pila de 9 V con formato PP3, a partir de una pila recargable o por medio de un adaptador de tensión de red. La corriente consumida por el adaptador de memoria es bastante pequeño: en el modo de reposo esta corriente es < 1 mA y, en ausencia de la tensión memorizada, alrededor de 0,2 mA. El valor especificado de R₅ está pensado para una tensión de alimentación de hasta 5 V. Cuando se usa una pila de 9 V o un adaptador de tensión de red, su valor debe incrementarse hasta 1,2 KΩ.

Cuando trabajamos en las posiciones 3 y 5, el conmutador S₁ funciona como un sector de entrada. En estas posiciones el diodo D₆ no está en funcionamiento.

Sólo se deben utilizar componentes de buena calidad. El diodo D₃ es un diodo LED rojo estándar (no de alta eficiencia), el cual ha sido cubierto con un par de capas de laca negra, aunque también se puede realizar con cinta aislante de buena calidad. Sus terminales también deben de estar aislados adecuadamente para evitar pérdidas de corriente. El circuito integrado se colocará en un zócalo adecuado de alta calidad. Si utilizamos una placa de circuito impreso debemos asegurarnos de que esté muy limpia (para lo cual utilizaremos, si es necesario, alcohol puro) y libre de cualquier mota de polvo o huellas de dedos o de manos. Finalizado el trabajo de montaje de componentes, se recomienda cubrir la cara de pistas con una capa de buena laca aislante. Esto reducirá el riesgo de pérdidas de corriente, al mismo tiempo que mantiene las pistas limpias y libres de cualquier tipo de corrosión.

El adaptador no necesita ser calibrado. Después de que haya sido alimentado y de cada medida, usaremos el conmutador S₂ durante un segundo para estar seguros de que el condensador C₂ se ha descargado totalmente. Incluso en esta situación, se puede llegar a medir una tensión remanente de 2 ó 3 mV. Sin embargo, esta tensión no tiene ninguna consecuencia, con la única condición de que la tensión a medir sea mucho más elevada que esta tensión.

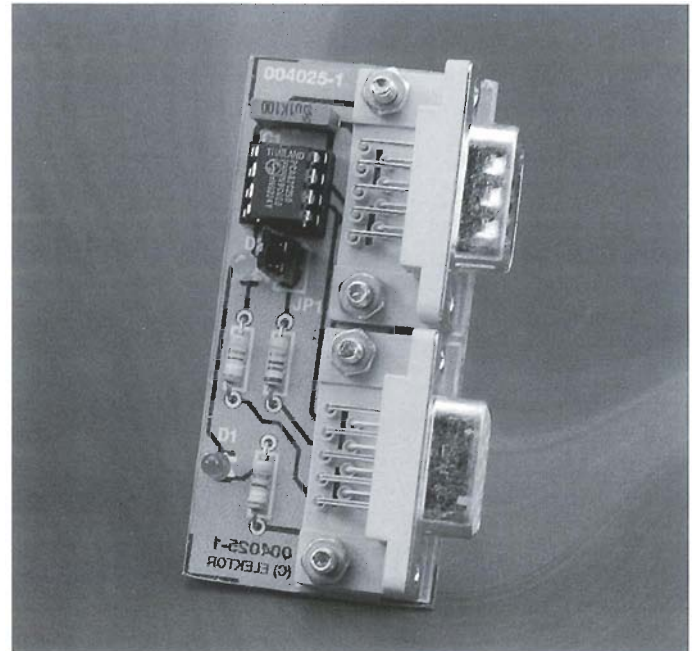
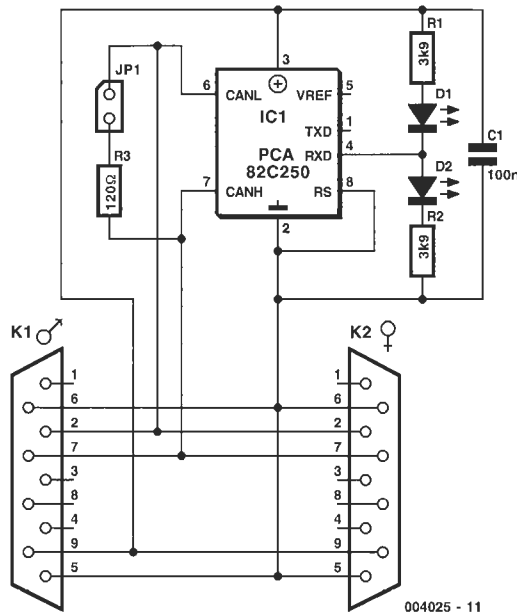
En principio, el circuito también puede emplearse para realizar medidas de tensión alterna. En este caso, el valor del condensador C₁ se debe reducir hasta unos 0,001 µF, lo cual nos da un valor superior a 1.000 Hz. Debido a la alta resistencia de entrada, y para evitar picos de tensión que interfieran con la medida, el conector de entrada debe ser sustituido por un conector BNC. De igual modo, debido a la tensión de alimentación asimétrica, el circuito integrado, junto con el diodo D₃, forman un rectificador de tensión de pico. Esto significa que con una entrada de señal senoidal, la salida del adaptador de memoria es x 1,414 veces superior que el valor r.m.s. de la señal de entrada.

[994053]

019

Entrada al BUS CAN

A. Grace



Este proyecto ha sido simulado recientemente por una serie de artículos correspondientes al bus CAN que se han desarrollado en Elektor. Uno de los artículos de la serie incluye un proyecto en el que se construye un interface para el bus CAN. El circuito que presentamos ahora está basado en ese artículo.

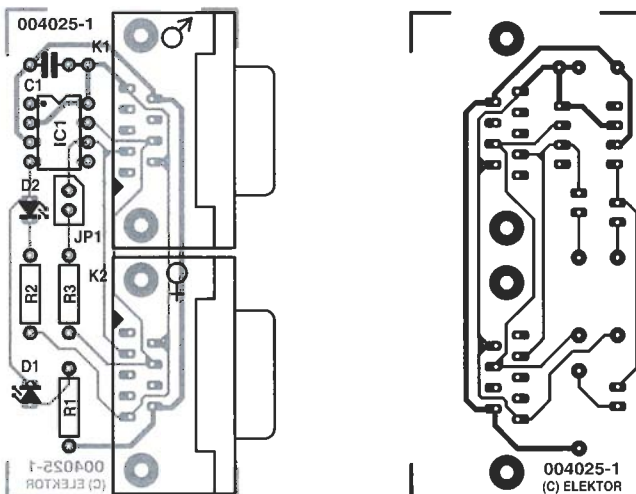
Trabajando a la máxima velocidad permitida, 1 Mbit/s, la máxima longitud del bus es de 40 m, pudiendo llegar hasta 1.000 m (1 Km) a la mínima velocidad de 50 Kbit/s. Por tanto, si imaginamos un bus CAN trabajando a la mínima velocidad, podemos disponer de un cable de datos de hasta 1 Km, por lo que se puede pasar a través de varios edificios. Podemos pasar datos dentro de un complejo industrial de una planta a otra, bien en edificios diferentes o en diferentes plantas. Pero el problema surgirá si se produce un fallo, ya que emplearemos muchas horas y un gran esfuerzo para localizar la avería. Por ello, lo que necesitamos es un pequeño

dispositivo que podamos insertar en la red para ver si el dato está en el nodo.

Este circuito utiliza el transceptor de Philips PCA82C250. Sin embargo, sólo nos permitirá visualizar datos del bus CAN, la entrada de transmisión no se utiliza y se deja flotante (si se pone a masa sería un transmisor DOMINANTE). Los datos entran al circuito a través del conector K2 y salen sin modificar a través de K1. El circuito integrado IC1 convierte la cadena de datos del bus CAN en una señal de niveles lógicos y se visualiza a través de dos diodos LED. Si utilizamos este dispositivo para sustituir el equipo terminal, se puede colocar una resistencia en el lugar de JP1, aunque JP1 estará abierto en estado normal.

La PCB para este proyecto está disponible en el Servicio de Lectores.

(004025-1)



LISTA DE COMPONENTES	
Resistencias:	D2 = LED verde alta luminosidad 3 mm
R1,2 = 3k9	IC1 = PCA82C250
R3 = 120Ω	
Semiconductores:	Varios:
D1 = LED rojo alta luminosidad 3 mm	K1 = conector sub-D macho para PCB
	J2 = conector sub-D hembra para PCB
	JP1 = puente de 2 contactos

CONDICIONES GENERALES

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

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

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

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

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

- Los EPROMs, GALs, PALs, (EPLDs, PICs y otros microcontroladores se suministrarán ya programados.

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

FORMA DE ENVÍO

Los pedidos serán enviados por correo a la dirección indicada en el cupón de las páginas anexas. Además los lectores pueden formular pedidos por teléfono llamando al número (91) 3273797 de lunes a viernes en horario de 9,30 a 14 h y de 16 a 19 h. Fuera de este horario existe un contestador telefónico preparado para recoger las demandas. Los gastos de envío serán abonados por el comprador, tal como se indica en el cupón.

FORMA DE PAGO

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

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

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

SUSCRIPCIONES A LA REVISTA Y EJEMPLARES

Las suscripciones o pedido de números atrasados, si se encuentran disponibles, se realizarán a LARPRESS, Plaza República del Ecuador 2. 1º. 28016 Madrid.

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

COMPONENTES UTILIZADOS EN LOS PROYECTOS

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

CONDICIONES GENERALES DE VENTA

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

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

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

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

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

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

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

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

CONSULTORIO TÉCNICO

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

El número de teléfono para consultas es el (91) 375 61 41.

Código Precio (Pesetas)

E221 OCTUBRE 1998

Antenas magnéticas activas	980062-1	1.479
Tarjeta múltiple de pruebas para microcontroladores	980074-1	3.045
Sistema de control a 418/433 MMHz:		
- PCB transmisor + PCB receptor	980063-C	2.262
- PCB transmisor solo	980063-1	1.305
- PCB receptor solo	980063-2	1.436

E222 NOVIEMBRE 1998

Tacómetro	980077-1	3.086
418/433 MHz medidor de fuerza de campo	980083-1	2.204
Sistema de control versátil PLC87(A):		
- Sólo PCB	980066-1	4.144
- Sólo disco	986026-1	3.086
- 87C51 (versión digital)	986513-1	7.846
- 87C550 (versión analógica)	986514-1	22.216
Indicador de saturación	980072-1	2.533
Economizador para refrigerador	980052-1	3.526

E223 DICIEMBRE 1998

Cerradura codificada controlada por tarjeta:		
- PCB y PIC16F84	980061-C	8.494
- Sólo PIC	986511-1	6.307
- Sólo PCB	980061-1	2.776
Control de PC para reproductor de MiniDisc:		
- PCB y AT89C2051	980092-C	7.569
- Sólo AT89C201	986516-1	5.635
- Sólo PCB	980092-1	2.439
Barómetro/Altimetro:		
- PCB y disco	980097-C	5.046
- Sólo PCB	980097-1	2.726
- Sólo disco	986031-1	1.682

E224 ENERO 1999

Regulador de luz de 32 canales controlado por PC:		
- Sólo PCB	980076-1	3.785
- Disco, PC control programa	986025-1	2.607
- Disco, source code file	986033-1	1.682
- Sólo AT90S23	986524-1	4.457
Generador de señal RF:		
- Set: 4 PCBs + 986515-1	986053-C	22.118
- Sólo PCB, VFO/PLL	986053-1	4.205
- Sólo PCB attenuator	980052-2	3.700
- Sólo PCB, control	980053-3	4.794
- Sólo PCB, power supply	980053-4	4.037
- AT89C51 sólo	986515-1	7.485
Anemómetro	No disponible	

E225 FEBRERO 1999

Medidor de conductancia:		
- PCB	980104-1	3.448
Sistema doméstico de alarma:		
- Disk source code files	986028-1	2.355
- PCB	980091-1	2.439
- Sólo PIC 16F84	986519-1	5.719
Generador multitrans:		
- Sólo XC9536 CPLD	986520-1	5.046
- Disk source code files	986029-1	2.355
- PCB	980095-1	1.850

E226 MARZO 1999

Servicio de lanzadera para modelismo de trenes:		
- PCB	980080-1	1.682
Registrador de datos para DMM:		
- SET: PCB + 986522-1	990024-C	3.322
- PCB	990024-1	1.934
- EPROM	986522-1	1.682
Receptor general de cobertura:		
- PIC16F84	986517-1	3.196
- SET: PCB + 986517-1	980084-C	5.719
- PCB	980084-1	2.817
Reproductor de ficheros Wave:		
- PCB	980015-1	1.598
- Disk, source code files	996006-1	841
- AT90S2313	996505-1	2.313

E227 ABRIL 1999

Prueba de circuitos con diente de sierra	990032-1	3.364
Generador de ruido	990014-1	2.944
Sistema de evaluación de microcontroladores SX (2):		
- PCB	990018-1	2.439
- PCB	980018-2	4.289
- AT89C2051	986506-1	6.644
- Set: 2 PCBs (-1 + -2) + 996506-1	980018-C	15.727
- Disk	996007-1	3.953
Titan 2000:		
- Set 3 PCS	990001-C	14.929
- PCB	990001-1	9.862
- PCB	990001-3	2.262
- PCB	990001-2	1.990

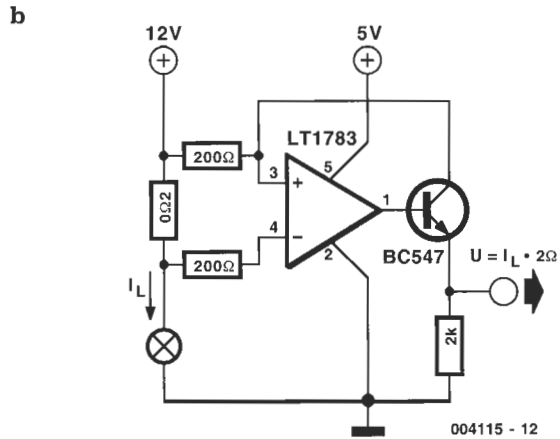
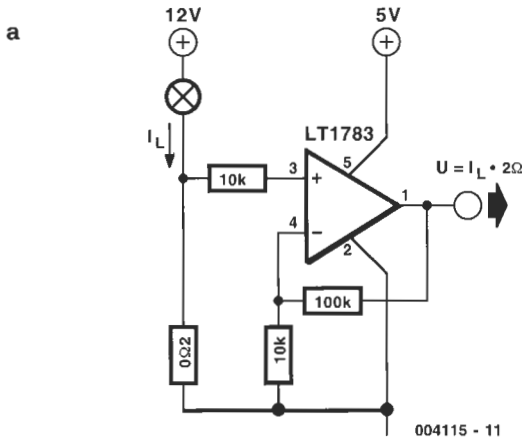
	Código	Precio (Pesetas)
Controlador de red de área (CAM) - PCB	990066-1	3.946
Monitor de línea de TV mejorado:		
- Set: PCB + 986523-1	990007-C	14.094
- EPM7064LC44-12 (programmed)	986523-1	9.960
- PCB	990007-1	4.792
E236 ENERO 2000		
Luz trasera de bicicleta para la noche:		
- PCB	994022-1	2.174
Entradas y salidas digitales de Sound Blaster Live! Value:		
- PCB	990079-1	2.792
Computador adaptador de red:		
- PCB	990053-1	3.688
Variador de luz sensible al tacto:		
- PCB	994093-1	3.025
E237 FEBRERO 2000		
"Pequeño" ordenador 537:		
- Disk: 537 Monitor program	976008-1	2.792
- PCB	990054-1	8.794
- GAL 16V8, programmed	996515-1	4.525
- EPROM 27C256, programmed	976510-1	4.910
- set: PCB + 976008-1 + 996510-1 + 996515-1	990054-C	15.790
DAC 2000 de Audio (3):		
- GAL 22V10, programmed	996530-1	3.177
- set: PCB + 996530-1	990059-C	10.890
- PCB	990059-1	8.376
Modelismo ferroviario controlado por PC:		
- set: PCB + 996522-1	990084-C	8.569
- PIC16F84, programmed	996522-1	6.836
- PCB	990084-4	2.407
Reloj de la torre Rhine MkII:		
- PCB	990076-1	9.821
- AT89C2051-12PC, programmed	996519-1	5.296
- Set: PCB + 996519-1	990076-C	14.442
Placa transformadora:		
- PCB	000001-1	2.792
E238 MARZO 2000		
Convertidor de banda de 2 metros:		
- PCB	000013-1	3.868
BASIC 537:		
- Disk, terminal emulator and sample programs	996029-1	3.471
- EPROM (programmed)	996532-1	4.166
Control remoto por infrarrojos:		
- PCB	990075-1	3.967
Amplificador de audio de potencia en un circuito impreso:		
- PCB	000004-1	2.975
Caja de parámetros para programas MIDI:		
- Set: PCB + 996037-1 + 996521-1	990087-C	9.323
- PIC16F84, programmed	996521-1	4.850
- Disk, PIC source code file and hex-code	996037-1	1.984
- PCB	990087-1	3.769
E239 ABRIL 2000		
Control de volumen digital:		
- disk, source code listing	990080-11	1.995
- PCB	990080-1	5.088
- EPROM 27C256 (programmed)	006506-1	2.793
Receptor de onda media miniatura:		
- PCB	000034-1	2.993
Regulador de carga solar:		
- PCB	000019-1	2.993
Medidas de temperatura con un DS1621		
- Disk, project software	996027-1	1.995
E240 MAYO 2000		
Estimulador de músculos de bajo impacto:		
- Disk: source and hex code	000041-11	2.250
- AT89C2051, programmed	000041-41	5.248
- PCB	000041-1	3.734
Puerto paralelo universal de entrada/salida para PCs:		
- Set: PCB + 002011-11	002011-C	7.165
- Disk: all project software	002011-11	2.018
- PCB	002011-1	5.853
E241 JUNIO 2000		
Teclado de funciones especiales:		
- PCB	002006-1	4.207
- ST62T60(programmed)	002006-41	8.199
- PCB y 002006-41	002006-C	11.651
Sistema de invención robótico de Lego (2):		
- PCB	000040-1	2.158
Medidas mediante Word y Excel:		
- Disk, Word template and .DLL	000053-11	2.158
Mezclador MIDI:		
- PCB	000021-1	3.992
- Disk, AT90S source code files	996038-1	3.560
- 2 x AT90S2313 (a+b), programmed	996531-1	13.053
Temporizador de reposo RC5:		
- Disk, PIC source code files	000026-11	2.158
- PIC16F84, programmed	000026-41	5.286

	Código	Precio (Pesetas)
Pantalla táctil:		
- Disk, PIC source code & executable	000055-11	2.158
E242 JULIO 2000		
Cerradura inteligente para puertas:		
- AT89C52-12PC, programmed	000051-41	2.092
- Disk, AT89C52 source code file	000051-11	1.073
- PCB	000051-1	2.127
Lector de tarjetas magnéticas:		
- PCB	000054-1	1.341
- AT89C2051-12PC, programmed	000054-41	2.092
- Disk, all project software	000054-11	1.073
- Set: PCB + 000054-11 + 000054-41	000054-C	4.023
Espía de un hilo:		
- PIC16F84 (programmed)	000048-41	2.951
- PIC16C54 (programmed)	000048-42	2.361
- Disk, all project software	000048-11	1.073
Interfaz del PC para el Bus CAN:		
- PCB	000039-1	2.575
- Disk, all project software	006004-1	1.619
E243 AGOSTO 2000		
Puerto de I/O de 8 bits:		
- PCB	994077-1	1.624
Adaptador para SB Live! Player 1024:		
- PCB	004085-1	1.479
Ploteando curvas con HP-GL/2:		
- Disk, project software	006005-1	1.776
Implementación del bus I² C:		
- Disk, project software	006006-1	1.015
- BASIC interpreter in EPROM	006505-1	1.421
E244 SEPTIEMBRE 2000		
Tensión de alimentación simétrica:		
- PCB	004064-1	1.979
Lámpara de LED blanco:		
- PCB	004024-1	1.421
E245 OCTUBRE 2000		
Modelo digital Märklin para control remoto de trenes:		
- Set: PCB + 996016-1	000066-C	7.684
- PCB	000066-1	4.454
- Project disk	996016-1	3.898
Interfaz USB:		
- Project disk	000079-11	2.227
- PCB	000079-1	2.450
- Set: PCB + 000079-11 + 000079-41	000079-C	8.130
- CY7C63001ACP (programmed)	000079-41	3.118
E246 NOVIEMBRE 2000		
Salida S/PDIF:		
- PCB	000131-1	4.364
E247 DICIEMBRE 2000		
e-KEY: Sistema de acceso seguro:		
- PCB	000089-1	4.388
- disk, source code files	000089-11	2.925
- AT90S1200, programmed	000089-41	4.726
Cámara sobre Tren de Modelismo:		
- PCB	000129-1	2.813
(GBDSO) Osciloscopio de muestreo digital en pantalla de consola Gameboy:		
- PCB	990082-1	3.713
- disk, DSO Grab and Mathcad demo appl.	996035-1	3.826
- EPROM AT27S256 (PLCC44), programmed	996528-1	6.301
- Set: PCB + 996035-1 + 996528-1	990082-C	12.377
TV PAL Generador de imagen patrón:		
- EPM7064, programmed	990084-31	11.365
Receptor de Onda Corta (OC) Regenerativo:		
- PCB	990112-1	4.276
Diseño de periféricos (I):		
- Set: PCB + 000074-11	000074-C	4.501
- PCB	000074-1	2.926
- Project software	000074-11	2.251
E248 ENERO 2001		
CAN Adapter for ISA Bus:		
- PCB	000071-1	10.800
- Project disk	000071-11	2.204
- PCB + project disk	000071-C	12.232
USB Audio-DAC:		
- PCB	000169-1	3.857
E249 FEBRERO 2001		
Convertor de sonido a luz PLUS:		
- PCB	000107-1	8.550
- Project disk	000107-11	2.111
- PIC16F84, programmed	000107-41	5.172

020

Amplificadores operacionales rail-to-rail y over-the-top

Por G. Kleine



El amplificador operacional LT 1783, tipo "rail-to-rail", es un dispositivo extremadamente robusto. Dispone de una protección contra inversión de alimentación de hasta 18 V, una entrada de tensión en modo común de hasta 18 V y una protección en la entrada que permite tensiones comprendidas en el rango de -10 V hasta +24 V, relativas al terminal 2 de alimentación negativa (aunque, para la mayoría de las aplicaciones, V- está conectado a masa). Con estas características de protección, con su entrada y su salida capaz de trabajar en modo "rail-to-rail", más la adopción "over-the-top" en la que, por ejemplo, una o ambas de sus entradas estarían conectadas al "rail" positivo, este componente es ideal para aplicaciones de detección de corriente con una resistencia sensora conectada en el terminal de positivo o en el terminal de masa, dentro del camino de la corriente.

El primer esquema eléctrico (a) nos muestra un circuito sensor de corriente en el lado de masa con una tensión de salida lineal. El amplificador operacional tiene una ganancia fija de 10, por lo que su tensión de salida será proporcionalmente lineal a la corriente que circula a través de la resistencia sensora de 0,2 Ω.

El segundo diagrama (b) nos muestra un circuito sensor de corriente colocado en la línea positiva de alimentación. El amplificador operacional, junto con el transistor, forman una fuente de corriente. El amplificador operacional controla la corriente a través de la resistencia más superior de 200 Ω, de manera que tiene la misma caída de tensión que si fuese una resistencia sensora de 0,2 Ω. Por lo tanto, esta corriente será 1000 veces más pequeña que la corriente I_L que circula a través de la lámpara. Esta corriente pasa a través de la resistencia de emisor de 2 KΩ, con lo que producirá una caída de tensión a la salida proporcional a la corriente de la carga. La relación entre la tensión de salida y la corriente de la carga queda establecida en el propio esquema eléctrico. Debemos señalar que la tensión de la lámpara para esta aplicación es de +12 V, mientras que la tensión de alimentación para el amplificador operacional es tan sólo de +5 V.

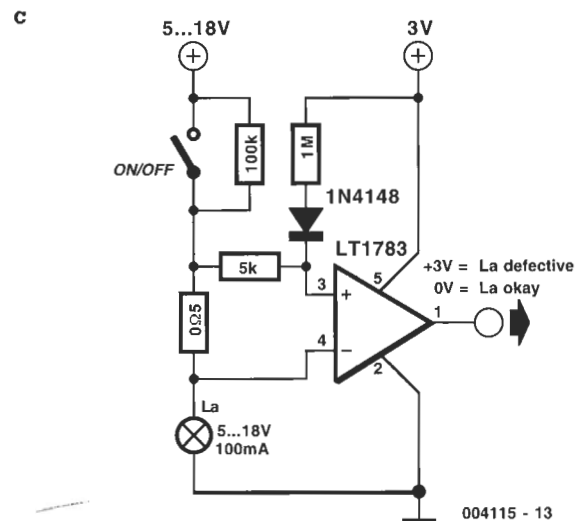
El esquema eléctrico final (c) nos muestra un circuito que detecta cuándo se funde una lámpara. La resistencia sensora de corriente está colocada de nuevo en el lado positivo de la tensión de alimentación. Cuando la lámpara está desconectada, ambas entradas del amplificador operacional tienen una tensión muy próxima al potencial de masa y cuando la lámpara se enciende, ambas entradas tienen un potencial muy próximo a la

tensión de alimentación de la lámpara, la cual, de nuevo, es mucho más elevada que la tensión de alimentación de 3 V del amplificador operacional. Una salida de +3 V en el amplificador operacional indica que la lámpara está fundida. Cuando la lámpara funciona sin problemas y está encendida, la corriente a través de la resistencia sensora de 0,5 Ω produce una caída de tensión de 50 mV. Cuando la lámpara está desconectada, la corriente que circula a través de las resistencias de 100 KΩ y de 5 KΩ generarán una caída de tensión de 15 mV entre las entradas del amplificador operacional. En ambos casos, esta situación provocará que la salida del amplificador operacional esté a nivel bajo, indicando que la lámpara no está fundida.

Cuando los filamentos de la lámpara se han fundido el único camino hacia masa será a través de la resistencia de entrada interna del amplificador operacional de 500 KΩ. En este momento la resistencia de 5 KΩ produce una caída de tensión entre las entradas del amplificador operacional de unos 10 mV, pero de polaridad opuesta a la creada anteriormente, produciendo una salida positiva de +3 V en el amplificador operacional, indicando que la lámpara está fundida. En esta situación el diodo estará polarizado a la inversa.

La dirección de Internet a la que podemos dirigirnos para más información es: www.linear-tech.com

(004115)

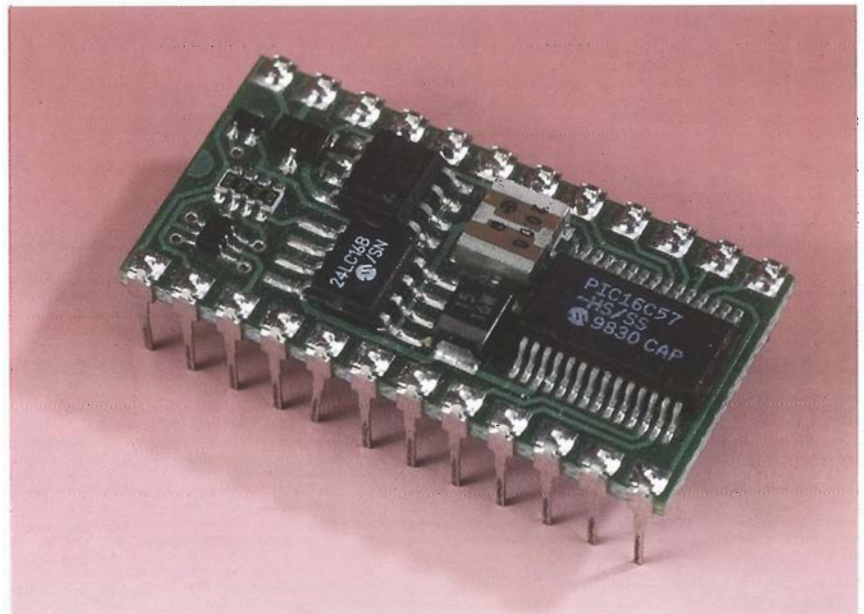


Driver LCD para BASIC Stamp II

Un módulo serie de entrada, paralelo de salida (SIPO)

Diseñado por K. Burkhardt

Este circuito sólo necesita cuatro conexiones para un equipo BASIC Stamp II con un módulo LCD.



El BASIC Stamp II tiene 16 líneas de entrada/salida. Para conectar un módulo LCD a una placa BASIC Stamp II necesitamos 8 líneas de datos y dos líneas de control. Incluso si dividimos el byte de datos en dos secuencias de 4 bits, el módulo LCD necesitará 6 líneas de entrada/salida de la placa del procesador. Con ciertas aplicaciones, esto puede significar que no hay bastantes conexiones de entrada/salida para su puesta en marcha.

Dos buses

El circuito de control alternativo descrito aquí funciona sólo con cuatro líneas. Utiliza el conocidísimo driver de bus 74HCT574, conectado de una forma poco convencional, entrada en serie y salida en paralelo (SIPO). Tal y como podemos ver en la Figura 1, los ocho flip-flops del bus están conectados en serie, por lo que funciona como un registro de desplazamiento. La entrada de datos serie alcanza el 74HCT a través de la conexión DATA, requiriéndose

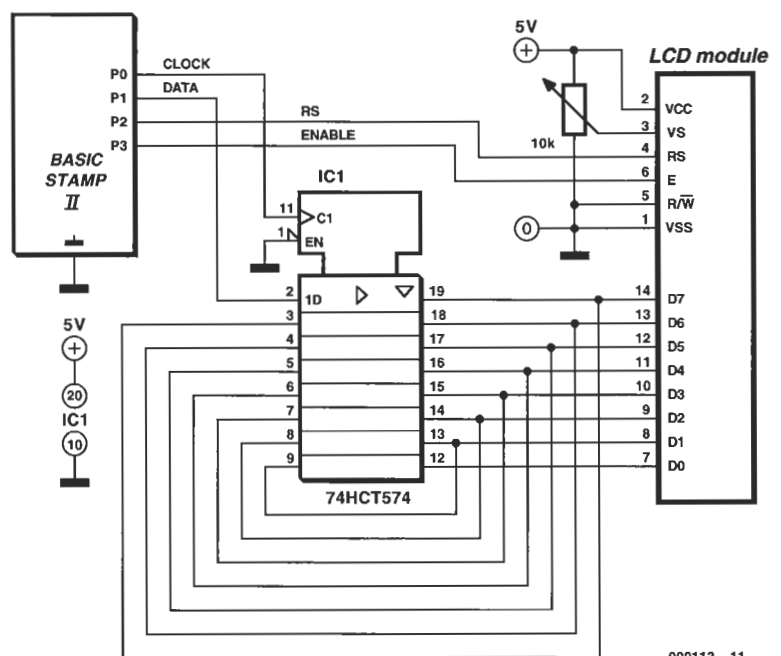


Figura 1. Un driver de bus se sitúa entre el módulo BASIC Stamp II y el módulo LCD.

una segunda conexión para el reloj de desplazamiento (CLOCK). El tráfico de datos es similar al de un bus I²C.

Incluso cuando un byte completo está disponible en las salidas del registro de desplazamiento, son necesarias dos señales adicionales. El estado del terminal RS (selección de registro) determina si el siguiente byte se interpreta como un comando de control (Bajo) o como texto para ser visualizado (Alto). El byte se transfiere a la memoria del visualizador en el flanco de bajada del terminal BNA. Nosotros debemos hacerlo sin la opción de lectura del contenido del módulo. Como consecuencia de esto, el pin asociado R/W (lectura/escritura) (pin 5) está a masa.

Software

El programa para el control de los cuatro terminales de I/O del módulo BASIC Stamp II se muestra en la Figura 2. Es corto, y gracias a los comentarios, no es difícil de entender. Siguiendo las definiciones normales de variables, el programa consta de una rutina principal y dos subrutinas.

El desplazamiento: la subrutina lee el comando de ocho bits (control o texto) desde la derecha (lsb) a la izquierda y pasan a través de P1 (out1) al registro de desplazamiento, cogiendo el bit a la vez que la instrucción pulsout (SCL).

La segunda subrutina, ena, consta de una única instrucción. Genera un pulso enable para transferir el byte paralelo desde las salidas 74HCT574 en el módulo de memoria.

La rutina principal in_lcd se encarga de la configuración del display y la conmutación entre la primera y la segunda fija. Hay comentarios explicativos en cada parte del programa.

El programa puede descargarse gratuitamente de nuestra página web <http://www.elektor-electronics.co.uk> en Noviembre 2000 000113-11.exe.

(000113-1)

Figura 2. El pequeño listado de programa se puede descargar de la página web de Elektor Electronics.

```
memory data "1st Line ——*2nd Line ——*"
charvar byte
sipo var nib
avar byte
commandvar byte
dirs = %0000000000001111
out0 = 0           Clock (SCL)
out1 = 0           Serial data (SDA)
out2 = 0           Register Low = command mode /
                  High = data mode
out3 = 1           High to Low edge = Enable

in_lcd:           Initialise display
command = %00000001 Clear
gosub shift:gosub ena
pause 10
gosub ena:gosub ena

command = %00000011 Cursor home
gosub shift:gosub ena
gosub ena:gosub ena

command = %00111000 8 bit / 2 lines
gosub shift:gosub ena
command = %00001111 Display on/Cursor+Blink on
gosub shift:gosub ena
command = %00000110 Move to right
gosub shift:gosub ena
toggle 2          Switch to data input
pause 100

for char = 0 to 15
read char,command Text "1st Line....."
gosub shift:gosub ena
pause 50: next

toggle 2          Switch to command
command = %11000000 Start of 2nd line
gosub shift:gosub ena
toggle 2          Switch to data input
pause 100

for char = 16 to 30
read char,command Text "2nd. Line....."
gosub shift:gosub ena
pause 50: next
stop              End of subroutine

shift:
for sipo = 0 to 7
a = command & 1   Masked AND command reads LSB only
out1 = a          Serial data (SDA)
pulsout 0,10      Shift Clock (SCL)
command = command / 2 Shift right,1
next:return

ena:
pulsout 3,10:return Enable for data copying
```

Luz de jardín

usa células solares

por K. Walraven and S. van Rooij

Las lámparas de jardín son completamente autónomas, pues utilizan células solares como fuente de energía, cuyo uso es cada vez más frecuente. ¿Cómo trabaja realmente? A continuación haremos una breve descripción.



Teniendo en cuenta consideraciones técnicas puede que comprar lámparas de jardín con células solares no sea muy recomendable. Sin embargo, es muy importante que la energía necesaria para alimentar la lámpara pueda obtenerse de la luz del sol, que es gratuita durante el día. Además, tal lámpara es enormemente práctica, porque podemos colocarla en cualquier sitio del jardín sin tener que preocuparnos de los cables o las raíces de las plantas. Por otra parte, siempre podemos buscar la mejor localización por consideraciones estéticas,

lo cual también es importante.

¿Cómo podemos construir una lámpara de jardín utilizando células solares? Para ello necesitaremos un importante número de elementos.

Lo que está claro es que necesitamos una *lámpara* y algunas *células solares*. Sin embargo, la lámpara no está alimentada directamente desde las células solares, sino de la *carga de una batería*, y el *circuito* debe permitir que esta batería se *cargue* a partir de las células solares. Además, la idea es que la lámpara sólo debería estar iluminada durante la tarde y la noche, por lo que será necesario un interruptor automático que la active por el cambio de nivel de luz. Tampoco será necesario hacer nada para su desconexión, ya que esto sucede cuando la batería está completamente descargada.

Algunos de los modelos más lujosos tienen un pequeño tubo fluorescente en lugar de una bombilla normal, en este caso también es necesario un pequeño convertidor. Sin embargo, el modelo que nosotros examinamos contiene una pequeña bombilla halógena de 2,5 V/75 mA y no necesita convertidor. En lo que a la electrónica se refiere lo que necesitamos es muy sencillo.

Ganando en sencillez

Nuestra lámpara de jardín consta de una simple estructura de plástico. Ocho células solares están montadas

en la parte superior y dentro hay una pequeña lámpara halógena, dos pequeñas pilas de NiCd y una pequeña placa de circuito impreso. Tal y como podemos ver en la Figura 1, no hay mucho más dentro. Esta lámpara cuesta aproximadamente unas 5.000 pts y podemos encontrarla en diferentes tiendas.

La electrónica es extremadamente sencilla. La Figura 2 muestra el esquema completo del circuito electrónico. En la parte izquierda puede verse el sensor que activa la lámpara y el control de la salida a través del transistor T4. En la parte derecha el interruptor de on/off, un diodo y las ocho células solares.

Carga

Durante el día, como hay suficiente luz, la tensión generada por las células solares es 8 x 0,45 V bajo condiciones ideales, y la corriente depende del tamaño de las células, en este caso aproximadamente 140 mA. Con menos luz, se obtiene menos corriente. El circuito de carga consta de un simple diodo Schottky (D1). La corriente generada por las células solares pasa a través de este diodo, con su típica caída de tensión muy baja: 0,3 a 0,4 V, y carga las baterías de NiCd.

No hay protección contra sobrecarga. Realmente no es necesario, porque todas las pilas de NiCd pueden manejar cargas continuas iguales a

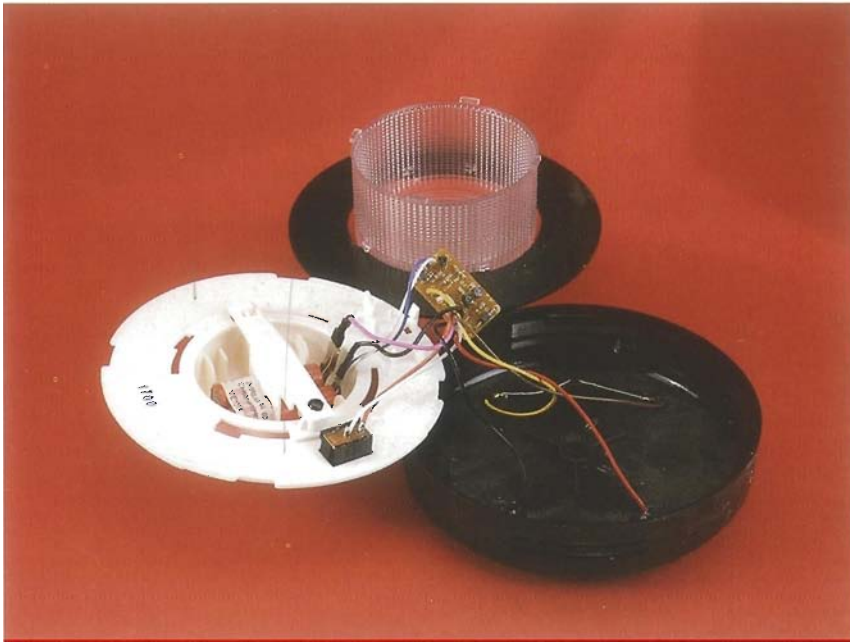


Figura 1. Una vez desarmada la lámpara podremos ver que no hay mucho en su interior.

1/10 de su capacidad (en este caso 60 mA). Las modernas pilas son tan robustas que pueden trabajar con el doble de esta corriente sin que suponga ningún problema. La ventaja de utilizar esto es que se puede meter una mayor corriente de carga y se conseguirá cargar las baterías después de varias horas de luz solar. Además, la carga puede realizarse en días nublados o lluviosos de invierno. Las células solares actúan como fuentes de corriente dependientes de la luz, por lo que a más luz incidente, más corriente se producirá. La tensión viene determinada por la carga, pero nunca puede ser mayor de 0,45 V por célula.

Para cargar las dos baterías de

NiCd es necesaria una tensión de unos 2,8 V. Si tenemos en cuenta la caída de tensión en el diodo D1, será necesaria una tensión de 3,2 V. Esto supone unos 0,4 V por célula.

La carga tiene lugar incluso cuando el interruptor S1 está abierto. Es importante asegurarse de que ambas baterías de NiCd estén completamente cargadas la primera vez. Además, una pila se puede descargar antes que otra cuando están descargadas. Como consecuencia de esto, esta batería puede tener una tensión con polaridad inversa aplicada sobre ella, lo cual reduce considerablemente la vida útil de la misma. Por lo tanto, es aconsejable que cuando pongamos

en marcha la lámpara por primera vez, tengamos el interruptor S1 abierto, al menos durante todo un día soleado o dos días si está nublado.

Funcionamiento

Cuando el interruptor está cerrado, la tensión se aplica a la parte del circuito que contiene la bombilla.

Se utiliza una LDR para determinar si es de día o de noche. Durante el día la resistencia de la LDR es baja, por lo que la tensión en la base del transistor T1 también es baja, lo que da lugar a que el transistor esté en corte. Los transistores T2, T3 y T4 también están en corte, por lo que la bombilla no estará iluminada. Tan pronto como anochece, la resistencia de la LDR se incrementa y la tensión en la base de T1 cae. Entonces T1 comienza a conducir cuando la tensión llega a 0,65 V. Esto hace que T2, T3 y T4 conduzcan también y la lámpara se ilumine. Entonces el transistor T1 recibe un poco de corriente extra a través de la resistencia R4, por lo que se produce una conmutación positiva cuando el circuito está situado 'en el borde'. Esto se conoce como histéresis. Significa que se configura un nivel de disparo, de forma que el nivel de luz tiene un poco más de caída antes de que se active cuando está en off y viceversa. Esto quiere decir que el circuito no actúa a cada paso de un insecto o una nube.

Mientras permanezca la oscuridad, la lámpara continuará encendida hasta que la batería se descargue completamente. Una batería completamente cargada tiene una capacidad de 600 mAh, lo cual es suficiente para alimentar una bombilla de 75 mA durante al menos 8 horas. Esto es suficiente para la tarde y una buena parte de la noche. En invierno, esto no es posible porque la batería probablemente no estará cargada debido a que la luz solar tiene menor intensidad.

Cuando la batería se descargue completamente, la tensión caerá. Si la tensión cae por debajo de 1,25 V, T2 y T3 pasan a corte, porque sus uniones base/emisor están en serie y necesitan al menos esta cantidad de tensión. La lámpara está entonces apagada, y la batería no se descargará más.

Duración

Las baterías de NiCd tienen una vida media de alrededor de 500 a 1.000 cargas/descargas. Después de dos o tres años de uso continuo es probable que tengamos que sustituirlas. Sin embargo, las pilas no son excesivamente caras, por lo que esto no supondrá una desventaja. Naturalmente, no hay un límite en el tiempo de vida de las bombillas, aunque su sustitución es bastante fácil y no son caras.

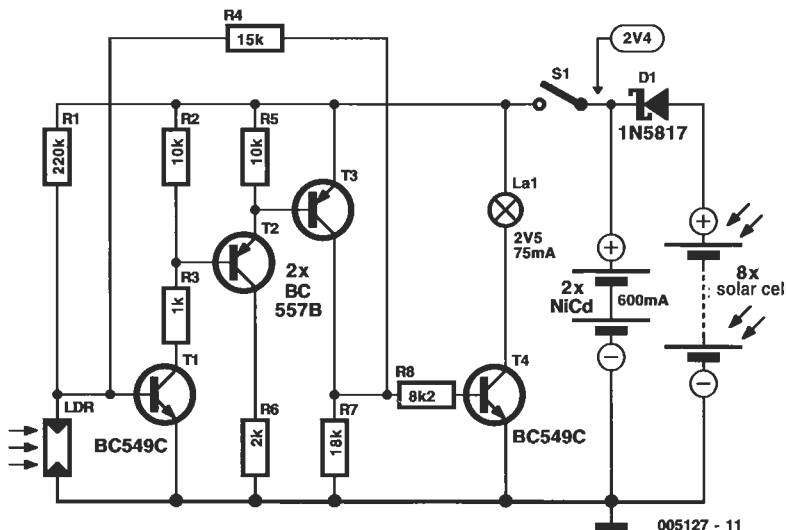
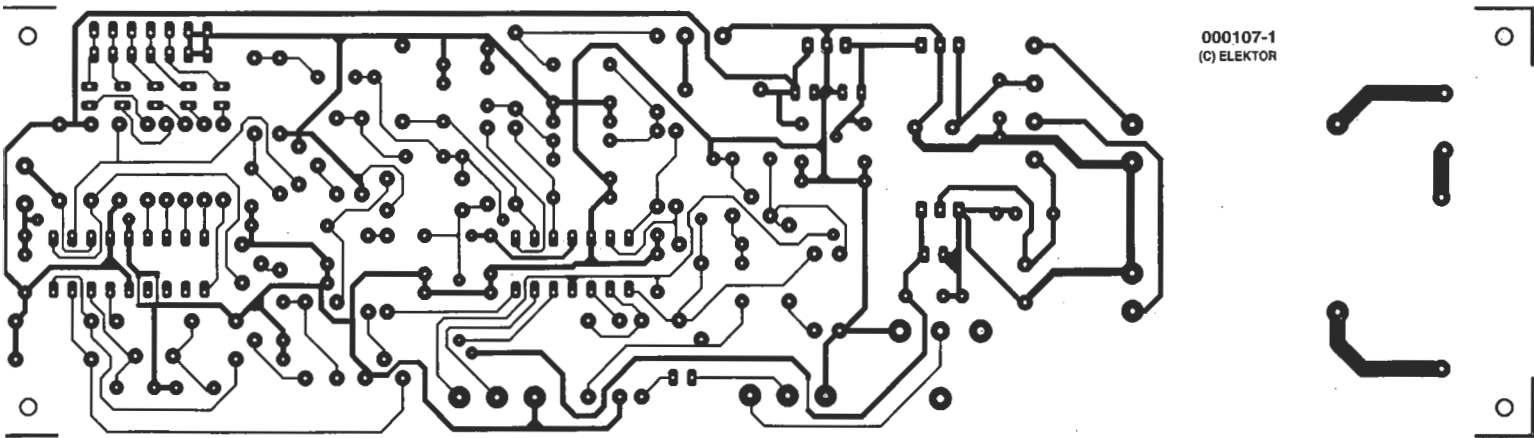
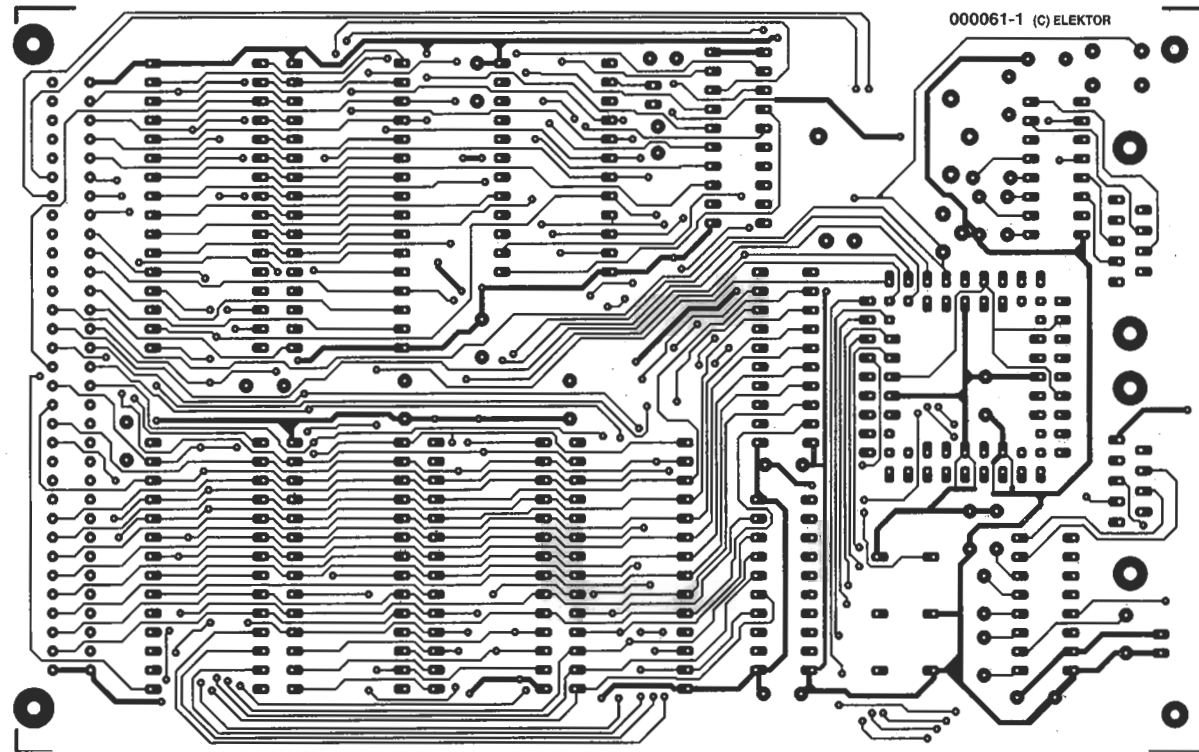
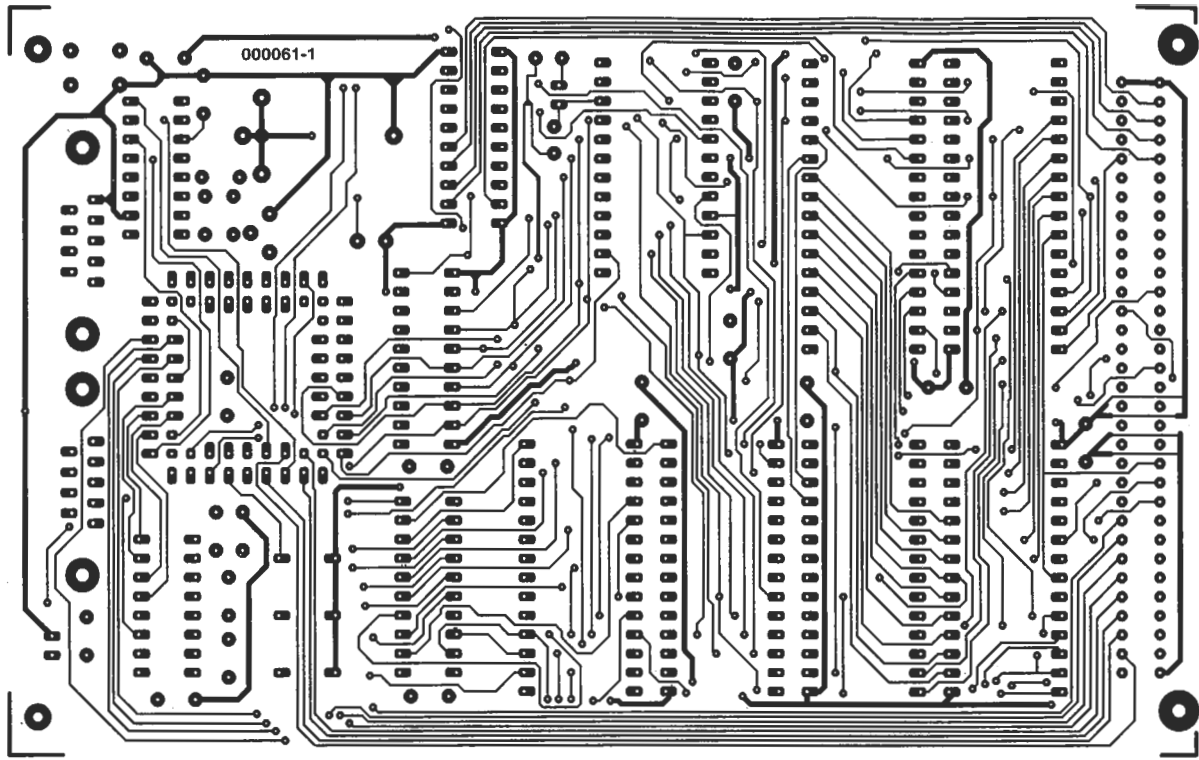


Figura 2. Las funciones necesarias requieren una electrónica muy sencilla.

EPS000061-1

PIC17C Placa Procesador. Placa de doble cara.



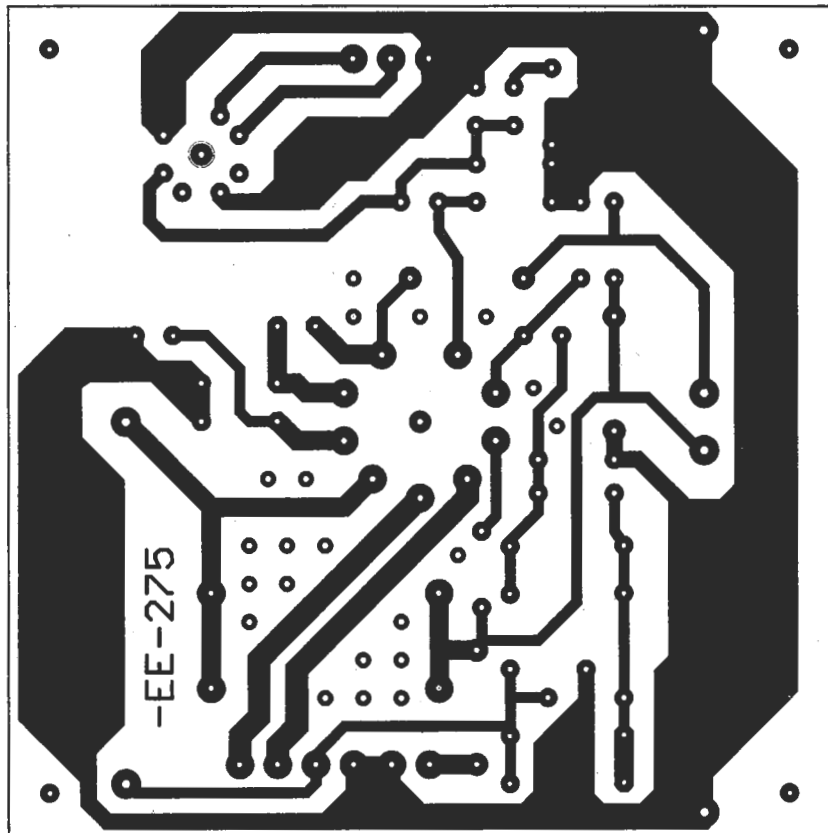
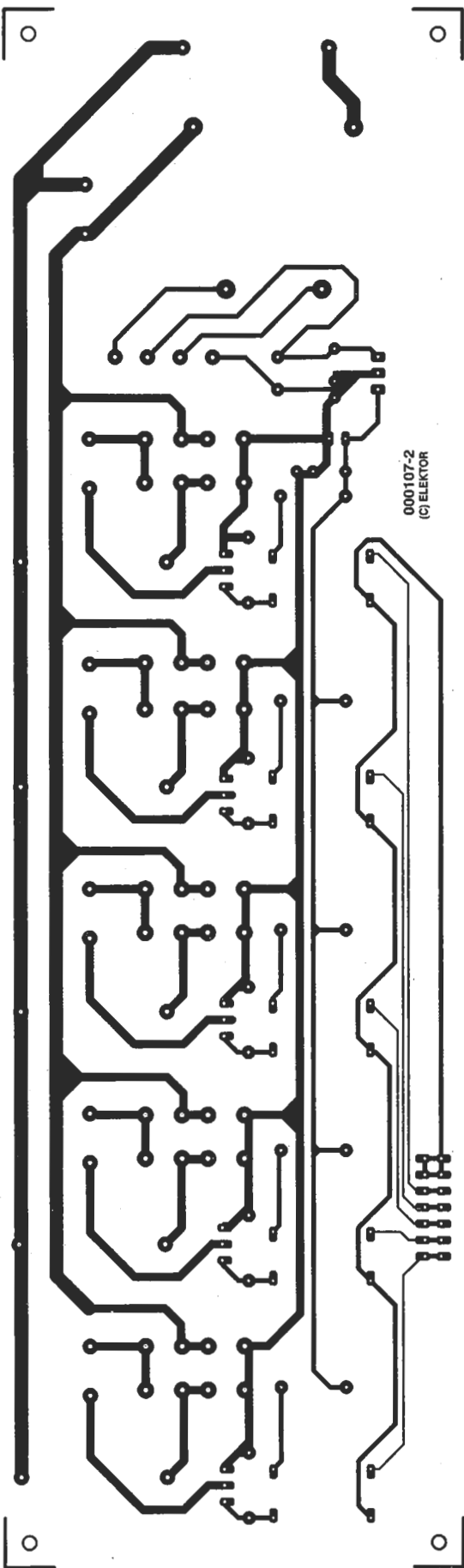
EPS000107-1

Convertor de sonido a luz PLUS. Cara componentes del circuito impreso de control.

EPS000107-2

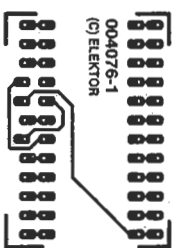
Convertor de sonido a luz PLUS.

Cara componentes del circuito impreso del controlador de luces.



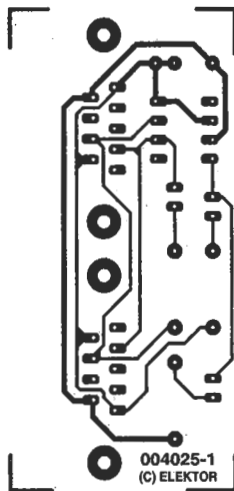
EPS000016-1

Preamplificador RIAA a válvulas.



EPS004076-1

Adaptador EPROM 2532/2732.



EPS004025-1

Entrada al BUS CAN.