

elektor

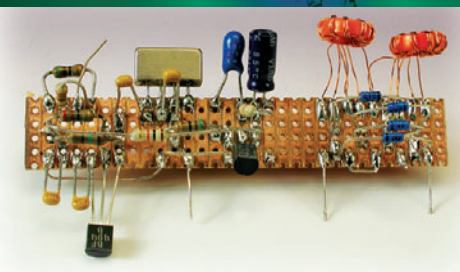
LA REVISTA INTERNACIONAL DE ELECTRONICA Y ORDENADORES

Nº 285

3,60 €

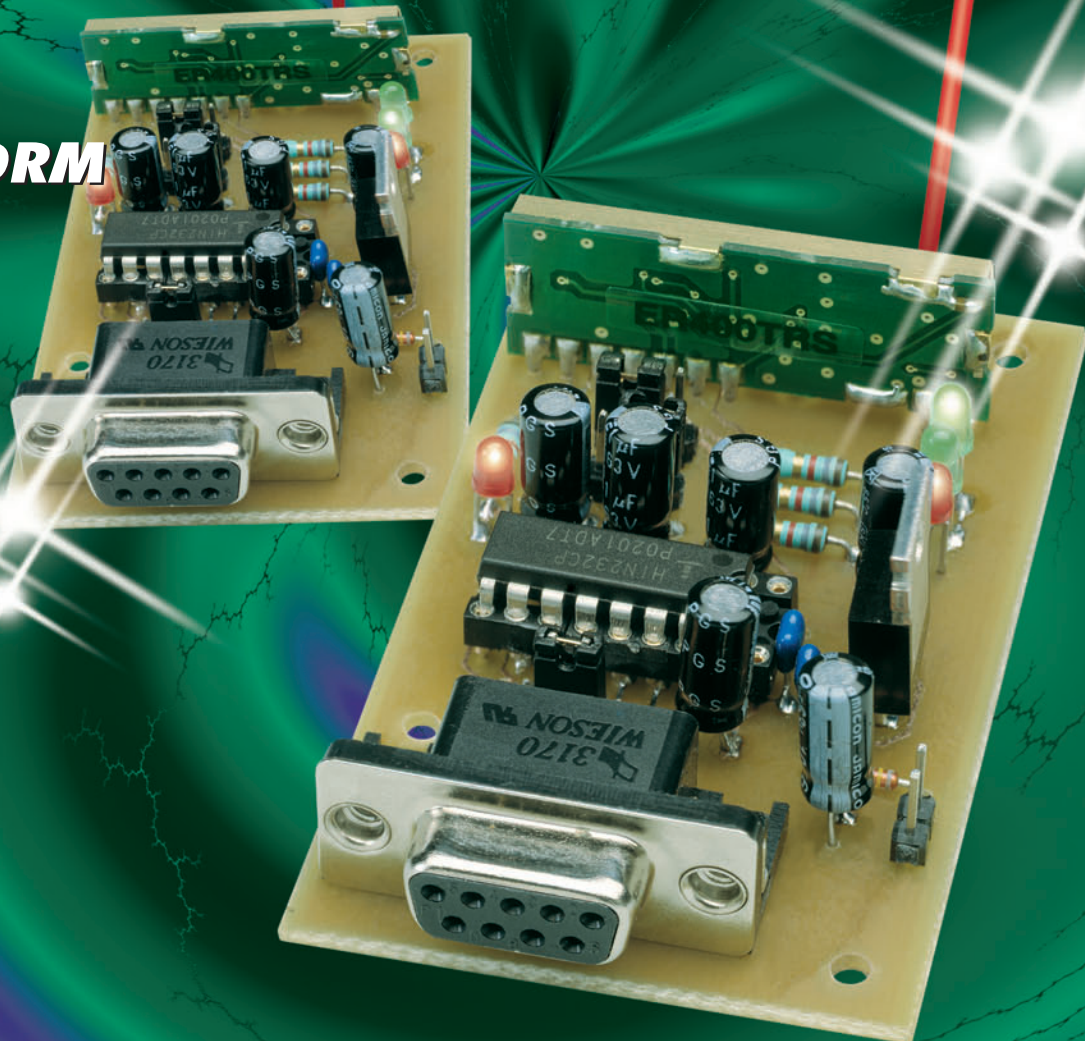


**Descubriendo
el motor paso
a paso (II)**



**Un Receptor DRM
Experimental**

ENLACE RS232 SIN HILOS



**Cronómetro
de Proyectos**

**Central de
Medidas de
Precisión (V)**

**LAR
PRESS**



00285

Redacción
VIDELEC, S.L.

Dirección
Eduardo Corral
Colaboradores
Jose M^a Villoch, Pablo de la Muñoza, Andrés Ferrer,
José Muñoz Carmona.

Coordinación Editorial
Iberoa Espamer, S.L.
Dirección
Daniel Ripoll

Publicidad
Dirección: Julio Mollejo
julio.mollejo@larpress.com
Secretaría: Gema Sustaeta
publicidad@larpress.com

Delegación Cataluña
AD PRESS, S.L.
Director:
Isidro Angel Iglesias
Comte Urgell, 165-167, B-1º-1ª
08036 Barcelona
Tel.: +34 93 451 89 07 - Fax: +34 93 451 83 23
email: ad_press@infonegocio.com

Edita

LAR PRESS

Larpress, S.A.

Dirección de Producción
Gregorio Goñi

Dirección Financiero-Administrativa
José María Muñoz
C/ Medea Nº 4, 5ª planta (Edificio ECU) 28037 MADRID
Tel.: 91 754 32 88 - Fax: 91 754 18 58

Suscripciones y Pedidos:
Belén Herranz Guío
C/ La Forja, 27, 29. Pol. Ind. Torrejón de Ardoz
28850 Madrid, España.
Tel: 91 677 70 75 - Fax: 91 676 76 65
email: suscrip@larpress.com

Servicios
Redacción y traducciones
VIDELEC, S.L.

Imprime
IBERGRAPHI 2000 S.L.L.

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

Distribución en el Exterior

Argentina
Importador
Edilogo S.A.
Av. Belgrano 225, 1º, B. C1276ADB Buenos Aires

Chile
Importador
Iberoamericana de Ediciones, S.A.
C/ Leonor de la Corte, 6035. Quinta Normal.
Santiago de Chile

México
Importador y distribuidor exclusivo
Compañía Importadora de Revistas S.A. de C.V. ("CIRSA")
Negra modelo Nº 6. Col. Alce Blanco
Municipio de Naucalpan de Juárez. (53330) Estado de México
Tel.: (52-55) 5360-4167 - Fax: (52-55) 5560-7774

Distribución Estados: Citem
Distribución D.F.: Unión de Voceadores

Portugal
Importador
Ediber-Edicao e distrib. de Public. L.D.A.
Rua D. Carlos Mascarenhas, 15 - 1000, Lisboa

Venezuela
Distribuidora Continental

Colombia
Disunidas, S.A.

Depósito legal: GU.3-1980
ISSN 0211-397X
29/Febrero/2.004

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

COLECCIÓN PEQUEÑOS CIRCUITOS

Los títulos de artículos en **negrita** incluyen la información para la placa de circuito impreso

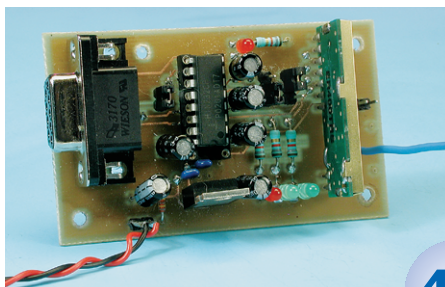
Alarma y Detector de Proximidad por Infrarrojos	20
Amplificador con Silenciador	37
Amplificador de Potencia ascendente con 8 Diodos LEDs Blancos	24
Amplificador para Micrófono Balanceado	41
Circuito para Mejorar el EMC	25
Compresor para micrófono Electret	38
Comprobador de Transistores Barato y Divertido	35
Conmutador para Ahorro de Batería	36
Controlador para Ventilador con Sólo Dos Componentes	18
Convertor DC/DC con el 555	30
Generador de Reloj Universal	26
Indicador de Línea Telefónica Libre	21
Interfaz IrDA	22
Módulo LCD en Modo 4 bits	40
Pequeño Transmisor RC5	31
Programador AVR	21
Pulsador On/Off de Seguridad	19
Receptor del Control Remoto por FM	33
Receptor del Control Remoto por IR	35
Regulador de Tensión para RS232	23
Relé Solar	22
Sustitutos para las Pantallas LCD Estándar	18
Timbre Electrónico de Teléfono	28
Transmisor del Control Remoto por FM	39
Zumbador de Alimentación	29

MONTAJE DE PROYECTOS

Enlace RS232 sin Hilos

Este artículo demuestra que los módulos de radio denominados Dispositivos de Rango Corto (SDRs) que disponen de un microcon-

trolador incorporado, hacen realidad el sueño de muchos montadores de crear un enlace RS 232 sin hilos.



Descubriendo el motor paso a paso (II)

En la primera parte hablamos de los principios de los motores paso a paso y sus sistemas de control, esta segunda y última parte proporciona un diseño para una unidad de control de 4 canales unipolares con todo el interfaz electrónico necesario para la operación directa en un PC estándar.

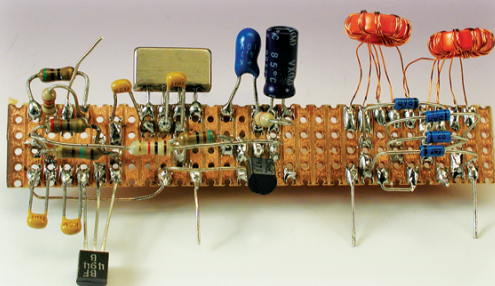


50

ARTÍCULOS INFORMATIVOS

Un Receptor DRM Experimental

¿Sabía que la BBC realiza transmisiones digitales en onda corta y en onda media? El único problema es que las radios DRM (Digital Radio Mondiale, es decir, Radio Digital Mundial) no están muy extendidas todavía. Este artículo describe cómo se puede utilizar el Generador de Señal de RF DDS, de Elektor, acompañado de una pequeña circuitería adicional y un pequeño programa, para recibir esta señal de radiodifusión estéreo de alta calidad en un ordenador o PC portátil.



66

Montajes de proyectos

- 6 Cronómetro de Proyectos
- 42 Enlace RS232 sin Hilos
- 50 Descubriendo el motor paso a paso (II)

Artículos informativos

- 66 Un Receptor DRM Experimental
- 60 Central de Medidas de Precisión (V)

Regulares

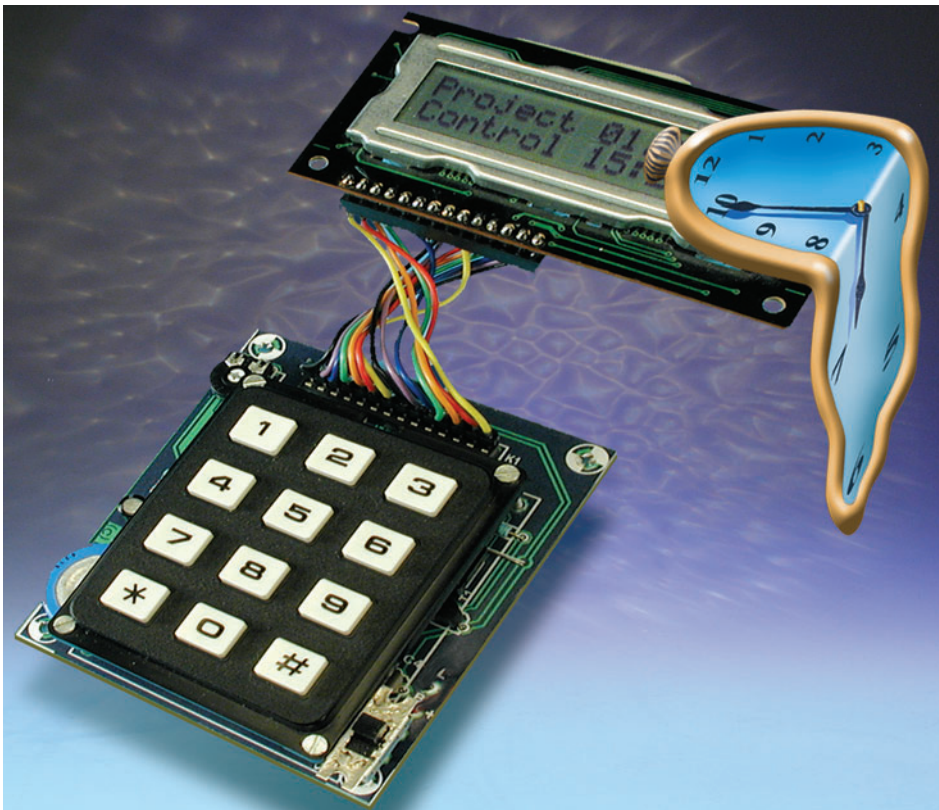
- 3 Sumario
- 12 Noticias
- 16 Ojeada al próximo número
- 17 Nuevos Libros
- 49 Libros
- 63 EPS

Crónometro de Proyectos

Cálculo de tiempo de varios proyectos a la vez usando un PIC16F84

Diseñado por W. Wätzig

Este cronómetro especial graba los lapsos de tiempo individuales y los suma para producir un tiempo total. El circuito usa un reloj en tiempo real, haciendo una copia de seguridad mediante un condensador del tipo 'Goldcap'.



Cuando se trabaja en un proyecto, a menudo, el tiempo gastado en cada sesión de trabajo individual necesita almacenarse. Las notas por escrito pueden hacerse como sigue:

Período 1: El 7 de octubre de 8:13 a 8:55.
Período 2: El 7 de octubre de 8:56 a 9:32.

y así sucesivamente.

Las diferencias entre los tiempos grabados deben solucionarse, y entonces sumarse para saber cuánto tiempo se ha empleado. El dispositivo descrito aquí fue desarrollado para simplificar esta tarea. Puede guardar el tiempo total gastado en nueve proyectos separados. De hecho, puede usarse para medir las

duraciones de tiempo en cualquier aplicación, con tal que no se necesite mucha precisión: por ejemplo, la duración de una competición, o el tiempo de funcionamiento de un equipo (en una casa), o la longitud de un experimento.

El circuito (**Figura 1**) está basado en la familia del microcontrolador PIC16F84 de 8 bits y el reloj de tiempo real DS1302 de Dallas Semiconductor (RTC). La información se visualiza en una pantalla de cristal líquido con 2 filas de 16 caracteres. El control se realiza a través de un teclado de tipo teléfono con los dígitos del '0' al '9', el asterisco ('*') y la almohadilla ('#'). El teclado se organiza como una matriz con tres columnas y cuatro filas y se conecta al puerto B. El zumbador B1 también se conecta a este puerto a través de T1, y nos da una confirmación audible de cada pulsación de tecla. RA4 activa el teclado y el zumbador. La línea del puerto RA2 activa y desactiva la pantalla, mientras el contraste de la pantalla se puede ajustar con P1.

Funcionamiento

La medida de tiempo para el proyecto N se arranca presionando '**N'. N puede tomar cualquier valor de 1 a 9, por lo que el reloj será leído en tiempo real y se copiará en la

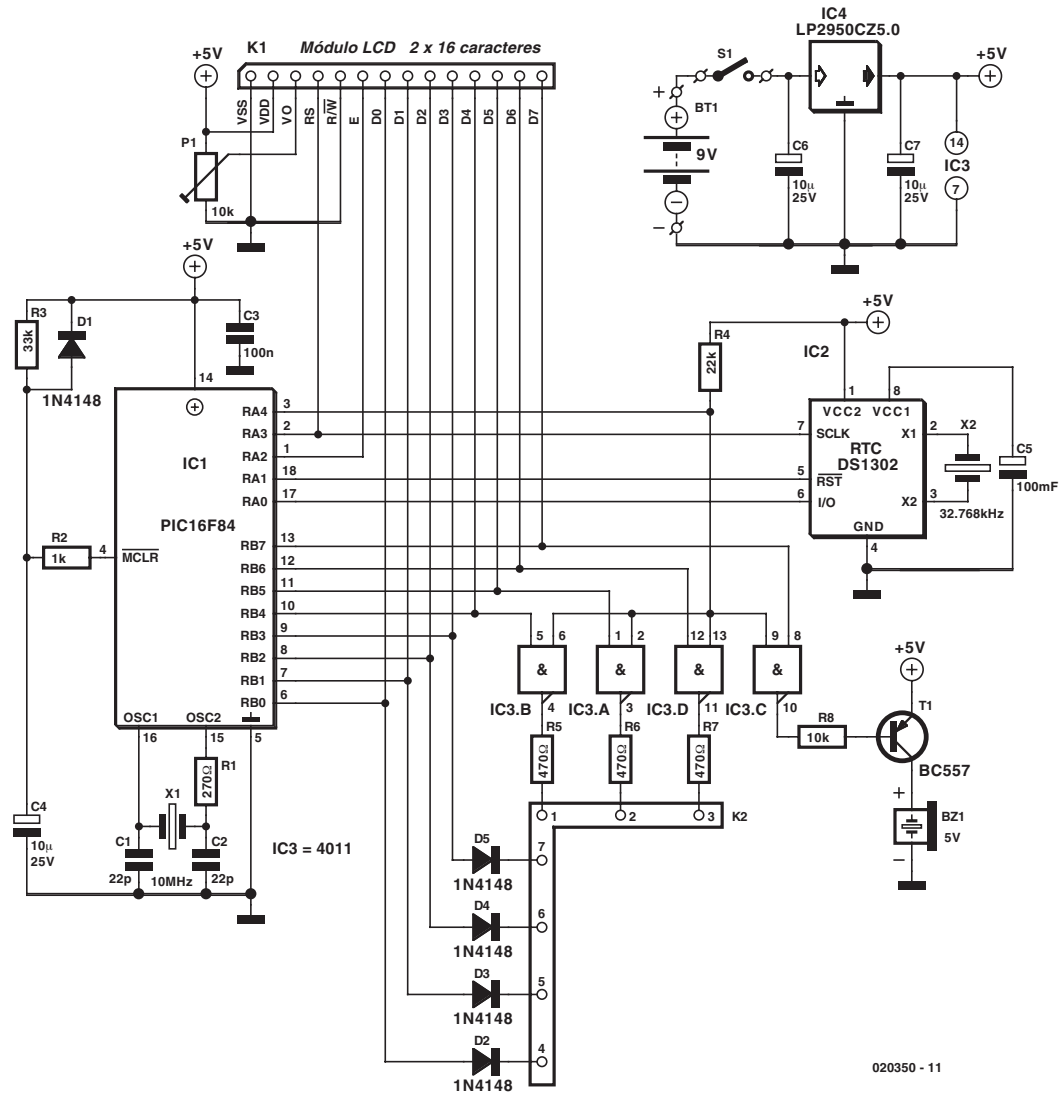


Figura 1. El circuito está basado en la familia del microcontrolador PIC16F84 de 8 bits y el reloj de tiempo real DS1302 de Dallas Semiconductor (RTC).

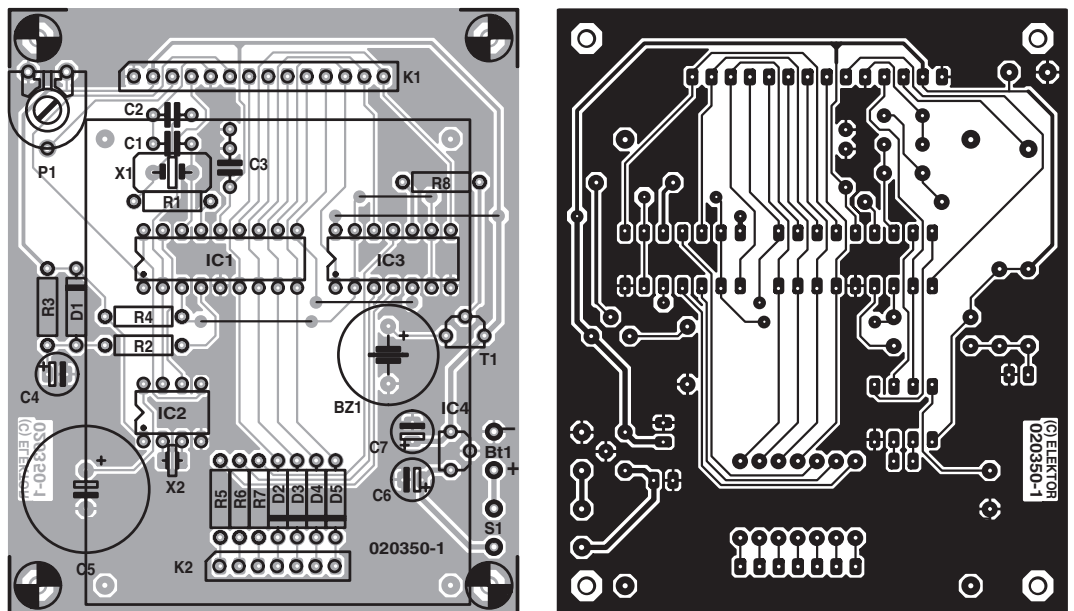


Figura 2. Diseño de la placa de circuito impreso y cara de componentes para el cronómetro del proyecto.

LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

R1 = 270Ω
 R2 = 1k
 R3 = 33k
 R4 = 22k
 R5,R6,R7 = 470Ω
 R8 = 10k
 P1 = potenciómetro H 10 k

Condensadores:

C1,C2 = 22pF
 C3 = 100nF
 C4, C6, C7 = 10 μF, 25 V radial
 C5 = 100 μF, 5,5 V Goldcap

Semiconductores:

D1-D5 = 1N4148
 T1 = BC557
 IC1 = PIC16F84-10P, programado, código de pedido **020350-41** (ver Servicio de Lectores)
 IC2 = DS1302
 IC3 = 4011
 IC4 = LP2950CZ5.0 (regulador de baja caída de tensión, 5 V, encapsulado TO92)

Varios:

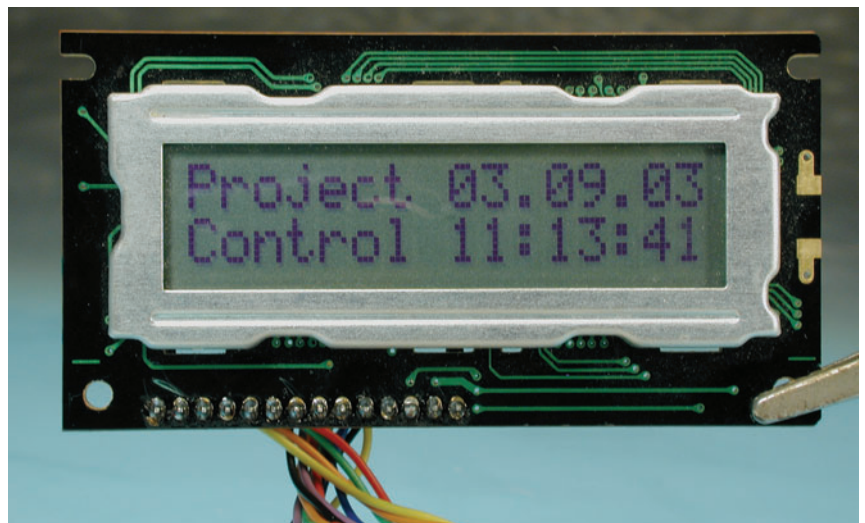
K1 = tira de 14 pines rectos
 K2 = tira de 7 pines hembra recto
 BZ1 = zumbador, 5 V_{DC}
 BT1 = pila de 9 V (6F22) con clip de conexión
 X1 = cristal de cuarzo de 10 MHz
 X2 = cristal de cuarzo de 32,768 kHz
 S1 = interruptor on/off
 Módulo LCD de 2 x 16 caracteres alfanuméricos
 Teclado telefónico (matricial 4x3), por ejemplo Conrad Electronics # 709840
 PCB, disponible en el Servicio de Lectores
 Disquete (código fuente y objeto), código de pedido **020350-11** o descarga gratuita

EEPROM del microprocesador. La pantalla mostrará el valor de N junto con la fecha y el tiempo, de manera que entonces se puede apagar el dispositivo, ya que el RTC continuará recibiendo alimentación del condensador de almacenaje.

La medición de tiempo para el proyecto actual se detiene presionando '##'. El tiempo se lee de nuevo del RTC y el tiempo de inicio almacenado se resta de éste. El resultado se añade al tiempo acumulado para el proyecto pertinentemente almacenado en la EEPROM. El resultado del cálculo se muestra en el formato días/horas: minutos.

Tabla 1

Comandos de control				
**N	comenzar el proyecto número N			
##	detener el proyecto actual			
#0*N	borrar la información de tiempo grabado en el proyecto N			
N	mostrar la información de tiempo grabada en el proyecto N			
##n	n inicializar RTC en el registro n	n=0	segundos	xx = 00-59
		n=1	minutos	xx = 00-59
		n=2	horas	xx = 00-23
		n=3	fecha	xx = 01-31
		n=4	mes	xx = 01-12
		n=5	día de la semana	xx = 01-07
		n=6	año	xx = 00-99
*#n	Leer RTC en el registro n			



Presionando una de las teclas numéricas del 1 al 9 se muestra durante tres segundos el tiempo acumulado para el proyecto correspondiente en la pantalla, en el formato dd hh mm.

La **Tabla 1** muestra una lista de los comandos reconocidos por el cronómetro del proyecto. Cuando se enciende por primera vez debe introducirse la hora y la fecha, escribiendo primero el año, seguido del mes, día, horas, minutos y segundos, en este orden. Además, debe tener en cuenta que el registro de los segundos debe ponerse a cero al inicializar el RTC. Después de una reinicialización (es decir, cuando la alimentación es aplicada por primera vez), el RTC pone el registro de segundos a 80 y entra en modo de 'espera'.

El consumo actual del dispositivo está alrededor de 4 mA, de forma que

una pila del tipo 9 V PP3 tendrá una larga duración. El regulador de voltaje IC4 debe ser del tipo bajo consumo para poder exprimir hasta el último miliamperio-hora.

La construcción

Se ha diseñado una placa de circuito impreso bien proporcionada (**Figura 2**) para el cronómetro del proyecto. El montaje no debe presentar ninguna dificultad, siempre que tengamos cuidado de encajar los componentes polarizados de manera correcta. Los tres IC's pueden colocarse en zócalos. La matriz del teclado debe encajar limpiamente en el conector de siete pines K2, y el LCD en K1. Finalmente, se obtiene una unidad compacta que cabe en una pequeña caja de plástico.

(020350-1)

Controlador de Ventilador con Sólo Dos Componentes

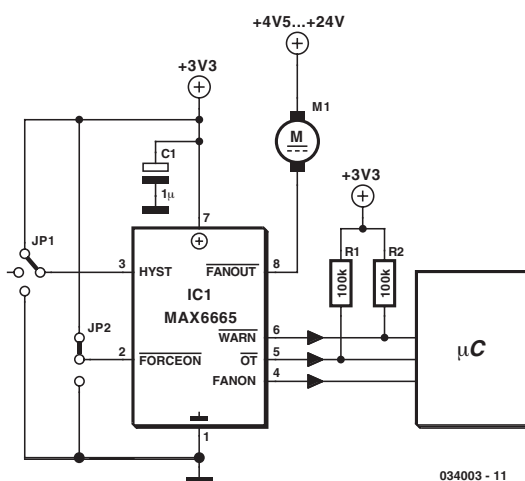
001

G. Kleine

El circuito integrado MAX 6665, de la casa Maxim (www.maxim-ic.com), proporciona un controlador de ventilador completo dependiente de la temperatura.

Puede activar ventiladores que funcionen con tensiones de hasta 24 V y con corrientes de hasta 250 mA. El circuito integrado está disponible, según este fabricante, en versiones con umbrales de temperatura preseleccionados comprendidos entre 40° C (MAX 6665 ASA 40) y +70° C (MAX 6665 ASA 70).

El usuario puede controlar la histéresis del dispositivo a través de su entrada "HYST", la cual puede conectarse a una tensión de + 3,3 V, a masa o en circuito abierto. La siguiente tabla nos muestra los valores de histéresis disponibles:



HYST	Histéresis
Abierto	1 °C
Masa	4 °C
+3.3 V	8 °C

El resto de terminales del encapsulado SO8 de este circuito integrado son la entrada $\overline{\text{FORCEON}}$ y las salidas de estado $\overline{\text{WARN}}$, $\overline{\text{OT}}$ y $\overline{\text{FANON}}$.

La entrada de prueba $\overline{\text{FORCEON}}$ permite que el ventilador esté en funcionamiento incluso por debajo del umbral de temperatura. La salida de drenador abierto $\overline{\text{WARN}}$ pasa a nivel bajo cuando la temperatura aumenta por encima de 15° C de la temperatura umbral seleccionada, mientras

que la salida de drenador abierto, $\overline{\text{OT}}$, indica cuándo la temperatura es superior en 30° C a dicho umbral. La salida de "push-pull" $\overline{\text{FANON}}$ se puede emplear para indicar, a un dispositivo microcontrolador conectado, que el ventilador está en funcionamiento.

(034003-1)

Sustitutos para Pantallas LCD Estándar

002

P. Goossens

Muchos de los circuitos publicados en Elektor utilizan pantallas LCD. Estas pantallas normalmente están pensadas para mostrar texto y son mucho menos caras que las pantallas LCD que pueden mostrar imágenes gráficas complejas.

La legibilidad de la mayoría de las pantallas LCD es, sin lugar a dudas, bastante buena si partimos de una iluminación normal y un ajuste de contraste adecuado. Por desgracia, esta calidad de imagen se reduce con la luz ambiente. Algunas pantallas LCD tienen una luz trasera, que no es más que una fuente de luz localizada detrás de la propia pantalla. Cuando utilizamos una luz trasera, la pantalla completa se ilumina, excepto el lugar donde los píxeles se tienen que hacer visibles. La localización de los píxeles es más oscura.

La presentación de la pantalla puede mejorar haciendo que las letras se iluminen mientras que el resto de la pantalla permanece a oscuras. Esto se puede conseguir utilizando un programa, pero debido al modo en que las pantallas están hechas, no es posible oscurecer la pantalla completa. Existe un tipo de pantallas que no tiene este problema, denominadas pantallas "VFD". Este tipo de pantallas muestra sus píxeles brillantes contra un fondo a oscuras, en lugar de hacer que sean los píxeles quienes se oscurecen. Sin embargo, este tipo de pantallas tiene la desventaja de que requieren una alta tensión para iluminar los píxeles.

Afortunadamente, la casa japonesa Noritake ha lanzado recientemente al mercado una serie de módulos VFD (la serie CU) que es compatible con las pantallas LCD estándar. Estas pantallas disponen de convertidores que generan las altas tensiones necesarias para iluminar los píxeles, manteniendo la interfaz de programación y el conector exactamente iguales a los de los módulos LCD estándar. Esto significa que en cualquier proyecto que esté utilizándose una pantalla LCD estándar, se puede sustituir dicho módulo por una pantalla VFD de la serie CU de este fabricante.

Por supuesto, debemos tener en cuenta que estos módulos consumen mucha más corriente que los módulos LCD estándar. Esto es algo bastante sorprendente, ya que ellos mismos generan su propia luz. Para una pantalla estándar de 16 x 2 caracteres, el consumo de corriente máximo es de, aproximadamente, 150 mA, mientras que el consumo de corriente para un modelo de 4 x 40 caracteres puede ser, como mucho, 550 mA.

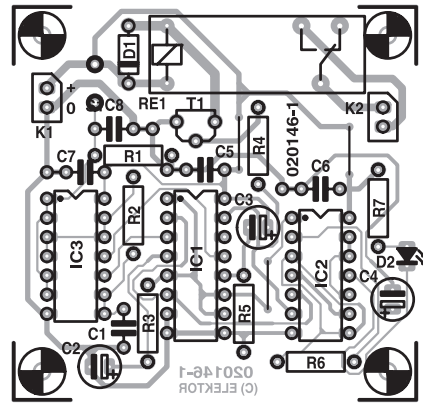
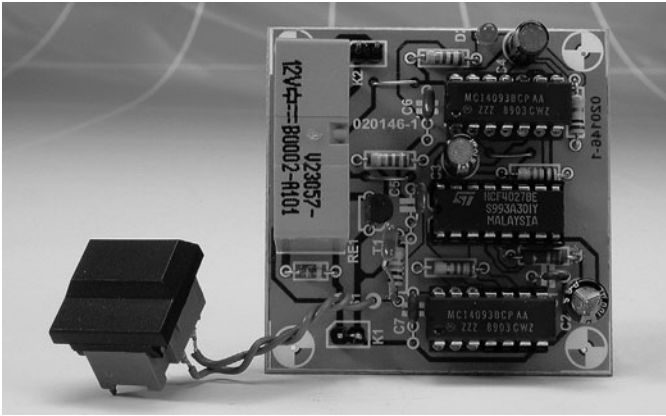
Si estamos interesados en este tipo de nuevas pantallas LCD deberíamos echar una ojeada a la página web del fabricante en: www.noritake-itron.com

Estas pantallas no pueden conseguirse fácilmente, pero podemos preguntar a nuestro distribuidor de componentes local. En Europa, la casa Noritake tiene oficinas en el Reino Unido y en Alemania.

(034065-1)

Pulsador ON/OFF de Seguridad

003



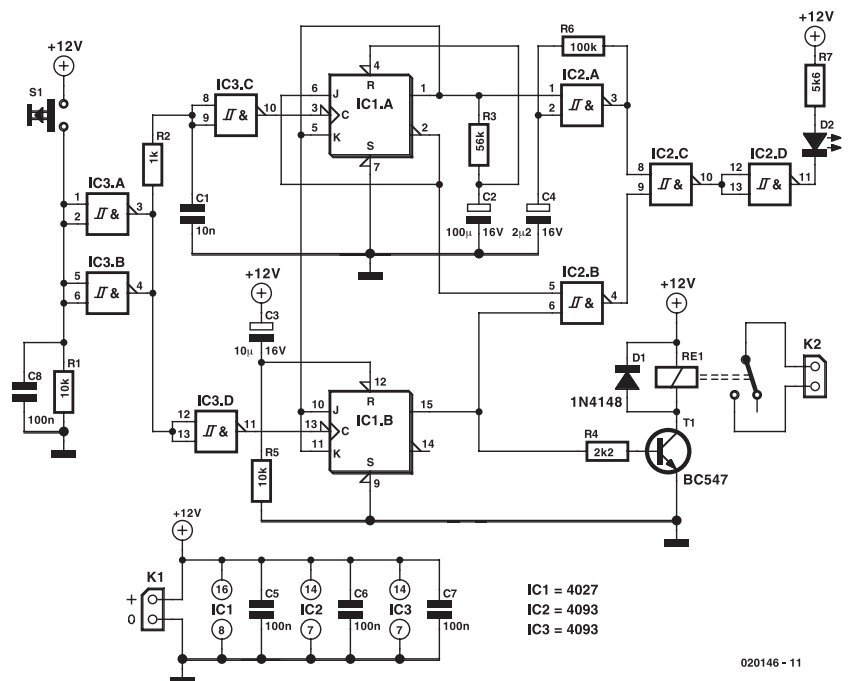
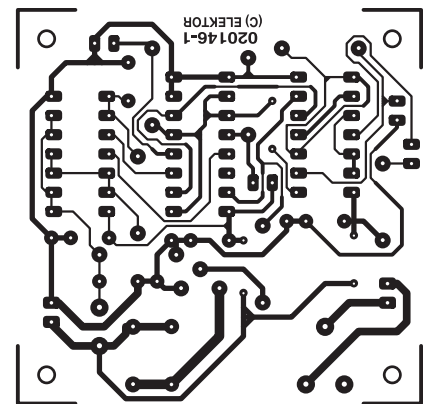
L. Libertin

El autor de este artículo usa una central de conmutación para que las aplicaciones con tensiones de red puedan encenderse y apagarse individualmente con tan sólo presionar un pulsador. Uno de estos pulsadores activa y desactiva el ordenador, lo cual es muy económico pero imperfecto, ya que pueden producirse situaciones peligrosas cuando se activa un pulsador erróneamente, retirando la alimentación del ordenador en lugar de, por ejemplo, encender la impresora.

El autor encontró una solución que consistía en utilizar un relé que se activaba y se desactivaba sólo si el correspondiente pulsador se presionaba dos veces dentro de un cierto periodo de tiempo. La primera vez que se pulsa un diodo LED en el interior del pulsador parpadea durante unos siete segundos. Si volvemos a activar dicho pulsador dentro de este periodo, el relé se activa y el diodo LED se enciende permanentemente. El procedimiento de desconexión es idéntico. De esta manera el conmutador dispone de un cierto grado de seguridad.

Después de que se ha presionado por primera vez el pulsador S1, el circuito integrado IC1.A se activa y el estado resultante se indica por medio del diodo D2, que comienza a parpadear a un ritmo que viene definido por el oscilador IC2.A. La velocidad de parpadeo está determinada por la resistencia R6 y el condensador C4. Al mismo tiempo, el segundo biestable IC1.B pasa a estar activo a través de sus entradas J/K. El condensador C2 se carga lentamente a través de la resistencia R3. Una vez que se ha alcanzado el umbral de conmutación, el biestable IC1.A se reinicia de nuevo.

Dentro de este periodo se tiene que volver a presionar el correspondiente botón. Si se hace así, el biestable IC1.B pasa a funcionar como biestable de datos (conmutando en el flanco positivo de su pulso), cambiando su estado y provocando que el relé pase a estar activo. Además, el circuito IC2.B también obliga a que el diodo D2 luzca de manera permanente (o permanezca apagado cuando el relé



020146 - 11

LISTA DE MATERIALES

Resistencias:

R1, R5 = 10k
 R2 = 1k
 R3 = 56k
 R4 = 2k2
 R6 = 100k
 R7 = 5k6

Condensadores

C1 = 10 nF 5 mm de distancia entre terminales
 C2 = 1.000 μ F electrolítico de 16 V, radial
 C3 = 100 μ F electrolítico de 16 V, radial
 C4 = 2,2 μ F electrolítico de 16 V, radial
 C5, C6, C7, C8 = 100 nF

Semiconductores:

D1 = 1N4148
 D2 = Diodo LED rojo, de baja corriente

T1 = BC 547

IC1 = 4027

IC2, IC3 = 4093

Varios:

K1, K2 = Terminales para soldar (espaldines o similar)
 Re1 = Relé de 12 V (por ejemplo, el V23057-12V de la casa Siemens)
 S1 = Pulsador de un circuito un contacto

se desconecta). El condensador C3 asegura que el contacto del relé no pueda cerrarse hasta que su propia tensión de red desaparezca.

El circuito se puede montar sobre una placa de circuito impreso cuyo diagrama de pistas y esquemas de implantación

de componentes se muestran en la figura correspondiente. Como es tradicional, nuestros lectores pueden obtener, de forma gratuita, los ficheros correspondientes en la sección de "Descargas gratuitas" de nuestra página web.

(020146-1)

Alarma y Detector de Proximidad por Infrarrojos

004

T. K. Hareendran

Este circuito se puede construir a partir de componentes baratos que pueden conseguirse fácilmente, algunos de los cuales incluso pueden estar en nuestro banco de trabajo.

El valor de 22 Ω que se indica para la resistencia R1 produce un consumo de corriente medio de unos 65 mA a través del emisor de infrarrojos D1. Como el emisor de infrarrojos se pulsa con un ciclo de trabajo del 50 % (aproximadamente), por medio de la acción del transistor T1 y del circuito integrado IC1, cada medio ciclo de trabajo se produce un pico de consumo de corriente de unos 128 mA. Esto puede parecer un poco exagerado, pero el hecho es que está dentro de las especificaciones de seguridad del componente LD 274. El circuito integrado LM 567 es un PLL que está configurado para proporcionar una frecuencia de conmutación de unos 20 kHz.

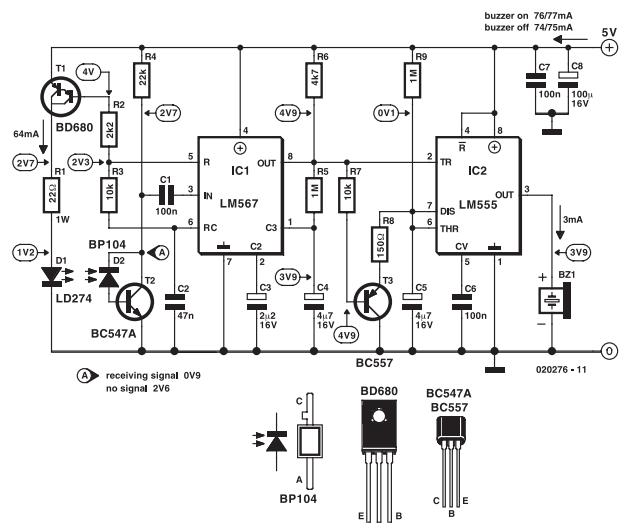
Cuando el rayo infrarrojo emitido por el diodo D1 es reflejado por un objeto próximo, el circuito integrado IC1, a través del diodo receptor D2 y del transistor T2, recibe la señal recuperada de 20 kHz en su entrada, más concretamente en su terminal 3. Como el PLL del circuito integrado LM 567 está enganchado, la salida del circuito integrado (terminal 8) pasará a nivel bajo, haciendo que el circuito integrado 555 (IC2) pase a funcionar en su modo monoestable, provocando que el zumbador acústico Bz1 comience a sonar. El monoestable permanece en esta situación durante el tiempo en que la señal reflejada esté siendo recibida. Debido a la presencia del transistor T3, se permite la carga del condensador C5, pero sólo cuando no hay señal que esté siendo recibida. En estas condiciones, el circuito integrado 555 se desconecta de forma automática después de un tiempo, que viene determinado por la resistencia R9 y el condensador C5. Utilizando los valores de los componentes que se muestran en el esquema eléctrico, este tiempo es de unos cinco segundos.

Obviamente, los diodos D1 y D2 deben estar montados de manera que este último solamente pueda capturar la luz infrarroja reflejada. La elección de los dos componentes infrarrojos

utilizados en este circuito no es muy crítica, pero sí deben ser compatibles en cuanto a su banda de trabajo. Así, por ejemplo, el diodo D1 genera y responde al diodo D2 en la misma longitud de onda. El punto de trabajo del circuito receptor de entrada depende en gran medida de los niveles de luz diurna ambiente, por lo que es posible que sea necesario ajustar el valor de la resistencia R4 para asegurar que exista una tensión comprendida entre 1,5 y 4 V en el colector del transistor T1, cuando no se esté recibiendo ninguna señal.

Algunos zumbadores de tensión continua producen una gran emisión de radiaciones de emisión, de manera que puede ser necesario insertar un diodo en serie con la salida del circuito integrado IC1. Si fuese necesario su uso, este diodo debería ser preferiblemente del tipo Schottky, ya que su correspondiente caída de tensión a nivel bajo, de 0,4 V, es mejor que la de su correspondiente oponente, un diodo de silicio típico de pequeña señal, cuya tensión es de 0,65 V.

(020276-1)



Indicador de Línea Telefónica Libre

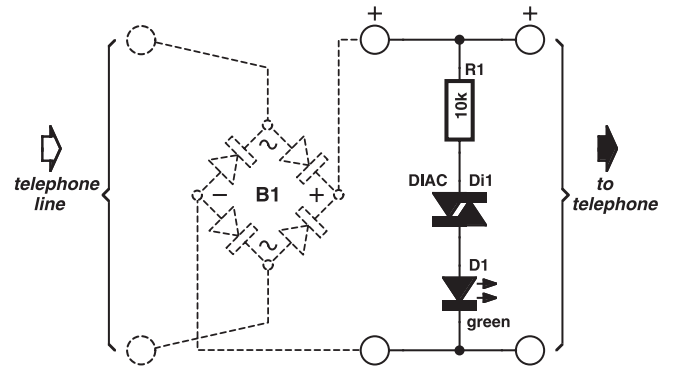
005

R. J. Gorkhali

Dependiendo de la normativa local y de la compañía telefónica a la que estemos conectados, la tensión de una línea telefónica libre puede tener un valor comprendido entre 42 y 60 V. Como esto es lo habitual, esta tensión es suficiente para hacer que un dispositivo *diac* conduzca y actúe como un tipo de diodo zéner que mantenga una tensión de 38 V, aproximadamente. La corriente requerida para provocar esta acción obliga a que el diodo LED verde de alta eficiencia del circuito se ilumine.

Las tensiones de línea superiores a los 50 V pueden obligar a utilizar una resistencia ligeramente superior a los 10 K que se muestra en el esquema. Cuando descolgamos el receptor, la tensión de línea cae a menos de 15 V (su valor típico es de 12 V), provocando que el *diac* se bloquee y que el diodo LED no se ilumine.

Los indicadores del esquema eléctrico del circuito “+” y “-” se corresponden con los cables de la línea telefónica. Sin embargo, en un gran número de países la polaridad de la línea se invierte cuando se establece una llamada. Para estar seguros de que el circuito puede funcionar sin problemas bajo estas condiciones, se puede añadir un puente rectificador tal y como se indica en la parte del dibujo con líneas discontinuas.



020281 - 11

El puente hará que el circuito trabaje de manera independiente si se produce cualquier cambio de polaridad en la línea telefónica. Podemos construirlo a partir de cuatro diodos discretos, como por ejemplo, el 1N4002 o similar.

Por último, debemos señalar que este circuito no está aprobado por ciertos organismos nacionales de la red pública telefónica conmutada, como puede ser el Reino Unido.

(020281-1)

Programador AVR

006

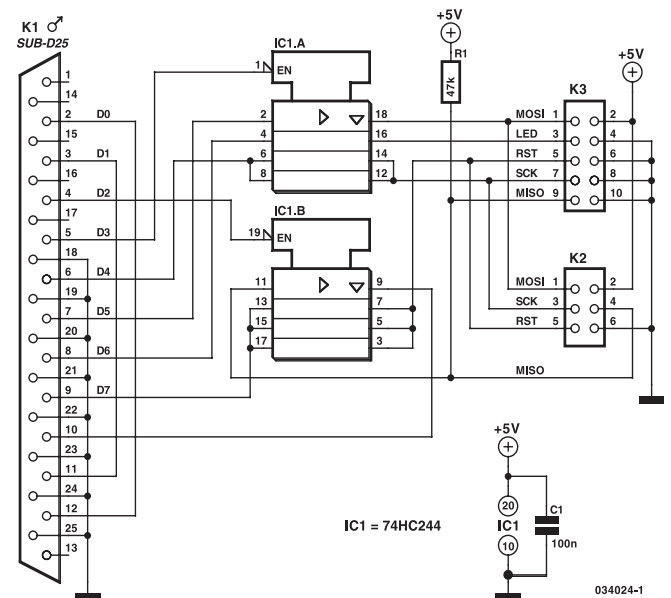
P. Goossens

Este circuito está pensado para programar microcontroladores AVR, tales como el AT 90S1200, a través del puerto paralelo.

Los dos conectores del tipo “boxheader” (K2 y K3) tienen la distribución de terminales estándar ISP (In System Programming, es decir, Programación En el Sistema) para los controladores AVR. El fabricante recomienda estas dos distribuciones de terminales en un intento de crear una norma estándar para la programación en el circuito de sus controladores AVR. Estas conexiones se pueden encontrar fácilmente en muchas tarjetas de desarrollo de estos controladores.

El programa se encarga de la tarea de hacer la programación. Por lo tanto, siempre será necesario disponer de un programa (ATMEL AVR ISP), que se podrá descargar de manera gratuita en la página web <http://www.atmel.com>.

El montaje del circuito puede realizarse sobre una placa de prototipos estándar, ya que no existe ninguna placa del circuito impreso diseñada para este circuito. Esto no debería presentar mayores dificultades, teniendo en cuenta la pequeña cantidad de componentes involucrados en el circuito. A aquellos lectores con menos experiencia les recomendamos que hagan primero una copia del esquema del circuito y vayan tachando cada una de las conexiones que vayan realizando en



034024-1

el esquema eléctrico. Esto simplifica la verificación posterior de que todas las conexiones han sido realizadas correctamente y no se ha olvidado ninguna.

(034024-1)

Interfaz IrDA

007

A. Bitzer

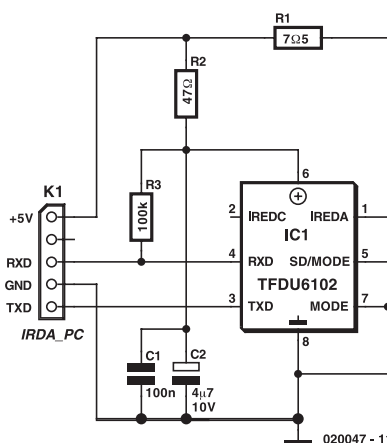
Muchas placas base de ordenador están equipadas con una interfaz de datos de infrarrojos que cumple con el estándar IrDA, aunque esta interfaz no se usa frecuentemente. Sin embargo, no es difícil construir un módulo de transmisión de datos y conectarlo al correspondiente conector.

Como verá en el esquema eléctrico del circuito, no hay muchos componentes ni circuitos integrados involucrados en el diseño, porque en el mercado hay circuitos integrados transceptores que cumplen con el estándar IrDA, de manera que sólo tenemos que añadir unos cuantos componentes pasivos para obtener un circuito que funcione correctamente. El autor de este artículo ha construido este circuito fácilmente utilizando el circuito integrado TFDU 5102 de la casa Vishay Semiconductors (más conocida por Telefunken). Si no encuentra este transceptor de IrDA en el mercado (ya que ha sido descatálogo oficialmente) puede utilizar sin ningún problema el circuito integrado TFDU 6102, totalmente compatible en funcionalidad y en distribución de terminales. Este circuito integrado es más rápido y cumple con las últimas especificaciones del estándar IrDA.

El circuito integrado receptor de baja potencia TFDU 6102 soporta el estándar IrDA a velocidades de datos de hasta 4 Mbits/s (FIR), HP-SIR, Sharp ASK, y modos de control remoto basados en portadora de hasta 2 MHz. Dicho circuito contiene un fotodiodo, un emisor de infrarrojos y una lógica de control CMOS, y tiene también una protección interna contra emisiones electromagnéticas externas e internas, de manera que no se necesita ningún tipo de apantallamiento exterior.

Este integrado trabaja con tensiones de alimentación comprendidas entre 2,7 y 5,5 V, por lo que es adecuado para trabajar en ordenadores portátiles, de sobremesa, agendas electrónicas y PDAs. También puede emplearse en cámaras de vídeo, impresoras, máquinas de fax, copiadoras, proyectores, y muchos otros tipos de equipos.

El autor ha diseñado una pequeña placa del circuito impreso para el módulo IrDA con una superficie de tan sólo 20 x 20 mm



(400 mm²). Por supuesto, esto significa que todos los componentes tienen que ser del tipo SMD. Así, el circuito integrado TFDU 6102, en su encapsulado más pequeño, está disponible en versiones verticales y planas. En nuestro montaje se ha decidido utilizar la versión vertical (sufijo "TR3"). Gracias a su pequeño tamaño, la placa del circuito impreso ensamblada puede colocarse fácilmente al lado de la tapa del ordenador o en una ubicación similar. Se conecta a la placa base por medio de un cable plano de cinco hilos. La distribución de terminales para el conector X1 debe adaptarse a la distribución del conector que hay en la placa base.

Una vez montado el módulo, tenemos que editar la memoria BIOS y configurarla para activar el funcionamiento de la UART con dispositivos IrDA. Esta configuración permite que el sistema operativo (Windows) arranque y ejecute el nuevo dispositivo y lo instale de manera automática. Podemos insertar el CD de Windows para modificar las configuraciones y elegir entre la gran variedad de programas gratuitos que hay en Internet para usar la interfaz IrDA.

(020047-1)

LISTA DE MATERIALES

C2 = 4µF7 (encapsulado 1210)

Resistencias:

R1 = 7Ω5 (encapsulado 1210)
R2 = 47 Ω (encapsulado 1206)
R3 = 100 k (encapsulado 1206)

Semiconductores:

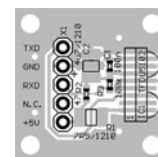
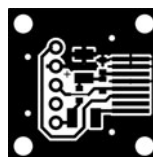
IC1 = TFDU 6102 TR3 (Visahy) (Farnell)

Condensadores:

C1 = 100nF (encapsulado 1206)

Varios:

X1 = Conector tipo "pinheader" SIL de 5 terminales



Relé Solar

008

W. Zeiller

Las baterías de relativamente larga duración de los sistemas de alimentación solar pueden calentarse bastante en amplios períodos de luz solar y tiempo cálido. Por eso suele conectarse un circuito, en paralelo con la batería de almacenamiento, para conectar un puente de alta potencia (que disipe el exceso de energía solar en forma de calor) o para encender un ventilador por medio de un transistor FET de potencia,

siempre que la tensión aumente por encima de, aproximadamente, 14,4 V.

Sin embargo, esta última opción tiende a oscilar, ya que el encendido de un potente sistema de ventilación de 12 V provoca la caída de tensión por debajo de los 14,4 V, lo que causa a su vez la desconexión del sistema de ventilación. En ausencia de una carga externa, la tensión de la batería se recupera rápidamente, con lo que la tensión de los terminales aumenta hasta llegar de

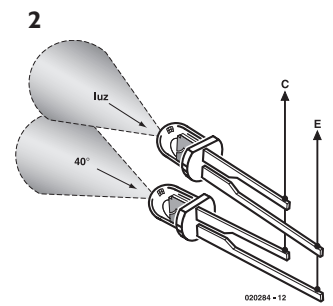
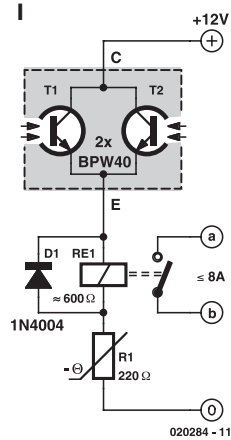
nuevo a los 14,4 V, iniciándose otra vez el ciclo de comunicación que acabamos de describir, y todo ello a pesar del margen de histéresis introducido en el sistema.

Una solución a este problema viene proporcionada por el circuito que se muestra en este proyecto, el cual activa el ventilador en respuesta al excesivo calor producido por la radiación solar, en lugar del producido por una tensión excesivamente alta en los terminales de la batería. Basándonos en la experiencia, el riesgo de un sobrecalentamiento de la batería solamente está presente durante el verano, entre las 2 y las 6 de la tarde. La intensidad de la luz solar cae dentro del ángulo de visión de una "sonda solar", configurada adecuadamente y con una precisión especialmente alta durante este intervalo. Éste es el principio de funcionamiento del relé solar.

El truco de este circuito, aparentemente bastante sencillo, consiste en utilizar la combinación adecuada de componentes. En lugar de usar un transistor de potencia FET, este circuito utiliza un relé especial de 12 V que puede manejar una carga grande a pesar de su pequeño tamaño. Dicho relé debe tener una resistencia de bobina de, al menos, 600 Ω , en lugar del valor más usual que está comprendido entre 100 y 200 Ω . Estos requerimientos del relé los cumplen varios modelos de la casa Schrack Components (disponibles en el mercado, entre otros, en el distribuidor Conrad Electronics). En este proyecto se ha utilizado el modelo menos caro, un tipo de relé para placa de circuito impreso, modelo RYII 8-A.

La sonda de luz se conecta en serie con el relé. Dicha sonda está formada por dos fototransistores del tipo BPW 40, conectados en paralelo. La cifra 40 de la referencia del fototransistor se refiere a 40 grados para el ángulo de incidencia de la luz solar. En días de luz solar intensa, la corriente combinada generada por los dos fototransistores es suficiente para provocar que el relé se active, en este caso sin rebotes de conmutación. Cada relé tiene una histéresis bastante grande, de manera que el ventilador conectado a través de los contactos "a" y "b" estará funcionando durante varios minutos o incluso hasta que la sonda ya no reciba suficiente luz.

El termistor NTC conectado en serie realiza dos funciones. La primera es la de compensar los cambios en la resistencia del hilo



de cobre de la bobina, la cual se incrementa en, aproximadamente, el 4 % por cada 10° C de incremento de temperatura. Su segunda función es la de provocar que el relé se desconecte antes de que llegue a fundirse (el relé sólo se desconecta con una tensión de bobina de 4 V). Dependiendo del uso al que esté destinado, la resistencia de 220 Ω del termistor puede modificarse conectando una resistencia de 100 Ω en serie, o una resistencia de 470 Ω conectada en paralelo. Si los fototransistores están conectados con los ejes de los conos de sus ángulos incidentes en paralelo, el ángulo incidente de 40 grados se corresponde con 2 pm de la orientación solar adecuada. Si los fototransistores están doblados en un ligero ángulo, el uno contra el otro, sus ángulos de incidencia se separarán y cubrirán un ángulo más amplio, llegando a ser de hasta 70 grados. Con el circuito prototipo de prueba, los ejes fueron orientados prácticamente en paralelo y el circuito cumplió completamente con nuestras exigencias.

La desconexión automática se produce de manera bastante abrupta, al igual que sucede con el encendido, sin llegar a producirse oscilaciones en los contactos. Este comportamiento también se ve influenciado por el termistor NTC, ya que su coeficiente de temperatura es opuesto al de la PTC de la bobina de relé y es, aproximadamente, cinco veces mayor. Esto provoca exactamente el efecto deseado para activar y desactivar el relé: una gran corriente de relé para la activación y una pequeña corriente de relé para la desactivación.

El montaje del circuito es realmente sencillo, aunque tendremos que poner atención en una cosa. Los fototransistores parecen diodos LEDs sin ningún tipo de color, por lo que existe la tendencia a pensar que la identificación de sus terminales es la misma que la de los diodos LEDs, en donde el terminal más largo se corresponde con el terminal positivo y el terminal más corto con el negativo. Sin embargo, con el fototransistor BPW 400 la situación es exactamente la opuesta: el terminal más corto se corresponde con el terminal colector. Por supuesto, el diodo de retorno para el relé también debe conectarse con la polaridad correcta. La corriente residual del circuito durante los días nublados y las noches es prácticamente despreciable.

(020284-1)

Regulador de Tensión para RS232

M. Müller

Hay muchas pequeñas aplicaciones donde sería preferible alimentar un dispositivo directamente desde una interfaz RS 232 (V.24), evitando la necesidad de disponer de una fuente de alimentación de red. La mayoría de los circuitos integrados requieren una tensión de alimentación de + 5 V y la interfaz puede proporcionar una corriente de unos 8 mA, de la que la

mayor parte sería consumida por un regulador de tensión destinado a esta función, no dejando prácticamente corriente para el circuito de trabajo.

Utilizando tan sólo cuatro transistores podemos construir un regulador de tensión, que está limitado en corriente, y que nos permitiría consumir más de los 8 mA que facilita la interfaz RS 232, todo ello sin ningún tipo de daños sobre el resto del

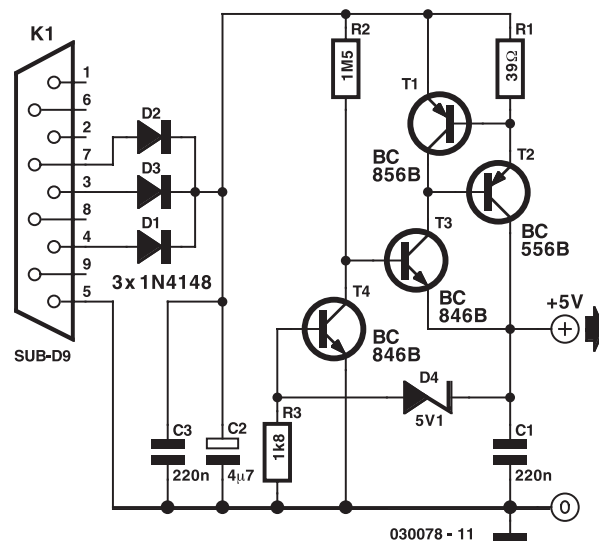


circuito. El circuito ejemplo está configurado para una tensión de salida de + 5 V, una tensión de entrada de al menos 8 V, y una corriente de cortocircuito de 19 mA. La corriente consumida por el propio regulador es tan sólo de 0,2 mA.

El circuito se muestra muy sencillo, pero es algo más complicado de lo que parece. Poca gente llega a apreciar la versatilidad de este circuito de transistores. Para cumplir con los requerimientos del circuito debemos controlar cuidadosamente la ganancia de los transistores. En este proyecto solamente se han utilizado dispositivos en “clase B”, los cuales tienen una ganancia comprendida entre los valores de 220 y 280.

Los diodos D1, D2 y D3 extraen la tensión positiva de la interfaz serie. La limitación de corriente se consigue por medio de la resistencia R1 y el transistor T1. Tan pronto como la tensión en los extremos de la resistencia alcance los 0,7 V (con 18 mA y R1 de 39 Ω), el transistor se activará, apagándose la tensión de salida al desactivar el transistor T2. La tensión de salida de + 5 V viene seleccionada por el diodo zéner D4. Debemos señalar que esta tensión de salida es sólo aproximada, por lo que tendremos cuidado cuando utilicemos componentes que tengan unas tolerancias estrechas con respecto a la tensión de alimentación. Cuando la tensión del diodo zéner y la tensión en los extremos del transistor T4 se suman, el total es de 5,8 V, sin embargo, debido al transistor T3, el diodo está funcionando con una baja corriente y el umbral presente para el transistor T4 es de 4,9 V.

El lazo principal de regulación está construido alrededor de la resistencia R2 y del transistor T2. El elevado valor de la resistencia R2 (1,5 M) es muy importante, ya que limita la máxima corriente a



través de T2. En la salida deseamos proporcionar una corriente máxima de 19 mA, por lo tanto, la base del transistor T2 debe estar alimentada exactamente con $1/220$ (la ganancia del transistor) de 19 mA y la corriente en la base del transistor T3 debe ser justo de $1/220$ de 80 μA. Con una tensión de entrada de 9 V la caída de tensión en los extremos de la resistencia R2 será de 3,3 V y, por lo tanto, se producirá una corriente de 2,2 μA. El transistor T3 multiplica esta corriente por 220 para obtener una corriente de 0,5 mA, la cual también es la mínima corriente de reposo del circuito.

(030078-1)

Amplificador Ascendente para Alimentar a Ocho Diodos LEDs Blancos

010

D. Prabakaran

Los pequeños diodos LED blancos son capaces de proporcionar una amplia luz blanca, sin los problemas de fragilidad y de coste asociados con las luces de fondo fluorescentes. Sin embargo, estos dispositivos tienen un problema con su tensión inversa, que no es demasiado elevada, del orden de 4 V, lo que impide aumentarlos directamente desde una única célula de Ión-Litio.

Aquellas aplicaciones que requieran una mayor cantidad de diodos LEDs blancos o una eficiencia mayor, pueden utilizar un convertor amplificador como el LT 1615, que puede controlar un conjunto de diodos LEDs conectados en serie.

El circuito de alta eficiencia (aproximadamente 80 %) mostrado en este proyecto puede proporcionar una corriente constante que controla hasta un total de 8 diodos LEDs. El control de los 8 diodos LEDs blancos conectados en serie requiere una tensión de al menos 29 V a la salida, y esto es posible gracias al conmutador interno de 36 V y 350 mA del interior del LT 1615. El diseño de corriente constante del circuito garantiza una corriente estable a través de todos los diodos LEDs, sin tener en cuenta las diferencias de tensión inversa entre los mismos. Aun-

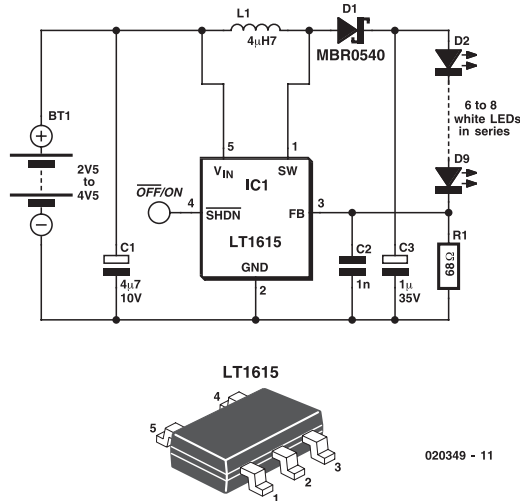
que este circuito fue diseñado para funcionar con una única batería de Ión-Litio (de 2,5 a 4,5 V), el circuito integrado LT 1615 también funciona con tensiones de entrada tan bajas como 1 V, sin reducciones importantes de la potencia de salida.

El diodo Schottky de montaje superficial MBR 0502, de la casa Motorola (0,5 A y 20 V), es una buena elección para D1 si la tensión de salida no excede de 20 V. Sin embargo, en esta aplicación es mejor utilizar un diodo que pueda trabajar con tensiones más elevadas, como el modelo MBR 0540 (0,5 A, 40 V). Los diodos Schottky, con su baja tensión inversa y su rápida velocidad de conmutación, son los que mejor se adaptan a estas necesidades. Muchos fabricantes de componentes tienen modelos equivalentes, pero tendremos que asegurarnos que el componente es capaz de trabajar, al menos, con una corriente de 0,35 A. La bobina L1, un choque de 4,7 μH, podemos conseguirla de los fabricantes Murata, Sumida, CoilCraft, etc.

Para mantener la constante de tiempo (de 0,4 ms) en el esquema de control del LT 1615, la tensión de conmutación incluida en el circuito integrado sólo se desconecta después de alcanzar el límite de corriente de 350 mA (o 100 mA para el LT 1615-1). Existe un retardo de 100 ns entre el tiempo en que

se ha alcanzado el límite de corriente y la desactivación del conmutador, durante el cual la corriente por la bobina excede el límite de corriente en una pequeña cantidad. Este sobreconsumo de corriente puede ser beneficioso cuando ayuda a incrementar la cantidad de corriente de salida disponible para valores de bobinas más pequeños. Éste será el pico de corriente del paso por la bobina (y por el diodo) durante su funcionamiento normal. Aunque el circuito dispone internamente de una limitación de corriente de 350 mA, el conmutador de alimentación del circuito integrado LR 1615 puede trabajar con corrientes mayores sin ningún problema, lo que ocurre es que la eficiencia global sufrirá. Obtendremos los mejores resultados cuando la I_{PICO} se mantenga por debajo de los 700 mA para el LT 1615.

El circuito integrado LT 1615 utiliza un esquema de control de la constante de tiempo que proporciona una alta eficiencia sobre



020349 - 11

un amplio rango de corrientes de salida. El LT 1615 también contiene la circuitería que proporciona protección durante las condiciones de inicio y bajo cortocircuitos. Cuando la tensión en el terminal FB es más pequeña que, aproximadamente, 600 mV, el tiempo de desconexión se incrementa hasta 1,5 ms y el límite de corriente se reduce hasta, aproximadamente, 250 mA (por ejemplo, el 70 % de su valor nominal). Esto reduce la corriente media de la bobina y ayuda a minimizar la disipación de potencia en el conmutador de potencia LT 1615, en la bobina externa L1 y en el diodo D1.

La corriente de salida viene determinada por $V_{ref} / R1$, que en nuestro caso será de $1,23 \text{ V} / 68 = 18 \text{ mA}$.

Podemos encontrar información adicional sobre el LT 1615 en las hojas de características de este componente que se pueden descargar la página web: www.linear-tech.com/pdf/16151fa.pdf.

(020349-1)

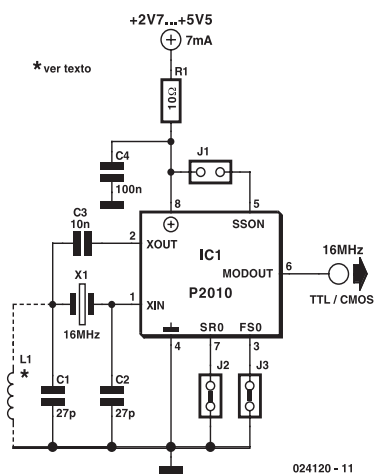
Circuito para Mejorar el EMC 011

G. Kleine

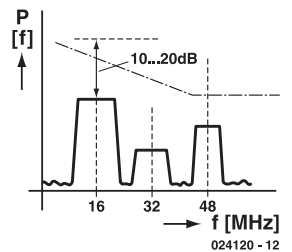
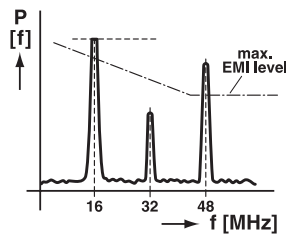
Todos los equipos electrónicos actuales deben cumplir con los requerimientos de la normativa que regula la emisión electromagnética (EMC). Un problema particular es la radiación de interferencias, por ejemplo, la señal de reloj de los circuitos digitales. Este problema se ataca de manera convencional utilizando apantallamiento para los circuitos y diseñando complejos circuitos de amortiguamiento.

Una aproximación mucho más sencilla y barata es la que ofrece la empresa PulseCore, mediante un circuito integrado oscilador de cristal. Dicho circuito distribuye la energía de la señal interferente sobre una banda o un conjunto de frecuencias, en lugar de concentrarse sobre una única frecuencia. Por lo tanto, la energía en cualquiera de las distintas frecuencias individuales se ve reducida. En la práctica pueden obtenerse reducciones de la señal interferente con valores comprendidos entre 10 y 20 dB.

La técnica utilizada se conoce como "Spread Spectrum" (es decir, Distribución en el Espectro). El circuito integrado P2010 incluye un oscilador de cristal que es adecuado para frecuencias comprendidas entre 10 y 35 MHz, además del circuito que se encarga de distribuir las oscilaciones a lo largo del espectro. También están dis-



024120 - 11



FS0	SR0	Rango de frecuencia	Rango de Propagación
I	0	10 a 20 MHz	± 1.50 %
I	I	10 a 20 MHz	± 2.50 %
0	0	20 a 35 MHz	± 1.25 %
0	I	20 a 35 MHz	± 2.00 %

ponibles en el mercado circuitos integrados diseñados para trabajar con frecuencias más elevadas. El cristal X1 ha sido diseñado para trabajar con oscilaciones de la frecuencia fundamental. Para los múltiplos del cristal, la bobina L1 asegura que el cristal oscila sobre el armónico correcto (tercero o quinto). El rango de frecuencias se selecciona utilizando el terminal FS0, mientras que el terminal SR0 permite elegir uno o dos rangos diferentes de distribución del espectro (ver tabla adjunta). En la tabla, un "0" indica que Br 2 (y en correspondencia Br 3) están puenteados, mientras que un "1" indica que Br 2 (y por lo tanto Br 3) están abiertos.

El componente consume una corriente de unos 7 mA, y trabaja con tensiones comprendidas entre 3,3 y 5 V lógicos. Br1 permite que la oscilación de reloj pueda inhabilitarse cuando deseamos realizar pruebas y verificaciones.

(024120-1)

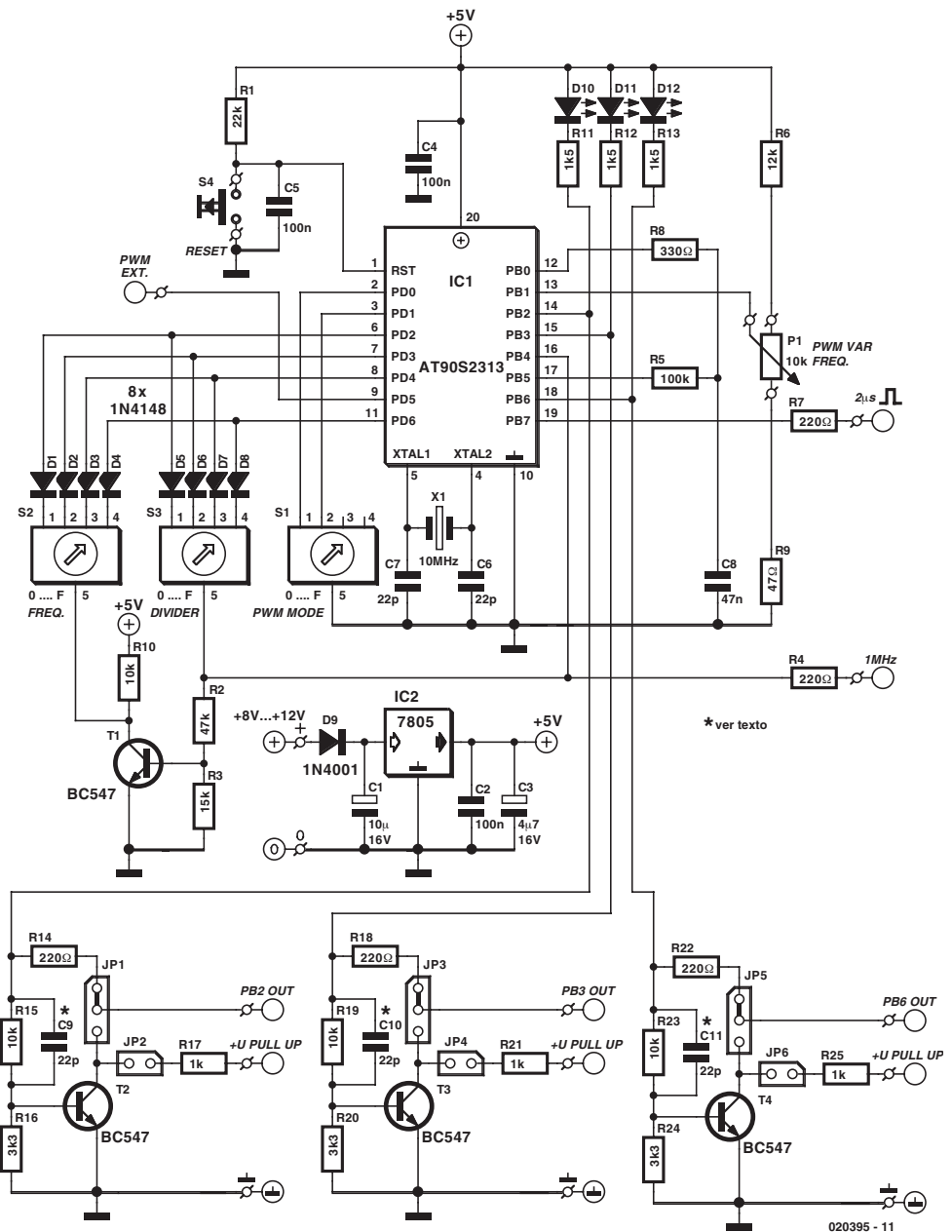
Generador de Reloj Universal 012

R. Zenzinger

Este generador universal de reloj ha sido implementado utilizando un microcontrolador AT 90S2313 de la casa Atmel, de manera que no requiere demasiados componentes externos. Es un generador de reloj muy versátil que puede usarse en generadores de pulsos y en circuitos temporizadores para la configuración de laboratorio. Proporciona, aproximadamente, 100 frecuencias de referencia con la precisión de un cristal, y puede usarse para implementar circuitos reguladores de intensidad, generar pulsos de forma de onda arbitraria para simulación, así como generador de frecuencia configurable libremente, y muchas más. Su funcionamiento y ajuste son sencillos y fáciles de comprender.

Como verá en el esquema eléctrico de la figura, todos los puertos del microcontrolador se utilizan totalmente. Las líneas del puerto PC2 – PD4, PD6 y PB4 son líneas de doble función. Esto no es ningún problema para el microcontrolador, siempre y cuando el programa haya sido diseñado de manera adecuada. En este caso, se utilizan dos conmutadores BCD que usan las mismas entradas para leer. Los conmutadores se seleccionan utilizando la línea PB4 y el transistor inversor T1, estando aislados unos de otros por los diodos D1 – D8.

La señal de reloj de 1 MHz también se saca a través de la línea PB4. Durante su funcionamiento normal, la salida de 1 MHz está inactiva. Sólo cuando estamos en el modo de trabajo de 1 MHz, el microcontrolador entra en un lazo permanente en el que las otras funciones ya no van a ser utilizadas. Cada una de las salidas PB2, PB3 y PB6 está conectada a la etapa de un transistor, el cual puede configurarse mediante puentes, de acuerdo con la aplicación que hayamos diseñado. Las salidas del microcontrolador pueden llevarse fuera directamente o invertidas por medio de etapas con transistores. Se puede emplear otro puente para conectar una resistencia de “pull-up” directamente a la tensión que se desee, siempre y cuando esté por debajo de la máxima tensión especificada para el transistor. Con los valores de los componentes que se dan en el



esquema eléctrico, los circuitos de salida están protegidos contra cortocircuitos y transitorios.

En algunas aplicaciones puede ser necesario modificar los valores de los componentes. Si es así, podemos añadir una circuitería externa adecuada. De este modo, los condensadores C9, C10 y C11 solamente son necesarios si nuestra aplicación debe tener flancos de pulsos extremadamente abruptos. Estos condensadores aceleran la respuesta de activación del transistor y reducen el tiempo de retardo cuando el transistor va a desconectarse.

La frecuencia, o el ciclo de trabajo del pulso, se selecciona utilizando las líneas PB0, PB1 y PB5. Por medio de PB1 el microcontrolador mide el tiempo requerido por el condensador C8

para que se cargue a un nivel umbral de 2,2 V. Dentro de este rango, la curva de carga del condensador se mantiene relativamente lineal. El valor máximo se configura por medio de la resistencia R6, mientras que el valor mínimo se hace con la resistencia R9. Estos valores pueden cambiarse si se desea. Para obtener una buena estabilidad con una larga duración, el condensador C8 debe ser de tipo poliestireno (si es posible). Las entradas del microcontrolador están configuradas para utilizar resistencias internas de “pull-up”. Las descripciones siguientes son un pequeño resumen de la utilización de las líneas de E/S:

- *PB0, PB1 y PB5*: Procesamiento de señales analógicas que utilizan una sencilla red RC. El comparador interno del microcontrolador conmuta cuando la tensión en PB0 excede el valor seleccionado en PB1. El condensador se carga y se descarga bajo control del programa por medio de la señal PB5.

- *PB2 y PB6*: Frecuencia de reloj en salidas complementarias, conmutables durante el funcionamiento. Aproximadamente se dispone de 100 frecuencias fijas y pueden seleccionarse seis rangos variables. Las salidas pueden usarse directamente o almacenarlas e invertirlas mediante controladores de colector abierto.

- *PB4*: Salida de reloj de 1 MHz cuando el conmutador divisor de frecuencia fija está seleccionado a “0” y se presiona la señal Reset. Tan sólo se puede salir de este modo de trabajo pulsando de nuevo la señal Reset, la cual provoca que la salida pase a nivel alto y obliga a la señal a realizar el cambio a través del conmutador BCD S3. En modo normal de funcionamiento esta salida está a nivel bajo.

- *PB7*: Esta línea es un marcador para el flanco del pulso de cada transición de conmutación en las salidas PB2 y PB6. El

Controles

FRECUENCIA (S2, BCD): selecciona la frecuencia básica:
Fija: 0, 1, 1, 10, 100, 1.000, 10.000, 50.000 Hz (configuración 1 – 7)
Variable: 50.000, 10.000, 1.000, 100, 10, 1 Hz (configuración 9 – 14)
El generador de reloj está detenido (inhabilitado para las configuraciones 0, 8 y 15).

DIVISOR (S3, BCD): divide la frecuencia base en 15 pasos (1:1 a 1:15). El factor de división seleccionado sólo llega a ser efectivo después de generar una señal de Reset o cuando se realiza una configuración nueva de FRECUENCIA. Si se tiene seleccionado el paso 0 y se presiona la tecla Reset, se activa el modo 1 MHz.

MODO PWM (S1, BCD): selecciona una de las cuatro frecuencias de reloj. El PWM funciona en paralelo con las frecuencias de salida. El ancho del pulso se puede ajustar utilizando un potenciómetro o una tensión analógica.

ancho del pulso es de 2 µs. Esta salida está activa tanto en frecuencias fijas como variables.

- *PB3*: Salida del modulador de ancho del pulso (PWM), que funciona en paralelo con las salidas de frecuencia (8 bits de resolución). Puede seleccionarse una de las cuatro frecuencias de reloj PWM utilizando las líneas PD0 y PD1 (19,6 kHz, 2,45 kHz, 306,4 Hz, o un reloj externo en la línea PD5). La frecuencia PWM puede ajustarse en un rango de, aproximadamente, el 0 y el 99,5 % de la tensión de alimentación, utilizando una tensión analógicas (P1). En el modo de trabajo de 1 MHz, la señal PWM continúa funcionando con su configuración más reciente. En las líneas PB2 y PB6 tenemos las mismas opciones de salida.

Frecuencias Fijas								
Divisor (S3)	Frecuencia (S2) (frecuencia en Hz)							
	0	1	2	3	4	5	6	7
0	Modo de 1 MHz (activado por Reset)							
1	detenido	0.1	1	10	100	1,000	10,000	100,000
2	detenido	0.05	0.5	5	50	500	5,000	25,000
3	detenido	0.0333	0.3333	3.333	33.33	333.3	3,333	16,666
4	detenido	0.025	0.25	2.5	25	250	2,500	12,500
5	detenido	0.02	0.2	2	20	200	2,000	10,000
6	detenido	0.0166	0.1666	1.666	16.66	166.6	1,666	8,333
7	detenido	0.0143	0.143	1.43	14.3	143	1,430	7,143
8	detenido	0.0125	0.125	1.25	12.5	125	1,250	6,250
9	detenido	0.0111	0.1111	1.111	11.11	111.1	1,111	5,555
A	detenido	0.01	0.1	1	10	100	1,000	5,000
B	detenido	0.0091	0.091	0.91	9.1	91	910	4,545
C	detenido	0.00833	0.0833	0.833	8.33	83.3	833	4,166
D	detenido	0.0077	0.077	0.77	7.7	77	770	3,846
E	detenido	0.00714	0.0714	0.714	7.14	71.4	714	3,571
F	detenido	0.00666	0.0666	0.666	6.66	66.6	666	3,333

(Valores redondeados al 1%, si es necesario)

Frecuencias Variables	
FRECUENCIA (S2)	Rango de Frecuencia (Hz)
8	detenido
9	196 – 50.000
A	39 – 10.000
B	3,9 – 1.000
C	0,39 – 100
D	0,039 – 10
E	0,0039 – 1
F	detenido (libre)

Resolución del rango de frecuencia: 8 bits (255 pasos)

Modulador de Ancho de Pulso (PWM)			
MODO PWM (S1)	PB1	PB0	Reloj PWM
0	1	1	Externo (PD5)
1	1	0	19,6 kHz
2	0	1	2,45 kHz
3	0	0	306,4 Hz

-PD0 y PD1: Entradas de configuración para seleccionar la frecuencia de reloj de la señal PWM, utilizando los conmutadores DIP o conmutadores rotativos BCD. La configuración se captura y almacena con una señal de Reset (ver **Tabla 1**).

-PD2, PD3, PD4 y PD6: Líneas utilizadas para las entradas de configuración para frecuencia fija y la configuración de los divisores, a través de dos conmutadores BCD. La configuración de la nueva frecuencia se captura inmediatamente después de realizar cualquier cambio en los valores de entrada. Por el contrario, la configuración de los divisores sólo se captura cuando se hace una señal de Reset, momento en el cual se evalúa la situación del conmutador S3, a continuación de lo cual la línea PB4 cambia de nuevo sobre el conmutador S2.

-PD5: Frecuencia de reloj externa para la señal PWM. Si se presiona la señal de Reset cuando el conmutador S1 = 0, la señal PWM se conmuta a la frecuencia de reloj externa.

El circuito puede alimentarse mediante una pequeña fuente de alimentación (o un adaptador de tensión de red) que proporcione una tensión de salida comprendida entre 8 y 12 V. En la placa del circuito, un regulador de tensión fija convierte la tensión de alimentación en una tensión estabilizada de + 5 V. El diodo D1 protege el circuito contra conexiones con polaridad invertida de la fuente de alimentación. Los condensadores de desacoplo tienen que soldarse a la placa del circuito lo más próximo posible de los terminales de alimentación del microcontrolador. El conmutador de reset dispone de una red RC para evitar los posibles rebotes del mismo. El cristal debe tener una frecuencia de 10 MHz, ya que todos los cálculos del programa están basados en este valor. Del mismo modo, este cristal debe estar colocado lo más próximo posible al microcontrolador, al igual que los condensadores asociados.

El conmutador pulsador y los conmutadores BCD también tienen que montarse sobre la placa del circuito impreso. Una idea muy práctica es la de emplear los zócalos de los circuitos integrados para montar los conmutadores BCD, de manera que los conmutadores puedan montarse fuera de la placa de circuito impreso y, si fuese necesario, conectarlos mediante cables y conectores.

A la hora de construir un generador debemos tener en cuenta la reglamentación y normativa que rigen las emisiones EMC. Después de todo, en este proyecto estamos trabajando con un microcontrolador rápido que trabaja a una frecuencia de reloj de 10 MHz. Los condensadores de desacoplo conectados directamente al cristal y al microcontrolador deben estar localizados lo más próximos posible del microcontrolador, y los correspondientes condensadores deben conectarse directamente a masa. Se recomienda disponer del plano de masa lo más grande posible o un plano de referencia en forma de rejilla. También utilizaremos cables cortos y/o apantallados. Además, también se usarán diodos sin vueltas con cargas inductivas.

(020395-1)

NOTA: El programa del microcontrolador, incluyendo el código fuente, está disponible en un disquete en nuestro Servicio de Lectores bajo el código de pedido **020395-1 I**, o también se puede obtener de forma gratuita a través de la página web de Elektor Electronics.

Timbre Electrónico de Teléfono

013

L. Libertin

Este circuito produce un sonido de llamada similar al de los teléfonos más recientes. Está formado por tres osciladores casi idénticos conectados en una cadena, cada uno de los cuales genera una señal de onda cuadrada.

La frecuencia de cada oscilador depende de la combinación de resistencias y condensadores (RC): la resistencia R4 y el condensador C1 alrededor del circuito integrado IC1.A;

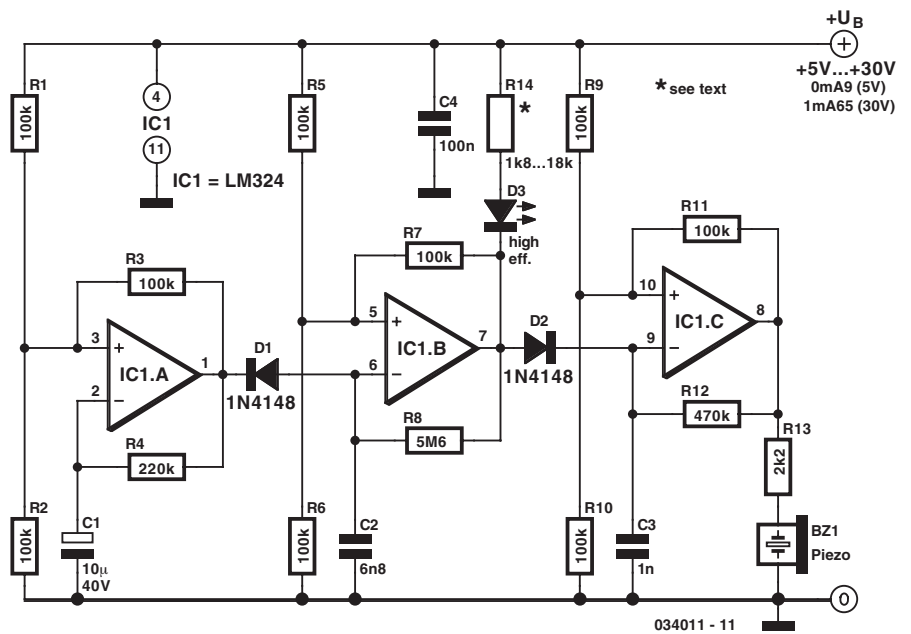
la resistencia R8 y el condensador C2 alrededor del circuito integrado IC1.B y la resistencia R12 y el condensador C3 alrededor del circuito integrado IC1.C. La pareja de resistencias de 100 K divide la tensión de alimentación asimétrica (entre 5 y 30 V) de manera que, junto con la resistencia de realimentación de 100 K (R3, R7 y R11), la tercera o las dos terceras partes de la tensión de alimentación estarán presentes en las entradas no inversoras de los amplificadores operacionales. De este modo, la tensión en los

extremos del condensador oscila con una onda triangular comprendida entre estos dos valores.

El primer oscilador trabaja libremente a una frecuencia aproximada de 1/3 de Hz. Solamente cuando su

salida está a nivel alto el diodo D1 deja de conducir y, por lo tanto, el segundo oscilador comienza a funcionar. La frecuencia del segundo oscilador es de unos 13 Hz, y el diodo LED D3, opcional, parpadea cuando está en funcionamiento. Cuando la salida del segundo oscilador está a nivel bajo, el tercer oscilador inicia su funcionamiento. La frecuencia de este tercer oscilador es de 1 KHz, aproximadamente, y éste será el tono que se producirá. El segundo oscilador no es absolutamente necesario: su función es la de añadir una pequeña modulación al tono de 1 kHz.

Se conecta un zumbador piezoeléctrico a la salida del tercer oscilador para convertir la señal eléctrica en un tono acústico. El consumo de corriente de este circuito está justo por



debajo de 1 mA, con una tensión de alimentación de + 5 V. Estos valores se incrementan hasta los 1,65 mA para una tensión de alimentación de +15 V.

(034011-1)

Zumbador de potencia

014

G. Baars

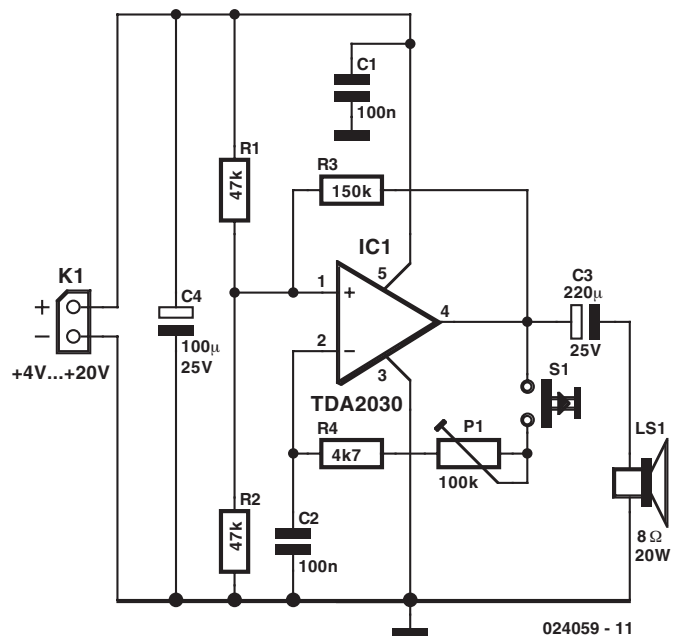
A veces tenemos que llamar varias veces a los miembros de nuestra familia para que sepan que la comida está lista, ya que se encuentran en otros lugares de la casa y no nos oyen. Una solución consiste en colocar un zumbador de potencia en la habitación, junto con un pulsador en la parte inferior de las escaleras o en la cocina.

El corazón de este circuito está formado por IC1, un TDA2030. Este integrado tiene protección térmica que evita su destrucción. Las resistencias R1 y R2 aplican una tensión igual a la mitad de la tensión de alimentación en la entrada +Vin del amplificador operacional. La resistencia R3 proporciona realimentación. Por último, la combinación de C2, R4 y el potenciómetro P1 determina la frecuencia de oscilación del circuito. La frecuencia del tono también se puede ajustar usando P1. No hay control de volumen porque siempre que queramos llamar la atención bastará con pulsar el botón S1.

Fijaremos el circuito entero en algún sitio donde podamos poner un pulsador. El altavoz se puede colocar en un sitio estratégico, por ejemplo el dormitorio, y usaremos cable de altavoz para conectarlo. Un cable de timbre normal puede causar una importante pérdida de potencia si el altavoz está lejos.

El altavoz podrá manejar una potencia continua de al menos 6 W (con una tensión de alimentación de 20 V). La potencia cae rápidamente cuando cae la tensión ($P=V_{rms}^2/R_l$).

La tensión de alimentación para este circuito no es particularmente crítica, sin embargo, se debe proporcionar sufi-



ciente corriente. Un buen valor nominal son unos 400 mA a 20 V. A 4 V, será aproximadamente de 25 mA. Seguramente tendremos un pequeño alimentador adecuado en algún lugar de nuestra habitación. También podremos encontrar una fuente de alimentación de bajo coste, como alguna que ha aparecido en esta publicación.

(024059-1)

Convertidor DC/DC con 555 015

L. de Hoo

A menudo es necesario aumentar la tensión de alimentación de un circuito electrónico porque la tensión que necesitamos está cayendo. El circuito que presentamos aquí puede proporcionar una solución en algunos casos, porque se puede usar para convertir una simple tensión de alimentación en una fuente de alimentación balanceada.

La característica más relevante de este circuito es que sin ninguna complicación podemos tener un circuito bastante exótico. Ninguno de los componentes usados en el circuito presentan problemas de localización y la mayoría de los aficionados electrónicos los tendrá.

El núcleo del circuito lo constituye uno de los integrados más conocidos, el viejo 555, que se cableará como un oscilador y generará una frecuencia de unos 160 KHz. El oscilador está seguido de dos rectificadores dobladores de tensión, que constan de C1, D1, D2, C3 y C7, D3, D4, C5. A continuación hay dos reguladores de tensión para estabilizar las tensiones positiva y negativa generadas de esta manera.

El ciclo de trabajo del 555 se ajusta aproximadamente al 50 % usando R1 y R2. La onda cuadrada de la salida del temporizador tiene un offset DC, que se elimina con C4 y R3. La amplitud de la señal de salida del 555 es aproximadamente igual a la tensión de alimentación menos 1,5 V, por lo que con una tensión de entrada de alimentación de 12 V en el pin 3

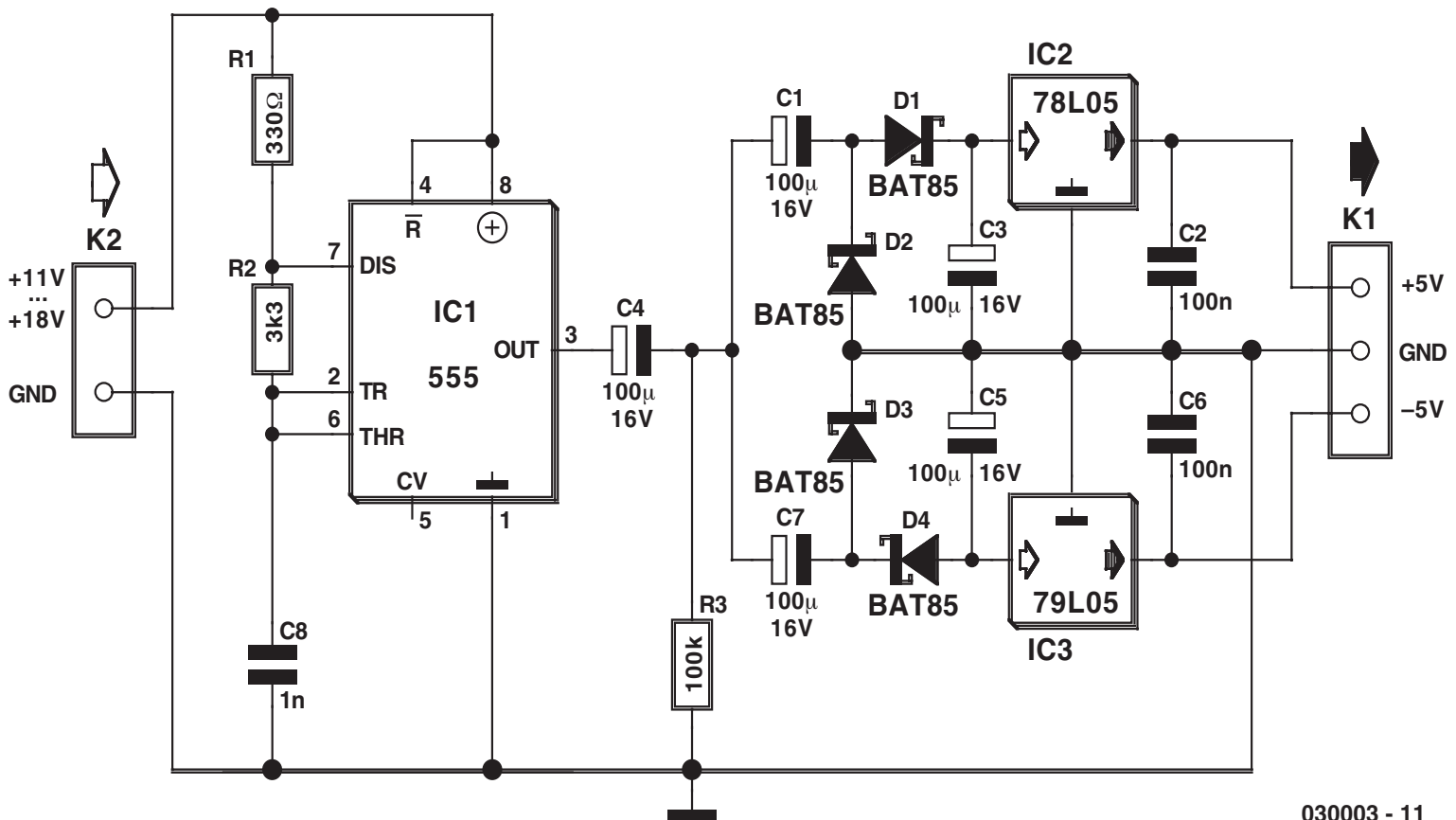
habrá una señal de onda cuadrada de una amplitud aproximada de 10,5 Vpp.

Con respecto a masa (en R3), ésta es +5 V / -5 V. Aunque éste tiene una tensión simétrica, sus amplitudes positiva y negativa son demasiado pequeñas y no están estabilizadas.

En lo que se refiere a dividir la señal de onda cuadrada en amplitudes positivas y negativas suficientemente grandes, hay que añadir C1/D2 para la tensión positiva, haciendo que la mitad positiva se doble en amplitud. Para la mitad negativa, se consigue el mismo efecto usando C7/D3. Siguiendo esto, las dos señales se suavizan con D1/C3 y D4/C5, respectivamente. Ambas tensiones son ahora bastante altas para ser aplicadas a un regulador de tensión normal de 5 V dando una tensión de salida de +5 V y -5 V en la salida.

La tensión de entrada no tiene que estar regulada aunque debe estar entre +11 y +18 V. La corriente de salida máxima es ±50 mA con una tensión de entrada de 12 V. Este circuito es una excelente elección para generar tensiones de salida auxiliares, tales como tensiones de alimentación para amplificadores operacionales de pequeña potencia. Naturalmente, el convertidor se puede alimentar a partir de la tensión de batería de un vehículo, lo que le da un atractivo especial.

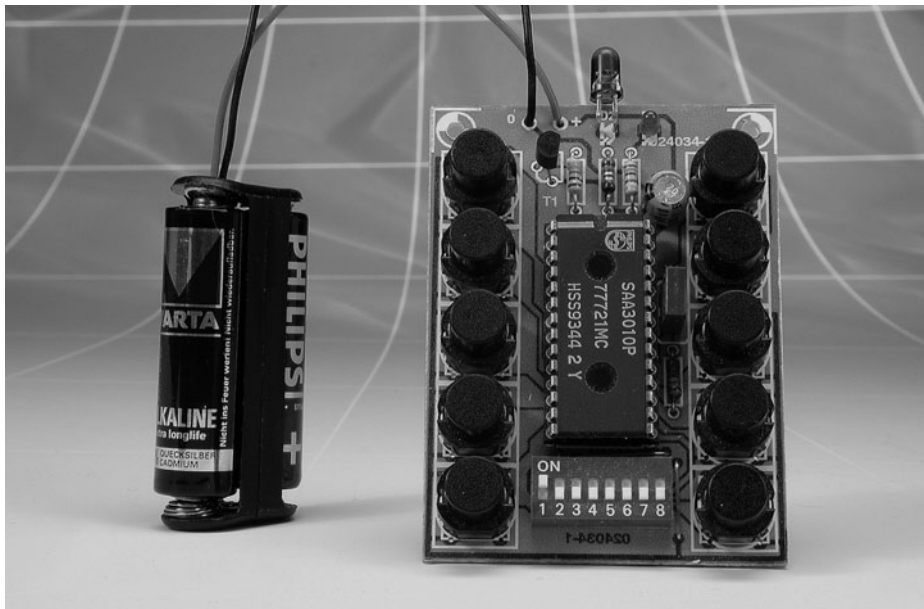
(030003-1)



030003 - 11

Pequeño Transmisor RC5

016



mos encontrarlo durante algún tiempo. Esto nos puede ser útil siempre que lo que queramos sea un simple mando a distancia, y además en el mercado hay algunos integrados alternativos como son el PT2211 de Princeton y el HT6230 de Holtek.

Nuestro objetivo es tener un transmisor versátil que se pueda comunicar con varios dispositivos diferentes. Esto sólo se puede conseguir usando un código con dirección modificable, mediante 8 microinterruptores DIP, lo que nos da un sistema de direcciones seleccionable entre 0-7. De acuerdo al protocolo RC5, esto hace posible direccionar el dispositivo listado en la **Tabla 1** y para nuestros fines, el sistema de direcciones DIY (7) es especialmente interesante.

F. Wohlrabe

En Elektor hemos publicado muchos artículos sobre transmisión de datos IR usando el código Philips RC5. Un prerrequisito para el uso de dichos circuitos es un mando a distancia construido por Philips o Loewe, o incluso un transmisor RC5 basado en el integrado codificador SAA3010.

Actualmente Philips tiene descatalogado su codificador RC5 desde finales del pasado año. A pesar de ello, no parece difícil obtenerlo en algunos almacenes y es posible que poda-

Un jumper (puente cableado) permite seleccionar otros rangos de dirección alternativos tal y como se muestra en la **Tabla 2**. Esto permite que el transmisor RC5 trabaje con todos los receptores RC5.

Utilizando los diez pulsadores podremos enviar hasta diez comandos diferentes al dispositivo seleccionado por JP2 y S11. Los botones S1 y S2 tienen aquí una función especial: dependiendo de la configuración de JP1 (que puede ser un jumper, un puente con cable o un pequeño interruptor deslizante), S1

I

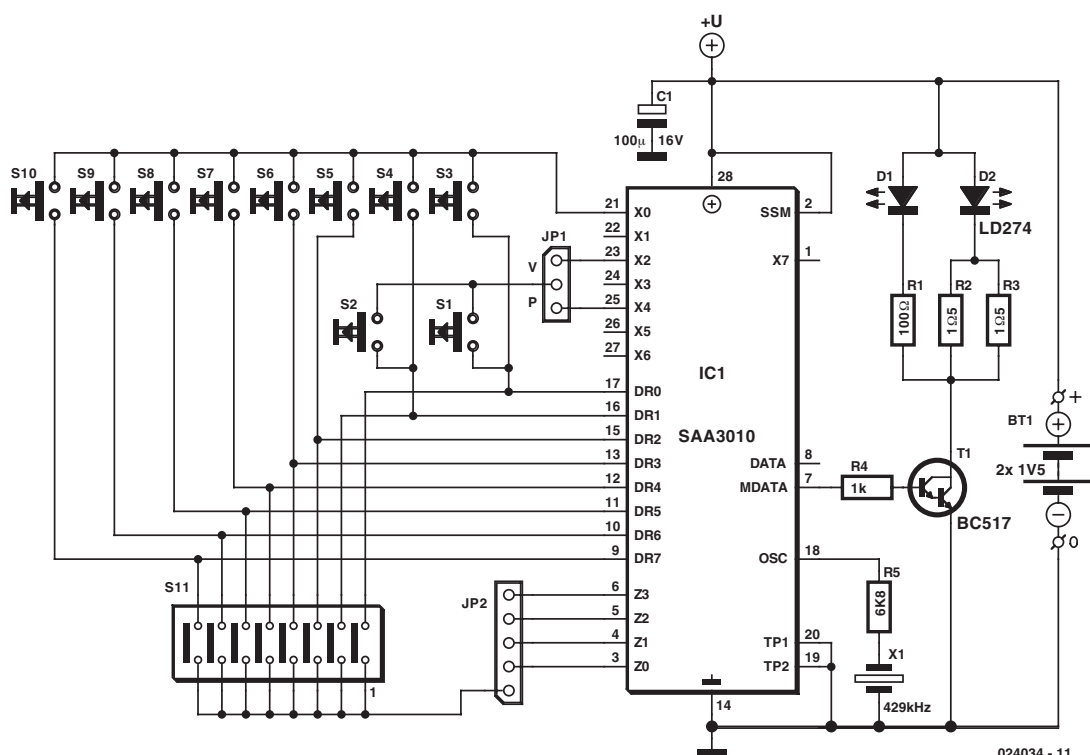


Tabla 1

SII	Dirección	Dispositivo
1	0	TV1
2	1	TV2
3	2	Videotexto
4	3	Extensión TV1/TV2
5	4	Reproductor de visión láser
6	5	VCR1
7	6	VCR2
8	7	Reservado

y S2 controlan el volumen (audio) o los valores prefijados, tal y como se muestra en la **Tabla 3**. Esto hace que nuestro sencillo transmisor RC5 sea compatible con el circuito de control remoto publicado en el número de Mayo del 2001 en Elektor.

En otros aspectos, el circuito mostrado en la **Figura 1** corresponde a las especificaciones de las hojas de características. El pin SSM está conectado a V_{pp} , ya que la selección de la dirección se hace con los microinterruptores DIP. Philips nos aconseja usar un resonador con una frecuencia de reloj de 429

Tabla 2

Rango de dirección	Jumper JP2
0-7	1-2
8-15	1-3
16-23	1-4
24-31	1-5

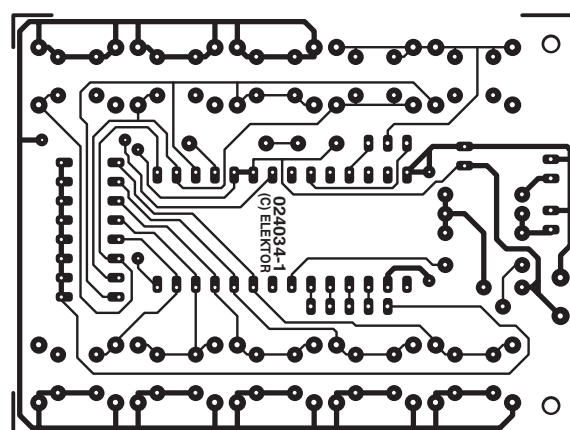
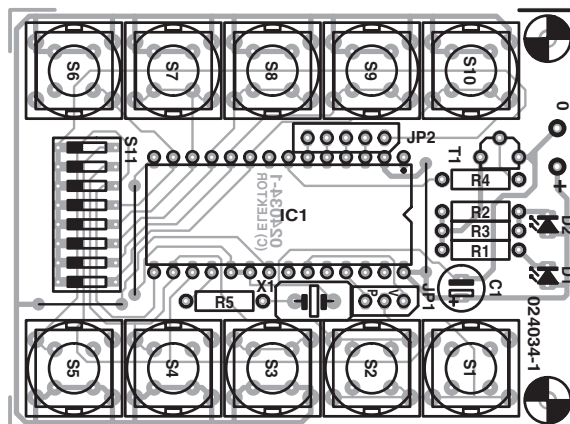
KHz, lo que nos da las temporizaciones para el protocolo RC5. Sin embargo, es imposible usar un resonador de 455 KHz (que es fácil de conseguir), porque supondría un recorte de 40 ms en los intervalos de bit, lo cual debería tenerse en cuenta en el diseño de un receptor DIY.

Se usa un transistor Darlington BC517 para excitar el diodo transmisor de infrarrojos (D2), el cual emite en la región de 950 nm, por su elevada ganancia de corriente (la cual es tan grande

Tabla 3

Botón	Comando	JPI	Comando
S3	0	-	0
S4	1	-	1
S5	2	-	2
S6	3	-	3
S7	4	-	4
S8	5	-	5
S9	6	-	6
S10	7	-	7
S1	16	1-2	+ Volumen
S2	17	1-2	- Volumen
S1	32	2-3	+ Preset
S2	33	2-3	- Preset

2



LISTADO DE COMPONENTES

T1 = BC517
IC1 = SAA3010 (ver texto)

Resistencias:

R1 = 100 Ω
R2, R3 = 1 Ω 5
R4 = 1 k
R5 = 6k8

Condensadores:

C1 = 100 μ F, 16 V, radial (bajo perfil)

Semiconductores:

D1 = LED, rojo, 3 mm
D2 = LD274

Varios:

BT1 = dos pilas 1,5 V con portapilas
S1-S10 = pulsador, montaje en PCB (por ejemplo ITT/Shadow D6)
X1 = 429 kHz 2-pin resonador cerámico
JP1 = tira de 3 pines macho recto con jumper, o puente con cable
JP2 = puente con cable
S11 = interruptores SIP de 8 vías

que puede excitar un LED normal como un indicador de operación). El nivel de corriente está fijado para que el control remoto del transmisor pueda alcanzar hasta ocho metros.

El circuito trabaja con una tensión de alimentación de 3 V. Pueden usarse dos pilas AAA o AA como fuente de energía. En estado de reposo, la carga de las baterías es menor de 10 mA.

Nosotros hemos diseñado una placa de circuito para este sencillo transmisor de IR (**Figura 2**). La placa de circuito impreso se puede descargar de la página de Elektor (descargas gratuitas, ítem **024034-11**).

(024034-1)

Receptor de Control Remoto en FM

017

T. Giesberts

Frecuentemente es necesario conmutar algunas aplicaciones eléctricas a distancia (por ejemplo la luz del garaje, cuando aún estamos en casa) sin que haya una línea directa entre la señal del transmisor y el receptor, por lo que no podemos usar infrarrojos, sino señales de radio.

Una solución ideal para esta aplicación está en los módulos transmisor y receptor, que operan a una frecuencia de 433 MHz y están preparados para usarlos nada más conectarlos.

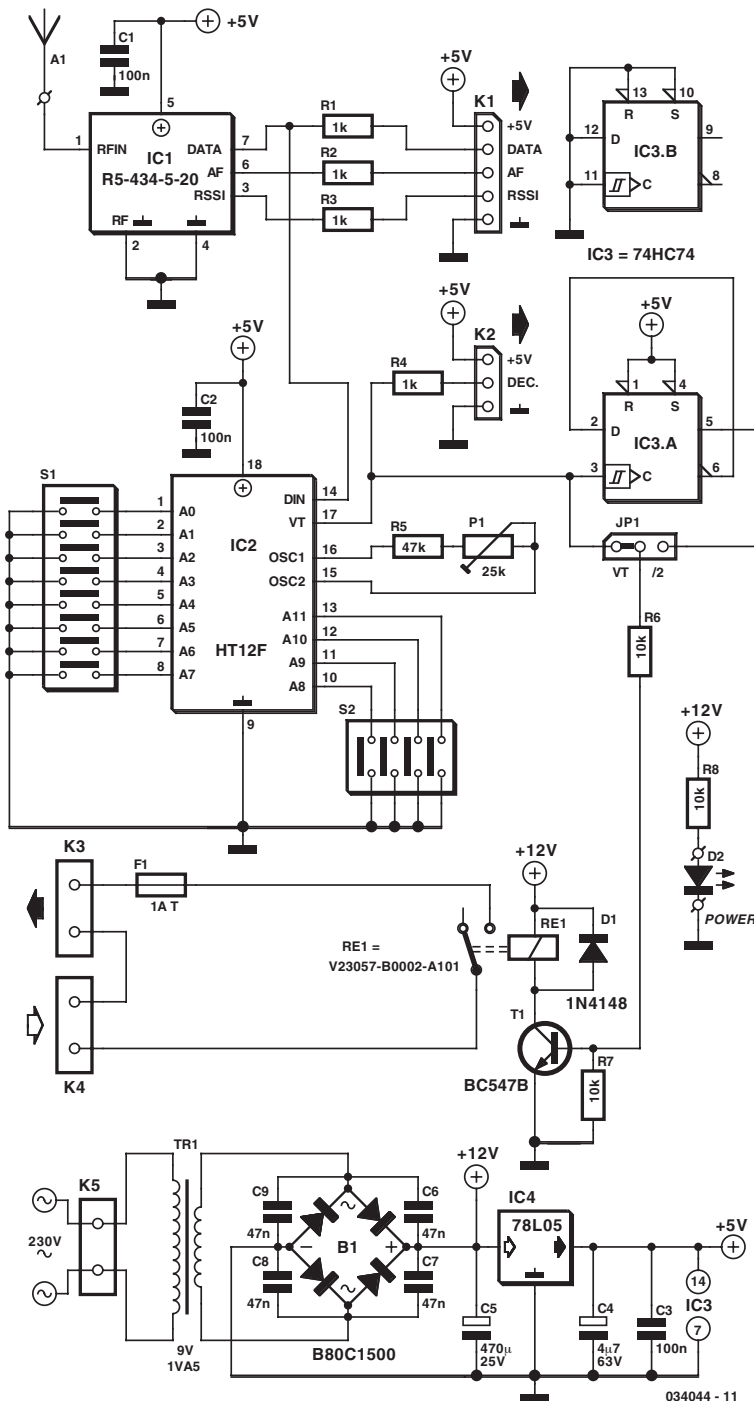
Este circuito complementa el pequeño transmisor FM que se usa como un módulo. Aquí vamos a describir el receptor asociado, el cual capta las señales del transmisor usando el módulo receptor modelo R5-434-5-20 de R.F. Solutions (también en versión de 20 Kbps). Este integrado receptor está sintonizado a una frecuencia de 433,92 MHz, exactamente la misma del transmisor.

Para evitar interferencias y un uso no autorizado, el transmisor envía un código de señal, que es procesado en nuestro receptor por el decodificador HT12F de Holtek. P1 y R5 se usan para sintonizar la frecuencia del oscilador del decodificador que es codificado en el transmisor. De esta forma cualquier variación debido a tolerancias o una tensión de batería diferente se puede compensar mediante P1. Los bits de datos se colocan usando puentes soldados en la PCB (S1 y S2).

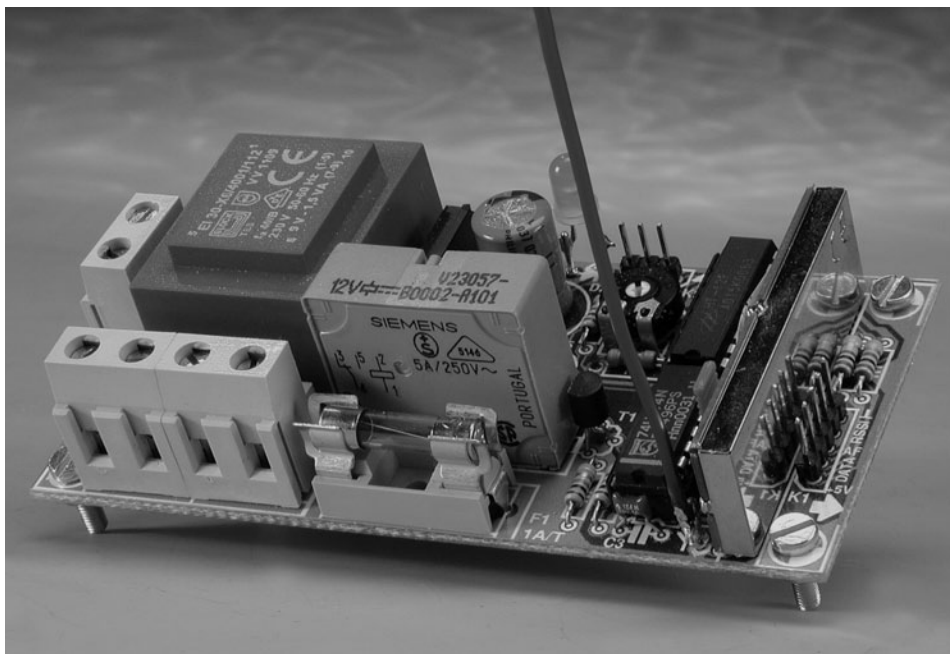
Con el jumper JP1 puede separarse la salida a través de un circuito divisor por dos (la mitad de IC3, un doble flip-flop tipo D 74 HC74), de manera que el relé RE1 puede permanecer activado sin presencia de señal. El contacto del relé conecta un contacto de la regleta K4 a K3 a través de un fusible. Los otros contactos se conectan directamente. El relé y las regletas se colocan de forma que la tensión de red quede lo más lejos posible de la PCB para cumplir las especificaciones de seguridad de Clase II. También es posible conectar la regleta K4 con K5 para seguridad de las tensiones de red. En este caso deberíamos asegurarnos que la tensión de red esté conectada a través de un relé y un fusible.

El circuito tiene una fuente de alimentación en la placa, estando lista para usarse tan pronto como el montaje esté completo. El relé y el indicador de alimentación se excitan directamente desde la salida del transformador, manteniendo la carga en el pequeño regulador de 5 V (78L05). A nosotros nos bastará con tener una tensión de alimentación de unos pocos miliamperios.

La utilización de un módulo receptor listo para usar simplifica la construcción de este circuito y también lo hace más fiable. Aparte de la entrada de RF (RF IN) el módulo tiene una salida de datos y analógica (AF). También hay una salida de estado que nos da una indicación de la potencia de la señal de RF (RSSI). Esas dos últimas señales no se usan en esta aplicación. Hay otro artículo en este número (amplificador con circuito reductor de ruido) que uti-



034044 - 11



liza esas dos señales analógicas con un circuito extra y una versión modificada del transmisor. Por esta razón todas las salidas del módulo receptor están disponibles en una tira de 5 pines (K1), junto con la tensión de alimentación. Las resistencias R1 y R3 protegen las salidas de tensión de corto-circuito. La tensión de este conector sólo puede proporcionar unos pocos miliamperios.

Al igual que en el transmisor, la antena se ha montado lo más cerca posible del pin 'RF IN'. La construcción de la antena se describe en el artículo del transmisor. La salida del decodificador (al igual que la tensión de alimentación) sale a un pin de conector (K2), haciendo que la señal lógica esté disponible para los circuitos que la necesiten.

Las PCBs de transmisor y receptor se han combinado en una placa para mantener el coste bajo. La pequeña placa del transmisor se puede separar fácilmente de la otra placa. El resto de placa corresponde a la receptora, que está bien organizada (no debemos olvidar el puente debajo de IC3). Es posible que el jumper JP1 se pueda colocar con un poco de dificultad entre IC3 y el módulo receptor IC1. Todos los conectores se han colocado en los bordes de la PCB. Si hacemos una conexión a K1 deberíamos tener cuidado de no hacer contacto con la masa metálica del módulo.

(034044-1)

LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

- R1-R4 = 1 k
- R5 = 47 k
- R6, R7, R8 = 10 k
- P1 = 25k potenciómetros

Condensadores:

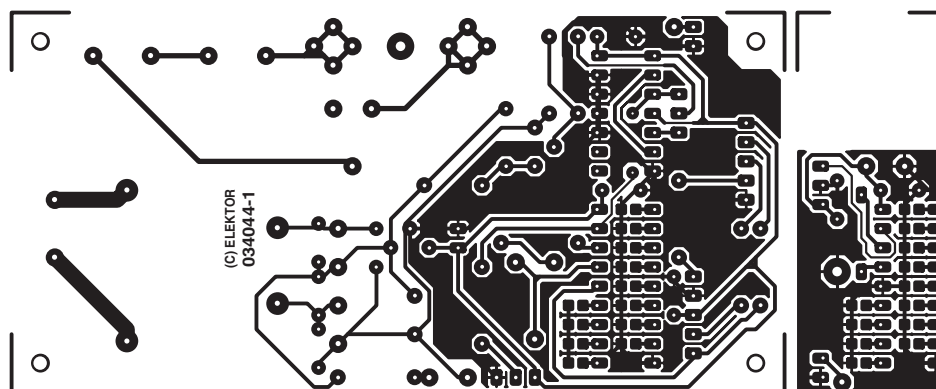
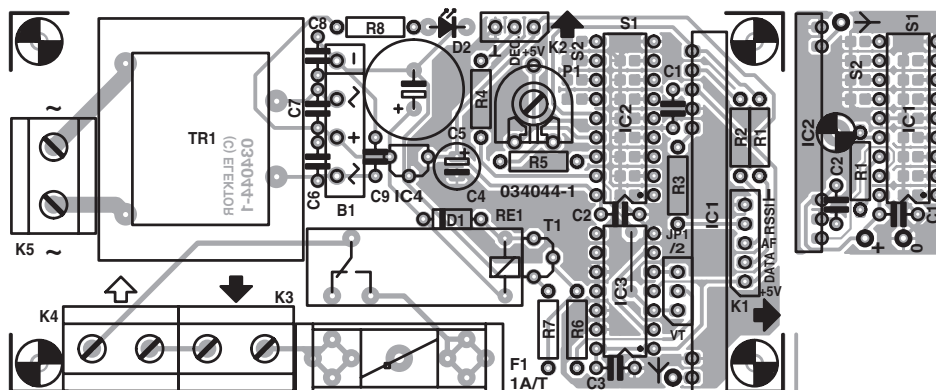
- C1, C2, C3 = 100 nF cerámico
- C4 = 4µF7, 63 V, radial
- C5 = 470 µF, 25 V, radial
- C6-C9 = 47 nF, cerámico

Semiconductores:

- D1 = 1N4148
- D2 = LED, alta eficiencia
- T1 = BC547B
- IC1 = R5-434-5-20 de R.F. Solutions (Farnell # 352-4383)
- IC2 = HT12F de Holtek (Maplin)
- IC3 = 74HC74
- IC4 = 78L05

Varios:

- JP1 = 3 pines macho con jumper
- K1 = tira de 5 pines macho
- K2 = tira de 3 pines macho
- K3, K4, K5 = regleta para PCB de 2 vías, separación de pines 7,5 mm
- S1, S2 = puentes
- B1 = B80C1500 (encapsulado rectangular) (80V piv, 1,5 A)
- TR1 = transformador de red, 9V/1,5VA, por ejemplo, modelo EI30-X6/4001/112 VVI 109
- F1 = fusible, 1A/T (retardado), con portafusibles para PCB
- RE1 = V23057-B0002-A101 tarjeta vertical de relé 12 V/330 W/ 8 A
- PCB, código de pedido **034044-1** (transmisor y receptor)



Comprobador de Transistores Barato y Eficiente 018

R. J. Gorkhali

Mediante este sencillo sistema de indicación visual, este pequeño comprobador de transistores nos permite chequear de forma rápida si un transistor de tipo NPN o PNP funciona o no. Si el dispositivo bajo prueba es un NPN entonces el LED verde (D1) parpadeará, mientras que el rojo lo hará para un transistor de tipo PNP. Sin embargo, si el transistor está en corto, ambos LEDs parpadearán y un transistor en circuito abierto hará que los LEDs permanezcan apagados.

El circuito está basado en un CD4011B, un integrado de cuatro puertas NAND, cuatro componentes pasivos y dos LEDs. La cuarta puerta del integrado no se usa y sus entradas son puestas a masa. Alternativamente, podemos conectar sus entradas y salidas en paralelo con IC1.C para incrementar la excitación al circuito de comprobación del transistor.

IC1.A e IC1.B junto con R2, R3 y C1 forman un oscilador que genera una onda de baja frecuencia en el pin 4. Esta señal se aplica al emisor del transistor bajo prueba además de al inversor IC1.C. La señal invertida de IC1.C y la salida del oscilador excitan el circuito de prueba (LEDs, dispositivo bajo prueba, R1) de forma que la tensión en esa parte del circuito está invertido todo el tiempo.

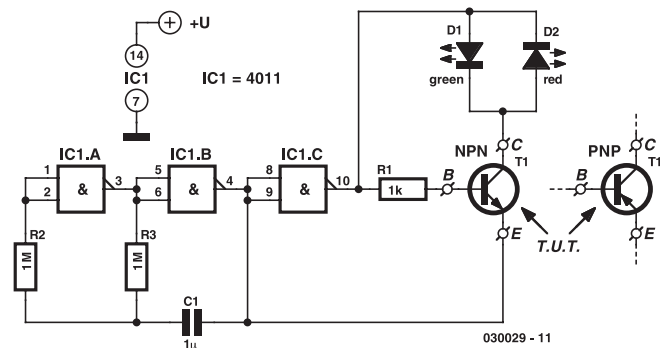
Por ejemplo, con un transistor NPN bajo prueba, cuando el pin 10 está a nivel alto y el pin 4 a bajo, la corriente circula a través del LED D1 y el transistor se polariza en directo. Sin embargo, no circula corriente cuando los pines 10 y 4 cambian

de estado, porque el transistor está inversamente polarizado. El LED verde D1, parpadeará entonces a una velocidad que determinará el oscilador.

Como es previsible, un transistor PNP estará polarizado en directo cuando en el pin 10 haya un nivel bajo y en el 4 un nivel alto, haciendo que la corriente circule y el LED rojo se ilumine.

Una alimentación de unos 3 V (dos pilas de 1,5 V conectadas en serie) debería ser suficiente. Para evitar daños al transistor bajo prueba, no se usarán tensiones de alimentación superiores a 4,5 V. Debido a que las corrientes del LED están limitadas a unos pocos miliamperios en la salida de IC1.C (también dependiente de la tensión de alimentación), se recomienda usar LEDs de alta eficiencia en D1 y D2.

(030029-1)



Receptor de Control Remoto por IR 019

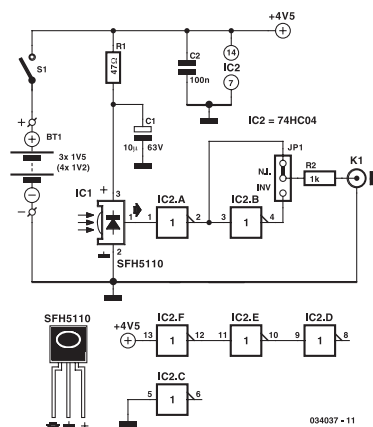
En la actualidad muchos sistemas de audio son modulares y cada uno de ellos tiene varias partes claramente diferenciadas. Lo normal es que sólo el amplificador tenga un mando a distancia remoto, debido a cuestiones económicas. Luego las señales de control se envían a las otras unidades usando cables. El sintonizador y el reproductor de CD, por ejemplo, no tendrán un módulo receptor. Cuando el sintonizador se compra de forma separada es posible que no pueda usarse directamente con un mando a distancia, lo que en la práctica es una gran desventaja. La única forma de acoplarlo es conectando un receptor IR en la entrada por cable, que es lo que hace este circuito.

En la práctica no siempre está claro qué señal deberíamos usar y qué polaridad debería tener. Sin embargo, lo más adecuado sería usar una señal demodulada. Por estas razones

hemos decidido combinar un receptor estándar IR y dos inversores. El primer inversor también funciona como un buffer porque la salida del módulo tiene una alta impedancia. La salida del módulo receptor está activa a nivel bajo, por lo que en la salida del primer

inversor hay una señal no invertida. El segundo inversor invierte de nuevo esta señal. El jumper JP1 se usa para seleccionar cuál de las señales aparece en la salida. La resistencia R2 protege la salida de cortocircuitos o posibles sobrecargas en la etapa de excitación (por ejemplo, cuando la entrada usa lógica de 3 V). La red R1/C1 elimina cualquier posible pico de la alimentación.

Las baterías son adecuadas para la tensión de alimentación, porque el circuito sólo consume 1 mA. Con un pack de cuatro baterías recargables de 1.800 mAh el circuito puede funcionar de forma ininte-



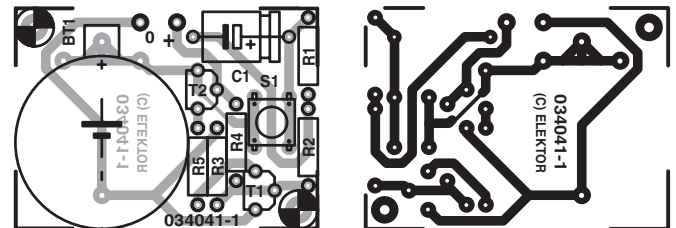
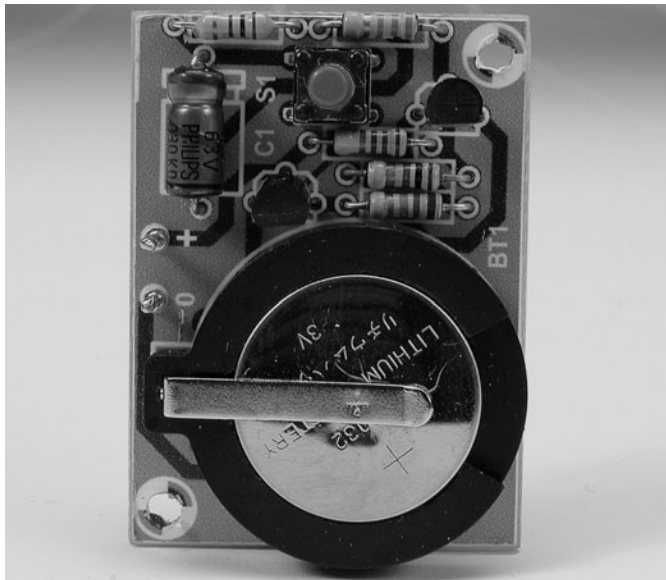
rumpada durante 2,5 meses. Cuatro baterías de NiMH y un cargador son la mejor solución para la alimentación. Si nos aseguramos de apagar el circuito cuando no esté en marcha, podremos usar pilas alcalinas (tipo AA). Debido a su gran

capacidad, pueden llegar a durarnos hasta medio año. Cuando realicemos la elección lo único que nos tiene que quedar claro es que son mejores.

(034037-1)

Interruptor para Ahorrar Batería

020



un poco más grande para que se pueda colocar el porta-pilas más ancho. Cuando pidamos el porta-pilas, si no tenemos claro el tipo que podemos conseguir, podemos pedir las dos PCBs.

El circuito sólo consta de un sencillo comparador con dos transistores. A pesar de su sencillez el valor de R3 tiene que ajustarse para obtener las características requeridas del conmutador. En uno de nuestros prototipos el mejor valor para R3 fue 1 M Ω y en otro fue 2,2 M Ω . Deberíamos elegir aquel en el que el circuito pueda conmutar de forma adecuada con una tensión de alimentación de 2 V.

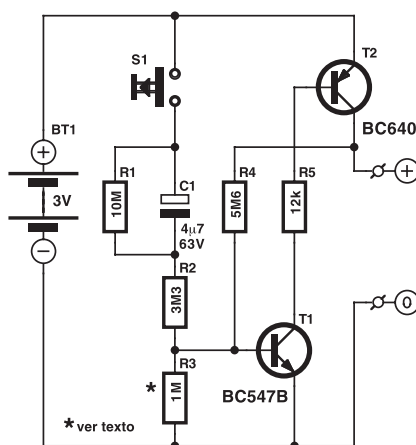
La determinación del valor correcto para R3 es muy fácil. Usando una fuente de alimentación variable, la tensión debería reducirse lentamente (comenzando con unos 3 V), y C1 debería estar descargado cada vez antes de pulsar S1 de nuevo. A 4 V o más el circuito estará aún desconectado (manteniendo presionado S1 y aumentando lentamente la tensión). Las características de la conmutación también dependen de la ganancia de corriente de ambos transistores y la caída de tensión en ambas uniones base/emisor. Cuando hay un cortocircuito la corriente está limitada a unos pocos miliamperios, porque en ese caso R4 no proporcionará la polarización de T1.

El circuito es tan sencillo que debería ser fácil adaptarlo para su propia necesidad. Hay otro porta-pilas estándar (también con un diámetro de 27,76 mm) que admite dos pilas CR2032, una encima de la otra, dando una tensión nominal de 6 V. En ese caso tendremos que determinar los valores de los componentes nosotros mismos. La resistencia R1 descarga el condensador C1 cuando el interruptor está abierto. Este tiempo se ha hecho bas-

T. Giesberts

Hay circuitos que consumen sólo un poco de energía o requieren energía ocasionalmente durante cortos periodos de tiempo. Un ejemplo de esto último es el 'Transmisor de Control remoto por FM'. Este tipo de circuito se puede alimentar fácilmente por una pequeña pila de botón de litio. La CR2032 nos viene rápidamente a la cabeza, porque es la batería más popular usada en muchas aplicaciones y es fácil de encontrar.

El circuito mostrado aquí se diseñó para proteger esas pilas de botón de cortocircuitos o consumos. Su función principal es restringir el tiempo que la alimentación se puede consumir de la pila después de pulsar un botón. En lo que se refiere al montaje, para hacerlo lo más fácil posible hemos diseñado una PCB en la que pueden colocarse los tres tipos de soportes de batería más comunes para la CR2032, incluyendo los que tienen pines soldables. Hay al menos dos tipos de porta-pilas disponibles para pilas simples: una pequeña y otra más ancha. Sus diámetros son 22,75 y 27,76 mm respectivamente. La PCB es



034041 - 11

LISTA DE COMPONENTES

Semiconductores:

T1 = BC547B
T2 = BC640

Resistencias:

R1 = 10 M Ω
R2 = 3 M Ω
R3 = 1 M Ω *
R4 = 5 M Ω
R5 = 12 k Ω

Condensadores:

C1 = 4 μ F7, 63 V, axial

Varios:

S1 = 6 mm 'interruptor táctil', e.g., MCDS6-5R (Farnell # 312-1033)
BT1 = 3 V CR2032 con soporte para PCB (dia. 22,75 ó 27,76 mm)*

* ver texto

tante grande a propósito, unos 50 s. La ventaja de este circuito es que cuando la tensión de la batería es menor, T1 deja de conducir antes protegiendo más aún la batería. Con C1 completamente descargado y una batería nueva tarda entre 15 y 20 s. Nosotros hemos asumido que el circuito será usado en aplicaciones donde S1 esté momentáneamente encendido. Cuando S1 se enciende de forma accidental durante más tiempo, C1 evi-

tará que la batería se descargue de forma rápida. El consumo de corriente entonces será menor de 0,3 μ A.

Por último, un truco de montaje: si el circuito está colocado en una pequeña caja es más fácil montar el interruptor en la cara de soldadura de la PCB.

(034041-1)

Amplificador con Silenciador 021

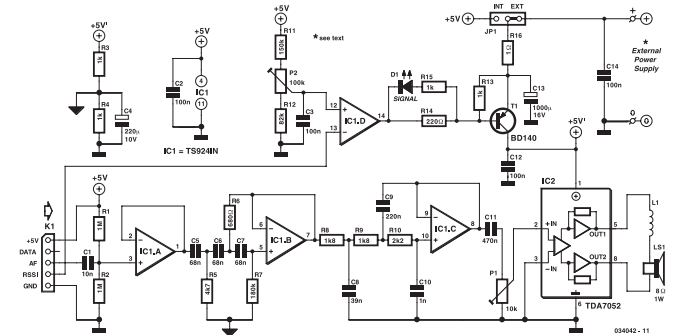
T. Giesberts

Junto con el receptor del 'Control Remoto en FM' puede usarse como un simple intercomunicador o sistema P.A. Sin embargo, con algunos cambios, este circuito podría usarse también con diferentes módulos receptores. En el proyecto mencionado anteriormente no son necesarios en este circuito el decodificador y el doble flip-flop tipo D (IC2 e IC3).

La principal característica de este circuito es que la tensión de alimentación del amplificador de potencia se conecta o desconecta de forma automática. Implementar un estado de silencio aquí es muy sencillo y ahorra consumo de corriente (especialmente importante en aplicaciones que funcionan a pilas).

El amplificador operacional IC1d, que está configurado como un comparador, compara la potencia de la señal del receptor RX5 con el nivel fijado con P2. El rango de P2 es un poco mayor que la tensión proporcionada por la salida RSSI del módulo receptor, y son 1,23-2,74 V y 1,27-2,63 V respectivamente. IC1d conmuta T1, el cual proporciona una tensión de alimentación al amplificador de potencia. El divisor de tensión R12/R14 hace que T1 conmute limpiamente y que la tensión en R14 se use, a través de D1, para indicar cuándo se recibe una señal.

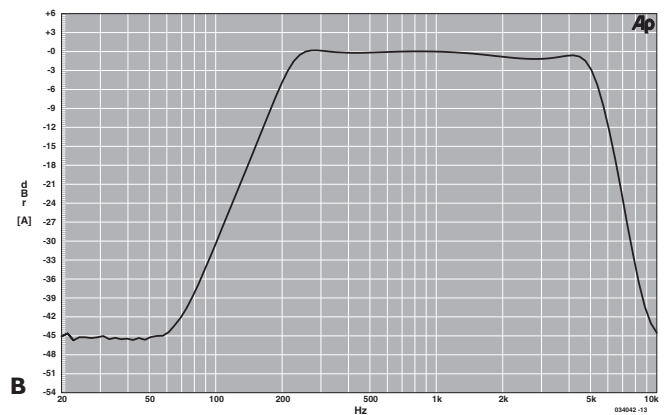
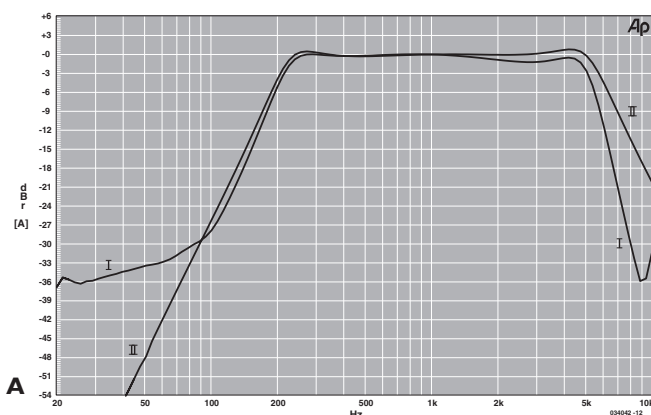
Para el amplificador de potencia se usa un pequeño amplificador puente, el cual viene en un encapsulado DIL de 8 pines: el TDA7052. Este pequeño integrado no requiere muchos componentes externos, aparte de un control de volumen (P1). Este amplificador integrado tiene tendencia a oscilar cuando se ponen cables largos para conectar el altavoz, por eso se incorpora la bobina con núcleo de aire L1 (6 vueltas de hilo de cobre de 1 mm, con un diámetro interior de 10 mm) que ofrece una protección razonable contra esto, aunque todavía es mejor usar una bobina en cada uno de los cables del altavoz.



Una variante de este amplificador es el TDA7052A, que tiene un control de volumen interno DC controlado con la tensión del pin 4 (no conectado aquí). Aunque no lo hemos comprobado, este pin puede dejarse sin conectar, lo cual significa que se puede usar el tipo A sin tener que hacer ningún cambio.

El conector K1 del esquema del circuito se corresponde con K1 en el 'Control remoto en FM'. Aparte de la salida de potencia de señal RSSI, también se usa la de la señal demodulada LF (salida AF).

Cuando se mide la distorsión de la señal que tiene que ir a través del transmisor y del receptor parece claro que los módulos transmisor y receptor de esta unidad de control remoto no están realmente diseñados para audio. Esta variación es de alrededor del 3%. La calidad de la señal es buena debido al uso de filtros en el circuito. IC1b se usa como filtro de paso/alto de tercer orden con una frecuencia de corte de alrededor de 200 Hz y con IC1c se ha diseñado un filtro de paso/bajo con una frecuencia de unos 5,5 KHz. Ambos filtros son de tipo Chebyshev con un rizado de sólo 1 dB. La **Figura A** nos muestra dos gráficas: en la I la medida se hace con la combinación de transmisor/receptor/amplificador, la



II es sólo para el amplificador. Los filtros también reducen cualquier ruido introducido por el transmisor o el receptor.

Como comparación, nosotros también hemos tomado algunas medidas usando una generación previa de los módulos del transmisor y del receptor (el transmisor era un TX2-433-40V y el receptor un RX2-433-14-5V, ambos fabricados por Radiometrix). Con una modulación óptima (1,2 V en el módulo transmisor, 4,5 V de tensión de alimentación, compresión para ganancia fija) medimos una distorsión de sólo 0,4 %; hay una gran diferencia. Con una medida como la de la **Figura A-I** el ruido de fondo a bajas frecuencias parece haberse movido de -36 dB a -45 dB. La desventaja es que esos módulos sólo tienen una salida de detección de portadora y requieren algún circuito extra para cambiar esto en una salida de 'potencia de señal'.

El consumo de corriente de este circuito cuando ataca un altavoz de 8 Ω a máxima potencia es de unos 0,22 A. Por tanto, el amplificador puede dar 400 m sobre 8 Ω . El 'Receptor de Control Remoto en FM' no es capaz de suministrar una gran corriente, lo cual es debido a que mediante el jumper JP1 se elige si la tensión de alimentación es interna o externa. La tensión de alimentación para los filtros y comparador se puede sacar del receptor a través de K1, pero si usamos una fuente externa de 5 V entonces podemos hacer uso de todo el circuito.

Sin una señal de audio, el consumo de corriente es de unos 33 mA. Cuando la potencia de señal está por debajo del disparo, el circuito pasa a un estado de silencio y el consumo de corriente cae hasta 4,5 mA.

(034042-1)

Compresor para Micrófono Electret

022

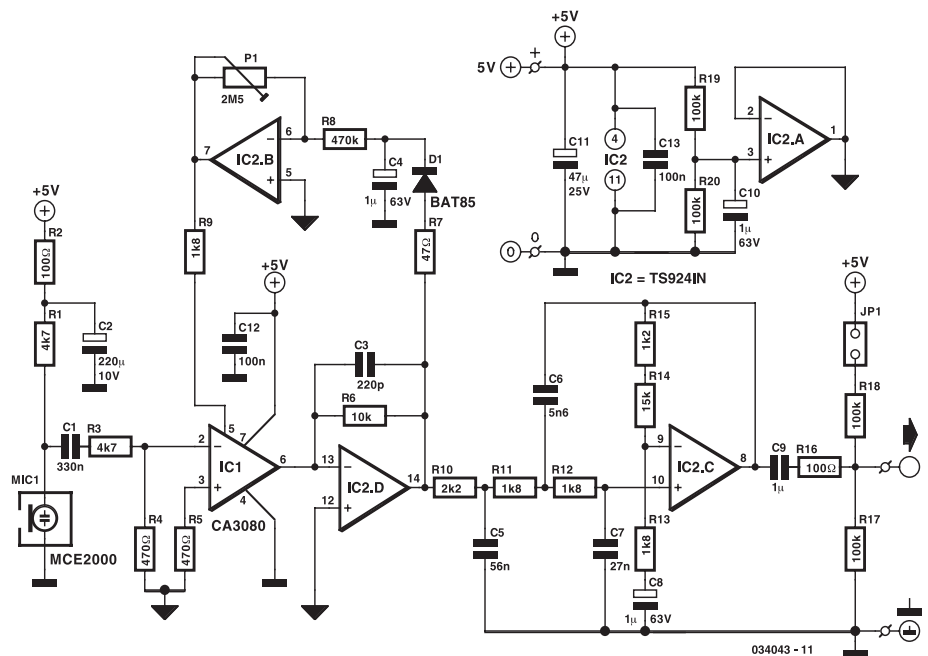
T. Giesberts

El 'Receptor por control remoto de FM' tiene un conector con una salida analógica. Para construir un intercomunicador o un sistema P.A., el transmisor asociado necesita un preamplificador de micrófono para que la señal de salida tenga un nivel correcto. Ésta es exactamente la función de este circuito.

Realmente este diseño es una adaptación de un circuito que se publicó el año pasado ('Intercomunicador por modulación AM'). Algunas cosas se han cambiado para que pueda funcionar con la alimentación de 5 V del módulo transmisor.

El OTA (IC1) usado aquí solo tiene una versión (CA3080) que tiene características ligeramente diferentes del CA3280. El amplificador operacional es el mismo TS924IN construido por ST. La frecuencia de corte del filtro (3º orden, 1 dB Chebyshev) se ha aumentado para mejorar ligeramente la inteligibilidad del habla y ahora es de aproximadamente 5,5 kHz. El filtro amplifica la señal por un factor de 10. En la práctica es posible debido a varias tolerancias y el hecho que el operacional no es perfecto, el filtro característico muestra alguna desviación de la requerida. En nuestro prototipo era necesario cambiar R15 a 2k7 para enderezar la curva de respuesta.

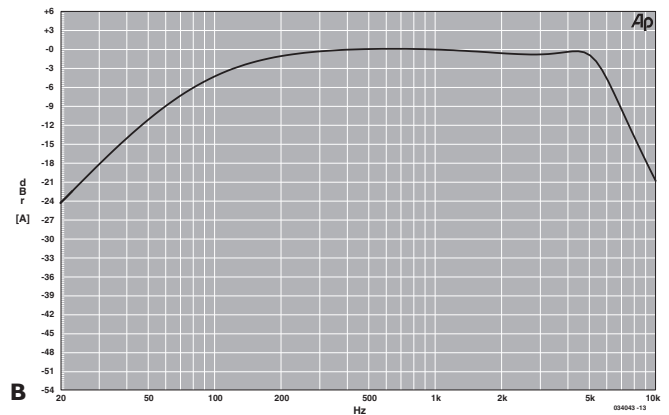
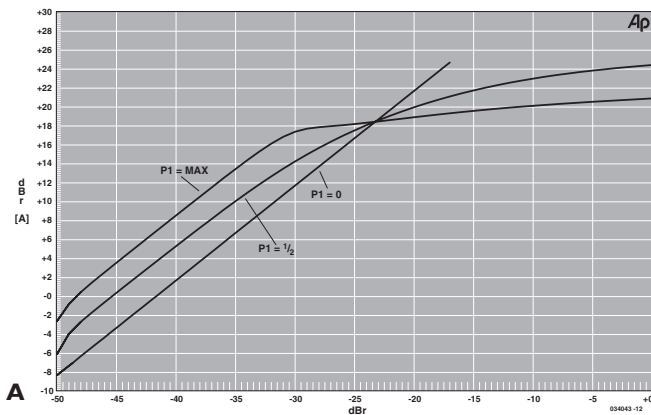
La variación de la corriente DC a la salida del OTA y la variación del nivel de continua a la salida del convertor de corriente/tensión IC2d es tal que la ganancia de IC2d tiene que ser sustancialmente más pequeña que en el 'viejo' diseño. Por otra parte la salida podría alcanzar fácilmente la tensión de alimentación con niveles de señal bajos. El valor de R6 se ha dividido por un factor de 10, lo cual ha reducido la ganancia del circuito en 20 dB que se compensan en el filtro.



La amplitud de la señal de IC2d es realimentada como un control de corriente al OTA a través del rectificador D1/C3 y el amplificador invertido IC2b. R7 limita la carga en IC2d. P1 puede usarse para ajustar el amplificador entre una ganancia fija y una compresión máxima.

La **Figura A** muestra claramente cuál es el efecto del circuito; 0 dB corresponde a 100 mV. La ganancia máxima, con P1 ajustado a la compresión máxima, es de aproximadamente 48 dB (250 Ω) para pequeñas señales. La ganancia mínima es de aproximadamente 20 dB (10 Ω). El OTA está, entonces, ligeramente saturado y la distorsión aumenta un tanto por cien. Con una ganancia fija seleccionada (P1 cortocircuitado) la ganancia es de aproximadamente 42 dB (125 x).

La curva del medio está medida con P1 en su posición central. La curva dibujada para una ganancia fija (la línea recta) no termina



al borde del gráfico porque el final de la línea corresponde al máximo nivel posible de salida que es de 25 dBm ($\approx 1,76 \text{ V}$ ó $5 / 2\sqrt{2}$).

La **Figura B** muestra la respuesta en frecuencia. La frecuencia de corte inferior está principalmente determinada por C8 (y en menor grado por C1) y es aproximadamente de 120 Hz.

El consumo de corriente es de aproximadamente 7 mA. Cuando el circuito se alimenta con baterías recomendamos el uso de tres pilas AA, porque el circuito todavía trabaja perfectamente a 4,5 V. Si queremos usar una tensión de alimentación más alta (máximo de 12 V para el de TS924IN y 30 V para el CA3080, pero también debemos pensar en la tensión para el micrófono electret) tenemos que tener presente que la corriente máxima a través de R9 (que es IABC) es de sólo 2 mA. Cuando consideramos escoger una corriente máxima de 1 mA y la máxima tensión de salida de IC2b (la mitad de la tensión de alimentación que es de 2,5 V), entonces el valor de R9 debe ser $(2,5 - 0,7) \text{ V} / 1 \text{ mA} = 1,8 \text{ k}$. El valor de 0,7 V corresponde al potencial entre la patilla 5 y tierra.

Para un margen de seguridad mayor se calcula R9 con la máxima tensión de alimentación y una corriente de 2 mA: $(5 - 0,7) \text{ V} / 2 \text{ mA} = 2\text{k}2$ (redondeado hacia arriba), aunque entonces la regulación será diferente (un poco menos de ganancia).

Por consiguiente, este circuito y el módulo del transmisor pueden alimentarse con la misma tensión de alimentación de 5 V, ya que aunque el transmisor requiere un nivel de continua DC a su entrada, se conecta una resistencia a +5 V a través de un puente de conexión que polariza la salida a la mitad del voltaje de la alimentación. Con el puente de conexión abierto R17 hace de resistencia de carga cuando la salida no está conectada, porque C9 todavía tiene que cargarse incluso sin carga.

Si estamos diseñando una PCB para este compresor también tiene sentido incluir el módulo del transmisor. El consumo de corriente se incrementa en aproximadamente 10 mA.

(034043-1)

Transmisor de Control Remoto en FM

023

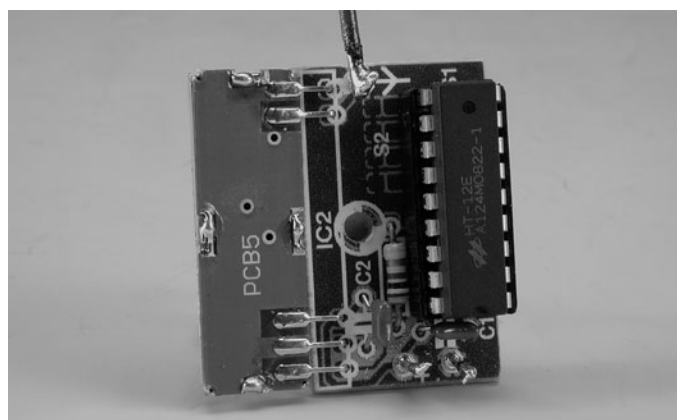
T. Giesberts

Este transmisor sumamente sencillo consta de un sólo CI codificador y un módulo TX de 433 MHz exento de licencia. Fue diseñado para encender los aparatos simples de forma remota. El receptor asociado tiene un relé que puede activarse permanente o momentáneamente y adecuarse para varias aplicaciones.

Para la transmisión de una única señal es indispensable un codificador. Para ello hemos usado el HT12E fabricado por Holtek, el cual ya hemos usado previamente. Ya que éste es un viejo favorito no hay ninguna necesidad de entrar en detalles y por tanto apenas mencionaremos que el oscilador se pone a aproximadamente 3 kHz por medio de la resistencia R1.

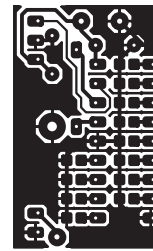
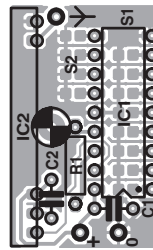
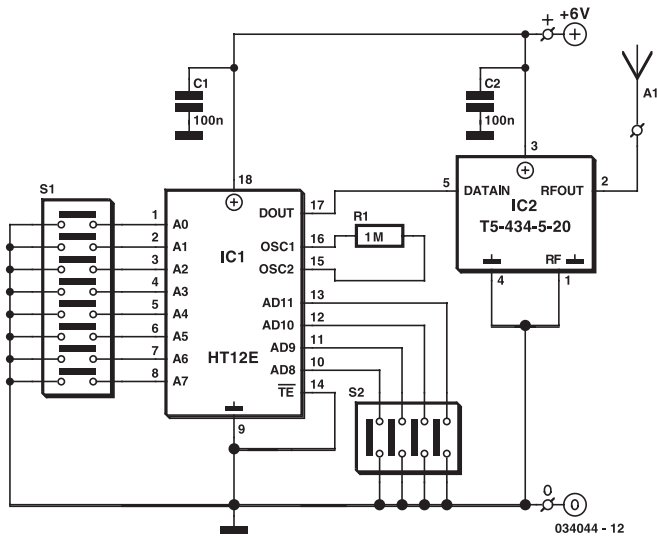
La parte de radiofrecuencia consta de un módulo transmisor de FM estándar de la casa R.F. Solutions (código del producto T5-434-5-20) que facilita la construcción del circuito y mejora su fiabilidad. El módulo transmisor trabaja a una frecuencia de 433,92 MHz y tiene un alcance de aproximadamente 400 m, según el fabricante.

El módulo transmisor tiene cinco patillas. Aparte de 'data in' (patilla 5) y la alimentación (patilla 3), hay una tierra común



para los datos y la alimentación (patilla 4). Por último, pero no menos importante, es la salida de RF (patilla 2) con su tierra asociada (patilla 1).

Usando un alambre de 15,5 cm de longitud como antena se logran los mejores resultados. Si queremos mantener el circuito compacto y construirlo de forma portátil y pequeña, debemos usar una antena de hélice, la cual estará enrollada como una bobina



LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

R1 = 1 M

Condensadores:

C1, C2 = 100 nF cerámico

Semiconductores:

IC1 = HT12E (Holtek)

IC2 = T5-434-5-50 R.F. Solutions
(Farnell # 352-4371)

Varios:

S1, S2 = puentes para soldar

PCB: vea 'Receptor por control remoto en FM'

de aproximadamente 34 mm de largo y constará de 17 vueltas con un diámetro interno de 5 mm. Nosotros hemos usado para esto alambre de cobre esmaltado de 0,9 mm (ECW), que guarda bastante bien su forma (puede usarse el extremo final, o parte lisa, de una broca de 5 mm de un taladro para enrollar el alambre). La antena tiene que montarse tan cerca como sea posible de la pata 2 del módulo. El módulo transmisor lo construyen varios fabricantes, aunque el código del producto puede ser ligeramente diferente, por ejemplo: QFMT5-434-5 de Warwick Wireless Limited y QFMT5-433B5 de OKWelectronics (www.OKWelectronics.com).

Se ha diseñado una PCB pequeña para el transmisor, con un compartimiento para el módulo del transmisor (IC2) de manera que quede plano a lo largo de la longitud de la placa. Por razones prácticas la placa se combina con la PCB del receptor (vea 'el receptor por control remoto FM') y necesita cortarse de aquí.

En S1 y S2 se usan puentes de soldadura para establecer la dirección y los bits de datos. El consumo de corriente con un

voltaje de alimentación de 4,5 V (tres pilas AA por ejemplo) es de aproximadamente 9 mA. Con una tensión de alimentación de 6 V el consumo de corriente sube a 12,5 mA. Estas figuras se aplican a la versión de 5 V del módulo del transmisor, el cual es específico para usarlo con una alimentación entre 4,5 y 5,5 V, pero tiene un nivel máximo absoluto de 10 V, de esta forma los 6 V no lo perjudicarán. Además, la versión de 5 V todavía funcionará con una alimentación de sólo 2 V, aunque el rango es entonces mucho menor.

Como el circuito consume muy poca corriente la potencia también puede proporcionarse con pilas de botón. Otra forma de afrontar este problema es con un circuito que combina las baterías para mantener una o dos pilas de botón de litio con un interruptor automático en miniatura en una PCB pequeña (véase 'Conmutador Ahorrador de Batería'). Dicho circuito es ideal para usarlo como una de fuente de potencia para el transmisor.

(034044-2)

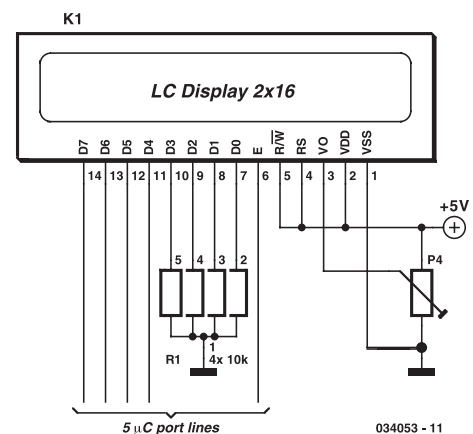
Módulo LCD en modo 4 bits 024

L. Lemmens

En muchos proyectos el controlador HD44780 de Hitachi maneja internamente los LCD's alfanuméricos, lo cual puede hacerse en modo de 4 u 8 bits. En el primer caso sólo se usa la parte alta del byte (D4 a D7) del bus de datos de la pantalla, no obstante, las cuatro conexiones inutilizadas merecen un poco de atención.

Las líneas de datos pueden usarse como entradas o salidas para la pantalla, aunque sabemos que una salida sin carga es correcta, pero que una entrada de alta-impedancia flotante puede causar problemas. Por tanto ¿qué debemos hacer con las cuatro líneas de datos inutilizadas cuando la pantalla se usa en el modo de 4 bits?

Esta pregunta surgió cuando analizamos un circuito donde D0-D3 se conectó directamente a GND (o si se aplican +5 V) para eliminar el problema de las entradas flotantes. Un microcontrolador que estaba en una placa de desarrollo para probar varios programas y funciones de E/S manejó directamente el módulo de LCD. Había un conmutador para apagar la pantalla cuando



no estaba usándose, pero en algunos experimentos podía olvidarse. Cuando la línea R/W de la pantalla se conecta permanentemente a GND (los datos sólo van del microcontrolador a la pantalla) entonces las líneas restantes pueden conectarse segura-

mente a la alimentación (+Ve o GND). Sin embargo, en esta aplicación el microcontrolador controló también la línea R/W.

Cuando la pantalla se inicia correctamente nada debería salir mal. La hoja de características para el HD44780 no es muy clara acerca de lo que pasa con la parte baja del byte durante la inicialización.

Después de la reinicialización la pantalla siempre entrará en el modo de 8 bits. Un sencillo experimento (vea el circuito acompañante) revela que es más seguro usar las resistencias conectadas a GND para las cuatro líneas bajas de datos. Las líneas de datos de la pantalla se configuran como las salidas

en este circuito (R/W estado alto) y el 'enable' cambia de estado (que todavía puede pasar, aunque no es la intención para comunicarse con la pantalla). Obsérvese que en la práctica la línea RS se manejará igualmente mediante una patilla de E/S, y en nuestro circuito la línea R/W también. Todas las líneas de datos llegan a estar a estado alto y no es cierto si (y si es así, por cuánto tiempo) la pantalla puede funcionar con cuatro líneas de datos puestas en cortocircuito.

Moraleja: en el modo de 4 bits debemos conectar siempre D0-D3 a través de las resistencias a tierra o positivo.

(034053-1)

Amplificador de Micrófono Equilibrado

025

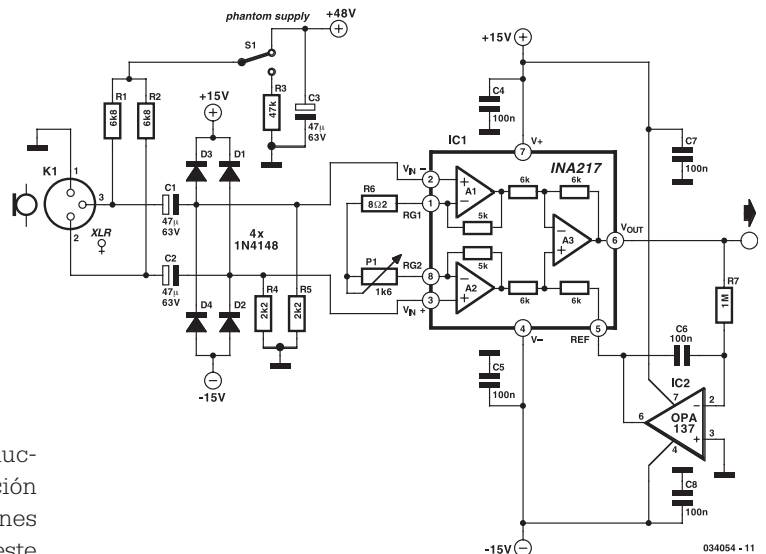
T. Giesberts

Hace varios años (finales de 1997) publicamos un diseño para un preamplificador de micrófono estereofónico con las entradas equilibradas y una fuente de alimentación fantasma. El corazón de este circuito era un CI especial de Analog Devices, el SSM2017. Desgraciadamente, la fabricación de este CI se ha suspendido. En su lugar, la compañía recomienda usar el AMP02 con patillas compatibles de su línea actual de productos. Sin embargo, las características técnicas de este opamp lo hacen menos adecuado para su uso como amplificador de micrófono.

Por el contrario, Texas Instruments (en su línea de producción Burr Brown) oferta un amplificador de instrumentación integrado (tipo 1NA217) que tiene mejores especificaciones para esta aplicación. A propósito, también se recomienda este CI como sustituto del SSM2017.

Ofrece realimentación de corriente interna que asegura la distorsión baja (THD + ruido de 0,004% en una ganancia de 100), el ruido de la etapa de entrada es bajo (1,3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$) y el ancho de banda es ancho (800 kHz a una ganancia de 100). El rango de tensión de alimentación está comprendido entre $\pm 4,5 \text{ V}$ y $\pm 18 \text{ V}$. El máximo consumo de corriente del 1NA217 es de $\pm 12 \text{ mA}$. La ganancia está determinada por una sola resistencia que es la resistencia entre las patillas 1 y 8 del CI.

El circuito mostrado aquí es un circuito de aplicación estándar para este amplificador de instrumentación. R1 y R2 mantienen una alimentación fantasma separada para el micrófono conectado al amplificador (lo cual se usa principalmente con equipos profesionales). Esta alimentación puede activarse o desactivarse usando S1. C1 y C2 impiden que la tensión fantasma aparezca en las entradas del amplificador. Si no se usa una alimentación fantasma, pueden omitirse R1 y R2, y entonces es mejor emplear los condensadores de tipo MKT para C1 y C2. Los diodos D1-D4 están incluidos para proteger las entradas de los 1NA217 con respecto a las tensiones de entrada altas (como puede ocurrir cuando la alimentación fantasma se enciende). R4 y R5 mantienen la tensión de polarización de la etapa de entrada con respecto a tierra. La ganancia se ha hecho variable inclu-



yendo el potenciómetro P1 en serie con R6. Se recomienda para P1 un potenciómetro especial logarítmico para audio que permita el ajuste del volumen para seguir una escala lineal en decibelios.

Las corrientes de polarización de entrada (12 μA máximo) producen un nivel de continua por las resistencias de entrada (R4 y R5). Dependiendo de la ganancia, esto puede llevar a un nivel de continua bastante grande a la salida (varios voltios). Si no queremos utilizar un condensador de desacople a la salida, un circuito activo de compensación del desplazamiento es la solución. En este circuito, se usa para este propósito un opamp de tecnología FET a la entrada, con un bajo nivel de continua (un OPA137). Actúa como un integrador que proporciona la realimentación inversa a la patilla 5, de esta forma el nivel de continua se mantiene a 0 V. Este opamp no está en el camino de la señal de audio, para que no afecte a la calidad de la señal. Naturalmente, también podrían usarse otros tipos de opamps con bajo nivel de continua para este propósito.

El consumo de corriente del circuito está principalmente determinado por la corriente de mantenimiento del IC1, ya que el OPA137 consume sólo 0,22 mA.

(034054-1)

(de una nota de aplicación de Texas Instruments)

Enlace RS232 sin hilos

Utiliza Dispositivos de Rango Corto (SRDs) libres de licencia

Diseñado por D. Langwald, P. Groppe y B. vom Berg

Como se demuestra en este artículo, los módulos de radio denominados Dispositivos de Rango Corto (SDRs), que disponen de un microcontrolador incorporado, convierten en realidad el sueño de muchos montadores de realizar un enlace RS 232 sin hilos.

La transmisión de la información sin hilos, ya se trate de datos digitales, música o vídeo, tiene un amplio rango de áreas de aplicación.

Actualmente, todos aquellos que tienen interés en la tecnología de transmisión de información "por el aire", disponen de un gran número de opciones entre las que elegir, que van desde la transmisión de pulsos de luz infrarroja (controles remotos, dispositi-

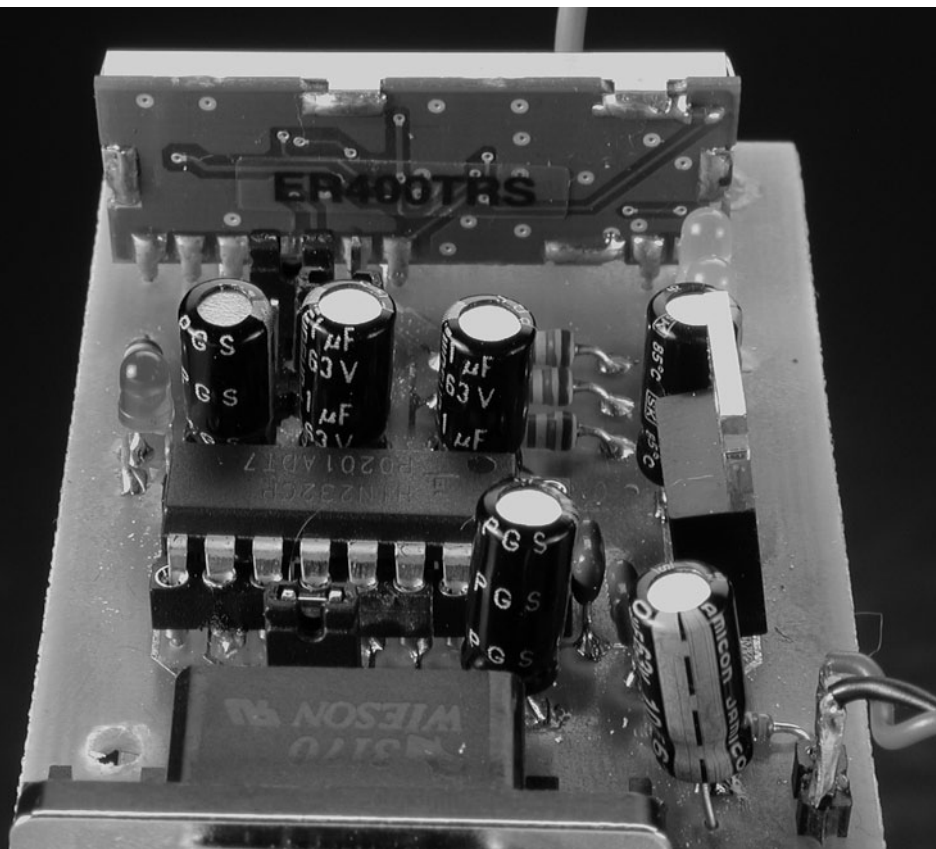
tivos de infrarrojos, IrDA) hasta los campos más avanzados como las aplicaciones de RF denominadas DECT, Bluetooth, Wireless LAN, y varias más.

Para los ordenadores de grandes prestaciones que trabajan con Windows, podemos comprar módulos ya fabricados, que se añaden fácilmente

al equipamiento ya existente y que además están certificados y cumplen con las condiciones de garantía que proporciona el fabricante, sin olvidar el correspondiente controlador que se encarga de realizar el enlace entre programas.

El camino alternativo es un poco más exigente. Por ejemplo, si el componente de un sistema automática o un sistema de medida (que soporta algún dispositivo con microcontroladores) tiene que actualizarse con un enlace de radio, probablemente la solución que se ofrecerá al cliente estará alrededor de componentes de RF, lo que conlleva una gran demanda de experiencia, tiempo y dinero, principalmente debido a tres aspectos:

- El desarrollo de una tecnología de RF y un transmisor que trabaje en el rango de frecuencias correspondiente, teniendo en cuenta los límites de ancho de banda legales, la radiación de espurios y la potencia de salida.
- La certificación o un cierto tipo de aprobación, por parte de una entidad nacional o una autoridad de regulación internacional, de los distintos equipos de RF desarrollados, además de pagar los gastos de toda la documentación generada al respecto.
- El diseño de un protocolo de transmisión de datos adecuado para asegurar que las interferencias



debidas al ruido externo y a las interferencias externas, además del movimiento de objetos, reflexiones, caminos indirectos, etc., no afecten al funcionamiento del propio sistema (los requerimientos en este aspecto son mucho más elevados que, pongamos, un enlace RS 232 que utiliza un cable tradicional).

Una alternativa interesante a todo lo que acabamos de mencionar es la de los módulos de radio multipropósito, que son baratos, aunque no tan vistosos, y que han pasado ya ciertas pruebas para su aprobación. Estos módulos trabajan en la banda ISM (es decir, la banda de Industria / Ciencia y Medicina) y disponen de una interfaz UART. En el caso del módulo utilizado en nuestro proyecto, el programa interno que se utiliza para el proceso de transmisión de datos se puede conseguir a través de los fabricantes de dispositivos SRD. Debemos admitir que el control de los dispositivos SRD por medio de programas que usan el programa interno de estos, no es cosa de niños, pero tampoco es algo insalvable.

Dentro de los límites de las bandas ISM (por ejemplo, la banda pan-europea que va desde 433,05 hasta 434,79 MHz) es posible (en la mayoría, pero no en todos los países) utilizar un dispositivo SRD ya probado y libre de licencia, con una potencia efectiva radiada (ERP) que no sobrepase los 10 mW.

Por rutina, el fabricante (pero también el usuario final) de dispositivos SRD tiene que asegurarse que el producto cumple con las más estrictas reglas de regulación. Por ejemplo, en Europa, el estándar para el uso de dispositivos SRD sin licencia, en la banda de 433 a 434 MHz, ha terminado en las normas EN3002203 y EN3014893. Aquellos lectores que estén interesados en los aspectos legales y técnicos de un dispositivo SRD, que cumpla con los estándares de aprobación, tendrán que dirigirse a la asociación de radio de baja potencia (Low Power Radio Association, LPRA), la cual no suele poner reparos en suministrar información de dispositivos SRD a todos los niveles, además de publicar una revista y dis-

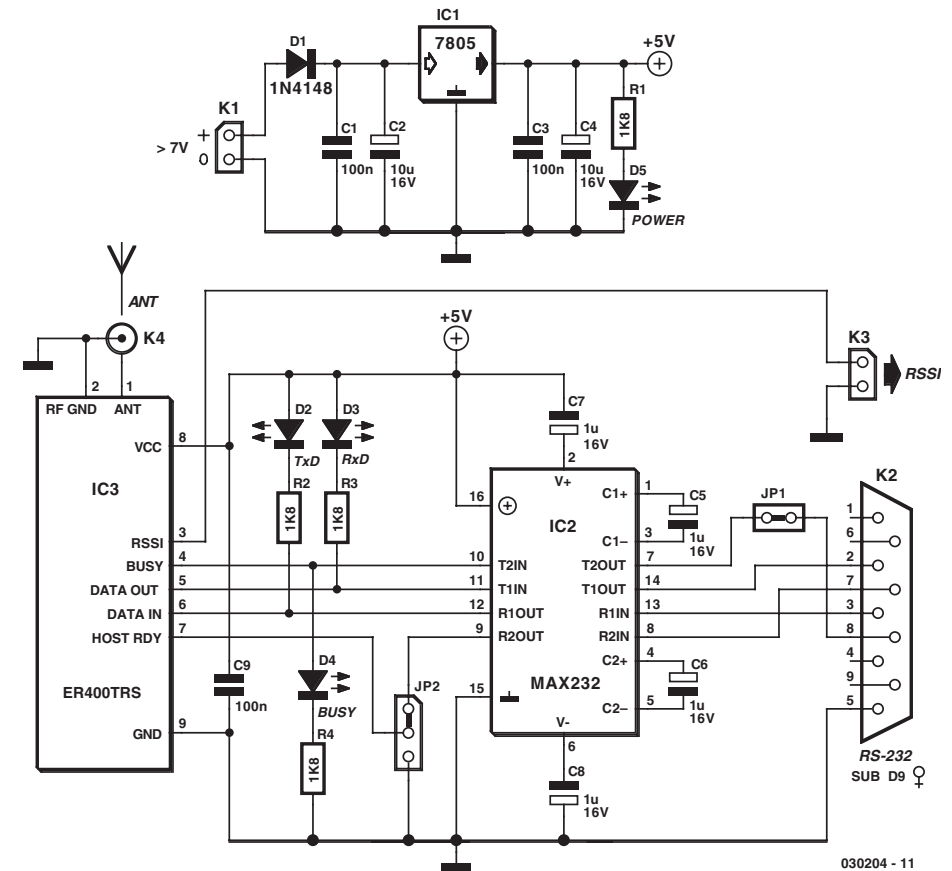


Figura 1. La circuitería externa alrededor del módulo de radio realmente sólo comprende unos pocos componentes.

poner de una página web con la referencia www.lpra.org.

La mayoría de los sistemas de radio basados en dispositivos SRD, tales como transporte de datos, telemetría o información de alarmas, llegan a cruzar distancias relativamente pequeñas (normalmente limitadas a unos pocos cientos de metros, es decir, a lo que alcanza la vista). En algunas bandas ISM, también se permite la transmisión de señal de vídeo y de audio. En el día a día, los dispositivos SRD se están utilizando en aplicaciones como sistemas de bloqueo de centrales de vehículos, termómetros exteriores sin hilos, ratones y teclados inalámbricos para ordenadores, terminales telefónicos sin hilos, cámaras de seguridad, y otros muchos. La abreviación internacional utilizada para estos sistemas de radio, usados para trabajar como LPD (dispositivos de baja potencia), está más cerca de ser la de los modernos dispositivos SRD (dispositivos de corto alcance).

La firma inglesa Low Power Radio System (LPRS) tiene un gran número de programas "embebidos" para dispositivos SRD, dentro de su impresionante rango de diferentes módulos de radio exentos de licencia. Uno de ellos, el receptor ER400TRS "Easy Radio", es el que usaremos en nuestro proyecto (en el apartado correspondiente se proporcionan sus especificaciones principales y su organización interna).

Algo más que un módulo

En la **Figura 1** se muestra el esquema eléctrico de un sistema de transmisión de datos sin hilos completo, donde podemos observar que no se necesita una especial experiencia en RF para poder construir este interesante proyecto. Los cuatro diodos LEDs de baja potencia (para diagnósticos) del circuito nos indica su estado principal de funcionamiento:

- LED D1: tensión de alimentación.
- LED D2: transferencia de datos: transmisión.
- LED D3: transferencia de datos: recepción.
- LED D4: estado de línea ocupada (BUSY).

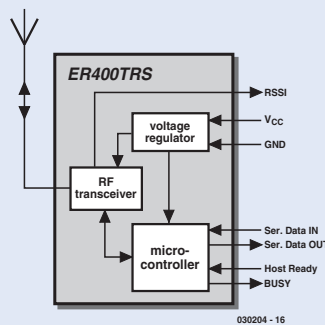
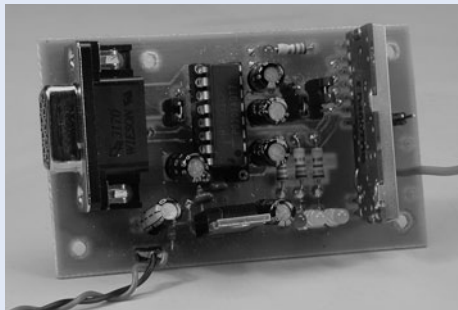
El módulo ER 400 TRS se controla con señales TTL, lo cual nos obliga a realizar una

Breve información técnica del ER400TRS

Hojas de características en: <http://www.lprs.co.uk/main/viewdatasheet.php?datasheetref=112>

- Transceptor de FM Semi-duplex.
- 10 canales programables dentro de la banda de 433,25 a 434,35 MHz (70 cm, asignación ISM pan-Europea).
- Conexión de antena de 50 Ω.
- Potencia de salida de RF programable en 10 pasos, entre 1 y 10 mW.
- Rango de 250 m en línea directa (LOS) o 30 m dentro de los edificios.
- Velocidad de datos en el enlace receptor: entre 2,4 y 38,4 kbits/s, ajustable en cinco pasos.
- Velocidad de datos en el enlace radio fijada a 19,2 kbits/s.
- Dos señales físicas para el reconocimiento de los circuitos ("handshaking").
- Salida analógica RSSI (Received Signal Strength, es decir, Intensidad de la Señal Recibida).
- Tensión de alimentación: de 3,3 a 5,5 V.
- Consumo de corriente con 5,5 V de tensión de alimentación:

- en transmisión (10 mW):	23,0 mA.
- en recepción:	17,0 mA.
- en reposo:	2,0 mA.
- Dimensiones: 37,5 x 14,4 mm.



conversión de niveles (de aquí la presencia del circuito integrado MAX 232), siempre y cuando el módulo de radio tenga que estar conectado al puerto COM de un ordenador tradicional. El circuito integrado MAX 232 (IC2) no es necesario en un sistema con microcontrolador si estamos absolutamente seguros de que la UART del sistema trabaja tan sólo con niveles TTL. Los datos transmitidos y recibidos son los tradicionales caracteres para una UART, tal y como ocurre en cualquier interfaz de comunicación serie asíncrona (V24) estándar, con el puerto COM de un ordenador o una UART en un sistema con microcontrolador.

El ER 400 TRS proporciona dos señales adicionales para el control de reconocimiento, cuyo uso en nuestro proyecto no es obligatorio:

- **BUSY (de su salida):** Esta señal indica que el módulo está realizando el procesamiento de comandos (como la recepción de datos, la verificación de errores) y no es capaz de recoger los datos del transmisor. En el lenguaje de la norma RS 232, esta señal se corresponde con la señal CTS (borrar para enviar).

Para ellos se aplican los siguientes estados:

BUSY = 1: el ER 400 TRS está ocupado y no se deben transmitir datos hacia dicho equipo ya que se ignorarán (= pérdida de datos).

BUSY = 0: el ER 400 TRS está listo para aceptar datos y también para transmitirlos.

El puente JP2 nos permite aplicar la señal BUSY al convertidor RS 232 y, desde aquí, hacia el receptor, para que pueda ser procesada por el programa que corre sobre el ordenador. Como alternativa, esta señal también se puede señalar de forma visual por medio del diodo LED D4. Si nuestro programa o circuito no va a procesar esta señal de control, tenemos que tener la precaución de asegurarnos que el módulo ER 400 TRS está listo para almacenar datos y, en consecuencia, para transmitirlos también. En algunos casos, esto significa que debe disponerse de retardos, en la transmisión y en la recepción, dentro del programa, y mantener esta situación de forma estricta hasta que se envíe el siguiente bloqueo de datos.

El puente JP3 hace que la señal BUSY no esté presente en el terminal correspondiente del conector Sub-D, algo que puede ser necesario para evitar conflictos de señales.

- **Host Ready (de su entrada):** Esta señal indica al módulo si el equipo receptor está listo o no para

cargar los datos que están presentes en el buffer de recepción del ER 400 TRS. Hablando de nuevo en términos del estándar RS 232, esta señal equivale a la señal RTS (listo para enviar), con los siguientes estados lógicos:

Host Ready = 0: La CPU receptora está lista para cargar y procesar los datos que acaba de recibir. El módulo debe responder permitiendo que sus datos "viajen" hacia el equipo receptor.

Host Ready = 1: La CPU receptora no está lista para cargar y procesar los datos que se acaban de recibir. En este caso, el módulo radio debe mantener los datos en su registro de recepción, teniendo en cuenta que los datos se elaboran transcurridos 2,5 segundos después de su recepción. Dentro de este espacio de tiempo el equipo receptor debe haber capturado el dato (por ejemplo, colocando la señal Host Ready a nivel lógico "0"), en caso contrario los datos se perderán.

Cuando el equipo receptor puede liberarse inmediatamente del trabajo de captura de proceso de datos recibidos, o si dispone de un buffer de recepción suficientemente largo, puede ser más seguro conectar la señal de entrada Host Ready de forma permanente a masa, utilizando el puente JP1. De esta manera, el módulo ER 400 TRS se ve obligado a transmitir, de manera inmediata, el dato recibido. Por otro lado, si el equipo receptor no es lo suficientemente rápido para procesar el dato recibido, se puede controlar la entrada de este módulo por medio de su interfaz serie y el puente JP1, de acuerdo con sus necesidades de temporización.

Por último, el módulo ER 400 TRS trabaja con información analógica que tiene en cuenta la fuerza de la señal recibida según nuestras necesidades.

- **RSSI (indicador de la intensidad de la señal recibida):** El transceptor dispone de un circuito RSSI (Indicador de la Intensidad de la Señal Recibida) integrado que proporciona una tensión analógica de salida que es inversamente proporcional a la energía de radiofrecuencia presente dentro de la banda de paso del receptor. Su rango va desde los 0

El programa Easy Radio Interno

El programa que se ejecuta en el interior del módulo ER 400 TRS, y de manera más particular, las rutinas que controlan los protocolos de transmisión de datos, es un programa propietario que ha sido desarrollado por la propia empresa LPRS para sus propios productos, por lo cual es lógico suponer que no recogen ningún tipo de estándar internacional. El programa que se encarga de realizar todas las funciones es curiosamente sencillo, al mismo tiempo que puede usarse fácilmente fuera del módulo. Después de todo, cuando estamos buscando la manera de realizar una conexión rápida mediante un sistema microcontrolador sencillo, normalmente no pedimos un protocolo complejo y que utilice una gran cantidad de memoria como lo que sucede con el protocolo TCP/IP.

El programa integrado en el módulo ER 400 TRS se denomina "Easy Radio". Este programa se encarga de manejar tres funciones importantes:

1. La configuración de los parámetros en el interfaz hacia el equipo receptor (PC).
2. La configuración de los parámetros en los módulos de RF.
3. La ejecución del protocolo de transmisión de datos.

Los distintos parámetros se cargan utilizando las secuencias de comandos ASCII, que se enumeran en la documentación del programa "Easy Radio". Por ejemplo, la potencia de salida del transmisor se disminuye hasta los 5 mW enviando la trama de comando ER_CMD #P5 hacia el módulo radio. En el apartado "Funcionalidades del programa Easy Radio" se hace un pequeño resumen de dicha información. En la página web www.lprs.co.uk/download/LPRS podemos conseguir una herramienta de programa, que trabaja sobre Windows y permite proporcionar los valores deseados a todos los parámetros del módulo ER 400 TRS y llevarlos hasta el módulo transceptor.

Parámetros del Interfaz Host:

Podemos utilizar el interfaz serie asíncrono a cualquiera de las cinco velocidades (pero muy comunes) de transmisión de datos diferentes (de 2.400 bits/s a 28.400 bits/s). Los caracteres se transmiten de forma invariable, hacia el transmisor y hacia el receptor, en el formato de la UART. Esto sólo se puede aplicar al receptor correspondiente, con el módulo ER 400 TRS funcionando a la velocidad determinada de fábrica, que es de 19.200 bits/s, por lo que la velocidad de la transmisión de datos en el enlace radio será siempre de 19,2 kbits/s.

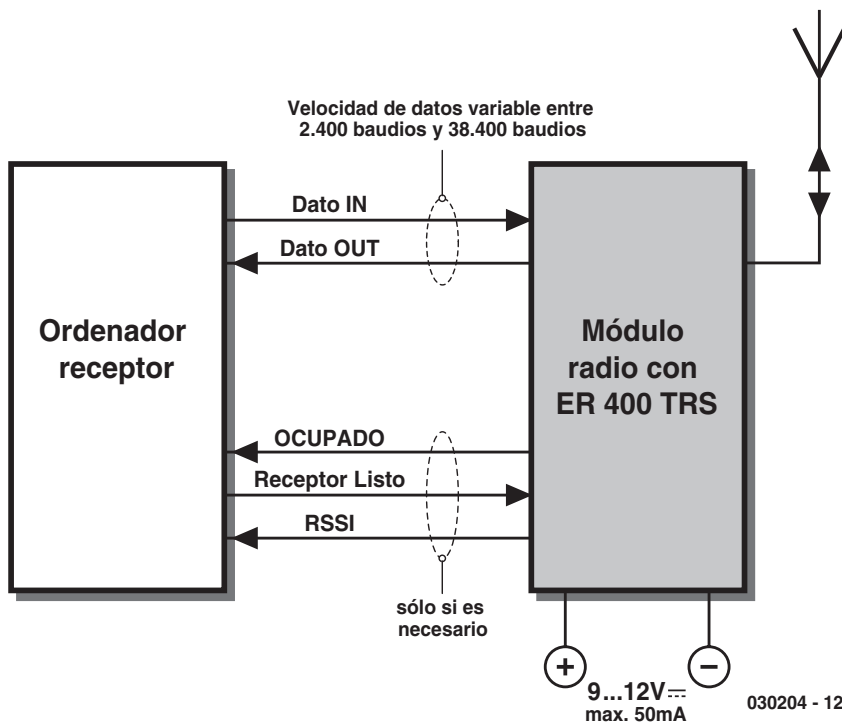


Figura 2. Configuración básica de una estación de radio para la transmisión y la recepción de datos.

V (máxima señal, - 50 dBm) hasta los 1,2 V (mínima señal, - 105 dBm) y tiene una rampa de, aproximadamente, 50 dB/Volt. Esta señal de salida analógica sólo debería conectarse a una carga de alta impedancia (> 100 K) y puede ser utilizada para proporcionar una medida de la intensidad de la señal y de cualquier señal que esté interfiriendo (ruido) dentro de la banda, tanto durante la instala-

ción como durante el funcionamiento del sistema.

El enlace físico entre el equipo receptor y los módulos de radio está representado en la Figura 2. Como el módulo ER 400 TRS trabaja en modo bidireccional semi-duplex, tanto el equipo receptor (Host) A como el receptor B pueden estar transmitiendo y recibiendo de manera alternativa.

Sencilla funcionalidad de la radio

El microcontrolador integrado se encarga de vigilar las siguientes funciones del programa Easy Radio:

- Procesamiento de los datos de entrada y salida utilizando el formato de una UART estándar (1 bit de inicio, 8 bits de datos, sin paridad, 1 bit de parada).
- Sistema Manchester de codificación y descodificación de los datos, de o desde el enlace radio.
- Cálculo y comparación del CRC o "checksum".
- Vigilancia y control del protocolo radio: transmisión de los bytes del preámbulo y de los bytes de sincronismo, borrado de estos bytes cuando ya han sido recibidos.
- Programación del sintetizador en recepción y en transmisión para la selección de canales.
- Programación de la potencia de RF de salida.
- Funcionamiento de la interfaz receptor ("host") externo a la velocidad de datos deseada.
- Almacenamiento de hasta 128 bytes para el "buffer" de recepción y transmisión.
- Funcionamiento de las dos señales necesarias para el reconocimiento ("handshaking").
- Parámetros de funcionamiento de retorno en la Placa EEPROM.

Parámetros de la Sección de RF:

Los usuarios tienen la oportunidad de seleccionar uno de los diez canales (frecuencias) radio disponibles entre la banda de 433,25 y 434,35 MHz, donde las frecuencias del transmisor y del receptor son siempre las mismas (por lo que no hay offset ni desplazamiento).

Ejecución del Protocolo de Transmisión de Datos

El módulo ER 400 TRS dispone de un buffer compartido de transmisión y recepción de 128 bytes, a través del cual se maneja el tráfico de datos de la siguiente manera:

En primer lugar, la CPU Host que transmite verifica si la señal BUSY (= CTS en un enlace RS 232) está a nivel bajo. Como alternativa, se debería de disponer de un tiempo fijo muerto después de la última transmisión, hasta que el módulo ER 400 TRS indique que ha acabado sus tareas internas, esto permite que la CPU Host pueda enviar sus datos. A continuación, el dato se escribe en el buffer interno del módulo ER 400 TRS, donde permanece almacenado.

El dato se transmite cuando el buffer está lleno después de una recepción

continua de 128 bytes (si se envían más datos hacia el circuito integrado de una vez, la información sobrante será descartada), o si se produce una pausa en la trama de datos después de que un byte haya sido enviado, cuando la duración de la pausa es mayor que la longitud de dos bytes. De este modo, se puede hacer una "radiodifusión" de bytes individuales.

Antes de que los datos abandonen el transmisor, se ejecuta una operación de CRC (Cyclic Redundancy Check, es decir, verificación de redun-

Aplicación de la placa 80C537 de Elektor

Para realizar el ejemplo de aplicación que se muestra en la **Figura A** se necesitan un total de dos módulos radio. En un lado de esta figura podemos encontrar el equipo de recepción A, un sistema controlador 8051 basado en el proyecto de la Placa Microcontroladora 80C537, publicado en Elektor durante el año 1997, que está conectado a un módulo de radio SDR a través de la segunda interfaz serie del microcontrolador 80C537. Para este diseño no se requiere el uso de un convertor de nivel del tipo MAX 232. En el módulo radio, los terminales más relevantes se conectan entre sí sencillamente con hilos normales (terminal 11 al terminal 14; terminal 12 al terminal 13). El ordenador de desarrollo permite que el programa para el 80537 pueda configurarse al mismo tiempo que funciona como dispositivo visualizador para los caracteres recibidos. La otra parte del esquema está formado por el equipo receptor B, un tradicional ordenador conectado a un módulo radio por medio de su puerto serie. En este lado del enlace radio, sí se requiere el uso de un convertor de nivel del tipo MAX 232. El ordenador, en un principio, ejecuta un programa emulador de terminal tradicional (como el HyperTerminal), justo para mostrarnos los caracteres recibidos y para enviar caracteres (de forma individual). Utilizando esta configuración se pudieron realizar diferentes aplicaciones, cuyos programas correspondientes (C51 para el 80537 y Visual BASIC para el ordenador o portátil) podemos descargarlos, de forma gratuita, de la página web de Elektor Electronics, en www.elektor-electronics.co.uk/dl/dl.htm (aquí, seleccionaremos este artículo).

1. Cualquier tecla pulsada de manera individual se transmite por el equipo receptor B, es recibida por el sistema 80C537 y se muestra en la pantalla del ordenador de desarrollo.
2. El equipo receptor A envía caracteres individuales o una trama del texto completo que aparecerá en la pantalla del monitor conectado al equipo receptor B.
3. El sistema 80C537 se convierte en una pequeña estación meteorológica ampliándola con sensores y/o actuadores, más una pantalla LCD. El sistema utiliza un enlace radio para transportar los datos de la estación meteorológica hacia el equipo receptor B, como puede ser presión, temperatura, humedad relativa, etc., junto con fotografías del tiempo actual. El equipo receptor B ejecuta un pequeño programa escrito en Visual BASIC que nos muestra los datos recibidos y los escribe en un fichero compatible con el formato de Excel, para poder realizar una inspección y una valoración en cualquier momento posterior. El sistema también permite que enviar texto desde el equipo receptor B hacia la pantalla LCD conectada al sistema 80C537. La **Figura B** muestra una captura de la pantalla del programa que se ejecuta en el equipo receptor B. El circuito también debería permitir realizar el control (vía radio) de cualquier otro actuador que esté colocado en el lugar remoto.

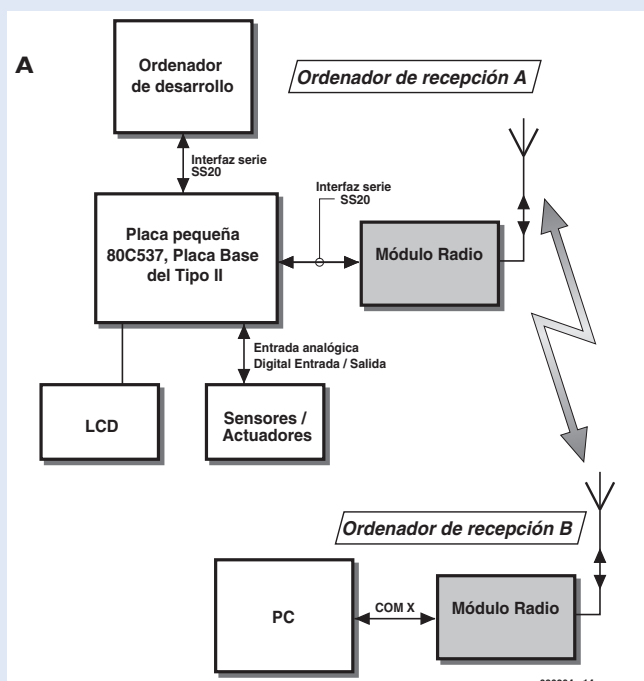


Figura A. Un ordenador y un sistema microcontrolador comunicándose en un enlace radio.

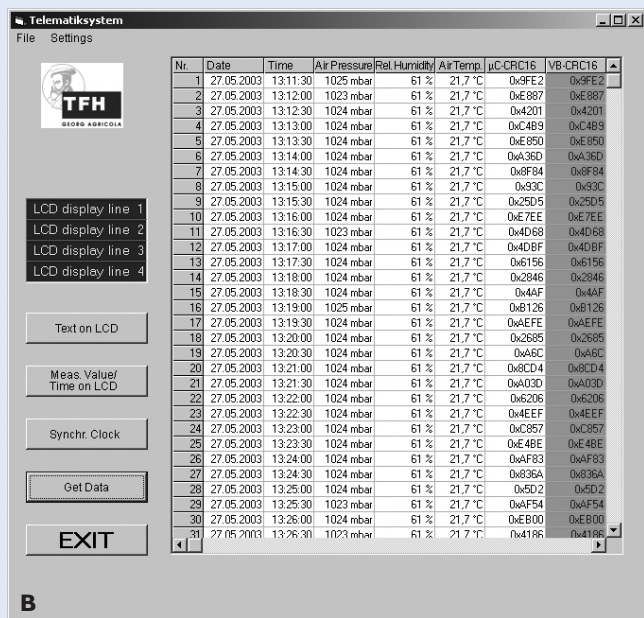


Figura B. Captura de la pantalla del programa de la estación meteorológica que está trabajando en modo "Host B".

Literatura y Direcciones de Internet:

- [1] LPRS: www.lprs.co.uk
- [2] ER400TRS hardware manual (manual del circuito ER400TRS):
<http://www.lprs.co.uk/main/viewdatasheet.php?datasheetref=112>
- [3] Easy Radio software manual (manual del programa Easy Radio):
http://www.lprs.co.uk/pdf_directory/23861055851852.pdf
- [4] Placa del Microcontrolador 80C537, Elektor Electronics, Julio de 1997.
- [5] Portal y página web de las autoridades que regulan las radiocomunicaciones y la industria de SRD:
www.lpra.org

LISTA DE MATERIALES

Resistencias:

R1-R4 = 1k8

Condensadores:

C1, C3, C9 = 100 nF
C2, C4 = 10 µF, electrolítico de 16 V, radial
C5, C6, C7, C8 = 1 µF, electrolítico de 16 V, radial

Semiconductores:

D1 = 1N4148
D2, D3, D5 = Diodo LED verde, de 3 mm y de baja corriente
D4 = Diodo LED, rojo, de 3 mm y de baja corriente
IC1 = 7805CP
IC2 = MAX 232 CP

IC3 = ER 400 TRS (de la casa LPRS) (ver texto)

Varios:

JP1 = Conector tipo "pinheader" SIL de 2 terminales con puente
JP2 = Conector tipo "pinheader" SIL de 3 terminales con puente
K1, K3 = Conector tipo "pinheader" SIL de 2 terminales
K2 = Conector tipo Sub-D hembra, de 9 terminales en ángulo recto para montaje en placa de circuito impreso
K4 = Conector BNC, de 50 Ω, para montaje sobre placa de circuito impreso (Farnell # 365-0558). Cable RS 232 no cruzado.
PCB, Placa de circuito impreso con código de pedido N°: **030204-1** (ver página de nuestro Servicio de Lectores)

dancia cíclica) para obtener un byte de CRC que se añade a los bytes del mensaje, junto con una información de preámbulo y alguna información adicional más (por ejemplo, el número de bytes de datos). Seguidamente, todos los bytes son codificados por medio del código Manchester y, por último, son transmitidos. Durante todas estas actividades la línea BUSY del módulo ER 400 TRS permanece a nivel lógico alto.

Sin embargo, el equipo transmisor no consigue obtener información sobre los datos que han sido rechazados. Si necesitamos que el equipo Host tenga confirmación de que todos los datos han sido recibidos de manera correcta, tendremos que implementar un proceso de reconocimiento y de gestión, utilizando el programa interno del módulo ER 400 TRS.

Si todos los datos han sido recibidos de manera correcta, serán copiados

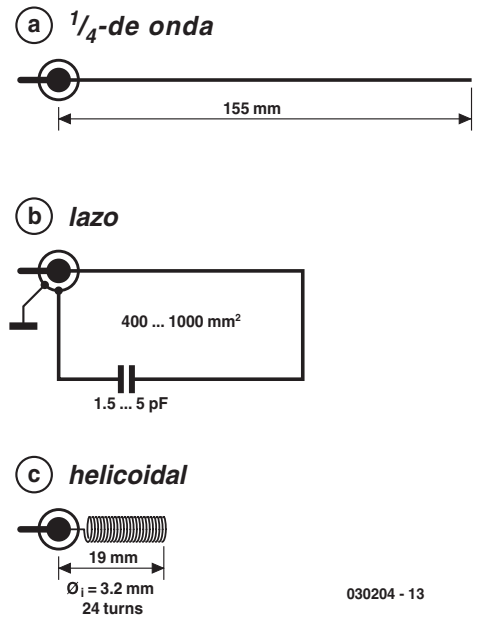


Figura 3. Seleccione su antena.

hacia el buffer del emisor/receptor en el módulo ER 400 TRS receptor y, a continuación, el circuito integrado espera que el equipo receptor coloque su señal Host Ready (= RTS en términos del RS 232) a nivel lógico bajo. El siguiente paso es que el dato se transmita de manera automática y de forma continua hacia el equipo receptor por medio de un enlace serie. Si no se requiere este tipo de gestión y reconocimiento, la entrada Host Ready puede llevarse de manera permanente a masa utilizando el puente JP2.

En el caso en que la señal Host Ready uno sea llevada a nivel bajo dentro de los 2,5 segundos después de la recepción del dato, todos los datos recibidos serán borrados del buffer y el módulo ER 400 TRS estará listo para transmisión comparada recepción.

El procesamiento del dato en el interior de los módulos ER 400 TRS es invisible a los dos equipos receptores. Todo lo que ellos tienen que hacer es generar y recibir datos a través de los puertos RS 232.



COMPONENTES ELECTRONICOS

ELECTRONICA ALVARADO

Calle Jaén, 8
(Metro Alvarado)
28039 Madrid

915 330 827



DISPONEMOS DE LOS COMPONENTES NECESARIOS PARA MONTAR EQUIPOS DE AUDIO DE MUY ALTO NIVEL A UNOS PRECIOS MUY COMPETITIVOS Y CON INSTRUCCIONES DETALLADAS EN CASTELLANO.

ALTAVOCES: SCAN-SPEAK, AUDIOTECHNOLOGY, VIFA, MOREL, ETON, MONACOR, ETC.

TRANSFORMADORES PARA VÁLVULAS BARTOLUCCI.

VÁLVULAS DE VACÍO (SVETLANA, GOLDEN DRAGON)

KITS WHITE NOISE (AMPLIFICADORES, CROSSOVERS, ETC.)

CONDENSADORES Y BOBINAS MUNDORF DEL MÁS ALTO NIVEL.

<http://www.audiohum.com>
Tels. 615104867 – 637880948
e-mail: info@audiohum.com

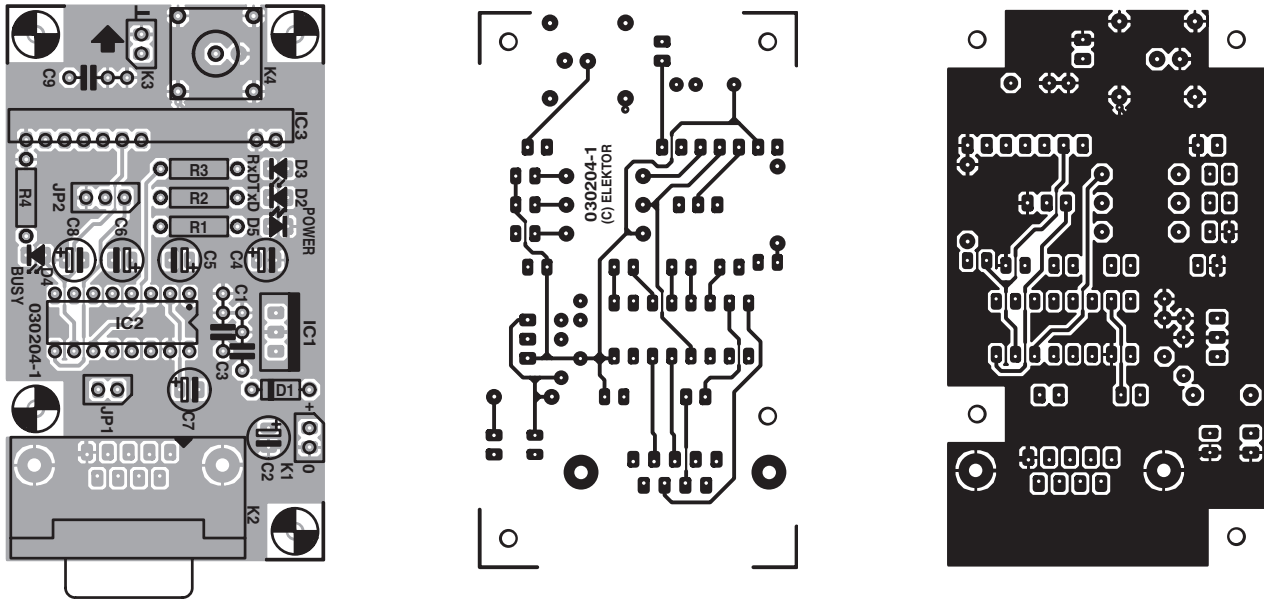


Figura 4. La placa de circuito impreso para el proyecto del enlace RS 232 sin hilos es de doble cara y muy fácil de montar (placa disponible ya fabricada).

Antenas

Si deseamos configurar un enlace de datos basado en la tecnología SDR como el que se describe en este artículo, no se necesitan conocimientos especiales en la tecnología de RF. Pero hay una excepción: la antena.

El transceptor puede usarse con varios tipos de antenas comunes que se adapten a una impedancia de entrada y de salida de 50Ω en RF, tanto para antenas de látigo, helicoidales o antenas de lazo de hilo o de PCB (ver **Figura 3**).

Las antenas de látigo son dispositivos resonantes con una longitud que se corresponde con un cuarto de la longitud de la onda eléctrica ($\lambda/4$). Estas antenas son muy sencillas de implementar y puede utilizarse sencillamente un trozo de hilo del cobre o una pista de circuito impreso, la cual, para una frecuencia de 433 MHz, debería tener una longitud aproximada de 15,5 cm. Estas antenas deben ser rectas, colocadas en un espacio abierto (mantener la antena lejos de cualquier otra circuitería) y deben conectarse directamente al terminal "Antena" del transceptor. Si la antena está en un punto remoto, debe ser conectada a través de un cable coaxial de 50Ω del tipo RG 58U o RG 174U. La antena de cuarto de onda tiene el rango más amplio de los tres modelos tratados en este artículo, pero solamente si dicha antena "ve" un plano de masa lo suficientemente grande debajo de ella. Su principal desventaja es su vulnerabilidad mecánica y su sensibilidad a los objetos o superficies metálicas grandes en su cercanía. Estas antenas también son bastante molestas cuando se tienen que llevar en equipos semiportátiles.

Las antenas de lazo de circuito impreso son el modelo de antena más compacto, pero también son menos efectivas que el resto de los

modelos. Existe una gran dificultad en su diseño y deben ser ajustadas cuidadosamente para obtener sus mejores prestaciones. Para la frecuencia de 433 MHz, el lazo debe cubrir un área comprendida entre 400 y 1.000 mm². Deben ajustarse a la frecuencia resonante utilizando un pequeño condensador cuyo valor esté comprendido entre 1,5 y 5 pF. La pista de circuito impreso que actúa como lazo puede llegar a tener un ancho mínimo de 1 mm. El punto de realimentación debe estar entre el 15 y el 25 % de la longitud total del lazo.

Las antenas helicoidales también son resonantes y, generalmente, son las elegidas debido a sus dimensiones más compactas. Este tipo de antenas son más difíciles de optimizar que las antenas de un cuarto de onda y tienen un punto crítico en lo que respecta a los objetos que la rodean, ya que pueden distorsionar la sintonía de las mismas muy fácilmente. Este tipo de antenas tiene una mayor eficiencia cuando trabajan con un plano de masa suficientemente grande frente al plano de radiación.

Para nuestro proyecto, hemos construido una antena helicoidal a partir de un hilo de cobre esmaltado (ECW) de 0,5 mm de diámetro (26 SWG). Las dimensiones adecuadas son las siguientes:

- 17 vueltas, 5 mm de diámetro interno, ajustadas a 34 mm de longitud.
- 24 vueltas, 3,2 mm de diámetro interno, ajustadas a 19 mm de longitud.

Debido a su rango y su susceptibilidad al ruido, las prestaciones de la antena helicoidal estarían entre las de la antena de látigo y la antena de lazo. Sin embargo, es la que menos espacio consume de las tres. Además, se pueden sintonizar fácilmente con tan sólo ajustar su longitud y comprimir la bobina hasta que se consiga obtener el rango más adecuado.

Placa de circuito impreso y uso práctico

La placa de circuito impreso que hemos conseguido en este diseño, para un módulo radio, es de doble cara y muy compacta (ver Figura 4). La colocación de los componentes sobre la placa no debe presentar mayores problemas, siempre y cuando pongamos la debida atención a la colocación y posicionamiento de los componentes polarizados.

Para terminar con este artículo debemos reiterar que el uso de los dispositivos SRD está gobernado por leyes y reglas que son bastante estrictas. Bajo pedido, la empresa LPRS proporciona a sus clientes una copia de la documentación del cumplimiento que rige en la CE para sus módulos SRD. Al mismo tiempo, también proporciona indicación sobre la información legal relevante en el uso de los dispositivos SRD en distintos países.

(030204-1)

Descubriendo el motor paso a paso (II)

Control universal de motores de paso unipolares de 4 canales

Diseñado por Timothy G. Constandinou

En la primera parte hablamos de los principios de los motores paso a paso y sus sistemas de control, esta segunda y última parte proporciona un diseño comprensivo para una unidad de control de 4 canales unipolares con todo el interfaz electrónico necesario para la operación directa en un PC estándar.



En este artículo se incluyen los detalles completos para la construcción, prueba y uso de un económico controlador de motor paso a paso de 4 canales que puede ajustarse a sus aplicaciones. El proyecto incluye la interfaz

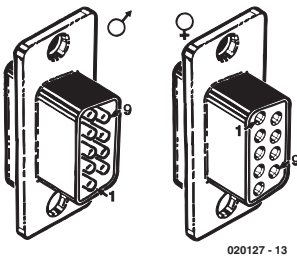
RS-232 para la conexión directa al PC y un personalizado lenguaje de control de alto nivel para ejecutar comandos enviados al controlador electrónico para impulsar los motores. Ade-

más, el software de comunicación del PC se explicará con completo detalle de forma que permita la personalización para requerimientos específicos. Este software es compatible con todas las plataformas de Microsoft Windows 32-bit y se desarrolló en Borland Delphi.

La interfaz serie RS232

La interfaz serie RS232 estándar, definida hace más de cuatro décadas, es la favorita para comunicaciones con bajo ancho de banda entre ordenadores personales. Por ello, prácticamente todos los PC's se fabrican con por lo menos un puerto RS232, y muchos microcontroladores actuales también lo tienen, o son fácilmente ampliables con una interfaz RS232. Además, el puerto RS232 es económico y se presenta como la mejor opción para muchos de los proyectos que podemos construir en casa.

El puerto serie RS232 normalmente se reconoce como un conector de 9 patillas etiquetado como COM1 o COM2 y tiene nueve conexiones. La comunicación bidireccional puede lograrse usando sólo tres patillas (2, 3 y 5). El diagrama de las patillas del puerto se muestra en la **Figura 1. A**



020127 - 13

Patilla	Señal
1	Detección de portadora de los datos (DCD)
2	Datos recibidos (RxD)
3	Datos transmitidos (TxD)
4	Terminal de datos lista (DTR)
5	Señal de tierra (SG)
6	Conjunto de datos listo (DSR)
7	Petición de envío (RTS)
8	Borra y enviar (CTS)
9	Indicador de tono (RI)

Figura 1 Patillas del puerto RS232.

diferencia de los niveles TTL estándar, los datos del RS232 son bipolares, usando de +3 a +25 V para representar el nivel lógico '0' y de -3 a -25 V

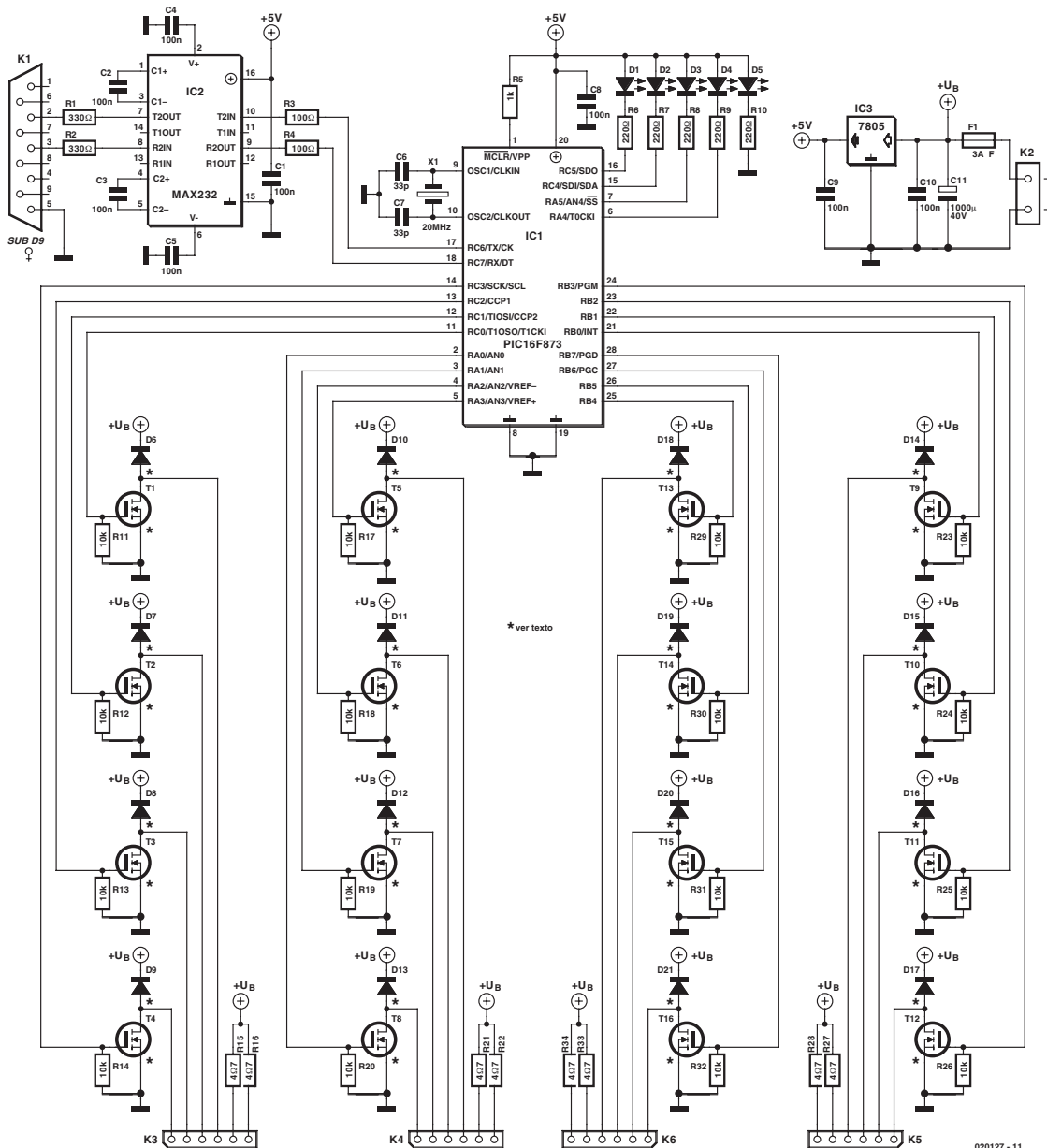
para representar el nivel lógico '1'. Este esquema hace relativamente posible la comunicación a larga distancia, sin embargo, se exige una

electrónica adicional para convertir la tensión del nivel RS232 al nivel TTL y viceversa.

Al final, la comunicación de un puerto hardware es prácticamente igual que trabajar con un fichero de datos en un disco. Cada puerto tiene una única dirección. Para el acceso hay que abrir el puerto, los datos requeridos se transfieren y entonces se cierra. El único requisito adicional es que hay que inicializar ('configurar') las propiedades del puerto antes del uso, por ejemplo, la tasa de transmisión de datos, el BIT de paridad y el tiempo máximo de espera de los datos.

El hardware

La **Figura 2** muestra el diagrama del circuito del control paso a paso y de la interfaz, de



020127 - 11

Figura 2. Diagrama del circuito de la placa del controlador.

manera bastante realista. Al arrancar la entrada del RS232 (K1) las líneas de transmisión (Tx) y recepción (Rx) se conectan a un chip de conversión de niveles (IC2). Como se mencionó previamente, esto se hace con el objeto de convertir la tensión del RS232 bipolar, por ejemplo,

un balanceo de -9 V/+9 V al nivel TTL (definido como +5 V/0 V). Como podrá observar esto se hace internamente mediante la técnica del condensador balanceado para crear una alimentación doble (± 9 V).

Las señales convertidas a nivel TTL son enviadas a las patillas del UART (Transmisión Recepción Universal Asíncrona) del microcontrolador PIC (IC1). Las patillas E/S del RS232 se han conectado a través de las resistencias

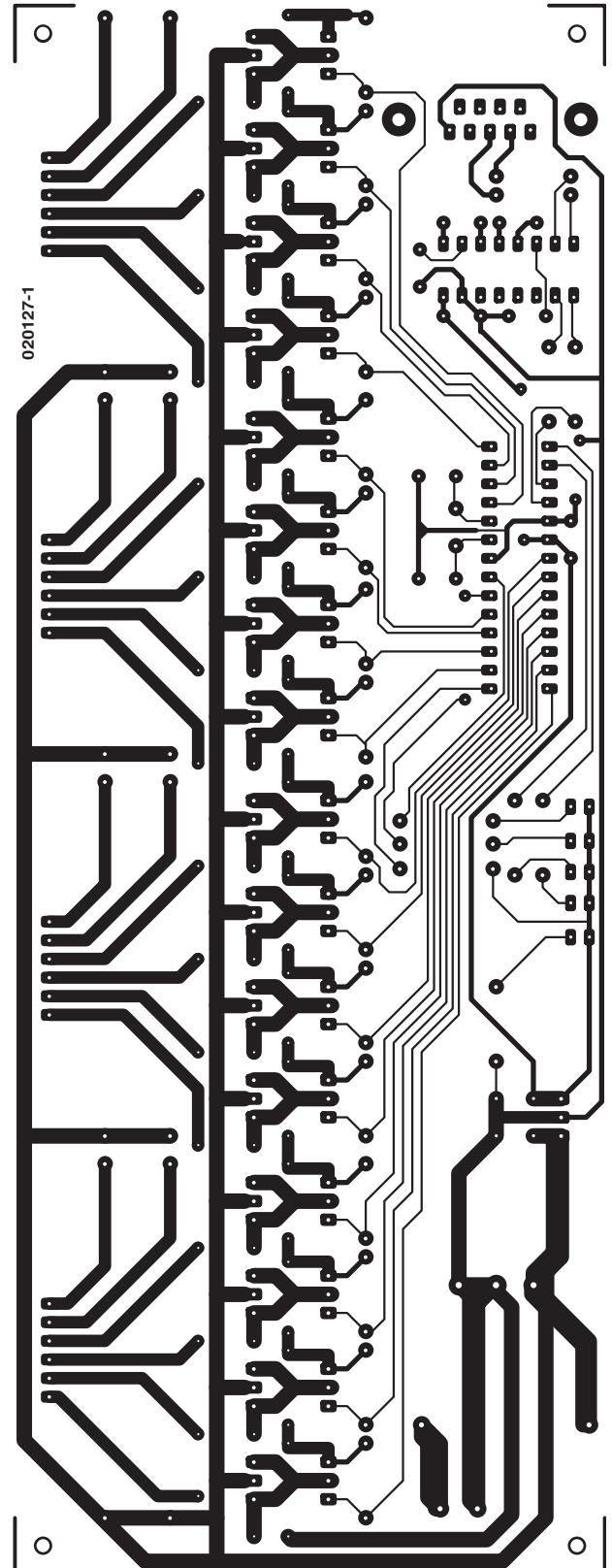
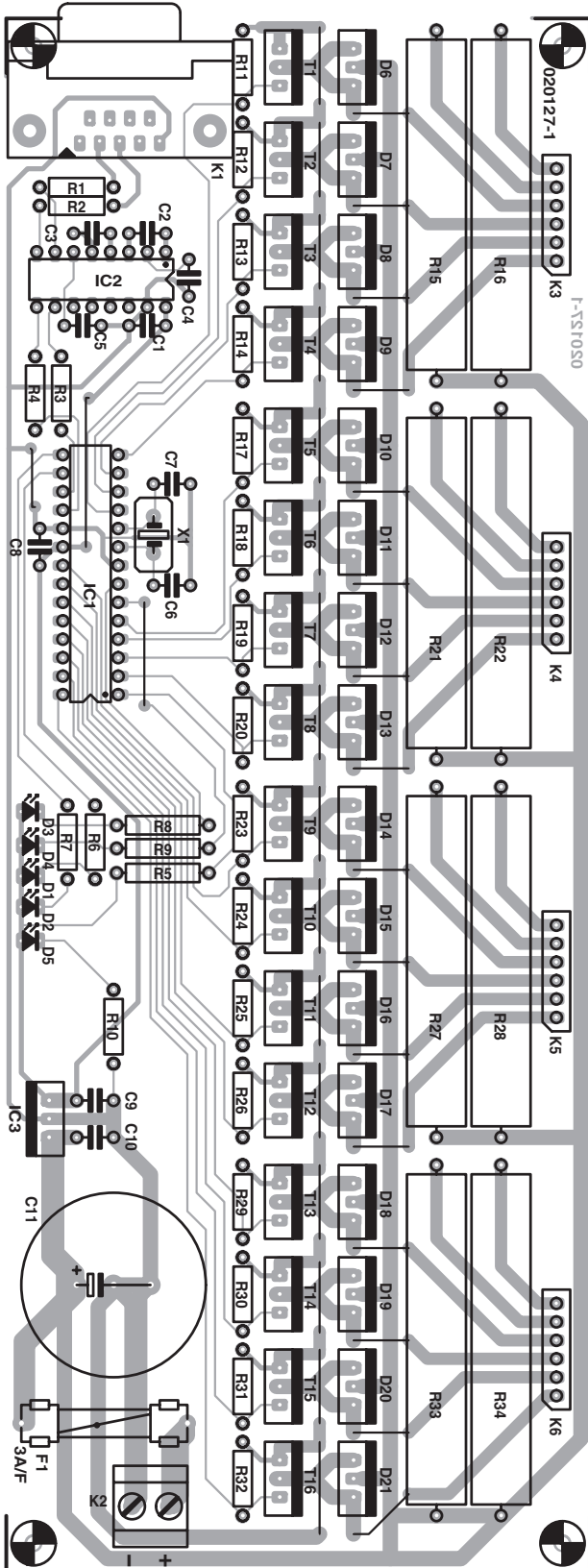


Figura 3. Diseño de la PCB para la placa del controlador del motor paso a paso.

serie R1 y R2 y de forma semejante, en el lado convertido, R3 y R4, principalmente para protección, en caso de que algo salga mal.

El regulador lineal (IC3) es necesario para proporcionar una tensión de alimentación regulada de +5 V a los chips PIC, MCU y la interfaz RS232. El IC1 emplea los condensadores C6, C7 y el cristal de cuarzo X1 junto con un biestable interno para conformar un oscilador de precisión de 20 MHz requerido por la UART. La patilla 1 del PIC está en estado alto a través de R1, ya que no se requiere re-inicializar el microcontrolador. El resto de los puertos E/S (20 patillas) se configuran como salidas y se conectan al control de fase del motor paso a paso y los LED's indicadores.

El esquema de control del motor paso a paso usado es un control unipolar limitado por resistencia, adecuado para motores paso a paso de 5, 6 y 8 hilos. Esto proporciona un medio económico y sencillo para impulsar un bobinado unipolar. Sin embargo, padece la ineficacia debido a la potencia disipada en las resistencias reguladoras de tensión.

El circuito de control de fase usa dispositivos de lógica MOSFET controlados directamente por la salida del microcontrolador para impulsar los bobinados del motor paso a paso. Aquí pueden aplicarse varios tipos de lógica FET (ver la nota). Se necesitan diodos de recuperación rápida para mantener una ruta de retorno de la energía almacenada en los bobinados del motor y

Tabla 1. Los valores de la resistencia reguladora (ejemplos)

V _{supply} (Voltios)	I _{motor} (A)	R _{motor} (Ω)	R _{ballast} (Ω)	P _{ballast} (Watt)
15	1.00	5	10	5.0
20			15	7.5
25			20	10.0
30			25	12.5
15	0.500	15	15	1.9
20			25	3.1
25			35	4.4
30			45	5.6

para prevenir el daño de los dispositivos MOSFET en su propio retorno de descargas EMF. Nuevamente, es posible elegir entre varios dispositivos, como se ve en el inciso pertinente.

Las resistencias reguladoras de tensión se usan para limitar la corriente a través del bobinado de la fase, pero inevitablemente disiparán potencia. El valor de la resistencia mostrado debe calcularse específicamente para cada motor paso a paso. Es esencial tener los datos del fabricante de cada motor paso a paso, incluyendo los datos de la impedancia del bobinado, así como la corriente nominal y los rangos de tensión. Si usted no dispone de dichos datos es inconveniente que obtenga la resistencia usando simplemente un multímetro, ya que no estará teniendo en cuenta ningún dato real de los márgenes de potencia del motor. La **Tabla 1** da un ejemplo de cómo seleccionar el valor de resistencia reguladora para dos motores paso a paso diferentes con tensiones de alimentación distintas.

Estos valores pueden calcularse como sigue:

$$R_{ballast} = V_{supply} / (I_{motor} - R_{motor})$$

$$P_{ballast} = 0,5 (I_{motor}^2 \times R_{ballast})$$

Debemos tener en cuenta que el motor se maneja en el modo paso completo y los bobinados se alimentan sólo la mitad del tiempo, por consiguiente la evaluación de la potencia para la resistencia reguladora (R_{ballast}) sólo puede ser la mitad de la energía disipada esperada. La alimentación de voltaje debe seleccionarse entre 10 y 30 V (a mayor alimentación, más potencia se entrega al motor) y debe ser mayor que el rango de tensión del motor (no olvide que ésta es la tensión a través de la resistencia). También deberá considerar que el máximo valor de corriente (por el bobinado) que puede soportar la PCB no debe exceder de 1 A.

La construcción

Todos los componentes de este circuito se montan directamente en la PCB, cuyo trazado de pistas y plano de componentes se ofrece en la **Figura 3**. Se deben colocar zócalos para los dos

LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

R1,R2 = 330Ω
 R3,R4 = 100Ω
 R5 = 1k
 R6-R10 = 220Ω
 R11-R14,R17-R20,R23-R26,R29-R32 = 10k
 R15,R16,R21,R22,R27,R28,R33,R34 = 18Ω 5 W (ver texto)

Condensadores:

C1-C5,C8,C9,C10 = 100nF
 C6,C7 = 33pF
 C11 = 1.000 μF, 40 V radial

Semiconductores:

D1-D4 = LED, verde, 3 mm
 D5 = LED, rojo, 3 mm
 D6-D21 = MBR2060CT (Farnell # 247-157) (ver texto)

IC1 = PIC16F873-20/SP (no disponible programado)
 IC2 = MAX232CPE
 IC3 = 7805CP
 T1-T16 = nivel lógico MOSFET, por ejemplo, RFD14N05L (Farnell # 516-399) (ver texto)

Varios:

F1 = fusible, 3AF (rápido) con soporte para montaje en PCB
 K1 = conector sub-D hembra 9 pines, montaje PCB
 K2 = regleta de 2 vías para montaje PCB, separación pines 5 mm
 K3-K6 = conector SIL de 6 vías
 X1 = cristal de cuarzo de 20 MHz PCB, código de pedido 020127-1 en la tienda de PCB
 Disco que contiene todos los ficheros de códigos fuente, código de pedido **020127-11** o descarga de forma gratuita.

Nivel lógico en los FET's y los Diodos de Recuperación Rápida

En este circuito, la opción de los niveles lógicos en los FET's (las posiciones T1-T16) y los diodos de recuperación rápida (coloca D6-D21) se escogerán según la disponibilidad y el nivel de potencia del motor(es) paso a paso que se use.

FETs				
Tipo	I _{max} (A)	U _{max} (V)	R _i (mΩ)	Note
RFD14N05L	14	50	100	Farnell # 515-399, Fairchild
BUK100-50GL	13.5	50	125	
BUK101-50GS	30	50	50	
IRLI2203N	61	30	7	
Diodos				
Type	I _{max} (A)	U _{max} (V)		
MBR1045CT	10	45		Farnell # 878-364
MBR1545CT	15	45		Farnell # 878-194
etc.				

Listado I. La versión del código fuente.

```
// main.c – Main program code

#include <16f873.h>
#include <ports.h>
#include <protocol.h>
#include <delay.h>
#include <rs232.h>

int astep=1, bstep=1, cstep=1, dstep=1;
long max=800, min=470;

// initialises the ports by defining whether the tri-state buffers should be input or output
void setup_ports(void) { set_tris_a(0x00);set_tris_b(0x00);set_tris_c(0xF0);set_uart_speed(38400); }

// resets one motor to initial state
void reset_motor(int motor) {
    if (motor==1) {output_low(a_1);output_low(a_2);output_low(a_3);output_low(a_4);output_high(led_a);}
    if (motor==2) {output_low(b_1);output_low(b_2);output_low(b_3);output_low(b_4);output_high(led_b);}
    if (motor==3) {output_low(c_1);output_low(c_2);output_low(c_3);output_low(c_4);output_high(led_c);}
    if (motor==4) {output_low(d_1);output_low(d_2);output_low(d_3);output_low(d_4);output_high(led_d);} }

// resets all ports to initial states
void reset_ports(void) { reset_motor(1);reset_motor(2);reset_motor(3);reset_motor(4);putc(ACKNOWLEDGE); }

// creates a delay which constitutes the step pulse duration
void delay_micro(long delay) { long n;for(n=1;n<=delay;n+=3)delay_us(6); }

// changes powered phases according to current step required
void power_motor(int axis, step) {
    if (axis==1) {
        if (step==1) {output_bit(a_1,1);output_bit(a_2,0);output_bit(a_3,0);output_bit(a_4,1);}
        if (step==2) {output_bit(a_1,0);output_bit(a_2,1);output_bit(a_3,0);output_bit(a_4,1);}
        if (step==3) {output_bit(a_1,0);output_bit(a_2,1);output_bit(a_3,1);output_bit(a_4,0);}
        if (step==4) {output_bit(a_1,1);output_bit(a_2,0);output_bit(a_3,1);output_bit(a_4,0);}
        output_low(led_a); }
    if (axis==2) {
        if (step==1) {output_bit(b_1,1);output_bit(b_2,0);output_bit(b_3,0);output_bit(b_4,1);}
        if (step==2) {output_bit(b_1,0);output_bit(b_2,1);output_bit(b_3,0);output_bit(b_4,1);}
        if (step==3) {output_bit(b_1,0);output_bit(b_2,1);output_bit(b_3,1);output_bit(b_4,0);}
        if (step==4) {output_bit(b_1,1);output_bit(b_2,0);output_bit(b_3,1);output_bit(b_4,0);}
        output_low(led_b); }
    if (axis==3) {
        if (step==1) {output_bit(c_1,1);output_bit(c_2,0);output_bit(c_3,0);output_bit(c_4,1);}
        if (step==2) {output_bit(c_1,0);output_bit(c_2,1);output_bit(c_3,0);output_bit(c_4,1);}
        if (step==3) {output_bit(c_1,0);output_bit(c_2,1);output_bit(c_3,1);output_bit(c_4,0);}
        if (step==4) {output_bit(c_1,1);output_bit(c_2,0);output_bit(c_3,1);output_bit(c_4,0);}
        output_low(led_c); }
    if (axis==4) {
        if (step==1) {output_bit(d_1,1);output_bit(d_2,0);output_bit(d_3,0);output_bit(d_4,1);}
        if (step==2) {output_bit(d_1,0);output_bit(d_2,1);output_bit(d_3,0);output_bit(d_4,1);}
        if (step==3) {output_bit(d_1,0);output_bit(d_2,1);output_bit(d_3,1);output_bit(d_4,0);}
        if (step==4) {output_bit(d_1,1);output_bit(d_2,0);output_bit(d_3,1);output_bit(d_4,0);}
        output_low(led_d); } }

// Moves a specified motor by a specified amount of steps in a specified direction.
int move(short direction, long steps, int axis, step) {
    long n, delay, accsteps;
    delay=max; accsteps=max-min;
    for(n=1;n<=steps;n++) {
        if(n<=accsteps)delay--;
        if(steps-n<=accsteps)delay++;
        if(direction==0)step--;else step++;
        if(step==0)step=4;
    }
}
```

```

        if(step==5)step=1;
        power_motor(axis, step); delay_micro(delay); reset_motor(axis); } return(step); }

// Reads in 2 bytes from the UART and returns a 16-bit integer (range 0-65535)
long readlong(void) { return(256*getc() + getc()); }

// Main Program
void main(void) {
    char incomm;
    long steps;
    setup_ports(); reset_ports();
    while(0==0) {
        output_low(led_a); output_low(led_b); output_low(led_c); output_low(led_d);
        incomm=getc();
        output_high(led_a); output_high(led_b); output_high(led_c); output_high(led_d);
        switch(incomm) {
            case RESET:      reset_ports();                          break;
            case SETUP_ACC:  min=readlong(); max=readlong();          break;
            case MOVE_A_FW:  steps=readlong(); astep=move(0, steps, 1, astep); break;
            case MOVE_A_RV:  steps=readlong(); astep=move(1, steps, 1, astep); break;
            case MOVE_B_FW:  steps=readlong(); bstep=move(0, steps, 2, bstep); break;
            case MOVE_B_RV:  steps=readlong(); bstep=move(1, steps, 2, bstep); break;
            case MOVE_C_FW:  steps=readlong(); cstep=move(0, steps, 3, cstep); break;
            case MOVE_C_RV:  steps=readlong(); cstep=move(1, steps, 3, cstep); break;
            case MOVE_D_FW:  steps=readlong(); dstep=move(0, steps, 4, dstep); break;
            case MOVE_D_RV:  steps=readlong(); dstep=move(1, steps, 4, dstep); break; } putc(ACKNOWLEDGE); } }

// ports.h – defines pin assignments

#define tx    PIN_C6
#define rc    PIN_C7
#define a_1   PIN_C3
#define a_2   PIN_C2
#define a_3   PIN_C1
#define a_4   PIN_C0
#define b_1   PIN_A0
#define b_2   PIN_A1
#define b_3   PIN_A2
#define b_4   PIN_A3
#define c_1   PIN_B3
#define c_2   PIN_B2
#define c_3   PIN_B1
#define c_4   PIN_B0
#define d_1   PIN_B7
#define d_2   PIN_B6
#define d_3   PIN_B5
#define d_4   PIN_B4
#define led_a PIN_A5
#define led_b PIN_A4
#define led_c PIN_C5
#define led_d PIN_C4

// protocol.h – defines communication protocol

#define RESET      1
#define ACKNOWLEDGE 2
#define SETUP_ACC 10
#define MOVE_A_FW 20
#define MOVE_A_RV 21
#define MOVE_B_FW 22
#define MOVE_B_RV 23
#define MOVE_C_FW 24
#define MOVE_C_RV 25
#define MOVE_D_FW 26
#define MOVE_D_RV 27

```

Listado 2. Programa de prueba para ejecutar en el PC.

```

unit main;

interface

uses Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs, StdCtrls, QCom32, Buttons, ExtCtrls;

type
  TForm1 = class(TForm)
    QCPort: T_QCom32;
    Commport: TComboBox;
    xclgroup: TRadioGroup;
    setup_acc, move_a_rv, move_a_fw, move_b_rv,      move_b_fw, move_c_rv, move_c_fw, move_d_rv, move_d_fw, reset: TRa-
dioButton;
    parameter1, parameter2: TEdit;
    commportlabel, parameterlabel: TLabel;
    Executebutton: TBitBtn;
    autoreset: TCheckBox;
    procedure CommportChange(Sender: TObject);
    procedure ExecutebuttonClick(Sender: TObject);
    procedure FormShow(Sender: TObject);
    procedure setup_accClick(Sender: TObject);
    procedure move_a_fwClick(Sender: TObject);
    procedure move_a_rvClick(Sender: TObject);
    procedure move_b_fwClick(Sender: TObject);
    procedure move_b_rvClick(Sender: TObject);
    procedure move_c_fwClick(Sender: TObject);
    procedure move_c_rvClick(Sender: TObject);
    procedure resetClick(Sender: TObject);
    procedure move_d_fwClick(Sender: TObject);
    procedure move_d_rvClick(Sender: TObject);
  private { Private declarations }
  public { Public declarations }
  end;

var Form1: TForm1;

Implementation {$R *.DFM}

  procedure TForm1.resetClick(Sender: TObject); begin parameter1.Enabled := FALSE; parameter2.Enabled := FALSE; end;

  procedure TForm1.setup_accClick(Sender: TObject); begin parameter1.Enabled := TRUE; parameter2.Enabled := TRUE; end;

  procedure TForm1.move_a_fwClick(Sender: TObject); begin parameter1.Enabled := TRUE; parameter2.Enabled := FALSE; end;

  procedure TForm1.move_a_rvClick(Sender: TObject); begin parameter1.Enabled := TRUE; parameter2.Enabled := FALSE; end;

  procedure TForm1.move_b_fwClick(Sender: TObject); begin parameter1.Enabled := TRUE; parameter2.Enabled := FALSE; end;

  procedure TForm1.move_b_rvClick(Sender: TObject); begin parameter1.Enabled := TRUE; parameter2.Enabled := FALSE; end;

  procedure TForm1.move_c_fwClick(Sender: TObject); begin parameter1.Enabled := TRUE; parameter2.Enabled := FALSE; end;

  procedure TForm1.move_c_rvClick(Sender: TObject); begin parameter1.Enabled := TRUE; parameter2.Enabled := FALSE; end;

  procedure TForm1.move_d_fwClick(Sender: TObject); begin parameter1.Enabled := TRUE; parameter2.Enabled := FALSE; end;

  procedure TForm1.move_d_rvClick(Sender: TObject); egin parameter1.Enabled := TRUE; parameter2.Enabled := FALSE; end;

  procedure TForm1.CommportChange(Sender: TObject);
    begin QCPort.Port := Commport.ItemIndex + 1; end;

  procedure TForm1.FormShow(Sender: TObject); begin QCPort.Port := 1; CommPort.ItemIndex := 0; end;

```

```

procedure TForm1.ExecutebuttonClick(Sender: TObject);
var
  commandcode : char;
  command      : string;
begin
  Executebutton.Enabled := FALSE;

  if reset.Checked      then commandcode := char(1);
  if setup_acc.Checked then commandcode := char(10);

  if move_a_fw.Checked then commandcode := char(20);
  if move_a_rv.Checked then commandcode := char(21);
  if move_b_fw.Checked then commandcode := char(22);
  if move_b_rv.Checked then commandcode := char(23);
  if move_c_fw.Checked then commandcode := char(24);
  if move_c_rv.Checked then commandcode := char(25);
  if move_d_fw.Checked then commandcode := char(26);
  if move_d_rv.Checked then commandcode := char(27);

  QCPort.Open; setlength(command, 1);
command[1] := commandcode; QCPort.Write(command);

  if (parameter1.enabled) then
    begin setlength(command, 2);
      command[1] := char(strtoint(parameter1.text) div 256);
      command[2] := char(strtoint(parameter1.text) mod 256);
      QCPort.Write(command); end;

  if (parameter2.enabled) then begin
    setlength(command, 2);
    command[1] := char(strtoint(parameter2.text) div 256);
    command[2] := char(strtoint(parameter2.text) mod 256);
    QCPort.Write(command); end;

  while(QCPort.Read = '') do;

  if autoreset.Checked then begin
    setlength(command, 1);
    command[1] := char(1);
    QCPort.Write(command);
    while(QCPort.Read = '') do; end;

  QCPort.Close; Executebutton.Enabled := TRUE;
end;
end.

```

IC's del tipo DIL (dual-in-line), mientras IC3 debe soldarse directamente en la PCB. Es aconsejable soldar primero los componentes de más bajo perfil como los puentes, resistencias, zócalos DIL, condensadores cerámicos, etc., principalmente por conveniencia. Tenga especial cuidado en observar la polaridad correcta de todos los semiconductores y condensadores electrolíticos antes de soldar. Las resistencias reguladoras también deben montarse ligeramente fuera de la superficie de la placa, ya que se calentarán bastante durante el funcionamiento. Es aconsejable usar separadores cerámicos para espaciar estas resistencias de la placa.

Si no se requieren los cuatro canales puede montar, por ejemplo, sólo dos canales del controlador del motor paso a paso.

Cuando la soldadura está acabada, pueden instalarse los IC's, el microcontrolador PIC y el MAX232 en sus zócalos DIL. Usted puede programar su propio PIC para el proyecto, el cual usa el código fuente disponible con el número 020127-11 en el disco o en la sección de Descargas Gratuitas de nuestra página web www.elektor-electronics.co.uk. En la siguiente sección se proporciona un completo desarrollo que incluye algunas pautas para los lectores más ambiciosos que quieren

personalizar la versión del PIC o añadir más funciones. Es aconsejable probar el proyecto con la versión original antes de intentar modificarlo.

El software del controlador

La función del microcontrolador PIC es recibir los comandos del PC a través del puerto RS232 y ejecutarlos. También es el responsable de generar la secuencia de pulsos que controlará la potencia entregada al motor, que produce los ciclos de aceleración y desaceleración para una óptima respuesta de un motor dado. Cuando esta interfaz está equilibrada a unos niveles de pulso de disparo bajo puede garantizarse la precisión.

Así que, ¿por qué molestarnos con un microcontrolador? ¿Por qué no usar el ordena-

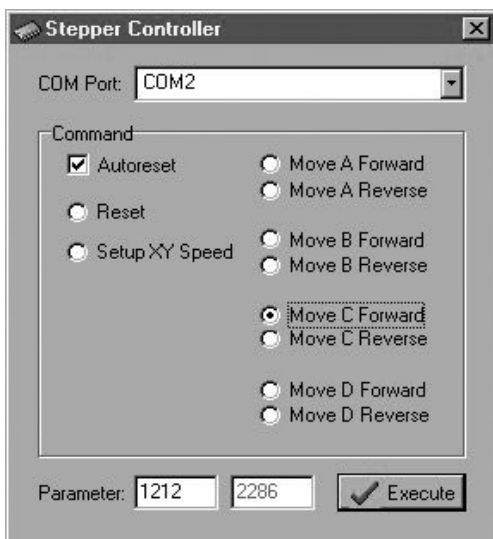


Figura 4. Comandos para la acción del programa del PC en el motor paso a paso.

¿Se puede controlar directamente el motor paso a paso? Aunque en otros tiempos era posible el control en tiempo real con los programas basados en DOS, desgraciadamente éste no es el caso, debido a la multitarea y la naturaleza multi-servidor de los recientes sistemas operativos de Windows 32-bits, ya que los tiempos compartidos en el procesador evitan la estabilidad de los tiempos de espera.

La versión de este proyecto se programó en un económico compilador de C proporcionado por CCS que es totalmente compatible con el entorno de Microchip MPLAB. Si desea conocer más detalles de este compilador hay una completa referencia del lenguaje disponible en línea en la página web de CCS.

El código está dividido en tres archivos: main.c, protocol.h y ports.h. El programa principal está dentro de main.c, las asignaciones de los pines (a los nombres de las variables) en ports.h y el protocolo de comunicación personalizado en protocol.h. La versión de este código fuente se da en el **Listado 1**.

El protocolo de comunicación personalizado usado en este proyecto es muy sencillo. Para cada comando se transmite el valor de un byte y si el comando requiere parámetros adicionales, estos se envían sucesivamente. Por ejemplo, transmitirle al controlador que mueva nuestro motor en una dirección 1.000 pasos, exige tres bytes, el primero define el comando y los otros dos bytes especifican el número de pasos (dentro del rango: 0 a 65.535). Dependiendo del byte del comando inicial, se define la longitud total de transmisión. Después de ejecutar el comando el microcontrolador contestará con un byte de reconocimiento para notificar al software del PC que está preparado para recibir más comandos si es necesario.

El módulo del programa principal inicia primeramente y restablece todos los puertos E/S

incluido la UART con la tasa de transferencia a 38.400 bits/s. El programa empieza un bucle interminable hasta que se recibe un byte en la UART. Al recibir el byte de comando, el programa de control da el número de bytes adicionales adecuados para recibirlos en la UART.

Los comandos disponibles se listan debajo:

-RESET (byte 1): inicializa todos los puertos E/S.

-SETUP_ACC (byte 10): seguido por cuatro bytes adicionales establece el número máximo y mínimo de pasos de retraso para el movimiento del motor paso a paso (los dos son enteros de 16 bits). Al ejecutar un comando de MOVIMIENTO los retrasos de paso estarán inicialmente al máximo, reduciéndose gradualmente hasta alcanzar el retraso mínimo. Los pasos extensos tendrán el retraso mínimo. Hacia el final del ciclo del comando los retrasos del paso aumentarán hasta que el máximo se alcance de nuevo. Esta acción lleva a cabo la aceleración y desaceleración en cada comando de MOVIMIENTO.

-MOVE_A_FW (byte 20): continuado de dos bytes adicionales (un entero de 16 bits) para especificar al motor A cuántos pasos deberá moverse hacia delante.

-MOVE_A_RV (byte 21): seguido de dos bytes adicionales (un entero de 16 bits) para especificar al motor A cuántos pasos deberá moverse hacia atrás.

- MOVE_B_FW (byte 22)
- MOVE_B_RV (byte 23)
- MOVE_C_FW (byte 24)
- MOVE_C_RV (byte 25)
- MOVE_D_FW (byte 26)
- MOVE_D_RV (byte 27)

Estos comandos son iguales que MOVE_A_FW y MOVE_A_RV pero para los motores B, C y D respectivamente.

Al programar su propio microcontrolador PIC, no se olvide de apagar la característica 'DEBUG_MODE'. Asegúrese de que 'POWER_ON_RESET' se activa, que se desactivan los 'WATCHDOG_TIMER' y las características de 'BROWN_OUT_DETECT'. También debe cerciorarse que la velocidad de reloj está a 20 MHz.

Los programadores y kits de desarrollo recomendados para el microcontrolador usado aquí incluyen el PICProg 2003 de Elektor Electronics (2003 de septiembre), el Microchip PICSTART y el módulo de ICD (con un encapsulado adicional de 28 patillas). Alternativamente, Taylec S.A. proporciona un equivalente muy económico al módulo de ICD (por debajo de £50), totalmente compatible con el software de Microchip y que puede descargarse de manera gratuita.

El software de PC

El software de PC se programó en Borland Delphi 4. Usamos una librería para Visual de libre distribución (VCL) para acceder el puerto serie, llamada QCCOM32.

En la **Lista 2** hay un programa de prueba para ilustrar cómo se envían los comandos a través del puerto RS232 al controlador del motor de paso a paso. Nuevamente, la sección de descargas gratuitas de nuestra página web www.elektor-electronics.co.uk lo pone a su disposición.

Es importante comprobar que las propiedades del QCCOM32 coinciden con la inicialización de la versión de la UART, sobre todo la tasa de transferencia que debe ser 38.400. Para enviar cada comando al controlador el puerto se abre, los bytes se transmiten, el programa espera hasta recibir la señal de reconocimiento y finalmente se cierra el puerto.

Prueba y uso práctico

Antes de encender el circuito es importante verificar que todos los componentes están correctamente colocados y que la soldadura está limpia. A continuación desenchufaremos el motor paso a paso y conectaremos la alimentación. Primero usaremos un amperímetro para verificar la corriente de la fuente de alimentación, luego, mediante un voltímetro, observaremos si las líneas de alimentación son correctas. Si algo aparece mal en esta etapa, apagaremos inmediatamente y verificaremos la PCB y las conexiones.

Cuando el circuito se encienda adecuadamente deben iluminarse los cinco LED's, en este caso el microcontrolador está en marcha, sin embargo, si sólo se enciende un LED significa que hay alimentación en el circuito pero que la

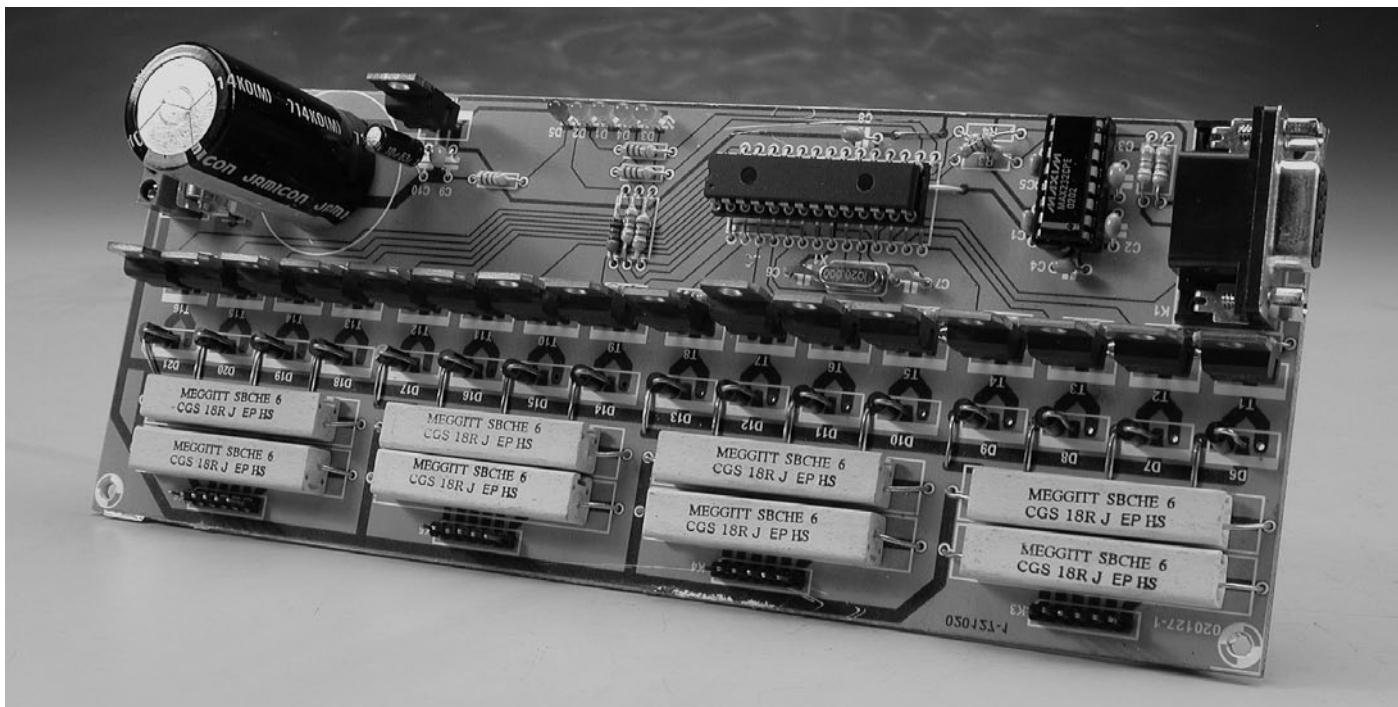


Figura 5. Nuestro prototipo acabado del controlador de motor paso a paso.

versión del microcontrolador no se está ejecutando adecuadamente. Suponiendo que se ha programado con éxito el microcontrolador, debe verificar si recibe la tensión de alimentación en las patillas pertinentes. Si todo está en orden revisaremos los componentes del oscilador (X1, C6 y C7) para asegurarnos que son correctos. Si todavía no funciona intente reprogramar o reemplazar el CI del microcontrolador.

Una vez que el circuito se pone en marcha correctamente, usaremos un cable 1:1 (no cruzado) de hembra D-9 a macho D-9 para conectar la PCB del controlador al puerto RS232 del ordenador. Ejecutaremos el software de prueba del PC y seleccionaremos la configuración del puerto COM correcta. Seguidamente haremos una comprobación de cualquiera de los comandos: cuando se envía un comando deben

apagarse cuatro LED's y encenderse un LED indicando qué canal está en uso; una vez ejecutado el comando los cuatro LED's se iluminarán.

Si todo funciona como es debido, apagaremos la PCB del controlador y conectaremos un motor a un canal. Es importante asegurar que las fases y los comunes se conectan correctamente. Luego, encenderemos y volveremos a comprobar. El motor debe girar suavemente, acelerando y disminuyendo la velocidad cuando arranque y se para. Si el motor parece saltar o el movimiento es accidentado, compruebe que las fases se han conectado en el orden correcto y que la tasa de aceleración no es demasiado rápida para ese motor paso a paso. Recuerde que las tasas de retraso más bajas implican la rotación más rápida. Si preparáramos la velocidad con los retrasos iguales, por ejemplo, 800-800, no habrá ninguna aceleración o desaceleración. La mayoría de los motores paso a paso deben trabajar con 500-1.000 retrasos de paso.

Después de probar todos los canales requeridos y observar que funcionan bien, puede personalizar el software del comando (PC) o el software de control (PIC) para incluir sus propios comandos y mejoras. Una variación interesante podría ser multiplexar los motores, permitiendo que gire al mismo tiempo más de un eje. Las aplicaciones que hemos descrito aquí de esta placa de control

pueden encontrarse en robótica para el posicionamiento exacto de partes mecánicas en los telescopios, los robots, cámaras, etc., o para el movimiento de precisión y colocación de las herramientas mecanizadas CNC.

(020127-2)

Descargas Gratuitas

PIC y software del PC (archivos del código fuente). Número de Archivo: **020127-11.zip**

El diseño de la PCB en formato PDF. Número del archivo: **020127-1.zip**

www.elektor-electronics.co.uk/dl/dl.htm, y seleccione el mes de la publicación.

Enlaces útiles

Hoja de Características del Microchip PIC 16F87X:

www.microchip.com/download/lit/pline/picmicro/families/16f87x/30292c.pdf

Enlace de descarga directa del QCCOM32 VCL para RS232 E/S en Borland Delphi: <http://geocities.com/scottpinkham/delphi/qccom32.zip>

Herramientas económicas de desarrollo para los PIC compatibles con el entorno Microchip MPLAB: www.taylec.co.uk

Compilador de C para PIC compatible con el entorno Microchip MPLAB: www.ccsinfo.com

VCLs para el acceso y control del puerto hardware:

www.programmersheaven.com,
www.torry.net, www.codeguru.com

Literatura útil

'Serial Port Complete' por Jan Axelson, ISBN: 0965081923
'PICProg 2003',
Elektor Electronics Septiembre 2003.

Central de Medidas de Precisión (V)

La red RS 485 en la práctica

Diseñado por J. Wickenhäuser

www.wickenhaeuser.com

En las entregas previas de esta serie de artículos se describieron las prestaciones de la placa MSC 1201 y del microcontrolador, también se han tratado ya varios aspectos de cómo utilizar dicha estación por medio de varias aplicaciones, que van desde plataformas de desarrollo (para las que se adaptaba perfectamente) hasta un sensor de precisión dentro de una red. En esta entrega vamos a tratar el modo en que los elementos tratados en entregas anteriores pueden combinarse para formar un sistema completo o una red.

Nuestros lectores pueden utilizar el programa descrito en este artículo como punto de inicio para desarrollar sus propias aplicaciones. A pesar del uso de la sentencia `print()` y de los cálculos realizados en coma flotante, el código escrito para la aplicación

descrita en este artículo ocupa tan sólo 5 kB aproximadamente (en comparación, las versiones de evaluación gratuitas del compilador $\mu\text{C}/51$ sugerido, genera un código que llega hasta los 8 kB).

La **Figura 1** nos describe el esquema de una red que está formada por dos tarjetas MSC 1201 y un convertor RS 232 a RS 485. Esta red ha sido diseñada para trabajar con longitudes de cable de hasta 1.000

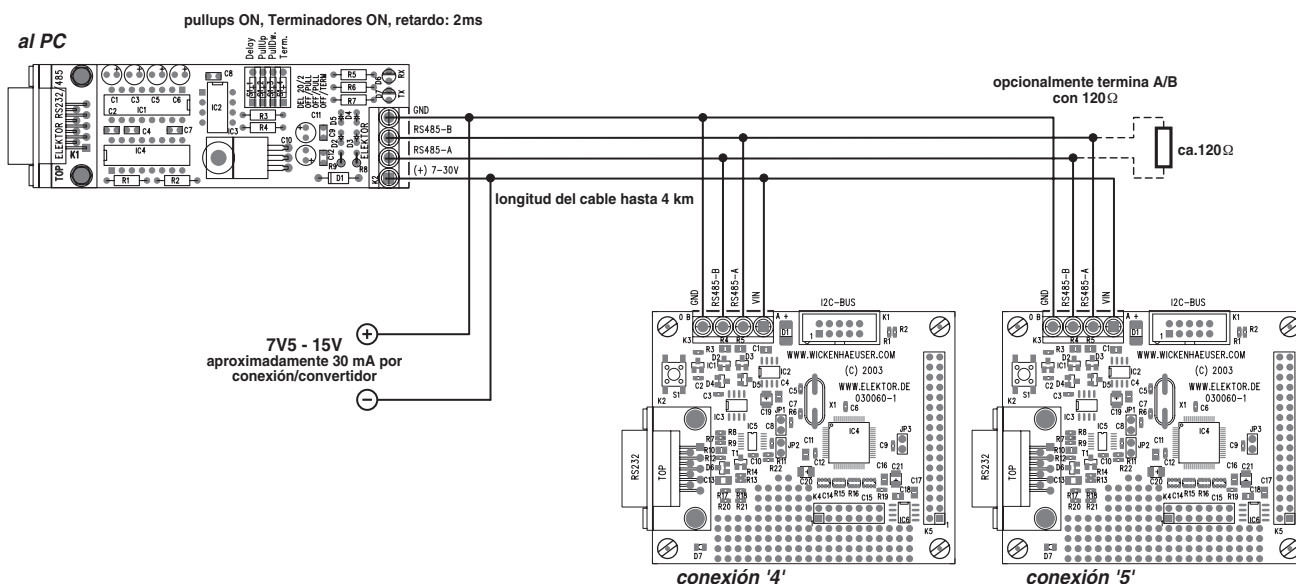


Figura 1. Esquema de una red compuesta por dos tarjetas MSC 1201 y un convertor RS 232 a RS 485.

Cable módem “null” (cero)

La mayoría de los problemas de comunicaciones que nos han llegado de nuestros lectores sobre la conexión con el interfaz serie (RS 232 / V.24), pueden resumirse en el uso de conectores Sub-D inadecuados y/o cables incorrectos.

Para la mayoría de las placas con microcontroladores y proyectos con interfaces serie que se han descrito en Elektor, la conexión RS 232 se realiza con un conector Sub-D (conector hembra) de 9 terminales, colocado sobre la placa de circuito impreso. En estos casos, el cable de conexión es un sencillo cable interfaz serie (cable de extensión), con un conector hembra en un extremo, un macho en el otro y todos los terminales conectados uno a uno entre sí. Ésta misma regla se aplica para la conexión del adaptador de PC a RS 485 descrito aquí.

La placa MSC 1201 es una excepción a esta regla, ya que está montada con un conector Sub-D macho. Esto significa que se debe utilizar un cable “null módem” (o cable cero módem) para conectar la placa MSC 1201 al ordenador. Este cable tiene un conector hembra de 9 terminales en cada extremo. Además, las conexiones entre los dos grupos de terminales de ambos conectores están cruzadas (por ejemplo, el terminal 1 con el 4 y el terminal 2 con el 3). Por otro lado, los terminales 1 y 6 de cada conector están conectados directamente uno a otro sobre el mismo conector. La figura muestra el diagrama de conexionado de un cable “null módem” y la asignación de terminales sobre el conector Sub-D (vistos desde la parte frontal del conector).

Para estar seguros completamente de que disponemos del cable adecuado, deberemos verificar las conexiones utilizando un polímetro o un verificador de continuidad. Los puentes entre los terminales 1 y 6 deben estar presentes (sin ningún tipo de fallo) en los dos conectores.

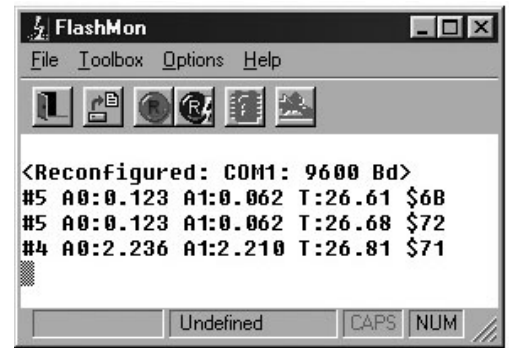
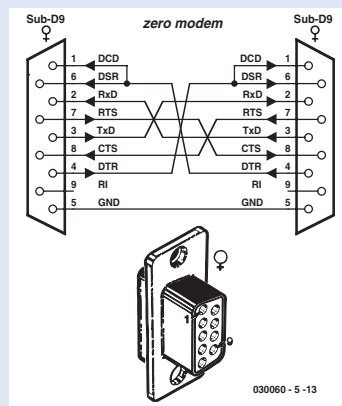


Figura 2. Valores medidos:

A0: valor en la entrada A0 relativo a AGND, en voltios.

A1: valor en la entrada A1 relativo a AGND, en voltios.

T: temperatura del circuito integrado en grados Celsius.

metros, con los dos nodos MSC en un extremo y el convertor RS 232 a RS 485 en el otro extremo. La red también está alimentada a través del convertor.

Aspectos del montaje

Si suponemos que tenemos una fuente de limitación de 15 V, cada dispositivo conectado a la red requiere un consumo aproximado de 30 mA. Para que los nodos puedan funcionar de manera adecuada, la tensión de alimentación debe ser, como mínimo, de 7,5 V. Se debe proporcionar un cierto margen de trabajo ya que, en algunas ocasiones, un nodo puede consumir alguna corriente adicional, sobre todo cuando está en modo de transmisión. Si proporcionamos una capacidad de corriente de 100 mA para el bus, podemos estar seguros que tendremos suficiente corriente en cualquiera de los casos. Con una distancia total que ronda los 2.000 metros de cable, la caída de tensión a lo largo del cable no excede de los 7,5 V, lo que resulta una resistencia de terminal (resistencia del cobre) de, aproximadamente, 75 Ω (suponiendo un consumo de 100 mA). Como la resistencia específica del cobre es de, aproximadamente, 0,02 Ω /mm, un cable de cuatro conductores con una sección de 0,6 mm sería suficiente. Afortunadamente, en el mercado podemos encontrar un cable con estas especificaciones exactas, se trata de un cable estándar de comunicaciones (con una pantalla metálica además) que tiene un precio relativamente bajo.

En el caso de cables muy largos, es posible que no podamos alimentar el bus RS 485 completo a partir de un único punto. Esto ya fue tratado en una de las entregas anteriores. Por

Una aplicación profesional



La compañía GeoPrecision fabrica sensores de red, entre otros productos. El sensor que se muestra en la fotografía ha sido desarrollado específicamente para ser utilizado en el interior de las minas. Debido a su alta precisión y estabilidad, se ha utilizado un microcontrolador MSC para este propósito.

La circuitería completa está alojada dentro de una cápsula metálica de 52 mm de longitud. La cápsula está protegida contra el agua y sellada herméticamente. A pesar de ello, las nuevas versiones de programas se pueden descargar en el momento en que se desee y los factores de calibración son accesibles de manera externa. Estas prestaciones vienen proporcionadas por un pequeño sistema operativo dentro de cada sensor, el cual gestiona el espacio libre de la memoria Flash. Esto significa que se puede almacenar hasta un total de 30 kB de memoria de programa para la programación individual de cada sensor. En estas circunstancias, la distancia ya no es un problema, gracias al uso de la interfaz RS 485.

Naturalmente, para este tipo de aplicaciones es altamente importante que los datos transmitidos sean absolutamente correctos. En consecuencia, la función de “checksum” se utiliza de manera constante. Sin embargo, cada sensor contiene en esencia una versión específica de la placa MSC, por lo que todos los programas han sido desarrollados y “comprimidos” utilizando el compilador mC/51.

Lista de artículos

- Parte 1: Central de Medidas de Precisión (I): con una plataforma de desarrollo MSC 1210 (Septiembre/Agosto de 2003)
Introducción al concepto global de las placas de experimentación para el MSC 1210.
- Parte 2: Central de Medidas de Precisión (II): placa de circuito impreso y programa de entorno de trabajo (Noviembre de 2003)
Placa de circuito impreso, diagrama de pistas y plano de inserción de componentes; descripción de los programas.
- Visualizador LCD con Bus I²C (Noviembre de 2003).
Descripción del Bus I²C y una pantalla LCD muy amigable para el MSC 1210.
- Parte 3: Central de Medidas de Precisión (III): memoria Flash para todo tipo de propósito (Diciembre de 2003).
La memoria Flash y cómo utilizarla.
- Parte 4: Central de Medidas de Precisión (IV): RS 485, o la red del micro MSC 1210 (Enero de 2004).
Arquitectura de la red y un sencillo conversor RS 485 a RS 232 para el ordenador.
- Parte 5: Central de Medidas de Precisión (V): la red RS 485 en la práctica.

lo tanto, antes de decidir el cable a utilizar con conductores súper planos, puede ser conveniente utilizar una fuente de alimentación suplementaria.

Con estas longitudes de cable, lo normal es que sea preciso terminar ambos extremos del bus RS 485 con algún dispositivo, que en el caso del cable de comunicaciones que hemos mencionado previamente debe tener un valor de 120 W.

El programa de la red

Una vez que la red ha sido físicamente implementada, aún nos queda disponer de algunos programas para su explotación. La interfaz RS 485 requiere un protocolo de transmisión de datos fiables que utilice los siguientes parámetros: 9.600 (velocidad de transmisión de datos), 8 (número de bits), N (sin paridad) y 1 (bit de parada). Por el contrario, el ordenador y el conversor se comunican a través de un enlace RS 232 a una velocidad de 57.000 bits/s.

La marca “#” se utiliza como carácter de inicio. Esta marca va seguida por la dirección del nodo de destino en el comando que se ejecuta. Después de esto va el dato actual (en la forma de texto legible), seguido al final por el “checksum” de la información enviada, que permite que el

receptor determine si el dato recibido es correcto o no lo es. En nuestro caso, la función “checksum” viene marcada por el carácter “\$” y consiste en dos bytes que contienen la suma lateral de todos los caracteres procedentes después del carácter de inicio. En la práctica normal se utilizan esquemas más complicados tales como “checksum” polinómicos. Existe una gran cantidad de literatura tecnológica disponible sobre este tema en un formato más asequible para el lector poco entendido.

Como ya mencionamos en la cuarta entrega de esta serie de artículos, se debe insertar una breve pausa entre la activación de la sección del transmisor y el envío del carácter de inicio, de manera que se eviten los errores de transmisión. El ordenador conversor utiliza una ventana de tiempo para activar la sección del transmisor. Por esta razón, se deben conectar resistencias de “pull-up” y de “pull-down”, ya que, de otro modo, el primer carácter podría transmitirse de manera incorrecta. El ordenador conversor deberá estar configurado para transmitir cuando aparezca el primer byte proveniente del ordenador. Todos los puentes deben estar montados en el ordenador conversor, aunque el dispositivo terminador solamente será necesario si el convertidor está colocado al final del cable.

La **Figura 2** muestra la estructura de un paquete de datos típico. Este paquete fue generado por el programa emulador de terminal “FlashMon” que se suministra con el compilador mC/51.

Para poder verificar la red utilizando un emulador de terminal estándar vamos a ir incluso un paso más allá e ignorar la transmisión de la función “checksum”. Con ello solamente tendremos que analizar el contenido de la respuesta. El programa de demostración tan sólo puede gestionar un comando, el cual nos muestra los valores medidos (aunque al menos el código fuente es gratuito).

Cuando se utilizan múltiples placas como nodos de red, el programa que se acompaña en este artículo debe volcarse sobre cada placa MSC 1210, con lo que cada nodo va a estar asignado con su propia ID (identifi-

cador de nodo designado en el código fuente, que vienen con un valor por defecto de 5).

A partir de ahora podemos enviar un comando al nodo 5 escribiendo #5<CR> (donde <CR> hace referencia al carácter de retorno de carro, es decir, tecla Return). El diodo LED de esta placa se encenderá durante aproximadamente un segundo, mientras que los diodos LEDs de los otros modos parpadearán de manera breve. Después de todo ello deberemos recibir el valor medido en el formato que se muestra en la **Figura 2**. El nodo también saca esta información en una manera algo más extensa, a través de su interfaz RS 232 (local), que ha sido utilizado para volcar el programa.

En el directorio .../src/msc1210/Elmet/Elmet485/ELM_FLASH está disponible una nueva versión del programa de demostración, que se ha producido utilizando la versión V1.10.12 del compilador.

Sin embargo, no necesitamos descargar el compilador entero de una vez (12 MB), ya que podemos ir descargando los elementos individuales a través de la página web de Elektor.

Los microcontrolador de la casa MSC tienen muchas prestaciones adicionales, todas ellas de mucho interés. Con los elementos que han sido descritos en esta serie de artículos, los cuales llegan a su fin, nuestros lectores no deberían tener dificultades para utilizarlos para sus propios propósitos.

(030060-5)

Enlaces:

www.wickenhaeuser.com

Compilador ANSI C para la familia de microcontroladores 8051, que incluye el código fuente de todos los programas de demostración del MSC 1210.

www.elektor-electronics.co.uk

Fuente de todas las placas MSC 1210 totalmente ensambladas y probadas.

www.geoprecision.com

Diversas aplicaciones prácticas.

CONDICIONES GENERALES

Los circuitos impresos, carátulas autoadhesivas, ROMs, PALs, GALs, microcontroladores y disquetes que aparecen en las páginas de ELEKTOR se encuentran a disposición de los lectores que lo requieran. Para solicitarlos es necesario utilizar el cupón de pedido que se encuentra en las páginas anexas. Este mismo cupón también puede utilizarse para efectuar pedidos de los libros de la colección de ELEKTOR (en versión original inglesa).

- Los ítems marcados con un asterisco (*) tienen una vigencia limitada y su disponibilidad solo puede garantizarse durante un cierto periodo de tiempo.
- Los ítems que no se encuentran en esta lista no están disponibles.
- Los diseños de circuitos impresos se encuentran en las páginas centrales de la Revista. En ocasiones y por limitación de espacio no se garantiza la publicación de todos los circuitos. En estos casos los lectores interesados pueden solicitar los diseños, utilizando el mismo cupón de pedido y les serán enviados a su domicilio contra reembolso de 500 pts. (incluidos gastos de envío).
- Los EPROMs, GALs, PALs, (E)PLDs, PICs y otros microcontroladores se suministrarán ya programados.

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

FORMA DE ENVIO

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

FORMA DE PAGO

Todos los pedidos deberán venir acompañados por el pago, que incluirá los gastos de envío, tal como se indicó anteriormente. El pago puede realizarse mediante cheque conformado de cualquier banco residente en territorio español, giro postal anticipado, tarjeta VISA (en este caso debe indicarse la fecha de caducidad, domicilio del propietario de la tarjeta y firma del mismo). Nunca se deberá enviar dinero en metálico con el pedido. Los cheques y los giros postales deben ser nominativos a la orden de VIDELEC S.L.

SUSCRIPCIONES A LA REVISTA Y EJEMPLARES ATRASADOS

Las suscripciones o pedido de números atrasados, si se encuentran disponibles, se realizarán a LARPRESS, C/ La Forja, nº 27 - 28850 Torrejón de Ardoz (Madrid). Telf: 91 677 70 75, Fax: 91 676 76 65. E-mail: suscrip@larpress.com. Los precios de ejemplares atrasados son de 3,60 € 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 cualquiera de los casos anteriores, solo se admitirán las devoluciones en un plazo de tiempo de 14 días contados a partir de la fecha de envío del pedido.

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

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

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

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

CONSULTORIO TECNICO

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

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

	Código	Precio (€)
E285 FEBRERO 2004		
Receptor de Control Remoto en FM:		
- PCB	034044-1	19,00
Cronómetro de Proyectos:		
- Disco, códigos fuente y objeto	020350-11	9,12
- PIC16F84-10P, programado	020350-41	24,52
Descubriendo el motor paso a paso (II):		
- Disco, código fuente	020127-11	9,12
Generador de Reloj Universal:		
- Disco, código fuente	020395-11	9,12
Enlace RS232 sin hilos:		
- PCB	030204-1	16,24
E284 ENERO 2004		
Contador de revoluciones para modelos de radio-control:		
- PCB	024111-1	33,00
- Disco, código fuente y hex	024111-11	9,00
- 89C2051-12PC, programado	024111-41	16,00
Visualizador de Texto con Desplazamiento:		
- Disco, código fuente y hex	020407-11	9,00
Convertor USB analógico:		
- PCB	020374-1	14,00
- Disco, códigos hex y software Windows	020374-11	9,00
- PIC16C765, programado	020374-41	25,00
E283 DICIEMBRE 2003		
Generador de Señal de RF con DDS:		
- PCB, generador	020299-1	22,00
- PCB, control/alimentación	020299-2	23,00
- AT90S8515 8PC, programado	020299-41	57,00
Detector de metal por inducción balanceada:		
- PCB	020290-1	17,00
E282 NOVIEMBRE 2003		
Generador de imágenes ATV:		
- Disco, código fuente y hex	020295-11	9,12
- AT90S8515-8PC, programado	020295-41	28,37
- AT90S1200-12PC, programado	020295-42	25,70
Interruptor remoto mediante teléfono DTMF:		
- PCB	020294-1	22,00
- Disco, software del proyecto	020294-11	9,12
- PIC16F84A-20/P, programado	020294-41	27,50
Display de Cristal Líquido con Bus I²C:		
- PCB	030060-2	14,00
PICProg 2003:		
- PCB	010202-1	17,00
- Disco, software Windows	010202-11	9,12
- PIC16F874-20/P, programado	010202-41	44,00
Central de Medida de Precisión (2):		
- Placa ensamblada y comprobada	030060-91	68,00
Preamplificador a válvulas (I):		
- PCB, placa amplificador	020383-1	22,00
- PCB, placa alimentación	020383-2	21,00
- PCB, placa I/O	020383-3	19,00
E281 OCTUBRE 2003		
Mini Generador de Carta de Ajuste:		
- Disco, código fuente	020403-11	9,46
Selector de Disco Duro:		
- PCB	034050-1	18,33
Herramienta de Programación para el ATtiny 15:		
- PCB	030030-1	14,60
- Disco, software del proyecto	030030-11	9,46
Amplificador de coche en puente cuádruple:		
- PCB	034039-1	16,79
E280 SEPTIEMBRE 2003		
Adición de un destello:		
- Disco, código fuente y hex	020293-11	9,29
- PIC12C509A-04/SM, programado	020293-41	14,33
Programador AT90S2313:		
- PCB	034036-1	17,50
Mini display para texto en movimiento:		
- Disco, código fuente	020365-11	10,00
Control Remoto de Luz con Regulador de Intensidad:		
- Disco, código fuente y hex	020337-11	9,46
- AT89C2051-12, programado	020337-41	12,09
E279 AGOSTO 2003		
Tenis TV con AVR:		
- PCB principal	030026-1	15,40
- PCB pulsadores	030026-2	16,70
- Disco, código fuente AVR	030026-11	9,46
- AT908515, programado	030026-41	29,43
Agenda electrónica de bolsillo:		
- Disco, software PC y controlador	020308-11	9,46
- AT90S2313-10PCprogramado	020308-41	24,40
Controlador LCD de bajo coste (ii):		
- PCB	020114-1	16,79
- Disco, software del proyecto	020114-11	9,46

	Código	Precio (€)
Lanzador de Dado RPG Electrónico:		
- PCB	020005-1	23,00
- Disco, código fuente	020005-11	11,14
- AT90S4433-8PC, programado	020005-41	70,24
Ahuyentador de roedores:		
- PCB	020110-1	27,00
Conectores de red controlados SMS:		
- PCB	020157-1	25,00
E273 FEBRERO 2003		
Interface CompactFlash para sistemas de microcontrolador:		
- PCB	020133-1	12,00
- Disco, código fuente de la demo	020133-11	10,00
Bus DCI:		
- PCB, conversor	010113-1	17,00
- PCB, terminal	010113-2	25,00
- Disco, software del proyecto and código fuente	010113-11	10,00
- AT90S8515-8PC, programado	010113-41	43,00
Ampliación de líneas y ADC:		
- Disco, programas BASCOM-51	020307-11	10,00
Dispositivo de bloqueo programable para números de teléfono:		
- PCB	020106-1	25,00
- Disco, software del proyecto	020106-11	10,00
- AT89C2051-1, programado	020106-41	13,00
Codec de audio USB con S/PDIF:		
- PCB	020178-1	22,00
E272 ENERO 2003		
Emulador de EPROM:		
- PCB	024066-1	18,50
- Disco, listado JEDEC GAL	024066-11	10,00
- GAL 16V89, programado	024066-31	10,00
Linterna a LED:		
- Disco, software del proyecto	012019-11	10,00
- PIC12C672-04/SM, programado	012019-41	40,00
Comprobador de Nivel de Audio:		
- PCB	020189-1	18,50
Monitorizador telefónico de bebé:		
- PCB	012016-1	20,00
- Disco, código fuente y hex	012016-11	10,00
- AT90S1313-10PC, programado	012016-41	21,00
Adaptador para Diagnóstico de Vehículo:		
- PCB	020138-1	18,50
E271 DICIEMBRE 2002		
Programador AT90S8535:		
- PCB	024051-1	16,24
Vatímetro Digital de RF:		
- PCB	020026-1	26,00
- Disco, código fuente	020026-11	10,00
- PIC16F876-04/SP	020026-41	40,00
Medidor de Nivel de Presión Sonora:		
- PCB	020122-11	39,25
Alarma de Robo para Moto:		
- PCB	000191-1	20,00
- Disco, código fuente	000191-11	10,00
- PIC16F84-04/P	000191-41	40,00
- PIC16F84-04/P	000191-42	29,35
E270 NOVIEMBRE 2002		
Receptor de la banda de 20 m:		
- PCB	010097-1	28,47
Comprobador de condensadores ESR:		
- PCB	012022-1	32,00
Microprogramación para emulador EPROM:		
- Disco, código hex	024107-11	9,78
- AT89C2051-12P programado	024107-41	16,00
Comprobador de continuidad:		
- PCB	020002-1	9,13
Placa controladora de alta velocidad (II):		
- PCB	020102-1	24,00
Interface paralela JTAG:		
- PCB	020008-1	18,00
E269 OCTUBRE 2002		
Medidas de Distancia mediante Rayos Infrarrojos:		
- Disco, software del proyecto	020010-11	9,79
- 87LPC762, programado	020010-41	21,38
E268 SEPTIEMBRE 2002		
Limitador de Audio para DVD:		
- PCB	024074-1	27,00
Cambio entre Teclado/Ratón por Pulsador:		
- PCB	024068-1	20,00
E267 AGOSTO 2002		
Procesador de Señal de Audio Digital DASP-2002:		
- PCB	020091-1	38,59
- 27C256, programado	020091-21	18,94
- Set: PCB + 020091-21	020091-C	55,00

	Código	Precio (€)
Antorcha de diodos LED		
- PCB	010130-1	26,47
Verificador DMX Portátil		
- PCB	010203-1	26,47
- Disco, código fuente y hex	010203-11	11,00
- AT90S8515, programado	010203-41	87,15
Tube Box		
- PCB	010119-1	22,00
E266 JULIO 2002		
Regulador de luz DMX:		
- PCB	010210-1	50,46
- 68HC11F1FN, programado	010210-41	78,72
- Set: PCB + 010210-41	010210-C	124,21
E265 JUNIO 2002		
Controlador de CompactFlash para Bus IDE:		
- PCB	024032-1	20,00
Interface I2C para Bloque Lego RCX:		
- Disco, software del proyecto	010089-11	11,00
Interface LPT/DMX:		
- PCB	010212-1	22,21
- Disco, código fuente & programado	010212-11	11,00
- AT90S8515-8PC, programado	010212-41	89,00
Receptor de Infrarrojos Multi-estándar:		
- PCB	012018-1	18,00
- Disco, software del proyecto	012018-11	11,00
- P87LPC764BN, programado	012018-41	25,00
Interfaz Serie para el Bus 1-Wire de Dallas:		
- PCB	020022-1	15,00
E264 MAYO 2002		
Sistema de Medida de Velocidad:		
- PCB	010206-1	25,74
- Disco, código fuente y hex	010206-11	11,38
- 87LPC762, programado	010206-41	24,34
Control Remoto de Procesos utilizando un Teléfono Móvil (2):		
- PCB	010087-1	30,81
- Disco, software del proyecto	010087-11	11,38
- GAL16V8, programado	010087-31	11,33
Sencillo Programador para Micros AVR:		
- PCB	010055-1	30,14
- Disco, software del proyecto	010055-11	11,13
- Set: PCB + 010055-11	010055-C	30,08
Receptor de Banda VHF:		
- PCB	010064-1	30,54
CI multi-propósito para modelismo (II):		
- PCB, speed controller	010008-1	11,00
- PCB, hot glow/go-slow	010008-3	11,00
- Disco, código fuente	010008-11	14,00
- 87LPC762BN, programado	010008-41	23,47
E263 ABRIL 2002		
Panel Mezclador de Luces:		
- PCB	0000162-1	78,00
Circuito integrado multipropósito para modelismo (I):		
- PCB, servo reserve	010008-2	10,58
- PCB, 2-channel switch	010008-4	10,58
- Disco, código fuente	010008-11	13,44
- 87LPC762BN programado	010008-41	23,00
Sistema de Desarrollo PICee:		
- PCB	010062-1	38,39
- Disco, programas ejemplo	010062-11	11,00
- Set: PCB + 010062-11	010062-C	44,00
Amplificador Final Versátil:		
- PCB, amplifier	010049-1	20,00
- PCB, power supply	010049-2	33,00
E262 MARZO 2002		
Interfaz de disco duro para puerto de impresora:		
- PCB	010047-1	25,59
- Disco, software del proyecto	010047-11	10,84
- 7064LC84-15, programado	010047-31	73,21
Iluminación y caja de cambios:		
- Disco, software del proyecto	010204-11	10,86
- PIC16C57, programado	010204-41	25,40
Interrogador maestro:		
- PCB, transmitter and receiver	010030-1	39,00
- Disco, software del proyecto	010030-11	11,00
- PIC17C44-16/P, programado	010030-41	59,30
E261 FEBRERO 2002		
Placa microcontroladora flash para 89S8252:		
- PCB	010208-1	32,00
- Disco, software del proyecto	010208-11	11,00
Medidor de descarga/capacidad de batería:		
- PCB set	010201-1	34,03
- Disk set, project software	010201-11	19,00
- ST62165B6, programado	010201-41	40,00

Un Receptor DRM Experimental

DDS cumple con DRM

Por B. Kainka

¿Sabía usted que la BBC realiza transmisiones digitales en onda corta y en onda media? El único problema es que las radios DRM (Digital Radio Mondiale, es decir, Radio Digital Mundial) no están muy extendidas todavía. Este artículo describe cómo se puede utilizar el Generador de Señal de RF DDS, de Elektor Electronics, acompañado de una pequeña circuitería adicional y un pequeño programa, para recibir esta señal de radiodifusión estéreo de alta calidad en un ordenador o PC Portátil.

El nuevo estándar de radiodifusión digital para una radio de onda corta (y todas las bandas por debajo de 30 MHz) se conoce como Digital Radio Mondiale (DRM). El sistema requiere una alta especificación para el receptor, pero si nuestros lectores ya han construido el Generador de Frecuencia con Sintetizador Digital Directo (DDS), descrito en la entrega de Diciembre de 2003 de Elektor, el resto del diseño del receptor es bastante sencillo. En este artículo también se ha incluido una alternativa para el diseño de un receptor que no necesita el uso del generador DDS.

Recomendamos a nuestros lectores que echen una ojeada a los horarios de transmisión de la DRM y a las frecuencias utilizadas en Inglaterra, en la página web www.drm-dx.de. Las transmisiones DRM pueden captarse con un receptor de radio AM normal, pero todo lo que oiremos en los altavoces de nuestro equipo será un alto nivel de ruido blanco que nos indica que estamos sintonizando la señal.

En la actualidad, la señal DRM está formada por un gran número de portadoras QAM que, en conjunto, producen una trama de datos digitales que representan el contenido del programa. Cada portadora puede disponer de 64 estados, por lo que la constante de fase del oscilador receptor es muy importante, ya que asegura la calidad de una buena recep-

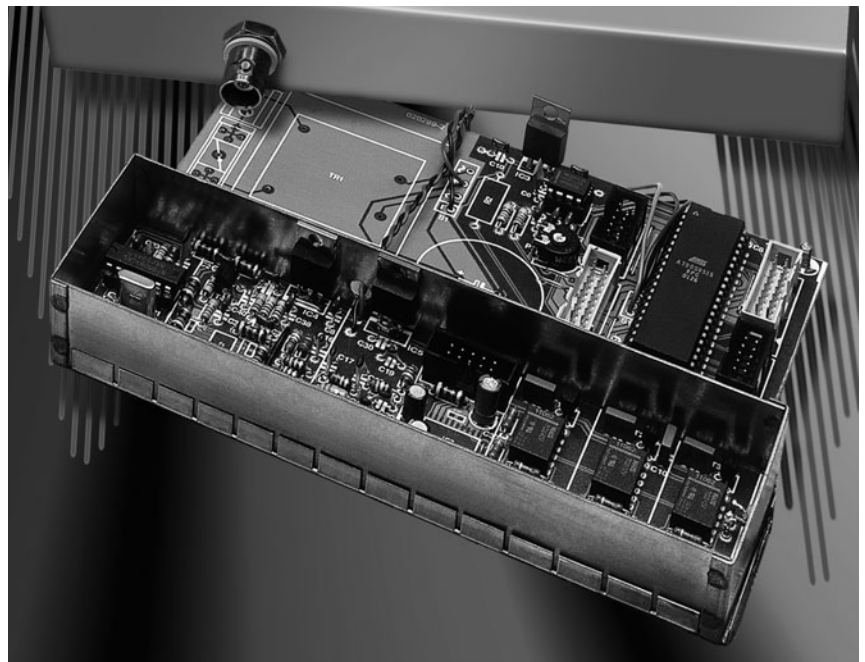


Figura 1. El generador DDS de Elektor Electronics.

ción. Para disponer de mayor información sobre este punto y sobre el estándar DRM, recomendamos a nuestros lectores que se dirijan a la literatura [1] que se indica al final de este artículo.

La más mínima cantidad de ruido de fase en el oscilador mezclador, se traduce en una señal de entrada degradada o ilegible. Éste es el motivo por el que el generador de señal DDS está encerrado en sí

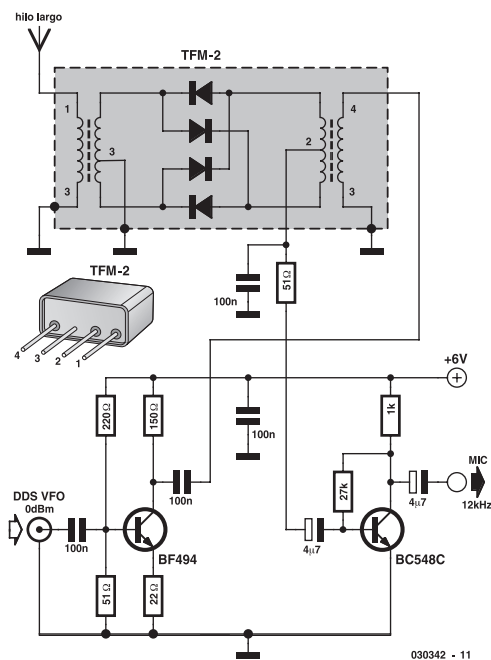


Figura 2. El mezclador directo de 50 Ω.

mismo, ya que disponen de un ruido de fase muy bajo, similar al de un oscilador de cristal y con una buena precisión de estabilidad.

Los osciladores convencionales que utilizan condensadores de sintonía o PLL's son inadecuados para estas aplicaciones. Si nuestros lectores comienzan con el generador DDS ya disponible, el resto del diseño del equipo receptor es bastante sencillo. Incluso los receptores básicos obtendrán buenos resultados si disponen de un oscilador de buena calidad.

El diseño del receptor es muy sencillo: la señal de RF de entrada se mezcla con un oscilador local (el generador DDS) para producir una señal de 12 kHz, que es llevada directamente a la entrada de la tarjeta de sonido de un ordenador. A partir de aquí, el programa se encarga de todos los procesos digitales, como la decodificación de la señal digital y su conversión en una señal analógica antes de sacarla por los altavoces del ordenador.

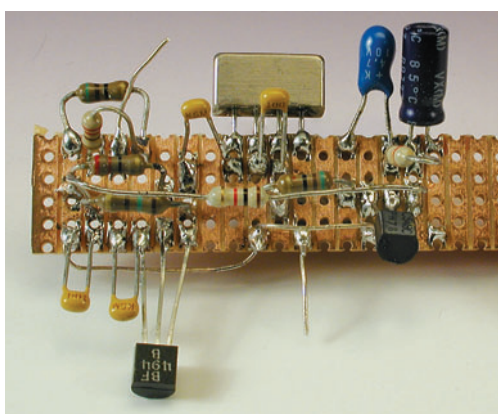


Figura 3. El prototipo del receptor.

El mezclador directo

El mezclador directo es uno de los conceptos más sencillos del receptor. La señal de radio de HF entrante se mezcla para producir una señal de banda base de 12 kHz. Por lo tanto, el oscilador local debe trabajar a una frecuencia igual a la señal recibida, más o menos 12 kHz.

Una desventaja del oscilador directo es que no ofrece ningún rechazo de la frecuencia imagen, lo que significa que el receptor es sensible a una señal que esté separada 24 kHz de la señal deseada. Si tenemos suerte, no tendremos ningún otro transmisor trabajando sobre esta frecuencia. Esta particularidad nos permite disponer de dos puntos de sintonía para recibir la misma señal, como por ejemplo, si deseamos sintonizar sobre las transmisiones DRM del Servicio Mundial de la BBC, que son enviadas desde la estación relé en Sackville, Canadá. Así, en la frecuencia de 9.795 kHz podemos configurar la frecuencia del oscilador local a 9.807 ó 9.783 kHz. Si resulta que otra estación de gran potencia está enviando su señal sobre la frecuencia de 9.771 kHz, las dos señales se verán mezcladas a la misma frecuencia de la señal deseada ($9.783 - 9.771 = 12$ kHz), por lo que, en este caso, es mejor sintonizar la frecuencia imagen de 9.807 kHz. La señal de "encriptación" produce una señal de salida de 36 kHz, que será eliminada por el filtro montado en la entrada del convertor A/D de la tarjeta de sonido.

El generador DDS diseñado por G. Baars (ver **Figura 1**) y publicado en el número de diciembre de 2003, puede producir tanto una señal de salida con modulación de amplitud como con modulación de frecuencia, aunque esta aplicación no lo requiere. Una importante característica de este generador es que el rango de frecuencias llega hasta los 30 MHz y además dispone de un sencillo método de selección de frecuencia, utilizando un teclado o un mando de control de un codificador rotativo. El nivel de la señal de salida se puede ajustar hasta los 0 dBm (224 mV sobre 50 Ω), esto asegura que el mezclador puede trabajar con su nivel de señal de entrada óptimo.

En las primeras pruebas que se realizaron se usó un mezclador de anillos de diodos, del tipo TDM2, de la casa Mini Circuits (www.minicircuits.com). Se utilizó un transistor BF 494 como un amplificador de banda ancha para

aumentar el nivel de señal, proveniente del oscilador DDS, hasta un nivel próximo a los 7 dBm. También se emplea un transistor de bajo ruido, del tipo BF 548C, como amplificador de audio a la salida del mezclador, de manera que se asegura que existe la suficiente señal como para poder trabajar con la entrada de micrófono de la tarjeta de sonido. La impedancia del mezclador de, aproximadamente, 50 Ω, asegura que se puede trabajar con grandes niveles de señal de entrada.

La antena puede ser tan sólo un trozo de hilo largo colocado en el exterior, tan alto como para conseguir sus mejores prestaciones. Sin embargo, si el espacio es algo muy importante en nuestra vivienda, la longitud de la antena puede estar comprendida entre 1 y 3 metros, la cual debería ser suficiente.

A diferencia de la mayor parte los proyectos de RF, este diseño no contiene ningún circuito de sintonía, de manera que la distribución de los componentes sobre la placa de circuito impreso no es demasiado crítica. En la **Figura 3** se muestra el circuito prototipo construido sobre una pequeña pieza perforada de placa de circuito impreso de desarrollo.

El descodificador

Una vez conectada una antena al receptor, encenderemos el generador DDS y conectaremos la salida del sencillo receptor a la entrada de micrófono de nuestra tarjeta de sonido. A partir de este momento podremos ejecutar el programa "DRM Software Radio", de la casa Fraunhofer-IIS. Este programa está disponible en Internet, en la página web www.drmrx.org y su coste es de, aproximadamente, 60 €. También se ha desarrollado un programa de código abierto para la recepción DRM, sobre el que entraremos en más detalle al final de este artículo.

El ejemplo de sintonía que hemos dado anteriormente indica la importancia de realizar una buena selección sobre la frecuencia correcta para evitar las estaciones que puedan producir interferencias. Así, si necesitamos sintonizar la frecuencia imagen, la señal de banda base recuperada tendrá su espectro de frecuencia invertido con respecto a la primera frecuencia que estábamos sintonizado, por lo que es importante poder disponer de la capacidad de colocar el espectro de señal

de nuevo en su posición correcta. La **Figura 4** nos muestra la opción del programa que nos permite realizar la corrección de esta inversión.

Una ventana en el programa "DRM Software Radio" nos muestra un espectro de frecuencia de un ancho de 10 kHz de la señal recibida. Esta opción es muy versátil si tenemos que realizar una sintonía manual para asegurar que la señal DRM plana esté centrada en la pantalla. La pantalla también dispone de varios diodos LEDs "virtuales", cuando se detecta una señal DRM, el primero de estos diodos LED se encenderá al cabo de unos segundos, para indicar que el programa se ha sincronizado con la señal de entrada; a continuación, el diodo LED de datos también se encenderá, mostrándose en el ordenador el nombre de la estación, junto con el resto de la información como la velocidad de datos de la señal y el modo mono o estéreo. Si tenemos suerte y la intensidad de la señal es suficiente, también se encenderá el tercer diodo LED después de unos algunos segundos más, y podremos obtener un sonido de alta fidelidad en nuestros altavoces. ¡Todo ello a partir de una señal de onda corta! Por lo tanto, es un buen logro si pensamos que la señal inicial está atenuada, recortada y es errática.

Pero al igual que sucede con todas las recepciones de onda corta, la señal utiliza la reflexión de la ionosfera para alcanzar largas distancias y, por lo tanto, esta tecnología digital tampoco llega a proteger la señal de las incertidumbres de este camino de propagación, de manera que las estaciones distantes también estarán sujetas a pérdidas y atenuaciones de la señal de audio.

La relación señal / ruido (S/NR) se muestra en tiempo real y podemos decir que 25 dB es un buen valor, de manera que incluso los receptores de onda corta más caros tendrían grandes dificultades para alcanzar estos valores. El mezclador directo produce unos buenos resultados siempre y cuando nos mantengamos alejados de las reglamentaciones debidas al rechazo imagen y a la ausencia de un control automático de nivel (ALC) de la señal recibida. Además, también conviene disponer de una antena lo suficientemente larga como para proporcionar unos buenos niveles de señal de entrada.

El sencillo mezclador directo dispone de unas características de ancho de banda muy amplias y no requiere ninguna selección de un filtro de entrada, por lo que la sintonía a lo largo de la banda completa de onda corta se consigue con un simple cambio de la frecuencia del oscilador local. En Europa, el "World Service" de la BBC está transmitiendo normalmente programas DRM codificados, utilizando transmisores en las ciudades de Orfordness (unos 296 kHz) y Ramphisham (sobre varias frecuencias de onda corta). Además, el "World Service" alemán también dispone de transmisores que emiten programas en inglés, como por ejemplo Deutsche Welle, sobre

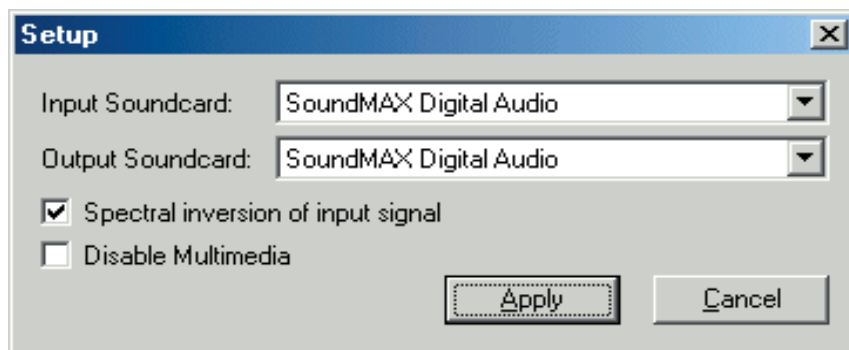


Figura 4. El programa permite realizar la inversión del espectro de la señal recibida.

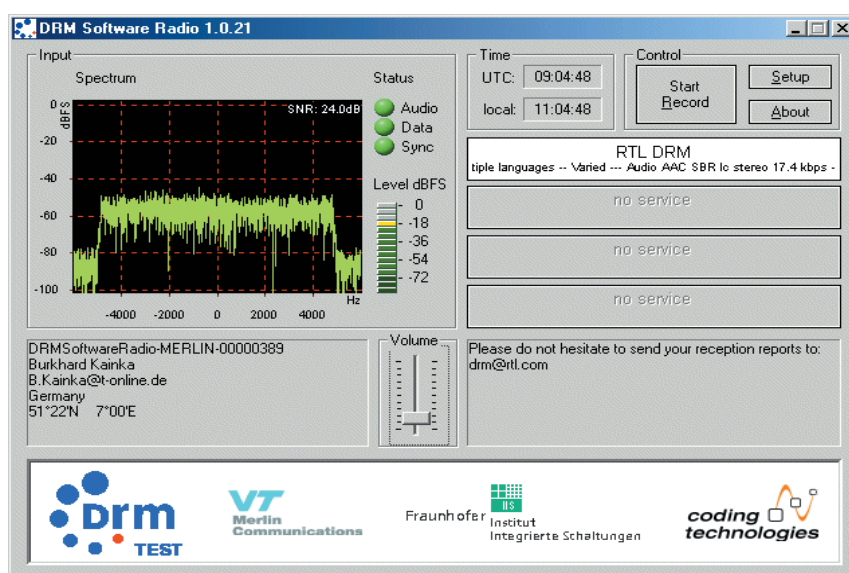


Figura 5. Recepción de la Radio de Luxemburgo.

la frecuencia de 15.440 kHz, por las mañanas. Cuando se realiza la sintonía sobre una emisión, siempre se intenta realizar dicha sintonía sobre ambas frecuencias para encontrar la recepción óptima, aunque a menudo nos podemos encontrar con el caso de que dos estaciones están transmitiendo en ambas frecuencias y, por lo tanto, la señal queda superpuesta.

Mezclador de anillo a diodos casero

El objetivo básico de este artículo era construir un receptor DRM y dicho objetivo se ha alcanzado, aunque el mezclador de anillo a diodos utilizado en el diseño del receptor es un componente bastante caro. También se pueden utilizar alternativas como el popular IE 500, pero existe igualmente la posibilidad de construir nuestro propio mezclador a partir de componentes discretos.

Así, podemos elaborar un mezclador de anillo a diodos doméstico con

cuatro diodos Schottky del tipo BAR 28, más dos transformadores de banda ancha. Cada transformador de RF está bobinado sobre un núcleo toroidal del tipo T37-2 (rojo) de la casa Amidon, con un valor de A_L de 40 nH/n². Se utilizan tres trozos iguales de hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm de diámetro para realizar un bobinado conjunto de 10 vueltas a través del núcleo, de manera que se cree un bobinado "trifilar". Las 10 vueltas producen una inductancia de 4 µH, proporcionando al mezclador una impedancia de 50 Ω a 2 MHz. Las características de ancho de banda aseguran que podamos recibir la banda completa de onda corta.

Una vez hecho este bobinado podemos utilizar un ohmetro para identificar y etiquetar cada uno de los terminales de los bobinados. Dos de estos bobinados tienen que conectarse en serie para formar los dos bobinados con toma centrada a los que van a conectarse los diodos. El bobinado restante de cada uno de los núcleos se utiliza para la conexión de la señal de

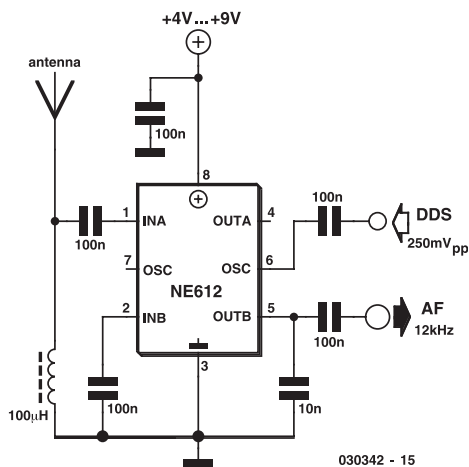


Figura 9. Sintonía externa que utiliza un generador DDS.

entrada (la antena) y la conexión con la entrada del oscilador. En este momento podemos soldar los cuatro diodos en su lugar correspondiente para producir el mezclador definitivo.

El mezclador doméstico que acabamos de diseñar se puede verificar mucho mejor con un osciloscopio. La traza superior que se muestra en la **Figura 8** nos presenta la señal de entrada en el lado del secundario del transformador del oscilador, mientras que la traza inferior es la entrada de RF. La señal del oscilador nos muestra la limitación que realizan los diodos cuando están trabajando en conducción. En la señal de entrada de RF no existe evidencia práctica de la señal de entrada del oscilador, lo que significa que el mezclador tiene una buena supresión de portadora.

Con una antena conectada al mezclador doméstico y este último colocado en el lugar de una unidad comercial, el receptor fue verificado de nuevo y trabajaba bastante bien, aunque esto no quiere decir que nuestro mezclador tenga unas especificaciones equivalentes a una unidad comercial, sino que es suficiente y adecuado para recepción de radiodifusiones DRM.

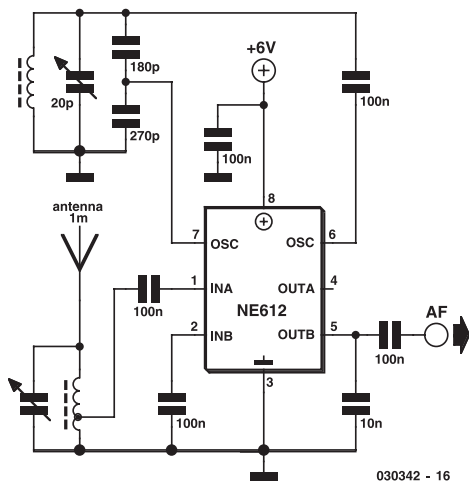


Figura 10. Un mezclador directo integrado.

Mezclador directo con un NE 612

Un mezclador en anillo es un dispositivo relativamente sencillo que introduce una cierta cantidad de atenuación en el camino de la señal. Considerando que una alternativa del tipo denominado “mezclador balanceado integrado” produce una cierta ganancia en la mezcla y tampoco requiere un transformador de banda ancha, podemos decir que, en conjunto, este dispositivo puede ofrecer una solución mucho más económica.

Un mezclador integrado de bajo coste muy popular es el llamado NE 612. Este componente contiene un oscilador interno y un mezclador simétrico completo. También puede conectarse a su terminal 6 un oscilador externo con un nivel de señal de salida comprendido entre 200 y 300 mV_{pp}. Durante las pruebas que se realizaron con el generador DDS de Elektor, el nivel de salida óptimo fue configurado a 250 mV_{pp}.

En la **Figura 9** se muestra el circuito receptor. Hemos utilizado una antena larga de hilo sin ningún tipo de selector de entrada. También se ha montado una bobina de pequeño valor a la entrada del mezclador, con lo que este circuito puede recibir señales DRM con una relación S/NR de 20 dB como máximo. Las prestaciones de este diseño no son tan buenas como las del mezclador de diodos cuando se reciben señales relativamente fuertes, ya que este dispositivo puede saturarse más fácilmente, lo cual produce distorsión de intermodulación y corrupción de la señal DRM. La ventaja de este mezclador integrado es su ganancia de señal y el incremento de su sensibilidad. Por otro lado, este modelo es bastante mejor que el mezclador de diodos, si nos disponemos a utilizar una antena corta y tan sólo vamos a recibir niveles bajos en la señal de entrada.

Un equipo radio sintonizado de forma manual

¿Es posible construir un receptor DRM sin utilizar el generador de señal DDS? En esta aplicación el DDS se utiliza como una sencilla fuente de señal, de manera que sería posible sustituirlo por un dispositivo equivalente como un oscilador libre que se pueda ajustar

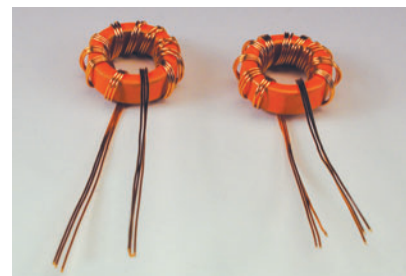


Figura 6. Bobinado de los transformadores toroidales.

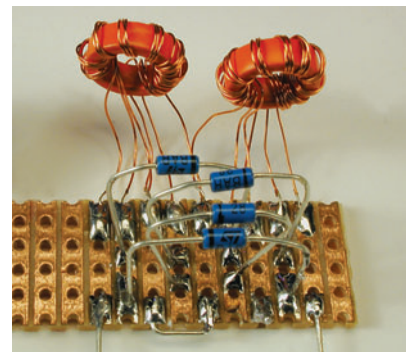


Figura 7. El mezclador en anillo con tres hilos.

manualmente, con un condensador o un diodo para su sintonía. Pero el oscilador necesita tener una buena estabilidad y un bajo nivel de olvido de fase. El programa *DRM Software Radio* puede tolerar una desviación de frecuencia de hasta 500 Hz a partir de los 12 kHz. Este grado de resolución es posible si se utiliza una sintonía repartida en la banda.

Existen al menos cuatro frecuencias en la banda de los 49 metros que son utilizadas para transmisión de señales DRM. La **Figura 10** nos muestra el esquema eléctrico de un circuito receptor de sintonía manual que puede usarse en esta banda. El circuito integrado NE 612 está diseñado para proporcionar una sintonía repartida en toda la banda, sobre la banda de los 49 metros. La bobina está formada de un carrete espiral de 8 mm sobre el que se realizan 20 vueltas, con un ajuste del núcleo de ferrita que proporciona un rango de sintonía que va desde los 6 hasta los 7 MHz. A su vez, se usa un

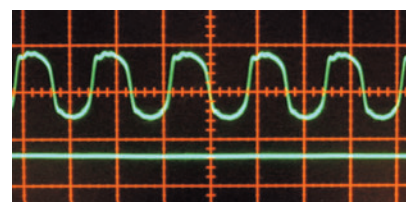


Figura 8. Señal de control del oscilador y medida de la supresión de la portadora.

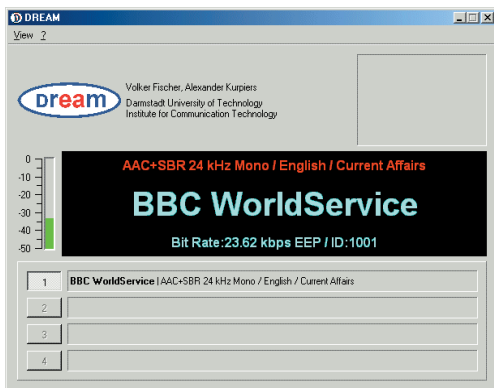


Figura 11. El programa DREAM.

condensador de sintonía de VHF, con una triple separación de aire, para el ajuste fino. La bobina en el circuito de entrada de antena emplea el mismo tamaño de carrete espiral, aunque esta vez, de las 20 vueltas, a la quinta vuelta se realiza una conexión que se lleva al terminal 1 de circuito integrado NE 612. Esta bobina no es del todo crítica y podemos realizar experimentos conectando un condensador de, por ejemplo, 120 pF, entre los extremos de los bobinados. Para verificar el funcionamiento del condensador de sintonía en VHF (recuperado de un viejo sintonizado de VHF), tuvimos que montarlo en una cápsula apantallada en la que se utilizaron condensadores de poliestireno para realizar la conexión a través de dicha cápsula. Las pruebas del circuito mostraron que era bastante estable y que mantenía la estación durante bastantes horas sin ningún tipo de ajuste.

El nivel de la señal de salida de audio, proveniente del terminal 5, es válida para realizar una conexión directa a la línea de entrada y, al mismo tiempo, no es demasiado grande para poderse conectar a la entrada de un micrófono. Este receptor ha sido utilizado para escuchar difusiones DRM en la banda de 49 metros y, al igual que cualquier otro circuito mezclador directo, no realiza rechazo a la frecuencia imagen, por lo que necesitaremos algo de suerte para poder escuchar una señal durante un cierto tiempo sin recibir interferencias desde otras estaciones.

El diseño de receptores es un buen principio en el mundo de la escucha de señales DRM, pero si desea disponer de un receptor diferente y mucho más complicado, como por ejemplo un receptor superheterodino, tendría resuelto el problema de la frecuencia imagen, a la vez que dispondría de una mejora importante en la relación S/NR, de forma que podría recibir estaciones de radio más distantes.

El programa gratuito

Además del programa DRM disponible en el mercado y que ya hemos mencionado anteriormente, existe también un programa similar de

código abierto, denominado DREAM, que fue desarrollado por Volker Fischer y Alexander Kurpiers, del Instituto para la Tecnología de las Comunicaciones, de la Universidad de Darmstadt. Podemos encontrar el proyecto DREAM en la página de Internet:

www.tu-darmstadt.de/fb/et/uet/fguet/mitarbeiter/vf/DRM/DRM.html

Del mismo modo, todos los ficheros fuente podemos descargarlos de la página web: <http://sourceforge.net/projects/drm/>. Estos ficheros han sido diseñados como un recurso para aquellos interesados en el desarrollo de programas, teniendo en cuenta los detalles de las funciones del descodificador. Los autores de este programa no han dejado disponible el fichero ejecutable compilado, ya que algunos componentes del programa no han sido diseñados para una distribución gratuita.

Aquellos lectores que no estén interesados en realizar la compilación de los ficheros fuente (o no dispongan del motor C++ instalado en su ordenador), puede que tengan algo de suerte y consigan encontrar una versión compilada y disponible para una descarga gratuita en Internet. Muchos colegas y universidades utilizan el programa original y, por lo tanto, existe un cierto número de páginas web que disponen del programa DREAM para su descarga. Lo más sencillo sería intentar introducir en cualquier página de un buscador importante la palabra "DREAM.EXE" y no tenemos ninguna duda de que nuestros lectores encontrarán páginas de donde poder descargarlo. Estas páginas en las que podemos encontrar estos programas no están totalmente unidas con el tema, por lo que no los recomendamos totalmente: una página ofrecía el código fuente repartido en diferentes ficheros DDL, mientras que otras disponían del programa compilado completo en un único fichero.

En principio, el programa DREAM realiza el mismo trabajo que el pro-

grama *DRM Software Radio*, pero no dispone de posibilidades multimedia. Sin embargo, este programa puede manejar diferentes tipos de transmisiones DRM, incluyendo señales de hasta 20 kHz de ancho de banda y un grupo de canales. También proporciona una buena interfaz de usuario con numerosas opciones y pantallas indicadoras. Una ventaja de este programa es que la frecuencia intermedia (FI) no tiene por qué ser exactamente de 12 kHz, sino que puede seleccionarse entre un amplio rango, lo que lo hace ideal para receptores domésticos en los que el rango puede estar limitado o cuando disponemos de una radio que queremos convertir en un receptor DRM.

El programa DREAM (ver **Figura 11**) hace trabajar más al procesador que el programa Fraunhofer-IIS. En las pruebas con un ordenador Pentium a 1,3 GHz, el programa DRM Software Radio se ejecutó sin ningún problema trabajando de fondo mientras se usaban otras aplicaciones como Word, un programa gráfico y un explorador de Internet. Por su parte, el programa DREAM exige bastante más independencia y sólo puede trabajar felizmente cuando ningún otro programa (incluyendo programas cortafuegos y alertas de virus) está en ejecución. La llamada a cualquier otra aplicación terminaba, de forma inevitable, en el bloqueo de nuestro sistema.

A modo de puntualización final, el autor de este artículo dispone de planes para un receptor DRM que podrían ver la luz del día como un proyecto futuro en Elektor...

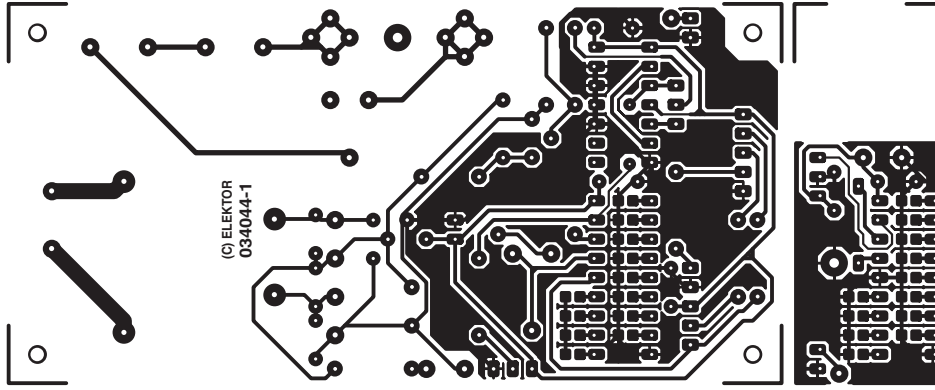
(030342-1)

Literatura:

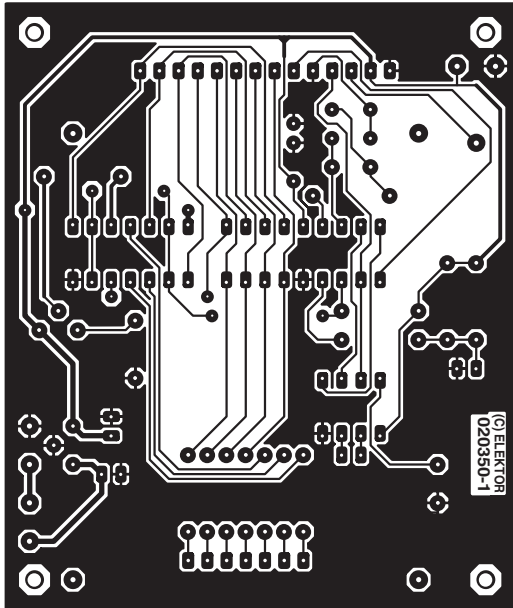
- [1] H. Weber,
Digital Radio Mondiale,
Elektor, en Febrero de 2003

Direcciones de interés para RDM:

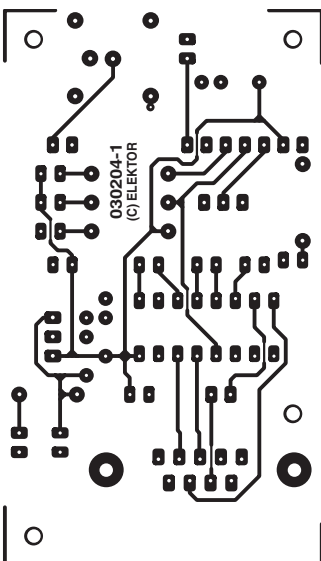
- www.drm.org (información general de DRM)
- www.drmrx.org (proyectos de prueba DRM)
- www.rnw.nl/realradio/html/drm.html (páginas de DRM del Servicio Mundial Holandés de Radio)
- www.CodingTechnologies.com (receptores de DRM)
- www.iis.fraunhofer.de/dab/products/drmreceiver/index.html (programa radio DRM FhG)



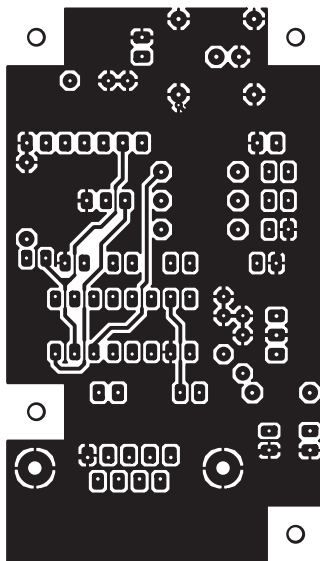
034044-1
Receptor de Control Remoto en FM

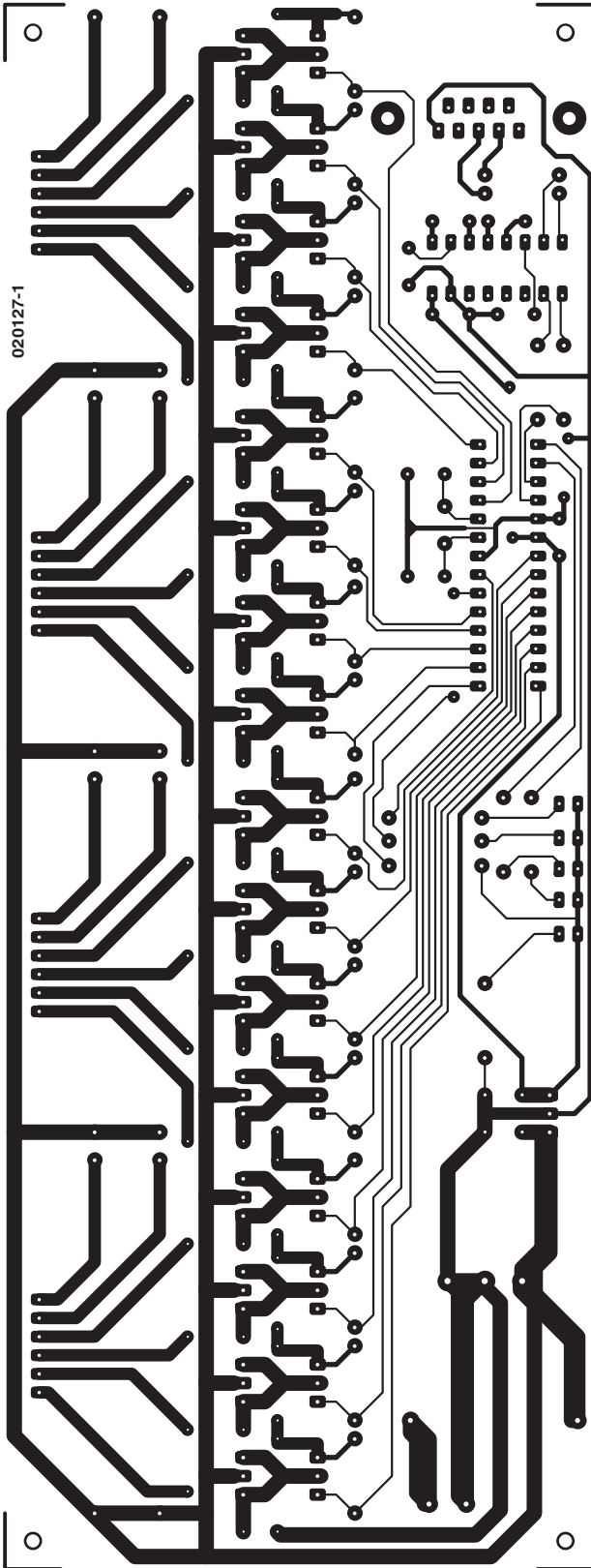


020350-1
Crónometro de Proyectos



030204-1
Enlace RS232 sin hilos





020127-2
Descubriendo el motor paso a paso (II)