

elektor

Nº 248
600 Ptas.
3,61 €

REVISTA INTERNACIONAL DE ELECTRONICA Y ORDENADORES

DAC-Audio USB

*Una minitarjeta de sonido
para PC*



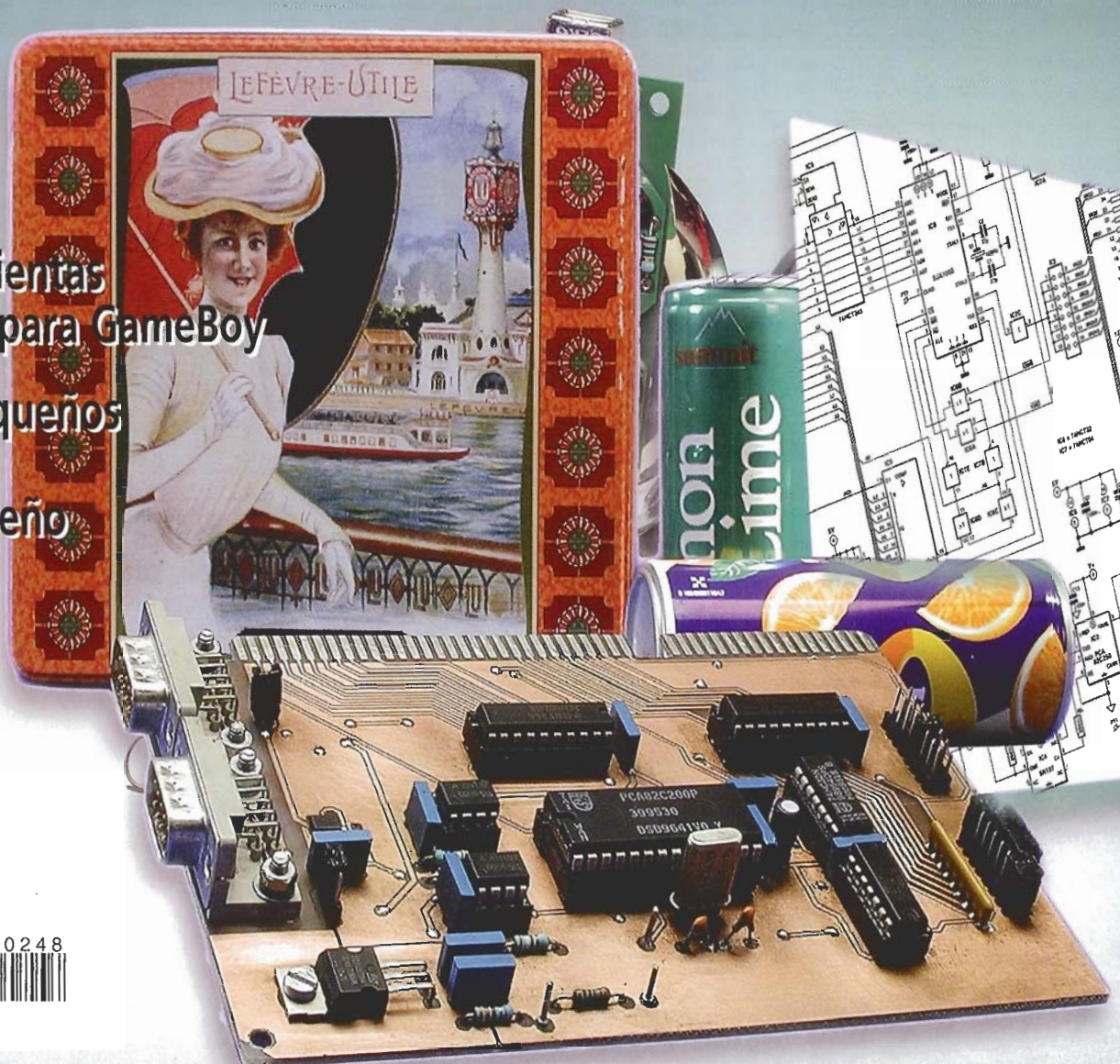
**Adaptador
CAN
para bus ISA**



**Servicio de Teléfonos
Móviles Universal**

**GBDT Herramientas
de desarrollo para GameBoy**

**Más de 25 Pequeños
Proyectos
e Ideas de Diseño**



Director:
Eduardo Corral

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

Redacción
VIDELEC, S.L.
Santa Leonor, 61 4^o-6
28037 MADRID
Tel.: 91 375 02 70
Fax: 91 375 61 42

Publicidad
Director de publicidad: José M^a Seguido
Coordinadora de publicidad: Gema Sustaeta
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: Ramón Esteban
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 Comercial
Alberto Izquierdo

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 México:
Cade, S.A.
C/ Lago Ladoga, 220 colonia Anahuac
Delegación Miguel Hidalgo - México 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
RVP en Canarias, Ceuta y Melilla 600 Ptas.

Imprime
Gráficas Reunidas C/ Mar Tirreno, 7 Bis. Polígono Industrial San Fernando, 28830 San Fernando de Henares. Madrid.
Depósito legal: GU.3-1980
ISSN 0211-397X
31/Enero/2.001

Preimpresión
Videlec, S.L.
C/ Sta. Leonor, 61 -4^o local 6

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

PEQUEÑOS CIRCUITOS

Oído electrónico para el módulo	Temporizador Flip-Flop	51
RCX de Lego	Elemento Muller-C	51
Amplificador ECG	Convertidor de RGB a color	52
Medidor de agua de lluvia	Amplificador de medida	
almacenada	con alimentación simple	53
ePanorama.net	Tres interruptores para una entrada	
Adaptador DC con batería	RCX	53
de reserva	Fuente de ruido simétrico	54
Regulador lineal de alta tensión	Kit generador de señal	
de entrada	con 555	56
Medidor de campo relativo para la	Visualizador para cargador	
banda de 2 m	de baterías	56
Ayuda de disparo de osciloscopio	Amplificador de antena MMIC con	
para linealizar señales de vídeo ..	conmutador de paso	57
Bobina sintética de 1 KH	Convertor de precisión de tensión	
Entrada analógica para módulo RCX	a corriente	58
de Lego	Condensador variable	
Cable para MUX con tres entradas	de 0 a 2 μ F	59
de vídeo	Control de potencia de RF externo	
Contador de revoluciones	para portátiles de 2m/70cm	59
universal	Potenciómetro ajustable	
Miniprogramador para	controlado por pulsador	60
PIC 16F84 / 16C84	Driver de micropasos para motores	
Adaptador para EEPROM	paso a paso	61
Doblador de frecuencia		

OTRAS EDICIONES

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

ALEMANIA
Elektor Verlag GmbH
Süsterfeldstr. 25
52072 AACHEN

Editor: E.J.A. Krempelsauer

GRECIA
Elektor EPE
Karaissaki 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

INFORMATIVE ARTICLES

UMTS Servicio de Teléfonos Móviles Universal (I)

Qué nuevas prestaciones podemos esperar de esta nueva generación de teléfonos móviles.

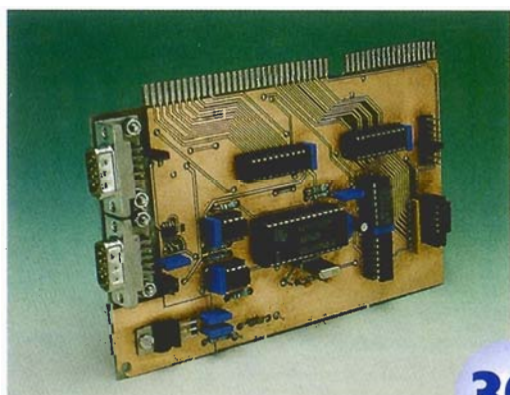


10

CONSTRUCTION PROJECTS

Adaptador CAN para Bus ISA

La tarjeta interfaz CAN descrita en este artículo está pensada para ser instalada en una ranura de expansión ISA de nuestro PC.



30

Tiene grandes posibilidades en la adquisición de datos con el bus CAN.

Construcción de proyectos

- 30 Adaptador CAN para Bus ISA
- 62 DAC-AUDIO USB

Artículos informativos

- 6 GBDT. Herramientas de desarrollo para la Gameboy
- 10 UMTS. Servicio de Teléfonos Móviles Universal (I)
- 70 Diseño de periféricos serie para PC (IV)

Regulares

- 3 Sumario
- 18 Próximo Número
- 18 Teletipo
- 24 EPS
- 27 Hojas de características: PCM 2702
- 43 Nuevos Libros
- 47 Libros
- 55 Anuncios Breves
- 65 Guía de Compras

OTRAS EDICIONES

POLONIA
Elektor/Elektro
UL Buriska 9
01-939 Warszawa
Editor: M. Marciniak

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

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

SUECIA
Electronic Press AB
Box 5505
141 05 HUDDINGE
Editor: Bill Cedrum

INGLATERRA
Elektor Electronics
P.O. Box 190
Tunbridge Wells TN11 7WY
Editor: Len Seymour

Herramientas de desarrollo para GBDT con GameBoy

Por Luc Lemmens

Los artículos del osciloscopio de muestreo digital para la consola GameBoy (GBDSO) no convencieron a muchos de los que consideran la consola de juegos Nintendo como una verdadera puerta a aplicaciones más serias. En el artículo de este mes trataremos las peculiaridades de este mundo o, lo que es igual, lo que sucede cuando creamos una aplicación para nuestra GB.



Desde su introducción en el mercado de los juguetes, la consola de juegos por ordenador GameBoy tuvo un éxito inmenso y ha sido utilizada en aplicaciones "totalmente diferentes" de las que había pensado su propio fabricante, Nintendo. Los cartuchos originales de juegos tan sólo contenían una memoria ROM (a veces acompañada por una memoria RAM), y pronto aparecieron en el mercado negro copias ilegales de los mismos. El siguiente paso fue desarrollar cartuchos con memorias Flash-RAM que podrían ser cargadas una y

otra vez (desde un PC), con diferentes juegos. En Internet podemos encontrar páginas web pérdidas en las que esta actividad (ilegal) es una práctica habitual.

Un frente más serio (y ciertamente menos ilegal), es que la gente está creando sus propios juegos para la GameBoy. Esto merece mucho más respeto que la actividad de copia, ya que el que se aventure en esta tarea, necesita conocer el funcionamiento

interno de la GameBoy y ser capaz de programar en el lenguaje del procesador de la misma. EL GBDSO lleva esta filosofía un paso más allá, añadiendo no solamente programas nuevos sino también nuevos circuitos a la propia consola GameBoy, permitiendo que "el juguete" pueda realizar unas tareas totalmente diferentes para las que, en un principio, había sido diseñado. Realmente esto no debe de sorprendernos, ya que la consola Game-

Boy es un sistema compacto con su propio programa de control, un visualizador gráfico, un procesador, pulsadores y una caja de plástico con diseño atractivo; todo ello a un precio que elimina cualquier deseo de realizar un montaje doméstico.

Al igual que nosotros, si intenta buscar en Internet todas las referencias y los enlaces con las páginas que hagan referencia a la consola GameBoy, llegará a perderse fácilmente. Por este motivo, en este artículo también le informamos de algunos lugares interesantes para visitar, si está interesado en herramientas de desarrollo para la consola GB. Por desgracia, debido a la gran cantidad de información relacionada con la consola GameBoy, es imposible dar información de todas ellas.

El interior de la GameBoy

El corazón de la consola GameBoy es un procesador Z80. El microprocesador Z80 ha sido utilizado en muchos proyectos de Elektor y es un derivado del viejo conocido Intel 8080. Sin

embargo, el juego de instrucciones de este microprocesador no utiliza algunas de las instrucciones del 8080 de Intel, mientras que ha añadido otras nuevas. Además, el registro de "banderas" tiene unas diferencias significativas, ya que los bits de signo y de desbordamiento han sido omitidos.

Para desarrollar nuestros propios programas necesitamos un sistema de mapa de memoria similar al que se muestra en la Figura 1. El espacio de direcciones de la consola GameBoy comprende varios bancos de memoria RAM (memoria interna regular, memoria de vídeo, memoria oculta), bancos de memoria ROM, memoria "mapeada" a las E/S y tres registros que permiten seleccionar otros bancos de memoria. De este modo, la memoria física puede ser mucho mayor que los 64 Kbytes que se especifican para el procesador Z80.

Al final de este artículo encontraremos una referencia al documento denominado "GMB-SPEC.SC" en el que se trata con detenimiento aspectos relevantes de la circuitería asociada. Esta información es bastante

importante para todos aquellos que deseen desarrollar circuitos para los cartuchos de la consola GameBoy.

Programas de desarrollo

Aunque existen varios "super" ensambladores para microprocesador Z80, les aseguramos que les gustará este nuevo ensamblador, que al mismo tiempo es un compilador C real para la consola GameBoy: el Kit de Desarrollo GameBoy (GBDK). A pesar de ello, muchos desarrolladores mantendrán sus propios ensambladores, principalmente debido a que el compilador C falla al código general que está optimizado para este comprimido. En Internet podemos encontrar un gran número de ensambladores, incluyendo RGBDS, TASM (Tabla de Ensamblador, no Turbo Ensamblador), ADVancedGBIDE y el ensamblador incluido con el GBDK. Los profesionales normalmente utilizan ISAS, un ensamblador recomendado por Nintendo. Por desgracia, este ensamblador sólo está disponible para diseñadores con licencia.

Cada ensamblador tiene sus ventajas y sus inconvenientes y su elección sólo dependerá en última instancia de sus gustos personales y los requerimientos necesarios.

Los gráficos

La consola GameBoy trabaja con "tejas", las cuales, en términos gráficos, equivalen a rectángulos de 8x6 pixels. La siguiente unidad más grande, un "mapa", está formada por 32x32 "tejas". Las pantallas gráficas de la consola se pueden diseñar en el PC utilizando editores de "tejas" o editores de "mapas", como pueden ser el Tile Buddy, GB Tile Designer (GBTD) y el GB Map Builder (GBMB), todos ellos adecuados para trabajar bajo Windows 95. Los usuarios de MS-DOS pueden emplear el editor TILE256. Además de estos editores, también existen programas que permiten que ficheros gráficos en formato BMP, PCX, GIF o TIF, puedan ser convertidos a imágenes para la consola GameBoy.

Mapa General de Memoria

Registro de interrupciones activado	FFFF
RAM Interna	FF80
Vacía pero no útil para E / S	FF4C
Puertos de E/S	FF00
Vacía pero no útil para E/S	FEA0
Atributo oculto de memoria (OAM)	FE00
Copia de la memoria RAM interna de 8KB	E000
RAM interna de 8 KB	C000
Banco de memoria RAM conmutable de 8 KB	A000
RAM de vídeo de 8 KB	8000
Banco de memoria ROM conmutable de 16 KB	6000
Banco de memoria ROM de 16KB	4000
	2000
	0000

Mapa General de Memoria

Selección de ROM/RAM MBC1
Selección de Banco RAM
Selección de Banco ROM
Banco RAM Activado

000152 - 11

Figura 1. Mapa de memoria de la GameBoy.

Direcciones de Internet:

Página técnica de Jeff Frohwein:

<http://www.devrs.com/gb/>

GBDK de Pascal Ferber y Michael Hope:

<http://gbdk.sourceforge.net/>

GBDS de Ian James:

<http://www.geocities.com/Eureka/9827/>

Documentación Técnica de Gameboys del Dr Pan:

<http://www.gbdev.org/news/d.html>

Emulador GB97 de Paul Robson:

<http://users.ciol.com/autismuk/gameboy.htm>

¿Hardware o Software?

Disponemos de varias opciones cuando pasamos a verificar las aplicaciones desarrolladas. Por supuesto, podemos utilizar un cartucho que contenga una memoria EPROM o una memoria Flash, pero para nuestros primeros intentos es recomendable usar un emulador de consola GameBoy. De forma alternativa podríamos recurrir a un emulador de memorias EPROM, aunque esto requiere construir una tarjeta adaptadora que permita la conexión de dicha memoria. Independientemente del método que empleemos, la prueba final deberá realizarse sobre un circuito real, y esto es especialmente cierto para proyectos diseñados sobre emuladores, así como para diseños que impliquen añadir nuevos circuitos a los cartuchos.

En la mayoría de los casos, también necesitaremos un programa de ayuda para añadir la cabecera especial Nintendo al cartucho de memo-

ria ROM, además de los cálculos adicionales que nos proporcionen el correcto "checksum". Este trabajo se realiza fácilmente por medio de programas como RGBFIX. En el momento del encendido, la consola GameBoy ejecuta un par de rutinas desde la memoria ROM interna y verifica si el cartucho contiene el "checksum" correcto. A continuación, se almacena el mensaje del copyright de Nintendo en la posición de memoria correcta, en el interior del cartucho de memoria. Si estas dos condiciones no han sido satisfechas, la consola GameBoy no pasará a su propia pantalla de inicio. Si todo ha transcurrido de forma adecuada, el programa se vuelve hacia la memoria ROM del cartucho para conseguir que el pequeño computador realice las tareas necesarias.

Lista de compras


















Lo primero que necesitamos es una consola GameBoy, o al menos eso

es lo que usted pensaría, ¿no? En Internet podemos encontrar varios emuladores que nos permitirán verificar los programas para la consola GameBoy sobre muchos tipos de ordenadores diferentes, antes incluso de que tengamos en nuestras manos el proyecto final. Sin embargo, y en especial cuando se diseña un nuevo circuito, tendremos que tener sobre nuestras manos una consola GameBoy para estar seguros de que nuestras aplicaciones funcionan adecuadamente.

Además de las herramientas de desarrollo de circuitos, también podemos encontrar sistemas de desarrollo integrados muy útiles, como el "GameBoy Development Studio" (es decir, Estudio de Desarrollo para GameBoy). Este completo producto incluye todos los componentes de desarrollo de programas en un paquete basado en un entorno gráfico. Por último, el "GameBoy Development Kit" (es decir, el Kit de Desarrollo para GameBoy - GBDK), es un producto que recomendamos en gran medida, aunque tan sólo sea por la extensa colección de ejemplos incluidos en el mismo.

(000152-1)

CONTROL Y ROBÓTICA

BASIC Stamp: <ul style="list-style-type: none"> Reprogramable Lenguaje BASIC 8/16 Líneas de E/S Desarrollo Rápido Aplicaciones Disponibles  <p>BS1: 11.220 Ptas. BS2: 16.170 Ptas.</p>	Microcontrolador Scenix: <ul style="list-style-type: none"> Reprogramable Compatible con PICs 20x más rápido que PICs Más de 100MIPS 18/28 pines  <p>SX18AC/DP: 1.223 Ptas SX28AC/DP: 1.272 Ptas</p>	Programador SXTech <ul style="list-style-type: none"> Con debugger / emulador Placa con zócalo para SX28 y breadboard Manual muy completo Dos SX28AC/DP y dos resonadores de 50MHz  <p>49.170 Ptas</p>	C.I. Especiales E-Lab <ul style="list-style-type: none"> Compatibles con PICs y BASIC Stamps Fácilmente configurables Interfaz: LCD ; serie para paralelo; control de motor paso a paso.  <p>EDE300: 3.531 Ptas EDE1200: 2.112 Ptas</p>	Displays LCDs Inteligentes <ul style="list-style-type: none"> STN-Super Twist Nematic Buen contraste y alta estabilidad Generador de caracteres integrado Comando SEROUT en el BASIC Stamp  <p>2x16: 12.930 Ptas Gráfico 120x32: 28.776 Ptas</p>	Servos Estándar <ul style="list-style-type: none"> Alimentado a 4,8V Velocidad de 0,19s a 60° 3 alambres: 2 de alimentación +1 de señal Comando PULSOUT en el BASIC Stamp  <p>4.488 Ptas</p>
Paquete PICBASIC <ul style="list-style-type: none"> Compatible con BASIC Stamp y MPASM / ICE Más rápido que "C" o Assembler Compilador PICBASIC, programador EPICPlus, Cable, Proto18 y 16F84  <p>45.417 Ptas</p>	Robot BoE-Bot: <ul style="list-style-type: none"> Control BASIC Stamp 2 Interfaz Serie RS232 Zona de experimentación Expandible  <p>Kit completo: 50.148 Ptas.</p>	Máquina de 3 ejes: <ul style="list-style-type: none"> Perforación de PCBs BASIC Stamp 2 Resolución 0,1mm Software para Windows  <p>149.450 Ptas.</p>	Robot Insecto <ul style="list-style-type: none"> BASIC Stamp 1 Hexápodo caminante Auténtico insecto con antenas Detecta obstáculos  <p>36.696 Ptas</p>	Robot BigFoot <ul style="list-style-type: none"> BASIC Stamp 1 Bípodo caminante Detecta obstáculos 2 LEDs simulando ojos  <p>29.250 Ptas</p>	Brazo del Robot <ul style="list-style-type: none"> 5 Ejes Interfaz serie RS232 Microcontrolador SSCII Ambiente DOS o Windows  <p>53.473 Ptas</p>
Robot Micro-Ratón <ul style="list-style-type: none"> Controlador First Step con BASIC Stamp 1 Base móvil con ruedas Funciona con detector de proximidad o rastreador de pistas  <p>26.051 Ptas</p>	Modem para Red Eléctrica <ul style="list-style-type: none"> Velocidad hasta 2400bps Envía y recibe datos en red eléctrica Control de los aparatos eléctricos, sistemas de seguridad, domótica etc.  <p>7.920 Ptas</p>	Libros Diversos <ul style="list-style-type: none"> Sobre robótica y microcontroladores: Mobile Robots BASIC Stamp Programming & Customizing BASIC Stamp Microcontroller Projects  <p>Desde 8.800 Ptas</p>	Músculos Flexinol <ul style="list-style-type: none"> Robot Stiquito en kit Con base en músculo eléctrico Flexinol Kit del Robot contenido en Libro Escrito "for Beginners"  <p>10.763 Ptas</p>	Enciclopedia Data-Net <ul style="list-style-type: none"> 20CDs con datasheet de 320.000 componentes de 83 fabricantes Más de 650.000 páginas  <p>22.367 Ptas</p>	<p>Pida información sobre:</p> <p>Microcontroladores y Robótica: Catálogo General en español - gratis.</p> <p>UniTool: Software de CAD 2D para proyectos eléctricos. 155.000 Ptas</p> <p>*NB: IVA incluido. Gastos de envío 2500 Ptas. Pago en Pesetas contra reembolso.</p>



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

Servicio de Teléfonos Móviles Universal (I)

Parte I: Desde sistemas I hasta UMTS

Por G. Kleine



La asignación de frecuencias realizada para la nueva generación de teléfonos móviles el pasado mes de abril fue objeto de polémica, cuando se supo que el gobierno británico obtuvo 22,48 billones de libras. Más recientemente el gobierno alemán ganó 31,8 billones de libras en la venta de su licencia. ¿Qué nuevas características podemos esperar de esta nueva generación de teléfonos móviles?

El ETSE, o Instituto Estándar de Nuevas Telecomunicaciones, ha definido una tecnología estándar para la tercera generación de teléfonos móviles llamados IM-2000 o Telecomunicaciones Móviles Internacionales 2000. El ITU ha aprovechado estas propuestas, que también se agrupan con el nombre de UMTS o

Sistemas de Telecomunicaciones Móviles Universales. El principal objetivo de este estándar es asegurar la armonización global del ancho de banda en las comunicaciones de los móviles para 3G, o tercera generación de teléfonos, incluyendo asigna-

ción de frecuencias y protocolos de transferencia de datos. Esto asegurará que los aparatos UMTS sean compatibles en cualquier país que adopte la red. Uno de los principales objetivos del estándar es la globalización. Deberíamos poder hacer llama-

das utilizando un teléfono móvil UMTS/IMT2000 tanto si estamos en Bratislava como en Bridlington. Esto significa que cuando tengamos un teléfono UMTS con un número asignado, este número será a nivel mundial. No será necesario marcar un prefijo con el código del país para acceder a dicho número.

La máxima velocidad de datos teórica del UMTS es de 2 Mbit/s, pero esto sólo se puede alcanzar bajo condiciones óptimas de propagación, por ejemplo, si el móvil está operando en una ciudad o si no está en movimiento. Si

el móvil está en un movimiento relativamente lento (por ejemplo, dando un paseo), entonces la transmisión puede alcanzar como máximo hasta 384 Kbits/s. En cualquier caso está garantizada una velocidad de 128 Kbit/s incluso con un teléfono móvil sobre un vehículo en movimiento.

Nuevas características UMTS

En el futuro, la globalización de los teléfonos móviles nos proporcionará

muchas más posibilidades de las que hoy nos pueden ofrecer nuestros teléfonos. Junto con SMS y WAP tendremos multitud de facilidades disponibles. Al fin, deberíamos ver la introducción de videotéfonos y videoconferencia sobre un enlace de radio UMTS, descargar música de alta calidad en un instante y enviar pequeñas postales animadas a nuestros amigos. En las tiendas aparecerán juegos interactivos con usuarios de otros teléfonos y los métodos de venta también cambiarán, pudiendo realizar pagos con autorización y tarjeta. Podrán realizarse la representación de la compañía y los servicios personales mientras estamos moviéndonos, mediante enlace directo vía intranet. Teniendo en cuenta que aunque un teléfono UMTS se mueva es posible conocer su posición, puede pedirse información de restaurantes de la zona o, por ejemplo, un mapa, si nos hemos perdido y deseamos recibir más información del lugar. También podremos saber dónde está la unidad médica más cercana al lugar en el que nos encontremos, lo cual puede ser de vital utilidad en caso de necesidad.

Predecir cómo será un aparato UMTS es difícil, pero quién haya enviado un e-mail utilizando un teléfono WAP se habrá dado cuenta de que necesita ser equipado con un método más conveniente de entrada de datos.

Una ojeada al pasado

En algunos países, como el Reino Unido, los sistemas de comunicaciones comenzaron con el Sistema 1, gestionado por el G.P.O (ver Tabla 1). El sistema tenía poca cobertura y no era celular. Cada aparato requería una frecuencia para enviar y una para recibir, por ejemplo, cuatro canales en total para realizar una llamada entre dos radios. Con el ancho de banda de un canal de voz de 100 KHz, son necesarios 400 KHz de todo el ancho de banda total de la red. El Sistema 2 se desarrolló, pero nunca llegó a activarse. El Sistema 3 fue el último que se introdujo, con una reducción del ancho de banda de voz a 25 KHz. A pesar del incremento de capacidad de este sistema, nunca llegó a demandarse lo suficiente.

La gran ruptura vino con la introducción de la primera red celular. Aunque ya se han teorizado los fundamentos de la red celular, fue D.H. Ring de los Laboratorios Bell en USA, en 1947, quien lo implementó sobre papel. La idea básica consiste en dividir el área en paneles hexagonales, en lugar de utilizar potentes transmisores para cubrirla, colocando estaciones base de baja potencia en el centro de cada panel o 'célula'. No se permite usar la misma frecuencia de estaciones base en células adyacentes, pero estas frecuencias pueden usarse en otras células no adyacentes. Lo bueno de este sistema es que el número de

Abreviaturas

2G	Segunda generación (sistemas móviles)
3G	Tercera generación (sistemas móviles)
AMPS	Sistemas de Teléfono Móvil Avanzado
ANSI	Instituto Nacional de Normas Americano (USA)
ARIB/TTC	Asociación de Radio e Industria (Japón)
BW	Ancho de Banda
CDMA	Acceso Múltiple por división de Código
DCS	Sistema Digital Celular (DCS1800)
DECT	Telefonía Inalámbrica Digital Europea
EDGE	Disposición de Velocidad de Datos para Evolución GSM
ETSI	Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones
FDD	Multiplex por División en Frecuencia
FDMA	Acceso Múltiple por División en Frecuencia
FPLMTS	Futuro Sistema de Telefonía Móvil Terrestre Público
GMSK	Mínimo Desplazamiento Gausiano
GSM	Sistema Global para Comunicaciones Móviles
GPO	Oficina de Correos General
GPRS	Paquete General de Servicio de Radio
HSCSD	Circuito Conmutador de Datos a Alta Velocidad
IMT	Telecomunicaciones Internacional
ITU	Unión Internacional de Telecomunicaciones
LNA	Amplificador de Bajo Ruido
LO	Oscilador Local
MSS	Servicio Móvil por Satélite
NMT	Teléfono Móvil Nórdico (red celular Escandinava)
NTT	Telecomunicaciones y Telégrafo Japonés
PA	Amplificador de Potencia
PCS	Sistema de Comunicación Personal
QPSK	Desplazamiento de Fase Cuaternario
BPSK	Desplazamiento de Fase 8
SIM	Módulo Identificador de Abonado
SMS	Servicio de Mensajes Cortos
TACS	Sistema de Comunicación de Acceso Total (U.K)
TCP/IP	Protocolo de Control del Transporte/Protocolo de Internet
TD/CDMA	División en el Tiempo CDMA
TDD	Multiplex por División en el Tiempo
TDMA	Acceso Múltiple por División en el Tiempo
TTA	Asociación de Tecnologías de las Telecomunicaciones (Corea del Sur)
UMTS	Servicio de Telefonía Móvil Universal
UTRA	Acceso de Radio Terrestre UMTS
QAP	Protocolo de Acceso Inalámbrico
W-CDMA	Acceso Múltiple por Código de Ancho de Banda
WRC	Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones

abonados en un determinado área es bastante amplio. Por ejemplo en el centro de Londres el número de células puede incrementarse reduciendo el tamaño de célula y utilizando más estaciones base de baja potencia, es decir incrementando la capacidad de red.

En 1978 la compañía estadounidense Bell realizó ensayos del primer sistema celular en Chicago, pero no empezó el desarrollo de su AMPS (Sistemas de Teléfonos Móviles Avanzados) hasta 1993 aproximadamente. Mientras tanto, los países escandinavos habían instalado la primera red celular comercial en 1981. Trabajando a 450 MHz, la primera generación análoga a sistemas de teléfonos móviles fue conocida como NMT (Teléfonos Móviles Nórdicos) y proporcionaba globalización. Más tarde fue superada por una versión a 900 MHz. A principio de los años 80 Gran Bretaña introdujo el TACS (Acceso Total a Sistemas de Comunicación). Ésta está basada en la americana AMPS, aunque no es necesario decir que era incompatible con ella.

El gobierno británico no tenía razón al decidir que las licencias de red deberían de entregarse a empresas privadas en vez de quedarse el estado con el monopolio.

TACS opera en la banda de 900 MHz y utiliza FM analógico. Las bandas de frecuencia se dividen utilizando banda superior e inferior FDMA a 935-960 MHz y 890-915 MHz, permitiendo 1.000 canales por banda con una separación nominal entre canales de 25 KHz. Los canales se emplean como pares duplex, de forma que si un móvil está recibiendo una señal en el canal 3 de la banda superior, será transmitida por el canal 3 de la banda inferior. Por tanto las señales recibidas y enviadas deberán estar separadas 45 MHz. Los pares de canales con control dedicado se incluyen para habilitar a la red para manejar registros móviles, que permiten el paso de una célula terminal a otra, ajustando la potencia de salida, la tarifa y otros servicios.

El típico tamaño de célula tiene un radio de 1 Km en sitios urbanos, y de 15 Km en ambientes rurales. La máxima potencia de la estación base es de 100 W de salida y los móviles están restringidos a 10 W de salida. Para manejar cualquier aumento de abonados base se introducen frecuencias extra con objeto de elevar la capacidad de la red. Este sistema se conoce como ETACS. Al tiempo que se escribía este artículo, algunas empresas ya se han desmarcado de su red analógica y tendrán su plan en marcha en el verano del 2001.

Durante 1990, apareció la especificación de fase 1 de GSM, después de 11 años de periodo de incubación con la ETSI. Éste fue el comienzo de la segunda generación, 2G, o generación de teléfonos móviles con servicios digitales de voz. Un año más tarde, en el Reino Unido, se instaló la primera red GSM, cuya

Direcciones de fuentes de información

Organizaciones:

UMTS-Forum	http://www.ums-forum.org
UMTS-Licence information	http://www.ums-forum.org/licensing.htm
International Telecommunication Union	http://www.itu.int/imt
European Telecommunications Standards Institute	http://www.etsi.org/ums
UK Regulatory authority	http://www.spectrumbauctions.gov.uk
Universal Wireless Communications Consortium	http://www.uwcc.com
Third Generation Partnership Project	http://www.3gpp.org

Fabricantes y operadores de red:

BTCellnet	http://www.btcellnet.net
Ericsson	http://www.ericsson.co.uk
Nokia	http://www.nokia.com
Alcatel	http://www.alcatel.co.uk
Motorola	http://www.motorola.co.uk
Nortel	http://www.nortelnetworks.com
Nippon Telecom & Telegraph Corporation	http://www.nttdocomo.com
Orange	http://www.orange.co.uk
Philips	http://www.pcc.philips.com
Sagem	http://www.sagem.com
Vodafone	http://www.vodafone-retail.co.uk

cobertura comenzó a extenderse desde las grandes ciudades y aeropuertos hasta las áreas rurales. Las bandas de frecuencias utilizadas son idénticas al sistema TACS (se reservaron 400 canales TACS para la introducción del GSM). En 1993 y 1994 otras empresas lanzaron sus sistemas GSM, esta vez utilizando GSM1800 (conocido en otros sitios como PCN o DCS1800) que operan en la banda de 1,8 GHz. También en 1994 una conocida empresa (BT) colocó su red de

GSM en la banda de 900 MHz. La mayoría de los móviles actuales pueden funcionar en doble banda y, por lo tanto, son compatibles con ambos. Esta doble banda puede usarse en cualquiera de los 110 países que tiene el sistema GSM, o si nuestro proveedor decide en el futuro utilizar ambas bandas para solucionar problemas de capacidad.

En el norte y sur de América y Canadá las cosas son un poco diferentes. Aquí operan con GSM1900 a 1,9 GHz

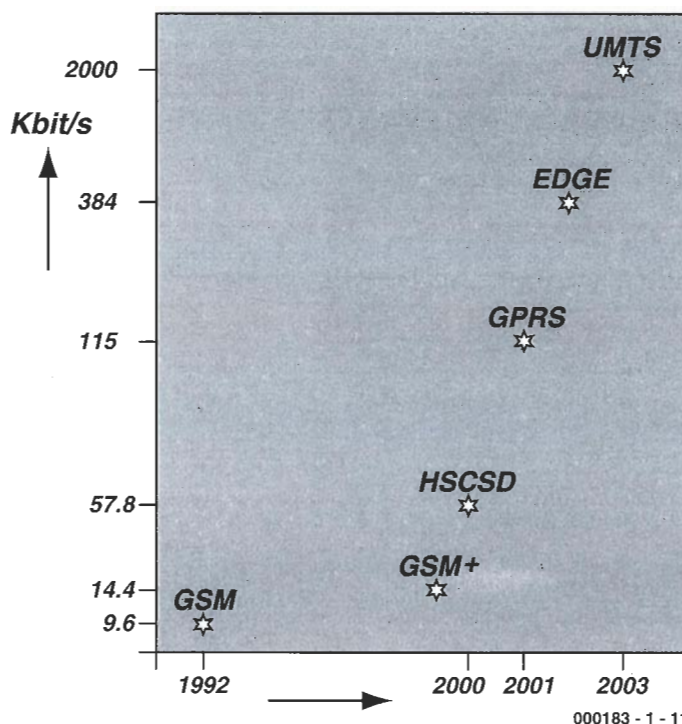
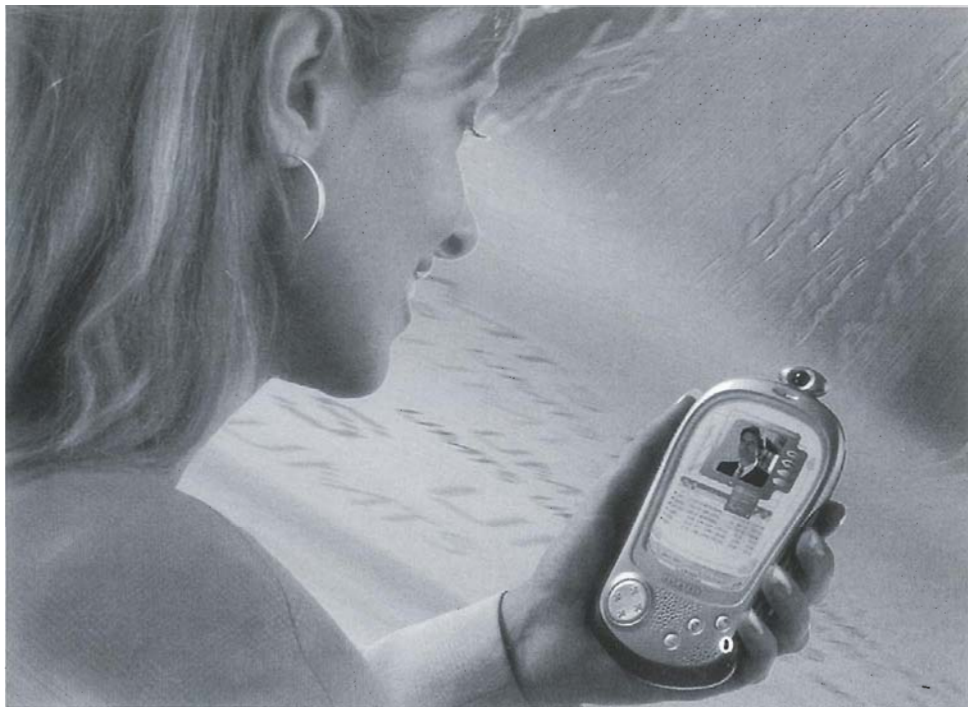


Figura 1. Evolución de GSM a UMTS.

(también conocido como PCS1900). Algunos móviles de doble banda trabajan a GSM1900 y GSM1900. Alternativamente un móvil tribanda cubrirá todo eventualmente. Al igual que TACS, GSM 900 utiliza FDMA para dividir las bandas de frecuencia. Sin embargo, esta vez cada una de las dos bandas se divide en 125 canales con un ancho de banda de 200 KHz por canal. La separación de 45 MHz se mantiene también aquí. GSM1800 tiene 374 canales con una separación duplex de 95 MHz. Además de utilizar FDMA para dividir la banda de frecuencia en canales, se utiliza TDMA para cortar cada canal en tramas de tiempo continuas de 4,615 ms. Cada trama se divide a su vez en ocho slots de tiempo de 0,577 ms, cuando un móvil está haciendo una llamada será designado un slot en cada trama para enviar su voz digitalizada. Por otro lado, se asigna un slot en la banda receptora para recibir la voz digitalizada. Los móviles en modo de bajo consumo sólo necesitarán escuchar ciertas tramas en un canal paginado.



Los modernos móviles constan de dos a cuatro circuitos integrados con alta escala de integración. Actualmente está en desarrollo un circuito integrado con la banda base com-

pleta, que acoplada a una etapa de HF y algunos componentes más permitirá realizar teléfonos móviles de tamaños muy reducidos. Un concepto relativamente nuevo es el del móvil de modo Dual. Éste es un teléfono móvil GSM que



* **COMPONENTES ELECTRÓNICOS**
* **LIBRERÍA TÉCNICA**

* **INSTRUMENTACIÓN LABORATORIO**
* **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



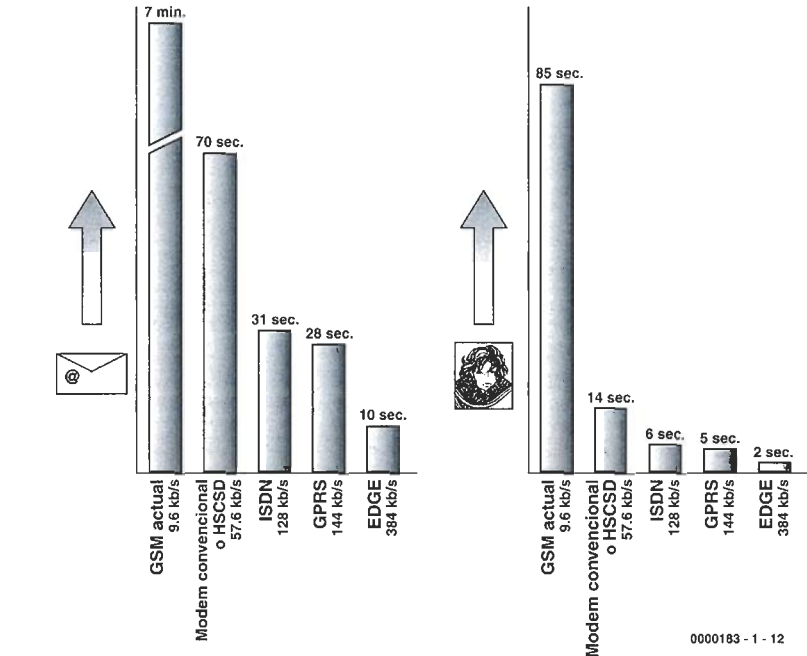
se puede conmutar de forma automática a un teléfono inalámbrico DECT cuando nos encontremos en los alrededores de una casa (o de la compañía), además las llamadas resultan bastante más baratas utilizando una línea inalámbrica que una línea de teléfono convencional. Los primeros teléfonos que ofrecieron este servicio eran de Sagem y BT.

El éxito de GSM ha sido mucho mayor de lo que en principio se esperaba, estimándose que hay aproximadamente unos 400 millones de abonados en todo el mundo. Las previsiones para el año 2010 hablan incluso de 1,8 billones de abonados, teniendo un gran crecimiento en el continente asiático. En Europa, en los próximos años se producirá un enorme crecimiento en el uso de la multimedia, lo cual significa que la baja velocidad de datos que tienen actualmente los GSM no será suficiente. Veremos algunas de las soluciones que se han desarrollado para incrementar la velocidad en el GSM. Su eventual sustitución por UMTS nos permitirá conseguir velocidades de hasta 2 Mbit/s.

Una característica de las aplicaciones multimedia es que el volumen de datos que circula hacia y desde un abonado no es simétrico. No sucede lo mismo con la comunicación de voz, ojear en Internet produce más información pasando desde la estación base hacia el abonado (dirección de descarga) que en la dirección contraria. Tampoco es lo mismo la voz, la transferencia de datos no es en tiempo real, y se pueden enviar paquetes que no necesitan ser transferidos en el orden correcto. Se puede ajustar la capacidad del enlace en ambos sentidos según necesidades.

De GSM a UMTS

La necesidad de incrementar la capacidad de los datos se vuelve más aparente año tras año. Los teléfonos WAP son la moda actual, pero no ofrecen ningún aumento en la capacidad de los datos por encima de la norma a 9,6 kb/s. Los proveedores de la red están llevando a cabo varias técnicas para aumentar la capacidad de los datos y puentear el hueco entre los 9,6 kb/s ofrecido por los teléfonos 2G de GSM y los 2 Mb/s ofrecidos por los futuros teléfonos de



3G (Figura 1). Los microteléfonos que pueden usar estas técnicas se conocen como teléfonos 2,5G. Cada uno de estos métodos es compatible con la red de GSM y no causa problemas con los microteléfonos existentes.

Un GSM normal logra encauzar una proporción de datos de 9,6 kb/s con un slot de frecuencia en el canal que contiene 8 slots de tiempo. Alterar la asignación de slots de tiempo es un método que se puede usar para aumentar la capacidad de los datos. La técnica llamada HSCSD o Circuito de Datos Conmutados de Alta Velocidad, es la forma más sencilla y barata para que el operador de la red pueda aumentar la capacidad. Para ello sólo requiere de una actualización del software en las estaciones base. Primeramente se utiliza un método más eficiente de codificación de datos para aumentar la velocidad de los datos de cada canal GSM desde 9,6 kb/s a 14,4 kb/s (también llamado GSM+). Luego, se asignan cuatro de los ocho slots de tiempo de

TDMA a un abonado. Esto da una velocidad de datos de 57,6 kb/s. Sin embargo, para el usuario con un móvil normal, esta técnica tiene unas grandes desventajas. En primer lugar, tarda aproximadamente un minuto para preparar la llamada de HSCSD. En segundo lugar, una vez que la conexión se establece, actúa como una línea cuasi-fija en la cual los cuatro canales se asignan al abonado durante la duración de la llamada. El precio de la llamada tiene esto en cuenta y este método resulta caro para el abonado. Esta técnica no se ha extendido ampliamente en el Reino Unido, pero actualmente algunas compañías están utilizando este método en algunos de sus servicios.

Otro sistema 2,5G es el GPRS o Paquete General de Servicio de Radio. Ésta es una especificación producida por el ETSI para proporcionar datos del paquete transferido en una red GSM. Esta técnica puede proporcionar una velocidad de datos máxima de 171,2 kb/s, que es, por ejemplo, tres veces

Tabla I. Redes de radio móvil en el Reino Unido

Generación	Red	Operando	Rango de frecuencia	Pares/canal	Separación	Separación duplex	Modulación
-	Sistema 1	1965	163 MHz	-	100kHz	-	FM, analógica
-	Sistema 3	c.1970	163 MHz	-	25 kHz	-	FM, analógica
1 G	TACS	1985-2000	890 - 960 MHz	1000	25 kHz	45 MHz	FM, analógica
2 G	GSM	1991	880 - 960 MHz	173		45 MHz	GMSK, digital
	PCN(GSM1800)	1993	1710 - 1880 MHz	374	200 kHz	95 MHz	GMSK, digital
3 G	UMTS	2002 ?	1885 - 2025 MHz, 2110 - 2200 MHz	12	5 MHz	190 MHz	WCDMA, digital

más rápida que los módems actuales que usan una línea telefónica terrestre. El incremento de la velocidad se logra utilizando todos los 8 slots en una trama GSM/TDMA. Éstas, normalmente, se asignarían a ocho abonados diferentes. GPRS realmente es un paquete universal que intercambia datos con otros sistemas de GSM. La misión del empaquetador de datos es propagarlo a slots de tiempo libres y reensamblarlo de nuevo en otros, por ejemplo, en el móvil.

Un nuevo rasgo de este sistema es su forma totalmente diferente de usar el teléfono y la facturación de llamadas. El teléfono se enciende típicamente por la mañana para anotar adelante a la red y engancha la red, permaneciendo encendido durante el día entero. Los cargos de la llamada están basados en el volumen de datos enviado en lugar del tiempo de conexión. Esta característica permite el e-mail casi instantáneo y visionado de páginas web.

BT Cellnet implantó su red GPRS en Junio del 2000. Ésta ofrece una velocidad de datos de 28 kb/s, pudiendo

alcanzar hasta 96 kb/s para el nuevo año. La cobertura de año nuevo se anticipó en Septiembre del 2000. Algunas compañías europeas planean empezar su servicio antes del fin del año y muchos países europeos han anunciado la posibilidad en Europa de escalas de tiempo similares a GPRS. Los detractores del sistema han señalado que la velocidad de los datos de este método es demasiado optimista. Ahora, ¿qué sucederá con los otros 7 abonados cuyos slots de tiempo hemos robado? Bien, parece que el flujo de datos de multimedia no es típicamente continuo sino en ráfagas. En una ráfaga de actividad se vuelca una pantalla de datos o se descarga un fichero, por ejemplo, y entonces... silencio, como cuando nos rasamos la cabeza y decidimos qué opción vamos a seleccionar. Los silencios se usan para dar servicio a otros abonados.

También puede perfeccionarse el GSM usando un método más eficaz de modulación de señal. GSM utiliza GMSK o Desplazamiento Gausiano, cambiando esto a 8-PSK, u ocho veces

Desplazamiento de Fase, aumenta la capacidad de cada canal desde 9,6 kb/s a 48 kb/s. Esta técnica se usa para EDGE, o Afirmamiento de Velocidades de Datos sobre la Evolución de GSM. Las mayores velocidades de datos de cresta pueden llegar a alcanzar los 384 kb/s, que se puede lograr con este sistema porque GPRS utilizará todos los 8 slots de tiempo para enviar datos. Los transceptores GSM/EDGE pueden cambiar dinámicamente entre los dos modos de la modulación para asegurar compatibilidad con los microteléfonos existentes. EDGE proporciona un camino evolutivo desde GPRS a UMTS combinando los datos del paquete transferido de GPRS con el método de modulación que se usará en el futuro con UMTS. La integración de este sistema es menos costosa que construir de nuevo una red para UMTS. Este sistema ofrecerá enlaces de datos a alta velocidad para los usuarios de GSM antes y después de la introducción de UMTS, y podemos estar seguros de que veremos microteléfonos en modo banda doble o modo doble que operen entre GSM y UMTS en un futuro cercano.

(C00183-1)

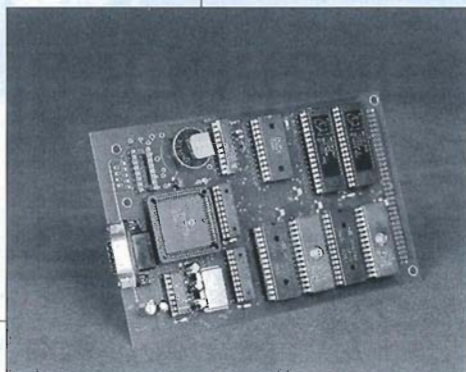
En la segunda y última parte de este artículo analizaremos la asignación de frecuencias, licencias y técnicas de UMTS.

No te pierdas nuestros nuevos productos

www.ibercomp.es

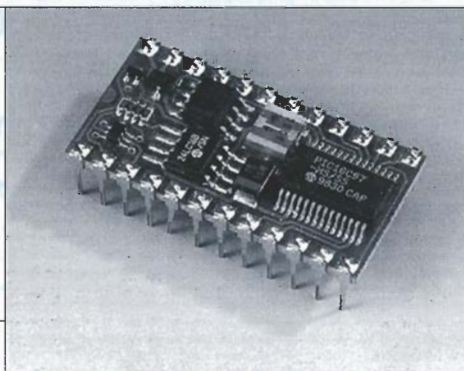
Placa procesador PIC17C

El ordenador PIC17C que describiremos en este artículo es un sistema flexible y fácilmente expansible que es muy sencilla de programar desde un PC y un programador dedicado de bajo coste. El corazón del sistema es el potente y extremadamente rápido microcontrolador PIC17C756.



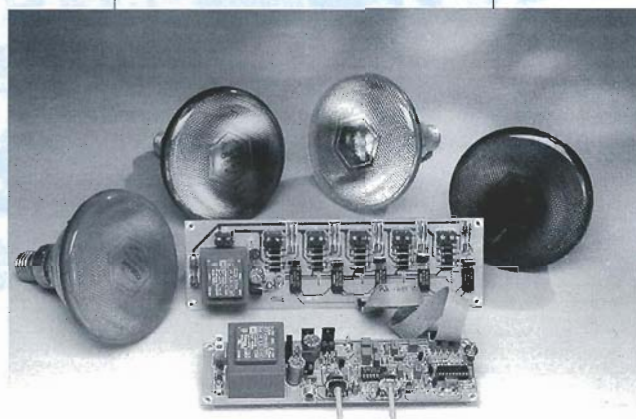
Driver LCD para Basic Stamp II

Control de un display LCD con el Basic Stamp II. El circuito sólo necesita cuatro conexiones entre el LCD y Basic Stamp II



Sonido a Luz

La utilización de unidades de efectos de luces en la música es muy popular actualmente. Por ello Elektor ha preparado este interesante diseño de un convertidor sonido a luz controlado por un PIC16F84.



PRÁCTICAS DE ELECTRÓNICA

CEBEK presenta sus nuevos entrenadores electrónicos de la serie Mx. Especialmente diseñados para estudiantes y aficionados, existen cuatro versiones diferentes ajustadas a distintas necesidades y presupuestos. La versión más básica, y por tanto más asequible, es el MX-903 que contiene todos los elementos necesarios para poder realizar 30 prácticas diferentes. Los dos modelos intermedios son el MX-906 y el MX-908 que incluyen todo lo necesario para hacer 130 y 300 prácticas diferentes respectivamente. La estrella de la serie es sin duda el MX-909 cuyo contenido permitirá hacer hasta 500 prácticas diferentes.



El MX-909

El entrenador 500 en 1 MX-909 es el complemento ideal para realizar prácticas de electrónica de forma segura, rápida y sin tener que emplear el soldador. En un compacto maletín de cuidado diseño incluye todos los materiales precisos para poder construir las prácticas de electrónica analógica y digital que propone en sus tres cursos de aprendizaje.

El maletín tiene incorporados en sus tapas todos los elementos de conexión y control para hacer las prácticas. Además, en am-

CONDICIONES GENERALES

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

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

- Los items marcados con un asterisco (*) tienen una vigencia limitada y su disponibilidad solo puede garantizarse durante un cierto periodo de tiempo.
 - Los items que no se encuentran en esta lista no están disponibles.
 - Los diseños de circuitos impresos se encuentran en las páginas centrales de la Revista. En ocasiones y por limitación de espacio no se garantiza la publicación de todos los circuitos. En estos casos los lectores interesados pueden solicitar los diseños, utilizando el mismo cupón de pedido y les serán enviados a su domicilio contra reembolso de 500 pts. (incluidos gastos de envío).
 - Los EPROMs, GALs, PALs, (E)PLDs, PICs y otros microcontroladores se suministrarán ya programados.
- Los precios y las descripciones de los diferentes productos están sujetos a cambios. La editorial se reserva el derecho de modificar los precios sin necesidad de notificación previa. Los precios y las descripciones incluidas en la presente edición anulan los publicados en los anteriores números de la Revista.

FORMA DE ENVIO

Los pedidos serán enviados por correo a la dirección indicada en el cupón de las páginas anexas. Además los lectores pueden formular pedidos por teléfono llamando al número (91) 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 ATRASADOS

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 periodo para la totalidad de los pedidos.

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

En el caso de que la devolución se realice por otras 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, sólo se admitirán las devoluciones en un plazo de tiempo de 14 días contados a partir de la fecha de envío del pedido.

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

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

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

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

CONSULTORIO TECNICO

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

El número de teléfono para consultas es el (91) 375 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 multitrama:

- 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 - EPM7064LC44-12 (programmed) - PCB	990007-C 986523-1 990007-1	14.094 9.960 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
Conmutador 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 - PCB - GAL 16V8, programmed - EPROM 27C256, programmed - set: PCB + 976008-1 + 996510-1 + 996515-1	976008-1 990054-1 996515-1 976510-1 990054-C	2.792 8.794 4.525 4.910 15.790
DAC 2000 de Audio (3): - GAL 22V10, programmed - set: PCB + 996530-1 - PCB	996530-1 990059-C 990059-1	3.177 10.890 8.376
Modelismo ferroviario controlado por PC: - set: PCB + 996522-1 - PIC16F84, programmed - PCB	990084-C 996522-1 990084-4	8.569 6.836 2.407
Reloj de la torre Rhine MkII: - PCB - AT89C2051-12PC, programmed - Set: PCB + 996519-1	990076-1 996519-1 990076-C	9.821 5.296 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 - EPROM (programmed)	996029-1 996532-1	3.471 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 - PIC16F84, programmed - Disk, PIC source code file and hex-code - PCB	990087-C 996521-1 996037-1 990087-1	9.323 4.850 1.984 3.769
E239 ABRIL 2000		
Control de volumen digital: - disk, source code listing - PCB - EPROM 27C256 (programmed)	990080-11 990080-1 006506-1	1.995 5.088 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 - AT89C2051, programmed - PCB	000041-11 000041-41 000041-1	2.250 5.248 3.734
Puerto paralelo universal de entrada/salida para PCs: - Set: PCB + 002011-11 - Disk: all project software - PCB	002011-C 002011-11 002011-1	7.165 2.018 5.853
E241 JUNIO 2000		
Teclado de funciones especiales: - PCB - ST62T60(programmed) - PCB y 002006-41	002006-1 002006-41 002006-C	4.207 8.199 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 - Disk, AT90S source code files - 2 x AT90S2313 (a+b), programmed	000021-1 996038-1 996531-1	3.992 3.560 13.053
Temporizador de reposo RC5: - Disk, PIC source code files - PIC16F84, programmed	000026-11 000026-41	2.158 5.286

Pantalla táctil: - Disk, PIC source code & executable	000055-11	2.158
E242 JULIO 2000		
Cerradura inteligente para puertas: - AT89C52-12PC, programmed - Disk, AT89C52 source code file - PCB	000051-41 000051-11 000051-1	2.092 1.073 2.127
Lector de tarjetas magnéticas: - PCB - AT89C2051-12PC, programmed - Disk, all project software - Set: PCB + 000054-11 + 000054-41	000054-1 000054-41 000054-11 000054-C	1.341 2.092 1.073 4.023
Espía de un hilo: - PIC16F84 (programmed) - PIC16C54 (programmed) - Disk, all project software	000048-41 000048-42 000048-11	2.951 2.361 1.073
Interfaz del PC para el Bus CAN: - PCB - Disk, all project software	000039-1 006004-1	2.575 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 - BASIC interpreter in EPROM	006006-1 006505-1	1.015 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 - PCB - Project disk	000066-C 000066-1 996016-1	7.684 4.454 3.898
Interfaz USB: - Project disk - PCB - Set: PCB + 000079-11 + 000079-41 - CY7C63001ACP (programmed)	000079-11 000079-1 000079-C 000079-41	2.227 2.450 8.130 3.118
E246 NOVIEMBRE 2000		
Salida S/PDIF: - PCB	000131-1	4.364
E247 DICIEMBRE 2000		
e-KEY: Sistema de acceso seguro: - PCB - disk, source code files - AT90S1200, programmed	000089-1 000089-11 000089-41	4.388 2.925 4.726
Cámara sobre Tren de Modelismo: - PCB	000129-1	2.813
(GBDSO) Osciloscopio de muestreo digital en pantalla de consola Gameboy: - PCB - disk, DSO Grab and Mathcad demo appl. - EPROM AT27S256 (PLCC44), programmed - Set: PCB + 996035-1 + 996528-1	990082-1 996035-1 996528-1 990082-C	3.713 3.826 6.301 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 - PCB - Project software	000074-C 000074-1 000074-11	4.501 2.926 2.251
E248 ENERO 2001		
CAN Adapter for ISA Bus: - PCB - Project disk - PCB + project disk	000071-1 000071-11 000071-C	10.800 2.204 12.232
USB Audio-DAC: - PCB	000169-1	3.857

PARAMETER		CONDITIONS	PCM2702E			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
RESOLUTION				16		Bits
HOST INTERFACE			Supports USB Revision 1.0, Full Speed			
DIGITAL AUDIO FORMAT						
Audio data Format			USB ISOCRONOUS OUT			
Audio Data Bit Length				16		
Audio Data Channel				1, 2		
Sampling Frequency (fS)				32, 44.1, 48		
DIGITAL INPUT/OUTPUT						
Input Logic Level	V _{IH} ⁽¹⁾		2.0			VDC
	V _{IL} ⁽¹⁾				0.8	VDC
	V _{IH} ⁽²⁾		0.7 V _{DD}			VDC
	V _{IL} ⁽²⁾				0.7 V _{DD}	VDC
Input Logic Current	I _{IH} ⁽¹⁾	V _{IN} = V _{DD}		+65	+100	μA
	I _{IL} ⁽¹⁾	V _{IN} = 0V			±10	μA
	I _{IH} ⁽²⁾	V _{IN} = V _{DD}			±10	μA
	I _{IL} ⁽²⁾	V _{IN} = 0V			±10	μA
Output Logic Level	V _{OH} ⁽³⁾	I _{OH} = -1mA	2.8			VDC
	V _{OL} ⁽³⁾	I _{OL} = +1mA			0.5	VDC
DYNAMIC PERFORMANCE (4)						
THD+N at V _{OUT} = 0dB				0.002	0.005	%
THD+N at V _{OUT} = -60dB				1.2		%
Dynamic Range		EIJA, A-Weighted	96	100		dB
Signal-to-Noise Ratio		EIJA, A-Weighted	100	105		dB
Channel Separation			98	103		dB
DC Accuracy						
Gain Error				±1.0	±3.0	% of FSR
Gain Mismatch, Channel-to-Channel				±1.0	±3.0	% of FSR
Bipolar Zero Error		V _{OUT} = 0.5 V _{CC} at BPZ		±30	±60	mV

PCM2702

16-Bit Stereo Digital-to-Analog Converter with USB Interface

Manufacturer

Burr-Brown, P.O. Box 11400, Tucson, AZ 85734, USA. Internet:

Features

Integrated USB interface:
Full-Speed Transceiver Supports 12Mbps Data Transfer.
Fully Compliant with the USB 1.0 Specification.
Adaptive Mode for Isochronous Transfer.
Self-Powered Device.

Accepts 16-bit stereo and mono USB audio data streams.

Analog performance (V_{CC} = 5V):

Dynamic Range: 100dB (typ. at 16-bit)

SNR: 105dB (typ.)

THD+N: 0.002% (typ. at 16-bit)

Full-Scale Output: 3.1V_{pp}

8x oversampling digital filter:

Passband: 0.454f_s

Stopband: 0.546f_s

Passband Ripple: ±0.002dB

Stopband Attenuation: -82dB

Sampling rate (f_s): 32kHz, 44.1kHz, 48kHz

On-chip clock generator with single 12MHz clock source

Multi-Functions:

Digital Attenuator: 0dB to -64dB, 1dB/step

Soft Mute

Zero Flag

Suspend Flag

Playback Flag

Dual Power Supplies:

+5V for Analog portion

+3.3V for Digital portion

Package: SSOP-28

Application Example

USB Audio DAC, Elektor Electronics December 2000.

Applications

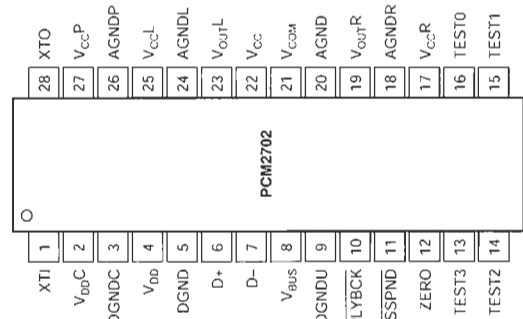
Stand-alone USB audio speakers
CRT/LCD integrated USB audio speakers
USB audio amplifiers
Other USB audio applications

Description

The PCM2702 is a single chip digital-to-analog converter offering two D/A output channels and an integrated USB 1.0 compliant interface controller. The newly developed SpAct™ (Sampling Period Adaptive Controlled Tracking) system recovers a stable, low-jitter clock for internal PLL and DAC operation from the USB interface audio data.

The PCM2702 is based upon Burr-Brown's Enhanced Multi-level Delta-Sigma Modulator, an 8x oversampling digital interpolation filter, and an analog output low-pass filter.

The PCM2702 can accept a 48kHz, 44.1kHz and 32kHz sampling rates, using either 16-bit stereo or monaural audio data. Digital attenuation and soft-mute features are included, and are controlled via USB audio class request.



1	XTI	IN	Crystal Oscillator Input. (1)
2	VDDC	—	Digital Power Supply for Clock Generator, +3.3V.
3	DGND	—	Digital Ground for Clock Generator.
4	VDD	—	Digital Power Supply, +3.3V.
5	DGND	—	Digital Ground.
6	D+	IN/OUT	USB Differential Input/Output Plus.
7	D-	IN/OUT	USB Differential Input/Output Minus.
8	VBUS	IN	USB Bus Power (this pin NEVER consumes USB bus power). (2)
9	DGNDU	—	Digital Ground for USB Transceiver.
10	PLYBCK	OUT	Playback flag, active LOW (LOW: playback, HIGH: idle).
11	SSPND	OUT	Suspend flag, active LOW (LOW: suspend, HIGH: operational).
12	ZERO	OUT	Zero flag (LOW: Normal, HIGH: ZERO).
13	TEST3	IN	Test pin 3: Connect to digital ground. (2)
14	TEST2	IN	Test pin 2: Connect to digital ground. (2)
15	TEST1	IN	Test pin 1: Connect to digital ground. (2)
16	TEST0	IN	Test pin 0: Connect to digital ground. (2)
17	VCCR	—	Analog Supply for R-channel, +5V
18	AGNDR	—	Analog Ground for R-channel.
19	VOUTr	OUT	Analog Output for R-channel.
20	AGND	—	Analog Ground.
21	VCOM	—	DC Common-Mode Voltage for DAC.
22	VCC	—	Analog Supply, +5V.
23	VOUTr	OUT	Analog Output for L-channel.
24	AGNDL	—	Analog Ground for L-channel.
25	VCCL	—	Analog Supply for L-channel, +5V.
26	AGNDP	—	Analog Ground for PLL.
27	VCCP	—	Analog Supply for PLL, +5V.
28	XTO	OUT	Crystal Oscillator Output.

Notes: (1) 3.3 V tolerant. (2) Schmitt trigger input with internal pull-down, 5V tolerant.

PARAMETER	CONDITIONS	PCM2702E			UNITS	
		MIN	TYP	MAX		
ANALOG OUTPUT						
Output Voltage	Full-Scale (−0dB)		62% of V_{CC}		V_{p-p}	
Center Voltage			50% of V_{CC}		V_{DC}	
Load Impedance	AC-Load	5			k Ω	
DIGITAL FILTER IMPEDANCE						
Passband	± 0.002 dB			0.454f $_S$		
Passband	−3dB			0.490f $_S$		
Stopband		0.546f $_S$				
Passband Ripple				± 0.002	dB	
Stopband Attenuation	Stopband = 0.546f $_S$	−75			dB	
Stopband Attenuation	Stopband = 0.567f $_S$	−82			dB	
Delay Time			34/f $_S$	11	s	
ANALOG FILTER PERFORMANCE						
Frequency Response	At 20kHz		$\neq 0.02$		dB	
POWER SUPPLY REQUIREMENTS						
Voltage Range	V_{DD}, V_{DDC}		± 3.0	± 3.3	± 3.6	VDC
	$V_{CC}, V_{CCL}, V_{CCR}, V_{CCP}$		± 4.5	± 5.0	± 5.5	VDC
Supply Current	I_{DD}	$V_{DD} = V_{DDC} = 3.3V$		22	30	mA
	I_{CC}	$V_{CC} = V_{CCL} = V_{CCR} = V_{CCP} = 5.0V$		18	25	mA
Power Dissipation	P_D	$V_{DD} = V_{DDC} = 3.3V$ and $V_{CC} = V_{CCL} = V_{CCR} = V_{CCP} = 5.0V$		165	225	mW
TEMPERATURE RANGE						
Operation Temperature		0		70		°C
Storage Temperature		−55		+125		°C
Thermal Resistance, θ_{JA}	SSOP-28			100		°C/W
NOTES: ⁽¹⁾ Pins 8, 13, 14, 15, 16: VBUS , TEST3 TEST2 TEST1 , TEST0. ⁽²⁾ Pin1: XT1. ⁽³⁾ Pins 10, 11, 12, 28: PLYBCK, SSPND, ZERO, XTO. ⁽⁴⁾ The dynamic performance is based upon ideal host signal quality, and may vary according to the system. Dynamic performance specifications are tested using a Shibasoku #725 THD Meter with 400Hz HPF, 30kHz LPF, Average Mode, and 20kHz Bandwidth limiting. The load connected to the analog output is 5k Ω , or larger, via AC coupling.						

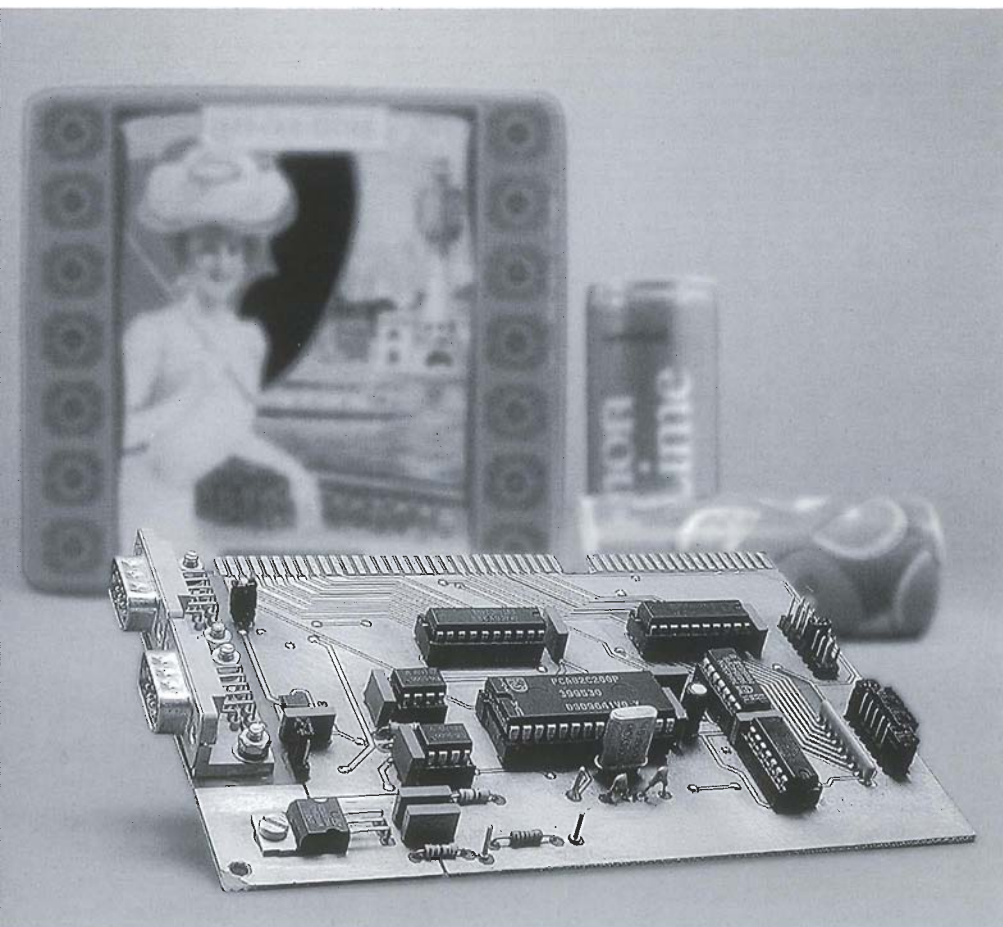
NOTES: (1) Pins 8, 13, 14, 15, 16: VBUS, TEST3 TEST2 TEST1, TEST0. (2) Pin1: XTI. (3) Pins 10, 11, 12, 28: PLYBCK, SSPND, ZERO, XTO. (4) The dynamic performance is based upon ideal host signal quality, and may vary according to the system. Dynamic performance specifications are tested using a Shibusaku #725 THD Meter with 400Hz HPF, 30kHz LPF, Average Mode, and 20kHz Bandwidth limiting. The load connected to the analog output is 5k Ω , or larger, via AC coupling.

Adaptador CAN para Bus ISA

Una tarjeta para insertar en un PC

Diseñado por B. Bouchez

El bus CAN es actualmente el estándar para los sistemas de bus en la industria del automóvil. El hecho de que la venta de componentes relacionados con el bus CAN haya sobrepasado los cálculos más optimistas, es una clara indicación del relativo éxito del bus CAN. La tarjeta interfaz para bus CAN descrita en este artículo está pensada para ser instalada en una ranura de expansión ISA libre de nuestro PC. Podremos realizar una gran cantidad de experimentos con el bus CAN.



Cuando nos disponemos a desarrollar una aplicación utilizando el bus CAN, de una u otra manera, un PC es una herramienta indispensable para depurar y verificar nuestra aplicación. Si deseamos desarrollar una aplicación 100% libre de errores (¡quién no desea esto!), el PC y la tarjeta interfaz correspondiente nos permitirán visualizar y grabar las tramas de datos del bus CAN que circulan a través del mismo, así como suministrar algunas tramas de verificación. Para mostrar las ideas básicas de cómo se realiza todo esto hemos desarrollado una pequeña aplicación de prueba que se ejecuta bajo Windows. Este pequeño programa no fallará en el intento de mostrarnos las principales prestaciones de la tarjeta.

Al mismo tiempo, el interfaz descrito en este artículo puede convertirse en el corazón de un complejo sistema automático, ya que es compatible con los estándares actuales de la industria, como CANOpen y DeviceNet. Sin embargo, tenemos

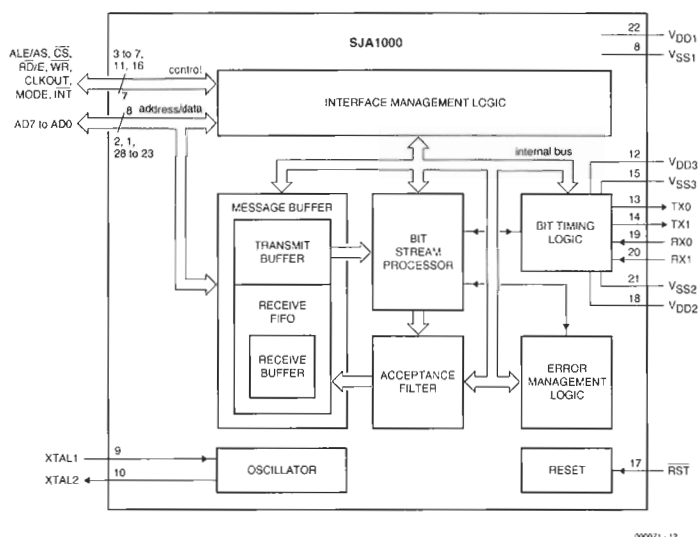


Figura 1. Arquitectura del controlador CAN SJA 1000.

que remarcar que la presente tarjeta adaptadora no dispone de ningún dispositivo "inteligente" en la placa, de manera que todos los procesamiento de señal y los distintos protocolos utilizados tienen que ser manejados por el PC. En ciertos casos, el programa resultante puede ser bastante importante en su tamaño.

Windows se ha convertido en el estándar más común en términos de sistema operativo para PCs. Por ello, hemos desarrollado un controlador que es capaz de manejar las partes más "delicadas" para dar soporte a dicho adaptador. Este controlador se puede integrar fácilmente en la mayoría de los compiladores actuales, incluyendo Delphi, C++ Builder, Visual Basic y Visual C++. El controlador y los ficheros de código fuente asociados están disponibles en el disquete que se suministra con el código de pedido N°: 0000711-11, que puede obtenerse a través de nuestro Servicio de Lectores. El resto de los programas del proyecto también están disponibles para ser bajados de forma gratuita, en la sección correspondiente de la página web:

www.elektor-electronics.co.uk

Por un lado

El presente adaptador CAN está basado en uno de los más potentes y útiles circuitos integrados controladores CAN disponibles hoy día, el

SJA 1000 de la casa Philips Semiconductors. Este circuito integrado, cuya arquitectura interna se muestra en la Figura 1, se suministra en un encapsulado de 28 terminales. El SJA 1000 es el sucesor del circuito integrado 82C00 y es totalmente compatible, desde el punto de vista de correspondencia de terminales, con dicho circuito integrado. Sin embargo, el SJA 1000 cumple con la norma CAN 2.0 (tramas con un identificador de 29 bits), soporta frecuencias de cristal de cuarzo superiores y, lo más importante de todo, integra un registro FIFO (First In, First Out, es decir, primero en entrar primero en salir) en la sección del receptor CAN. Como veremos más adelante, el registro FIFO es un elemento añadido de extrema importancia a la hora de realizar el interfaz del SJA 1000 con el PC, corriendo bajo Windows.

El circuito integrado SJA 1000 está formado por tres bloques, funcionalmente independientes, que disponen de sus propias fuentes de alimentación. Esto explica la presencia de no menos de seis terminales para fuentes de alimentación en el circuito integrado: VDD1, VDD2, VDD3, VSS1, VSS2 y VSS3. Como en nuestro caso no hemos usado ciertas funciones disponibles en una conexión directa sobre el circuito integrado (por ejemplo el "buffer" de salida y los comprobadores de entrada), las tres tensiones de ali-

mentación están distribuidas sin un procesamiento independiente.

La electrónica

Para tener una idea más clara de cómo trabaja el circuito vamos a echar una mirada al esquema eléctrico del circuito en la Figura 2.

En el centro del circuito encontramos el controlador CAN SJA 1000.

La función del PCA 82C250, IC2 en el circuito, es la de convertir las señales TTL procesadas por el optoacoplador en señales que cumplan con la norma ISO 11899, de manera que los niveles sean compatibles con los del bus CAN. El PCA 82C250 contiene un controlador de potencia que es resistente a diferentes tipos de cortocircuitos y condiciones de sobrecarga, situaciones que pueden suceder en el interior del bus CAN. El terminal RS de IC2 permite controlar el "slew rate" (es decir, la velocidad de la rampa de subida) del amplificador de salida y, en consecuencia, la cantidad de componentes electromagnéticas radiadas por los hilos del bus CAN. En nuestro caso, este terminal está conectado a la masa, lo que selecciona el "slew rate" más alto posible, asegurando que la comunicación se pueda realizar a velocidades de hasta 1 Mbits/s.

Para evitar cualquier lazo de masa entre el PC y los equipos conectados al bus CAN, el bus está eléctricamente aislado del PC.

El circuito que consigue proporcionar el aislamiento eléctrico es bastante clásico y está basado en optoacopladores rápidos (IC3 e IC4). No debemos olvidar que el bus CAN soporta velocidades máximas de transferencia de datos de hasta 1 Mbits/s.

El enlace "físico" con el bus CAN se realiza por medio de los conectores K1 y K2, en los que la asignación de terminales se ha realizado siguiendo las recomendaciones del bus CAN en automoción. Los dos conectores han sido cableados en paralelo para permitir que el PC pueda integrarse en el sistema CAN. Debido al alto rendimiento que se requiere en el bus CAN en determinados momentos, se ha preferido utilizar una configuración de inserción en lugar de una posición de "puentes" sobre la red.

Si decidimos conectar nuestra tarjeta al bus CAN proporcionando su propia tensión de alimentación (que suele ser la configuración más común en los sistemas de automoción industrial), podemos aprovecharnos de los beneficios del aislamiento eléctrico interno realizado sobre la tarjeta. En este caso, todo lo que tendremos que hacer es eliminar el puente JP1 e instalar el puente JP2 en su posición "alto" ("high"), indicada en la serigrafía del circuito. El regulador de tensión IC1 está ali-



Figura 2. Esquema eléctrico del circuito del adaptador CAN para Bus ISA de PC.

mentado por el propio bus CAN, mientras que la sección de líneas de bus de la tarjeta está aislada de forma efectiva de la sección de control de la misma. Por lo tanto, la tarjeta trabajará sin problemas con cualquier tensión de alimentación CAN comprendida entre 9 y 35 V (de nuevo, de acuerdo con las recomendaciones del bus CAN en automoción).

Si pensamos que podemos realizar todo esto sin aislamiento eléctrico o si nuestro bus CAN no proporciona sus propias tensiones de alimentación (como sucede en la mayoría de los vehículos que incorporan el bus CAN), simplemente colocaremos el puente JP1 y el puente JP2 en su posición "bajo" ("low"), indicada en la serigrafía del circuito impreso. Con

esta configuración, la sección de las líneas de bus estará alimentada con la tensión de +12 V proveniente del PC. Por ello, cuando estamos trabajando con buses demasiado extensos (como por ejemplo, con dispositivos CAN situados a largas distancias), deberemos tener cuidado con los lazos de masa entre el PC y el resto de los equipos.

Por el lado del PC...

El SJA 1000 ha sido diseñado para realizar, de la manera más sencilla posible, la función de interfaz con la

mayoría de los microcontroladores disponibles en la actualidad, incluyendo los componentes 805x de Intel y los 68xx de Motorola. La selección entre las dos familias de los estándar de la industria se realiza por el nivel lógico aplicado al terminal "MODE" de IC8 (+ 5 V para Intel y 0 V para Motorola). Ambas familias de microcontroladores emplean un bus de datos y direcciones multiplexado, situación que no ocurre en el caso del bus ISA en el interior del PC. Afortunadamente, el SJA 1000 dispone de un demultiplexador interno para separar las direcciones y los datos de

acuerdo con los requerimientos del bus.

Como el bus ISA no está multiplexado, es necesario restaurar la señal correcta de tiempos antes de que los terminales AD0-AD7 del SJA 1000

puedan controlarse del modo adecuado. Para capturar cada componente (datos o direcciones), la tarjeta ocupa dos direcciones contiguas en el área de E/S del PC. De hecho, para evitar que los circuitos funcionen de

manera desordenada, la tarjeta ocupa cuatro direcciones, de las cuales sólo se usan las dos primeras.

El circuito IC5, un 74HCT688, determina el rango de la dirección de E/S tomado por la tarjeta CAN. Cuando los ocho bits de las direc-

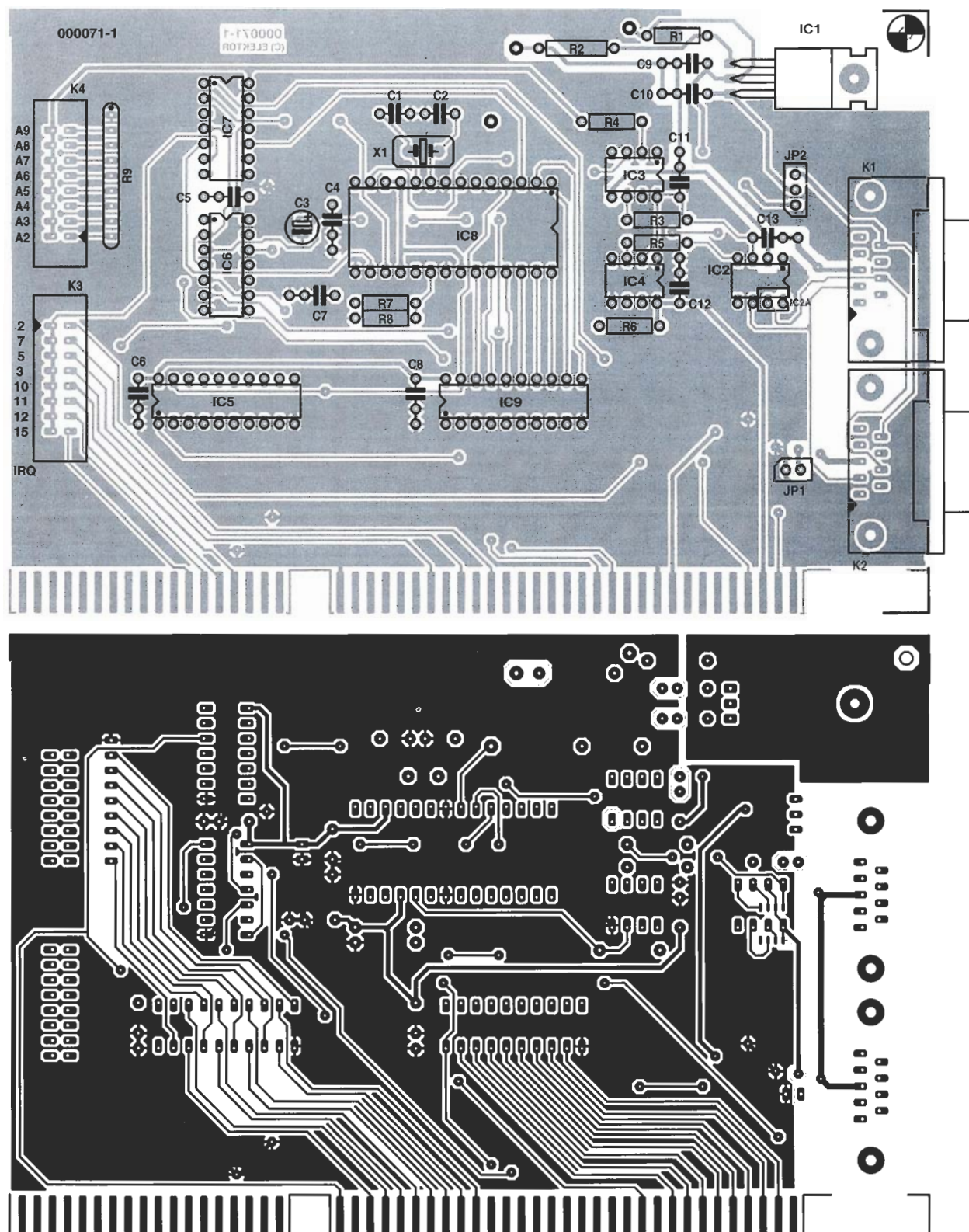
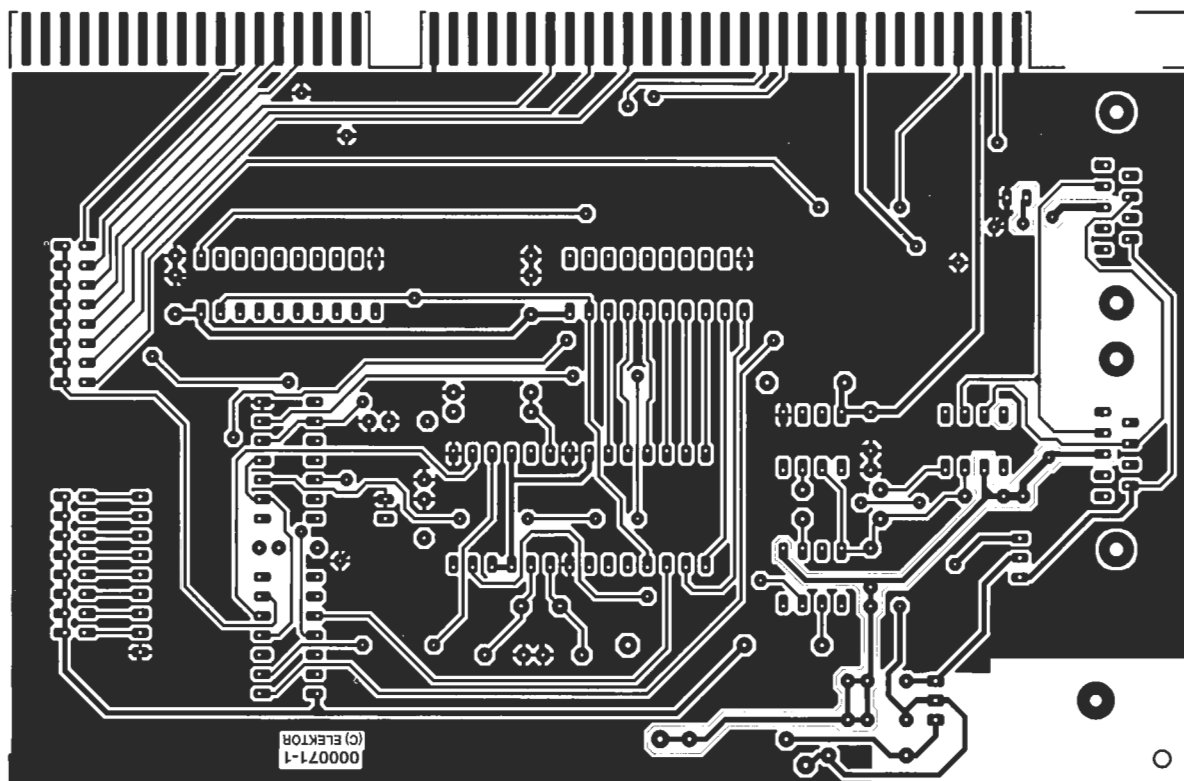


Figura 3. Plano de montaje de componentes y serigrafía de las pistas de cobre de la placa de circuito impreso diseñada para la tarjeta adaptadora CAN (placa disponible ya montada).



ciones de E/S son los más significativos con la selección realizada en K4, la tarjeta está activada, con lo que, a su vez, el "buffer" del bus IC9 está activado también, así como la red lógica formada por las puertas de los circuitos integrados IC6 e IC7. Para seleccionar un rango de E/S que comience, por ejemplo, por la dirección 330H, debemos instalar un puente sobre los pares de terminales 15-16, 13-14, 7-8 y 5-6 de K4. Esta configuración selecciona el código 110011100xx en la entrada de IC5.

Una vez que el PC comienza a escribir en la dirección impar, en el área de E/S definida por el usuario (bit A0 a "0"), las puertas IC6C, IC6D e IC7E permiten que el impulso de escritura llegue al terminal "ALE", el cual controla el demultiplexador dentro del SJA 1000.

Veamos un pequeño ejemplo de lo que sucedería realmente. Si la inserción de la tarjeta ISA se ha realizado en la dirección 330h y deseamos acceder al registro de reloj del SJA 1000 con el dato 1Fh, lo único que tenemos que hacer es seguir las instrucciones ejecutadas en el PC (un poco más adelante tendremos el significado particular de estas instrucciones bajo Windows):

```
MOV DX, #330h
MOV AL, #330h
OUT DX, AL
```

Una vez que se ha seleccionado el registro en el SJA 1000, podemos leer o escribir su contenido utilizando la función de los terminales

"WR" y "RD" en el modo tradicional. Estos terminales se activan por IC6B e IC6A respectivamente, los cuales no pueden activarse sin que la línea de dirección A0 esté a un nivel lógico "alto" (dirección impar). Para leer el contenido de registro seleccionado por medio de la rutina mostrada anteriormente, nuestro programa debe contener las instrucciones siguientes:

```
MOV DX, #331h
IN AL, DX
```

De forma similar, para escribir, por ejemplo, el valor 5Ah en el registro seleccionado deberemos ejecutar las instrucciones:

```
MOV AL, #5Ah
MOV DX, #331h
OUT DX, AL
```

La puerta IC7A sirve para invertir la señal de reset proveniente del PC, de manera que se asegure el nivel lógico adecuado para el SJA 1000.

La puerta IC7C realiza una función similar, invirtiendo la polaridad de las interrupciones del SJA 1000 para que el PC pueda interpretarlas. El canal de interrupción utilizado por la tarjeta se selecciona sencillamente por

medio de un puente colocado en K3. Si las interrupciones no son necesarias (como es el caso de nuestro controlador para Windows), es suficiente con suprimir el puente colocado en K3.

Por último, el SJA 1000 usa su propia señal de reloj, construida alrededor del cristal de cuarzo X1. Es posible cambiar la frecuencia del cristal, pero necesitaríamos volver a calcular los factores de división almacenados en los registros internos, usando la información suministrada por Phillips. Pero este trabajo sólo podría realizarlo un buen especialista en el bus CAN. Si queremos emplear el controlador escrito por el autor de este circuito, deberemos montar un cristal de cuarzo con una frecuencia de 16 MHz.

Montaje

La tarjeta que aquí presentamos es bastante sencilla de montar, ya que sólo contiene un pequeño número de componentes. Las serigrafías de las pistas de cobre y los planos de montaje de los componentes se muestran en la Figura 3.

Si observamos la placa con detenimiento nos daremos cuenta que dispone de dos "huellas" para el cir-

LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

R1 = 330Ω
R2 = 1kΩ
R3 a R6 = 390Ω
R7, R8 = 4k7
R9 = 10 kΩ, array SIL de 8 resistencias

Condensadores:

C1, C2 = 27pF
C3 = 10μF electrolítico de 63 V, axial
C4-C13 = 100nF

Semiconductores:

IC1 = LMT 317T (con encapsulado TO-220)
IC2 = PCA 82V250 (con encapsulado DIL 8 o SMA) (Philips)
IC3, IC4 = 6N137
IC5 = 74HCT688
IC6 = 74HCT32
IC7 = 74HCT04
IC8 = SJA 1000, PCA 82C200P (con encapsulado DIL 28)
IC9 = 74HCT245

Varios:

JP1, JP2 = Bloque de terminales machos de dos elementos con puente
K1, K2 = Conector Sub-D de 9 terminales hembra para montaje en placa de circuito impreso (PCB)
K3, K4 = Bloque de terminales machos o hembras de 16 elementos
X1 = Cristal de cuarzo de 16 MHz.
PC1-PC3 = Terminales de soldadura (espaldines)
PCB con Código de Pedido N°: **0000711-1**, (ver página de nuestro Servicio de Lectores)
Disco del proyecto, con Código de Pedido N°: **0000711-11**, (ver página de nuestro Servicio de Lectores)

cuito integrado IC2, una para un encapsulado con el formato DIL8, y la otra con el formato de encapsulado SO8 (estilo SMA). Por desgracia, actualmente el circuito integrado PCA 82C250 sólo está disponible en encapsulado SO8, lo que hace más difícil la tarea de soldadura del componente, aunque no imposible. Si usted tiene suerte y consigue este componente en el encapsulado con

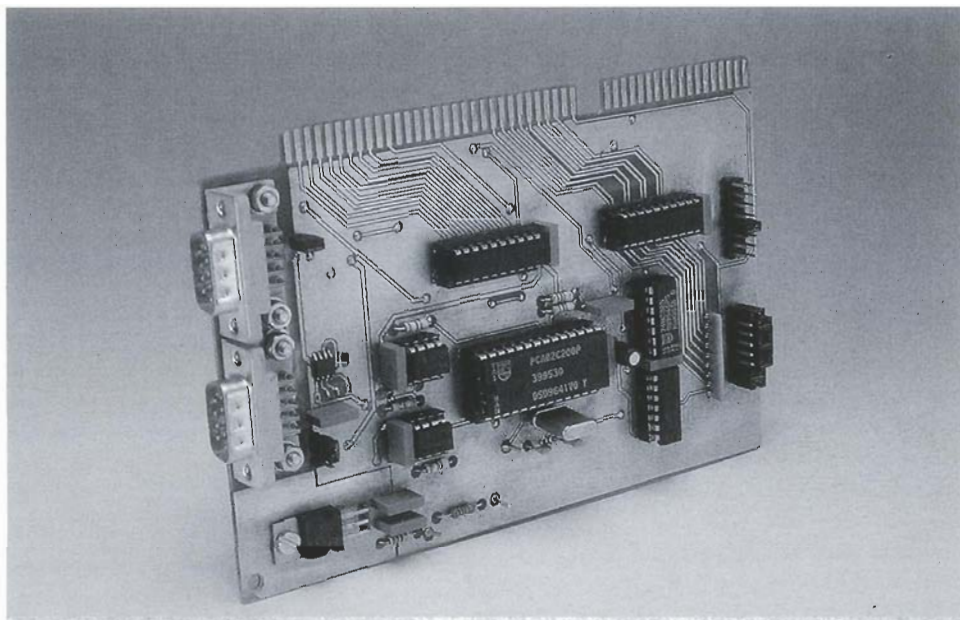


Figura 4. Prototipo totalmente funcional del adaptador CAN.

formato DIL8, simplificará bastante la tarea de soldadura.

El orden en el que se soldarán los componentes sobre la placa es el que ya viene siendo tradicional: en primer lugar las resistencias y los condensadores pequeños, posteriormente los zócalos y los conectores y, sólo entonces, los elementos más voluminosos de la placa. Debemos poner especial atención en la orientación del bloque de resistencias SIL R9, ya que un error en su colocación podría hacer que el circuito no funcionase. El regulador de tensión IC1 tiene que montarse con sus terminales doblados en ángulo recto (es decir, 90 grados), lo que permitirá sujetarlo sobre la placa de circuito impreso, la cual, dicho sea de paso, actúa como un pequeño radiador que parece que será suficiente.

El programa

La relativa sencillez del circuito (incluyendo la fase de montaje descrita anteriormente) es un punto de contraste con la complejidad de la programación del SJA 1000. Los detalles más importantes están descritos en las hojas de características del SJA 1000, las cuales están destinadas a usuarios mucho más "informados" de los que en teoría van a utilizar la presente tarjeta. Las hojas de características se pueden bajar de Internet en la

forma de un documento "pdf" (de 235 kB), en la dirección:

<http://www.semiconductors.com/pip/SJA1000#datasheet>

Tenga en cuenta que tener este documento almacenado de forma segura en nuestro PC no es ninguna garantía de la generación de controladores libres de fallos.

Como el listado de los programas que explican el funcionamiento del SJA 1000 en modo interrupción encadenada son demasiado largos para reproducirlos en este artículo, los hemos colocado en nuestra página web, en la sección "Free Downloads", en <http://www.elektor-electronics.co.uk>. Por supuesto, estos listados tienen que ser adaptados al PC y al sistema operativo utilizado en cada caso. Debemos señalar que los listados aplican tan sólo el modo de bus CAN Básico (11 bits de identificador). Afortunadamente, estos listados se pueden adaptar fácilmente al bus CAN Extendido (con 29 bits para el identificador).

MS-DOS, Windows y el resto

Si decidimos utilizar la tarjeta adaptadora ISA del bus CAN bajo MS-DOS (sí, aunque nos sorprenda, aún sigue usándose este sistema operativo en aplicaciones industriales, a pesar de Windows CE), será relativamente sencillo escribir un controlador, gracias a los ficheros fuente que podemos encontrar en el disquete del proyecto y a los diagramas de flujo para el circuito integrado SJA 1000.

Podemos decir que bajo DOS tenemos un acceso virtualmente directo a todos los recursos ofrecidos por la tarjeta. De hecho la explotación de estos es posible porque el

sistema operativo no nos perturba.

Cuando utilizamos la tarjeta adaptadora bajo Windows 3.x (Windows con 16 bits), es preciso escribir una DLL, la cual es similar a la descrita en el disquete del proyecto. El fichero de ayuda proporciona la información detallada necesaria para poder realizar las modificaciones en el código fuente de 32 bits, de manera que puedan convertirse en funciones de 16 bits. Por lo tanto, como Windows 3.x tolera DLLs que acceden a los registros de interrupciones, podemos decir que tenemos bastante suerte, ya que podremos conseguir prestaciones bastante similares a las que hemos obtenido bajo DOS.

Sin embargo, la verdadera emoción comienza con el corazón de 32 bits de Windows 95, 98 y NT, en los que el procesador corre en modo protegido. En estos sistemas operativos nos encontramos con dos problemas: el acceso a los espacios de E/S y el soporte de las interrupciones.

Debemos repetir que ninguna de las versiones de Windows con 32 bits permite que un programa ejecutable (.EXE) pueda modificar los recursos de las interrupciones. Sin entrar en demasiado detalle, las aplicaciones se ejecutan en un Nivel 3 de protección, mientras que es necesario estar en el Nivel 0 para poder reprogramar el controlador de interrupciones. La única manera de conseguir esto es escribir un controlador para el sistema. Una tarea bastante difícil, ya que las correspondientes utilidades proporcionadas por Microsoft no son conocidas por su sencillez precisamente. ¿Qué más hay que tener en cuenta?, Windows 95 requiere que escribamos un controlador virtual del tipo "VXD", mientras que Windows 98 requiere un controlador del tipo "WDM" y Windows NT requiere un controlador del tipo "SYS". De manera que, adiós a las interrupciones...

En la práctica, hay una pequeña luz de esperanza. Después de todo, el SJA 1000 contiene una memoria RAM del tipo FIFO que permite al procesador cargar la información necesaria, almacenando los datos recibidos, mientras está en modo lectura. Así es posible leer los registros de receptor del SJA 1000 en intervalos regulares, sin necesidad de hacer uso de las interrupciones. Este método ha sido adoptado e implementado en el controlador desarrollado para este proyecto, ya que los datos recibidos se leen en intervalos regulares de milisegundos.

La memoria FIFO tiene un tamaño de 64 bytes, mientras que el controlador será capaz de procesar continuamente 64 x 100 bytes por segundo, lo que corresponde a una velocidad de datos del bus de 500 kbits/s (un valor bastante razonable para una aplicación doméstica). Teniendo en cuenta el hecho de que el

bus raramente funcionará a total velocidad (en carga) el controlador será capaz de soportar un tráfico de información a 1 Mbit/s, ya que los intervalos de pausas serán suficientes. Los usuarios avanzados habrán observado que el control correspondiente de los filtros de datos internos en el SJA 1000 permite que la carga de procesador se reduzca considerablemente.

El problema real bajo WIN-32 es la imposibilidad teórica de tener acceso directo a las E/S o a la memoria. En principio, si intentamos ejecutar una instrucción "IN" u "OUT" en el nivel de protección 3, dispararemos sin

quererlo la interrupción 13 h, la cual activará la bandera de "violación de la protección".

Afortunadamente, la protección no está actualmente activada, ya que Microsoft ha reconocido este problema. De hecho, la última versión de Windows 98 soporta el acceso a las E/S. Qué más nos queda: el área de E/S reservada para "experimentar" con las E/S (desde 330h hasta 33Fh) ya no está guardada "ferozmente" por el señor Bill Gates.

Así, nuestro controlador tiene una estructura modular. Por defecto, utiliza una sencilla pero efectiva capa, **DIRECTIO.DLL**, para acceder direc-

En el disco del proyecto # 000071-II

Copyright.txt: Notas del copyright del autor.

Contents.txt: Contenido del disco.

Readme.txt: Información de última hora.

Cantest.dof: Opciones de compilación del programa CANTEST para Delphi.

Cantest.dpr: Código fuente del programa CANTEST para Delphi.

Cantest.dsk: Entorno de trabajo del programa CANTEST para Delphi (opcional).

Cantest.exe: Ejecutable del programa CANTEST ya compilado.

Cantest.ini: Parámetros del programa CANTEST. Editar para configurar la dirección de base de E/S del adaptador CAN y los tipos de controladores.

Cantest.res: Recursos binarios del programa CANTEST (Delphi) (opcional, el contenido de los ficheros depende de la versión de Delphi utilizada).

Fichetest.pas: Código fuente de la ventana principal del programa CANTEST.

Fichetest.dcu: Módulo compilado de la ventana principal del programa CANTEST.

Fichetest.dfm: Código fuente de los objetos de Windows en la ventana principal.

Direct95.dll: Librería de enlaces para acceso directo a los recursos de E/S del PC bajo Windows 95/98.

Direct95.dof: Opciones de compilación de la librería DIRECT95 para Delphi.

Direct95.dpr: Código fuente de la librería DIRECT95 para Delphi.

Direct95.dsk: Entorno de trabajo de la librería DIRECT95 para Delphi (opcional).

Direct95.res: Recursos binarios de la librería DIRECT95 (Delphi) (opcional, el contenido de los ficheros depende de la versión de Delphi empleada).

Err_code_iolib.pas: Fichero Include para distribuir códigos de error idénticos provenientes de las aplicaciones con el bus CAN.

Hwport95.dll: Librería compilada para libre distribución HWPORT95, en lugar de la librería DIRECT95.

Impcanlib.pas: Fichero Include del controlador PCANLIB para aplicaciones en Delphi.

Pcanlib.dof: Opciones de compilación del controlador PCANLIB para Delphi.

Pcanlib.dpr: Código fuente del controlador PCANLIB para Delphi para usar con el adaptador CAN.

Pcanlib.dsk: Entorno de trabajo del controlador PCANLIB para Delphi.

Pcanlib.res: Recursos binarios del controlador PCANLIB (Delphi) (opcional, el contenido de los ficheros depende de la versión de Delphi usada).

Pcanlib.dll: Librería de enlace para el adaptador CAN.

tamente al circuito sin un controlador en el Nivel 0. Si insistimos en emplear un controlador virtual, podemos hacer uso del fichero **HWPORT95.DLL**, incluido en el disquete, el cual nos permite utilizar el programa gratuito HWPORT95, que a su vez está basado en un controlador virtual VXD. Este programa de libre distribución también se encuentra en el disquete del proyecto. Para utilizarlo, simplemente tendremos que modificar el fichero **CanTest.INI**, sustituyendo el parámetro "directt95.dll" por **HWPORT95.DLL**.

Bajo Windows NT las cosas llegan a ser aún más complejas, ya que la protección en el Nivel 3 está activada. Mediante los ficheros que se suministran en el disquete del proyecto, el controlador es incapaz de poner la tarjeta en funcionamiento bajo Windows NT. La solución es escribir nuestra propia DLL basada en el modelo DIRECTIO.DLL, e incluir una llamada al controlador SYS para NT.

El programa CANTEST

El programa **CANTEST** (del que podemos encontrar el código fuente y los ficheros ejecutables en el disquete del proyecto) es un "monitor CAN". Este programa permite que las tramas de datos que viajan de un lado a otro en el bus CAN, según el criterio de configuración del "Código de Aceptación" y "Máscara de Aceptación" proporcionado por los registros del SJA 1000, puedan verse en pantalla. Además de la función Monitor, el programa CANTEST también facilita que el usuario defina las tramas de datos del bus CAN que se van a transmitir.

Los registros de temporización del bus CAN pueden modificarse libremente para evaluar las prestaciones de un determinado bus CAN a velocidades de transferencia comprendidas entre 10 kbits/s y 1 Mbit/s, incluso es posible verificar velocidades de hasta 1,6 Mbits/s, aunque esta velocidad de datos está fuera de las especificaciones del bus CAN.

Prueba del adaptador CAN

La manera más sencilla de verificar la tarjeta del adaptador CAN es ejecu-

tar el programa CANTEST que contiene los algoritmos de prueba y de autodetección. Si después de lanzar el programa aparece la ventana correctamente, podemos asumir de manera segura que la tarjeta ha sido detectada adecuadamente en las direcciones indicadas en el fichero CANTEST.INI (no debemos olvidar editarlo para que se adapte a nuestras necesidades antes de ejecutar el programa de prueba), y que responde a los comandos de control.

Si el programa CANTEST nos muestra una ventana donde se lea: "4: CAN Adaptor not found" (es decir, Adaptador CAN no encontrado), debemos buscar estas posibles causas:

- 1.- La dirección de E/S ocupada por la tarjeta no coincide con la asignación realizada en el fichero CANTEST.INI. Modifique el fichero .INI o reconfigure los puentes de la tarjeta para asegurarse de que la configuración del circuito es la misma que la del programa.
- 2.- La dirección de E/S ya está en uso por otro dispositivo periférico. El rango de direcciones de E/S prefijado para la tarjeta CAN es de 330h-33Fh. Para disminuir el riesgo de conflictos, ésta es el área reservada para "aplicaciones experimentales".
- 3.- La tarjeta contiene un fallo en el circuito que deberemos localizar y eliminar. Otra causa del problema puede ser la configuración del bus ISA en la BIOS, por lo que también tendremos que verificar la configuración de la misma. Una velocidad demasiado alta en el bus ISA puede impedir que el SJA 1000 responda adecuadamente (hecho bastante raro, ya que el SJA 1000 es un dispositivo bastante más rápido).

Cuando forzamos la prueba más allá de los problemas proporcionados por la tarjeta CAN, la salida más sencilla está en utilizar un buen programa de depuración ("DEBUG"), que podemos encontrar en nuestro directorio "DOS". Ejecutaremos este programa depurador y utilizaremos una instrucción "O" para escribir diferentes valores en los registros divisores de reloj que hay en el SJA 1000 (registro 31 o 1F en hexadecimal), ayudándonos de las hojas de características para obtener números válidos.

Si suponemos que la tarjeta ha sido asignada a la dirección de E/S 330h en el PC, debemos escribir:

```
O    330    1F    <return>
O    331    07    <return>
```

Volviendo a leer el mismo registro debemos obtener lo que hemos escrito en él:

```
I    331                <return>
>07
```

Analizando el punto de prueba conectado a la señal CLKOUT, debemos observar el cambio en la frecuencia de la señal rectangular como una función de los valores escritos en el registro.

Si esta prueba es positiva podemos asegurar el correcto funcionamiento del SJA 1000 y de su interfaz con el PC.

La prueba del interfaz CAN aislado ópticamente es bastante más difícil. En principio, la única prueba útil consiste en unir la tarjeta a un bus del que sepamos que funciona correctamente y, a continuación, ejecutar el programa CANTEST para verificar que los datos han sido recibidos. Si encontramos problemas en la prueba, debemos comenzar verificando que el circuito integrado 82C250 y los optoacopladores están alimentados adecuadamente con una tensión de + 5 V. Si no es así, tendremos que verificar la configuración de los puentes que definen la tensión de alimentación del regulador de tensión LM 317. Si hemos seleccionado la opción de alimentación a partir del bus, inspeccionaremos el cableado entre los conectores Sub-D y la tensión de alimentación DC, donde debe haber una tensión comprendida entre 12 y 24 V.

Si tenemos alguna duda sobre el correcto funcionamiento de esta sección del circuito, podemos desmontar el circuito integrado SJA 1000 de su zócalo y conectar un hilo entre el terminal del zócalo para TX (unido al optoacoplador de transmisión). De forma alternativa, conectaremos el otro extremo del cable a 0 V y a + 5 V. Con ello, tendremos que observar un cambio en la tensión diferencial entre CAN_H y CAN_L, en los conectores de salida. El canal de entrada puede ser verificado de la misma manera, conectando una tensión de alimentación regulada de unos 2,5 V. Alternando la polaridad de esta fuente de tensión debemos ser capaces de producir cambios de nivel en el terminal RX del SJA 1000, que está conectado a la salida del optoacoplador de recepción.

(030071-1)

Para futuras lecturas:

Controller Area Network (CAN), de Elektor, Octubre de 1999 hasta Febrero de 2000.

001

Oído electrónico para el módulo RCX de Lego

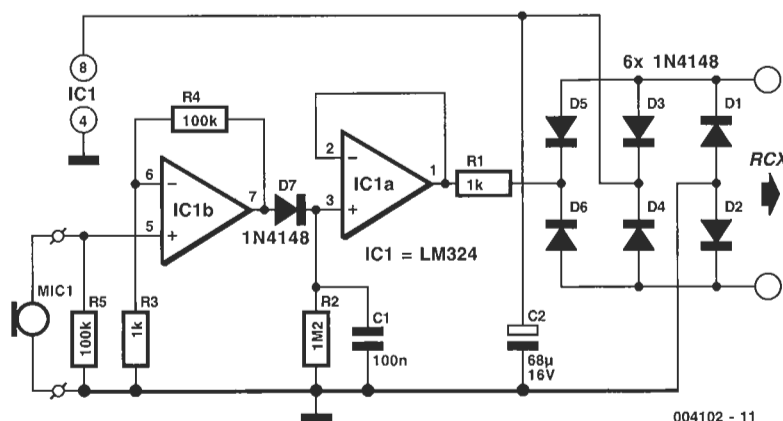
H. Steeman

El oído electrónico es una interfaz que está desapareciendo del sistema MindStorms de Lego. Con esto no queremos decir que el módulo RCX debiera responder a comandos hablados (lo que requeriría una gran cantidad de electrónica y programas), sino que sería interesante que pudiera responder a sonidos básicos (o niveles de sonidos).

El circuito que se presenta en este proyecto permite al módulo RCX captar diferentes niveles de sonido. El sonido se recibe por medio de un micrófono de cristal, un componente bastante barato y que está disponible en la mayoría de las tiendas de electrónica. La señal procedente del micrófono se convierte en un valor de resistencia "cuasi-variable", de este modo, el módulo RCX puede usar este valor para determinar si se ha extendido un nivel de sonido particular. Si el nivel de disparo ha sido configurado al nivel adecuado, el módulo RCX reaccionará a niveles de sonido previamente seleccionados. Para esta función, debemos configurar la entrada del módulo RCX como la entrada de un sensor de luz.

El funcionamiento del circuito es sencillo. El circuito integrado IC1, que está cableado como un amplificador no inversor, amplifica la señal del micrófono en un factor de x100. La señal de salida del amplificador operacional se rectifica por medio del diodo D1 y se filtra a través del condensador C1. La resistencia R2 permite que el condensador pueda descargarse. La tensión DC resultante actúa sobre el circuito integrado IC2, el cual se comporta como un "buffer". La salida de este amplificador operacional se conecta a la entrada del sensor del módulo RCX por medio de una resistencia de 1 K Ω (R1).

Al igual que sucede en un adaptador de entrada analógica,



004102 - 11

el módulo RCX da un valor de resistencia variable a la entrada de sensor, y convierte esta entrada en un valor de medida comprendido entre 0 y 100. En el estado de reposo, cuando no se detecta ningún sonido, el valor medio está comprendido entre 90 y 100. Así, cuanto más fuerte es el sonido detectado, más bajo es el valor del sonido medido. Podemos utilizar la rutina del sensor de luz del programa de Lego para configurar las respuestas a varios niveles de sonido. Por lo tanto, si usamos un valor umbral de 85,1, el nivel por debajo de 85 será considerado como una señal de sonido, mientras que un nivel por encima de 85 se interpretará como silencio. Si hacemos palmas con nuestras manos cerca del sensor, el circuito detectará este sonido. Si utilizamos estos sonidos para incrementar un contador, sería incluso posible medir el número de pulsos de sonido dentro de un intervalo definido y, a continuación, realizar alguna acción basada en este resultado.

(004102-1)

002

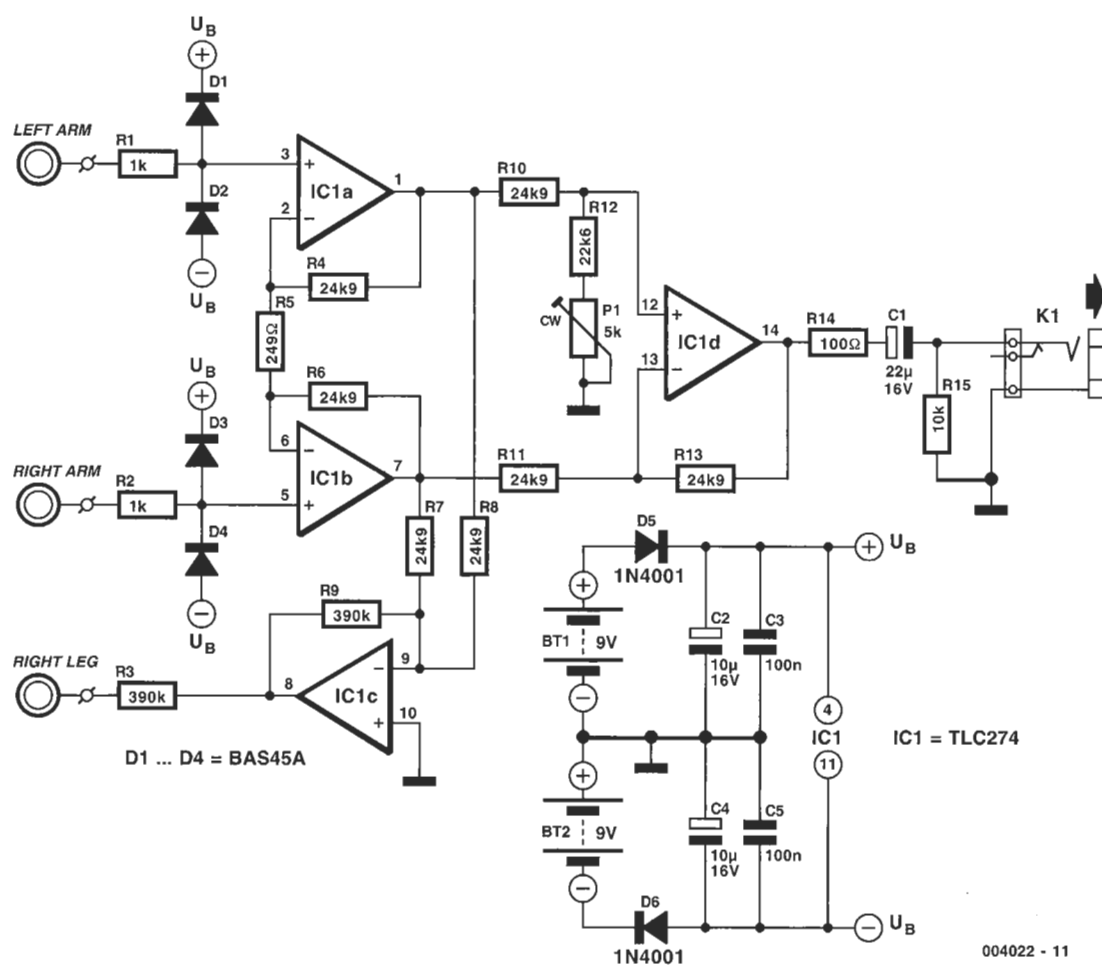
Amplificador ECG

H. Bonekamp

Este circuito permite mostrar una señal ECG en la pantalla de un osciloscopio. Los amplificadores operacionales IC1a, b y d, forman un amplificador de instrumentación con una ganancia de 201. El amplificador operacional IC1c amplifica la señal en modo común en un factor de 31 y lleva esta señal a la salida "Right Leg" (pierna derecha). La primera consecuencia de esto es que el cuerpo se coloca en un nivel de "modo común" definido, de manera que la señal no sobrepasará el rango del amplificador de instrumentación. La segunda consecuencia es que la realimentación negativa se aplica a la señal en modo común, de manera que la amplitud de esta señal (no deseada) se reduce en más de x4 veces. Los diodos D1 a D4, junto con las resistencias R1 a R5, se han añadido al circuito para proteger las entradas contra posibles daños provocados por cargas electrostáticas excesivas.

El CMRR ("common-mode rejection ratio", es decir, la relación de rechazo en modo común) del amplificador de instrumentación puede configurarse utilizando el potenciómetro P1. Para realizar este ajuste conectaremos las entradas del amplificador de instrumentación juntas, y, a continuación, los extremos a una señal AC de entrada de 100 mV y 50 Hz, entre las entradas conectadas y masa. Mediremos la señal de salida utilizando un osciloscopio y ajustaremos el potenciómetro P1 para minimizar el nivel de la señal de salida.

Es importante que los electrodos hagan un buen contacto con la piel. En nuestras pruebas de medida, dimos tres vueltas alrededor de nuestros dedos índices de las manos y del pie derecho, con un hilo de cobre aislado, demostrando que era suficiente para proporcionar una señal válida. La amplitud de la señal ECG medida de este modo fue de 200 mV.



El consumo de corriente de este circuito es de sólo 2 mA, de manera que si utilizamos unas pilas, éstas podrán durar bastante tiempo. Este circuito nunca debe ser conectado a un adaptador de tensión de red, de manera que mantengamos

siempre las precauciones de seguridad que son necesarias cuando realizamos este tipo de medidas sobre el cuerpo humano.

(004022-1)

003

Medidor de agua de lluvia almacenada

Dr U. Pilz

No sólo por motivos ecológicos, sino también económicos, es importante la recogida del agua de lluvia para uso en jardines y como agua normal de uso doméstico. La gente que recoge agua de lluvia de un modo serio utiliza tanques subterráneos para almacenarla. El problema llega cuando tenemos que determinar el nivel de agua sin levantar la trampilla del tanque y mirar su nivel con detenimiento. Una solución es utilizar conmutadores flotantes montados a diferentes alturas en el tanque de agua y una columna de diodos LEDs montados en otro lugar para mostrar el nivel de agua en el tanque. La transferencia de esta información a un visualizador remoto lleva con-

sigo el uso de una longitud de cables considerable, por lo que es interesante reducir este número de cables al mínimo.

El circuito que mostramos en este proyecto nos proporciona información sobre el nivel de agua en el tanque. Dicha información puede enviarse a un visualizador LED remoto. La resistencia R1, junto con la cadena de resistencias formada por el grupo R2-R6, conforman un divisor de tensión, donde los conmutadores flotantes están cableados en los extremos de cada una de las resistencias R2-R6, en una rama del divisor de tensión. Cuando el agua cae en el interior del tanque y el nivel aumenta, el conmutador S5 se cierra y, a continuación, y seguidamente, S4, S3... Cada vez que se cierra un conmutador, anula su resistencia colocada en paralelo, con lo que el

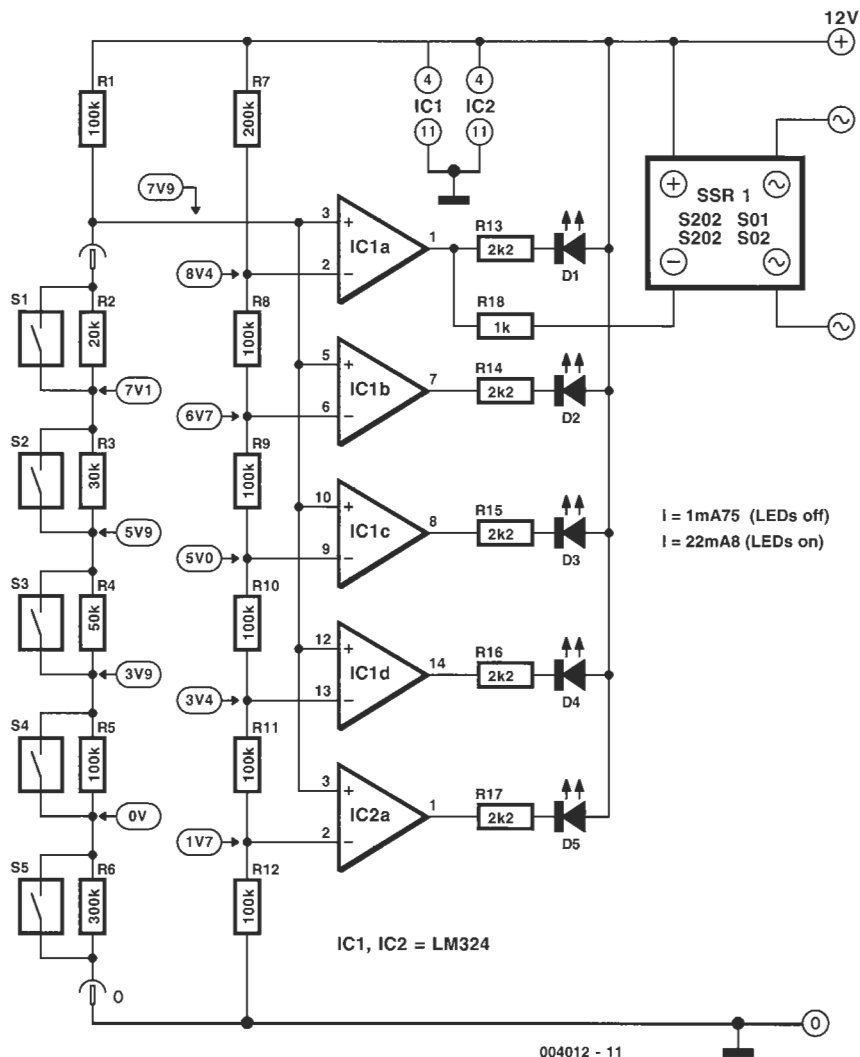
nivel de salida del divisor cambia. Cuando el tanque de agua está lleno, los cinco conmutadores estarán cerrados y todos los diodos LEDs estarán encendidos.

La tensión de salida de esta cadena divisor será aplicada a la entrada de cinco amplificadores operacionales que están configurados como comparadores. Una nueva cadena de tensión, formada por las resistencias R7-R12, proporciona la tensión de referencia para cada uno de los cinco comparadores. Ambas cadenas divisoras utilizan la misma tensión de alimentación, de manera que el conjunto será insensible a las fluctuaciones de la tensión de alimentación. El máximo consumo de corriente para este circuito es menor de 25 mA.

Algunas de las resistencias elegidas para realizar las divisiones de tensión no son valores estándar, pero pueden conseguirse fácilmente realizando combinaciones de resistencias de 10 K Ω y 100 K Ω .

Si necesitamos aumentar los cinco niveles que nos proporciona el visor luminoso, de manera que obtengamos una mejor resolución del contenido del tanque, es un trabajo bastante sencillo añadir más conmutadores flotantes y aumentar la cadena del divisor de tensión. El circuito integrado IC2 dispone aún de tres amplificadores operacionales de reserva, los cuales pueden ser puestos en servicio como comparadores adicionales.

Inevitablemente, los tanques subterráneos que almacenan agua requieren de una bomba que mueva este agua a aquellos lugares donde tiene que ser utilizada. Una utilidad opcional de este diseño es el circuito de protección de la bomba. Cuando el diodo LED D1 se apaga, indicando que el tanque está casi



vacío, el relé de estado sólido SSR1 se puede utilizar para desconectar la tensión de alimentación de la bomba. Esto evitará que la bomba se dañe cuando el agua no la cubra. El relé de estado sólido S202 SE1 (SSR), de la casa Sharp, dispone de un aislamiento de tensión entre sus entradas y salidas de 3.000 V (Clase 1). Es importante señalar aquí que cualquier equipo que funcione con tensión de redes y que se encuentre cerca de la instalación del tanque de agua debe estar equipado con un conector con seguridad RCD, de manera que protejamos nuestra salud contra posibles descargas de la red.

(004012-1)



ePanorama.net
H. Baggen

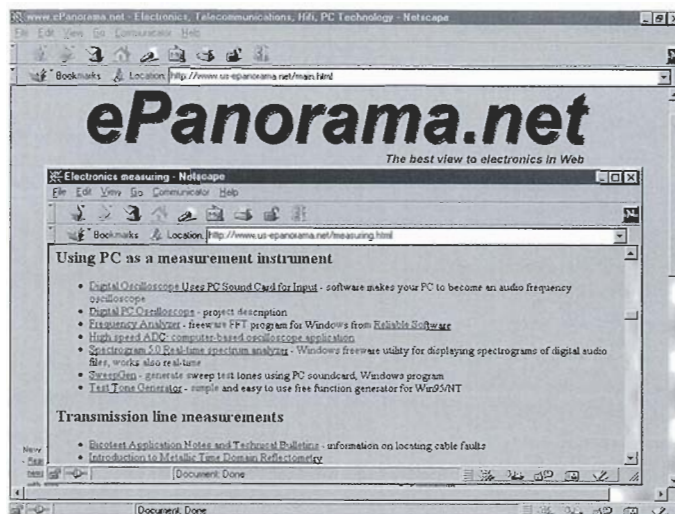
Mucha gente visita las páginas de electrónica en Internet de Tomi Engdahl (www.hut.fi/Misc/Electronics). Este sitio maestro está localizado en un servidor rápido que pertenece a la Universidad Técnica de Helsinki. Sus páginas, con cientos de enlaces relacionados con la electrónica, son las más conocidas. En la actualidad ha aparecido un nuevo "sitio" dentro de

este completo sumario de enlaces, con el nombre de "ePanorama". Podemos encontrar este sitio en la dirección . Este sitio dispone de una presentación muy funcional. En la página de apertura podemos encontrar una extensa lista de temas electrónicos como audio, libros, cables, componentes, ordenadores, procesadores digitales de señal, infrarrojos, publicaciones,

medidas, MIDI, osciladores, radio, soldadores, estándares, telecomunicaciones y vidrio. En resumen, existe un total de unas 60 cabeceras, aproximadamente. Cada cabecera está dividida en submódulos. Por ejemplo, bajo la cabecera "Measuring" (Medidas), podemos encontrar los submódulos "Measuring and testing" (Medidas y pruebas), "General information" (Información general), "Oscilloscopes" (Osciloscopios), "PC as measurement instrument" (El PC como instrumento de medida), "Transmission line measurements" (Medidas en líneas de transmisión), "Cable wiring tester" (Medidores de conexión de cables), "High voltage measurements" (Medidas de tensiones elevadas), "Capacitance measurements" (Medidas de capacitancias), y muchos otros.

El número de enlaces disponibles en este sitio es enorme. Si está buscando algo de un tema electrónico en particular, comience por aquí. Puede ser una buena oportunidad para que encuentre rápidamente lo que necesita.

(004111-1)



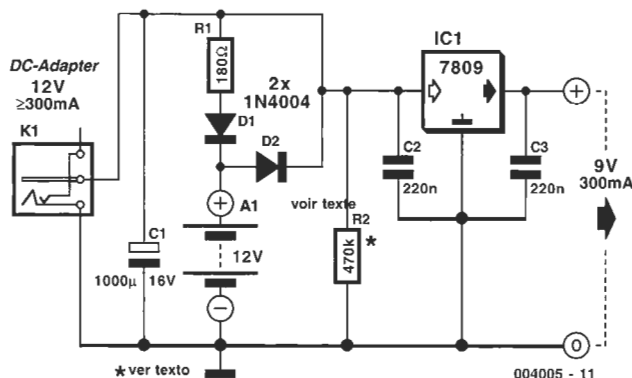
005 Adaptador DC con batería de reserva

Basado en una idea de P. Lay

Con tan sólo un adaptador de tensión DC barato y el circuito descrito en este artículo, es posible construir una fuente de alimentación de 9 V, estabilizada, de bajo coste e ininterrumpida. Desde el punto de vista de la seguridad y de la economía, frecuentemente se usa un sencillo adaptador de tensión continua de 12 V no estabilizado como fuente de alimentación, mientras que un adaptador universal con sus salidas colocadas a 12 V realizaría el mismo trabajo de igual manera. La tensión de salida de un adaptador bajo condiciones de cargas pequeñas (de hasta, aproximadamente, 1/3 de la corriente de salida máxima) es de unos 15 V, incluso con la corriente de salida al máximo. Esta tensión de salida es suficiente para alimentar a un regulador de tensión de 9 V. La máxima corriente de salida del adaptador de tensión continua debe elegirse de acuerdo a la corriente de salida que necesitamos para los 9 V. Los valores más comunes son 300 mA, 500 mA y 1 A.

El regulador de tensión de 9 V empleado en este circuito tiene un mecanismo interno de desconexión térmica, de manera que si se le exige suministrar demasiada corriente, sencillamente se desconecta si hay un sobrecalentamiento de su encapsulado, dejando de suministrar corriente hasta que la temperatura de su encapsulado vuelva a su valor normal. Si este pequeño adaptador está diseñado para suministrar más de, pongamos, 150 ó 200 mA, entonces, para prevenir la desconexión térmica, será necesario tocarlo durante el funcionamiento a máxima carga, sin llegar a quemarnos los dedos.

Cuando elijamos el adaptador de tensión continua (DC), siempre será mejor seleccionar uno con una corriente máxima mayor que la que necesitemos en nuestro circuito, de modo que aseguremos que su tensión de salida es siempre suficientemente alta para poder cargar una pila de 12 V. En el momento en que la tensión de red está presente en el adaptador de DC, la tensión en los extremos del condensador C1 será superior que la tensión de la batería, de manera que habrá un flujo de corriente hacia la batería a través de la resistencia R1 y del diodo D1. La corriente también se suministra hacia el regulador de tensión, con lo que llegará igualmente a la carga conectada a la salida del mismo. El diodo D2, en esta configuración, no conducirá, ya que la tensión en su cátodo es mayor que la de su ánodo.



Cuando hay un fallo en la tensión de red o ésta se desconecta, el diodo D2 conduce y la corriente fluirá desde las baterías de Níquel/Cadmio hacia el regulador de tensión, con lo que mantendremos, de forma automática, la tensión de salida de 9 V.

El valor de la resistencia R1 se ha elegido de manera que la corriente de carga de la batería no sea superior a 1/10 parte de la capacidad de la batería (si la batería tiene una carga máxima de 1.100 mAh, la corriente de carga no debe superar los 110 mA). Desde el punto de vista de la vida media de la batería, es mejor reducir su corriente de carga, incluso más allá de 1/20 o de 1/50 parte de su carga. Cuando calculamos esta resistencia debemos utilizar el valor de tensión que suministra el equipo sin carga. Esto nos proporcionará la máxima corriente de carga. Para calcular la corriente de carga utilizaremos un valor de 180 Ω para R1. Las baterías medirán 13,8 V cuando estén completamente cargadas y la tensión de salida sin carga del adaptador de tensión continua sea de 17 V. La corriente de carga viene dada por la fórmula:

$$(17 \text{ V} - 13,8 \text{ V} - 0,7 \text{ V}) / 180 = 13,9 \text{ mA.}$$

Sustituyendo los valores medidos en nuestro montaje en esta fórmula, podremos calcular el valor de R1 para proporcionar la corriente de carga correcta para las baterías.

004005

Regulador de tensión lineal con tensión de entrada elevada

G. Kleine

Los reguladores de tensión lineales de tres terminales, utilizados muy frecuentemente, como por ejemplo, el LM 317, no pueden trabajar con tensiones de entrada que superen los 30 V, aproximadamente. Sin embargo, el nuevo circuito integrado LR8A, de la casa Supertez, es un regulador ajustable de tres terminales que acepta tensiones de entrada de hasta 450 V, y puede suministrar una corriente de salida comprendida entre 0,5 mA y 10 mA.

El LR8 tiene un amplio rango de tensión de entrada que va desde los 12 hasta los 450 V. Dos resistencias externas (R1 y R2) permiten realizar el ajuste de la tensión de salida desde los 1,20 V hasta los 440 V, con tal que la tensión de entrada sea al menos 10 V mayor que la tensión de salida. El LR8 ajusta la diferencia de tensión entre los terminales Vout y ADJ a un valor nominal de 1,20 V. Esta tensión de 1,20 V es amplificada por la relación de las resistencias externas R1 y R2. Un generador de corriente constante interno de 10 µA está conectado al terminal ADJ, de manera que Vout está incrementada por una tensión constante de 10 µA veces R2. La fórmula para calcular la tensión de salida se proporciona al lado del esquema eléctrico del circuito.

Para asegurar un funcionamiento estable del regulador con una corriente de salida mínima de 500 µA es necesario utilizar un condensador de paso con una capacidad mínima de 1 µF. Los circuitos de protección incluidos dentro del LR8 limitan la corriente de salida a 15 mA típicos, mientras que la protección de temperatura asegura que la temperatura del componente no supere los 125° C. Cuando el componente alcance este límite de temperatura, la salida tensión/corriente descenderá, de manera que la temperatura de la unión se mantendrá dentro de los límites.

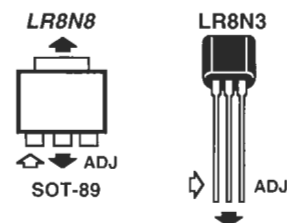
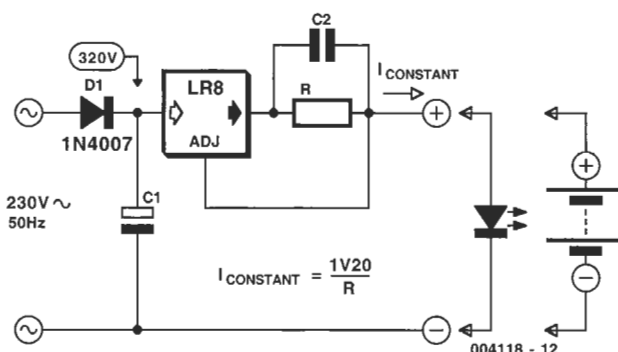
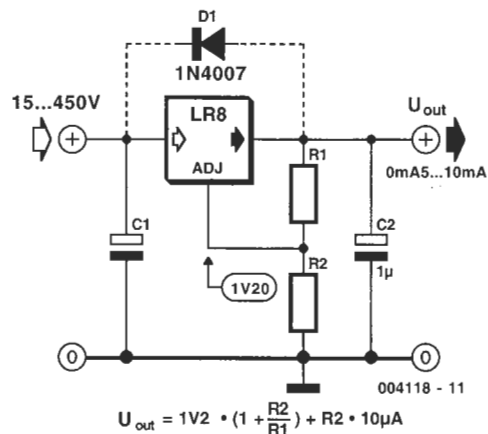
Los dos esquemas eléctricos de la figura nos muestran cómo se utiliza el LR8 como un regulador de tensión y como una fuente de corriente constante. La fuente de corriente puede usarse para controlar un diodo LED. Esta configuración nos permite disponer un diodo LED con un rango de tensión de entrada enorme, por ejemplo, desde los + 12 hasta los + 450 V. El LR8 fue diseñado originalmente para su uso en la puesta en funcionamiento de fuentes de alimentación conmutadas, por lo que incorpora algunas características como la de desconectar el LR8 cuando la tensión de salida excede la tensión de entrada. Por otro lado, el diodo D1 es necesario en el esquema eléctrico del circuito regulador de tensión para evitar que la tensión de salida exceda en cualquier momento la de entrada.

El valor mínimo del condensador de entrada C1 se puede calcular a través de la siguiente fórmula:

$$C1_{(min)} = (I_L \cdot t) / (V_{pk} - V_{out} - 10 \text{ V})$$

Donde I_L es la corriente de carga, y t el período entre los dos picos de tensión. A 50 Hz, utilizando un diodo rectificador, obtendremos un valor de $t = 20 \text{ ms}$. V_{pk} es la tensión de pico de entrada mientras que V_{out} es la tensión de salida seleccionada.

El circuito integrado LR8 está disponible en dos encapsulados diferentes. El LR8N8 emplea un encapsulado SOT 89 SMD,

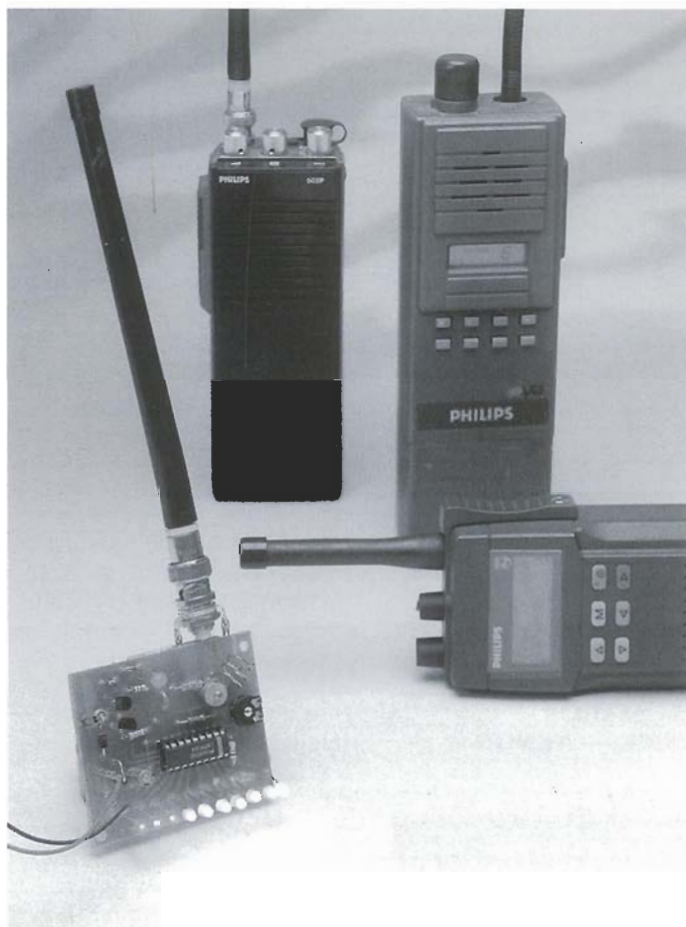


mientras que el LR8N3 dispone del encapsulado familiar de un transistor TO 92 (como por ejemplo de un BC 238). El encapsulado TO 92 puede disipar un máximo de 0,74 W, mientras que, con el radiador adecuado, el encapsulado SMD puede llegar a disipar 1,6 W.

(004118)

Dirección en Internet: www.supertez.com

Medidor de campo relativo para la banda de 2M



modo 'DOT' (punto), el consumo de corriente será mucho menor que en modo 'BAR', que llega hasta los 100 mA que se pueden consumir de la batería cuando todos los LEDs (barra de segmentos) están activados. El FSM está alimentado por una batería de 9 V (6F22).

La bobina del filtro es casera y consta de 2,5 vueltas de hilo de cobre esmaltado de galga 22. No necesita núcleo y el diámetro interno es de 7 mm. La combinación de dos transistores colocados detrás del filtro forma un amplificador de alta ganancia, cuya tensión de salida cae en una de las tres resistencias conectadas a masa por medio del selector de sensibilidad L-M-H, S1.

El circuito debería estar instalado en una caja metálica. Los tres diodos LED para los niveles inferiores son verdes. Después vienen tres diodos LED amarillos, dos diodos LED naranjas y por último dos diodos LED para indicar los niveles de campo más elevados. En el diodo LED que indica los niveles de campo más altos, los niveles más elevados se cablean al pin 10 de IC1, el LED de nivel inferior se conecta al pin 1.

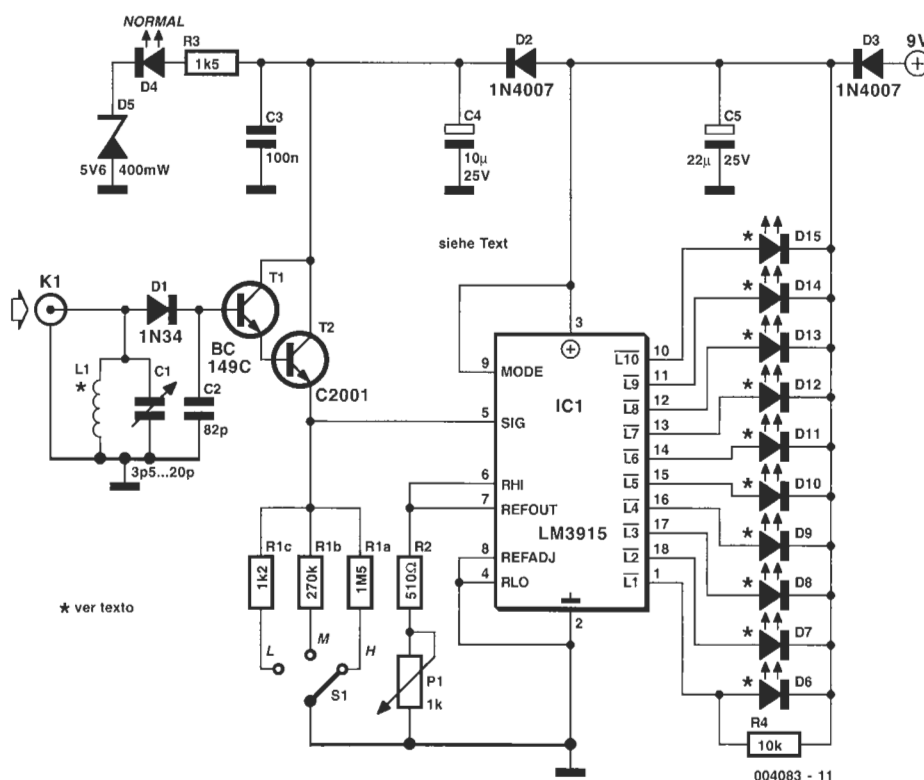
El FSM puede ajustarse fácilmente. Si conectamos una antena helicoidal recubierta de goma a la entrada FSM y colocamos el transmisor a 145 MHz, no entregará más de 500 mW en la salida. Configuraremos entonces el FSM a una distancia razonable desde la antena transmisora, e incrementaremos o decrementaremos la distancia hasta dos o tres segmentos de luz, para ajustar después C1 para el mayor número de segmentos de luz. Si es necesario, podemos regular el brillo, ya que con el control P1 pueden obtenerse unas condiciones de luz adecuadas.

(004083-1)

N.S. Harisankar, VU3NSH

Un medidor de campo (FSM) es extremadamente útil para realizar medidas de radiación ganancia/pérdida, medidas patrón de radiación, y, en general, descubrir el porqué algunas antenas funcionan mejor que otras.

Este FSM se ha diseñado para trabajar en la banda de antenas de 2 m (144-146 MHz), en especial para las de tipo Yagi, las cuales requieren un poco de impulso para un funcionamiento óptimo. Para hacer el FSM selectivo para la banda deseada se utiliza un filtro de sintonía de RF, L1-C1. El núcleo del circuito es el popular driver analógico LM3915 de National Semiconductor para display. Con él se puede disponer de una escala de lectura continua sobre una barra de diodos LEDs. Un modo 'DOT' (punto) se puede seleccionar desconectando el pin 9 del circuito integrado de la tensión positiva de alimentación. En



008

Ayuda de disparo de osciloscopio para linealizar señales de vídeo

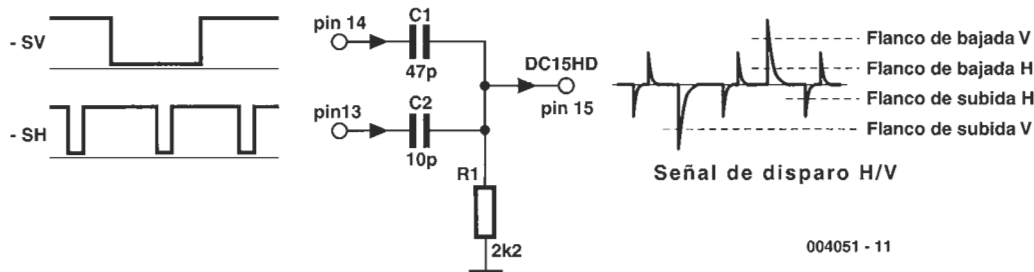
W. Foede

Este pequeño circuito es útil para señales de vídeo de prueba e investigación. Permite seleccionar diferentes puntos de disparo sobre una señal de sincronización VGA con sólo ajustar el nivel de disparo del osciloscopio. Los puntos de disparo son como siguen (desde el nivel de disparo más alto al más bajo):

- Disparo en el flanco de bajada de la señal sync vertical.

- Disparo en el flanco de bajada de la señal sync horizontal.
- Disparo en el flanco de subida de la señal sync horizontal.
- Disparo en el flanco de subida de la señal sync vertical.

Difícilmente el circuito podría ser más sencillo; consta de dos condensadores y una resistencia. C1 y R1 forman una red diferenciadora con una constante de tiempo, conformando la señal sync vertical; por otro lado, el condensador C2 y la resistencia R1 realizan la misma función sobre la señal sync hori-



004051 - 11

zontal. En el diagrama adjunto puede verse cómo la señal de salida de disparo combinado se deriva a partir de los flancos de las dos señales sync.

La numeración de pines dada en el esquema se refiere a un conector de vídeo de 15 pines sobre PC (DC15HD). Es posible montar los tres componentes de este circuito directamente sobre la PCB del conector de la tarjeta de vídeo, en cuyo caso puede utilizarse el pin 15 (normalmente no usado) como señal de salida Trigger (disparo).

(004051-1)

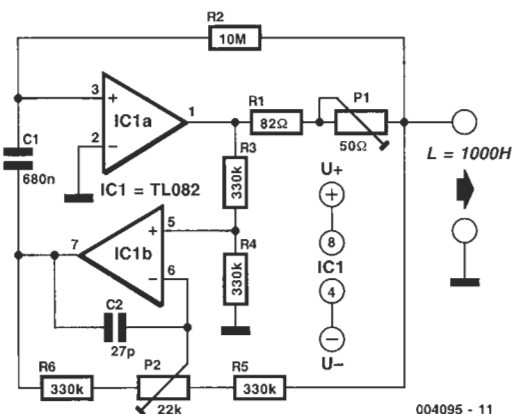
009

Bobina sintética de 1 KH

B. Kainka

Las bobinas se pueden simular de forma bastante fácil utilizando amplificadores operacionales. El circuito mostrado aquí se ha desarrollado para conseguir una inductancia de unos 1.000 henrios con buen amortiguamiento. Mediante este diseño puede construirse un circuito resonante con una frecuencia central de menos de 1 Hz. Esta señal lenta permite utilizar instrumentos de medida convencionales para investigar el circuito en tiempo real. El circuito también se puede emplear como parte del diseño de un filtro.

El amplificador operacional 1 actúa como un integrador y el amplificador operacional 2 como derivador. La tensión de salida de este último es igual a la caída de tensión en R1 y P1, la cual es proporcional a la corriente de salida. Esta tensión es derivada por medio del amplificador operacional 1, C1 y R2. El comportamiento resultante de esto es que el circuito se comporta como una bobina. Mediante P1 se puede realizar un ajuste del



004095 - 11

factor Q de la bobina alterando la simetría del amplificador diferencial y con ello la estabilidad del circuito.

(004095)

010

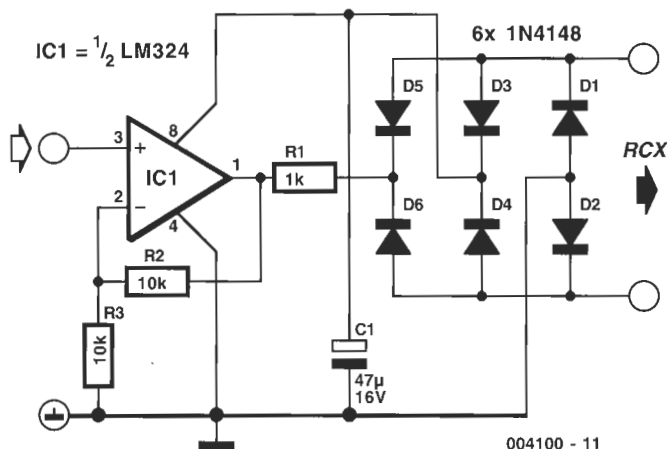
Entrada analógica para módulo LEGO RCX

H. Steeman

Aunque no lo parezca, la idea inicial de este montaje no era realizar una entrada analógica para el bloque RCX. El circuito presentado aquí permite al bloque RCX detectar tensiones analógicas. La disposición empleada hace posible incluso que esta

función se pueda usar con el software de Lego, aunque esto, naturalmente, hace referencia a un cierto tipo de interface.

Si se utiliza una entrada RCX en modo 'sensor de luz', la lógica interna determina la resistencia entre los dos termina-



R1 cae una tensión muy elevada. El bloque RCX mide una corriente de salida relativamente alta y eso que el sensor tiene una resistencia baja. Si la tensión de entrada es próxima a los 2,5 V, no hay apenas caída de tensión en la resistencia R1. Circula una corriente muy pequeña y el bloque RCX presenta una resistencia muy elevada.

Basándonos en experimentos, 1 K Ω para R1 es una buena elección, pero podemos escoger otros valores. El valor de R1 puede incrementarse hasta un máximo de 3,3 K Ω . Sobre este valor, la característica del adaptador se desvía mucho del sensor de luz, de forma que no es posible utilizar todo el rango de medida. Con el valor sugerido para R1, el rango de valor medido va desde 95 (medido con una entrada de 0 V) hasta aproximadamente 5 (con una entrada de 2,5 V). La curva entre esos dos valores es razonablemente lineal en la región que va desde 0,5 a 2,5 V.

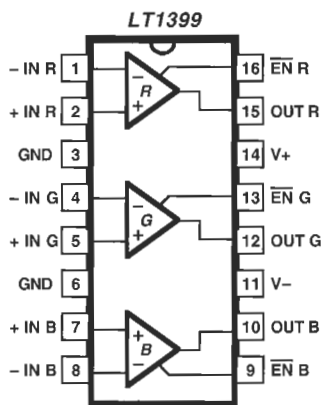
El resto del circuito está bastante claro. Los diodos D1 a D4 forman un puente rectificador de onda completa, de manera que la polaridad de los cables de conexión de la entrada RCX no importa. La tensión rectificada se almacena en el condensador C1 y se emplea como alimentación del amplificador operacional. La resistencia de medida también está conectada a la entrada RCX por dos diodos, para evitar problemas de polaridad con las conexiones.

(004100-1)

011

Cable para MUX con tres entradas de vídeo

Basado en una Nota de aplicación de Linear Technology

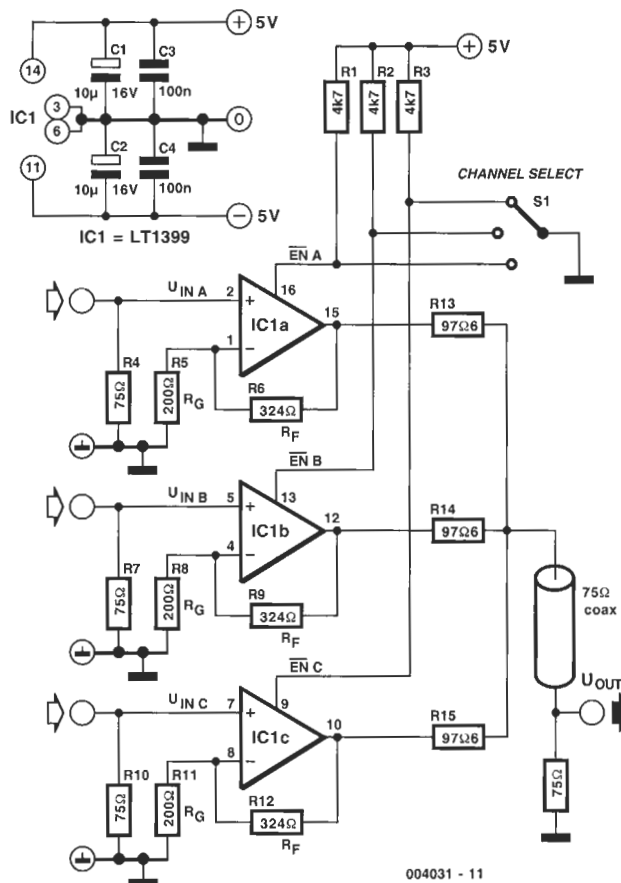


El esquema del circuito nos muestra un driver de cable de vídeo de tres entradas de bajo coste. En este circuito, el amplificador se carga por medio de la suma de R_f y R_g de cada amplificador inhabilitado. Los valores de resistencia se han elegido para mantener la terminación final a 75 Ω , mientras que la ganancia es la unidad para una carga de 75 Ω . El tiempo de conmutación entre cualquiera de dos canales es de aproximadamente 32 ns cuando ambos pines son excitados.

Cuando se diseña una placa de circuito, debemos de tener especial cuidado con el cable de excitación, minimizando la longitud de la entrada invertida. El plano de masa debería ponerse también a ambos lados de la placa, desde R_f y R_g, para minimizar la capacidad parásita.

El consumo de corriente del excitador de cable es de unos 8 mA.

(004031-1)



004031 - 11

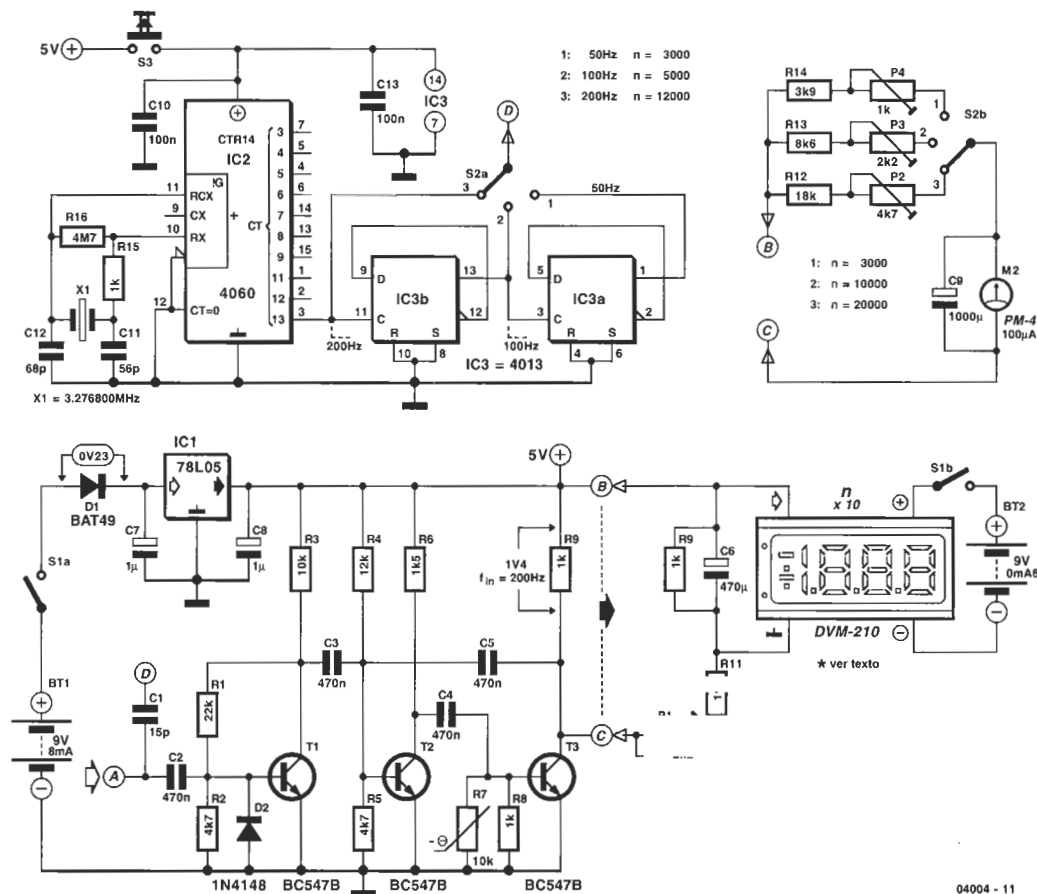
K.-H. Lorenz

La idea original de este diseño era construir un contador de revoluciones, o tacómetro, que se pudiese tener en una mano, con su propia batería de alimentación que podría ser utilizada para verificar la velocidad del motor o calibrar otro contador de revoluciones interno. La estupenda resolución de este diseño y la conveniencia en su funcionamiento lo hacen ideal para el ajuste de la velocidad

El circuito está formado por tres transistores. El transistor T1 amplifica la señal de entrada mientras que los transistores T2 y T3 consiguen dar la forma adecuada al pulso de medida. Los pulsos resultantes se llevan a la red integradora formada por el potenciómetro P1, la resistencia R11 y el condensador C6. El voltímetro digital DVM mide la tensión continua en los extremos del condensador C6.

También se muestra un generador opcional que puede integrarse en el montaje. Este generador se emplea para calibrar el contador de revoluciones y para verificar el visualizador. Si usamos un medidor DVM como visualizador, la salida de 200 Hz en el terminal 3 del circuito integrado 4060 (IC2) puede conectarse directamente a la entrada del contador de revoluciones (punto D en el esquema eléctrico). La señal de 200 Hz se corresponde con una velocidad de 12.000 r.p.m. para un motor de dos tiempos y único cilindro, por lo que ajustaremos el potenciómetro P1 hasta que en el visualizador obtengamos la correspondiente lectura.

Si utilizamos un medidor de bobina móvil como visualizador, la velocidad medida se divide en tres rangos que pueden seleccionarse por medio del conmutador S2. El segundo grupo de contactos de S2 (S2a) se emplea para conmutar una frecuencia de calibración apropiada desde el generador. Así, con el conmutador S2 colocado en la posición 1, el potenciómetro



La alimentación del contador de revoluciones la proporciona una batería de 9 V. Esta tensión pasa a través de un regulador de tensión que la reduce a 5 Vdc. El diodo Schottky D1 es una protección contra inversiones accidentales de la batería.

El medidor DVM también requiere su propia tensión de alimentación (que no es necesaria si estamos utilizando un medidor de bobina móvil). El consumo de corriente del contador de revoluciones es de, aproximadamente, 8 mA, mientras que el circuito de calibración consume una corriente sustancialmente inferior y tan sólo está activo durante el proceso de calibración, cuando el pulsador S3 está activado.

Debemos señalar que las revoluciones mencionadas anteriormente tan sólo son válidas para un motor de un solo cilindro y de dos tiempos, por lo que será necesario realizar la correspondiente conversión según el tipo de configuración de motor que estemos intentando medir. La relación entre la frecuencia del impulso y las revoluciones del motor viene dada por la fórmula:

$$f = 2nc / 60t$$

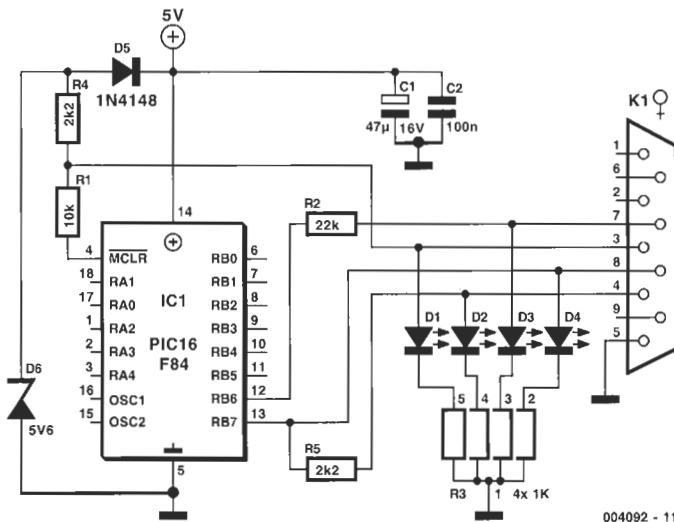
Donde f hace referencia a la frecuencia del impulso, n = r.p.m., c = n° de cilindros, y t = tipo de motor (2 = motor de 2 tiempos y 4 = motor de 4 tiempos)

013

Miniprogramador para PIC16F84/16C84

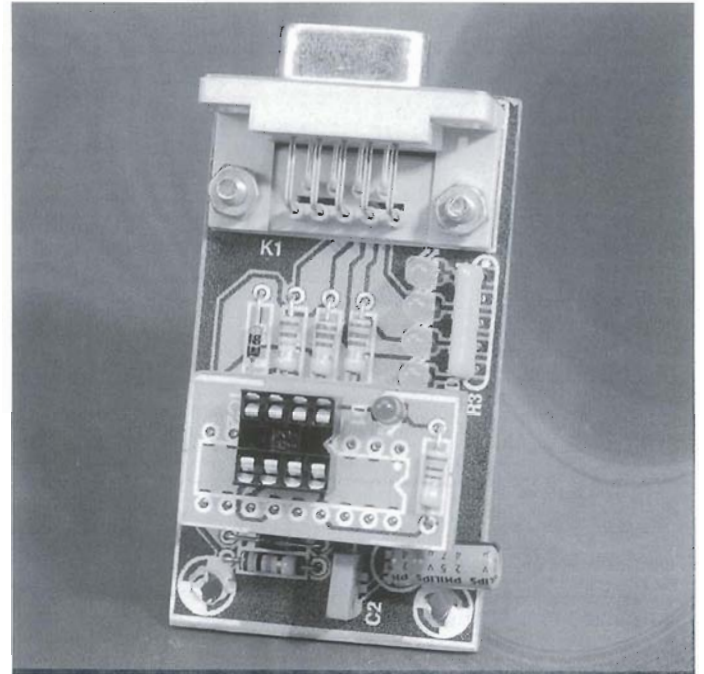
J. Klein

Al igual que cada día aparecen nuevos circuitos integrados microcontroladores en el mercado, las herramientas de programación de estos intentan llegar a ser cada día más universales, de manera que puedan cumplir con las diferentes convenciones de programación. Lamentablemente, también ocurre lo mismo con el modelo de programador "universal", con el que tendremos que pagar la utilidad adicional, haciéndose cada vez más caro. En la práctica, la mayoría de la gente sólo utiliza una pequeña fracción de las posibilidades de un programador de este tipo, lo que hace difícil justificar un gasto tan caro para este servicio.



El proyecto que describimos en este artículo proporciona una solución mínima al problema de programación para uno de los controladores más populares: el PIC 16F84 (que dispone de 1 K de memoria flash) y el PIC 16C84 (que dispone de 1 K de memoria ROM), con 13 líneas de E/S (entrada/salida). Utilizando un PC, junto con este interfaz relativamente sencillo, más un pequeño programa, es posible construir un programador de bajo coste.

El diseño de este programador está descrito en la página web del autor. El programador se conecta al puerto serie de un PC. El terminal 3 del puerto proporciona la tensión de alimentación, y el diodo zéner D6, junto con el diodo D5, regula la tensión de alimentación del circuito integrado a 5 V. Los condensadores C1 y C2 filtran y fijan la tensión de alimentación regulada. La tensión de alimentación no regulada se lleva al terminal MCLR del PIC para configurar el modo de programación del mismo. La



resistencia R1 limita la corriente que circula por este terminal y un regulador interno asegura la correcta tensión de programación en el circuito integrado. Un nivel alto en este terminal conmuta el PIC a su modo de programación. El intercambio de datos entre el PC y el PIC se realiza sobre las líneas TxD (terminal 3), DTR (terminal 4) y CTS (terminal 8), y quedan reflejados en los diodos LEDs D2, D3 y D4.

En la página web del autor, <http://jump.to/gate>, dentro de la página "Elektor", podemos bajar de forma gratuita un paquete de programas de control que comprende los módulos NTPICPROG, PIX y Euro13, para Windows y MS-DOS (sumando todos ellos un total de 198 kBits).

También están disponibles en esta página web los ficheros Eagle y PDF de la placa de circuito impreso del autor, junto con el esquema eléctrico del circuito y algunas fotografías. La placa de circuito impreso mostrada en el proyecto es un diseño de Elektor, que también podemos bajarnos de forma gratuita de la página web de Elektor:

<http://www.elektor-electronics.co.uk>

Por desgracia, la placa no está disponible ya montada en nuestro Servicio de Lectores.

(004092-1)

En otro artículo de esta sección se dispone también de un adaptador de EEPROM que puede usarse con este programador para PIC.

LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

R1 = 10kΩ
R2 = 22kΩ
R3 = 1 KΩ, array SIL de 4 resistencias
R4,R5 = 2kΩ

Condensadores:

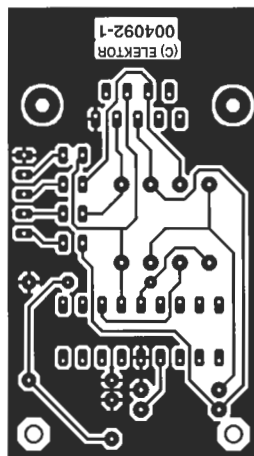
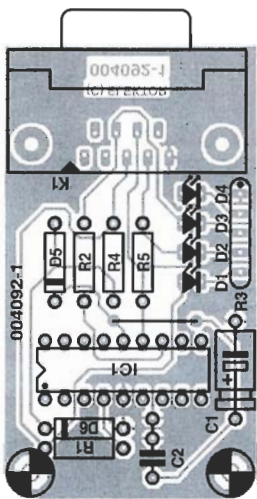
C1 = 47 µF electrolítico de 16 V, axial
C2 = 100nF

Semiconductores:

D1-D4 = LED
D5 = 1N4148
D6 = Diodo zéner de 5,6 V, 100 mW
IC1 = PIC16F84

Varios:

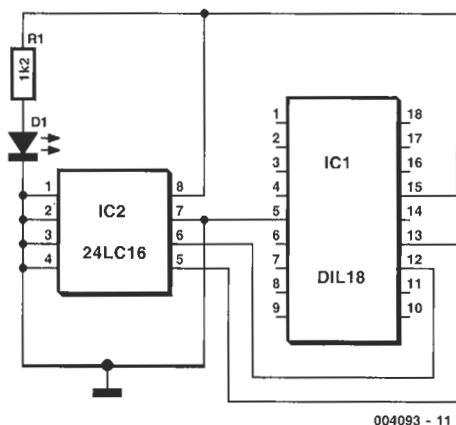
Conector Sub-D de 9 terminales hembra acodados para montaje en placa de circuito impreso (PCB)



014

Adaptador EEPROM

J. Klein

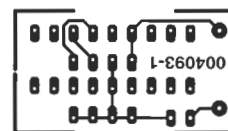
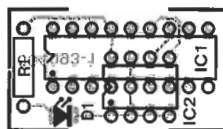
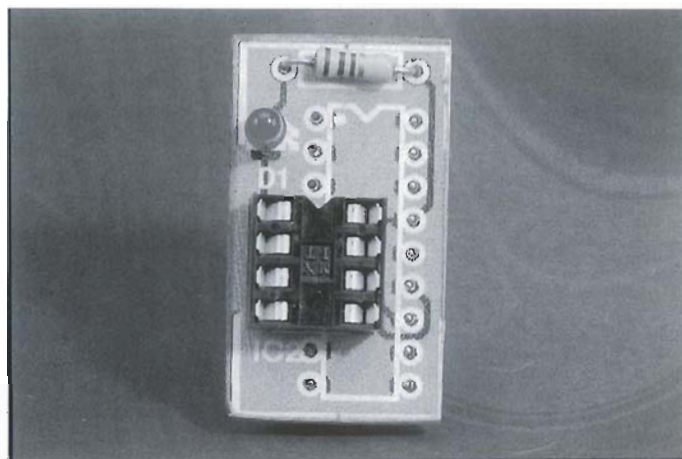


Utilizando este tipo de adaptador, el miniprogramador descrito en un artículo de Elektor Electronics se puede usar para programar EEPROMs serie, tal como la 24LC16 o similares. El adaptador consta de una pequeña PCB en la cual hay montado un zócalo DIL de ocho pines para la EEPROM. Bajo UNDERNEATH la PCB tiene un zócalo DIL de 18 pines (un zócalo con pines en ambos lados) el cual es el zócalo para el PIC del miniprogramador.

La construcción no podría ser más sencilla. Primero soldaremos el zócalo para circuitos de 8 pines, el LED y la resistencia sobre la placa de circuito impreso del tamaño de un sello. A continuación colocaremos el zócalo DIL de 18 pines sobre la cara de pistas de la PCB, teniendo especial cuidado en que a cada uno de los pines le llegue estaño y se pueda poner la punta del soldador.

El software de control para programar las EEPROMs es el "NT Pic Programmer" que se puede descargar de forma gratuita de la página web:

<http://jump.to/gate>



LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

R1 = 1k2

Semiconductores:

D1 = LED

IC1 = 24LC16

Varios:

18-way DIL header with pins at both sides

8-way IC socket

Por desgracia, la PCB de este montaje no está disponible en el Servicio de Lectores.

(004093-1)

015

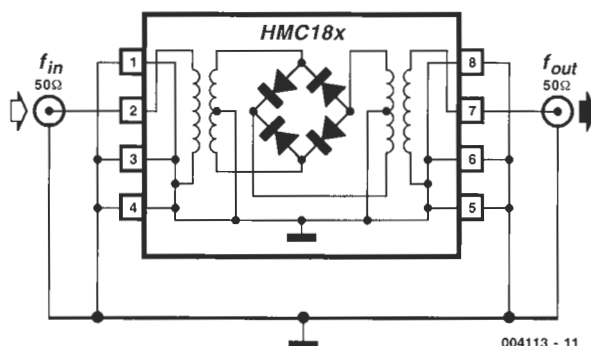
Doblador de Frecuencia

G. Kleine

Si trabajamos a frecuencias del orden de 850 MHz a 4 GHz, en algún momento podemos necesitar una frecuencia que sea múltiplo, para lo cual los dobladores de frecuencia HMC 187 y HMC 189 (ver tabla) son la solución perfecta. El aislamiento de estos dispositivos asegura que la frecuencia de entrada (f_{in}) y sus armónicos, $3f_{in}$ y $4f_{in}$, son atenuados 35 dB a la frecuencia de salida, $2f_{in}$. Esta excelente especificación de aislamiento reduce la necesidad de filtrado de salida adicional y también supone una ventaja que varios dobladores puedan conectarse en serie para producir una frecuencia cuatro u ocho veces la frecuencia de entrada.

La pequeña línea de la serie HCM18x ocupa un área de 3x4,8 mm y tiene una altura de 1,07 mm.

Internamente el dispositivo contiene un transformador balanceado y desbalanceado para activar el circuito doblador



con la salida y entrada. El circuito doblador es pasivo, y comprende un puente rectificador completo de diodos Schottky.

Los transformadores monolíticos integrados en el chip confieren al dispositivo un relativamente alto "Roll-off" en baja frecuencia a 850 MHz. Las bajas frecuencias se pueden multiplicar, pero el factor de pérdidas de conversión (típicamente 15 dB) se multiplicará. La entrada y salida está dispuesta para un funcionamiento a 50 Ω y el nivel de señal de entrada debería ser del orden de +15 dBm, el cual nos dará un nivel de salida de aproximadamente 0 dBm.

Tipo	f_{in}	f_{out}	Pérdida de Conversión	f_{in}	Aislamiento de salida	$3 f_{in}$	$4 f_{in}$
HMC 187	0,85 - 2 GHz	1,7 - 4 GHz	15 dB	45 dB	52 dB	40 dB	
HMC 188	1,5 - 2,5 GHz	3 - 5 GHz	15 dB	45 dB	50 dB	45 dB	
HMC 189	2 - 4 GHz	4 - 8 GHz	13 dB	34 dB	40 dB	40 dB	

La principal característica de las tres versiones de este dispositivo están resumidas en la tabla.

(004113)

Dirección de internet: www.hittite.com

016

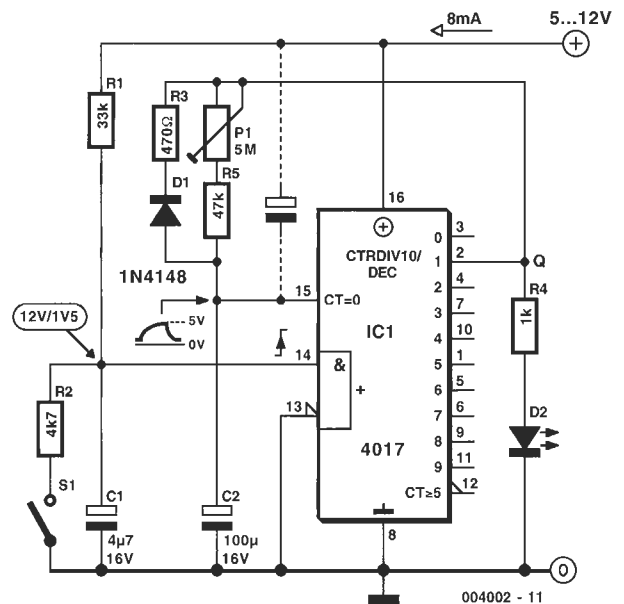
Temporizador Flip-Flop

J. Graßmann

El circuito muestra cómo emplear un contador de décadas CMOS 4017 para construir un circuito temporizador.

El pulsador S1 descarga el condensador C1 a través de la resistencia R2. Cuando S1 está accionado, el condensador C1 se carga a través de la resistencia R1, lo cual da lugar a un flanco de subida en la entrada de reloj de IC1. A su vez esto hace que la salida Q1 pase a nivel alto (a la tensión de alimentación del circuito), de manera que la corriente circulará a través de R4 y el LED D2 se iluminará. Al mismo tiempo C2 comenzará a cargarse mediante el potenciómetro P1 y la resistencia R6. Cuando la tensión de C2 alcance aproximadamente la mitad de la tensión de alimentación, IC1 se reseteará. La salida Q1 pasará a nivel bajo, el LED pasará a nivel bajo y C2 se cargará a través del diodo D1 y la resistencia R3. El circuito ahora permanecerá estable en esta condición de reset hasta que S1 sea presionado de nuevo. El potenciómetro P1 permite ajustar el tiempo de ON del circuito entre 5 segundos y 7 minutos.

El consumo de corriente de este circuito en estado de reset es sólo de unos pocos micro-amperios, subiendo a 8 mA debido al consumo de corriente del LED, cuando accionamos S1. Cuando se aplica alimentación al circuito IC1, puede aparecer un estado indeterminado y el LED estar en ON. Podemos presionar S1 hasta que el LED se apague y borre esta condición. Alternativamente es posible conectar C2 a la tensión de alimentación (como se muestra de forma punteada en el esquema) lo cual asegura que IC1 esté siempre alimentado en estado de reset. Una desventaja de esta configuración es que cualquier ruido



sobre las líneas de alimentación se puede acoplar a través del pin de reset de IC1, afectando al periodo de la temporización.

(004002-1)

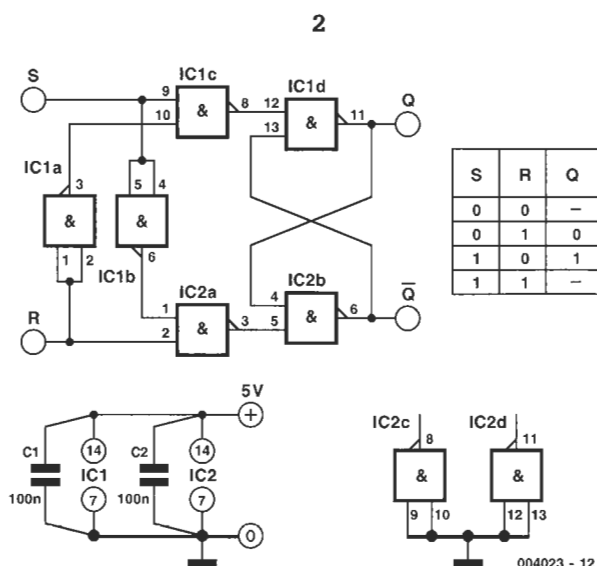
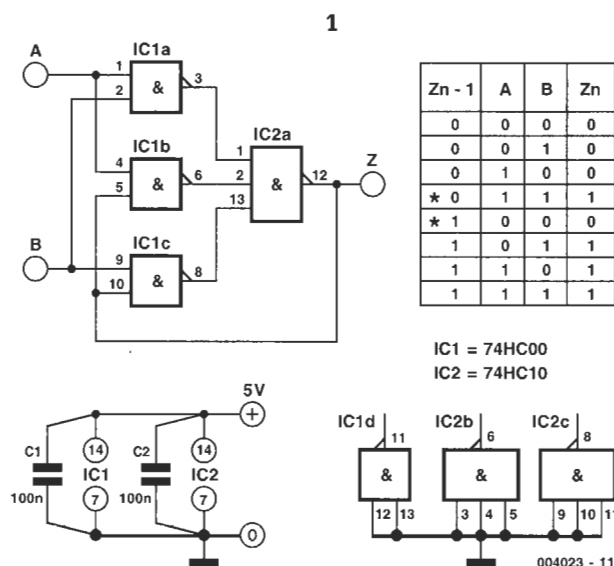
017

El Elemento Muller-C

K.-J. Thiesler

El elemento C-Muller es un tipo especial de flip-flop. Su función es que sólo activará su salida cuando todas sus entradas cambien a 1 (en su flanco de subida). Por otro lado, reseteará su salida cuando todas sus entradas cambien a 0 (en su flanco de bajada). Todas las demás combinaciones de entrada no provocarán ningún cambio en la salida. La **Figura 1** muestra una implementación del circuito utilizando puertas NAND. La función memoria del elemento C Muller tiene algunas ventajas distintas sobre otras configuraciones de flip-flop:

- 1 No hay combinaciones de entrada prohibidas como ocurre en otros flip-flop.
- 2 El retraso de propagación a través del flip-flop será igual al retraso a través de dos puertas.
- 3 El elemento C Muller no requiere un reloj externo. Su salida cambia de estado sólo cuando ambas entradas tienen un nuevo estado. Se autosincroniza.
- 4 En un circuito de control se utilizan muchos elementos C acoplados que no serán reloj, por ejemplo, en un sistema sín-



crono los flancos de reloj pueden producir que se conmuten muchos elementos al mismo tiempo. Es necesario realizar un diseño bastante cuidadoso para completar los requerimientos de EMC.

La **Figura 2** muestra un flip-flop Set/Reset, con puertas NAND añadidas para evitar la condición FORBIDDEN de entrada. Como podemos ver, utiliza más puertas que el elemento C Muller.

(004023)

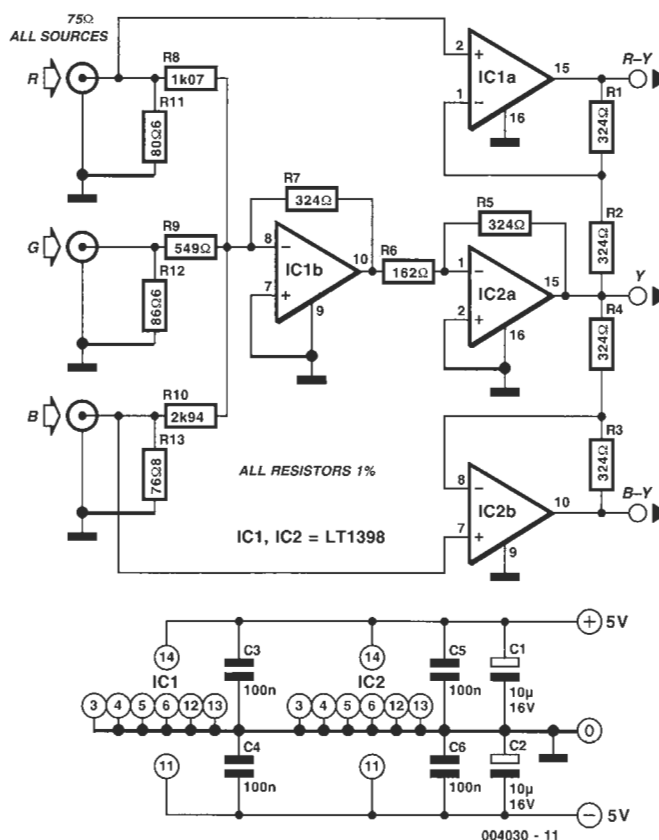
018

Convertidor RGB a color

Basado en una nota de aplicación de Linear Technology

En el esquema del circuito se muestran dos LT1398 de Linear Technology utilizados para crear señales de color diferentes desde las entradas de RGB (rojo-verde-azul). En esta aplicación, la entrada R llega a través de un cable coaxial de 75 Ω . Está conectado a la entrada no inversora del amplificador IC1a y una resistencia 1,07 K Ω , R8. También hay una resistencia terminal de 80,6 Ω , R11, la cual encuentra una impedancia de entrada de 75 Ω en la entrada R, cuando esté en paralelo con la resistencia R8. La resistencia R8 conecta a la entrada no inversora de un segundo amplificador LT1398 (IC1b), el cual también suma a las entradas G y B para crear una salida $-0,5Y$. Aún hay otro amplificador LT1398, IC2a, el cual toma la salida de $-0,5Y$ y amplifica por una ganancia de -2 , resultando en la salida $+Y$. El amplificador IC1a está configurado para una ganancia no inversora de 2, con la parte inferior de la resistencia de ganancia R2 a la salida Y. La salida IC1a nos proporciona la salida de color R-Y.

La entrada B es similar a la entrada R. Aquí, la resistencia R13 está en paralelo con R10 para dar una impedancia de entrada de 75 Ω . La resistencia R10 también está conectada a la entrada inversora del amplificador IC1b, añadiendo el B la contribución a la señal Y, tal y como se ha comentado anteriormente. El amplificador IC2b está configurado para alimentar una ganancia no invertida de 2, con la resistencia inferior de



ganancia R4 unida a la salida Y. La salida de IC2b nos proporciona la salida de color B-Y.

La entrada G también llega a través de un cable coaxial de 75 Ω y añade su contribución a la señal Y a través de la resistencia R9, la cual está unida a la entrada inversora del amplificador IC1b. Aquí, las resistencias R12 y R9 proporcionan una resistencia terminal de 75 Ω . Utilizando superposición, es fácil

determinar la salida de IC1b. Aunque invertida, suma las señales R, G y B en la proporción estándar de 0,3 R, 0,59 G y 0,11 B que se usan para crear la señal Y. El amplificador IC2a después invierte y amplifica la señal por 2, dando como resultado la salida Y.

El consumo del convertidor es de unos 30 mA desde una tensión de salida simétrica.

(004030-1)

019

Amplificador de medida con alimentación simple

H. Bonekamp

Este circuito es muy adecuado para conseguir una entrada bipolar para el conversor A/D unipolar de un microprocesador, sin tener que emplear una fuente de alimentación simétrica.

Una etapa de entrada bipolar normalmente toma la forma de dos etapas de amplificador, alimentadas desde una tensión de

alimentación simétrica. La primera etapa funciona como un buffer de entrada, con una impedancia de entrada de 1 M Ω . La segunda etapa añade un offset a la señal de entrada para hacerla adecuada para el siguiente ADC unipolar.

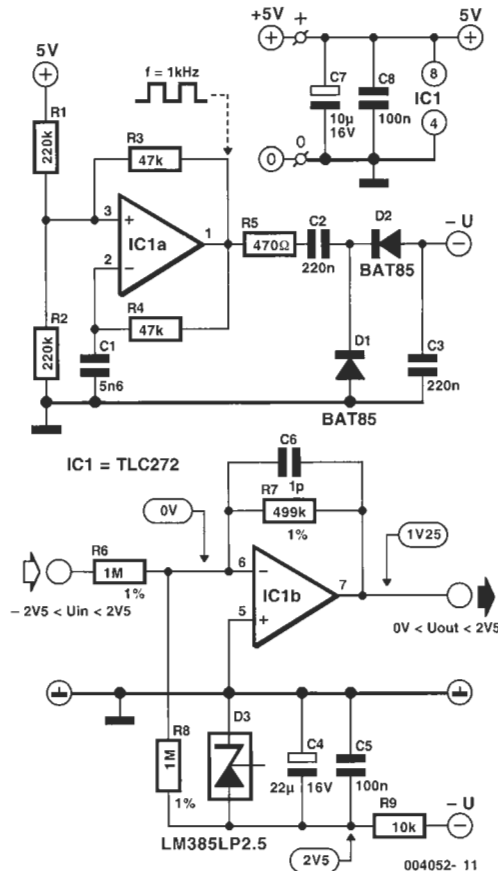
Este circuito tiene una APPROACH diferente. Aquí se utiliza un buffer con una tensión de alimentación asimétrica, y una corriente de offset negativa proporciona la conversión de bipolar a unipolar. La corriente se deriva desde una tensión de offset negativa, la cual se genera utilizando IC1a. Este amplificador operacional opera como un Trigger Schmitt, debido a la red de realimentación positiva formada por R1, R2 y R3. La constante de tiempo de R4 y C1 en el lazo de realimentación negativo proporciona una temporización elemental, la cual da lugar a que el Trigger Schmitt trabaje como un oscilador de onda cuadrada. C2, C3, D1 y D2 convierten la tensión de salida del amplificador operacional en una tensión negativa. Para minimizar la interferencia, se ha elegido una frecuencia relativamente baja para el generador (1 KHz). La resistencia R5 minimiza la corriente de carga y con ello el nivel de interferencia. Debido a que el nivel máximo de salida del TLC272 es sólo de 3,5 V, los diodos D1 y D2 deben ser diodos Schottky en lo que se refiere a obtener una tensión de salida suficientemente grande.

Por último, R9, D3, C4 y C5 convierten la tensión de salida en una tensión de referencia estable de -2,5 V. La corriente de offset para IC1b se consume de esta tensión a partir de una resistencia de 1 M Ω (R8).

Las especificaciones breves de este circuito son:

Impedancia de entrada :	1 M Ω
U_{in} :	-2,5 a +2,5 V
U_{out} :	0 a +2,5 V
Frecuencia de trabajo :	250 kHz
Consumo de corriente :	<2 mA

(004052-1)



020

Tres interruptores para una entrada RCX

H. Steeman

Una de las principales limitaciones del módulo RCX del Sistema de Invención Lego Robotics es que sólo puede conectarse un interruptor a una entrada determinada. Esto sucede aunque cada entrada tenga un rango de medida entre 0 y 1023, utilizando un conversor A/D de 8 bits el software trabaja sólo con dos estados para detectar un interruptor: abierto y cerrado.

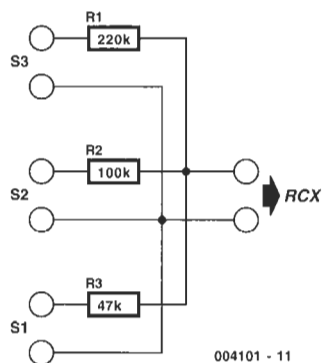
Si empleamos un software estándar de Lego, tendremos que aceptar esta limitación. Sin embargo, si usamos un lenguaje de programación diferente, tal como Visual Basic, no será difícil encontrar una forma de evitarlo. En realidad, el bloque de medida RCX tiene una resolución de 8 bits, incluso cuando detectamos el estado de un interruptor. Si conectamos varias

resistencias con valores diferentes al interruptor simple, es posible leer varios interruptores utilizando una entrada simple.

El esquema de la figura muestra que realmente sólo son necesarias tres resistencias para conectar tres interruptores. Con la elección adecuada de las resistencias, es posible detectar hasta ocho combinaciones diferentes de estados de interruptor. RAW tendrá los valores que se listan en la tabla, de acuerdo a los estados de los tres interruptores.

Para un programador con un poco de experiencia, no hay ningún problema en tomar ciertas acciones de acuerdo a estos valores.

En la tabla se listan los valores teóricos que el RAW tomará si se cierra un interruptor simple o una combinación de interruptores. Para obtener mayor precisión tomaremos las resis-



004101 - 11

Tabla 1. Valor teórico de RAW para interruptores de 8 etapas.

Interruptor			valor medido de RAW
1	2	3	
0	0	0	1 023 - 1 001
0	0	1	1 000 - 955
0	1	0	954 - 912
0	1	1	911 - 869
1	0	0	868 - 830
1	0	1	829 - 798
1	1	0	797 - 768
1	1	1	767 - 0

tencias de los valores dados, así se conseguirá que los valores medidos de RAW sean lo más parecidos posible a los valores teóricos. Sin embargo, con la disposición que se da en la ilustración, podemos utilizar valores de resistencia estándar con tolerancia del 5 %.

(004101-1)

021

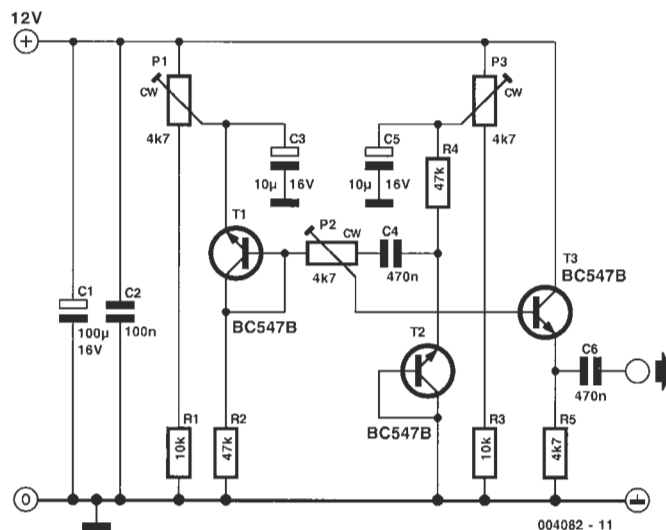
Fuente de ruido simétrico

H. Bonekamp

Si la unión de un transistor funciona en la zona de ruptura zéner, se puede utilizar como fuente de ruido, siendo asimétrica la amplitud de la señal de ruido. Este problema se soluciona usando dos transistores como fuente independiente de ruido. Uno de ellos tiene una serie de resistencias a tierra y el otro tiene una resistencia serie al positivo de alimentación. Cada una de esas fuentes de ruido produce una tensión de ruido asimétrica, con asimetría opuesta. Si se combinan esas dos tensiones, la amplitud de la señal resultante será simétrica. En el esquema del circuito, T1 y T2 son fuentes de ruido. Las resistencias serie son R2 (a masa) y R4 (al positivo de alimentación).

La tensión de alimentación para las fuentes de ruido es ajustable, para optimizar la generación de ruido de los transistores. Esto es porque la cantidad de ruido producido depende de la tensión de alimentación. P1 y R1 proporcionan una tensión ajustable entre 8 y 12 V para la etapa de ruido que hay alrededor de T1, mientras que P3 y R3 realizan la misma función para la etapa de T2. Los condensadores C3 y C5 suavizan estas tensiones.

Debido a que las amplitudes de las dos fuentes de ruido nunca serán las mismas, es necesario incluir algo que permita variar los niveles. Para ello se ha colocado P2 entre las salidas de



004082 - 11

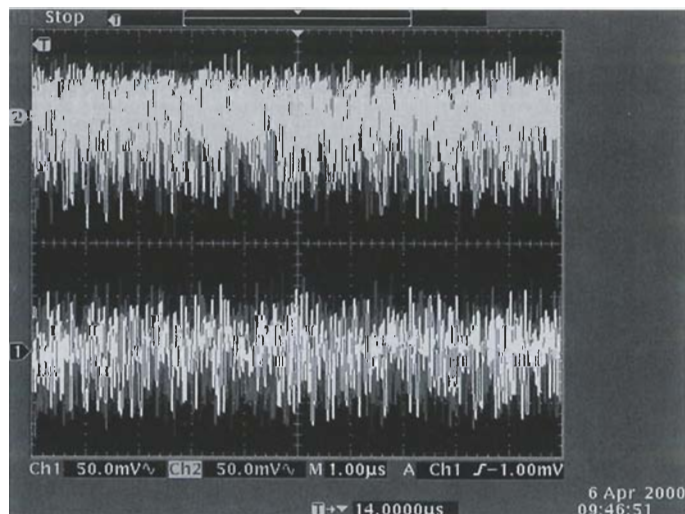
las fuentes de ruido a modo de un pequeño control balanceado. Debido a que los niveles DC de las dos fuentes de ruido no son los mismos, C4 también está incluido en la red balanceada. La señal resultante del balanceado se presenta en la toma intermedia de P2, superpuesta al nivel de DC de la señal de ruido de T1. Este nivel DC también se emplea para la polarización de la etapa siguiente de T3. El buffer aísla las fuentes de ruido del circuito que se conecte a la salida.

Para ajustar el circuito, conectaremos un osciloscopio a la salida. Primero ajustaremos P2, colocándolo a tope a la izquierda de su recorrido. Ahora giraremos P1 hasta ver un máximo de señal en el osciloscopio. Después giraremos P2 todo a la derecha de su recorrido y después ajustaremos P3 para la mejor señal de ruido. Por último, ajustaremos P3 de forma que la señal de ruido parezca simétrica.

El circuito proporciona una tensión de salida de aproximadamente unos 150 mVpp. El consumo de corriente del mismo es de 2 mA.

El oscilograma muestra la señal de ruido asimétrica en el canal 2 y la señal de ruido simétrica en el canal 1.

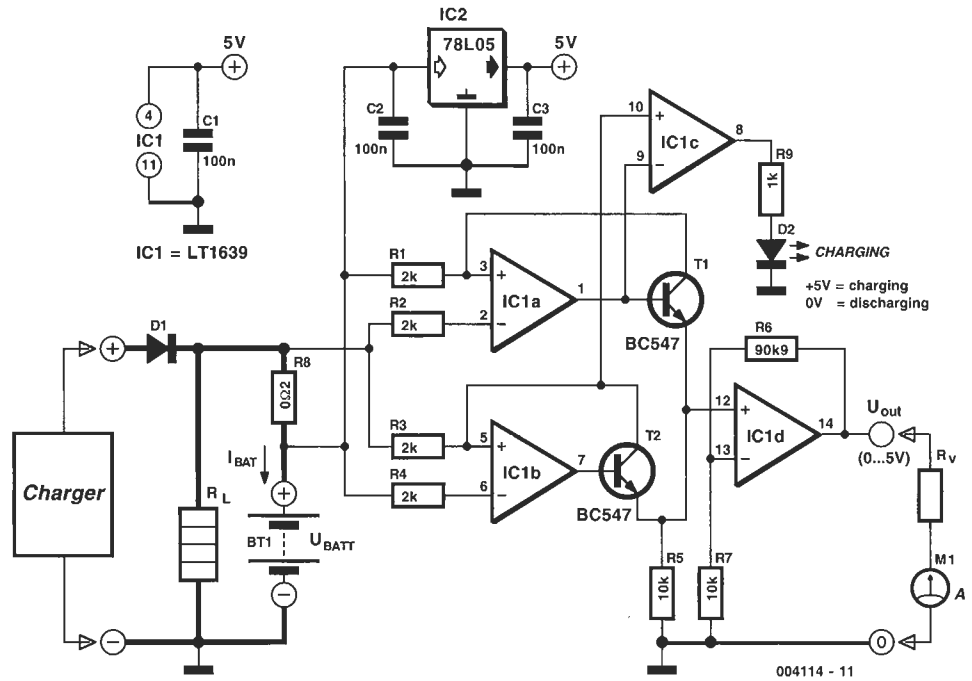
(004082-1)



tores T1 y T2, forman dos fuentes de corriente que producen una caída de tensión en los extremos de la resistencia R5. La tensión en los extremos de R5 es proporcional a la corriente que circula a través de las resistencias R1 y R8 (para IC1a), o R8 y R3 (para IC1b). La fuente de corriente formada por IC1a y T1 está activa cuando las baterías se están descargando, mientras que la fuente de corriente IC1b y T2 está activa cuando las baterías están cargándose. En cada caso, el amplificador operacional inactivo tendrá 0 V a su salida y el transistor correspondiente estará desconectado. El amplificador operacional IC1d amplifica la tensión que existe en los extremos de R5, la cual es proporcional a la corriente medida por el sensor.

Los valores de los componentes mostrados en el esquema eléctrico del circuito producen un factor de amplificación de 10. Un sensor de corriente de 0,1 A producirá una tensión de salida de +1 V. La tensión de alimentación para el circuito es de +5 V, de manera que ésta será la máxima tensión de salida que pueda alcanzarse. Este valor se corresponde con la máxima corriente de carga/descarga de 0,5 A. Para mostrar corrientes en el rango de 0 a 0,5 A, la resistencia R7 se puede suprimir, de manera que proporcionemos al amplificador operacional IC1d una ganancia de 1. También se pueden mostrar corrientes superiores utilizando valores inferiores de la resistencia sensor R8. Podemos usar un medidor DVM o un medidor analógico en la salida Vout para dar una información de la corriente de carga/descarga.

Las fuentes de corriente constante sólo pueden funcionar



correctamente cuando la tensión de alimentación del circuito regulador de tensión (U_{batt}, por ejemplo, 6 ó 12 V) es mayor que la tensión de funcionamiento de los amplificadores operacionales (+5 V). La tensión de alimentación del LT 1639 puede estar en el rango comprendido entre +3 y +44 V, por lo que son aceptables tensiones de hasta 40 V por encima de la tensión de alimentación a la entrada de los amplificadores operacionales.

El amplificador operacional IC1c controla el diodo LED de salida de carga/descarga. Las entradas de este amplificador operacional están conectadas a las salidas de los amplificadores operacionales que actúan como fuentes de corriente. De manera que su salida está a nivel alto cuando la batería está siendo cargada y a nivel bajo cuando ésta en proceso de descarga.

(004114e)

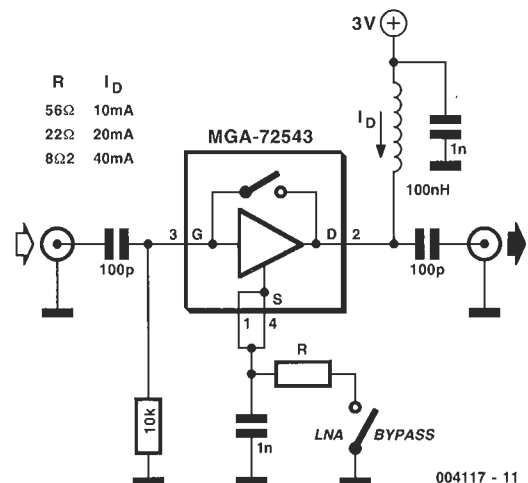
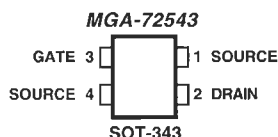
024

Amplificador de antena DIC con conmutador de paso

G. Kleine

Las especificaciones para receptores, convertidores y detectores son, por lo general, muy exigentes. Por un lado necesitan tener una alta sensibilidad y un bajo ruido para amplificar pequeñas señales de entrada, mientras que por otro lado deben soportar señales de entrada elevadas sin distorsionar, ni sobrecargar las etapas siguientes. El circuito integrado MGA 72543, un RFIC de GaAs, es una solución a este problema. Este circuito integrado contiene un preamplificador de RF de bajo ruido que, con niveles elevados de señal de entrada, puede ser sobrepasado totalmente por medio de unos conmutadores internos.

El circuito integrado proporcionó un factor de amplificación de 14 dB en el rango de frecuencia que va desde los



004117 - 11

100 MHz hasta los 6 GHz, con una figura de ruido menor de 2 dB. Con el amplificador "puenteado", las pérdidas de inserción son de 2,5 dB. La tensión de funcionamiento de este componente está comprendida entre + 2,7 y + 4,2 V, teniendo la entrada y la salida acopladas a 50 Ω . El valor de la corriente de la tensión de alimentación que fluye hacia el componente controla las características de la señal de entrada que puede manejar. Con corrientes de funcionamiento comprendidas entre 40 y 50 mA, la potencia de salida con una compresión de ganancia de 1dB (P1dB) es de + 16 dBm, mientras que con 10 mA de corriente de funcionamiento es sólo de + 8 dBm.

En general, usar el MGA 72543 es similar a utilizar un transistor FET de GaAs, donde se calculan los niveles de continua a la entrada (puerta) y a la salida (drenador) para producir la corriente de funcionamiento deseada (comprendida entre 10 y 50 mA). Puede usarse este método de funcionamiento, pero necesita una tensión negativa, por lo que sólo será conveniente si se dispone de una tensión negativa en alguna parte del cir-

cuito. El método más normal de utilización, que es el que se describe aquí, consiste en usar una resistencia en el terminal fuente para configurar el punto de funcionamiento. La realimentación negativa de esta configuración controla la corriente de drenador. El camino de la tensión DC hacia la puerta del componente dispone de una alta impedancia y, además, se utiliza una bobina choque de RF para aislar la señal de RF de la tensión DC de alimentación. El condensador de 1 nF, conectado en paralelo con la resistencia R de paso, actúa realmente como un cortocircuito con señales de RF, asegurando que la resistencia R se ve como tal cortocircuito. El conmutador se utiliza para colocar al componente en el modo "puenteado" (bypass), abriendo el circuito de la resistencia de fuente. En estas circunstancias el consumo de corriente del componente cae prácticamente a cero.

(004117)

Dirección de Internet: www.agilent.com

025

Conversor de Precisión de Tensión a Corriente

H. Bonekamp

En sistemas de medida y de control un método común de enviar señales de control o datos de medida sobre largas distancias es por medio de un "lazo de corriente", utilizando dos hilos. Este sistema convierte los valores medidos en los correspondientes niveles de corriente sobre los dos hilos del lazo.

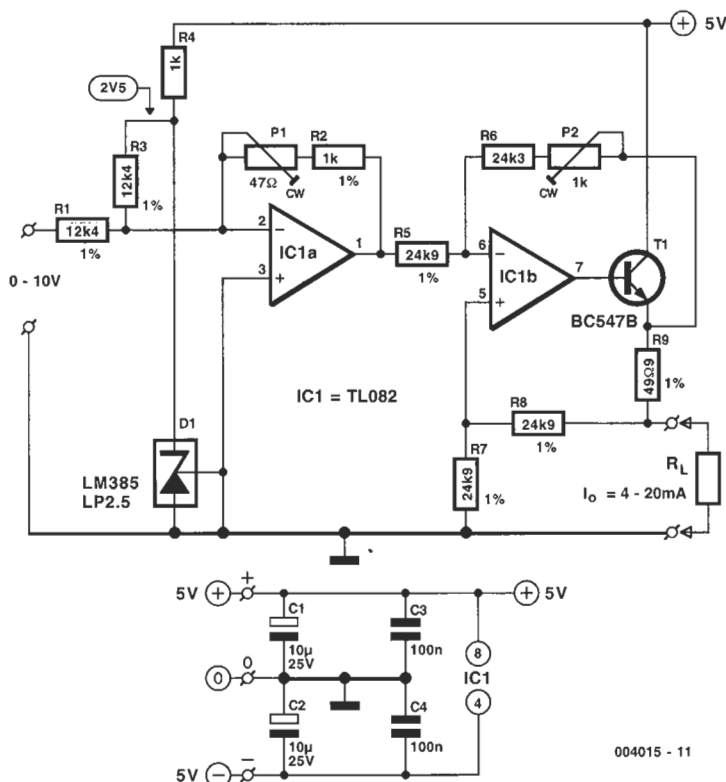
En un sistema de este tipo se necesita un convertidor de precisión para transformar los valores medidos (típicamente en la forma de niveles de tensión) en corrientes sobre el lazo, como por ejemplo, una fuente de corriente controlada por una tensión.

Así, en nuestro circuito, el circuito integrado IC1b junto con el transistor T1, las resistencias R5, R6, R7 y R8 y el potenciómetro P2, forman un amplificador de instrumentación, de modo que este dispositivo controla la tensión existente en los extremos de la resistencia R9 de manera que asegure que sigue exactamente la tensión de entrada. Como R9 es una resistencia de valor fijo, la corriente a través de ella será exactamente proporcional a la tensión en sus extremos (de acuerdo a la ley de Ohm). Por lo tanto, la tensión en los extremos de R9 es exactamente proporcional a la tensión de entrada. Para ello, el circuito integrado IC1b forma la fuente de corriente controlada por tensión.

El potenciómetro P2 se emplea para optimizar el rechazo de modo común de este amplificador de instrumentación, compensando de esta manera las diferencias de resistencia y el balanceo de la señal provocados por R9.

La entrada del amplificador formado por IC1a asegura que la tensión en el interior del amplificador de instrumentación está limitada y dentro de su rango de control. El diodo D1 y las resistencias R3 y R4 añaden una compensación (offset) a esta tensión de entrada, de manera que aseguran que, con una tensión de entrada de 0 V, la salida no será de 0 mA, sino de 4 mA. La máxima corriente de salida es de 20 mA. Por lo tanto, este circuito es un interfaz con "una corriente de lazo de 20 mA", utilizado a menudo en aplicaciones de control industrial.

El factor de amplificación del circuito completo está proporcionado por el circuito integrado IC1a y puede ajustarse por medio del potenciómetro P1. Para calibrar el circuito hay que realizar los pasos siguientes:



004015 - 11

- 1.- Optimización del rechazo en modo común utilizando P2: conectar un DMM en serie con una resistencia de 47 Ω . Conectaremos esta resistencia en la salida (en lugar de RL) y mediremos la corriente de salida. A continuación, cortocircuitamos la resistencia de 47 Ω y medimos de nuevo la corriente de salida. Si no hay diferencias entre las corrientes de salida esto quiere decir que el potenciómetro P2 ha sido ajustado correctamente. En caso contrario deberemos ajustar P2.
- 2.- Ajuste del rango de tensión: con la salida cortocircuitada, ajustaremos el potenciómetro P1 hasta que midamos una tensión de 200 mV en los extremos de R9.

(004015-1)

G. Kleine

El DS1809 y DS1869 son potenciómetros ajustables integrados que se pueden ajustar en 64 pasos lineales mediante un pulsador. Debido a que la configuración va almacenada en EEPROM, pueden usarse cuando la tensión de alimentación se desconecta, colocando potenciómetros de ajuste mecánico. Se dispone de los siguientes valores: 10, 50 y 100 K Ω . La tensión de alimentación puede caer entre +3 y +5 V o +8 V respectivamente. Las tensiones de las tres conexiones RH, RL y RM no tendrá más de 0,5 V por encima de la tensión de alimentación, ni más de 0,5 V negativos.

Los pulsadores de subida y bajada están dentro de los circuitos integrados para evitar que se salte más de un paso cada vez. Las resistencias de pull-up internas tienen acceso externo a los pines UC y DC. Los botones deben estar pulsados al menos durante 1 ms. Con el DS1809, el retraso sucesivo entre dos pulsaciones debe ser al menos de 0,5 s, mientras que en el DS1869 será al menos de 1 s. Si se mantiene un pulsador accionado un tiempo superior al de retardo, el circuito integrado funciona en modo auto-repetición, en el cual el mando del potenciómetro se desplaza a una velocidad de 10 pasos por segundo. Esto significa que tarda más de 7 s en pasar de un extremo del rango al otro.

La **Figura 1** muestra el DS1809 en modo auto-almacenamiento. El diodo Schottky (BAR42, BAR43, BAT45 o equivalente) y el condensador electrolítico de 10 μ F, proporcionan suficiente reserva de energía cuando la alimentación está desconectada para permitir que la configuración pueda grabarse en la EEPROM. El fabricante nos garantiza 50.000 grabaciones sin error, y sólo se grabará si la configuración no es la misma que la última almacenada.

Si el pin STR del DS1809 se mantiene a masa mientras la tensión de alimentación está al positivo, el circuito integrado inicia el comando para el modo de almacenamiento. En este modo, un pulso alto en la entrada STR, con una duración de al menos 1 μ s, dispara el proceso de almacenamiento. En el caso de que la alimentación esté apagada, la configuración del potenciómetro no se guarda.

El DS1869 almacena automáticamente la configuración del potenciómetro cada vez que ésta cambia. Además de la entrada de almacenamiento, STORE (STR), tiene una entrada digital (D) en el mismo pin. Esta entrada se puede excitar por medio de un microcontrolador o dispositivo similar y operar de forma inmediata, sin ningún tipo de retardo. Si esto no se utiliza, se puede dejar simplemente abierto.

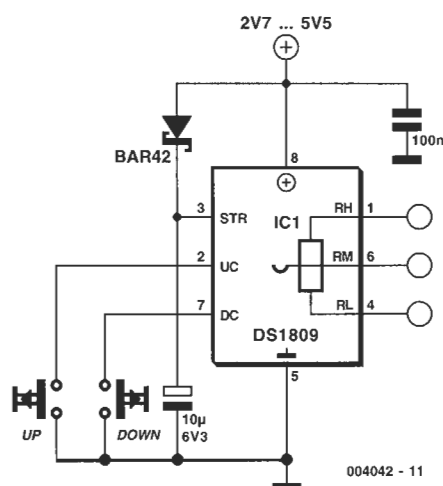
En la **Figura 2a** puede verse el modo de operación con dos pulsadores, aunque también funciona con un pulsador, tal y como se refleja en la **Figura 2b**. En este caso, el pin 'DC' se debe conectar fijo al terminal positivo de alimentación, sobre todo al conectar la misma. La dirección se invierte después de que no se haya accionado el botón durante más de un segundo. Una serie de pulsaciones sobre botones, separadas por al menos un intervalo de 1s, hace que la variación en el potenciómetro sea en la misma dirección. Si se alcanza el final del movimiento en la misma dirección, automáticamente se invierte el sentido.

En esta configuración, también se activa el modo auto-repetición anteriormente descrito si el pulsador se mantiene pulsado durante más de 1s, de forma que equivale a un movimiento de diez pasos por segundo. Por el contrario, con el DS1869, el potenciómetro invierte automáticamente la dirección y continua moviéndose en dirección contraria si alcanza el final del rango de ajuste.

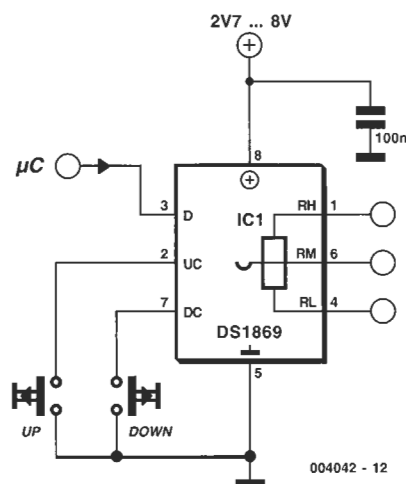
Podemos descargar las hojas de características de estos integrados de Dallas de la página de Internet:

<http://www.dalsemi.com>.

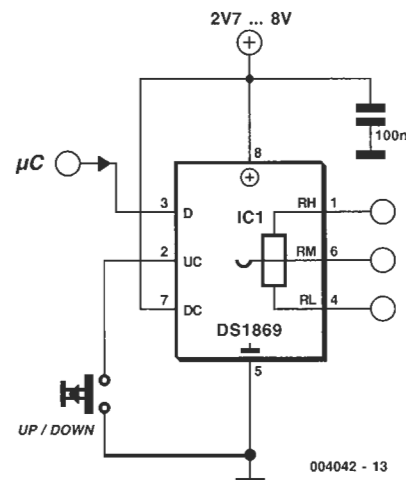
(004042-1)



2a



2b

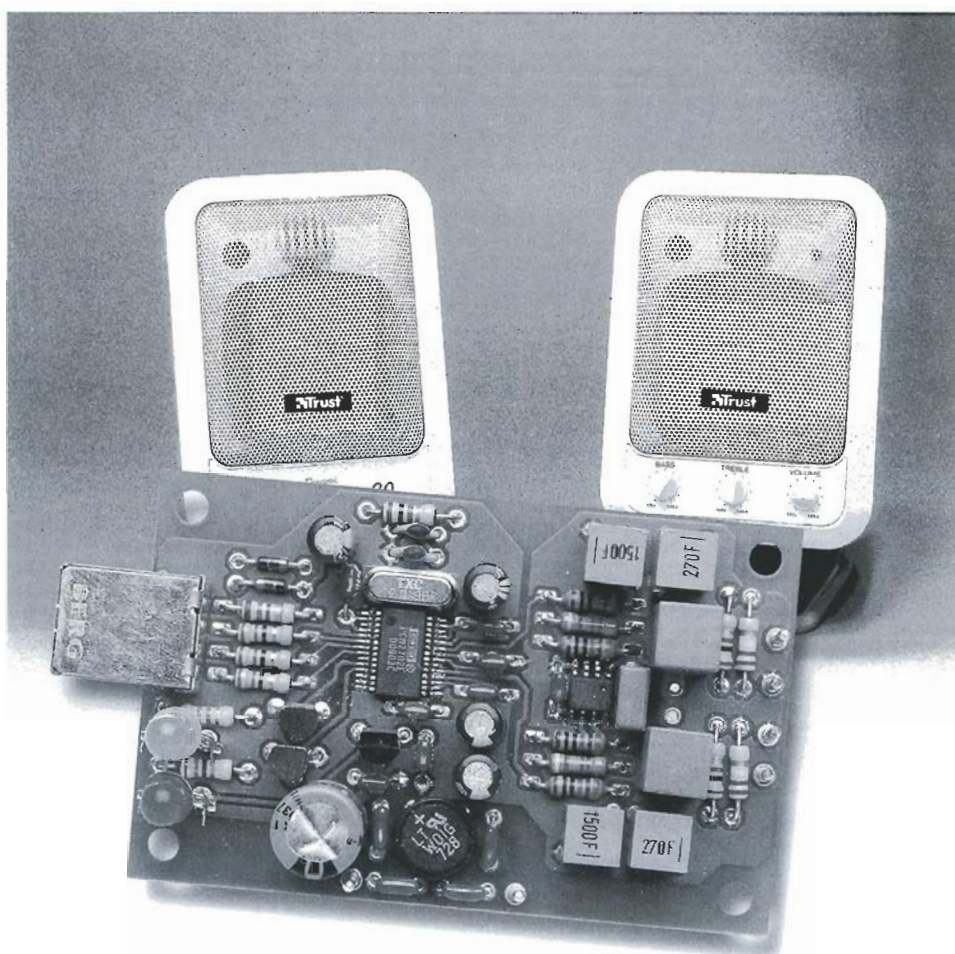


DAC-Audio USB

Una minitarjeta de sonido para PC

Diseñado por T. Giesberts

Este circuito puede utilizarse para PCs y portátiles que no estén equipados con una tarjeta de sonido pero sí de una interface USB. Sin embargo, la minitarjeta de sonido puede ser útil para otras aplicaciones y experimentos.



La introducción anterior proporciona una casi completa caracterización exterior para el circuito bajo consideración. Brevemente, diremos que es una versión estéreo de 16 bit de un convertidor analógico digital con una interface USB.

El convertidor puede emplearse para un rango de aplicaciones de audio. Pero lo primero que se nos ocurre es usarla como una tarjeta externa de sonido para PCs y portátiles sin tal tarjeta o una expansión de tarjeta para el caso en el que se desee otra.

El circuito es compacto y de diseño sencillo, porque consta principalmente de un convertidor D/A integrado, suplementado por dos amplificadores operacionales. Sin embargo, esta sencillez no implica que la calidad del DAC audio USB esté comprometida, al contrario es



Figura 1. Diagrama de bloques de un convertidor D/A simple PCM2702.

incluso mejor. A continuación haremos una corta descripción.

El DAC posee un integrado con una interface USB que funciona con

una versión 1.0 de la estándar. Acepta datos 16 bit estéreo y mono USB y está equipado con filtros digitales de sobremuestreo x8. El

circuito contiene un " modulador delta multinivel" y es compatible con velocidades de muestreo de 32, 44,1 y 48 KHz. Además tiene un atenuador digital, una función silenciadora e indicadores luminosos para reproducir y cancelar. Por último, no necesita drivers adicionales cuando se usa con Windows 98 (y posteriores).

La descripción que se ha dado anteriormente suena muy bien, pero el resultado final es lo que realmente conduce a lo más importante. En una tabla separada se resumen todos los resultados de las medidas. Examinándolos con un poco de seriedad, se llega a la conclusión de que la realización es muy razonable.

Resultados Medidos

(medidos a 0 dB, 44,1 KHz)

Señal de entrada	Datos de audio por USB
Tensión de salida nominal	62 % V_{CC} (1.906 V_{eff} bij 5.000 V)
Ancho de banda (carga 10 K)	5 Hz a $f_s/2$ ($f_s = 33/44,1/48\text{KHz}$)
Amplitud a 20 KHz	-0,25 dB
Ancho de banda del filtro analógico	30 KHz (2° orden 0,25 dB Chebyshev)
Impedancia de salida	100 Ω
Relación señal/ruido	> 101 dB
THD+N (1 KHz, B = 80 KHz)	< 0,0035 %
(20 KHz, B = 80 KHz)	< 0,0025 %
IMD (60 Hz/7 KHz = 4:1)	< 0.006 %
Separación de canales	> 116 dB
Banda de atenuación filtro digital	> 82 dB
Consumo	< 60 mA

La distorsión que presenta es muy buena. La relación señal/ruido que presenta no es muy mala. La respuesta en frecuencia (medida utilizando un comprobador de CD) de la tarjeta de sonido es bastante plana. Para los puristas, debemos decir que nosotros hemos conseguido reproducir esta gráfica aquí. La única irregularidad consta de una pequeña amplitud que viene dada por el filtro de salida Chevishev.

PCM2702

El corazón del circuito consiste en un PCM2702, un sencillo convertidor D/A de dos canales con controlador de interface USB integrado. La **Figura 1** muestra el diagrama de bloques detallando los circuitos integrados que lo componen. Para más información dirigirse a las hojas de características impresas en esta publicación.

Los datos de control y de audio se transfieren a la PCM2702 a través de los pins D+ y D-. Todos los datos que entran y salen del circuito integrado se transfieren a la máxima velocidad. V bus (pin 8) y DGNDU (pin 9) también se conectan al bus USB. V bus no consume energía y se usa para detectar la conexión al bus USB.

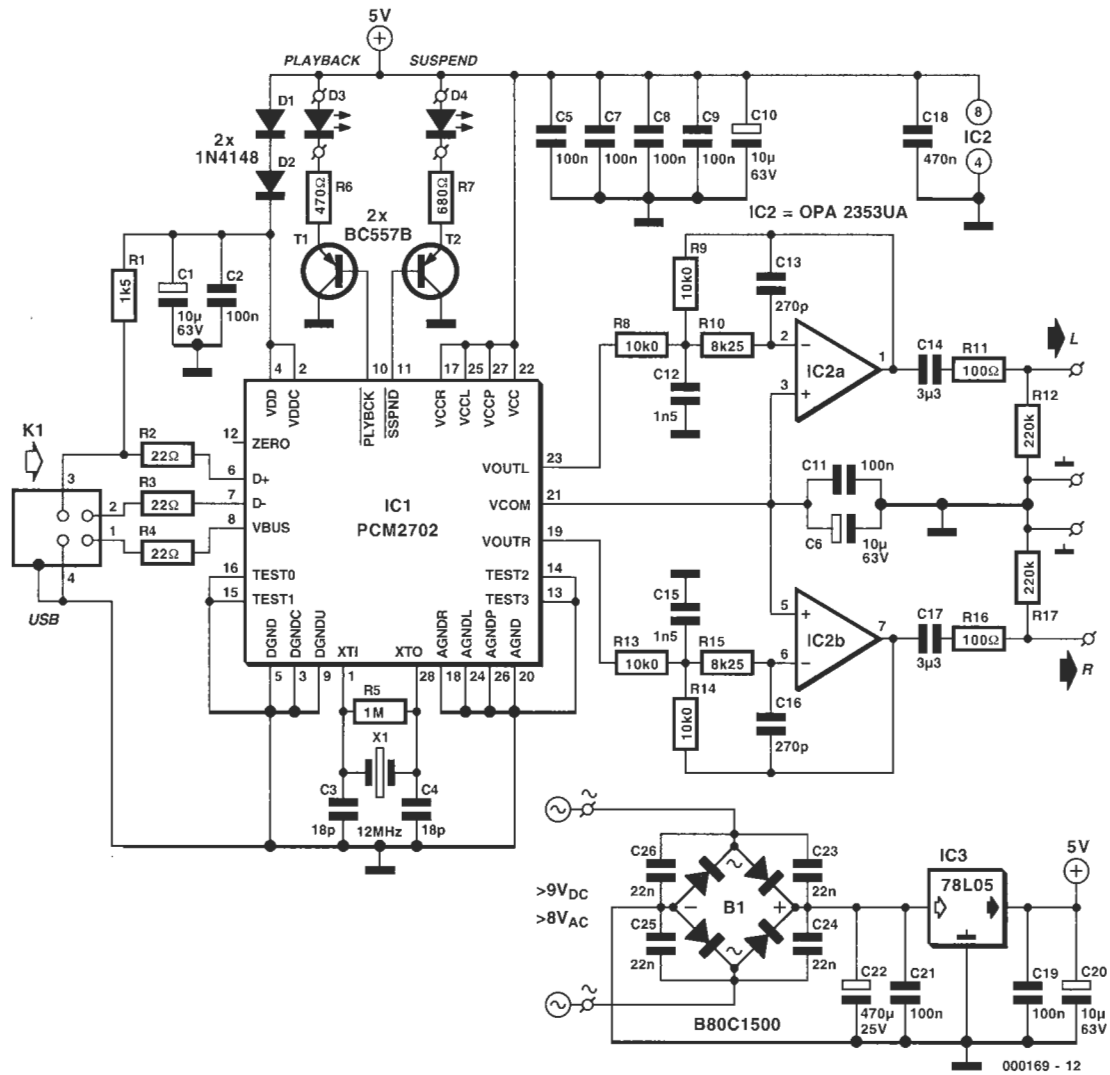


Figura 2. Esquema completo del Audio DAC por USB.

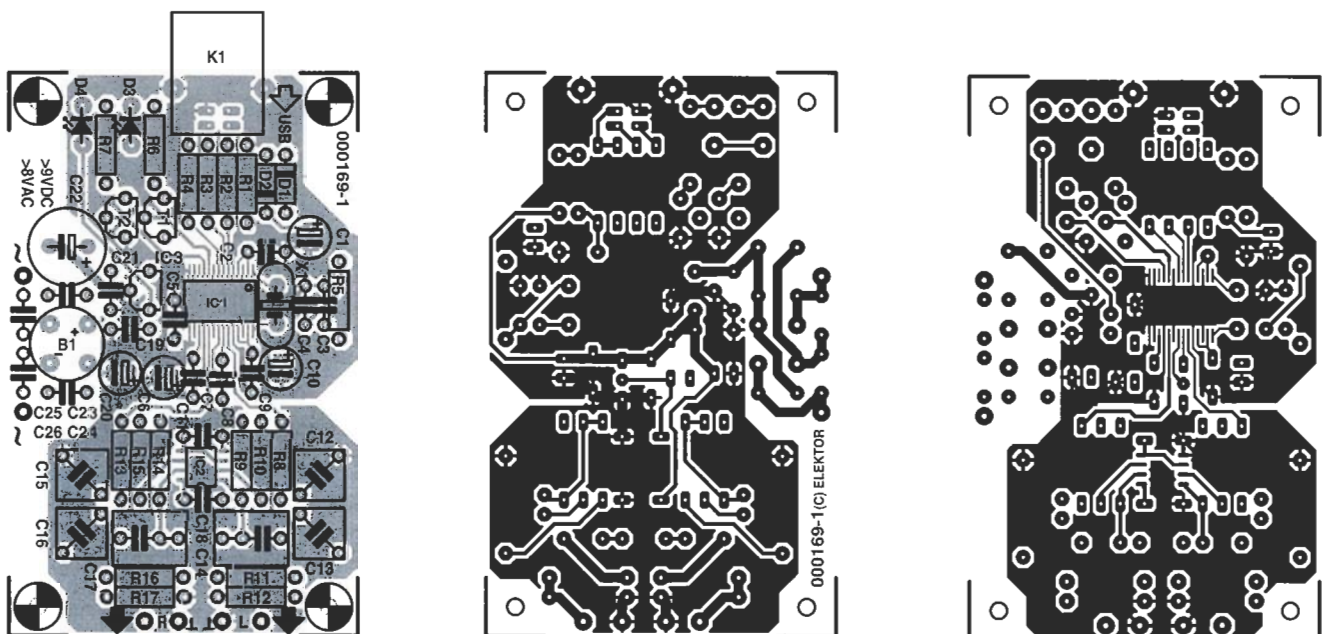


Figura 3. Vista de la placa de circuito impreso con IC1 e IC2 de tipo SMD.

LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

R1 = 1k5
 R2,R3,R4 = 22Ω
 R5 = 1MΩ
 R6 = 470Ω
 R7 = 680Ω
 R8,R9,R13,R14 = 10k0 1%
 R10,R15 = 8k25 1%
 R11,R16 = 100Ω
 R12,R17 = 220kΩ

Condensadores:

C1,C6,C10,C20 = 10μF 63V radial
 C2,C5,C7,C8,C9,C11,C19,C21 = 100nF, cerámico, lenteja 5 mm
 C3,C4 = 18pF
 C12,C15 = 1n5F, 1 % polipropileno
 C13,C16 = 270 pF, 1 % polipropileno
 C14,C17 = 3,3 F, MKT (Siemens)
 C18 = 470 nF, lenteja 5 mm
 C22 = 470μF 25V radial
 C23-C26 = 2 nF, cerámico, lenteja 5 mm

Semiconductores:

D1,D2 = 1N4148
 D3 = LED verde alta luminosidad
 D4 = LED rojo alta luminosidad
 B1 = B80C1500 (80V, PIV, 1,5 A pico), encapsulado redondo
 T1,T2 = BC557B
 IC1 = PCM2702E (encapsulado SSOP-28) (Burr-Brown)
 IC2 = OPA2353UA (encapsulado SO-8) (Burr-Brown)
 IC3 = 78L05

Varios:

K1 = conector USB, receptor tipo B (montaje PCB)
 X1 = cristal de cuarzo de 12 MHz PCB con código de pedido 000169-1 (ver Servicio de Lectores)

El PCM2702 tiene dos interfaces. Cada interface se construye con alguna configuración específica. La interface #0 tiene sólo una configuración. Esta configuración describe la interface estándar de audio.

Las tres conexiones más importantes son los terminales de entrada y salida y se les llama 'Feature unit'.

El terminal de entrada se define como una "USB stream". Esta entrada acepta dos canales de datos de audio. El terminal de salida se define como un "altavoz". La unidad característica soporta control de volumen y función mute (silencio).

Este control de volumen digital puede ajustarse desde 0,0 dB hasta -64,0 dB en pasos de 1 dB. Cada canal puede ajustarse independientemente, pero también es posible el control simultáneo de ambos canales. La función 'Mute' (silencio) se encuentra disponible únicamente en control Master.

La interface #1 tiene tres configuraciones alternativas. Configurando #0 es el ancho de banda cero (una especie de función silenciadora). Configurando #1 seleccionaremos estéreo en 16 bits y #2 es la configuración de 16 bits mono.

El PCM2702 requiere un reloj de 12 MHz para USB y las funciones de audio.

El oscilador integrado con un cristal externo (como se usa aquí) puede

generar este reloj. Si se desea, también podría realizarse una señal de reloj externa al pin XTI.

El IC incluye un circuito de reset en la conexión de alimentación, el cual inicia automáticamente el logic digital cuando el suministrador de energía se enciende. El PCM2702 está preparado para recibir datos de audio después de que se produce una secuencia de reset y la conexión al bus USB.

El circuito

El circuito (**Figura 2**) ha sido prácticamente copiado de la placa de evaluación DEM-PCM2702 de Burr-Brown. Tal y como se puede observar, además del PCM2702, los componentes activos se limitan a un doble amplificador operacional, un par de transistores de propósito general y un regulador de tensión. El circuito se completa con un puñado de componentes estándar.

No hemos colocado ni un conector de alimentación, ni un mini-jack sobre la placa de circuito impreso. Por ello, será necesario instalar un pequeño adaptador de tensión de red o un pequeño transformador de PCB (tensión >8 V y potencia >0,5 VA). Si se utiliza un adaptador de red es preferible usar uno que tenga la salida regulada, porque así se reducirá el rizado del regulador de 5

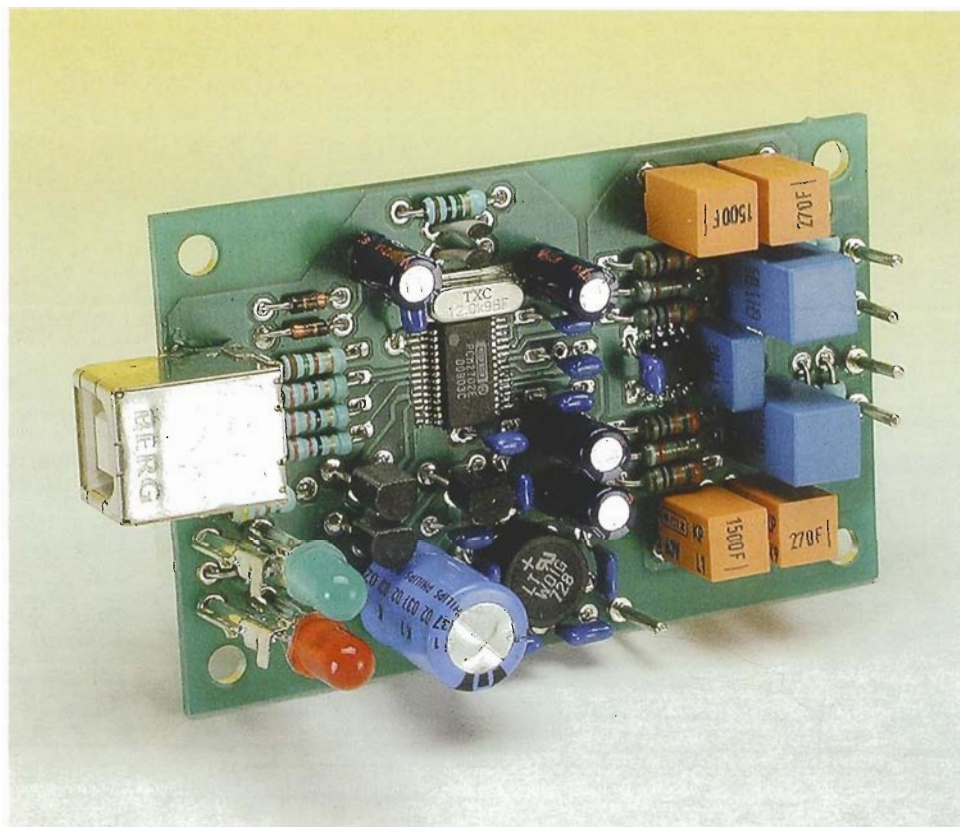
Filtro software

En la página de Burr Brown (<http://www.burrbrown.com/applications>) podemos encontrar el programa FilterPro. Al descargar el programa nos vendrá en formato comprimido 'filter.zip', que contiene entre otras cosas, filter2.exe. Se trata de un programa bajo DOS que permite el cálculo de los bien conocidos filtros de Sallen-Key, al igual que los filtros MFB que se utilizan aquí. Tienen varios parámetros que se pueden ajustar y pueden calcularse los valores exactos de resistencias de la serie E-96. Los condensadores se ajustan automáticamente para las resistencias de la serie E-12, pero también es posible elegir los valores que deseemos, lo cual es particularmente útil cuando utilizamos condensadores previamente medidos. Aquellos que no estén de acuerdo con la elección del filtro Chebyshev para este circuito, pueden escoger uno de Butterworth o Bessel.

V, 78L05 (IC3), sobre la PCB a sólo 50 dB.

Para conectar los altavoces del PC, por ejemplo, se puede utilizar un minijack o conectores planos. Los conectores planos permiten la conexión de un amplificador de potencia normal sin necesidad de un cable adaptador especial.

Debido a la corriente de alimentación relativamente alta (aproximadamente 60 mA) no consideramos apropiado alimentar el circuito desde un BUS USB (porque la corriente máxima permitida es sólo de 100 mA, un segundo dispositivo debería aumentar el consumo para que los niveles no fuesen aceptables). El PCM272 tiene una buena tensión de alimentación, lo cual hace innecesario el uso de condensadores SMD. El desacoplo de RF se realiza colocando condensadores cerámicos estándar de 100 nF (con un diámetro de 5 mm).



APLICACIONES ELECTRÓNICAS J&S

**18.000
+IVA**

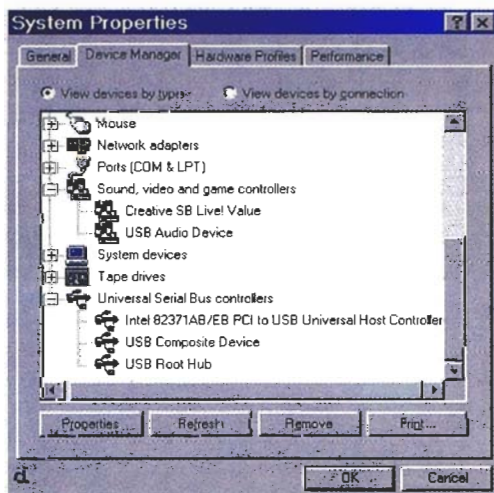
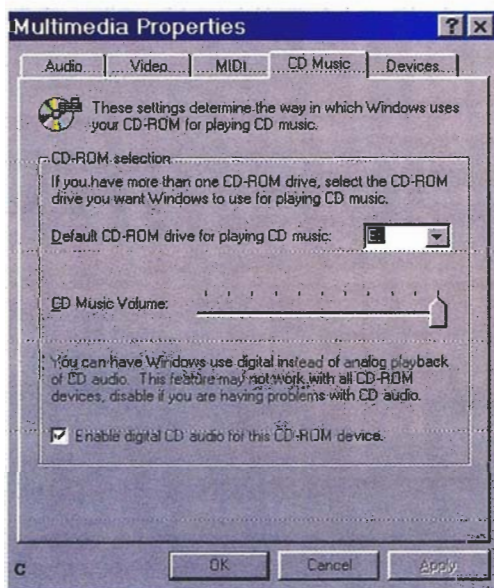


PISTOLA SOLDADORA AIRE COMPRIMIDO MOD. 190

Haciendo referencia a este anuncio 10% Dto.
Sólo válido durante este mes o hasta agotar existencias.
Gastos de envío por correo 650 Ptas.

APLICACIONES ELECTRÓNICAS J&S

BARQUILLO, 15 ■ LOCALES 10-11-12 ■ 28004 MADRID ■ TEL.: 91 532 54 32 ■ FAX: 91 531 18 94
www.jsaplicacioneselectronicas.com e-mail: componentes@jsaplicacioneselectronicas.com



Con el oscilador de cristal, C3 y C4 actúan como Cload para excitar el cristal (aquí Cload) C3/2 + Cparásita (cuando C3=C4); si es necesario, la frecuencia se puede medir en el pin XTO y esto permite una desviación de al menos 500 ppm.

El DAC de audio, por un cambio, no utiliza filtros Sallen-Key, pero usa filtros múltiples realimentados (MFB) en su lugar. Los filtros de salida se acoplan en continua. Esto es posible debido a que la tensión de polarización Vcom de los amplificadores operacionales es exactamente la mitad de la tensión de alimentación. Una propiedad adicional de los filtros MFB es la relativa insensibilidad a la tolerancia de los componentes. El condensador C11 proporciona desacople de RF para la tensión de polarización. Debido a que sólo hay filtros de orden 2nd, se han seleccionado filtros de Chebyshev con un rizado de 0,25 dB de rizado. Esto es un compromiso entre el menor ancho de banda de la salida del filtro analógico (mejor supresión de productos en la banda de audio) y la calidad.

El amplificador seleccionado para el filtro de salida es un OPA2353UA. Éste es un amplificador operacional CMOS de alimentación simple, alta velocidad y bajo ruido, con una corriente de salida máxima de 40 mA. Como resultado de utilizar este amplificador, se evita el uso de una fuente de alimentación auxiliar y el filtro de salida se puede alimentar sencillamente desde los mismos 5 V que ya tenemos.

Las salidas tienen que ser desacopladas en continua. Esto se consigue con los condensadores C14/C17 (3,3 A MKT de 5 ó 7 mm). Las resistencias R11/R16 aseguran que las cargas capacitivas nunca podrán causar problemas.

R12/R17 hacen que C14/C17 estén

siempre cargados. Esto evita un 'pop' en el altavoz cuando se conectan los altavoces al circuito después de que ya se han alimentado.

Dos diodos LED indican el estado del circuito. El diodo D3 está activo cuando PCM2702 está reproduciendo datos de audio (Reproducir). D4 está activo cuando el USB interrumpe la cadena de datos de audio al PCM2702 (Suspender).

Construcción

La placa de circuito impreso para el DAC de audio se puede ver en la Figura 3. Es bastante compacta y tiene unas dimensiones de 46x74 mm.

Tanto el PCM2702, como el doble amplificador operacional OPA2553VA, son dispositivos de montaje superficial. En el circuito se necesita una considerable cantidad de estaño. Los problemas son sólo menores cuando soldamos IC2, pero para IC1 es necesario el uso de un soldador con punta fina (los pines sólo tienen un tamaño de 0,65 mm). Debemos utilizar un desoldador para eliminar el estaño que sobra. Para evitar sobrecalentar el circuito integrado lo enfriaremos de vez en cuando. Esto también tiene relación con el funcionamiento del soldador.

Una vez soldados ambos circuitos integrados SMD sobre la PCB, se pueden fijar el resto de partes que quedan. Éstas son, sin excepción, componentes estándar de los cuales sólo hay unos pocos, por lo que no supondrán ningún problema.

Instalación

Nosotros instalamos el circuito sobre un PC con Windows98E. Windows98 y versiones posteriores contienen drivers para la reproducción de audio a través del puerto USB como reproductor estándar.

Para propósitos de prueba es posible alimentar el circuito utilizando una pila de 9 V. El diodo LED rojo (D4) debería de lucir. Una vez se haya hecho la conexión al cable USB (cable tipo A o B), el LED rojo debería de apagarse inmediatamente,

Figura 4. La instalación sobre el PC no es particularmente difícil. El texto proporciona un número de trucos útiles.

apareciendo una ventana con el mensaje 'Burr Brown Japan PCM2702'. Ésta es seguida por otra ventana con el mensaje 'Add New Hardware Wizard' la cual instalará los drivers para que funcione el USB (nos referimos a la Figura 4a). Una vez instalados los drivers, la ventana Wizard reaparecerá para instalar un dispositivo de audio a través de USB (Figura 4b).

Después de completar todo esto, en el Panel de Control deberíamos ver, en las propiedades del sistema, en el 'Device Manager', debajo de 'Sonido, vídeo y controladores de juegos', un 'USB audio device' y debajo de 'Universal Serial Bus controllers' un 'USB composite device' (Figura 4c). Si ya hay instalada otra tarjeta de sonido, es posible seleccionar 'USB audio device' como dispositivo prioritario para la reproducción, en

el Panel de Control, debajo de 'Multimedia Properties', en el 'Audio tab'.

Nosotros asumimos que todo PC hoy en día está equipado con un lector de CD-ROM. Con una tarjeta de sonida regular, la salida analógica del reproductor de CD está directamente conectada a la tarjeta. Esto permite escuchar o procesar CDs de audio usando un PC. Si deseamos escuchar CDs de audio utilizando el Audio DAC USB, entonces en 'Multimedia Properties' en el 'CD Music' debemos tocar para (habilitarlo) 'Enable digital CD audio for this CD ROM device' (Figura 4d). Ahora hay cuatro controles en la ventana de 'Control de volumen': uno para el altavoz -speaker- (master), otro para 'CD Player', uno más para 'Wave' y un último para 'SW Synth' (software MIDI).

Trucos prácticos

Hay viejas generaciones de PCs con placas madre que no son ATX y que disponen de un controlador USB, pero no poseen los conectores apropiados. Existen placas de doble puerto USB, con dos conectores estándar de tipo A, con un conector de 8 ó 10 pines que se pueden pinchar en un slot de expansión del PC. Si no tenemos ningún slot libre, es posible quitar la placa donde están los conectores del puerto paralelo de 25 pines y el serie de 9 pines y colocarla en su lugar.

Hay tres variedades de conectores, aunque puede haber más, para este tipo de soporte, por lo que debemos de prestar atención a la hora de conectar los pines. Las conexiones del conector normalmente son fáciles de realizar. Pelaremos los cables con cuidado y simultáneamente los colocaremos, eliminando los conectores individuales de sus zócalos.

(000169-1)

Proyectos a Medida

- ✓ Diseño de circuitos electrónicos.
- ✓ Diseño de teclados de policarbonato.
- ✓ Diseño de cajas metálicas y de plástico.
- ✓ Programación de microcontroladores.
- ✓ Adquisición de componentes.
- ✓ Montaje convencional y en SMD
- ✓ También aceptamos pequeñas series.

Si lo desea podemos crear su autómatas y escribirle las rutinas necesarias para que sea tan sencillo de programar como un ordenador.

Además disponemos de una gama de productos estándar, consulte nuestra página Web:

<http://www.ibercomp.es>

Realizamos envíos a Sudamérica



Ibercomp

C/Parc nº (Bajos)

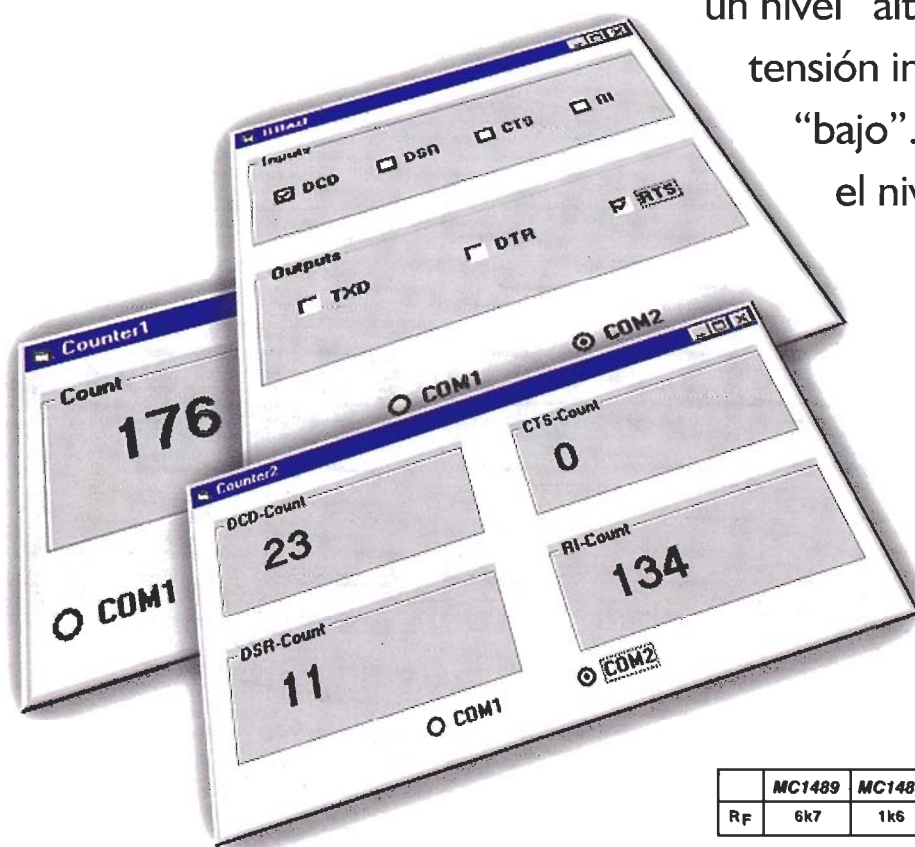
E-07014 Palma de Mallorca

Tel:971-456642 Fax:971-456758

Diseño de periféricos Serie para PC (IV)

Por B. Kainka

En entregas anteriores hemos estudiado en detalle las características de las salidas RS 232. En esta ocasión hablaremos de las entradas. La norma estándar exige que la tensión de entrada superior a + 3 V se considere como un nivel “alto”, mientras que una tensión inferior a - 3 V es un nivel “bajo”. Entre estas dos tensiones el nivel no está definido.



Las típicas tarjetas interfaz RS 232 utilizan el receptor tipo 1489 (ver **Figura 1**). Este circuito integrado requiere una única tensión de alimentación de 5 V. El esquema eléctrico del circuito muestra una sencilla etapa de conmutación formada por tres transistores. Como podemos ver, la tensión umbral de disparo no debe estar muy lejos del umbral de la tensión base/emisor, que suele ser de unos 0,6 V. Teniendo en cuenta el divisor de tensión en la entrada (formado por las resistencias de 3,8 K Ω

y de 10 K Ω), llegamos a una tensión de, aproximadamente, 0,8 V. La resistencia posterior, R_F, une, a través de un lazo de realimentación, la salida de la etapa del segundo transistor a la base del primero. El circuito resultante se comporta como un circuito de disparo “trigger Schmitt”. Por lo tanto, existen dos umbrales de conmutación, uno cuando la tensión de entrada está subiendo y otro cuando dicha tensión está bajando. Cuando la entrada está entre estos dos niveles la salida permanecerá en su estado anterior. De acuerdo con las hojas de

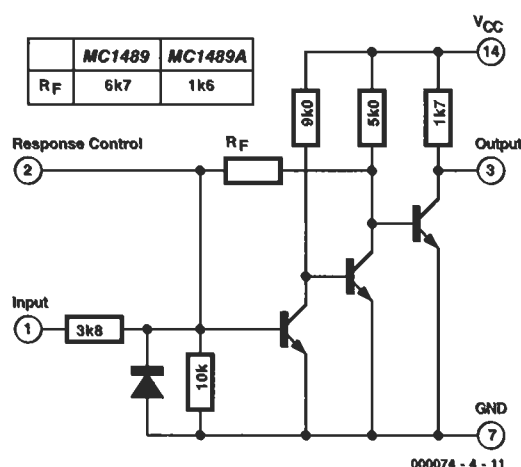


Figura 1. Esquema eléctrico de 1489 (fuente: Motorola).

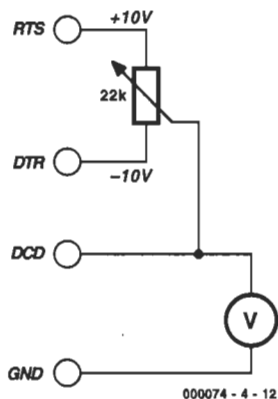


Figura 2. Medida del umbral de entrada.

características, el umbral más inferior del circuito integrado 1489 es de 1 V, mientras que el umbral superior es de 1,25 V, es decir, una diferencia de 0,25 V. Por el contrario, el circuito integrado 1489A tiene una resistencia R_F más pequeña, lo que proporciona unos umbrales de 1 V y de 1,95 V.

Medidas

El circuito integrado 1489 configura las entradas RS 232 de un modo estándar. En los ordenadores personales modernos, el receptor está integrado normalmente en un circuito integrado más complejo, de manera que existe la posibilidad de que el fabricante pueda elegir entre proporcionar un dispositivo "casi estándar" o interpretar el estándar RS 232 de un modo diferente. Sin embargo, es interesante determinar el comportamiento exacto de las entradas en un PC particular. Para ello se requiere una fuente de tensión ajustable, lo que no significa que necesitemos un dispositivo similar a un equipo de laboratorio, ya que el propio interfaz proporciona

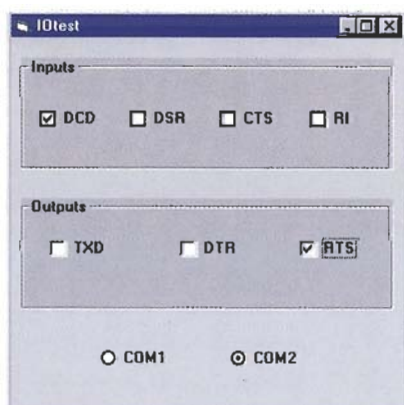


Figura 3. Observación del estado de las entradas.

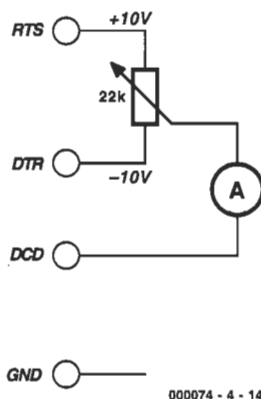


Figura 4. Medida de la corriente de entrada.

las tensiones necesarias. Un sencillo potenciómetro es suficiente para realizar nuestras medidas (ver **Figura 2**).

El programa OITEST, que se facilitó junto a la primera entrega de esta serie, se utiliza para realizar las medidas. En este programa la señal RTS pasa a un estado activo, mientras que la señal DCD será la que monitorizaremos (ver **Figura 3**). Las medidas se tomarán en el voltímetro, según el ajuste que hagamos con el potenciómetro. Los resultados obtenidos en el PC del autor de este artículo fueron los siguientes:

Umbral inferior: 1,0 V
Umbral superior: 2,0 V

por lo que podemos suponer que la entrada de este PC era la de un 1489A, más que la de un 1489.

Estas medidas pueden obtenerse en las cuatro entradas del interfaz serie, teniendo en cuenta que se deben lograr lecturas similares. Una vez que conocemos el umbral superior nos daremos cuenta de lo útil que es para posibles aplicaciones. Por ejemplo, no es posible detectar una batería de 1,5 V conectada en una de las entradas, ya que una conexión directa entre una salida RS 232 y una entrada RS 232 siempre se detectará correctamente. Sin embargo, si se conecta un diodo LED el resultado será diferente, ya que puede suceder que el diodo LED se mantenga encendido pero la entrada siga considerándose como un nivel bajo ("cero lógico").

En algunos experimentos es importante saber la corriente de entrada más que la tensión umbral de entrada. En este caso también podemos realizar medidas sencillas

Listado I

Programa Contador I

```
Dim DSOld, Counter1

Private Sub Form_Load()
    i = OPENCOM("COM2,1200,N,8,1")
    If i = 0 Then
        i = OPENCOM("COM1,1200,N,8,1")
        Option1.Value = True
    End If
    If i = 0 Then MsgBox ("COM
Interface Error")
    TXD 1
    RTS 1
    DTR 1
    Counter1 = 0
    DSOld = DSR()
    Timer1.Interval = 20
End Sub

Private Sub Timer1_Timer()
    DSRNew = DSR()
    If DSRNew > DSOld Then
        Counter1 = Counter1 + 1
        Label1.Caption = Str$(Counter1)
    End If
    DSOld = DSRNew
End Sub
```

(ver Figura 4), y, de nuevo, observar una histeresis. Las medidas obtenidas fueron:

Umbral superior de corriente: 0,18 mA.
Umbral inferior de corriente: 0,36 mA.

De estos resultados se deduce que una salida RS 232 puede controlar en paralelo más entradas que las cuatro disponibles. Para las tensiones y las corrientes medidas podemos calcular una resistencia de entrada de 5,6 K Ω . Este resultado parece más plausible, teniendo en cuenta el esquema eléctrico del 1489.

Un resultado importante derivado de estas medidas es que no se requiere una tensión negativa sobre una entrada para llegar a leer un cero lógico, incluso aunque el estándar RS 232 especifique una tensión por debajo de los -3 V. Así, podemos realizar una buena cantidad de experimentos con una sola tensión de alimentación. Por supuesto, existirán bastantes PCs antiguos cuyo comportamiento será bastante diferente del de nuestro ejemplo. En particular, algunos portátiles requieren tensiones negativas de entrada. Esto debe ser tenido en cuenta en algunos de nuestros experimentos.

Lecturas del estado de un conmutador

Utilizaremos el interfaz serie para leer el estado de hasta cuatro conmutadores (ver **Figura 5**). Se requiere una salida, por ejemplo DTR, que

Listado 2

Contador de pulsos con cuatro entradas

```
Private Sub Timer1_Timer()
    DCDnew = DCD()
    DSRnew = DSR()
    CTSnew = CTS()
    RInew = RI()
    If DCDnew > DCDold Then
        Counter1 = Counter1 + 1
        Label1.Caption = Str$(Counter1)
    End If
    If DSRnew > DSRold Then
        Counter2 = Counter2 + 1
        Label2.Caption = Str$(Counter2)
    End If
    If CTSnew > CTSold Then
        Counter3 = Counter3 + 1
        Label3.Caption = Str$(Counter3)
    End If
    If RInew > RIold Then
        Counter4 = Counter4 + 1
        Label4.Caption = Str$(Counter4)
    End If
    DCDold = DCDnew
    DSRold = DSRnew
    CTSold = CTSnew
    RIold = RInew
End Sub
```

se configura a nivel alto para generar la tensión requerida. Los conmutadores pueden estar conectados a través de un cable de prácticamente cualquier longitud. Se puede montar hasta un total de tres "conmutadores de reset" típicos sobre la placa de circuito impreso (ver **Figura 6**), en cuyo caso se utilizarán tres señales de entrada.

Contador de pulsos

La construcción de un contador con circuitos electrónicos digitales es un trabajo relativamente complicado. Sin embargo, cuando se dispone de un PC este trabajo es mucho más

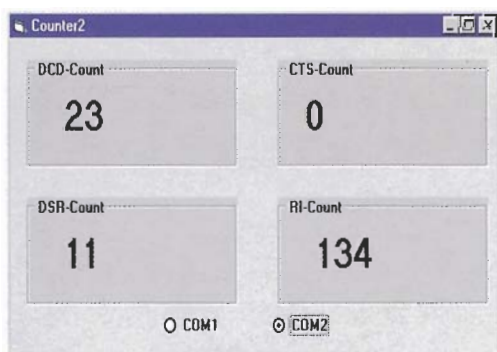


Figura 8. El programa Contador 2, con un contador de cuatro modos.

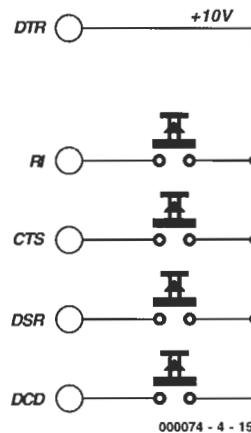


Figura 5. Pueden conectarse hasta cuatro conmutadores.

fácil. En nuestro caso el contador de pulsos se ha construido en Visual BASIC. La señal DSR sirve como señal de entrada, en donde un simple impulsador puede ser utilizado para proporcionar los pulsos. Podríamos haber empleado cualquier otro sensor, con la única condición de que proporcione la tensión correcta.

El **Listado 1** muestra el programa Counter1, que genera una pantalla como la mostrada en la **Figura 7**. En este programa se han utilizado dos variables globales. DSRold almacena el estado anterior de la señal DSR y Counter1 almacena el valor de conteo. Las dos variables son inicializadas en la primera rutina. El contador se inicializa a 0 y la variable DSRold se carga con el estado de la señal DSR. También se activan todas las salidas. Esto permite que cualquiera de las salidas pueda conectarse a la entrada DSR para proporcionar la señal de conteo.

El valor de conteo actual se obtiene en la rutina de temporización. Windows llama a esta rutina, de forma rigurosa, una vez cada 20 ms. En cada una de estas veces, el estado de la señal de entrada DSR se compara con el estado de la llamada anterior. Si el estado nuevo es superior al estado anterior, debe producirse un cambio de 0 a 1, en otras palabras, un flanco de subida. Estos flancos se cuentan incrementando la variable Counter1 en una unidad cada vez; el valor de la pantalla sólo se actualiza cuando la variable cambia.

Los pulsos se cuentan de forma fiable cuando el pulsador se activa rápidamente o lentamente, a razón de unos cinco pulsos por segundo. Sin embargo, cuando la velocidad de los pulsos es superior a este valor,

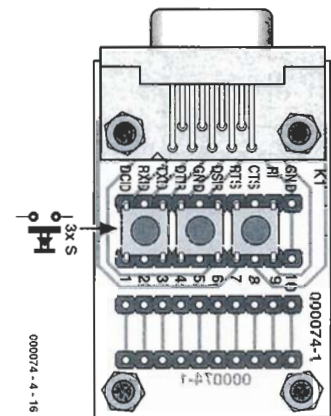


Figura 6. Es posible montar tres botones directamente sobre la placa de circuito impreso.

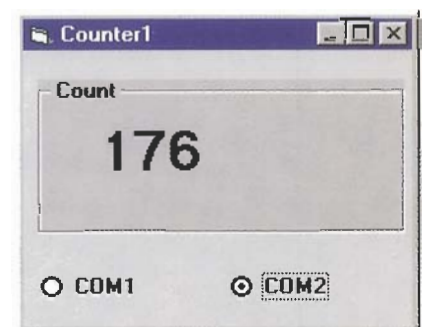
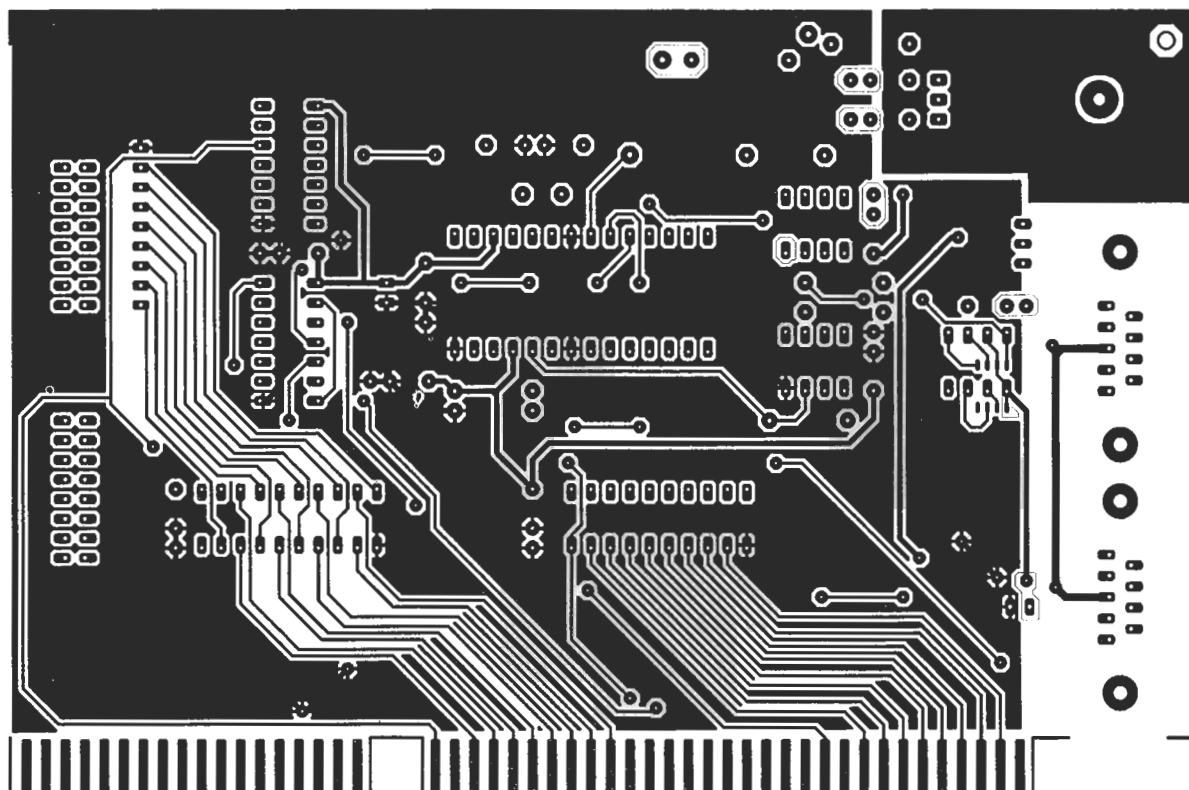


Figura 7. Programa del Contador 1.

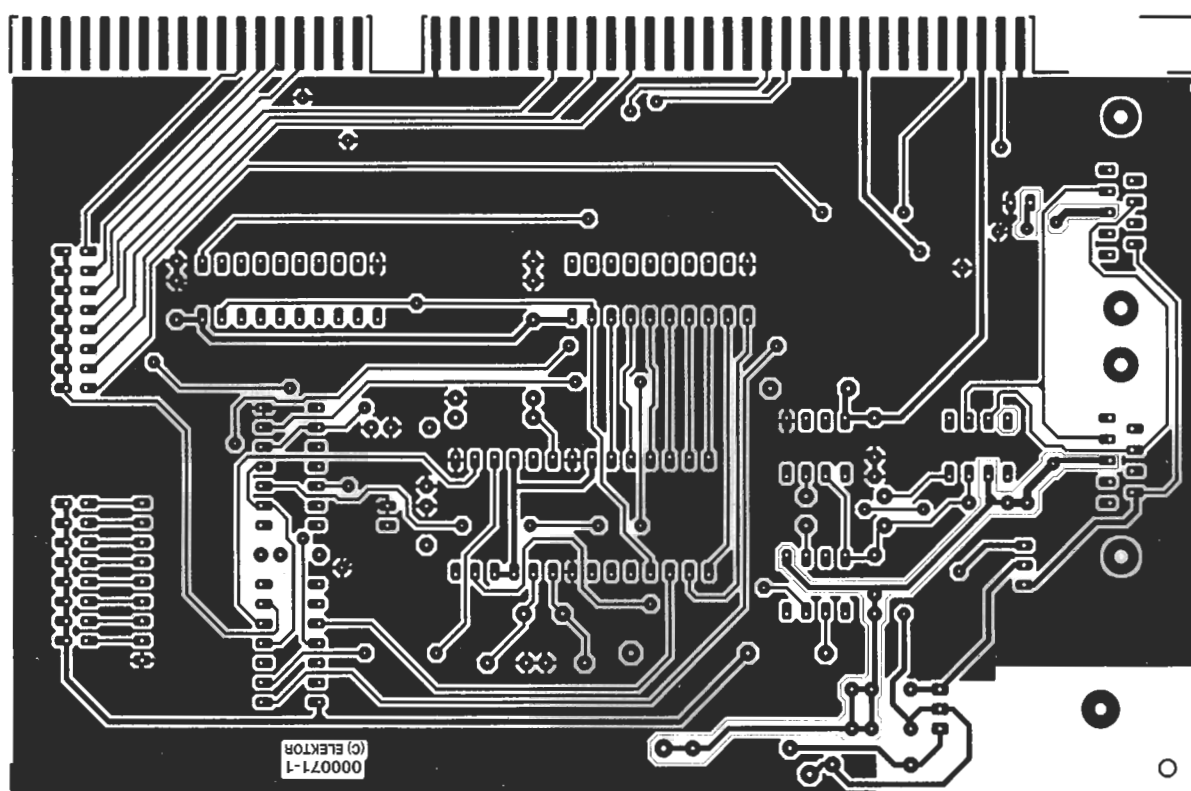
pueden perderse algunos pulsos. El límite exacto depende del PC. Con un intervalo de tiempo para el temporizador de 20 ms, en teoría debería leerse correctamente una señal con periodos a nivel bajo y a nivel alto de 20 ms. Un periodo total de 40 ms se corresponde con una frecuencia de 25 Hz (es decir, 25 pulsos por segundo). Sin embargo, se han observado problemas a frecuencias inferiores a ésta. Por este motivo hemos deducido que Windows no mantiene de forma estable un intervalo de temporización de 20 ms. Una observación similar se realizó cuando ejecutamos el programa de encendido del diodo LED. Incluso con un intervalo de tiempo de 50 ms se pueden obtener irregularidades en las medidas.

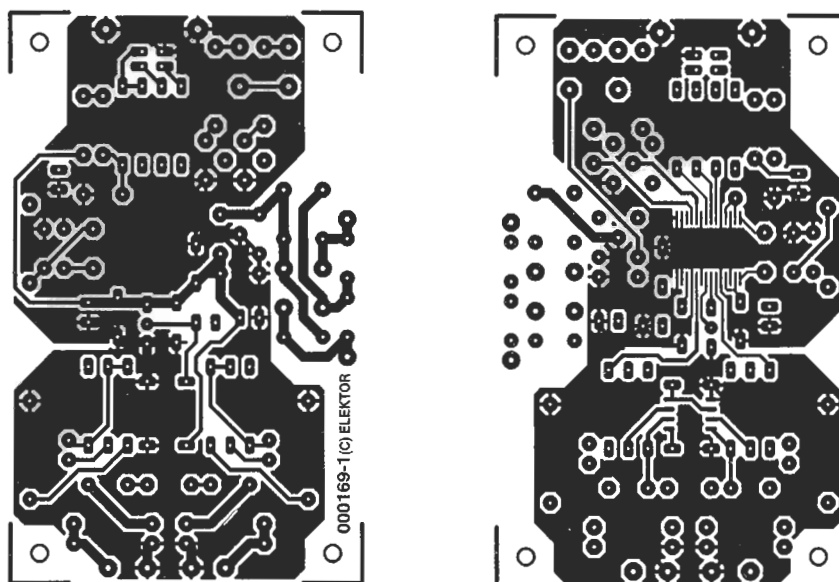
Ciertamente, el programa contador no es de los más rápidos posibles. Sin embargo, podemos construir fácilmente un contador de cuatro entradas tal y como se muestra en la **Figura 8**. Solamente necesitamos escribir el código del programa cuatro veces. En cada momento se lee una nueva entrada diferente y se procesa. El **Listado 2** muestra la rutina del temporizador modificada.

(000074-4)

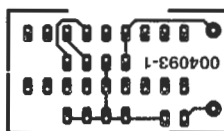


EPS000071-1
Adaptador CAN para BUS ISA.

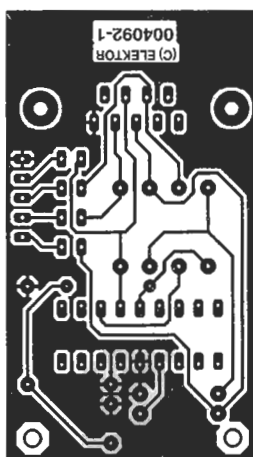




EPS000169-1
DAC-Audio USB.



EPS004093-1
Adaptador EEPROM.



EPS004092-1
Miniprogramador pra PIC16F84/16C84