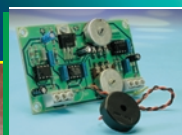


elektor

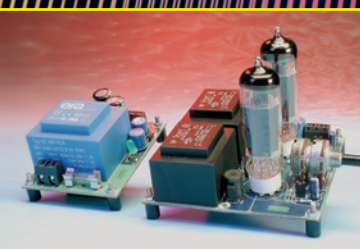
LA REVISTA INTERNACIONAL DE ELECTRONICA Y ORDENADORES

Nº 283

3,60 €



**Detector de
Metal Diminuto
de Inducción
Balanceada**



**Amplificador de
válvulas para
auriculares**

**Batería
Supercap**

**Programador
de PROM de Xilinx**

El P89LPC900

GENERADOR DE SEÑAL DE RF CON DDS

50 Hz a 71 MHz



**LAR
PRESS**



00283

8 414090 101455

Redacción
VIDELEC, S.L.

Dirección
Eduardo Corral
Colaboradores
José M^º 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.
Delegado:
Isidro Ángel Iglesias
Publicidad:
ad_press@infonegocio.com
Comte d'Urgell, 165-167, B-1^º-3^ª 08036 BARCELONA
Tel.: 93 451 89 07 - Fax: 93 451 83 23

Edita

**LAR
PRESS**

Larpress, S.A.

Dirección de Producción
Gregorio Goñi

Dirección Financiero-Administrativa
José María Muñoz

C/ Medea N^º 4, 5^a 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, 1^º, 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 N^º 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
31/Diciembre/2.003

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

MONTAJE DE PROYECTOS

Generador de Señal de RF con DDS

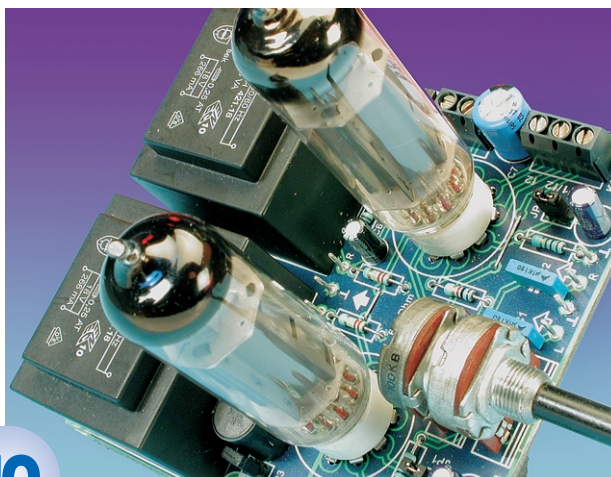
Los radioaficionados en particular, y los ingenieros de RF en general, darán la bienvenida a este diseño. Este generador de señal de RF actualizado dispone de varias características reseñables y es el equipo ideal para comprobar receptores de HF y de VHF, para alineamiento de filtros, con amplificadores de FI y demoduladores de AM y FM. Este instrumento puede usarse incluso como una fuente de señal de muy baja frecuencia, ya que inicia su funcionamiento en los 50 Hz.



6

Amplificador de válvulas para auriculares

No solamente los amplificadores de potencia pueden generar el codiciado ambiente cálido del "sonido de las válvulas". Los amplificadores de auriculares también pueden hacerlo. Lo que hay de especial en este proyecto es que ese efecto se consigue utilizando una tensión de ánodo segura de, tan sólo, 40 V.



40

Detector de Metal Diminuto de Inducción Balanceada

Lo más destacado de este proyecto es que podemos construir nuestro detector de metales IB (es decir, de Inducción Balanceada) a partir de componentes propios. El método IB de detección de metales tiene un buen índice de penetración y discrimina bastante bien entre metales férricos y no férricos.

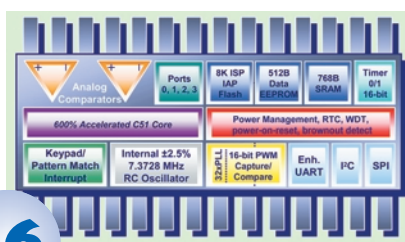


64

ARTÍCULOS INFORMATIVOS

El P89LPC900 (I)

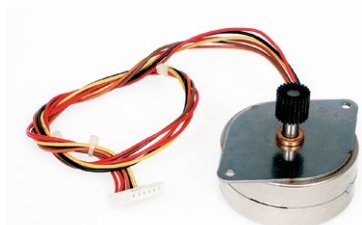
Bajo la referencia P89LPC900, la casa Philips ha introducido en el mercado una nueva y completa familia de microcontroladores, sucesora del 80C51, que tienen un número de terminales comprendido entre 8 y 80, y que se basan en una memoria Flash (programable en el propio circuito).



46

Motores de paso operados en continua

Este circuito ha sido diseñado específicamente para permitir que un pequeño motor paso a paso pueda girar en una dirección a una velocidad muy baja. Su principal aplicación está en el área del modelismo.



54

Proyectos de construcción

- 6 Generador de Señal de RF con DDS
- 28 Preamplificador a Válvulas (II)
- 34 Programador de PROM de Xilinx
- 40 Amplificador de Auriculares a Válvulas
- 52 Batería de Carga Superior
- 64 Detector de Metal Diminuto de Inducción Balanceada

Artículos informativos

- 46 El P89LPC900
- 50 Central de medida de precisión (III)
- 54 Motores de paso operados en continua
- 56 Válvulas de Baja Tensión de Lámina (II)

Regulares

- 3 Sumario
- 19 Noticias
- 26 Ojeada al próximo número
- 27 Libros
- 60 Nuevos Libros
- 61 EPS

Generador de Señal de RF con DDS

Rango de frecuencias: de 50 Hz hasta más de 70 MHz

Diseñado por G. Baars, PE1GIC.

pe1gic@amsat.org

Los radioaficionados en general y los ingenieros de RF en particular, darán la bienvenida a este diseño. Este generador de señal de RF actualizado dispone de varias características reseñables y es el equipo ideal para comprobación de receptores de HF y de VHF, para alineamiento de filtros, con amplificadores de FI y demoduladores de AM y FM. Este instrumento puede usarse incluso como una fuente de señal de muy baja frecuencia, ya que inicia su funcionamiento en los 50 Hz.



Mientras la combinación de un multímetro ordinario y un rudimentario trazador de señal es perfectamente adecuada para muchos bancos de trabajo de aficionados que intentan hacer funcionar sus circuitos hechos en casa, aquellos que están interesados en circuitos de radio y de alta frecuencia en general, necesitan unos equipos que, normalmente, son bastante más sofisticados.

En particular, el diseño más complejo en el mundo de la RF, exige normalmente ajustes bastante precisos que, en la práctica, se traducen en el uso de un generador de señal de RF “decente” con posibilidad de modulación, bien sea interna o externa.

La mayoría de nuestros lectores estarán de acuerdo en que estamos hablando de piezas para los equipos de prueba que no resultan económicas. Por ello esperamos que el presente diseño sea valo-

Especificaciones

- Frecuencia de salida ajustable entre 50 Hz y 71 MHz.
- Tamaño del paso de frecuencia de 31 Hz hasta 1 MHz.
- Nivel de señal de salida ajustable entre 0 dBm y – 127 dBm (de 0,224 V_{rms} a 0,1 μV_{rms}).
- Modulación interna de AM, con 1.000 Hz al 30 %.
- Modulación interna de FM, con 1.000 Hz y una desviación de 3 KHz, 10 KHz o entre 20 y 90 KHz.
- Teclado de 16 teclas para poder introducir la frecuencia y otras funciones.
- Pantalla LCD de 2 x 16 caracteres que muestran la frecuencia, el paso de la frecuencia y el nivel de la señal de salida.
- Nivel de salida de espurios comprendido entre – 40 y –50 dBc (dependiendo de la frecuencia).
- El rango de frecuencia cubre las *Fis* intermedias estándar como 445 KHz, 5,5 MHz, 10,7 MHz, 21,4 MHz, 45 MHz y 70 MHz.

rado muy positivamente, porque es un diseño de RF y por el interés que todos los diseños en RF despiertan. El generador descrito en este artículo ofrece unas buenas prestaciones, de manera que puede emplearse en las pruebas más habituales en los trabajos de servicios y reparación y, además, es bastante sencillo de montar.

Concepto y diagrama de bloques

El diseño general del Generador de Señal de RF se muestra en la **Figura 1**. A primera vista podemos pensar que se trata de otro circuito con un microcontrolador en el corazón del conjunto, pero esta vez el término más adecuado para nuestro diseño es el de módulo “DDS”, ya que es aquí donde se generan las señales de RF propiamente dichas.

El término DDS es una abreviación de la terminología inglesa “Direct Digital Synthesizer” (es decir, Sintetizador Digital Directo). El DDS requiere una señal de reloj para su referencia de frecuencia. Esta señal se pasa a través de un multiplicador de frecuencia de x 6, interno en el DDS. De este modo, aplicando una frecuencia de reloj de 30 MHz en el módulo DDS, la frecuencia interna de reloj pasa a ser de 180 MHz, que es también la frecuencia más alta a la que el módulo DDS puede trabajar. Esta señal de salida, con forma de onda senoidal, tiene una frecuencia f_0 igual a :

$$f_0 = W \times (f_{\text{clk}} / 2^{32})$$

donde W es una “palabra de frecuencia” programable de 32 bits.

En consecuencia, el tamaño del paso será de:

$$180 \text{ MHz} / 2^{32} = 0,0419 \text{ Hz}$$

Por medio de un programa, se configura el paso más pequeño a un valor algo más familiar, como 1 Hz.

Debido al tipo de diseño interno del módulo DDS, es inevitable que se generen un cierto número de señales espurias en su interior, particularmente debido a que la señal de salida es de 180 MHz, por lo que no hay forma de evitar el uso de un filtro (módulo “LPF” en el esquema de bloques general). El filtro aplicado en este montaje es de tipo Butterworth paso/bajo, que garantiza suficientemente la supresión de los productos de la señal no deseados.

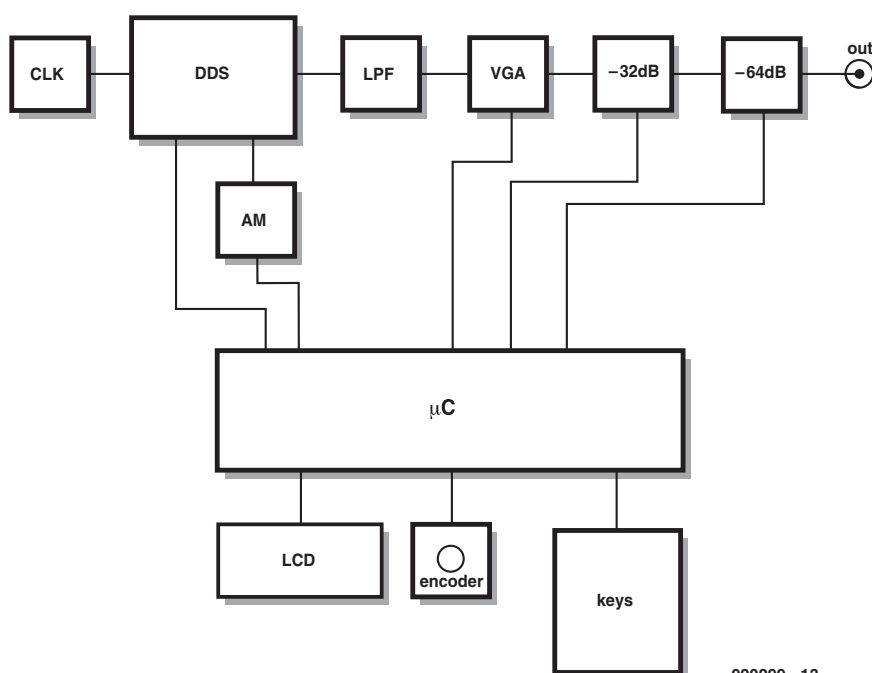
Si deseamos controlar el nivel de la señal de salida es obligatorio usar un atenuador ajustable. Éste es el motivo por el que el filtro está seguido de un módulo VGA (Amplificador de Ganancia Variable) controlado digitalmente. Utilizando este módulo VGA podemos configurar la ganancia en el rango de los 31 dB, con pasos de 1 dB.

El módulo VGA, a su vez, está seguido por dos atenuadores de 32 y 64 dB, respectivamente. La configuración de atenuación total permite ajustar la señal de salida entre 0 y – 127 dBm (decibelio milivatio). El módulo VGA que hemos utilizado en este proyecto duplica un controlador de señal de salida de 50 Ω.

Si queremos controlar toda la circuitería interna de nuestro proyecto, la utilización de un microcontrolador es la mejor opción, sino una opción indispensable. En nuestro montaje, el microcontrolador actúa sobre el módulo DDS, los atenuadores y la interfaz de usuario, este último formado por un teclado, una pantalla LCD y un conmutador rotativo.

Esquema eléctrico del circuito

Como nuestros lectores descubrirán más adelante, el circuito está repartido y dividido entre dos placas de circuito impreso. La división está reflejada en el propio esquema del



020299 - 13

Figura 1. Diagrama de bloques del Generador de Señal de RF con DDS.

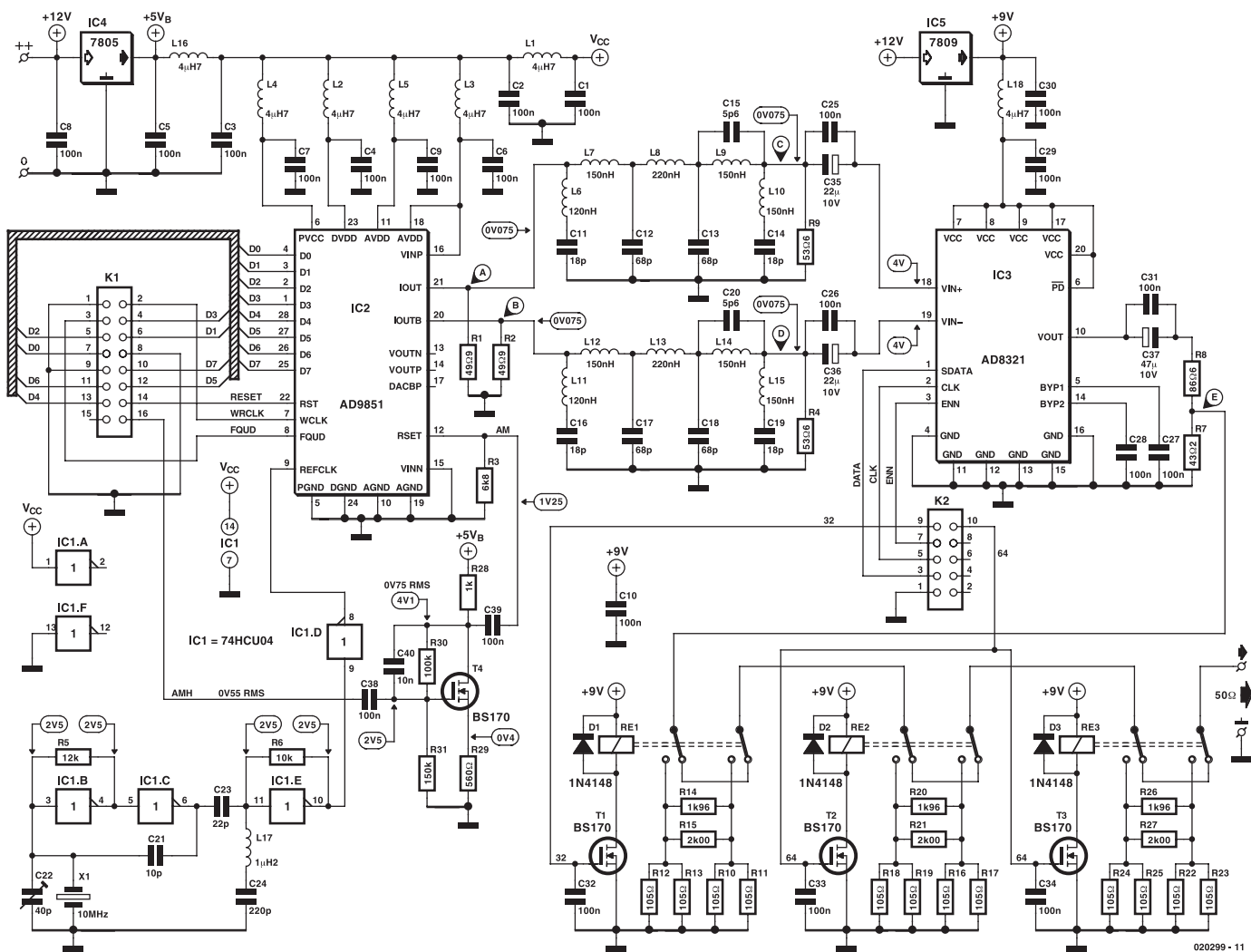


Figura 2. Esquema eléctrico de la parte de RF del generador.

circuito eléctrico. Hablando desde el punto de vista de las placas, el esquema eléctrico de la **Figura 2** muestra el propio generador de señal, mientras que la circuitería de control, la fuente de alimentación y la interfaz de usuario aparecen en la **Figura 3**.

Los distintos elementos que hemos tratado con relación al diagrama de bloques podemos encontrarlos fácilmente en los esquemas eléctricos referenciados. Así, en la **Figura 2**, el generador de reloj está construido alrededor del circuito integrado IC1, mientras que el módulo DDS se esconde dentro del circuito integrado IC2. El filtro paso/bajo podemos encontrarlo alrededor de las bobinas que van desde L6 a L15, el módulo VGA está integrado sobre el circuito integrado IC3 y los atenuadores están situados alrededor de los relés Re1, Re2 y Re3. Los conectores K1 y K2 están interconectados con los conectores K2 y K3 de la **Figura 3**, respectivamente.

Por su parte, en la **Figura 3**, la mayoría de nuestros lectores se detendrán rápidamente para identificar el circuito integrado IC2 como

el microcontrolador. El teclado está conectado al conector K1, y la pantalla LCD al conector K4. El conmutador S1 es un codificador rotativo mientras que el transformador Tr1, el puente rectificador B1 y el circuito integrado IC3, son los elementos principales de la fuente de alimentación. La circuitería que está alrededor del circuito integrado IC1 forma parte de un modulador de AM y sólo se justifica su posición en este circuito porque no ha podido colocarse en la otra placa (ver **Figura 2**).

El funcionamiento y la funcionalidad de cada una de las secciones de los circuitos que hemos visto se tratarán en los siguientes párrafos.

Generador de reloj

Un oscilador de 30 MHz controlado en temperatura, TXCO, sólo puede obtenerse como un componente ya fabricado y bastante caro; además, el

cristal de cuarzo de 30 MHz también es difícil de conseguir. La solución a estos problemas ha consistido en utilizar un oscilador de 10 MHz en combinación con un triplicador de frecuencia. De este modo seremos capaces de emplear cristales de cuarzo disponibles en el mercado y mucho más baratos, al mismo tiempo que podemos ajustar más fácilmente la frecuencia del oscilador (en nuestro caso con el condensador C22). Por supuesto, nuestro oscilador no será totalmente inmune a las variaciones de temperatura, pero en la práctica funcionará de manera satisfactoria, ya que el equipo trabajará normalmente a temperatura ambiente

Las puertas IC1b e IC1c, y los componentes que la rodean, forman el oscilador. El triplicador de frecuencia está construido alrededor de la puerta IC1e, mientras que IC1d actúa como "buffer".

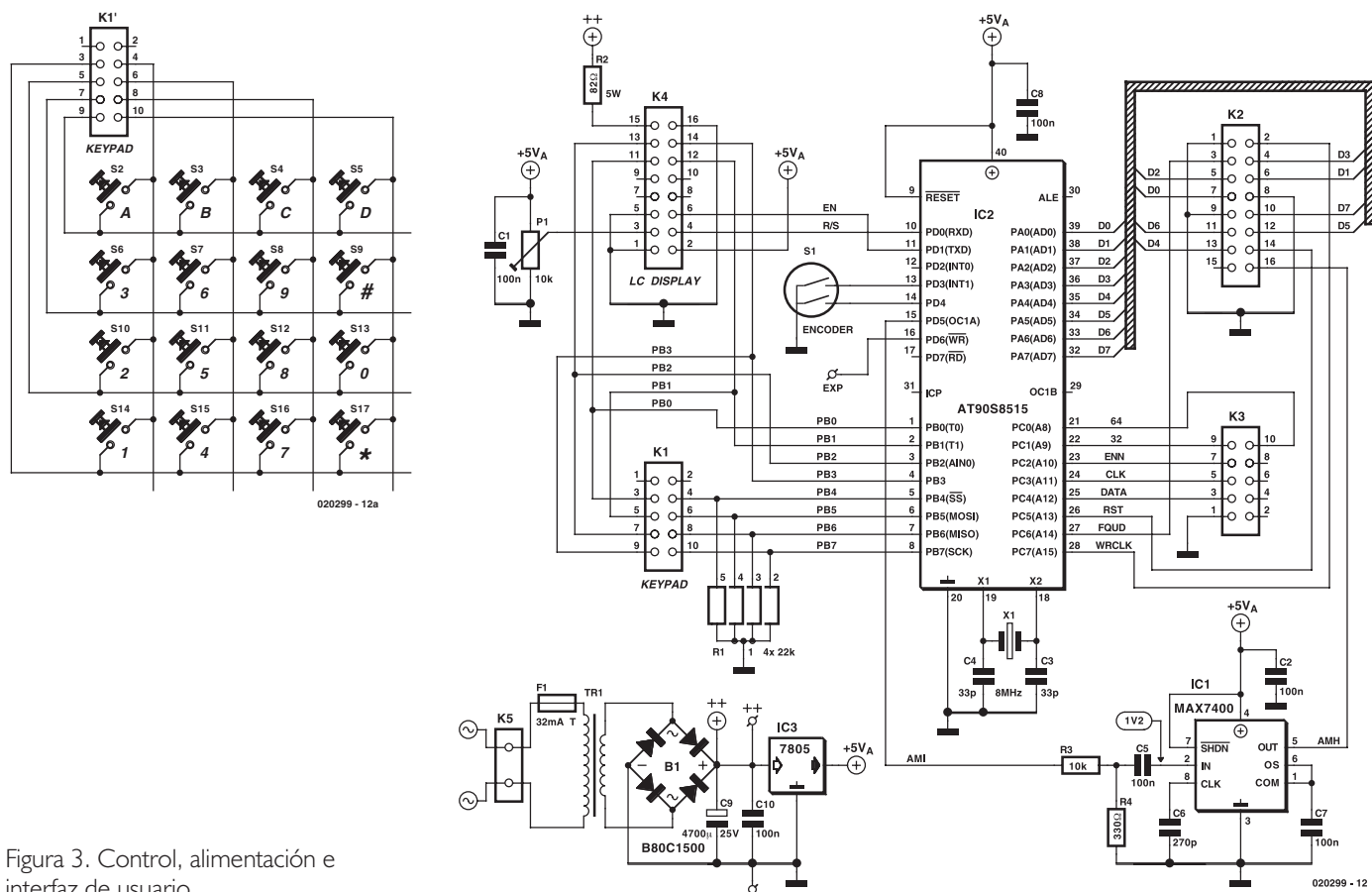


Figura 3. Control, alimentación e interfaz de usuario.

La combinación del cristal X1 y del circuito integrado IC1 puede sustituirse por un módulo oscilador de cuarzo de 30 MHz con un encapsulado DIP de 14 terminales (si pudiésemos conseguirlo), el cual se podría conectar en el zócalo reservado para IC1. Por desgracia, los bloques osciladores de ocho terminales no pueden montarse sobre la placa y requieren unas pequeñas modificaciones que tendremos que realizar nosotros mismos.

DDS

La circuitería que rodea al circuito integrado IC2 sigue muy de cerca las sugerencias de aplicación del fabricante. El circuito integrado DDS tiene diferentes conexiones de tensión, cada una de las cuales proporciona su propia parte a la complejidad de dicho circuito. Para mantener los niveles de señal de los espurios al nivel más bajo, todas las conexiones de alimentación que llegan a este circuito se realizan a través de filtros de alimentación independientes constituidos por una bobina de choque y un condensador de desacoplo.

La resistencia en el terminal 12 del módulo DDS (en nuestro esquema, R3),

se utiliza para definir la corriente de salida del módulo DDS. Sin embargo, si permitimos que una señal de audio pueda variar esta resistencia, podremos obtener una señal modulada de AM.

Filtro

Inherente al diseño del propio circuito, el módulo DDS genera no sólo la frecuencia f_0 deseada, sino también los espurios múltiples f_{clk} , $f_{clk} - f_0$, y los múltiplos de estos. Se

Cumplir el DDS

El módulo DDS está constituido de tres partes. En la primera de ellas tenemos un NCO (Numerical Controlled Oscillator, es decir, un Oscilador Controlado Numéricamente), el cual en el caso del AD 9851 BRS, es un contador de 32 bits que suma la frecuencia de una palabra de 32 bits para cada pulso de reloj. Un pequeño valor para la "palabra" provoca que el estado del contador se incremente lentamente, mientras que un valor mayor lo hace rápidamente. Enviando los 10 bits de menor peso de este contador a un convertidor D/A, a través de una función denominada "Sine Look Up Table", se crea una tensión de salida con forma senoidal en la que su frecuencia es variable.

Como la tensión de salida está cuantificada con la frecuencia de reloj, los productos de dicha frecuencia no deseados también serán generados, incluyendo la componente $f_{clk} - f_0$. Obviamente, cuando la frecuencia $f_0 = 1/2 f_{clk}$ se dará el caso de que $f_{clk} - f_0$ será igual a f_0 . El resultado de esto es que la frecuencia de salida útil más alta conseguida en el módulo DDS estará limitada al 40 % de la frecuencia de reloj. Si no deseamos esta limitación, deberemos utilizar un filtro paso/bajo que nos proporcione suficiente supresión de los productos de la frecuencia no deseados.

Otra desventaja del uso de un módulo DDS es que su nivel de salida no es constante. De hecho, este nivel viene descrito por una curva $(\sin x / x)$, con $x = \pi \times f_0 / f_{clk}$.

Algunos cálculos adicionales nos indican que $(\sin x / x)$ es igual a 0,76 ó -2,4 dB, con $f_0 = 0,4 f_{clk}$. Mientras que en un receptor donde el módulo DDS se utilice como oscilador local el error no será demasiado grave, este error es bastante más importante en el caso de un generador de señal de RF. Como consecuencia, el nivel de salida del módulo VGA se corrige en varias frecuencias de salida. Para conseguir obtener esta función modificada, ha sido necesario implementar una rutina especial en el programa de control.

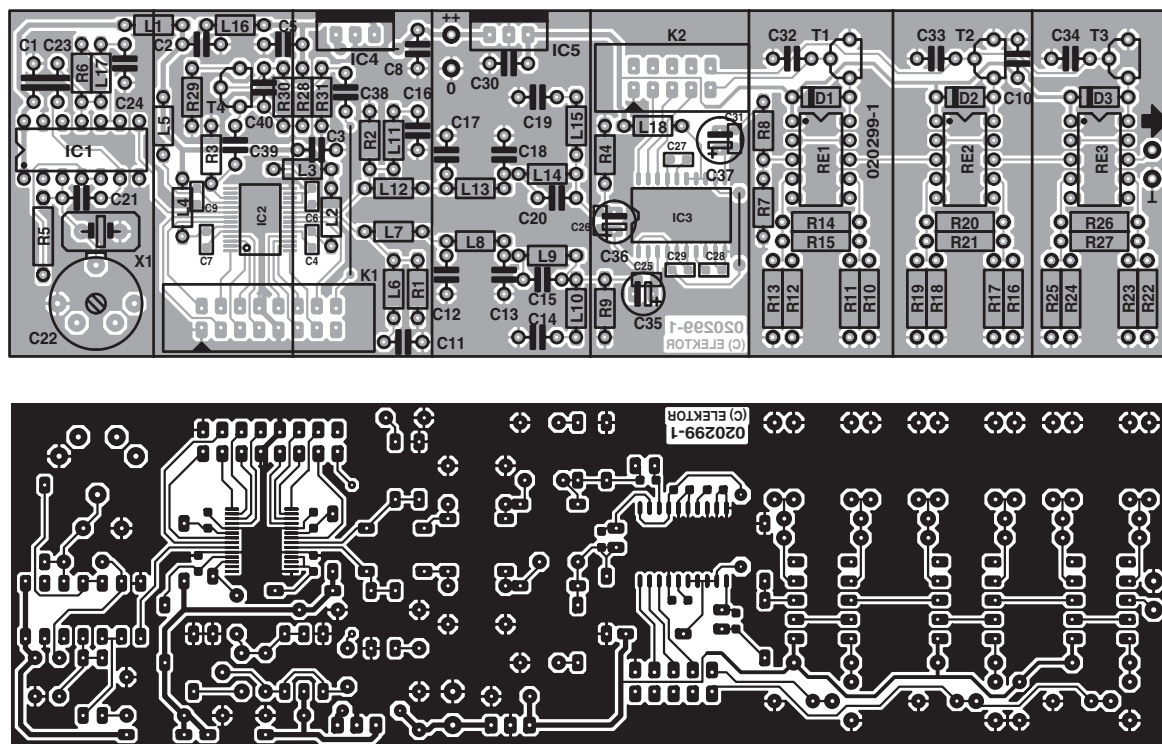


Figura 4. La placa de circuito impreso para la circuitería del generador de señal viene marcada por sus conexiones muy cortas y su generoso plano de masa.

entiende que un filtro es bueno cuando mantiene los niveles de los espurios a la salida lo más bajo posible. El filtro utilizado en nuestro diseño es un filtro Butterworth paso/bajo modificado, que ha sido dimensionado para dejar pasar frecuencias de hasta 75 MHz. Como con una frecuencia de salida f_0 de 71 MHz la componente $f_{\text{clk}} - f_0$ se produce a 109 MHz, el filtro necesita tener una pendiente de bajada bastante fuerte. Esta condición la satisface plenamente el filtro utilizado en nuestro montaje, ya que es prácticamente plano entre 0 y 71 MHz, mientras que llegamos a obtener una atenuación máxima de 50 dB para señales por encima de los 95 MHz.

El filtro tiene una doble implementación, ya que se necesitan utilizar las dos salidas del módulo DDS para obtener una modulación de AM simétrica.

VGA

El circuito integrado IC3 comprende un amplificador/atenuador de ganancia variable controlado digitalmente, con una característica de amplitud plana sobre el rango completo de frecuencias en el que estamos trabajando. La ganancia es ajustable en pasos de unos 0,75 dB a lo largo de todo el rango, que es algo mayor que los 31 dB requeridos.

Como el módulo VGA está pensado como un circuito que controla una carga de 75Ω y que mantiene su impedancia de salida de forma dinámica, la salida del correspondiente

LISTA DE MATERIALES

Placa del generador de señal (020299-1)

Resistencias:

R1, R2 = 49Ω
R3 = 6k8
R4, R9 = 53Ω
R5 = 12k
R6 = 10k
R7 = 43Ω
R8 = 86Ω
R10-R13, R16-R19, R22-R25 = 105Ω
R14, R20, R26 = 1k69
R15, R21, R27 = 2k0
R28 = 1k
R29 = 560Ω
R30 = 100k
R31 = 150k

Condensadores:

C1, C2, C3, C5, C8, C10, C30, C32, C33, C34, C38, C39 = 100nF, distancia entre terminales de 5 mm
C4, C6, C7, C9, C25-C29, C31 = 100nF, SMD con encapsulado 0805
C11, C14, C16, C19 = 18pF
C12, C13, C17, C18 = 68pF
C15, C20 = 5pF6
C21 = 10pF
C22 = 40pF ajustable (trimmer)
C23 = 22pF
C24 = 220pF
C35, C36 = $22 \mu\text{F}$, condensador electrolítico de 10 V radial

C37 = $47 \mu\text{F}$, condensador electrolítico de 10V axial
C40 = 10nF

Inductors:

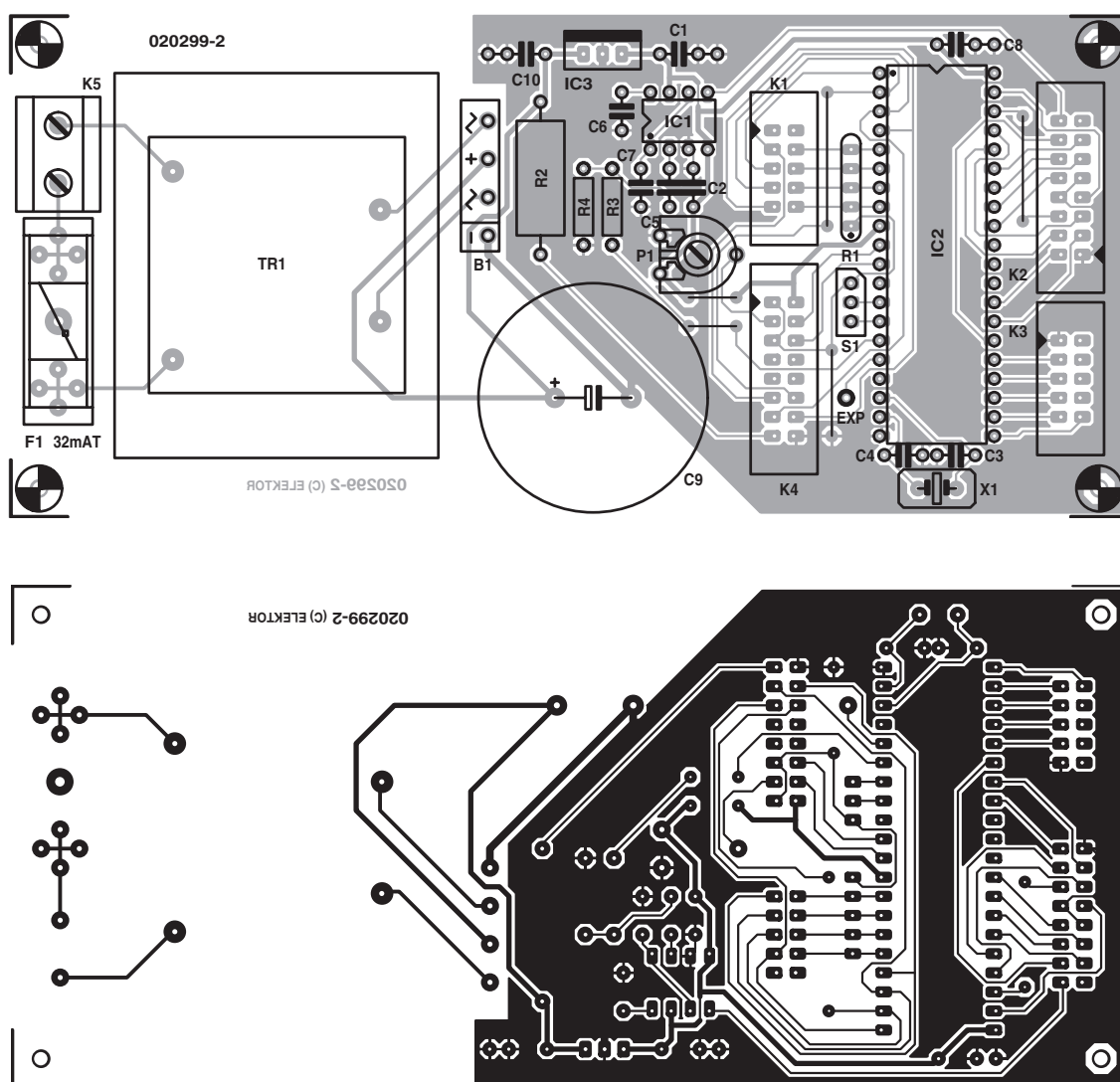
L1-L5, L16, L18 = $4 \mu\text{H}$
L6, L11 = 120nH
L7, L9, L10, L12, L14, L15 = 150nH
L8, L13 = 220nH
L17 = $1 \mu\text{H}$

Semiconductores:

D1, D2, D3 = 1N4148
T1-T4 = BS170
IC1 = 74HCU04
IC2 = AD9851BR5
IC3 = AD8321AR
IC4 = 7805
IC5 = 7809

Varios:

K1 = Conector tipo "boxheader" de 16 terminales DIL (2 x 8)
K2 = Conector tipo "boxheader" de 10 terminales DIL (2 x 5)
X1 = cristal de cuarzo de 10 MHz. (resonancia serie C_L 32 pF) o módulo oscilador de 30 MHz, DIL 14
Re1, Re2, Re3 = TQ2-9V o TQ2-12V 3 puentes hechos con hilos
1 caja de hoja delgada, de 160 x 48 x 25 mm de tamaño
PCB, Placa de circuito impreso, con código de pedido 020299-1. (Ver página de nuestro Servicio de Lectores)



LISTA DE MATERIALES

Placa de la fuente de alimentación y de control (020299-2)

Resistencias:

R1 = 22 K, array SIL de 4 unidades
R2 = 82Ω 5W
R3 = 10k
R4 = 330Ω
P1 = 10k potenciómetro "preset"

Condensadores:

C1, C2, C5, C7, C8, C10 = 100nF,
distancia entre terminales de 5 mm
C3, C4 = 33pF
C6 = 270pF
C9 = 4700μF, condensador
electrolítico de 25 V radial

Semiconductores:

B1 = B80C1500 puente rectificador de encapsulado rectangular (80 V piv, 1,5 A)
IC1 = MAX7400CPA
IC2 = AT 90S8515 8PC programado, con código de pedido **020299-41** (ver página de nuestro Servicio de Lectores)
IC3 = 7805

Varios:

K1, K3 = Conector tipo "boxheader" de 10 terminales DIL (2 x 5)
K2, K4 = Conector tipo "boxheader" de 16 terminales DIL (2 x 8)
K5 = Bloque terminal de dos hilos, para montaje en placa de circuito impreso y con separación entre terminales de 7,5 mm
S1 = Codificador rotativo, Bourns ECWJ o ddm427 (Conrad Electronics)
X1 = Cristal de cuarzo de 8 MHz. (resonancia serie C_L 32 pF)
TR1 = Transformador de tensión de red de 12 V / 4,8 VA, por ejemplo, Gerth 1 x 12 V / 400 mA
F1 = Fusible de 32 mA, con alojamiento para montaje en placa de circuito impreso
5 puentes hechos con hilos
Teclado de 16 teclas, de matriz (Velleman)
Pantalla LCD de 2 x 16 caracteres con luz de fondo
PCB Placa de circuito impreso, con código de pedido **020299-2** (ver página de nuestro Servicio de Lectores)

Figura 5. La placa de circuito impreso de la fuente de alimentación y de control es mucho más espaciosa.

circuito debe terminar en una carga de 75 Ω. En nuestro circuito se ha utilizado un par de resistencias para crear un convertor de nivel de 75 a 50 Ω. De este modo, el módulo VGA es capaz de generar fácilmente 0 dBm, que equivalen a 1 milivatio o 0,224 V_{rms} sobre 50 Ω.

Atenuadores

Si deseamos que nuestro generador proporcione niveles de señal de salida por debajo de los -127 dBm sobre una carga de 50 Ω (lo que equivale a 0,1 μV_{rms}), tendremos que hacer uso de atenuadores adicionales. El propio módulo VGA ya proporciona una atenuación de 31 dB, de manera que nosotros sólo tendremos que añadir un atenuador de 32 dB y otro de 64 dB. Este último comprende dos secciones de 32 dB conectadas en serie, las cuales son fáciles de generar en la práctica, sin riesgo de una falta de precisión o pérdidas

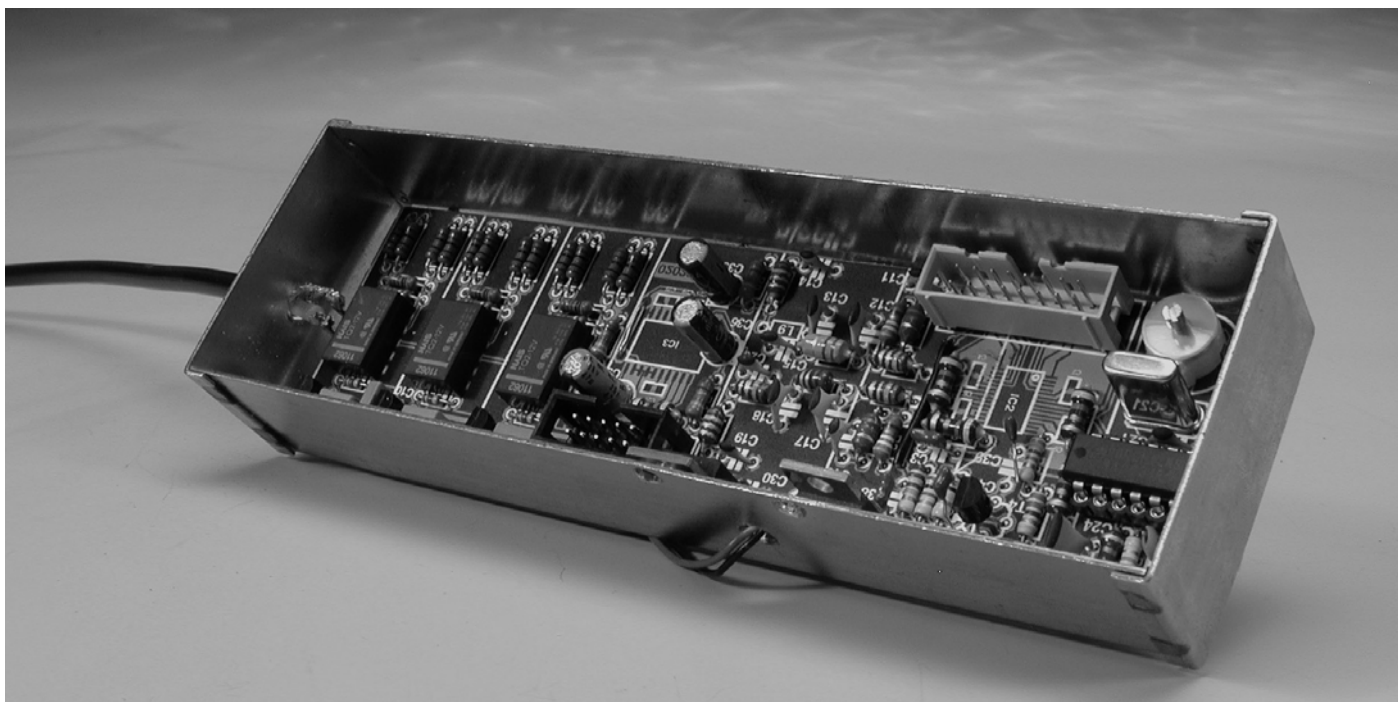


Figura 6. La placa del generador de señal en ningún modo es fácil de construir.

asociadas con un único atenuador de 64 dB.

Los relés utilizados en este circuito (Re1, Re2 y Re3) están configurados para conmutar las acciones de los atenuadores dentro y fuera del circuito bajo el control del microprocesador. A pesar de su precio relativamente bajo, estos relés son perfectamente útiles para frecuencias de hasta 1 GHz. En la práctica estos modelos de 12 V pueden llegar a funcionar con tan sólo 9 V de tensión en su bobina.

Control y AVR

Los distintos circuitos que forman el Generador de Señal de RF son controlados por un microcontrolador modelo AT 90D8515 de la casa Atmel (circuito integrado IC2 en la **Figura 2**). Este controlador RISC de 8 bits ofrece 32 líneas de E/S y una velocidad de ocho MIPS, lo que lo hace ideal para este tipo de trabajo.

El control en paralelo del módulo DDS garantiza que su programación es lo bastante rápida para modular suficientes muestras cuando se está utilizando modulación FM. Sin embargo, debemos señalar que esto requiere el uso de 11 líneas de E/S. Para ahorrar algunos recursos de E/S, la pantalla LCD y el teclado comparten un cierto número de terminales del procesador.

El codificador rotativo controla una línea de interrupción para asegurar que el programa no pierde ningún pulso. La pantalla LCD se usa en su modo de bus de 4 bits, de manera que los datos se copian en dos fases de transferencia. Esto también se ha hecho para ahorrar la capacidad de las líneas de E/S. Por último,

debemos comentar que está fuera de lugar que el módulo DDS y el módulo VGA compartan líneas de E/S, debido al riesgo que se produciría de incrementar los niveles de los espurios generados.

Teclado, pantalla y codificador

La interfaz de usuario diseñada para el Generador de Señal de RF está formada por una matriz LCD de 2 x 16 caracteres, un teclado con una matriz de 4 x 4 teclas (conectado al conector K1 de la **Figura 3**) y un codificador rotativo (S1). La pantalla LCD conectada a K4 nos proporciona la lectura para la frecuencia, el salto de frecuencia y el nivel de salida. El teclado nos permite introducir la frecuencia de trabajo deseada así como controlar otras distintas funciones. El codificador rotativo se utiliza para ajustar la frecuencia de señal, seleccionar el tamaño del paso de frecuencia y ajustar el nivel de salida de la señal.

La corriente de alimentación de la luz trasera de la pantalla LCD está limitada a un valor seguro con el uso de la resistencia serie R2. En la práctica, una tercera parte de la corriente recomendada garantiza un brillo suficiente para la pantalla. De este modo, el ahorro de corriente puede alcanzar los 200 mA.

El potenciómetro P1 actúa como ajuste de contraste de la pantalla LCD.

Modulador de AM

La mayoría de los generadores de señal de RF que nuestros lectores pueden abordar económicamente, utilizan una modulación de AM del 30%, con un tono de 1.000 Hz.

Como el módulo DDS no dispone de una provisión interna para realizar la modulación de amplitud, se ha tenido que añadir un circuito externo que realice dicha función. La resistencia en el terminal 12 del módulo DDS determinará el nivel de salida DDS. Si utilizamos un transistor FET (T4), su resistencia puede variar de forma dinámica. La señal senoidal aplicada al transistor FET se obtiene filtrando una onda cuadrada desde el terminal 15 del procesador. El filtro en cuestión es bastante escarpado y está construido alrededor del circuito integrado IC1 de la casa Maxim, un MAX 7400CPA, un filtro paso/bajo elíptico (ver **Figura 3**). El filtro suprime la frecuencia fundamental de la onda cuadrada, lo cual da como resultado una onda senoidal de 1 kHz bastante limpia.

Modulación de FM

La modulación de frecuencia (FM) se realiza por programa, con el

microcontrolador empleando un temporizador de procesos internos y una tabla de búsqueda de forma de onda senoidal que contiene los pasos de frecuencia. La modulación de frecuencia con un tono de 1.000 Hz de una onda senoidal se obtiene enviando 32 muestras al módulo DDS, a una velocidad de temporización de 32 kHz. El número de muestras y la distancia de la frecuencia de muestreo son lo suficientemente grandes para garantizar un espectro modulado razonablemente limpio.

El teclado nos permite seleccionar la modulación de frecuencia con una desviación de 3, 10, 20, 30 y así hasta 90 kHz. La configuración de modulación de frecuencia a 3 kHz de desviación es el modelo utilizado típicamente para equipos NBFM, como radios móviles personales, mientras que la desviación de 70 kHz es el valor nominal para la radiodifusión de FM.

Las tablas de ondas generales para la función de modulación de FM han sido desarrolladas utilizando un programa específico escrito en Pascal.

El programa

El código ejecutable del microcontrolador fue creado utilizando un programa ensamblador con más de 2.000 líneas de programa. Ampliamente hablando, este programa está formado por tres bloques principales:

- *Módulo Principal*: En el módulo principal, el teclado se verifica continuamente y la tecla presionada está unida a una función asociada. A partir del programa principal se va llamando a un determinado número de subrutinas que controlan, entre otras cosas, la pantalla LCD. En este bloque del programa también se inicializa el temporizador de interrupción para las modulaciones de AM y FM.

El programa principal viene precedido por una interrupción de reset que configura todo el programa y todo el circuito en su estado de inicio de donde partir.

- *Interrupción del Temporizador*: La interrupción del temporizador se activa a una velocidad de 2.000 ó 32.000 Hz para una modulación de AM y FM, respectivamente. Con una

modulación de AM, la interrupción del temporizador provoca que una señal cuadrada aparezca en un terminal de E/S. Para la modulación de FM, se añade una muestra de frecuencia, proveniente de la tabla de búsqueda de forma de onda, a la frecuencia actual y el resultado se envía al módulo DDS.

- *Interrupción del Codificador*: Cuando se produce una interrupción del codificador, las acciones que se producirán serán aumentar o reducir la frecuencia, el tamaño del paso de frecuencia o el nivel de salida. A continuación, y a pesar de lo que otros suelen hacer, la pantalla de lectura se actualiza. La función del codificador se determina por medio del teclado.

Funciones del teclado

El usuario puede acceder a todas las funciones de este instrumento por medio del teclado y el codificador rotativo. Las funciones del teclado se han definido como sigue:

- * el codificador rotativo controla el tamaño del paso de frecuencia.
- 0 el codificador rotativo controla la frecuencia de la señal de salida.
- # el codificador rotativo controla el nivel de la señal de salida.
- 0 – 9 frecuencia de la señal de salida.
- D introduce la frecuencia de la señal de salida.
- A modulación AM / FM / off.
- B formato de los atenuadores en pantalla, dBm o V.
- C desviación en FM : C0 – C9 (C0 = 3 KHz; C1 – C9 = 10 – 90 KHz).
- D señal de salida on/off.

Notas:

- La frecuencia de salida deseada no aparece en la salida hasta que se pulsa la tecla "D".
- Si hemos seleccionado modulación FM utilizando la tecla "A", la pantalla nos mostrará "FT". Después de pulsar la tecla "C" (pantalla: "F?"), podemos introducir la desviación deseada utilizando el teclado numérico.
- Al presionar "*" podemos seleccionar el tamaño del paso aplicado a la frecuencia actual en la pantalla, por ejemplo, el incremento o decremento provocado por un click en el codificador rotativo. El tamaño del paso aparece en la esquina inferior izquierda de la pantalla. El nivel de salida aparece en el otro lado.

Fuente de alimentación

El circuito completo consume hasta los 400 mA con una tensión de alimentación de 12 V, lo cual nos permite utilizar un transformador

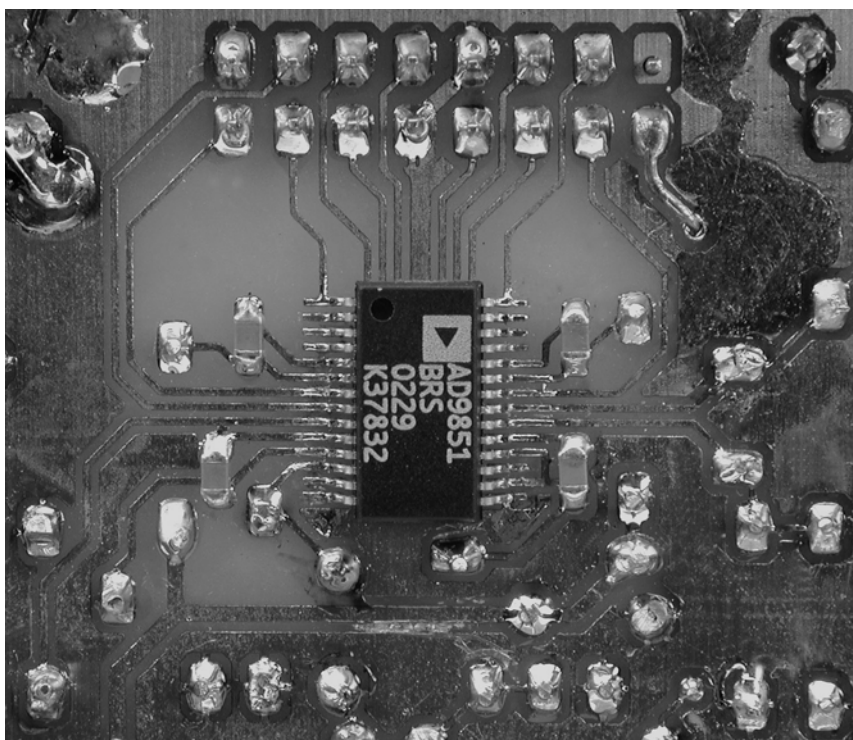


Figura 7. Los circuitos integrados SMD IC2 e IC3 se montan en la cara inferior de la placa, junto a decenas de componentes SMD pasivos. El montaje de IC2 es de un cuidado especial, debido a que la separación entre sus terminales es de tan sólo 0,65 mm.

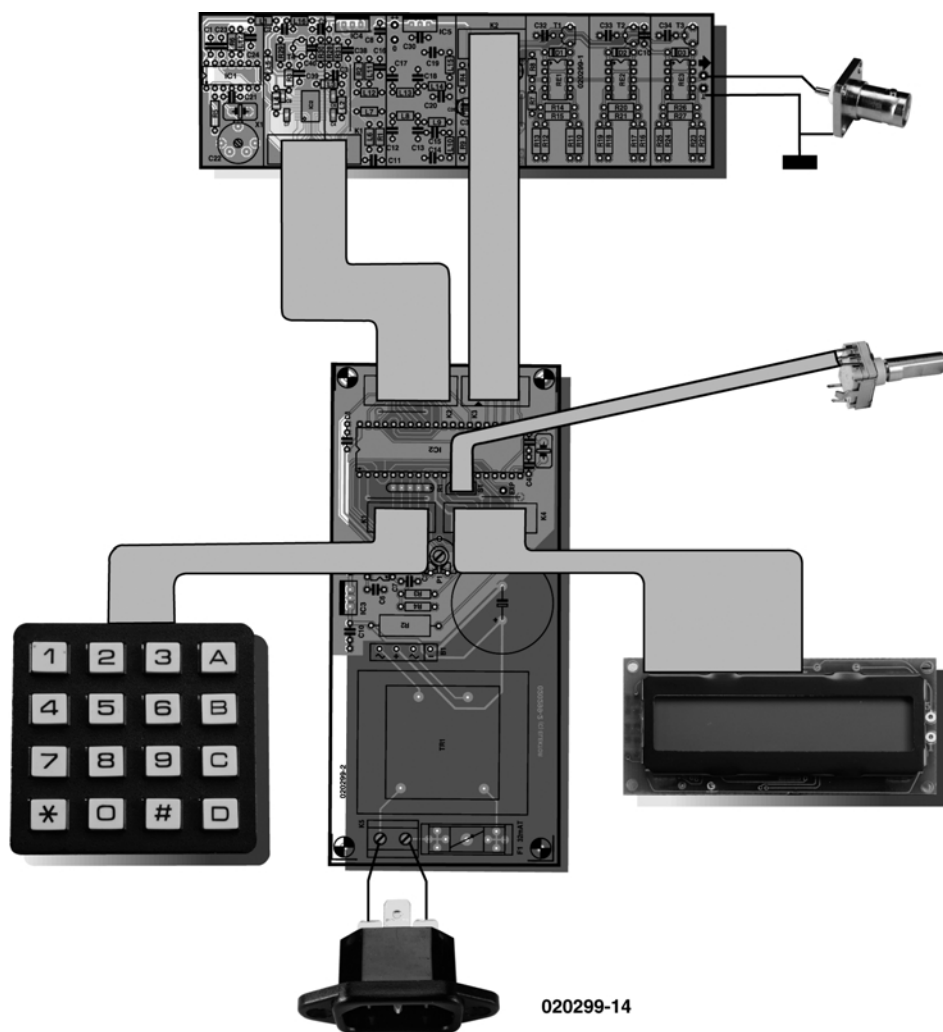


Figura 8. Diagrama de conexionado.

de tensión de red relativamente pequeño, dentro de la propia placa. Después del proceso de rectificación y filtrado, se han utilizado varios reguladores para crear las distintas tensiones de alimentación necesarias para el circuito. Cada parte del circuito recibe su propia tensión de alimentación. El condensador C3, en la placa de control, vigila la tensión de alimentación del microcontrolador, mientras que los circuitos integrados IC4 e IC5 de la placa principal proporcionan las correspondientes tensiones de alimentación para los módulos DDS (más el oscilador de reloj) y VGA.

Como el circuito dispone de su propia fuente de alimentación de red conectada, deberemos centrar nuestra atención en la parte de la seguridad eléctrica, cuando comencemos a realizar el ensamble de toda la electrónica dentro de la caja. En particular deberemos asegurarnos que estamos utilizando un buen cable de red. Si lo deseamos, el transformador de tensión de red se puede

omitir de la placa que se muestra en la **Figura 5** y sustituirlo por un adaptador de tensión de red, de 12 V y 0,5 A.

Por último, un consejo: si damos algunas vueltas del cordón de red a través de un cable de ferrita se reducirán las interferencias de RF que se puedan pasar a la tensión de red.

Montaje

Como ya hemos mencionado anteriormente, el circuito global del generador está repartido entre dos placas de circuito impreso, una para el propio generador de señal y la otra para las secciones de control y de alimentación. La primera placa se corresponde con el esquema eléctrico de la **Figura 2**, de la que su diagrama de pistas y serigrafía de colocación de componentes se muestra en la

Figura 4. Para la segunda placa, la correspondencia se establece entre el esquema eléctrico de la **Figura 3** y el diagrama de pistas y la serigrafía de componentes que se muestran en la **Figura 5**.

La placa combinada de control y alimentación de la **Figura 5** dispone de un esquema espacioso y sólo contiene componentes convencionales, por lo que su montaje será fácil para cualquiera que tenga unos mínimos conocimientos y dotes para el montaje de prototipos electrónicos prácticos. No debemos olvidarnos de montar todos los puentes con hilos (cinco en total) que hay que realizar sobre esta placa.

La placa de circuito impreso mostrada en la **Figura 4** tiene un trato totalmente diferente. Si partimos del hecho de que siempre tendremos que tener en mente los detalles de estabilidad y una radiación mínima, el diseño de la placa sigue la tradición de la mayoría de los diseños de RF, en donde las conexiones deben ser lo más cortas posibles, los componentes deben de tener sus terminales separados lo mínimo posible y debe haber la máxima cantidad de espacio eléctrico entre las distintas partes del circuito.

Por todo ello, el montaje de la placa del generador de señal requiere mucho cuidado, precisión, dotes para realizar buenas soldaduras y una mano firme. Esto se debe a que los circuitos integrados IC2 e IC3 tienen un encapsulado SMD, lo cual se puede aplicar también a docenas de condensadores de acople y desacople que están localizados alrededor de estos circuitos integrados. Todos estos componentes SMD están montados en la *parte inferior de la placa*.

La soldadura de componentes SMD requiere que el montador tenga ya una cierta habilidad para ello. Mientras que el circuito integrado IC3 es relativamente fácil de manejar y montar, la soldadura del circuito integrado IC2 y su colocación sobre la placa, pueden suponer problemas imprevistos sobre el componente, ya que la separación entre sus terminales es de tan sólo 0,65 mm. En primer lugar, limpiaremos cuidadosamente los puntos donde van soldados los distintos terminales del circuito integrado y,

a continuación, intentaremos retirar la máxima cantidad de estaño que haya en los puntos de soldadura, utilizando trencilla para desoldar. Podemos utilizar una pequeña gota de pegamento para fijar el circuito integrado en su lugar. También es interesante utilizar alguna lente de aumento o una lupa para verificar que todos los terminales están alineados correctamente con los puntos de soldadura del cobre. Si fuese necesario, retocaremos la posición del circuito integrado y, por último, dejaremos que el pegamento realice su función.

Con el circuito integrado colocado firmemente en su posición, soldaremos primero los dos terminales centrales utilizando hilo de estaño fino y sin cargar en exceso el soldador con estaño, de manera que evitemos los cortocircuitos. Debemos dejar que el circuito integrado se enfríe durante el proceso de soldadura de los diferentes terminales con los que vamos trabajando. Una vez que todos los terminales han sido cubiertos totalmente de estaño, la cantidad excedente se puede retirar por medio de la trencilla de desoldar. En este proceso también deberemos tener cuidado de que el circuito integrado no se caliente demasiado, por lo que deberemos hacer esta limpieza en varios pasos.

La siguiente acción a realizar es utilizar un multímetro que nos permita medir la resistencia y verificar que no existen cortocircuitos entre los terminales adyacentes del circuito integrado. Si encontramos alguno, volveremos a aplicar la trencilla de desoldar hasta no quede ningún cortocircuito.

La fotografía de la **Figura 6** nos muestra la placa del generador de señal de un prototipo terminado, mientras que la **Figura 7** representa un detalle más cercano de la cara inferior de la placa, mostrándonos los alrededores del circuito integrado IC2.

La caja

Por razones obvias, para cualquier generador de señal de RF se debe utilizar una caja metálica, por lo que nuestro proyecto no va a ser una excepción. La buena noticia es que será suficiente utilizar una sola caja

no muy grande. Así, en el mercado podemos encontrar cajas de acero cubiertas de estaño plateado y con tapas desmontables, de varios tamaños. En nuestro caso, el tamaño requerido es 160 x 48 x 25 mm.

La placa del generador de señal permite montar una pequeña pantalla metálica, de manera que puedan separarse las distintas secciones del circuito. La posición de estas pantallas se indica, por medio de líneas, en la serigrafía de la placa de circuito impreso. En el caso de nuestro prototipo, no se encontraron medidas diferentes con las pantallas colocadas o retiradas, por lo que decidimos quitarlas. Por supuesto, aquellos que sean más perfeccionistas son libres de montar dichas pantallas, si lo consideran necesario.

A continuación, las distintas unidades que forman el conjunto del equipo pueden ensamblarse juntas, permitiendo montar la circuitería total del generador de señal en la caja correspondiente. Nuestras placas del prototipo fueron montadas en una caja hecha a medida y realizada con piezas de placas de circuito impreso con la cara de cobre completa, de manera que las distintas partes se unieron soldando sus caras de cobre. Eléctricamente, este encapsulado del prototipo es equivalente a realizar uno con una caja metálica.

Como ayuda adicional a nuestro trabajo de montaje, la **Figura 8** proporciona un diagrama de conexión básico que nos muestra cómo se interconectan las dos placas, la pantalla LCD y el codificador rotativo.

En el hipotético caso de que aparezca un texto de fallo o no aparezca texto en la pantalla inmediatamente después del encendido del equipo, no debe cundir el pánico. En tal caso, les recomendamos que nos envíen un correo electrónico contándonos sus problemas, aunque lo primero que debería hacer es ajustar el control de contraste de la pantalla LCD, por medio del potenciómetro P1. Si el comportamiento del codificador rotativo parece que lo hace en el sentido contrario al debido, sencillamente deberemos intercambiar los hilos de las dos conexiones más externas, ya que la conexión central es la masa.

Componentes

El autor de este artículo ha obtenido todos los componentes para este proyecto de un suministrador especializado en componentes de RF: Barend Hendriksen, en Brummen, Holanda (www.xs4all.nl/~barendh/Indexeng.htm).

El teclado utilizado en el prototipo es un modelo de una matriz de 16 teclas suministrado por el fabricante Velleman (www.velleman.be). La pantalla LCD es un modelo alfanumérico estándar de la industria de 2 x 16 caracteres (de fabricantes como Mitsubishi, Hyundai, etc...). Por último, el codificador rotativo es un modelo de la casa Bourns con 24 posiciones por vuelta.

Medidas de sensibilidad

En muchos casos utilizaremos un generador de señal de RF para medir la sensibilidad de un receptor o de un amplificador de FI. Lo normal es que deseemos conocer la sensibilidad en unidades de microvoltios (μV) con una cierta relación de señal/ruido. Podemos utilizar el siguiente método para obtener unos buenos resultados de medida con un mínimo esfuerzo.

En primer lugar, conectaremos el Generador de Señal de RF a la entrada de receptor por medio de un trozo corto de cable coaxial de alta calidad de 50 W, como puede ser el RG 58C/U, terminando sus extremos en sendos conectores BNC. Desconectaremos cualquier ordenador que pueda ser sospechoso de generar cualquier tipo de radiación espuria sobre el receptor. Ajustaremos el generador de señal para la frecuencia de trabajo de receptor y retiraremos la señal de prueba usando la tecla "D". Seguidamente, con el control de volumen de receptor suficientemente elevado, utilizaremos un multímetro o un osciloscopio para medir el nivel de ruido de AF producido por el receptor. Introduciremos de nuevo la señal de prueba e incrementaremos el nivel de salida desde su punto más bajo (- 127 dBm) hasta un nivel en el que el nivel de ruido de AF haya caído a la cuarta parte del que había sin una señal de entrada. La diferencia representa una relación de señal/ruido de:

$$20 \log_{10}(4) = 12 \text{ dB, o } 12 \text{ dB SINAD.}$$

Para obtener un valor de sensibilidad de 20 dB SINAD en nuestro receptor, incrementaremos el nivel de salida del generador hasta que la tensión de ruido haya caído a una relación de 1/10.

Preamplificador a Válvulas (II)

Montaje

Diseñado por Bob Stuurman

En la primera parte de este artículo se describió todo lo referente a las placas de los circuitos impresos. Ahora es el momento de echar una ojeada a cómo se ensamblan todas juntas. Primero describiremos la construcción mecánica del equipo, después de lo cual centraremos nuestra atención en el cableado completo de todo el conjunto. Concluiremos con un pequeño repaso a las especificaciones y prestaciones del equipo.



Un factor importante con este tipo de equipos es la caja donde se alojarán los distintos elementos que los componen. Para el prototipo hemos seleccionado un modelo estándar de la casa Conrad Electronics. Esta caja está formada de unas tapas negras, inferior y superior, que están realizadas en una robusta hoja de acero de 1,5 mm, junto con dos paneles frontales de aluminio de un espesor de 1 mm. Tanto la tapa inferior como la superior disponen de aberturas de ventilación.

Los bordes de los paneles frontales han sido doblados en ángulo recto para formar labios, de manera que las tapas inferior y superior se sujetan a ellos utilizando cuatro tornillos de auto-rosca. Los paneles frontales tienen una fina capa mate de acabado y una lámina de cobertura para protección. Por motivos de sencillez, vamos a llamar al panel que tenemos delante "panel frontal" y al opuesto "panel trasero".

Construcción mecánica

El montaje elegido por el autor de este artículo está basado en conse-

Especificaciones

Nivel de señal nominal, "Out" 450 mV (380 mV entrada)
 Nivel de señal nominal, "Line Out" 220 mV (380 mV entrada)

Impedancia de entrada (CD/Sintonizador/...) 120 k

THD+N, 'Out' 0.1 % (450 mV salida)
 Relación señal ruido, "Out" 80 dBA

Ancho de banda (con volumen máximo) < 10 Hz–35 kHz (–3 dB)

Réplicas < –65 dB (1 kHz)
 < –40 dB (20 kHz)

Separación de canal > 76 dB (1 kHz)
 > 60 dB (20 kHz)

Sensibilidad de micrófono (450 mV salida) 5 mV (1 kHz)
 Relación señal ruido, micrófono > 53 dB

Ajuste de bajos (teórico) +18/–9 dB (50 Hz)
 Ajuste de agudos (teórico) +9/–10 dB (10 kHz)

Curvas de respuesta medidas:

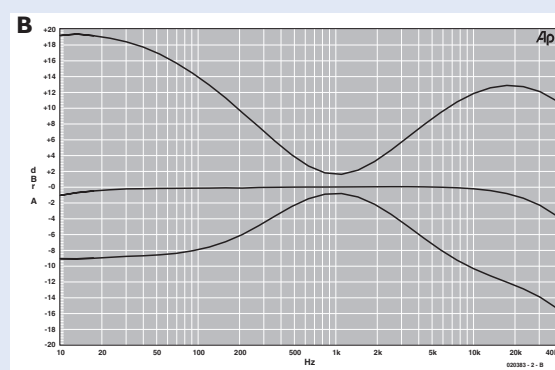
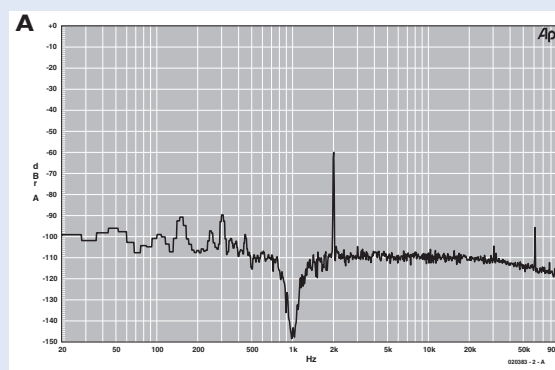
El **Gráfico A** representa el espectro de frecuencia a máximo volumen.

La distorsión está producida, principalmente, por el segundo armónico

a –60 dB, lo cual explica el valor de 0,1 % para THD + N. Para realizar la medida se ha suprimido el armónico fundamental. El

rizado de la fuente de alimentación y el ruido inducido por el transformador están por debajo de los –90 dB y es prácticamente despreciable.

El **Gráfico B** muestra la respuesta en frecuencia con el control de tonos en sus posiciones neutral, mínimo y máximo. La respuesta en frecuencia actual puede variar debido a las tolerancias de los componentes (potenciómetros y condensadores).



guir la mayor sencillez posible. Utiliza una sección de canal en forma de U, formada por una hoja de aluminio de 1,5 mm, con unas dimensiones de 290 x 155 x 85 mm (ver **Figura 1**).

Todos los subconjuntos del pre-amplificador se montan sobre el centro de esta sección de canal. Se utilizan cuatro separadores de 15 mm para sujetar la sección de canal al panel frontal, del mismo modo que se usan cuatro separadores de 20 mm para fijar dicha sección al panel trasero. Los paneles de la caja se fijan a los separadores mediante tornillos de métrica M3 y 5 mm de longitud (M3x5). El resultado final es que la sección de canal de aluminio está "suspendida" entre los paneles frontal y posterior.

Por lo tanto, existe un espacio de 15 mm entre la cara frontal de la sección de canal y el panel frontal. Esto proporciona espacio suficiente para montar los mandos de los potenciómetros y de los conmutadores, así como los engranajes para los potenciómetros de

balance. El indicador LED de encendido y el conmutador de tensión de red, se montan directamente sobre el panel frontal. En la parte trasera, el espacio de separación tiene una profundidad de 20 milímetros. Esta zona aloja la tarjeta de E/S (colocada sobre separadores de 15 mm), el filtro de la ten-

sión de red, un pequeño ventilador y el conector de tensión de red hembra.

La fuente de alimentación se monta contra la parte trasera de la sección de canal, con el transformador de red situado en el centro, la tarjeta del circuito de baja tensión a la izquierda y la tarjeta del circuito de alta tensión a la derecha. Las dos placas amplificadoras se montan sobre el frontal de la sección de canal.

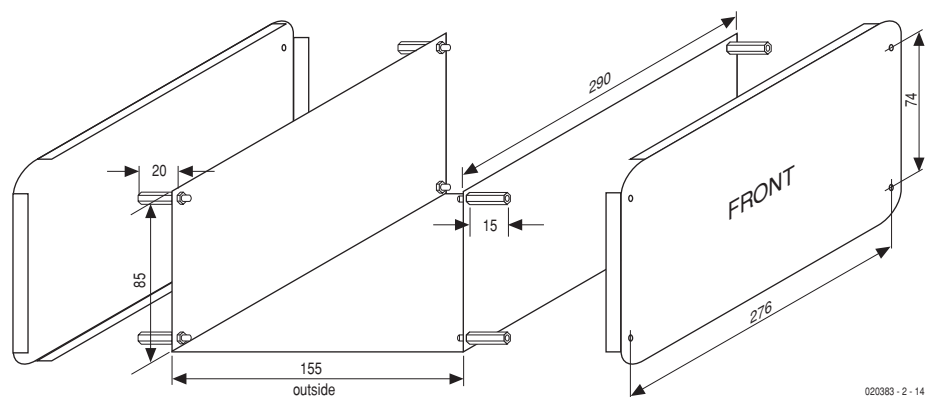


Figura 1. Entre los paneles frontal y trasero se ha suspendido una sección de aluminio con forma de U, en el interior de la caja, utilizando separadores de 15 mm en el panel frontal y separadores de 20 mm en el panel trasero.

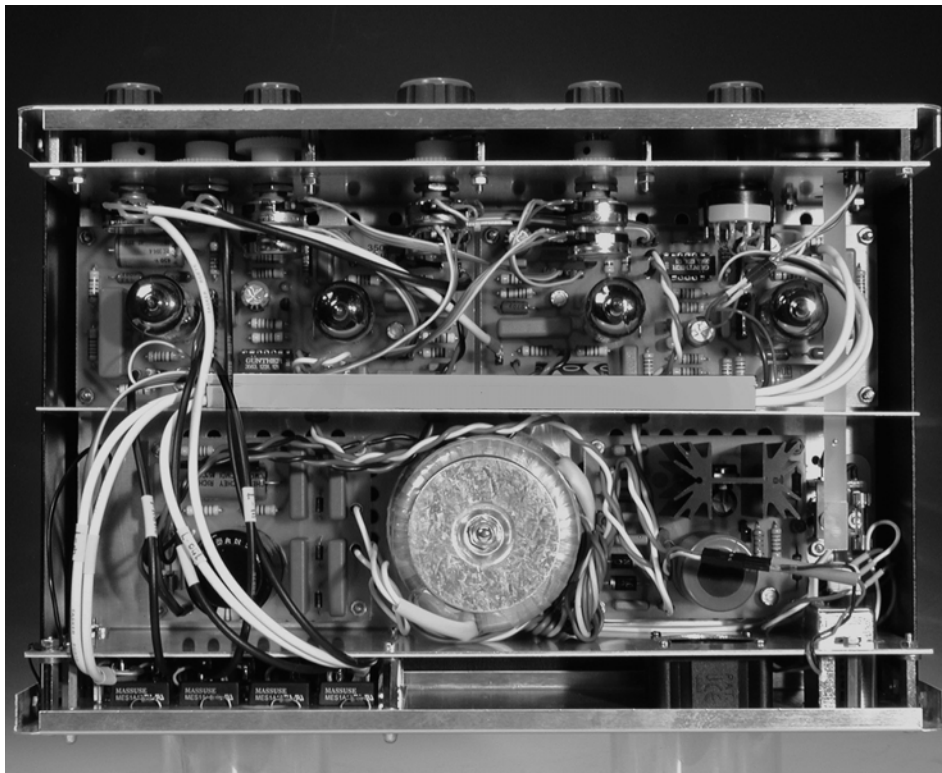


Figura 2. Una visual "a vista de pájaro" del interior del preamplificador. Todos los conexiones son correctas y los paneles delantero y trasero se han sujetado a la sección de canal, donde los mandos de los potenciómetros ya han sido montados.

Todas estas placas del circuito se montan y se sujetan sobre separadores de 10 mm. Por motivos de seguridad, para las placas de alta tensión se utilizarán separadores de plástico.

Entre las placas de la fuente de alimentación y el amplificador se ha colocado una lámina de aluminio, con un espesor de 1 mm y una altura de 55 mm, con un pequeño

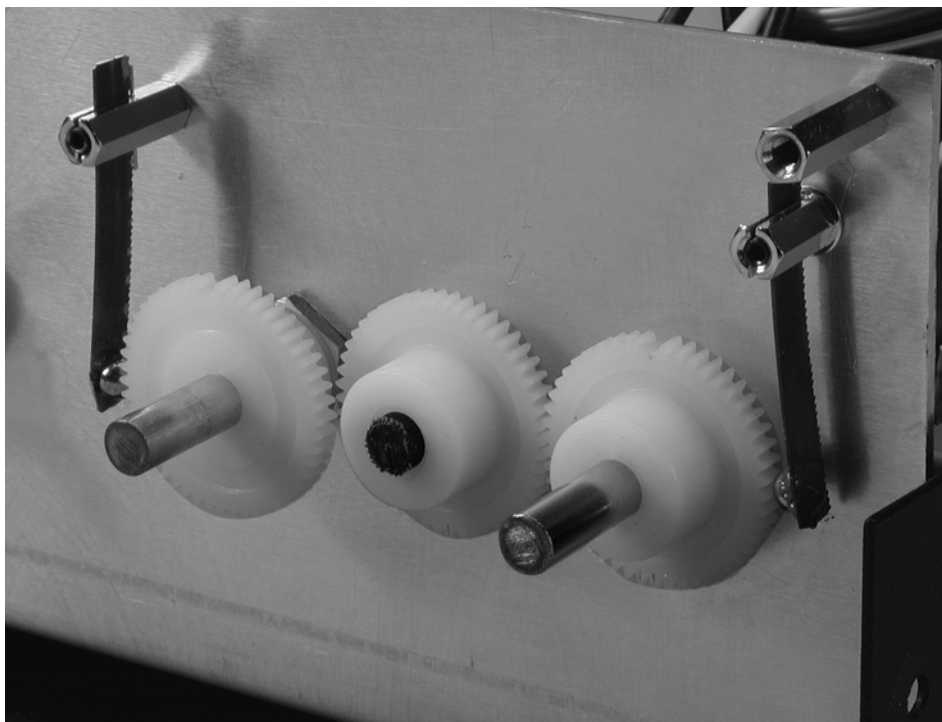


Figura 3. Los potenciómetro de balance están acoplados por pares de engranajes. El espaciado entre centros es de 25 mm.

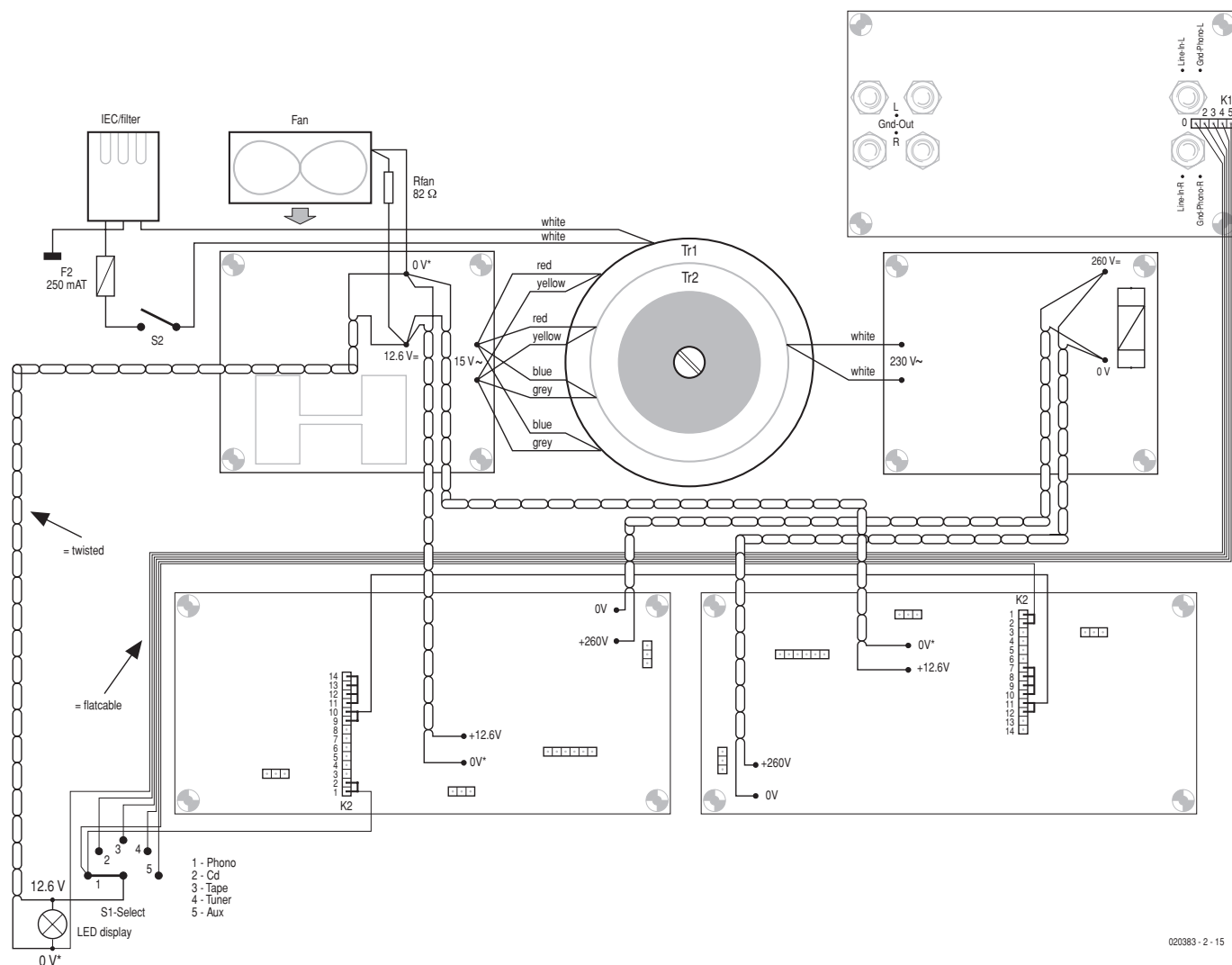
labio doblado a lo largo del borde. El labio de esta lámina se sujeta por debajo de los separadores de las placas del amplificador, de modo que consigamos una fijación segura en la sección de canal. En el prototipo, se ha montado un pequeño conducto de plástico para cable (del tipo con una tapa de bisagra), a lo largo del borde de esta lámina de aluminio, por el lado de las tarjetas de los amplificadores, de modo que podamos disponer de un camino por dónde pasar los distintos cables. Este conducto para cable se puede ver fácilmente en la fotografía que se muestra en la **Figura 2**, la cual también muestra la colocación de las placas de los circuitos y los otros componentes.

Detalles

Ventiladores para enfriar.

Las aperturas de ventilación de las tapas superior e inferior son insuficientes para la cantidad de calor que tiene que disiparse. Tampoco queremos deformar la caja haciendo una gran serie de agujeros sobre la misma, de manera que hemos optado por montar un pequeño ventilador en la parte trasera de la caja. Una resistencia serie (en el prototipo es de 82Ω) hace que el ventilador gire de un modo más lento, y puesto que se ha montado utilizando cojinetes de plástico, el ruido generado es prácticamente inaudible. El aire generado por el ventilador se dirige directamente hacia el radiador del circuito integrado LM 317. Esto fuerza la creación de un flujo de aire a través de la caja, al mismo tiempo que elimina el calor generado por las válvulas.

Después de atornillar firmemente los paneles frontales y traseros a los separadores, los agujeros de sujeción para las tapas superior e inferior no estarán totalmente alineados con los correspondientes orificios de los paneles frontales. Por este motivo es prácticamente imposible crear una sección de canal en forma de U con unas dimensiones precisas. En consecuencia, los separadores del panel trasero deben ser alargados, utilizando arandelas, hasta que los agujeros estén alineados. Esto también indica que el



020383 - 2 - 15

Figura 4. Diagrama de conexionado para el cableado de la alimentación.

ventilador puede ser apresado entre las dos superficies, por lo que podrá realizar su trabajo sin producir ningún ruido.

Conmutador de encendido / apagado.

Para mantener el cableado de la tensión de red (una fuente potencial de interferencias) lo más corto posible, el conmutador de encendido y apagado debe montarse, preferiblemente, lo más cerca posible de la entrada de tensión de red. Por ello, se recomienda utilizar un conmutador pulsador con la correspondiente extensión mecánica, que permita su fácil acceso desde el panel frontal. En el prototipo se ha utilizado un montaje especial para conseguir esto. Dicho montaje consiste en un conmutador de palanca con una prolongación hecha en casa, aun-

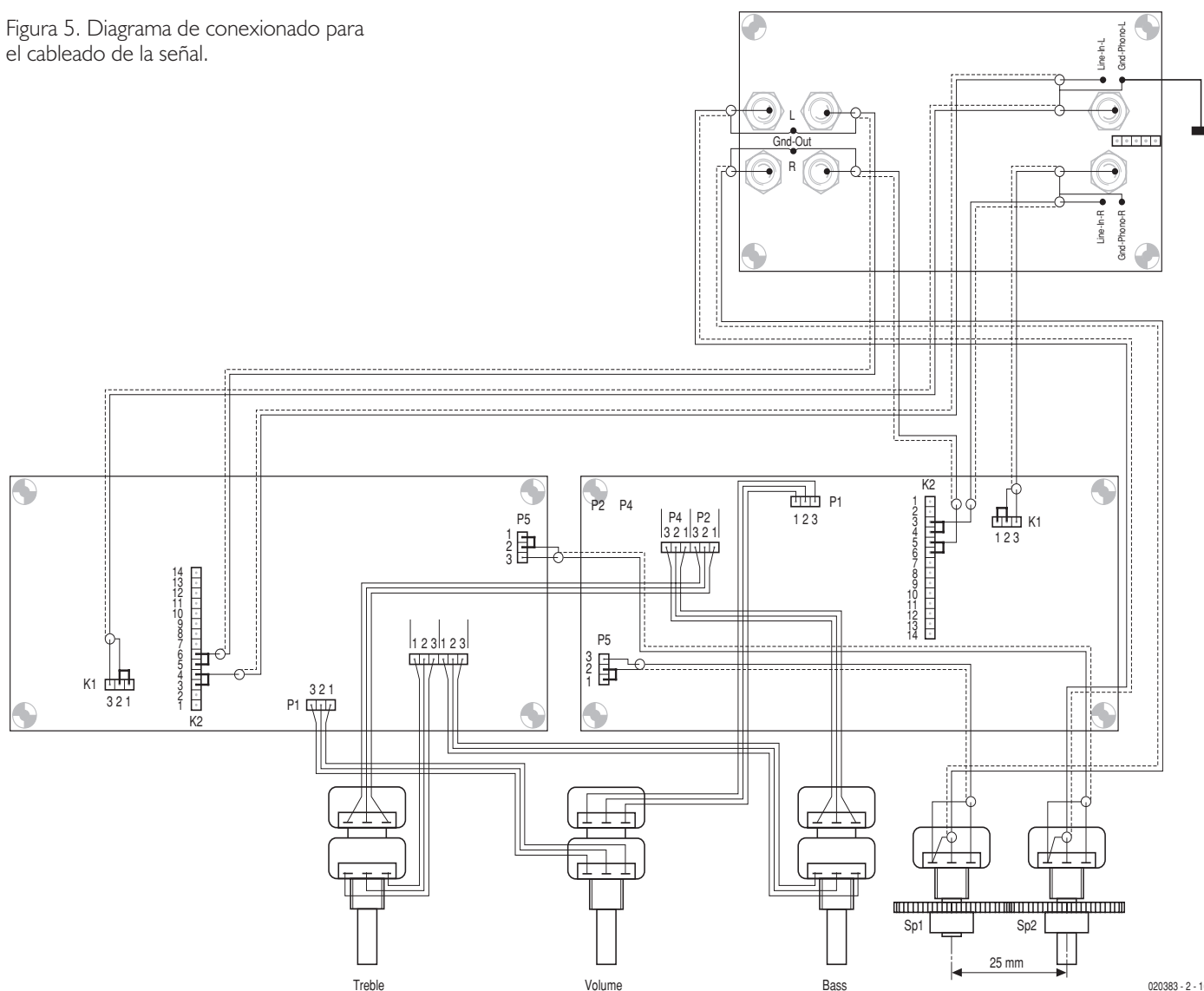
que no vamos a aburrirles con detalles adicionales.

Control de Balance.

Como ya mencionamos en la primera parte de este artículo, el control de balance se ha construido utilizando dos potenciómetros de características logarítmicas, que han sido acoplados de manera mecánica mediante unos engranajes de ruedas dentadas (ver **Figura 3**). Para ello, se taladrará y se golpeará suavemente para poder colocar los tornillos de métrica M3. Como el material es bastante blando, es una buena idea limar, lo más liso posible, los mandos de los potenciómetros. Esto nos permitirá que los engranajes de ruedas puedan sujetarse de forma segura con sólo hacer una leve tensión de los tornillos.

A continuación tendremos que hacer un pequeño truco: es bastante sencillo montar los potenciómetros de balance con una posición central que pueda detectarse fácilmente, al mismo tiempo que podemos disponer de un aviso de tope. Esto se consigue colocando una pequeña flecha en los potenciómetros de volumen y de control, con el mismo tipo de engranaje empleado para el control de balance. Si logramos construir una hoja que salte, que esté unida a una bola de acero (como los rodamientos de una bicicleta, por ejemplo) y que golpee contra los dientes de los engranajes de plástico, obtendremos un sonido que nos indicará los golpecitos de parada. Del mismo modo, podemos detectar la posición central de los mandos con tan sólo suprimir uno de los dientes de las ruedas dentadas, más concretamente el que corresponda a la posición central. Todo esto se muestra más claramente en la fotografía de la **Figura 3**.

Figura 5. Diagrama de conexionado para el cableado de la señal.



Dibujo del panel frontal.

Está claro que cada lector es libre de añadir en el panel frontal las etiquetas, textos y símbolos que desee, de acuerdo con su gusto personal. Para aquellos que prefieran una solución ya hecha, en la página web de Elektor disponen de una serigrafía del panel frontal que pueden descargar de manera gratuita. Además, también es adecuada para conseguir realizar un buen taladrado del panel frontal.

El cableado

La lámina de aluminio central, colocada en la sección de canal, dispone de cuatro orificios que están alineados con las conexiones de las placas de los circuitos para las tensiones de filamento y la tensión elevada. Esto permite que el cableado pase a través de dicha lámina. Estos agujeros están localizados a una altura media de la lámina.

LISTA DE COMPONENTES MECÁNICOS

- Caja metálica dividida en dos secciones, 300 x 200 x 110 mm (ancho x fondo x alto), de la casa Conrad Electronics, referencia # 520489*.
- Conector de tensión de red con filtro interno.
- Ventilador de 40 x 20 mm, 20 mm de espesor y 12 VDC de alimentación.
- 2 engranajes ABS 50 .M0.5, de la casa Conrad Electronics, referencia # 237850*.
- S1 = conmutador rotativo de 6 posiciones, 2 polos y que abre el circuito antes de pasar a la siguiente posición, de la casa Conrad Electronics, referencia # 709751*.
- S2 = conmutador de tensión de red.
- F2 = fusible de 250 mA (lento), con alojamiento.
- Lámpara LED de señal, de 12 VDC.
- 4 botones negros de 21 mm.
- 4 tapas para los botones, rojos con línea, de 21 mm.
- 1 botón de 28 mm.
- 1 tapa para botón, roja, de 28 mm.

* www.int.conradcom.de

La **Figura 4** muestra el cableado que hay que realizar para dar alimentación al preamplificador. Comenzaremos conectando el transformador a las tarjetas de las tensiones de alimentación, fijando el cableado para el ventilador y haciendo las conexiones de la tensión de red entre el conector de entrada, el conmutador, el fusible y el filtro de red. Conectaremos el terminal del filtro sobre una orejeta de soldar, atornillada a la sección de canal. Seguidamente, haremos las conexiones de los terminales de filamento y de alta tensión, usando hilo de par trenzado y pasando el cableado a través de los taladros pasantes de la lámina. El siguiente paso será montar los puentes de "filamentos" en los conectores K2 de las tarjetas de los circuitos y conectar los filamentos de las válvulas EF 86 en serie, utilizando un pequeño trozo de cable. Este cable será llevado a través del conducto de canal para cable. Por último, conectaremos el diodo LED indicador y el conmutador selector de entrada (S1). El terminal 1 de S1 se conectará directamente a K2 /1-2 en la placa amplificadora de la izquierda y, a continuación, al terminal K2 /1-2 de la placa amplificadora derecha, por medio de un trozo de cable plano. Estas seis líneas de cable plano (las cuales se reducirán a cinco terminales antes de continuar hacia la tarjeta de E/S), también se pasan a través del conducto para los cables.

La **Figura 5** nos muestra cómo se debe realizar el conexionado de la señal. Los potenciómetros de volumen, bajo y agudos se conectan utilizando pequeñas longitudes de cable plano, mientras que el resto de las conexiones se realiza utilizando cable apantallado. En primer lugar es aconsejable cortar las longitudes correspondientes de cable apantallado y conectarlo a la tarjeta de E/S antes de que dicha tarjeta se atornille en su posición, ya que, a partir de ese momento, será menos accesible y dificultará el trabajo con ella.

Tendremos que poner un cuidado especial en las conexiones realizadas con cable apantallado. En los conectores de "Phono In" (Entrada de Micrófonos), la pantalla del cable está conectada al punto de masa en la placa del circuito, mientras que

en la tarjeta de E/S la misma malla está conectada a los puntos "Gnd R" y "Gnd L", respectivamente, los cuales también son los puntos de conexión para la pantalla del cable de "Line In" (es decir, Entrada de Línea).

Para los cables de salida, las pantallas están puenteadas a los puntos de masa de las placas de los circuitos, en P5, de cada placa amplificadora. Para el potenciómetro de balance, las pantallas se conectan a los terminales de la izquierda, mientras que en la tarjeta de E/S están conectadas al punto "Gnd Out", el cual es también el punto de corrección para la pantalla de los cables de "Line Out" (es decir, Salida de Línea). Los tres cables apantallados que llegan a la placa amplificadora de la izquierda pasan a través del conducto para cable. La "malla de masa" está conectada a la sección de canal de aluminio en un solo punto, que se corresponde con "Gnd L" en la placa de E/S.

Como podemos ver en la **Figura 5**, los condensadores adicionales del bloqueo de DC, Cx y Cy, es mejor soldarlos directamente a los zócalos "Line In" (es decir, Línea de Entrada) de la tarjeta de E/S.

Alineación

La alineación de los controles de tono se realiza mejor conectando un osciloscopio o un milivoltímetro de AC a la salida del preamplificador. Así, giraremos los potenciómetros P2 y P4 a sus límites de la derecha y de la izquierda, por turno. De este modo, en cada posición, ajustaremos el potenciómetro P3 para obtener un valor máximo y un valor mínimo para los canales de la izquierda y de la derecha (a 50 Hz y 10 KHz, respectivamente).

Como hemos utilizado potenciómetros logarítmicos para los controles de tono, su posición central no coincidirá precisamente con una respuesta de frecuencia plana. Para poder encontrar el punto en el que la respuesta es plana, aplicaremos una señal de onda cuadrada de 1 KHz a la entrada (no a la entrada de micrófono) y observaremos la señal de salida en el osciloscopio. Giraremos los controles de

bajos y agudos hasta que la onda cuadrada sea lo más perfecta posible. Con los potenciómetros ajustados para conseguir esta condición, nos aseguraremos que el mando de control de tono apunta con su flecha a la posición "0".

La alineación del control de balance se inicia ajustando el potenciómetro de balance del canal derecho (hacia el mando al que está sujeto) a su posición de mitad de recorrido. A continuación, giraremos el otro potenciómetro (¡pero no los engranajes dentados!) hasta que las señales de salida de los dos amplificadores tengan amplitudes similares. Con los potenciómetros en esta posición, fijaremos el engranaje en su posición. Si aún encontramos alguna pequeña diferencia, ésta se puede ajustar de manera más fina, girando el cuerpo del potenciómetro.

Después de conectar un amplificador final (de salida) a nuestro circuito, podemos escuchar una pequeña cantidad de ruido y algo de zumbido residual cuando el control de volumen está colocado en su posición máxima y tenemos seleccionada la entrada de micrófono. Cuando el control de volumen se gira, es muy posible que lleguemos a escuchar un pequeño ruido de "carraspeo". Este ruido se puede eliminar utilizando una pequeña lámina de metal que se conecte eléctricamente entre el cursor del potenciómetro y la caja. El zumbido también desaparecerá una vez que hayamos colocado en su lugar las tapas superior e inferior de la caja. Las dos mitades de la caja pueden estar conectadas al punto de masa central a través de una pequeña longitud de cable flexible.

Conexión al amplificador final

Algunas veces, los cables de audio apantallados tienen una capacidad bastante elevada (de hasta 200 pF por metro). Si la distancia entre el preamplificador y el amplificador final es obligatoriamente bastante larga, es importante prestar algo de atención a la conexión de estos cables. En este caso deberemos elegir trabajar con cables que tengan una baja capacidad, de manera que las altas frecuencias se vean afectadas lo menos posible. El autor de este artículo ha usado cable coaxial RG-59 de 75 Ω (de 6,2 mm de diámetro) y conectores tipo "Cinch" de alta calidad. Este tipo de cable tiene una capacidad de sólo 69 pF/m, de manera que será fácil cubrir distancias de varios metros.

(020383-2)

Programador PROM de Xilinx

Grabador de memorias PROM serie en el puerto paralelo

Por Müller & Müller

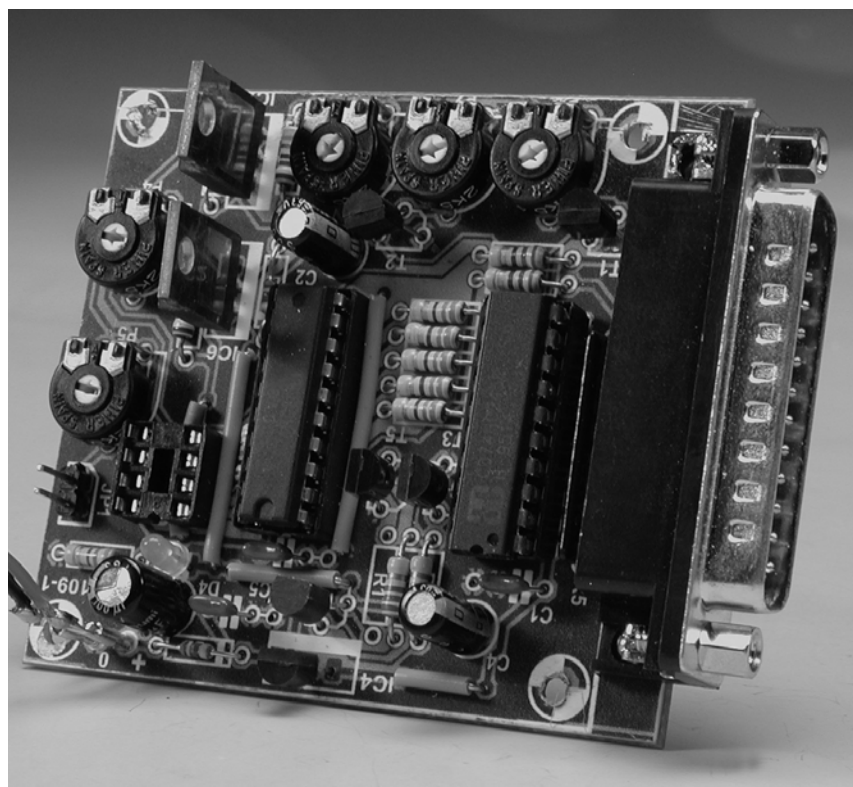
El programador descrito en este artículo puede leer y escribir la familia de memorias PROM serie de la casa Xilinx. El programa para ordenador está escrito en Turbo Pascal y el programador se conecta en un puerto libre de impresora (Centronics).

Cuando se trata de herramientas de grabación de memorias PROM, el modelo más común disponible en el mercado es el modelo universal de programador de memorias PROM. Este modelo es capaz de trabajar con la mayoría de los circuitos integrados que están actualmente en el mercado.

El coste de un grabador de este tipo es relativamente alto, por lo que la mayoría de los aficionados electrónicos tienen dificultades a la hora de justificar su presupuesto, especialmente si el programador sólo se va a utilizar de manera ocasional. Sin embargo, si queremos controlar todo este meollo nos veremos obligados a comprar un programador, y a realizar actualizaciones de los programas regularmente, ya que, por lo general, dejan bastante que desear y es frustrante que una vez adquirido un modelo de programador concreto nos encontremos que poco tiempo después ya existe un nuevo programador en el mercado.

Una solución a este problema consiste en construir un programador de bajo coste y escribir (y actualizar) la aplicación de programación necesaria nosotros mismos. Una desventaja de elegir este camino es que el programador no será un modelo tan "universal" como las unidades comerciales que están en el mercado. El programador que se describe en este artículo está diseñado para grabar memorias PROM serie fabricadas por la casa Xilinx, pero también puede adaptarse para otros fabricantes de dispositivos.

Estas memorias PROM serie se usan conjuntamente con las FPGAs (Field Programmable Gate Array, es decir, Arrays de Puertas de Campo Programable). Al inicio de la carga, la



memoria PROM serie carga los datos de configuración en la FPGA. Estos dispositivos se emplean normalmente para implementar grandes y complejos sistemas digitales (por ejemplo, diseños para el bus PCI).

El grabador de memorias PROM descrito en este artículo se conecta

en el puerto paralelo de la impresora de un ordenador. La aplicación del programador está escrita en Turbo Pascal y se ejecuta bajo el sistema operativo DOS, por lo que incluso los ordenadores viejos podrán emplear esta aplicación sin problemas.

Grabación de las memorias PROM serie

El esquema eléctrico del circuito y los diagramas de pistas y de implantación de componentes de la placa del circuito impreso (**Figura 2 y Figura 3**, respectivamente) han sido diseñados para aceptar memorias PROM con encapsulado DIP. Para una descripción más completa y detallada de los componentes tendremos que referirnos al apartado [1] de las "Referencias".

La **Figura 1** muestra la especificación de los diagramas de tiempo para la programación de las memorias PROM de la familia XC 17VXX.

Como su nombre sugiere, los datos desde y hacia la memoria PROM se transfieren de forma serie a través del único terminal (DATA) de la memoria. La escritura se inicia en la dirección "0000", con el dato presentado no en bits, sino en palabras. La mayoría de las memorias PROM de la casa Xilinx tienen una longitud de palabra de 64 bits.

Para poder conmutar la memoria PROM a su modo de trabajo de lectura o de escritura, es necesario configurarla con la trama de bits correcta. Estas tramas se describen bajo el encabezamiento "Programación", aunque para obtener mayor información tendremos que ver el apartado [2] de las "Referencias". El diagrama de tiempo indica la trama y secuencia de las señales necesarias para la programación de la memoria PROM, los datos se desplazan sobre un registro que tiene una longitud de 64 bits, interno a la memoria PROM, en el flanco ascendente de la señal de reloj, cuando las señales \overline{CE} y \overline{OE} están a nivel alto. Una vez que los 64 bits han sido desplazados en el registro, la tensión en el terminal V_{pp} se aumenta hasta la tensión V_{pp1} y, seguidamente, el dato se transfiere y almacena en la memoria. Para leer el dato de la memoria PROM, la señal \overline{CE} tiene que colocarse a nivel bajo, mientras que la señal \overline{OE} se mantendrá a nivel alto. El dato se desplaza fuera de la memoria en cada flanco ascendente de la señal de reloj. El incremento de direcciones se produce a través del terminal RESET/ \overline{OE} .

Además de una transferencia de dato sencilla hacia la memoria

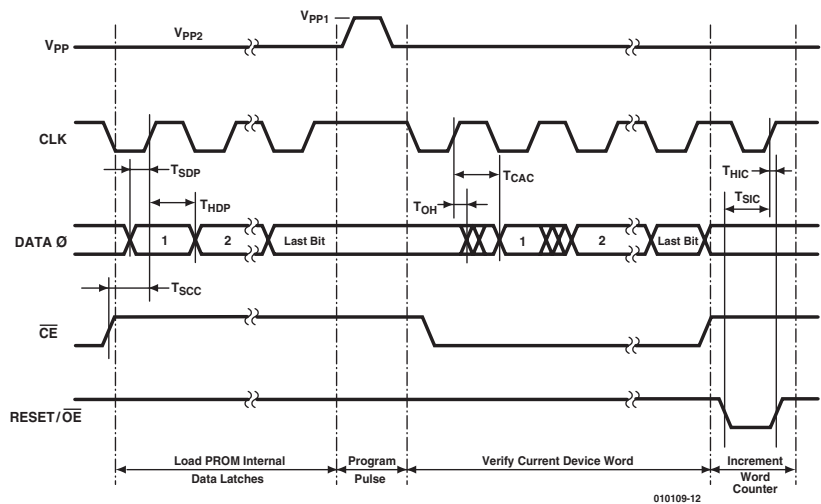


Figura 1. Diagrama de tiempos del ciclo de programación para el tipo de memoria PROM XC 17VXX.

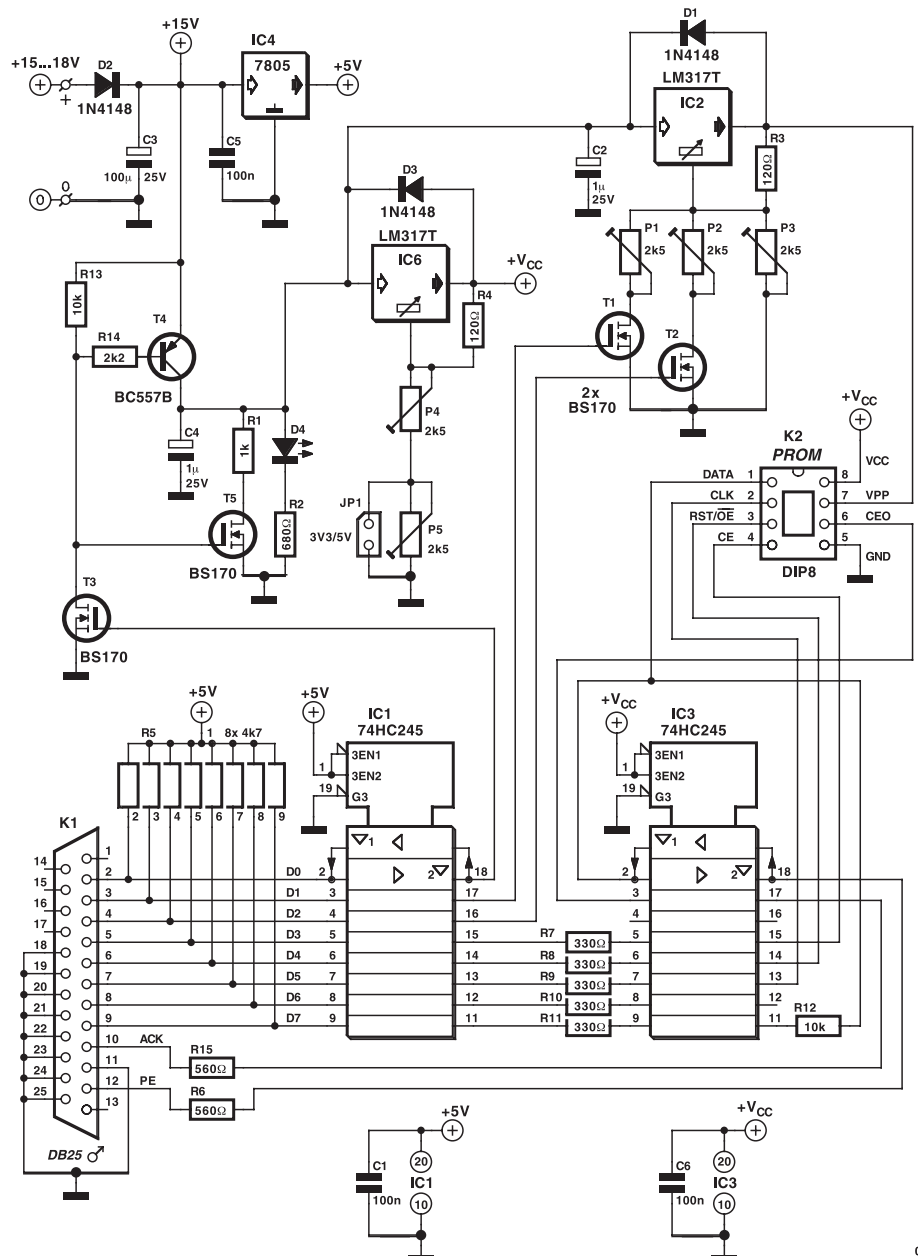


Figura 2. Esquema eléctrico del circuito.

LISTA DE MATERIALES

Resistencias:

R1 = 1k
 R2 = 680Ω
 R3, R4 = 120Ω
 R5 = 4k7, array SIL de 8 unidades
 R6, R15 = 560Ω
 R7, R11 = 330Ω
 R12, R13 = 10k
 R14 = 2k2
 P1-P5 = 2k5 potenciómetro "preset"

Condensadores:

C1, C5, C6 = 100nF
 C2, C4 = 1μF, condensador electrolítico de 25 V radial
 C3 = 100μF, condensador electrolítico de 25 V radial

Semiconductores:

D1, D2, D3 = 1N4148
 D4 = Diodo LED rojo
 IC1, IC3 = 74HC245
 IC2, IC6 = LM317T
 IC4 = 7805
 T1, T2, T3, T5 = BS170
 T4 = BC557B

Varios:

JP1 = Conector tipo "header" SIL de 2 terminales con puente
 K1 = Conector Sub-D de 25 terminales mochos, para montaje en placa de circuito impreso
 K2 = Zócalo DIL de 8 terminales redondeados
 PCB, Placa de circuito impreso, con código de pedido **010109-1** (Disponible a través de PCB Shop)
 Disco con los programas y ficheros del proyecto, con código de pedido **010109-11** o por medio de una descarga gratuita de los mismos

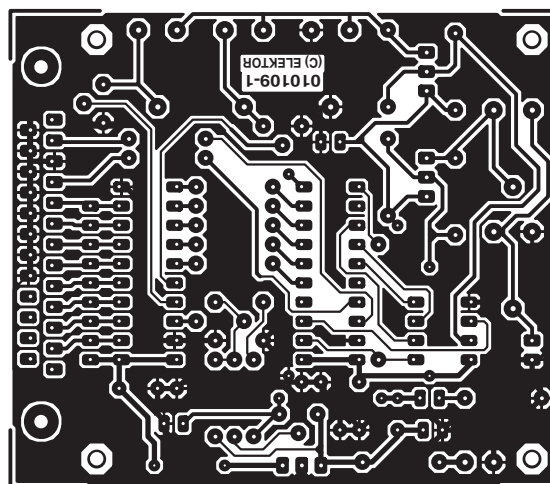
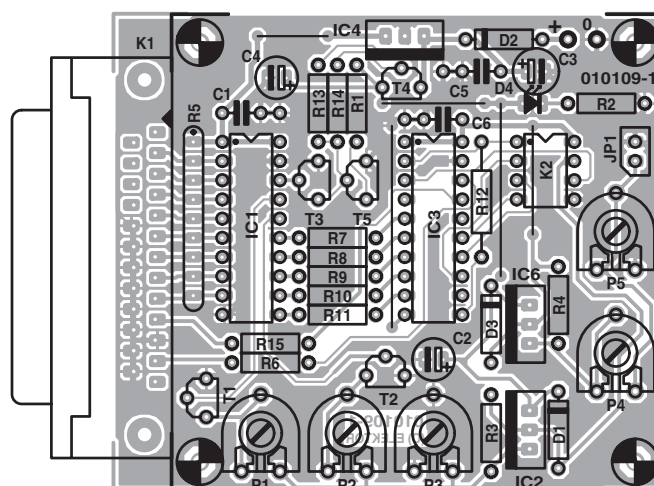


Figura 3. El programador para las memorias de la casa Xilinx utiliza una placa de circuito impreso de una sola cara.

PROM, también existe una prestación especial que permite que la polaridad de la señal RESET pueda invertirse, del mismo modo que también puede obtenerse alguna información interna, así, por ejemplo, podemos conocer el tipo de memoria PROM con la que estamos trabajando y el código del fabricante (código MfG).

El circuito

En la **Figura 2** se muestra el esquema eléctrico del circuito del programador. Las salidas del puerto de la impresora IN00 a IN07, junto con las dos entradas ACK (reconocimiento) y PE (papel vacío), forman el conjunto de líneas de control. Un cable de impresora estándar realiza la conexión entre un ordenador y el conector K1 de 25 terminales del programador. Las salidas del ordenador se emplean para conmutar la tensión en el programador y para proporcionar el dato, la señal de reloj y la señal de reset para la memoria PROM. Las dos

entradas que van al ordenador obtienen el dato de salida de la memoria PROM y la señal de estado CEO.

Las señales del puerto de impresora provenientes del ordenador están terminadas en una resistencia de "pull-up" de 4,7 K (R5) y son almacenadas por el controlador de bus IC1, 74HC245. Este circuito integrado obtiene las señales que conmutan las tensiones en el interior del programador, de manera que es importante asegurarse que su tensión de alimentación está derivada de un regulador de tensión (que no sufra conmutaciones) de +5 V independiente (IC4). El dato serie proveniente de la memoria PROM también pasa a través de los circuitos integrados IC1 e IC3. La tensión de alimentación para IC3 proviene de la tensión conmutada V_{cc} . Esto asegura que el umbral de tensión de las seña-

les de la memoria PROM se corresponde con V_{cc} y que las señales DATA, CLK, OE y CE (y las señales de reconocimiento ACK y PE), solamente serán controladas cuando la tensión de alimentación V_{cc} esté activa. Para estar absolutamente seguros de que la tensión V_{cc} no llega a pasar a nivel alto a través de los diodos de protección de entrada del circuito integrado IC3, el transistor T5 conmuta la tensión de alimentación a masa, a través de una resistencia de 1 K, cuando la tensión V_{cc} está desconectada.

El programador puede trabajar tanto con memorias PROM de +3,3 V como con las de +5 V, por lo que es importante utilizar un controlador *tipo HC* para el circuito integrado IC3. Las familias de componentes LS o ALS no son capaces de proporcionar los niveles de señal de salida adecuados, mientras

que la familia HCT no puede trabajar con las tensiones de alimentación necesarias. Por lo tanto, los componentes de la familia HC son los únicos que pueden trabajar con tensiones de alimentación comprendidas entre + 2 y + 6 V. Las resistencias serie colocadas en las entradas de datos del circuito integrado IC3 limitan la corriente de entrada cuando la tensión $V_{cc} < + 5$ V.

El terminal DATA de la memoria PROM puede configurarse como entrada o como salida. La resistencia R12 se utiliza para incrementar de manera efectiva la impedancia de salida del terminal 11 de IC3. Solamente cuando realizamos una escritura sobre la memoria PROM (cuando el terminal DATA va a ser una entrada y por lo tanto, tendrá una alta impedancia) la salida del terminal 11 de IC3 (dato a escribir) aparecerá sobre el terminal DATA. Un parámetro importante de la transferencia de datos es la pendiente de los flancos de la señal de la conexión PE hacia el ordenador. Se ha utilizado la resistencia R6 para reducir los efectos de las reflexiones que se producen en el cable que, de otra manera, podrían dañar la forma de onda de la señal.

El circuito requiere una única tensión de entrada externa, comprendida en el rango de + 15 a + 18 V. El resto de las tensiones necesarias para realizar la programación se obtienen dentro de la propia placa. Para estar lo más seguros posible en lo referente a las tensiones de la memoria PROM, todas las tensiones se conmutan mediante señales a través del puerto de la impresora.

El programador puede utilizar memorias PROM tanto con tensiones de alimentación de + 5 V como de + 3,3 V (V_{cc}). El puente JP1 permite realizar la selección entre estos dos niveles de tensión y dar una indicación visual sencilla de la tensión de alimentación seleccionada: con el puente JP1 montado, la tensión de alimentación es de + 3,3 V, mientras que con el puente JP1 no montado, la tensión de alimentación será de + 5 V.

El terminal 7 (V_{pp}) requiere tres niveles de tensión diferentes que dependerán del modo de funcionamiento en que esté trabajando la memoria PROM: V_{pp1} para el modo programación, V_{pp-nom} para la lectura del dato de la memoria y V_{pp2} para la verificación del proceso de escritura. Los transistores T1 y T2 conmutan estos tres niveles de tensión a partir de

las señales de datos D1 y D2. Con la tensión V_{cc} activada y las señales D1 y D2 a nivel bajo, el nivel en ese terminal será de V_{pp1} . El secuenciamiento de la tensión del programador se proporciona en el propio programa de gestión. El programa también indica los niveles de tensión correctos necesarios, dependiendo del tipo de memoria PROM seleccionada, de manera que no es necesario buscar a través de montones de hojas de características para obtener esta información. El diodo LED indica que las tensiones de lectura y de programación están disponibles.

Prestaciones del programa

La aplicación que controla el programador está escrita en Turbo Pascal y puede ejecutarse bajo el sistema operativo DOS utilizando opciones de la línea de comando. Entre los programas que podemos descargar para este artículo se incluye una versión gratuita del sistema operativo DOS. Esto permite generar un disco de arranque de manera que la aplicación del programador pueda ejecutarse incluso si no disponemos del sistema operativo DOS en nuestro ordenador.

Utilizando el comando `spb /?` se proporciona al usuario una vista general de todas las opciones disponibles, tales como la selección del tipo de circuito integrado y el tipo de acceso requerido para la memoria PROM (por ejemplo, lectura, escritura o bit de reset de lectura, etc). El programa siempre preguntará al usuario si el circuito integrado está colocado en el zócalo antes de intentar conmutar la tensión de alimentación de la memoria PROM: la aplicación verifica si la memoria PROM colocada en el zócalo se corresponde con el modelo de circuito integrado seleccionado, al mismo tiempo que también documenta el proceso de programación.

A continuación vamos a pasar a describir las distintas opciones del programa en el mismo orden en que han sido utilizadas en el mismo:

`/?`

Resumen general de las opciones del programa.

`/d?`

Puerto de impresora, donde "?" es el número de puerto LPT conectado al programador.

`/av`

Este comando se utiliza para configurar las distintas tensiones de programación requeridas para la memoria PROM especificada. Podemos utilizar un osciloscopio o un voltímetro digital para verificar estos niveles de tensión. El programa indica la tensión requerida y el terminal del zócalo de la memoria PROM en el que será medida dicha tensión. También se indica qué tensión necesita ajustarse. El nombre del circuito integrado solamente se utiliza en este caso por motivos de apariencia.

`/m`

Esta función lee el código MfG de los circuitos integrados. En este caso debe introducirse un nombre de circuito integrado de memoria. Cuando el código MfG es correcto se mostrará el mensaje "*Chip identified*" (es decir, circuito integrado identificado). Si el código MfG no es correcto, el código leído del circuito integrado de la memoria será presentado en pantalla. Si fuese necesario introducir un nuevo circuito integrado en el fichero de información de circuitos (*chipinfo.dat*), todos los valores mostrados deberán convertirse a hexadecimal antes de nada.

`/rp`

Esta función lee la polaridad del bit de reset.

`/bc`

La función "Blank Check" verifica si todos los bits de la memoria PROM están en blanco (es decir, = 1). Las especificaciones de programación sugieren que sólo tienen que verificarse unos pocos bits para determinar si el circuito integrado está en blanco pero, para estar seguros, el programa realiza una verificación de "*circuito en blanco*" sobre la memoria PROM completa, ya que el tiempo adicional necesario no es excesivamente largo.

`/b`

Función Grabación. El dato almacenado en el fichero "*brenndat.bin*" se programa en el interior de la memoria PROM. Esta operación no programa la polaridad de la señal reset. El nombre del fichero se almacena como la constante "*BrenndatenFileName*" y puede cambiarse en el programa en ese momento. El tamaño de los datos en el fichero debe ser siempre más pequeño o igual al espacio disponible en la memoria PROM. Si el tamaño del fichero es más grande que el tamaño de la memoria PROM que se proporciona en la variable "*Size*", se genera un mensaje de error y el proceso de grabación no se inicia.

Bugfix

El programa está escrito en Turbo Pascal y utiliza una unidad del sistema llamada "Crt". Esta unidad incluye un pequeño error que causa un error en tiempo de ejecución en Windows si el procesador del ordenador es un modelo Pentium que corre a una velocidad mayor de los 200 MHz. El programa se puede ejecutar sin problemas bajo el sistema operativo DOS. En el paquete de programas que se suministra en este artículo, código **010109-11**, se incluye un pequeño parche que subsana este problema. El programa que contiene este parche (TPPATCH.EX) es capaz de localizar y corregir el fallo en esta unidad. Si necesitamos realizar cualquier cambio en el código fuente de este proyecto será muy importante ejecutar este parche una vez que hayamos recompilado el programa *spb.exe*.

/r

Este comando lee todos los datos almacenados en la memoria PROM y los almacena en el fichero "data.bin". Esta funcionalidad se ejecutará de manera diferente dependiendo de si el bit de reset ha sido ya programado o no. Por lo tanto, antes usar este comando siempre deberá leerse la polaridad de la señal de reset.

/cp

Esta función cambia la polaridad de la señal de reset. En primer lugar se verifica la polaridad de la señal de reset utilizando la opción "/rp" y, si es necesario, se cambia dicha polaridad. Por último, se leerá y se mostrará el estado de la señal de reset.

Dos ejemplos

Para poder leer una memoria PROM del tipo XC 17S10, con el programador conectado al puerto de impresora LPT1, tendremos que escribir la siguiente línea de comando: *spb /r s10 /d1*, donde el parámetro *s10* especifica el modelo de memoria PROM que vamos a utilizar. Si utilizamos el comando *spb /av /cp /b s200a /d2*, estaremos indicando que el tipo de memoria PROM ha cambiado y que las tensiones de programación serán configuradas de nuevo y ajustadas antes de que la memoria PROM se inserte en el zócalo. En ese momento, la polaridad de la señal de reset se cambiará y el dato será programado sobre el tipo de memoria XC 17S200A a través del puerto de impresora LPT2.

Entradas y salidas

Para poder conmutar todas las tensiones y señales en el circuito del programador, cada bit del byte del puerto de impresora debe poder programarse individualmente. En el

programa, el estado de los 8 bits de salida del puerto de impresora se almacenan en la variable de 8 bits de ancho denominada "dat". Como ejemplo, si deseamos activar la tensión de alimentación del programador, necesitaremos configurar el bit D0 (terminal 2 del conector K1) a un nivel lógico "1". Esto lo podemos conseguir con la línea de comando:

```
dat := dat or %$01
```

Esto configurará el bit en el programa y entonces, con una instrucción de salida hacia el puerto de impresora, el nuevo valor de D0 se sacará hacia el programador dejando los bits D1 a D7 sin cambios. Para apagar de nuevo la tensión de alimentación lo único que tenemos que hacer es invertir el procedimiento:

```
dat := dat and $fe
```

o como alternativa:

```
dat := dat and (not $01)
```

Y de nuevo tenemos que escribir en el puerto de la impresora. El valor hexadecimal de cada bit del puerto de impresora LPT (y su valor hexadecimal inverso) se muestra en esta lista:

\$01 (\$FE)	Vpp – Relay (REL)
\$02 (\$FD)	Vpp – nom
\$04 (\$FE)	Vpp2
\$08 (\$FE)	\overline{CE}
\$10 (\$FE)	RESET / \overline{OE}
\$20 (\$FE)	CLK
\$81 (\$7F)	DATA

Fichero chipinfo.dat

Todos los datos relativos al circuito integrado con el que estamos trabajando se almacenan en este fichero. La información que requiere el programador es la siguiente:

- *Mm*: este byte del código de identificación identifica el fabricante del circuito integrado de memoria (Xilinx = C9).

- *IDCLK*: éste es el número de pulsos de reloj necesarios para poder leer el código del fabricante.

- *ID*: es la segunda parte del código MfG que identifica la serie modelo del circuito integrado de memoria.

- *Size*: es el tamaño de la memoria PROM en bits.

- *RSTClk*: éste es el número de pulsos de reloj necesarios para programar el bit de Reset.

- *Vcc*: proporciona a la memoria PROM la tensión de funcionamiento.

- *Vpp1*: proporciona a la memoria PROM la tensión de programación.

- *Vpp2*: esta tensión en el terminal 7 se utiliza para verificar y fijar el dato escrito en la memoria PROM. Este nivel de tensión sólo es ligeramente superior a la tensión de alimentación y no está implementado en el presente circuito, ya que la verificación de esta tensión no es esencial.

- *Vppnom*: ésta es la tensión en el terminal Vpp durante el proceso de lectura. Debe tener al menos un nivel tan alto como la tensión de alimentación Vcc de los circuitos integrados de memoria.

- *Name*: éste es un nombre abreviado que identifica el tipo de memoria PROM utilizado en la línea de comando para llamar al programa. Nunca debe usarse este mismo nombre para memorias PROM de otros fabricantes, incluso si la memoria PROM tiene la misma capacidad de memoria.

Las cuatro tensiones, V_{cc} , V_{pp1} , V_{pp2} y V_{ppnom} , se utilizan para simular las configuraciones de tensiones cuando están usándose diferentes tipos de memorias PROM. Estos niveles de tensión pueden presentarse en pantalla por medio de la función "/av". Es posible ampliar el fichero para incorporar otras memorias PROM serie que tengan algorit-

Referencias:

- [1] Programmer Specification
www.xilinx.com/support/programr/specs.htm
- [2] PROM Specification
www.xilinx.com/isp/csapps.htm

mos de programación compatibles. El máximo número de entradas viene dado por la constante *maxdatas*, definida en el fichero *spb.pas*, y que necesitaremos cambiar si deseamos añadir nuevos componentes. Todos los datos que se almacenan en el fichero *chipinfo.dat* han sido tomados de la Referencia [2].

Lectura del código MfG

Cada memoria PROM contiene su código de identificación de fabricante, que permite que el programador la identifique. El código está formado por dos bytes: el primer byte identifica el fabricante (Xilinx utiliza el código \$SC9), el segundo comprende cuatro bits que indican la densidad de la memoria PROM, más los otros cuatro bits que se utilizan como información en el algoritmo de programación. Esto está contenido en la segunda columna del fichero *chipinfo.dat*.

El código del fabricante de las memorias PROM se lee por medio del procedimiento "Procedure ReadMfG-Code". Lo primero que hay que hacer es configurar la memoria PROM en el modo de programación con las señales $\overline{CE} = 1$ y $\overline{OE} = 0$. A continuación, se envía un número definido de pulsos de reloj hacia la memoria PROM, que son descritos en las variables *NIDCLK* o también en *IDCLK* (ver la primera columna del fichero *chipinfo.dat*). Ahora, con las señales $\overline{OE} = 1$ y $\overline{CE} = 0$, el MSB del código MfG es la salida en el terminal DATA. En este momento, el código puede leerse mediante la función *LeseByteMfG*, de manera que cada bit ha sido desplazado fuera por la señal de reloj.

El bit de reset

La polaridad de la señal de reset de la memoria PROM serie puede programarse. Cuando la memoria PROM se utiliza junto con una FPGA de la casa Xilinx, es muy útil resetear la memoria PROM desde la señal INIT de la FPGA. Esto significa que la polaridad del terminal de reset de la memoria PROM tiene que cambiarse para que $RESET = 0$. El cambio de la polaridad de la señal de reset es un modo de funcionamiento en el que la polaridad, una vez que ha sido programada para trabajar con un nivel lógico

negativo en la señal de reset, no puede cambiarse de nuevo. Por lo tanto, para realizar experimentos es mejor comprobar y trabajar con el circuito integrado con una tensión de reset no programada ($RESET = 1$).

La programación

El proceso de "quemado" hace que la memoria PROM esté trabajando en su modo de programación. Las dos señales \overline{CE} y \overline{OE} deben estar a nivel alto durante, al menos, dos flancos positivos de reloj y la tensión V_{pp} debe corresponderse con un nivel de V_{pp1} [1]. En este modo de trabajo se puede leer la información del circuito integrado y del fabricante del mismo, al mismo tiempo que pueden escribirse los datos en el interior de la memoria PROM. El dato se desplaza de manera serie en el interior de la memoria PROM en bloques de 64 bits y, a continuación, es volcado sobre la dirección de memoria por medio de un pulso V_{pp1} aplicado en el terminal V_{pp} .

El modelo de memoria PROM XC17S05D de la casa Xilinx es el único modelo con una longitud de registro de 32 bits. Por ello, apenas se usa ya y este programador no lo soporta. De acuerdo con las especificaciones del fabricante, después de programar el nivel de tensión en el terminal V_{pp} , se debe aplicar en este punto una tensión V_{pp2} , pero esto tampoco está implementado en el programa. Por último, el programador sale de su modo de trabajo de programación y desconecta al mismo tiempo las tensiones de V_{CC} y V_{pp} .

Montaje y funcionamiento

La placa de circuito impreso de una sola cara tiene una superficie de 7.263 mm². Esto proporciona suficiente espacio para que todos los componentes puedan montarse fácilmente. En primer lugar deberemos montar los cinco puentes de hilo (uno de ellos está colocado bajo el zócalo de programación DIP de ocho terminales).

Una vez que estamos seguros que todos los componentes con polaridad han sido correctamente montados en su posición (incluyendo la red de resistencias SIL), daremos un repaso general a la misma y volveremos a verificar todas las soldaduras para estar segu-

ros que la placa puede alimentarse. La primera verificación se debe realizar sin que la memoria PROM esté montada sobre el zócalo de programación. Después, conectaremos una tensión de alimentación comprendida entre + 15 y + 18 V a los terminales de alimentación de la placa. El diodo D2 asegura que no se producirá ningún daño si, de modo accidental, cambiamos la polaridad de la tensión de alimentación. Primero verificaremos que la tensión de + 5 V está disponible en el terminal 20 del circuito integrado IC1 y que el diodo LED D4 también está encendido para indicarnos que la tensión de alimentación está disponible en el circuito.

En este momento ya podemos instalar el programa y ejecutarlo para trabajar con el programador. El puente JP1 permite que la tensión de alimentación para la memoria PROM se pueda cambiar fácilmente de + 5 a + 3,3 V (y viceversa), dependiendo del tipo de memoria PROM utilizada. Esta tensión también puede ajustarse para seguir los requerimientos de las memorias PROM que exijan trabajar con otras tensiones de alimentación. La casa Xilinx está ofreciendo en la actualidad tres familias de memorias PROM, cada una de ellas con una tensión de alimentación diferente. El dato de la tensión de alimentación para la memoria PROM está almacenado en el fichero *Chipinfo.dat* y se puede leer utilizando la opción /av, de manera que puedan ajustarse rápidamente los niveles de tensión necesarios.

Después de la instalación, la placa de circuito impreso puede enchufarse al conector paralelo de la impresora de nuestro ordenador. El diodo LED se apagará y podremos introducir los comandos desde la aplicación del programador. Por ejemplo, utilizando la línea de comando *spb /av /d1 s10*, se hace una llamada al programa donde /av indica cuál es la tensión de prueba y /d1 determina que el puerto de impresora a utilizar es LPT1 (deberíamos introducir d2 si queremos trabajar con el puerto de impresora LPT2). Por su parte, *s10* indica el tipo de memoria PROM con la que vamos a trabajar.

A continuación es necesario ajustar los dos niveles de alimentación de la memoria PROM. En primer lugar se montará el puente JP1 y, con un voltímetro digital conectado a la salida de IC6 (V_{CC}), ajustaremos el potenciómetro P4 hasta que la tensión V_{CC} alcance el valor de + 3,3 V. Una vez que hemos conseguido ajustar esta tensión, retiraremos el puente JP1 y ajustaremos el potenciómetro P5 hasta que la tensión V_{CC} sea de + 5 V.

Por último, el programa indica que el ajuste de las tensiones de programación se realice en el terminal 7. Este nuevo ajuste es mejor hacerlo cuando necesitemos cambiar y trabajar con un tipo diferente de memoria PROM.

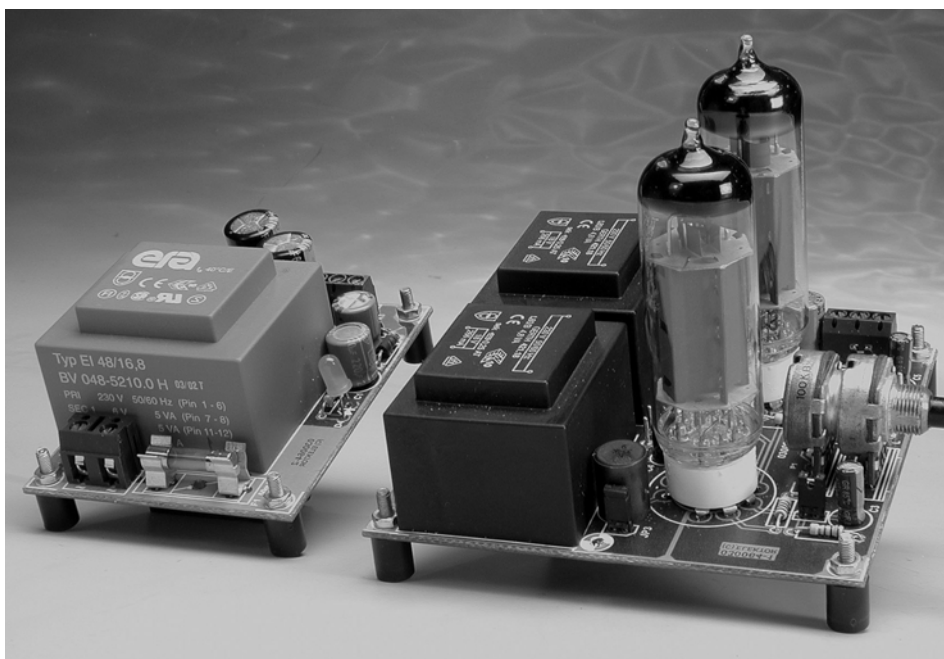
(010109-1)

Amplificador de válvulas para auriculares

EL84 (6BQ5) con una tensión de ánodo de 40 V

Diseñado por B. Kainka

El hecho de que los amplificadores de potencia que entregan más potencia y que disponen del tan deseado 'sonido de válvula' no puedan usarse en los amplificadores para auriculares, no es del todo cierto. Lo especial de este proyecto es que se use una tensión de ánodo de casi 40 V.



Hay intensos debates sobre por qué, y cómo, un amplificador de válvulas suena diferente (o quizás mejor) que un amplificador con modernos semiconductores.

Ciertamente hay razones por las cuales un amplificador de válvulas podría sonar diferente. Primero, la particular forma de la curva característica (I_a trazada con respecto a U_g) cuya curva suave produce inevitablemente un aumento de la distorsión cuando la tensión de control aumenta, sobre todo cuando no se emplea realimentación negativa. Por otro lado, un amplificador semiconductor moderno, casi siempre usa la realimentación negativa suficiente para

mantener la distorsión a un mínimo. Sin embargo, el oído humano no es lineal para los niveles de sonido más altos, de manera que las distorsiones 'naturales' de una válvula pueden dar la impresión de un volumen más alto. Además, la etapa de salida de un transistor produce niveles extremos de distorsión cuando se satura, considerando que una etapa de salida de válvula es más suave.

Un segundo factor, decisivo, es la alta impedancia interna de una válvula. El transductor de audio que se conecta

no carga la etapa, considerando que en el caso de una extrema baja-impedancia en la etapa de salida del transistor la propia resonancia de un altavoz o auriculares produce una carga de la etapa. Esto da una respuesta en frecuencia más plana, pero simultáneamente suprime el carácter particular del transductor audio. Ésta es una de las razones por las cuales se prefiere el sonido de un viejo equipo hecho de válvulas. Al mismo tiempo, detrás también hay un problema técnico encontrado en el diseño de los amplificadores de válvulas, desde que se descubrió el transformador para adaptar la baja impedancia del transductor de audio.

Como se mencionó en el artículo anterior dedicado a las válvulas en Elektor, la característica más importante de este amplificador para auriculares es su seguridad, ya que opera con una tensión de ánodo bajo. El amplificador requiere una línea de entrada de 1 V de pico a pico y proporciona la potencia de salida suficiente.

EL84 en ambientes extraños

La válvula EL84 (o su equivalente americano 6BQ5) de 5 W de potencia de salida que se encuentra normalmente en las radios, podría ser una buena opción para nosotros.

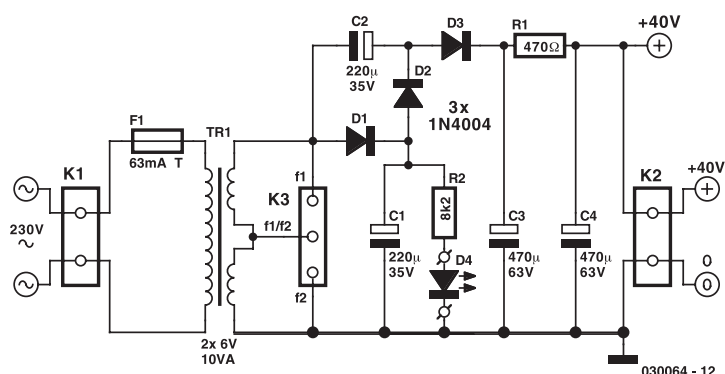


Figura 1. Una fuente de alimentación simple.



Pero, ¿realmente tiene sentido trabajar con una válvula de sólo 40 V en lugar de los 250 V sugeridos en la hoja de características? La respuesta es que realmente funciona: la tensión de ánodo de 40 V es segura y completamente adecuada para nuestros propósitos.

Nosotros conseguimos una transconductancia más baja y una corriente de ánodo considerablemente menor (de alrededor de 5 mA), sin dañar a la válvula. La disipación de potencia del ánodo será de unos 200 mW, y debe haber potencia más que suficiente para abastecer a los auriculares.

La válvula EL84/6BQ5 es relativamente barata y pronto estará disponible, ya que todavía está en producción y se usa en amplificadores de alta fidelidad y media potencia. Por supuesto, también podríamos usar EL34 o EL504, aunque estos dispositivos son más caros y difíciles de obtener.

Una razón bastante usada para seleccionar EL84/6BQ5, es que ayuda a cumplir el requisito de construir una fuente de alimentación más ligera.

La válvula requiere una tensión en caliente de 6,3 V y una corriente de 0,7 A, para una potencia de aproximadamente 4,5 W. Un transformador con un encapsulado de 10 VA en el primario y dos secundarios de 6 V sería suficiente para alimentarlo. En teoría los dos secundarios pueden bobinarse en serie y usar un transformador de 12 V, pero en la práctica las tensiones de los secundarios no son iguales. Una buena solución se muestra en la **Figura 1**, donde cada válvula se alimenta de su propio bobinado del transformador. No obstante los dos bobinados están en serie, y es fácil generar una alimentación DC de aproximadamente 40 V para los ánodos a partir de una alimentación de 12 V AC: nosotros usamos aquí un circuito “triplicador”.

Amplificadores con y sin realimentación negativa

El circuito del amplificador de la **Figura 2** muestra una etapa de salida en clase A bastante típica,

como la usada en los amplificadores para altavoces. Las corrientes del ánodo no fluyen a través de los transformadores de la salida, ya que la magnetización causada por la componente DC produciría la distorsión. La señal de radiofrecuencia se toma a través de un potenciómetro de volumen conectado en la rejilla 1 (G1) de la válvula. Una resistencia serie de 1 k suprime las oscilaciones de alta frecuencia. La rejilla de la pantalla (rejilla 2) está conectada a la alimentación de potencial, mientras la rejilla del supresor (rejilla 3) se conecta al cátodo. La señal de salida del ánodo se acopla al transformador de audio a través de un condensador electrolítico. Alternativamente, pueden conectarse los auriculares de alta-impedancia directamente a los condensadores de desacoplo.

Comparado con un tríodo, un pentodo tiene una impedancia interna muy alta. Esto es sumamente útil para el diseño del amplificador y permite usar de forma más económica los primarios de los transformadores a la salida.

La tensión en la resistencia del cátodo mantiene la rejilla polarizada con una tensión negativa con respecto al cátodo. El punto de operación de la válvula está fijado por esta resistencia. Un valor de $100\ \Omega$ proporciona una tensión en la rejilla de $0,5\text{ V}$ con una corriente de ánodo de 5 mA . Al mismo tiempo, la resistencia del cátodo proporciona una cierta cantidad de realimentación negativa y una reducción de la distorsión en la válvula, sin reducir la impedancia interna del amplificador.

Una característica particular de este circuito es que la realimentación negativa puede desactivarse colocando unos puentes de conexión, JP1 y JP2, que conectan en paralelo los condensadores electrolíticos de 100 μF . Esto afecta al sonido y la potencia de salida del amplificador.

Las dos curvas características (con una tensión del ánodo de 40 V y a 250 V) exhiben una curva suave y muy similar entre ellas. Es precisamente aquí donde está el secreto de las mentiras del 'sonido de la válvula'. Si no se hace ningún intento por enderezar la curva característica que usa la realimentación negativa, se produce inevitablemente una cierta distorsión en la señal de audio. Éstos comprenden los armónicos y productos de mezclado, principalmente, los múltiplos impares de la frecuencia fundamental que es agradable para el oído humano. Ya que el oído no trabaja linealmente con volúmenes altos, un concierto en vivo a 100 dB(A) suena mejor que una grabación. Con un amplificador de válvulas el sonido también es agradable, más 'completo', a más bajo volumen.

En estado de reposo, con $U_g = -0,5 \text{ V}$, no circula corriente por la rejilla. Cuando se polariza a 0 V la corriente de pico en la rejilla puede llegar a $20 \mu\text{A}$, que circulan a través de los 100 k del potenciómetro para el control del volumen que actúa como una resistencia de filtrado de

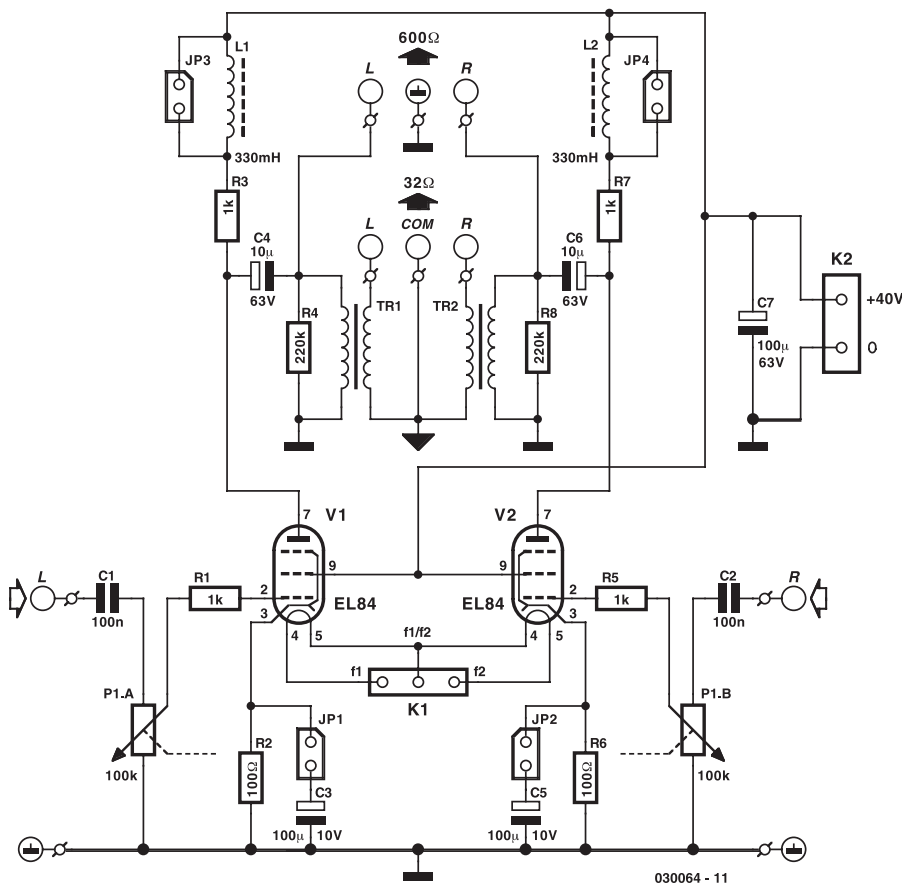


Figura 2. El amplificador con realimentación negativa conmutable.

rejilla. En este caso un amplificador de potencia convencional, con una tensión de ánodo más alta, usaría un valor de 100 k a 1 M. En las tensiones de ánodo más bajas este valor es crítico. Una resistencia de filtrado para la rejilla demasiado alta produciría una pérdida adicional en la tensión de la rejilla cuando circulase corriente por la misma. Por otro lado, la impedancia en la entrada del amplificador no debe ser demasiado baja, o no podría ser compatible con la salida de línea del equipo de alta fidelidad ordinario. Un potenciómetro de 100 k proporciona un compromiso conveniente.

Selección del transformador

Otra clave en la construcción de un buen amplificador es la selección del transformador de la salida. Un transformador de audio genuino tendría que ser hacerse especialmente para esta aplicación y sería por consiguiente muy caro. Por esa razón, nosotros usaremos un transformador que se pueda obtener fácilmente. Pueden lograrse resultados excelentes usando un tipo de transformador correcto. El primario del transformador puede ocuparse de frecuencias de alrededor de 50 Hz si se tiene un tamaño del núcleo conveniente y los bobinados tienen la inductancia correcta y resistencia de DC.

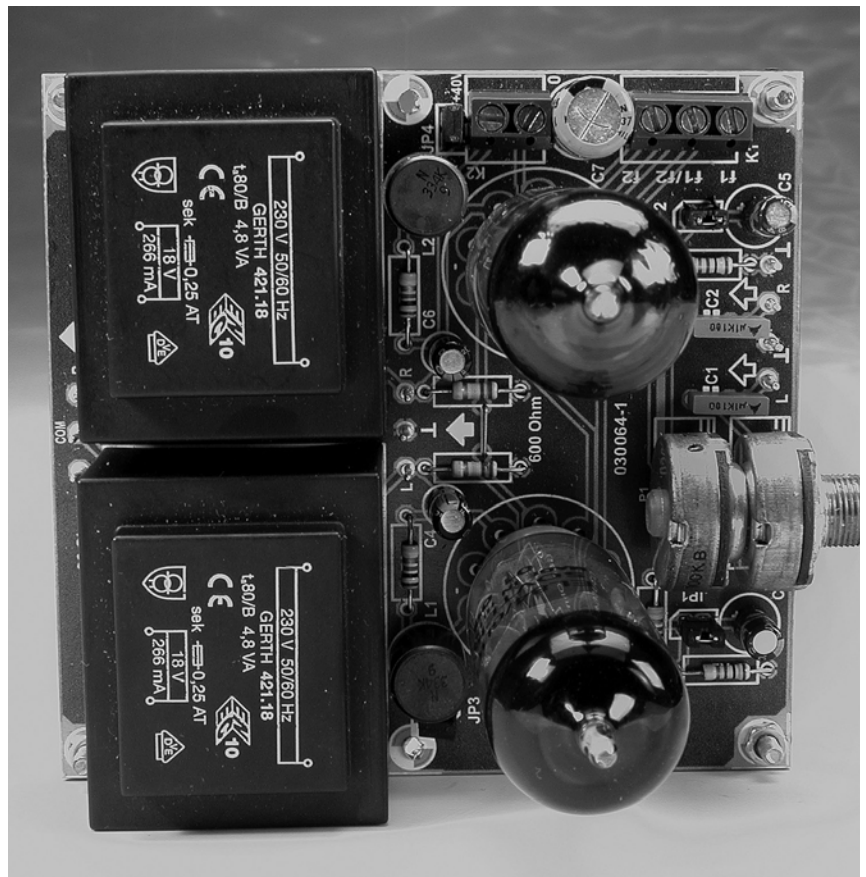
La inductancia

La impedancia de salida de la válvula se aproxima estrechamente por $R_a = U_a / I_a$. Según la hoja de características del EL84, la válvula debe controlarse a 250 V y 48 mA, implicando una impedancia externa de alrededor de 5 k. Las hojas de características realmente recomiendan entre 4,5 y 5,2 k.

A 40 V y 5 mA nosotros obtenemos 8 k. En cualquier caso, el valor seleccionado debe estar por debajo de estos valores. Una resistencia externa demasiado baja lleva a un más bajo componente de AC en la tensión y la corriente del ánodo. Esto quiere decir que la tensión de ánodo probablemente alcanzará el cero, lo cual redonda en una probabilidad de distorsión menor.

Considere un transformador con una relación de vueltas de 230 V:18 V = 12,8:1. La proporción de impedancia es, en una primera aproximación, $12,8^2:1 = 164:1$. Así una impedancia de un auricular de 32 Ω se transforma en una impedancia externa de 5.240 Ω. Un primario de 18 V en el transformador parece adecuado.

Este argumento sólo es válido cuando el transformador está directamente en el circuito del ánodo. En



la práctica las resistencias de ánodo de 1 k reducen la impedancia del circuito, y es preferible hacer coincidir de forma óptima la relación de vueltas. Los bobinados adicionales L1 y

L2 aumentan la impedancia a las frecuencias más altas que, junto con los transformadores usados, da una respuesta global en frecuencia bastante plana.

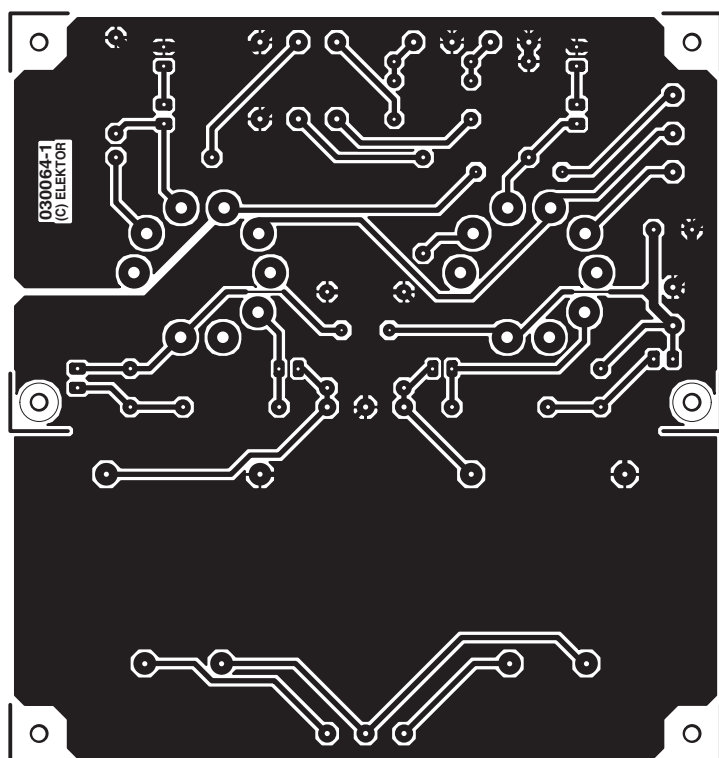
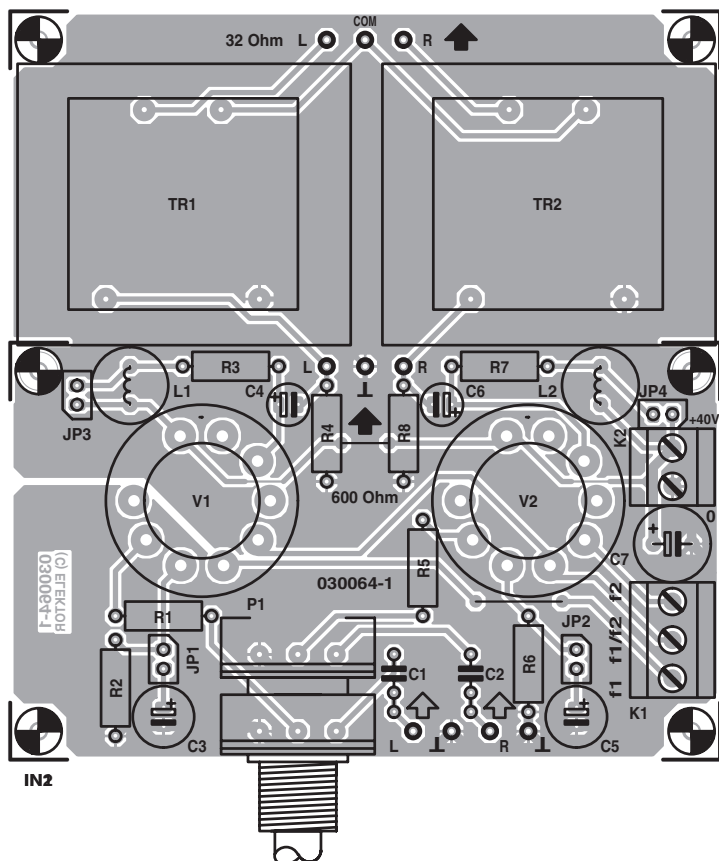


Figura 3. El diseño de la placa de circuito impreso con la sección de 32 Ω separable.

Cuando están usándose los auriculares de alta-impedancia estos bobinados deben ponerse en cortocircuito mediante los puentes de conexión JP3 y JP4.

El tamaño del núcleo

Para seleccionar un tamaño del núcleo conveniente para el transformador (que corresponde a la potencia tasada) el principio general es que un transformador más pequeño tiene una inductancia más alta, de manera que se puede operar a más bajas frecuencias. Sin embargo, los transformadores más pequeños tienen los bobinados más delgados y por consiguiente mayor resistencia.

Así pues, ¿cómo de grande debe ser el transformador para garantizar la respuesta en frecuencia deseada? La segunda consideración es la inductancia de pérdidas inevitables del transformador, lo cual puede plantearse como si estuviera en serie con el bobinado primario y para que actuase como un filtro paso/bajo, que en circunstancias extremas, puede filtrar las altas frecuencias.

La resistencia de DC

Así como en el caso anterior, la resistencia DC de los bobinados y la relación de vueltas exacta es importante. Los fabricantes especifican a

LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

R1, R3, R5, R7 = 1 kΩ

R2, R6 = 100 Ω

R4, R8 = 220 k

P1 = 100 k, potenciómetro logarítmico estereofónico

Condensadores:

C1, C2 = 100 nF

C3, C5 = 100 μF 10V radial

C4, C6 = 10 μF 63V radial

C7 = 100 μF 63V radial

Válvulas:

B1, B2 = EL84 ó 6BQ5 con el enchufe tipo 'noval' (18mm diam.)

Bobina:

L1, L2 = 330 mH 'Choke' (Toko 10RBH 239LY334K)

Varios:

JP1-JP4 = conector de dos pines con el puente de conexión

K1 = conector de 3 pines para PCB, 5 mm de separación entre pines

K = conector de dos pines para PCB, 5 mm separación entre pines

TR1, TR2 = primario del transformador 18V/4,8VA (Gerth #421.18)

PCBs, código de pedido 030064-1 y 030064-2

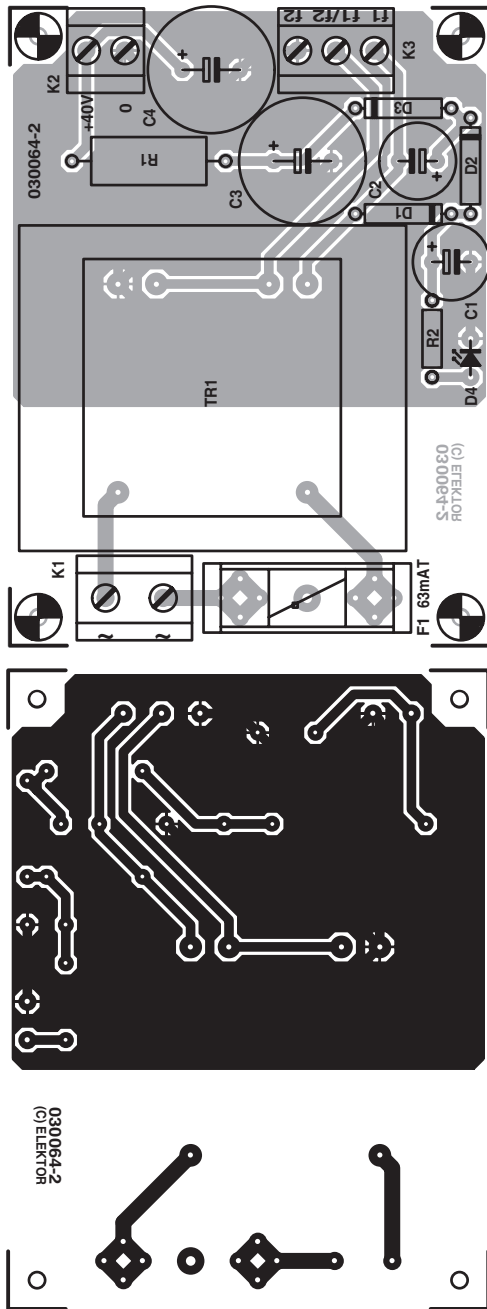


Figura 4. Placa de circuito impreso de la fuente de alimentación.

menudo la relación de la tensión en circuito abierto de los transformadores más pequeños. Un transformador con una tensión de secundario de 10 V a plena carga, por ejemplo, entrega 13 V sin la carga, dando una regulación de carga del 30%. Esto debe tenerse en cuenta al calcular la relación de vueltas real.

Una buena opción consiste en un transformador con un núcleo de EI42 y de aproximadamente 5 VA. La serie Gerth 4200 incluye un tipo conveniente (disponible por ejemplo en Reichelt Elektronik, Alemania, orden de código 421.18-1). No es demasiado grande ni demasiado caro, ya que cuesta aproximadamente 4 euros. Garantizará la calidad para auriculares de 32 Ω .

Las curvas características

La curva característica de la **Figura A** muestra cómo la válvula se comporta con una tensión de ánodo reducida de 40 V. Comparando con la curva de la hoja de características (la **Figura B**) muestra un comportamiento similar, aunque sólo con corrientes bastante más altas. Esto significa que podemos usar la válvula EL84 de la misma manera que la válvula de una radio, aunque con más baja potencia de salida. También, al usar una tensión de ánodo de 40 V, la tensión de polarización de la rejilla debe reducirse.

Comparando las dos curvas características vemos que su posición cambia a una tensión de ánodo más baja, con una menor corriente de ánodo y una menor tensión de polarización en la rejilla. El punto de operación óptimo queda alrededor de $U_{g1} = -0.5$ V e $I_a = 5$ mA. En saturación, con una señal de radiofrecuencia de 1 V de pico a pico, la válvula se maneja entonces entre -1 y 0 V, mientras que la corriente de ánodo varía entre 3 y 8 mA.

Cuando se polariza sobre 0 V o ligeramente más, la corriente de la rejilla también llega a ser importante. Por esta razón necesitamos considerar la característica en corriente de la rejilla (**Figura C**), que a su vez es algo dependiente de la tensión de ánodo. Una tensión de ánodo más alta reduce la corriente de la rejilla, ya que los electrones libres son arrastrados más hacia el ánodo, y menos hacia la tierra de la rejilla.

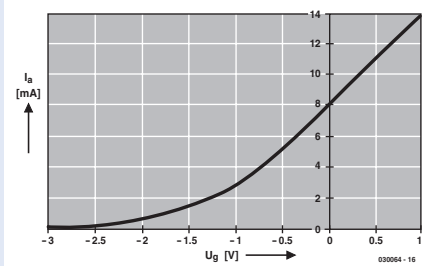


Figura A. Curva característica de la EL84 a $U_a = U_{g2} = 40$ V.

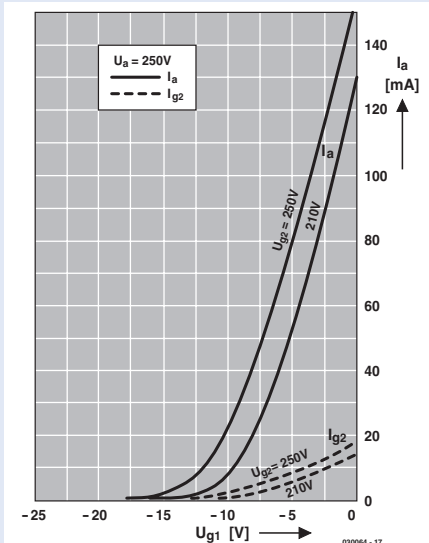


Figura B. Curva característica a 250 V.

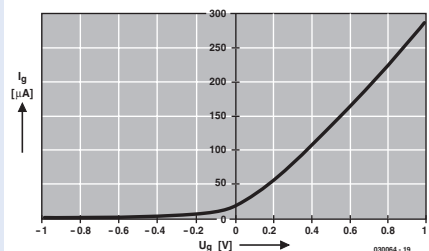


Figura C. Corriente de rejilla hasta $U_g = +1$ V.

¿Impedancia alta o baja?

Una respuesta en frecuencia de 30 Hz a 20 kHz en los auriculares de baja-impedancia es muy buena cuando se usa un transformador barato. La alternativa sería un dispositivo personalizado muy caro que usa bobinados integrados para reducir la inductancia de pérdidas. Los transformadores de audio usados en etapas profesionales de salida a válvula son grandes y caros.

Una alternativa a estos transformadores especializados es experimentar con otros tipos diseñados

para conectarse a una salida de 600 Ω . Una posibilidad interesante sería probar con transformadores de audio ordinarios de 100 V (como Conrad Electronics, orden de código 516104-77), que tiene múltiples entradas en el primario y el secundario para poder ajustarse.

El esfuerzo para encontrar un transformador adecuado para la etapa de salida vale la pena: los auriculares de 32 Ω entregan un sonido agradable y caluroso, aunque la respuesta en frecuencia no es tan lineal como en un amplificador sin transformador.

Las frecuencias de corte

El circuito equivalente del transformador en la **Figura A** ilustra la conexión de auriculares de 32 W. La resistencia del bobinado del secundario puede considerarse como 10 W en serie con la carga. Hay un total de 42 W en la salida. La relación de vueltas real de 9,8: 1 da una relación de impedancia de $9,8^2: 1 = 96: 1$. El primario tiene una impedancia de $4.070 \text{ W} + 875 \text{ W} = 4.945 \text{ W}$, es decir, 5 kW. Este valor encaja bien con el valor teórico de 8 kW que, para obtener un sonido agradable, debería considerarse como un límite bastante alto. La respuesta a bajas frecuencias está limitada por el filtro paso/alto formado por la resistencia de carga y la inductancia en paralelo de 14 H (**Figura B**). Los -3 dB en este filtro se pueden tomar como 56 Hz. En la práctica nosotros hemos medido una frecuencia de corte más baja de alrededor de 30 Hz. Esta diferencia entre la teoría y la práctica puede atribuirse a las dificultades inherentes en la medida de la inductancia del transformador.

La frecuencia de corte superior la determina el filtro bajo/paso que comprende la resistencia de carga y la inductancia de pérdidas (**Figura C**). Usando 4.945 W y 0,5 H, calculamos la frecuencia de corte, bastante decepcionante, de 1.574 Hz. Un valor en este rango es de hecho moderado si el transformador se conecta a un origen de señal de baja impedancia. Afortunadamente la impedancia dinámica de la válvula es por lo menos diez veces mayor que la resistencia de carga teórica (aproximadamente 8 kW). Gracias a los bobinados L1 y L2, la señal de entrada tiene una impedancia por encima de 80 kW en el rango más alto de frecuencias, teóricamente la frecuencia de corte superior calculada aumenta por encima de 25 kHz. La inductancia de pérdidas también entra en el juego: en los niveles de la señal más altos la válvula entra más rápidamente en corte. En la práctica, éste no es un efecto significativo, ya que los efectos de la distorsión quedan fuera del rango audible.

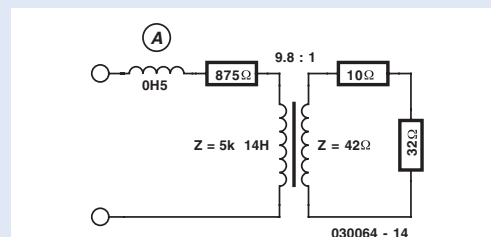


Figura A. Circuito equivalente al transformador y carga.

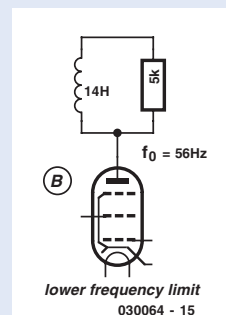


Figura B. Determinación de la frecuencia de corte inferior.

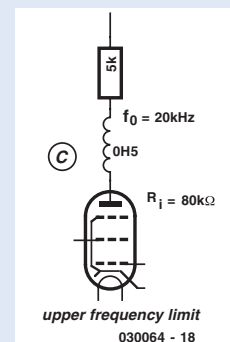


Figura C. Determinación de la frecuencia de corte superior.

Ninguno de estos problemas aparece al usar auriculares de alta-impedancia y condensadores de desacoplo.

No debemos olvidar comparar el sonido con y sin los condensadores del cátodo. La opción aquí está entre una distorsión más baja y más 'sonido de válvula'. Una pequeña realimentación negativa no hará daño al escuchar la música clásica; pero la música rock definitivamente necesita un poco de distorsión al estilo válvula.

La construcción

La placa de circuito impreso de la **Figura 3** incluye una sección que proporciona 32 Ω que pueden separarse del resto del circuito. No hay ningún punto adicional a resaltar sobre la construcción: sólo hay dos puentes a realizar con cable (cerca de R4 y R6). Si no es posible obtener los 'chokes' de Toko pueden sustituirse por los de otros fabricantes. A partir de bobinados por encima de 100 mH son raros, también es posible usar los valores más pequeños en serie. Las alternativas incluyen:

Neosid BS75 (código del producto 00612436, 100 mH, 480 Ω, $I_{\text{max}} = 5 \text{ mA}$, radial)

Fastron XHBCC (código del producto XHBC-104J-01, 100 mH, 245 Ω, $I_{\text{sat}} = 60 \text{ mA}$, axial)

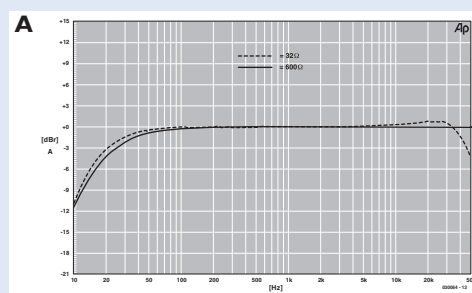
Epcos B82144-UN (código del producto B82144-A2107-J, 100 mH, 420 Ω, $I_T = 20 \text{ mA}$, axial)

Por último, también puede bobinar usted las inductancias usando un RM8 y un núcleo de N67.

Si requiere más potencia de salida, puede probar con transformadores con una tensión de secundario más alta. En este caso, L1 y L2 necesitarán ajustarse.

(030064-1)

La respuesta en frecuencia



La medida ilustrada en la **Figura A** muestra la respuesta en frecuencia relativa del amplificador con una carga de 600 Ω a la salida (la línea continua) y con una carga de 32 Ω (la línea punteada). Las curvas se obtuvieron con voltajes de ánodo diferentes.

Impedancia de entrada	100 kΩ	
Sensibilidad	600 Ω, 1 mW, JP1/JP2 abierto	620 mV (THD = 4.5 %)
	600 Ω, 1 mW, JP1/JP2 cerrado	370 mV (THD = 7.4 %)
	33 Ω, 1 mW, JP1/JP2 abierto	0.94 mV (THD = 7.5 %)
	33 Ω, 1 mW, JP1/JP2 cerrado	0.59 V (THD = 9.9 %)
Relación Señal-Ruido (1 mW, JP1/JP2 abierto)	600 Ω	>62 dB (B = 22 kHz lin.)
		>88 dB(A)
	33 Ω	>65 dB (B = 22 kHz lin.)
		>90 dB(A)
THD+N	600 Ω/1 mW	4.5 %
(1 kHz, B = 80 kHz, JP1/JP2 abierto)	600 Ω/0.1 mW	1.1 %
	33 Ω/1 mW	7.5 %
	33 Ω/0.1 mW	3.5 %
Ancho de banda	23 Hz a >200 kHz (600 Ω)	
	20 Hz a 45 kHz (33 Ω)	

El P89LPC900 (I)

La arquitectura

Por M. Stottelaar

Eurodis Texim

Bajo el nombre P89LPC900, Philips ha introducido una nueva familia de sistemas programables que será la sucesora de la 80C51, con un número de pines que puede variar de 8 a 80 y que están basados todos ellos en un sistema de memoria programable tipo flash. Una característica importante del controlador es que además de tener un gran número de características nuevas es completamente compatible con el 80C51.

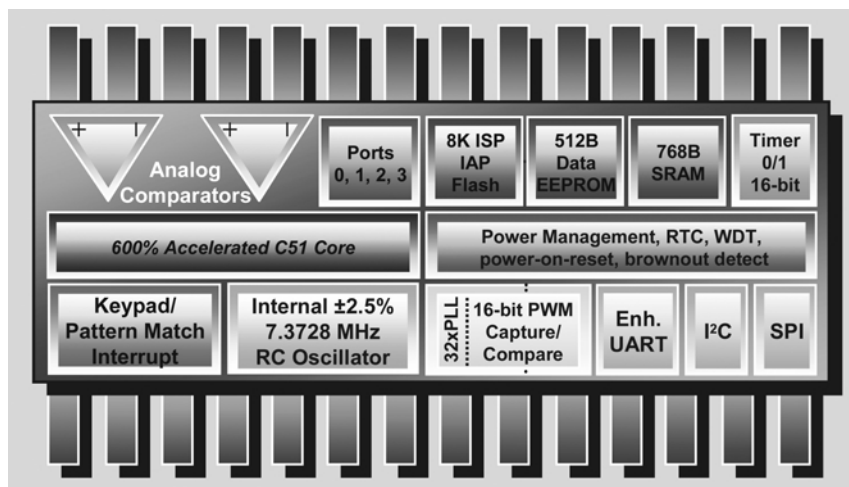
Los controladores basados en el 80C51 son muy populares, máxime cuando hemos publicado multitud de artículos con aplicaciones del mismo durante varios años. También es cierto que las herramientas (tanto hardware como software) disponibles para este controlador son muy accesibles y que cuentan, además, con una gran cantidad de información. Debemos añadir que también existen muchos forum donde se puede resolver cualquier duda sobre ellos.

Philips ha sido el mayor fabricante de microcontroladores con el 80C51, ahora, con el P89LPC900, trata de revivir esta arquitectura y mejorar la familia de controladores hasta el punto de que pueda ampliarse durante muchos años más.

En este artículo describiremos la arquitectura del P89LPC900. En los números siguientes publicaremos una placa programadora I/O muy sencilla.

El corazón del controlador

Una de las características más importantes del P89LPC900 es que el núcleo sólo necesita dos ciclos de reloj por instrucción. Hasta ahora, en el 8051 cada instrucción constaba de 6 ó 12. Debemos decir que la máxima frecuencia de reloj se ha reducido a 12 MHz (167 ns por instrucción). Por tanto, aunque las versiones anteriores corrieran a 33 MHz, hemos conseguido una mejora por un factor de dos. Además, el hecho de reducir la frecuencia de reloj supone una disminución del consumo y EMI. Por tanto, el P89LPC900 es muy adecuado para diseños de baja potencia tales como dispositivos ali-



mentados a batería. Como media, el consumo por megahercio no es mucho menor que antes, pero podemos mejorarlo hasta seis veces. En la práctica esto significa que la frecuencia del cristal se puede reducir de forma drástica. El consumo menor que puede lograrse está alrededor de 1 µA.

El reloj

La mayoría de los controladores 80C51 existentes tienen una sencilla distribución del circuito de reloj: un cristal, un resonador o una señal de reloj externa que se conecta directamente a la CPU y también a los periféricos.

Por el contrario, el P89LPC900 tiene un mecanismo mucho más elaborado,

el cual permite al usuario determinar la fuente de reloj que va a llevar la CPU y los periféricos. Un estándar y, en el contexto de los microcontroladores, muy preciso oscilador RC interno (2,5 % en todo el rango de temperatura) en muchos casos será suficiente como fuente de reloj. Incluso una UART puede trabajar muy bien con esta precisión. En el caso de que sea necesaria una precisión mayor, el procesador ofrece la opción de medir la frecuencia en la salida de reloj y ajustarla con la ayuda de un registro llamado TRIM. Debemos notar que se ha seleccionado la frecuencia nominal de 7,3728 MHz, la cual es un valor muy adecuado para generar todas las frecuencias de reloj conocidas.

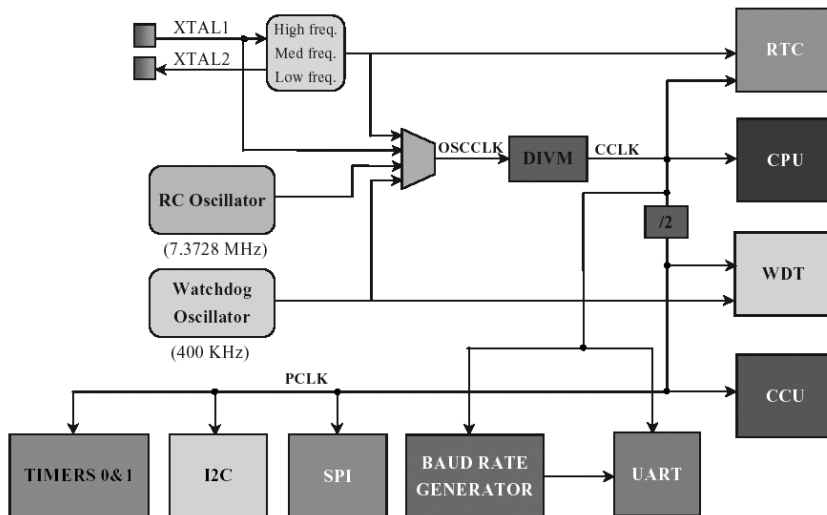


Figura 1. Vista completa de la distribución de reloj en el P89LPC900.

También es posible actuar sobre el consumo y conmutar 'ya funcionando' a otra frecuencia, cambiando el valor del prescaler. Incluso el oscilador separado para el watchdog puede servir como fuente de reloj en los momentos en los que la precisión no es importante y sí lo es el consumo de corriente. La **Figura 1** ilustra el circuito de reloj al completo.

La memoria

El P89LPC900 es un completo controlador embebido, lo cual significa que no puede direccionar memoria

externa (a menos que se haga a través de SPI o I²C).

La memoria de datos (RAM) del P89LPC900 consta de una sección que se puede direccionar de forma directa o indirecta (256 bytes) y, dependiendo del tipo, se puede complementar con una sección de datos externa. El nombre puede inducir a pensar que es externo al dispositivo, pero en el caso del P89LPC900 éste está definitivamente dentro. Las implicaciones para el código son que se requieren las intrucciones MOVX. Un modelo reciente, el P89LPC932, tiene, por ejemplo, 758 bytes, de los

cuales 256 bytes son directos/indirectos y 512 son 'externos'.

La memoria de código, basada en tecnología flash, no sólo se puede programar repetida, sino que también puede programarse 'In System' (ISP) e incluso 'In Application' (IAP). Para este propósito, Philips suministra un cargador en el arranque que puede activarse fácilmente por defecto y comunicar a través de la UART. Un cambiador de nivel RS232 es todo lo que necesitamos para descargar el código desde el PC. Esacademy proporciona todo el software necesario (Flash Magic), el cual utiliza una interface de usuario y línea de comandos muy sencilla para enviar el fichero hex al procesador.

El cargador interno, situado en la boot de arranque, consta de código a bajo nivel que se encarga de la interacción con la memoria y particularmente con un programa situado en la flash que controla las comunicaciones y la traducción del fichero hex. El programador se puede usar fácilmente a bajo nivel escribiendo directamente sobre los registros y ejecutando una llamada 'call' a una dirección específica. De esta forma, podemos escribir nuestro propio programa de arranque, el cual, por ejemplo, no comunique con la UART, sino que use otro método que escoja el programador. Este nuevo programa de arranque puede sustituir al ya existente. La **Figura 2** nos muestra cómo se realiza una llamada al IAP en la práctica.

La memoria consta de páginas de 64 bytes. Las páginas se agrupan en sectores de 1 Kb. Tanto las páginas como los sectores se pueden borrar de forma individual, con un tiempo de borrado de sólo 2 ms. También debemos notar que cuando programamos la memoria flash no son necesarias tensiones adicionales. En el segundo artículo trataremos el tema de la programación de memoria flash con más profundidad. Puede que no sea necesario mencionar esto, pero la memoria de código también puede programarse con un programador paralelo.

Además de las usuales memorias de código y datos, el P89LPC900 también tiene una memoria EEPROM (64 a 512 bytes). A la EEPROM se accede a través de un número de registros (puntero, datos y estatus), por lo que no es necesario escribir un código de comunicaciones específico, tal y como se requiere para algunos controladores cuando se accede a la EEPROM a través del bus I²C.

El P89LPC900 tiene algunas posiciones de memoria especiales: el vector de arranque (bootvector), el byte de estado y el byte de configuración. El bootvector determina la posición de arranque cuando el chip está programado en modo 'boot'. Este vector se programa inicialmente para apuntar al 'boot de arranque' interno. El byte de estado determina si después de cada reset se activa el código de usua-

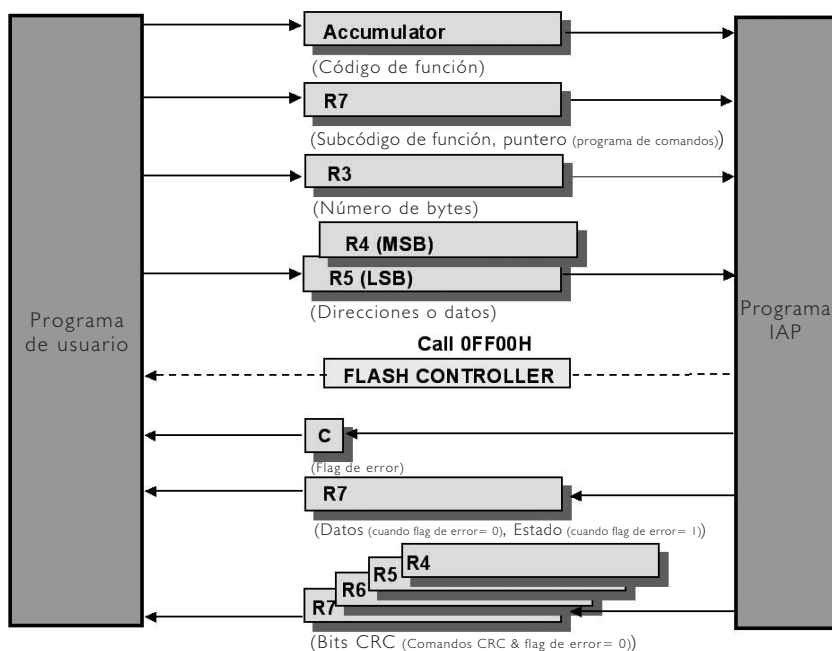


Figura 2. Aquí podemos ver cómo se ha realizado una llamada 'call' en un sistema IAP.

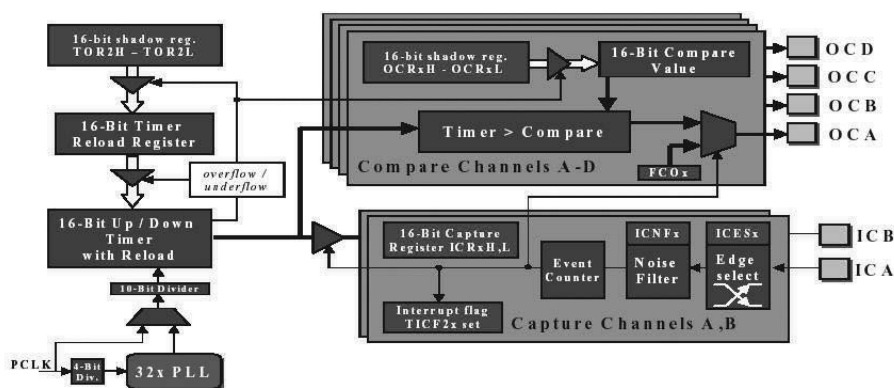


Figura 3. El usuario del P89LPC932 puede hacer uso de cuatro salidas de comparación y dos entradas de captura.

rio o el código boot. En este caso, el valor inicial es tal que el código boot se ejecutará.

El último byte en esta categoría es el byte de configuración que se usa para seleccionar la fuente de reloj deseada, la función del pin de reset y el sistema de configuración de supervisión. Las posiciones también se pueden acceder a través de ISP e IAP.

Entradas y salidas

Debido a que el P89LPC900 tiene un oscilador RC interno y un circuito de reset de alimentación, la regla básica es que el número de pines disponibles para entrada y salida sea igual al número de pines del encapsulado menos 2 para la alimentación.

En casi todos los modelos los pines de los puertos pueden programarse como entrada, drenador abierto, push-pull o cuasi-direccional. Las excepciones son los pines del bus I²C y la entrada de reset. Esas tienen una configuración diferente por su doble funcionalidad. Una vez que el procesador haya arrancado, todos los pines son puestos como entradas. Dos registros para cada puerto (PxM1 y PxM2) definen la configuración deseada. Para funciones análogas hay un tercer registro que asegura que el circuito digital está completamente desacoplado de los pines importantes.

Naturalmente, hay varios pines que tienen más de una función (para comunicaciones, entre otros) y algunos son adecuados para interrupciones. Hay un grupo de ocho pines disponibles para usarlos como interrupciones de teclado. Este mecanismo también proporciona una tabla para habilitación, que asegura que una interrupción (o un despertar) se genera sólo cuando tenga el pertinente permiso.

Además de la I/O digital, otros cinco pines tienen una función de comparador analógico. Pueden usarse dos comparadores con una referencia seleccionable (interna o externa) y

entradas conmutables para comparar señales y usar los resultados para generar una interrupción. También hay versiones con un ADC de 8 ó 10 bits.

Cuando usamos el pin de reset, debemos tener en cuenta la función alternativa que tiene este pin. Incluso cuando el pin está definido como una entrada después de conectar la alimentación, este pin también se chequea durante el reset. Si durante este evento, el pin permanece a nivel 'bajo', el procesador no arrancará de forma correcta. Al contrario que en los anteriores controladores 80C51, el P89LPC900 tiene un reset activo a nivel bajo.

Sistema de supervisión

El P89LPC900 tiene todas estas funciones dentro de un 'Sistema de Supervisión'. En el pasado habría que haber hecho un gasto adicional en componentes externos que realizaran las mismas funciones. El P89LPC900 dispone de un detector de encendido de alimentación y reset, un detector de tensión baja y un watchdog. El último, debido a su oscilador separado, también puede funcionar como un detector de fallo de oscilador.

La activación de cualquiera de esas funciones no resulta necesariamente en un reset, pero puede generar en su lugar una interrupción. Si fuese necesario, un reset de software también podría realizar esta función.

Gestión de la alimentación

Ya mencionamos anteriormente que la velocidad del procesador se puede cambiar de forma dinámica. Los cir-

cuitos que requieren menor consumo de energía disponen de la opción de poner el procesador en modo bajo consumo o dormido (Idle).

En ambos modos, la CPU estará detenida. La diferencia es que en el modo dormido, los periféricos siguen trabajando y en modo bajo consumo todo se detiene.

Las fuentes que pueden activar el procesador difieren según cada modo. En el modo Idle un temporizador puede activar el procesador, pero en el modo bajo consumo sólo un teclado externo o un comparador de interrupción puede hacerlo. Observe que un watchdog puede continuar ejecutándose en el modo bajo consumo, aunque esto incrementa algo el consumo de potencia.

Temporizadores y contadores

El P89LPC900 incorpora el conocido temporizador/contador 0 y temporizador/contador 1, los cuales son más o menos estándar en cada 80C51. La novedad es que los temporizadores tienen un modo de operación adicional que se puede usar como un PWM. Los registros THx y TLx juntos determinan la frecuencia y el ciclo de trabajo.

Hay versiones, por ejemplo la P89LPC932, que tienen un módulo de 16 bits de resolución y un PLLx32 (ver **Figura 3**). Esto proporciona al usuario cuatro salidas de comparación que permiten toda clase de formas de onda y dos entradas de captura. Este módulo se puede usar para atacar, por ejemplo, un motor de paso o controlar un puente-H. Una entrada de freno permite la opción de intervención hardware en el caso de que sea necesario detener un motor de paso, por ejemplo.

Además de los temporizadores/contadores, el P89LPC900 también posee un RTC. Esta es una forma de operar en tiempos muertos, sin sacrificar otro temporizador. La **Figura 4** nos muestra esta operación.

Comunicaciones

El P89LPC900 ha adquirido un rango de nuevas características en el área de las comunicaciones. Una de estas características más destacable es la presencia de un generador de veloci-

dad de transmisión para la UART. Antes era necesario sacrificar un temporizador para este fin, lo cual limitaba el uso de este temporizador así como la frecuencia a la que tenía que funcionar.

La UART también tiene un mecanismo de detección de 'break', lo que posibilita, por ejemplo, activar la boot de arranque de una forma muy simple. El usuario puede ahora programar el procesador sin ningún esfuerzo software. El software de Flash-Magic da facilidades para hacerlo.

La interface I2C cumple con el estándar de 400 KHz y está implementado en un ancho de 1 byte, lo cual simplifica enormemente el código para los distintos modos de I2C, haciéndolo menos crítico. Una máquina de estados puede hacer uso de los códigos que son devueltos por el hardware I2C. Ésta es una forma fácil de determinar el progreso de la transferencia I2C y decidir el siguiente paso que se debe dar. Philips proporciona una descripción detallada en el manual de usuario de los estados, junto con el modo (Maestro transmite/recibe, Esclavo transmite/recibe). A propósito, la interface I2C es compatible con dispositivos tales como el P8xC554.

No debemos olvidar tampoco la interface SPI. Las comunicaciones a 3 Mbits son posibles entre un gran rango de dispositivos SPI. Esta interface se debe configurar para trabajar como master o esclava.

Interrupciones

Pueden utilizarse un gran número de interrupciones (15 en el P89LPC932) para facilitar la operación del programa. Las interrupciones tienen, por defecto, una prioridad predeterminada, pero se pueden dividir en cuatro niveles diferentes. Las interrupciones se pueden activar o desactivar de forma individual además de globalmente.

Herramientas de desarrollo

Debido a que el P89LPC900 también tiene un corazón 80C51, se puede usar un ensamblador o compilador de esta familia para generar software. La única cosa que ha cambiado es que

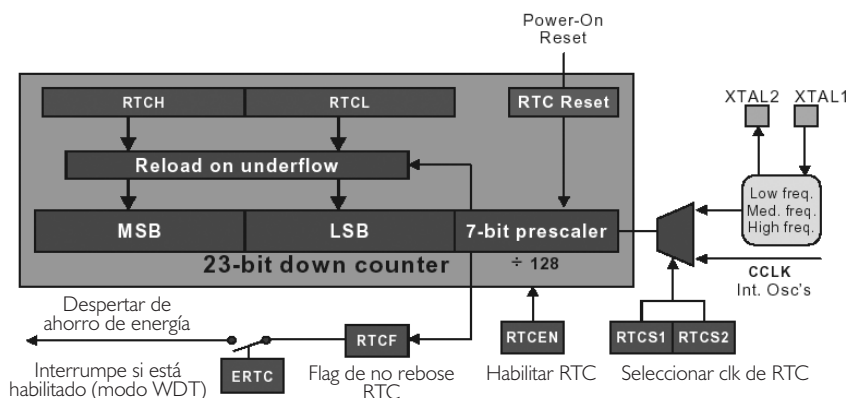


Figura 4. El periférico estándar RTC permite controlar los tiempos de parada.

requiere un fichero de registro. Esto puede ser parte de un paquete ensamblador/compilador o, alternativamente, podemos escribirlo nosotros mismos.

Cuando estemos leyendo este artículo en Elektor, ya estará disponible 'Code-Architect' en la página web de Esacademy. Esta herramienta puede generar código online para varios periféricos, sin tener que consultar las hojas de características. El código se puede procesar después en un compilador C.

Aunque toda la familia P89LPC900 está disponible con memoria flash y el código puede reprogramarse fácilmente, tener un emulador incorporado en el propio sistema puede reducir drásticamente el tiempo de desarrollo y hacemos la vida mucho más fácil. Hay un número de fabricantes que ofrecen emuladores para esos controladores (Philips, ESS y Keil). Debemos destacar este último por su bajo coste, unos 200 €, y porque incluye un compilador C con un límite de 4 K. Todas esas herramientas tienen una conexión USB, por lo que no será necesaria una tensión de alimentación externa.

Los aficionados que no quieran gastar mucho dinero pueden esperar al diseño que describiremos en la segunda parte de este artículo, que proporciona una solución alternativa.

La familia

El número de elementos de la familia P89LPC900 está creciendo mucho. La última incorporación ha sido uno de 28 pines, aunque ya hay dispositivos grandes, e incluso se pueden

encontrar dispositivos con periféricos poco usuales tales como CAN y USB.

Debemos destacar las versiones de 8 pines. Existen varios dispositivos con este encapsulado, diferentes características y distintas combinaciones de periféricos.

Philips ha introducido un rango de productos en el mercado que tienen la misma funcionalidad y son compatibles con los pines, por ejemplo, el popular P87LPC76x, que sólo está disponible en versiones OTP.

Hay varios encapsulados diferentes del P89LPC900, pero haremos especial énfasis en los encapsulados menores tales como el TSSOP (sólo 9,8 x 6,6 mm para la versión 28 pines). A esta miniaturización contribuye la tecnología de programación en circuito. Afortunadamente hay opciones de encapsulado más prácticas para trabajos experimentales. En el proyecto que se describe en la segunda parte, usaremos la versión PLCC28.

(030161-1)

Páginas web de interés:

www.philipsmcu.com

Controladores Philips 80C51 e información adicional tal como notas de aplicación y entrada al forum.

www.esacademy.com

Herramientas para el 80C51 tales como Flash-Magic y Code-Architect.

www.altium.com

Compilador C. Se puede descargar software demo limitado a 2 K de código.

www.keil.com

Compilador C. Puede descargarse software demo limitado a 2 K de código.

www.pds51.com

Herramientas hardware para el 80C51.

Central de medida de precisión (III)

Flash para todos los propósitos

Por J. Wickenhäuser

www.wickenhaeuser.com

Si hacemos un amplio estudio de las hojas de características de la familia de microcontroladores MSC1210, comprobaremos que se nos abre todo un mundo de posibilidades. En este artículo aprenderemos a hacer un buen uso de la memoria Flash de 32 Kb contenida en el MSC121x.

En un primer vistazo a los miembros de la familia MSC121x parece que tienen la misma arquitectura de memoria que el 8051: hasta 64 Kb de espacio para código (memoria de programa) e idéntica cantidad de datos (RAM) que puede direccionar el procesador. De acuerdo con la llamada arquitectura Harvard, hay zonas para código y para datos (**Figura 1**).

Si profundizamos un poco apreciaremos que pueden hacerse varios solapes en el MSC121x. Incluso si fuese necesario, dichas opciones permitirían que la memoria RAM interna de 1 Kb se pudiera mapear en la memoria de programa o en la de datos. En este artículo mostraremos que la zona de memoria Flash puede configurarse para que cumpla nuestros requisitos.

Partición de Flash

El fabricante del micro (Texas Instruments) denomina 'Flash particionada' a esta forma de trabajar. Esencialmente esto significa que durante la descarga del código podemos decidir cuánta memoria Flash queremos colocar en la memoria de programa y cuánta en la de datos. Dependiendo del controlador, pueden elegirse hasta siete opciones diferentes (**Figura 2**).

En la práctica, la división tiene que configurarse cuando escribimos el código fuente, es decir, en la propia etapa de desarrollo del programa.

Si reparamos en los demás procesadores del mercado, es difícil que podamos encontrar alguno que tenga esta característica. La colocación para programa o para memoria de datos asegura el acceso a una dirección equi-

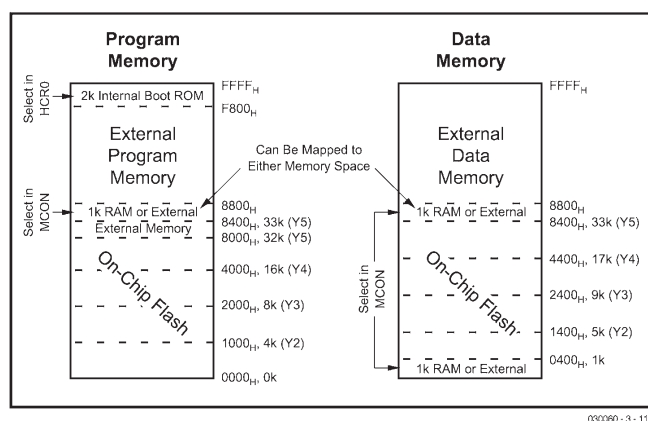


Figura 1. Arquitectura de memoria.

vocada en el rango de datos (como si se tratara de un 'erase' inesperado) que no puede afectar al programa ejecutable, lo cual obviamente es un beneficio cuando hablamos de la seguridad y fiabilidad del programa. Más aún, los bloques de datos están en direcciones fijas (**Figura 3**), que pueden gestionarse por software.

Por supuesto, puede permitirse el acceso escrito a la zona de código, como por ejemplo, en los sistemas que requieren software transportable en la aplicación (IAP). Un ejemplo práctico es la Central de Medida de Precisión (Medidor Elektor), en la que la operación de descarga sólo requiere unos pocos componentes, dos jumpers y una interface RS232 completa.

Tal y como imaginamos, nuestro equipo puede necesitar nuevo firmware y no hay otra conexión para cargarlo que no sea RS485, Ethernet o infrarrojos (en tales casos pondremos los jumpers). Es precisamente en estos supuestos donde IAP es la opción perfecta.

La memoria Flash comprende 256 sectores de 128 bytes cada uno. De acuerdo a las hojas de características, es capaz de soportar hasta un millón de operaciones de escritura o borrado por celda de memoria (el número u operaciones de lectura es indefinido), y no precisa más acciones para leer la memoria Flash. El código siempre comienza en la dirección \$0000 y los datos en \$0400 (de acuerdo a la **Figura 3**, la memoria RAM adicional

HCR0	MSC1210Y2		MSC1210Y3		MSC1210Y4		MSC1210Y5	
DFSEL	PM	DM	PM	DM	PM	DM	PM	DM
000	0kB	4kB	0kB	8kB	—	—	—	—
001	0kB	4kB	0kB	8kB	—	—	0kB	32kB
010	0kB	4kB	0kB	8kB	0kB	16kB	16kB	16kB
011	0kB	4kB	0kB	8kB	8kB	8kB	24kB	8kB
100	0kB	4kB	4kB	4kB	12kB	4kB	28kB	4kB
101	2kB	2kB	6kB	2kB	14kB	2kB	30kB	2kB
110	3kB	1kB	7kB	1kB	15kB	1kB	31kB	1kB
111 (default)	4kB	0kB	8kB	0kB	16kB	0kB	32kB	0kB

NOTE: When a 0kB program memory configuration is selected program execution is external. "—" is reserved.

030060 - 3 - 12

Figura 2. Tamaño probable de las particiones Flash.

HCR0	MSC1210Y2		MSC1210Y3		MSC1210Y4		MSC1210Y5	
DFSEL	PM	DM	PM	DM	PM	DM	PM	DM
000 (reserved)	—	—	—	—	—	—	—	—
001	0000	0400-13FF	0000	0400-23FF	0000	0400-43FF	0000	0400-83FF
010	0000	0400-13FF	0000	0400-23FF	0000	0400-43FF	0000-3FFF	0400-43FF
011	0000	0400-13FF	0000	0400-23FF	0000-1FFF	0400-23FF	0000-5FFF	0400-23FF
100	0000	0400-13FF	0000-0FFF	0400-13FF	0000-2FFF	0400-13FF	0000-6FFF	0400-13FF
101	0000-07FF	0400-0BFF	0000-17FF	0400-0BFF	0000-37FF	0400-0BFF	0000-77FF	0400-0BFF
110	0000-0BFF	0400-07FF	0000-1BFF	0400-07FF	0000-3BFF	0400-07FF	0000-7BFF	0400-07FF
111 (default)	0000-0FFF	0000	0000-1FFF	0000	0000-3FFF	0000	0000-7FFF	0000

NOTE: Program memory accesses above the highest listed address will access external program memory.

030060 - 3 - 13

Figura 3. Rangos de las particiones Flash.

está localizada entre \$0000 y \$03FF de la zona de memoria de datos).

Escritura en la memoria Flash

Para escribir en la memoria Flash necesitamos conocer algunos pequeños trucos. La ROM interna de arran-

que (Boot) de 2 Kb que se muestra en la **Figura 1** contiene un número útil de rutinas, incluyendo una que da acceso software a la memoria Flash. Un fichero llamado ROM1210.H, que viene con el compilador uC/51 es la clave de este acceso.

Desde un punto de vista técnico, es esencial entender la diferencia entre los dos tipos de memoria Flash

y EEPROM. En una EEPROM cada celda de memoria es direccionable de forma individual, mientras que en una memoria Flash sólo pueden borrarse sectores completos, por otro lado en todas las direcciones se leerá \$FF (por ejemplo, todos los bits a 1) y la escritura está limitada a ceros '0'. Uno de los programas demo originales de Texas Instruments simula una EEPROM que copia el sector relevante en RAM, borra el sector, inserta el nuevo valor en RAM y después copia de nuevo la RAM completa en el sector borrado.

El registro HCR0 sirve para colocar la parte Flash. Este registro sólo se puede escribir durante la descarga oficial, cuando se mapea en la dirección \$807 de la zona de código de programa. Normalmente hay dos registros de configuración, HCR0 y HCR1, pero el último no es necesario para la operación anterior.

Los ficheros en código fuente permiten una gran sencillez, empleando el compilador uC/51, en el uso de configuraciones hardware, como los registros HCR o la reserva de memoria dentro del rango de código (desde \$100).

El valor S9E para HCR0 reserva 1 Kb de Flash de datos y permite un acceso ilimitado al código y a los datos Flash. Es esencial configurar los registros temporales del MSC121x a los valores correctos (dependiendo de la frecuencia del cristal de cuarzo). Si la velocidad, en baudios, que puede conseguirse es buena, veremos resultados.

Usaremos la utilidad Umshell, como ya hemos hecho con anterioridad, para cargar el programa en la placa MC1210 mediante 'run' (**Figura 4**). Cada carácter que escribamos se copiará en las dos memorias, las cuales son, por tanto, visualizadas (con diferentes aspectos). Debemos tener en cuenta que si excedemos los 40 caracteres corremos el riesgo de desbordar el programa, ya que el rango de reserva sólo permite 40 bytes.

Los ficheros de código fuente completos se encuentran en el compilador uC/51 a partir de la versión V1.10.10 en la dirección de Internet indicada. Desde esta versión, los ficheros HEX están comprimidos para ser descargados en la Flash.

(030060-3)

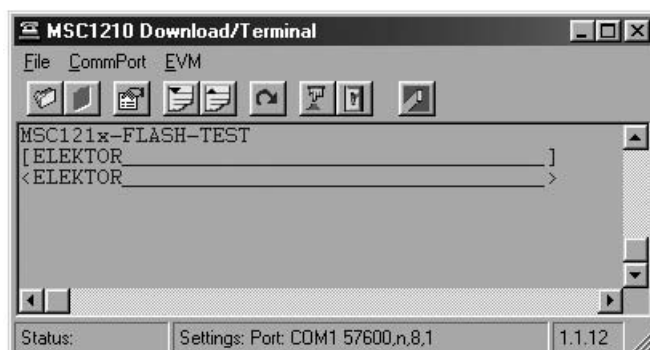


Figura 4. Prueba de la Flash con el programa UmShell.

Enlaces Internet

<http://www.wickenhaeuser.de>

Aquí encontraremos la última versión del compilador uC/51, drivers y demos.

www.lmphotronics.com/forum/forumdisplay.php?fid=68

Un nuevo forum para los usuarios del compilador uC/51.

Batería supercap

Energía desde un GoldCap

Por B. Kainka

Los condensadores GoldCap ofrecen una interesante alternativa como fuente de energía, cuando se compara con la convencional o incluso con baterías recargables. Pueden cargarse muy rápidamente e incluso soportan un pico de corriente de salida elevado. Sin embargo, la tensión que alcanzan es bastante baja, por lo que será necesario un poco de electrónica para alcanzar una tensión de salida más útil.

Las baterías de 9 V tipo PP3 (6F22) se utilizan a menudo en pequeños equipos portátiles que requieren muy poca corriente y sólo pueden usarse de forma intermitente. Bajo esas condiciones es frecuente que la batería esté gastada cuando necesitamos usar el equipo con urgencia.

Las pilas recargables de NiCd no son una buena elección en estas aplicaciones, porque sus características de descarga son mucho peores que las pilas secas y a menudo no cargan después de llevar largo tiempo almacenadas.

Los condensadores ofrecen una interesante alternativa de almacenamiento de energía ya que pueden cargarse muy rápidamente y retener su carga durante años. Los SuperCaps son pequeños condensadores que ofrecen una enorme capacidad de almacenamiento, la cual se mide en faradios en lugar de los habituales microfaradios (μF). La tensión máxima de alimentación es 2,3 V, lo que significa que necesitamos algún tipo de multiplicador para incrementar la tensión hasta los 9 V. Usando un condensador SuperCap de 10 F/ 2,3 V como el especificado aquí, el circuito completo puede introducirse en una caja del mismo tamaño que una pila PP3.

Comparando las pilas recargables con un condensador, éste puede manejar picos de corriente muy altos, tanto para carga como para descarga, y tiene una característica de descarga muy lenta (mantiene la carga). Un condensador es un medio de almacenamiento ideal, tal y como ha quedado demostrado en su uso universal en los flashes de las cámaras. No hay batería (seca o recargable) de tamaño equivalente que pueda entregar tanta energía en tan corto espacio de tiempo. También hay muy pocas pérdidas en los ciclos de carga y descarga.

A continuación vamos a ver sus inconvenientes. A diferencia de una batería, un condensador tiene una fórmula muy simple que relaciona su tensión con la carga almacenada, de forma que cuando la carga se retira, la tensión de salida cae. A este respecto, una batería recargable es más fácil de usar, ya que mantiene su tensión de salida de forma relativamente constante en el ciclo de descarga y la carga sólo se aplica cuando la tensión de salida cae más bruscamente. Por lo tanto, un condensador necesitará algún tipo de circuito regulador de tensión antes de que pueda actuar como una batería.

El regulador conmutado

El circuito mostrado en la **Figura 1** usa un pequeño SuperCap con una capacidad de 10 F (que son 10.000.000 μF) y una tensión máxima de operación de 2,3 V. Se usa un regulador de tensión conmutado para elevar la tensión del condensador a 9 V. En el circuito se ha instalado un pequeño interruptor o jumper para asegurar que el condensador retenga su carga todo el tiempo.

Hemos empleado un regulador de tensión LM317T (IC1) en la entrada para asegurar que el condensador se pueda recargar desde un amplio rango de tensiones de entrada, protegiendo el condensador contra sobretensión. Este inte-



grado tiene en su interior una protección contra sobrecorriente y sobretensión. El circuito puede cargarse desde un adaptador de red donde la resistencia interna del adaptador limitará la corriente de carga. Con una corriente de entrada de 1 A, el condensador quedará cargado en 20 segundos.

El resto del circuito lo forma un regulador conmutado que tiene una pequeña bobina con ferrita o choque (L1). El choque de 470 μH consta de unas 20 vueltas de hilo de cobre esmaltado que rodea a la ferrita. La resistencia del bobinado debería ser menor de 1 Ω . Los dos extremos de la bobina se sueldan a los pines del cuerpo del choque. La **Figura 2** muestra al detalle el aspecto de la bobina alrededor de la ferrita que sirve para proporcionar la realimentación necesaria al oscilador (todas las vueltas se harán en la misma dirección). También se puede sustituir el choque por un bobinado de 40 vueltas de hilo de cobre (0,5 mm de diámetro o 24/26 AWG) sobre un núcleo. Si elegimos esta opción, el choque se habrá convertido en un pequeño trans-

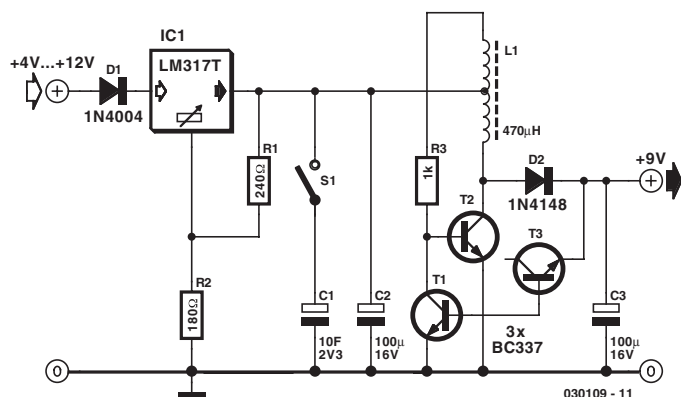


Figura 1. Esquema del circuito del GoldCap recargable.

formador. De esta forma habremos conseguido hacer más fiable la operación del oscilador con una tensión de entrada de tan sólo 0,5 V.

La tensión de salida se regula para proporcionar aproximadamente unos 9 V. El transistor T3 utiliza su unión base/emisor para actuar como un diodo zéner, proporcionando una tensión de referencia para regular la salida. La tensión zéner de un pequeño transistor de señal NPN está alrededor de 8 V en esta configuración (podemos sustituir el transistor T3 por un diodo zéner de 8 V). El circuito produce una salida de 8,5 V con una tensión de entrada de 2,3 V mientras que la salida cae a 8,4 V.

Dos de los criterios más importantes para cualquier regulador conmutado son su capacidad de corriente de salida y su eficiencia. Para la comprobación se usa una resistencia de carga de 1 K. El circuito entrega 50 mA con una tensión de entrada de 2,3 V dando una potencia total teórica de 115 mW. La tensión de salida de 8,5 V es la misma que la tensión de salida sin carga. La corriente en la carga es 8,5 mA de donde resulta una potencia de salida de 72,3 mW, lo que nos da una eficiencia del 63 %.

La corriente de salida es aproximadamente 1 mA, con una resistencia de carga de 8,2 K. La tensión de salida

permanece constante hasta que la tensión del SuperCap cae a 1 V; en este valor el condensador nos habrá suministrado hasta el 80 % de su energía almacenada. Cuando la tensión continua cae, la salida también baja en 0,6 V, con una tensión de salida de 4,8 V.

Como cualquier otro regulador conmutado, la corriente de entrada se incrementa tanto que la tensión de entrada cae. Este tipo de regulador es más eficiente que un regulador estándar, por lo que menores cargas dan lugar a un consumo de potencia menor. Bajo condiciones sin carga, el convertidor consume hasta 2 mA con una tensión de entrada de 2,3 V. Ligeramente cargado, el circuito funcionará hasta tres horas antes de que sea necesario recargarlo de nuevo.

El SuperCap usado en este circuito está fabricado por la compañía Coreana NuinTEK y tiene un encapsulado de 10 mm de diámetro por 30 mm. El distribuidor Farnell también tiene un SuperCap similar fabricado por Panasonic. Este último es un poco mayor y tiene un diámetro de cuerpo de 18 mm, por lo que no se puede colocar en un formato PP3. Como alternativa hay SuperCaps de 10 F que alcanzan 2,5 V, aunque su tamaño también es mayor que el del condensador NuinTEK.

(030109-1)



Figura 2. Detalle de la bobina L1.

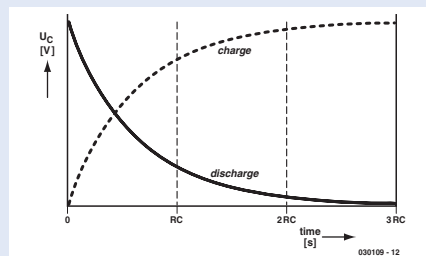
Medida de la capacidad

La mayoría de los medidores de capacidad (capacímetros) no disponen de escala para la medida de condensadores de 1 F o más. Por tanto, ¿qué podemos hacer cuando queremos medir la capacidad de un SuperCap o un GoldCap? La respuesta no es muy difícil, necesitamos un temporizador (un reloj servirá), un voltímetro y una resistencia de carga.

La tensión almacenada en el condensador no cae linealmente cuando se conecta a una resistencia constante, sino exponencialmente. La curva se hace plana con el tiempo porque la tensión cae al disminuir la corriente en la carga, haciendo que la carga sea cada vez menor en el condensador. En teoría nunca estará completamente descargado, con el tiempo, la curva de descarga va disminuyendo, pero realmente nunca alcanza los cero voltios.

Este sencillo circuito condensador/resistencia tiene una constante de tiempo $t = RC$, donde t se da en segundos, R en ohmios y C en faradios. Después de cada constante de tiempo, la tensión de salida cae un 37% de su valor inicial y en la práctica cae dentro del 1% de su valor final después de 5 constantes de tiempo.

Un SuperCap de 10 F junto con una resistencia de 100 Ω tiene una constante de tiempo de $t = 100 \Omega \times 10 F = 1.000 s$ (16 minutos y 40 segundos). Al disponer de esta información, podemos realizar la medida. Comenzando con el condensador cargado a 2 V, podemos obtener el valor de la capacidad midiendo el tiempo que tarda la tensión en caer el 37% (el 37% de 2 V es igual a 0,74 V, por lo que la tensión en el condensador será 1,26 V después de una constante de tiempo) en la fórmula $C = t/R$, lo que nos dará el valor de C . En nuestra prueba tardó 1.200 s, en llegar a 1,26 V, por lo que la capacidad medida es de 12 F.



No debemos disminuir mucho el valor de la resistencia de carga para reducir el tiempo de prueba, pues podríamos quemarnos los dedos (literalmente). Los SuperCap pueden producir picos de corriente de alrededor de 6 A, lo cual supone mucha potencia (calorífica) disipada en pequeñas resistencias de carga. El condensador no es un dispositivo perfecto y como todos los condensadores tienen una cierta resistencia serie interna. Cuanto menor sea el valor de resistencia de carga mayor será el efecto de la disipación de esta resistencia interna.

Motores de paso operados en continua

Con rotación unidireccional y baja velocidad

Por A. Schilp

Este circuito ha sido diseñado específicamente para permitir que un pequeño motor de paso rote en una dirección a muy baja velocidad. Su principal aplicación está en el área del modelismo.

Un circuito como el descrito aquí es muy útil cuando se requiere poca energía y bajas velocidades, para lo cual no es deseable una caja de cambios.

Algunas aplicaciones que podemos considerar aquí son para hacer girar unas 30 veces por minuto una antena de radar en un barco de modelismo, o las aspas de un molino en una maqueta de ferrocarril, la cual no gira a más de 20 revoluciones por minuto.

El circuito de excitación que describiremos proporciona una velocidad de unas 5 a 100 rpm y, por lo tanto, es ideal para este tipo de aplicaciones.

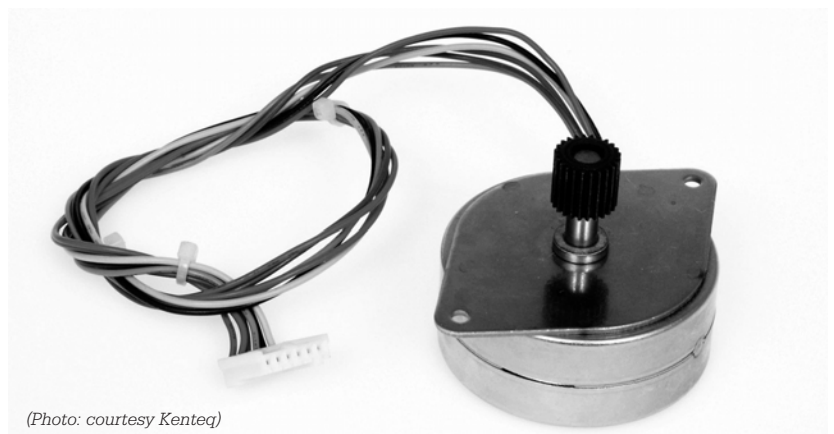
Tamaño del paso

En la práctica, los motores de paso son inadecuados para aplicaciones de giros, y se usan para posicionarse. Un motor de paso realmente no rota en su movimiento normal, sino que da un pequeño paso.

Tenemos que tener en cuenta la especificación de la tensión a aplicar a los bobinados y el número de grados por paso. Cuando el ángulo del paso es mayor de 1,8 grados, esto es, menos de 200 pasos por revolución, los pasos individuales casi siempre se pueden distinguir, y con este circuito no se puede realizar un movimiento lento. Podemos obtener mejores resultados con un motor de paso con un ángulo de 0,9 grados, esto es, 400 pasos por revolución. En la práctica, los motores con mayor número de pasos por revolución son raros.

Esquema

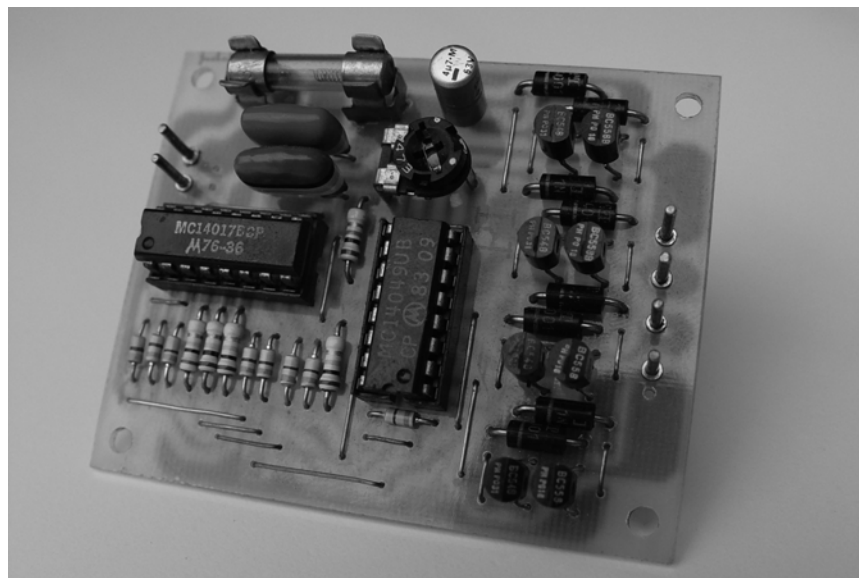
Tal y como se puede ver en el esquema que se muestra en la **Figura 1**, el circuito completo



(Photo: courtesy Kenteq)

del driver consta de poco más de dos circuitos integrados y ocho transistores. No hay ninguna parte difícil, todas ellas están formadas por componentes estándares.

La velocidad de rotación del motor de paso se determina por la posición de P1, el cual ajusta la frecuencia del generador de reloj de IC1d, UC1e, R5, P1 y C3. El valor de C3 se puede cambiar de



forma adecuada, pero por encima de 100 revoluciones por minuto, la mayoría de los motores no funcionan correctamente. No hay velocidad mínima.

El pulso de reloj se lleva a la entrada de reloj (pin 13) de IC2. Este circuito integrado es un contador de décadas del tipo 4017, el cual ha sido configurado de manera que en cada pulso de reloj, una de las salidas de Q0 (pin 3) a Q7 (pin 6) va a nivel alto sucesivamente. Una vez que Q7 se pone a nivel alto, el contador se resetea y el ciclo se repite. En la **Figura 2** se muestra la Tabla de verdad que ilustra el funcionamiento.

Desde R1 a R4 y D9 a D16 forman una matriz que convierte la secuencia de ocho estados del contador, para excitar las señales del bobinado en los terminales A, B, C y D. En la tabla de verdad se indican las tensiones en los terminales de los bobinados, además de las tensiones resultantes en U_{AB} y U_{CD} .

Los drivers que atacan a cada uno de los bobinados A, B, C y D están formados por los transistores T1 a T8, los diodos D1 a D8 y las puertas IC1a a IC1d. Los extremos finales de los bobinados están conectados a alimentación y masa, dependiendo del nivel lógico de la entrada del inversor. Es evidente que la tensión en ambos bobinados es igual a cero cuando ambos extremos están conectados a la misma tensión de alimentación.

Notas

Muchos motores de paso tienen bobinados con una toma central. Esta conexión debemos dejarla en abierto porque no se usa con este circuito excitador bipolar. Las implementaciones sin toma central se reconocen porque en ellas los motores sólo tienen cuatro cables de conexión, sin embargo, los diseños con toma central tienen cinco o seis cables. Observe que los motores con cinco cables no son adecuados para esta aplicación, ya que las tomas centrales tienen que conectarse internamente.

El circuito que describimos aquí está diseñado para un pequeño motor de paso con una tensión de alimentación muy baja. Para un motor mayor y con una tensión de alimentación también superior, los drivers con transistores, T1 a T8, tendrían que entregar más corriente. Por su parte el fusible F1 limita la corriente que circula a través de los transistores y diodos. Si los drivers tuviesen que trabajar con

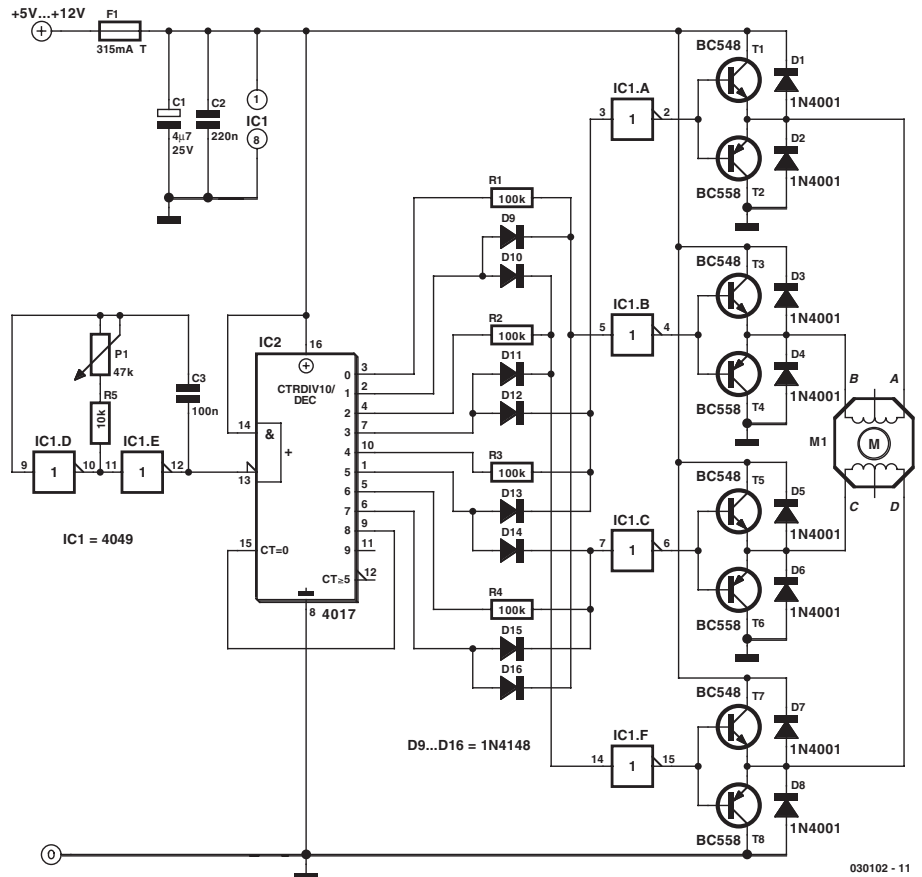


Figura 1. El circuito driver consta de muy pocos componentes.

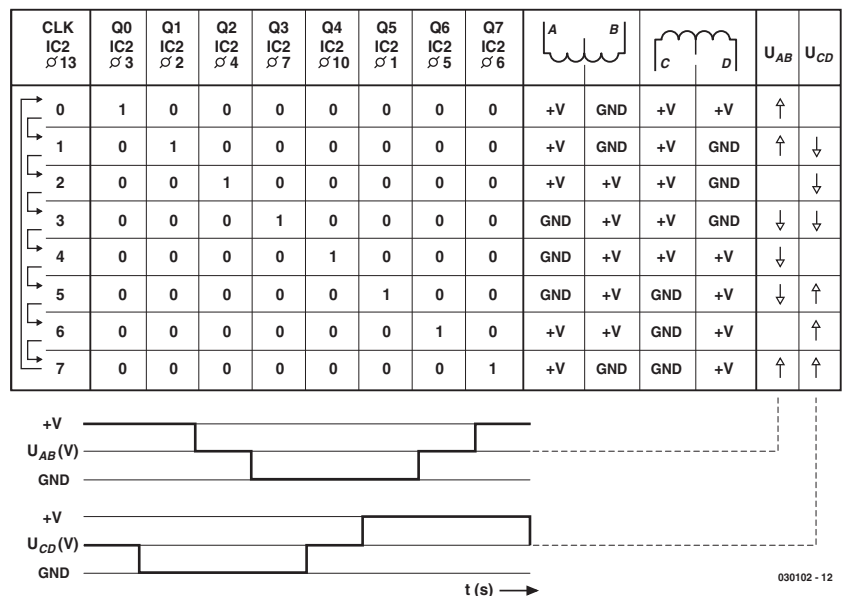


Figura 2. Esta tabla de verdad ilustra la operación del driver del motor de paso.

corrientes más elevadas, sería aconsejable sustituir los transistores T1, T3, T5 y T7 por el transistor tipo Darlington BD677 y usar su complementario, el BD678, para sustituir T2, T4, T6 y T8. Esos transistores poseen diodos de avalancha integrados, por lo que los diodos D1 a D8 podrían omitirse.

Para el montaje hemos diseñado una PCB bastante sencilla. No están disponibles los layout de la cara de pistas y componentes, pero considerando su simplicidad, el circuito podría ensamblarse fácilmente en un trozo de placa prototipo.

(030102-1)

Válvulas con Baja Tensión de Placa (II)

¡Más potencia!

Por B. Kainka

Las genuinas válvulas de potencia, como EL 84, EL 95, ECL 80, ECL 86 y, más en particular, PL 504, dan, por supuesto, mucha más potencia de salida con bajas tensiones de ánodo que los modelos de válvulas ECC 81 y ECC 82, que ya tratamos en la primera entrega de este artículo. Con la válvula PL 504 es incluso posible controlar un altavoz de baja impedancia tradicional, usando una tensión de ánodo de sólo 27 V. En esta segunda entrega también vamos a tener en cuenta algunas válvulas miniatura rusas del tipo “válvulas de batería”, que no solamente trabajan con bajas tensiones de ánodo, sino que también exigen una considerable menor potencia en los calentadores.

Si después de nuestros experimentos iniciales con las válvulas ECC 81 y ECC 82 (o sus equivalentes americanas 12AT7 y 12AU7), nuestros lectores han llegado a la conclusión de que nuestro amplificador de auricular a válvulas podría ser mejor con un poco más de potencia, es el momento de echar una ojeada a las válvulas que están diseñadas para trabajar con potencias más elevadas. Los candidatos más idóneos podrían ser las válvulas con etapas de salida, tales como EL 84 (6BQ5), EL 95 (6DL5), ECL 80 (6AB8), ECL 86 y modelos similares.

EL 95

Hemos probado la válvula EL 95, que es un pentodo, lo cual significa que tiene dos rejillas más que un



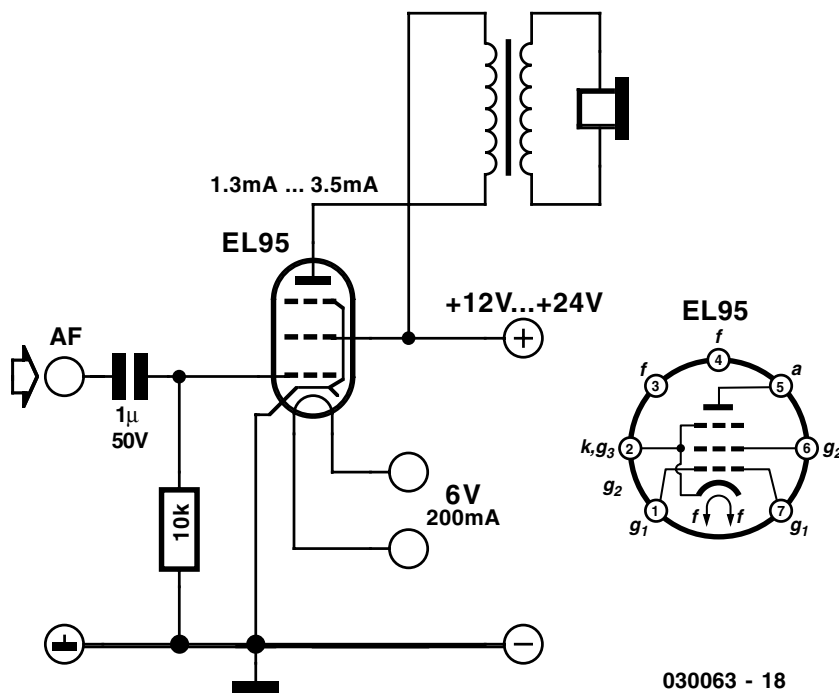


Figura 1. Amplificador que utiliza una válvula EL 95.

triodo. La rejilla 2 debe conectarse a la tensión de alimentación, mientras que la rejilla 3 debe estar conectada a masa. Los pentodos tienen una ganancia más alta y una distorsión más baja que los triodos. La válvula EL 95 se utiliza aquí con una tensión de ánodo comprendida entre + 12 y + 24 V. La **Figura 1** nos muestra la configuración del circuito para un canal y la distribución de terminales de la válvula.

La válvula EL 95 es relativamente económica y tiene un consumo en el calentador de sólo 200 mA. A pesar de esto, se obtiene una corriente de ánodo de 1,3 mA con + 12 V y de 3,5 mA con + 24 V. Utilizando un transformador adecuado se puede conseguir una potencia de salida bastante respetable. Así, podemos construir un amplificador de auricular estéreo para bajas impedancias (32 Ω) de auricular,

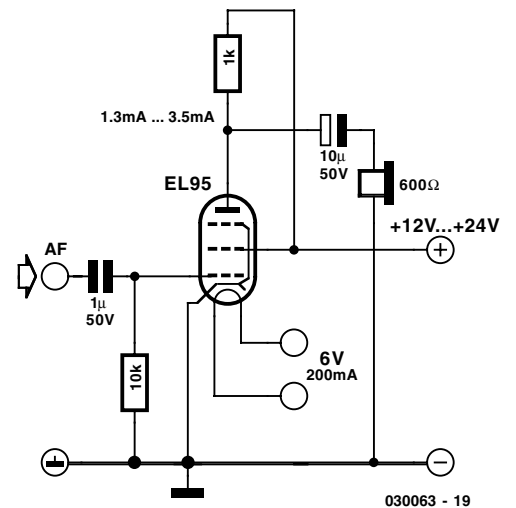


Figura 2. Amplificador de auricular sin transformador que utiliza una válvula EL 95.

que trabaje con una tensión de alimentación de + 12 V, por ejemplo, a partir de un adaptador de tensión de red tradicional. Los calentadores de las dos válvulas deben estar cableados en serie a la misma tensión de alimentación de + 12 V que se ha usado para los ánodos.

Si queremos obtener una buena calidad del sonido, entonces tendremos que utilizar el transformador más adecuado. Los transformadores de red muy pequeños tienen una alta resistencia en el bobinado y se saturan fácilmente. Si utilizamos transformadores más grandes, el problema de la saturación desaparece, pero la inductancia será también más baja y, por lo tanto, la respuesta en bajas frecuencias también será diferente. Un transformador de red sólo puede sustituir a un genuino transformador de audio en circunstancias muy limitadas: en general se debe utilizar un transformador adaptado a las necesidades del cliente, por lo que habría que realizar un bobinado para cada diseño de la etapa de salida de la válvula, lo que se traduce en un inconveniente bastante grande.

Por lo tanto, volveremos al diseño más sencillo y conectaremos los auriculares directamente al ánodo del circuito. Los experimentos han demostrado que este circuito trabaja bastante bien con unos auriculares de 600 Ω . La cuestión es si los auriculares pueden trabajar con una corriente directa de 3,5 mA, por ejemplo. Esto corresponde a una disipación estática algo inferior a 7,5 mW en el estado de reposo. El efecto térmico derivado no parece ser excesivo, ya que los auriculares están diseñados para soportar una carga de hasta 100 mW.

Una cuestión diferente es si el desplazamiento mecánico del diafragma llegará a crear distorsión. La corriente directa es, efectivamente, una tensión mecánica en el diafragma del auricular, lo cual, en principio, podría afec-

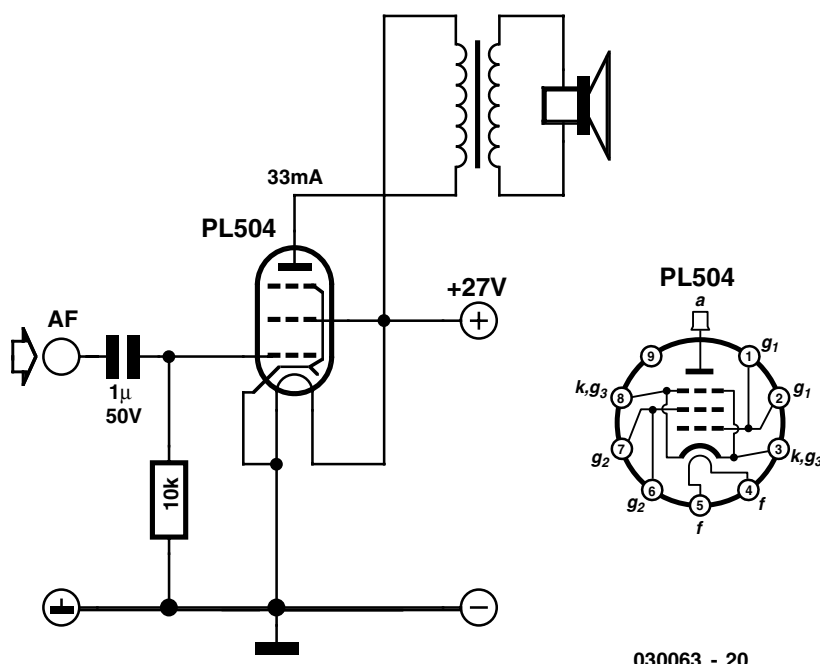


Figura 3. Amplificador de altavoz que usa una válvula PL 504.

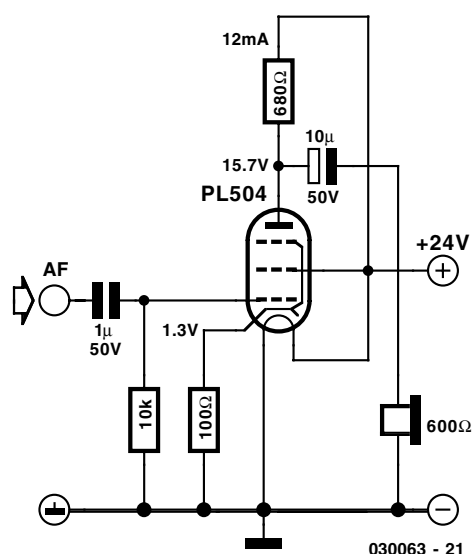


Figura 4. Etapa de salida de auricular que funciona con 24 V.

tar a la calidad del sonido. Sin embargo, en la práctica, esta desventaja apenas es perceptible y, por lo tanto, no parece demasiado descabellada la idea de construir un amplificador de auriculares sin transformadores. Si deseamos evitar tanto el uso de transformadores como el de la corriente directa en el auricular,

se puede utilizar un condensador de acoplamiento (ver **Figura 2**). En este caso, deben emplearse auriculares de alta impedancia (600 Ω). El volumen es inferior que cuando usamos un transformador de salida ideal, pero es totalmente válido para la mayoría de las aplicaciones.

Amplificadores clase A que usan una válvula PL 504

¿Podemos hacer algo más? ¿Qué pasaría si utilizásemos una válvula PL 504 en un pequeño amplificador de altavoces de clase A?

La válvula PL 504 es un modelo con un cuerpo bastante largo y con una base "Magneval", la cual fue utilizada en las etapas de salida de línea de los equipos de televisión. Su calentador requiere una corriente de 300 mA y una tensión de alimentación de + 27 V. Además, también requiere una tensión de ánodo de + 27 V. En esta aplicación, diseñada con la etapa de salida de línea, la válvula tenía que trabajar con corrientes de ánodo que sobrepasa-

ban los 500 mA y, por supuesto, esto significa que nosotros también podemos esperar unas buenas prestaciones con tensiones de alimentación inferiores.

Se realizó un experimento utilizando una tensión de + 27 V, y produjo una corriente de ánodo de 33 mA. Esto, de acuerdo con sus hojas de características, ya es bastante más que lo que la válvula EL 95 puede proporcionar con 250 V (por lo que podríamos construir un amplificador de altavoces muy útil utilizando la válvula PL 504 con una tensión de + 27 V).

Para obtener unos buenos resultados también necesitaremos un transformador con un tamaño razonablemente grande. La impedancia conectada a la válvula debe estar alrededor de los 800 Ω . El circuito fue verificado utilizando un transformador de red más grande con un primario de 230 V y un secundario de 24 V, lo quedaba una relación de vueltas de, aproximadamente, 10:1 y, por lo tanto, una relación de impedancia de 100:1. Esto nos lleva a la conclusión de que serían válidos unos altavoces de 8 Ω , ya que la válvula verá una

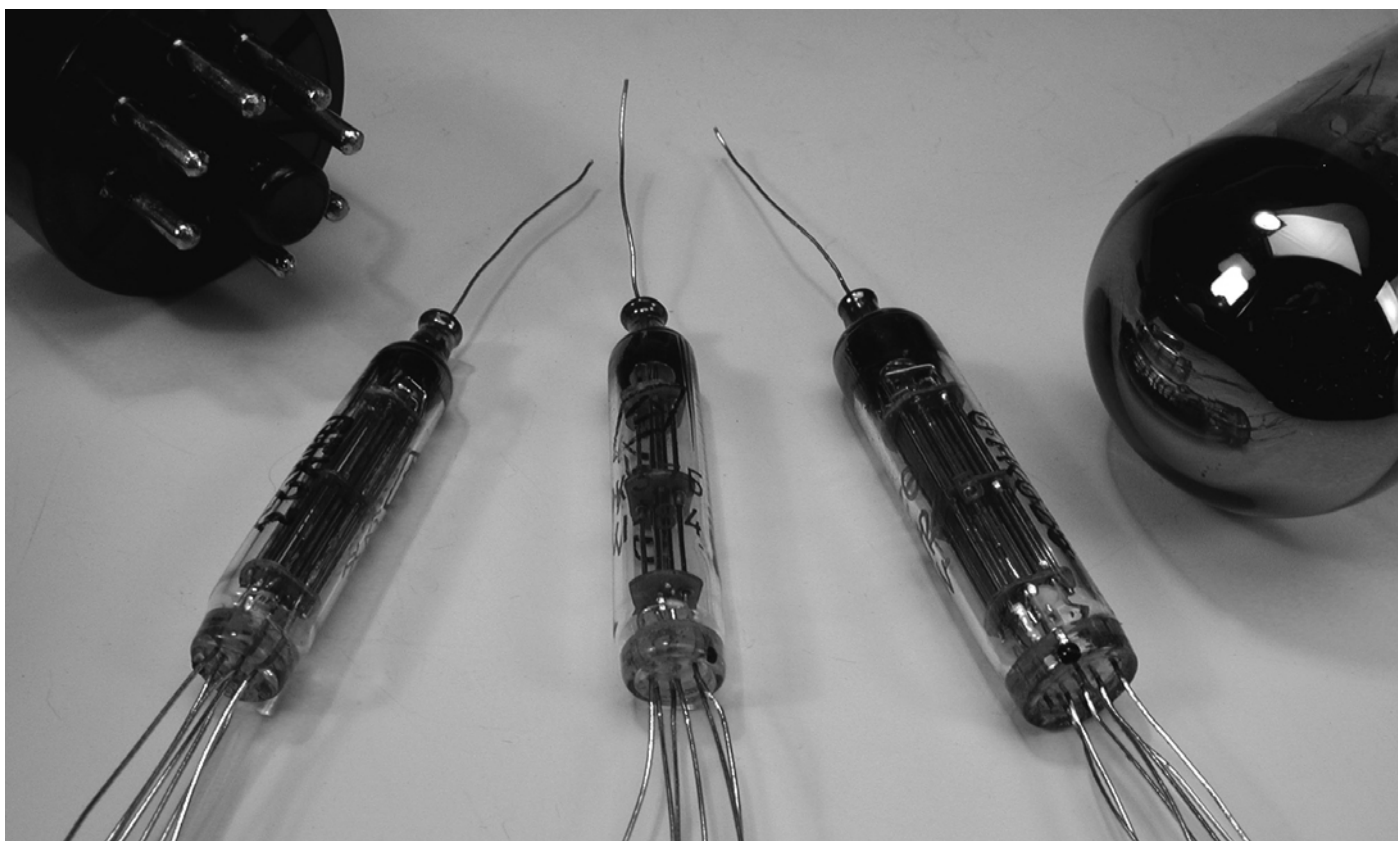


Figura 5. Las válvulas ISH 24B, ISH 29B e IP 24B.

impedancia de $800\ \Omega$ a su salida. Podemos utilizar un osciloscopio para verificar que esta válvula es la adecuada. Si, cuando el amplificador está trabajando en los límites de sus semiciclos positivos y negativos, estos son recortados más o menos en el mismo grado, podemos decir que el circuito está diseñado de la manera más óptima.

En funcionamiento, este amplificador (ver **Figura 3**) proporciona un gran volumen y un sonido agradable. La disipación de potencia del ánodo está próxima a $1\ \text{W}$, como podríamos esperar. La tensión de alimentación de $+27\ \text{V}$ es un pequeño inconveniente, por lo que realizamos un experimento utilizando una tensión de $+24\ \text{V}$. La disminución de potencia en el calentador no parece tener ningún efecto. La corriente de ánodo cae hasta los $25\ \text{mA}$ y ello no tiene prácticamente ningún efecto en el sonido.

Amplificador de auricular con válvula PL 504

Si estamos dispuestos a construir un amplificador de auriculares con la válvula PL 504 nos encontraremos que dicha válvula tiene suficiente capacidad para permitir realizar un acoplamiento RC a la salida de la

misma. Una resistencia de cátodo de $100\ \Omega$ proporciona una tensión de rejilla de $-1,3\ \text{V}$. Al mismo tiempo, la distorsión se reduce debido a la realimentación negativa. Una resistencia de $680\ \Omega$ en la conexión de ánodo permite que la señal amplificada pueda acoplarse fuera del circuito. En este circuito (ver **Figura 4**) sólo la mitad de la corriente de la señal amplificada pasa a través de los auriculares, la otra mitad pasa a través de la resistencia de ánodo. Con una corriente de ánodo de unos $12\ \text{mA}$ podemos corregir estas pérdidas.

Este amplificador de auricular se puede construir sin mayores dificultades, ya que no necesitamos encontrar un transformador de salida adecuado. El circuito tiene un sonido agradable con una gran cantidad de volumen. Si podemos encontrar dos válvulas PL 504 podemos considerarnos unas personas con suerte. La alternativa a esta válvula es la EL 504, que tiene una tensión de calentador de $6,3\ \text{V}$ a una corriente de $1,3\ \text{A}$. Éste es prácticamente el mismo valor pero con un calentador diferente.

Por supuesto, existen otros muchos pentodos de potencia sobre los que podemos diseñar circuitos muy similares.

Válvulas de baja tensión desde Rusia

Las válvulas 1SH24B, 1SH29B y 1P24B (ver **Figura 5**) son delgadas válvulas de batería de la antigua Unión Soviética. Estas válvulas están aún disponibles en grandes cantidades y se pueden obtener muy baratas. Disponen de conexiones de hilos que pueden soldarse directamente, por lo que no requieren de zócalos especiales. Una característica de estas válvulas es que el cátodo se calienta directamente: en otras palabras, el calentador es también el cátodo. Esto tiene un impacto importante en el diseño del circuito, ya que hace difícil la conexión de calentadores en serie.

La mayoría de las válvulas tienen un diseño de encapsulado concéntrico, pero éstas son algo diferentes. En el centro disponen de un delgado elemento calentador que forma el cátodo calentado directamente. En el caso de las válvulas 1SH19B y 1P24B, se dispone de dos cátodos. Todos los otros electrodos toman la forma de placas o hilos, configurados en paralelo a los cátodos. Esto hace que estas válvulas sean muy robustas y eficientes.

La válvula 1SH24B (pentodo de alta impedancia) tiene una corriente de calentador de sólo $13\ \text{mA}$ con $1,2\ \text{V}$ (una maravilla de eficiencia). Por su parte, la válvula 1SH29B (pentodos universales con $P_a = 1,2\ \text{W}$) tiene una corriente de calentador de $64\ \text{mA}$ con $1,2\ \text{V}$ de alimentación, o de $32\ \text{mA}$ con $2,4\ \text{V}$.

Los experimentos iniciales con la válvula 1SH29B han mostrado que dispone de unas propiedades muy útiles: con $U_a = U_{g2} = 40\ \text{V}$, la corriente de ánodo es de $3\ \text{mA}$ y la rejilla 1 pasa a tener la misma tensión que la del terminal negativo del calentador. La transconductancia es de, aproximadamente, $1\ \text{mA/V}$. La válvula también trabaja con tensiones más bajas, pero la corriente de ánodo y la transconductancia caen de manera abrupta. Incluso con una tensión de ánodo de $12\ \text{V}$ las características son mejores que las de la válvula ECC 81.

Aún mejor es la válvula 1P24B (pentodos de potencia con $P_a = 4\ \text{W}$). La letra "P" indica que puede trabajar con potencia y esta delgada válvula ciertamente lo hace. Necesita una corriente de calentador relativamente alta de, aproximadamente, $240\ \text{mA}$, con una tensión de $1,2\ \text{V}$, pero a cambio obtenemos unos resultados muy útiles, incluso con una tensión de ánodo de $12\ \text{V}$. Con una tensión de rejilla de $0\ \text{V}$ logramos una corriente de ánodo de $2\ \text{mA}$ y una transconductancia de $1,5\ \text{mA/V}$. Por lo tanto, podemos decir que esta válvula es particularmente adecuada para usarse en pequeños amplificadores de auriculares. La **Figura 6** nos muestra un circuito de prueba para uso con auriculares de alta impedancia.

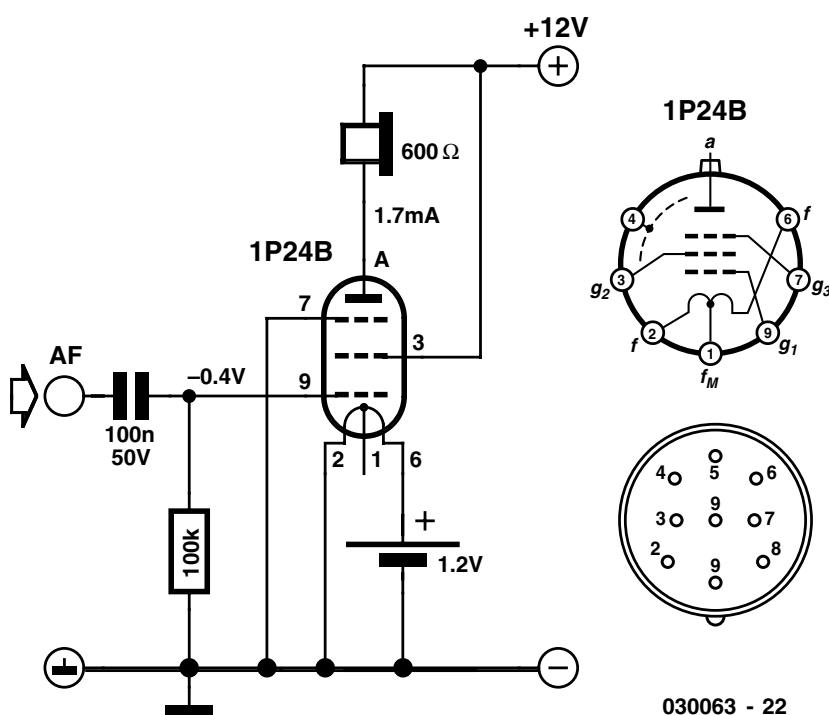


Figura 6. Amplificador de audio que utiliza una válvula IP 24B.

**Windows Server 2003.
Administración
de Sistemas**
Por Robert Williams
ISBN 84-415-1595-6
1.024 páginas
Editorial Anaya
Multimedia



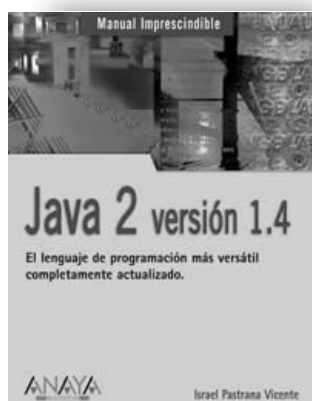
Windows Server 2003 es más bien una actualización de Windows 2000 que un nuevo sistema operativo. Esta última versión de la tecnología base de Windows NT se amplía para ser compatible con Microsoft .NET Framework y con nuevas iniciativas de seguridad. La incorporación del Directorio Activo, de un nuevo modelo de dominio, de tecnologías de autenticación avanzadas y de la consola MMC mejorada son sólo unos ejemplos de características nuevas y ampliadas del sistema operativo.

Este manual tiene como finalidad ayudarle a explotar con éxito la administración de Windows Server 2003 y la familia de Windows 2000 Server. Mucha de la información que contiene puede aplicarse también a las versiones profesionales de escritorio del software.

La Biblia de Windows Server 2003. Administración de sistemas está dirigida a administradores de sistemas y otros profesionales IT que gestionen un entorno de Windows. Con este libro adquirirá conocimientos de conceptos clave y aprenderá a desenvolverse con cuestiones comunes del soporte. No sólo saca-

rán provecho aquellos profesionales poco experimentados, sino también los experimentados, ya que encontrarán información de gran valor sobre la administración de Windows Server 2003.

Java 2 versión 1.4
Por Israel Pastrana
Vicente
ISBN 84-415-1602-2
368 páginas
Editorial Anaya
Multimedia



La tecnología Java está presente en nuestra actividad cotidiana, al navegar por Internet, al utilizar nuestros teléfonos móviles y hasta cuando vemos la televisión. Java es un lenguaje en crecimiento continuo, potente, robusto, gratuito y sencillo, por eso es ideal para los que se inician en la programación de lenguajes de alto nivel y para los programadores más expertos.

En este Manual Imprescindible se habla de la última versión de Java (1.4) e incluso se avanzan las novedades más importantes de la próxima versión (1.5). A lo largo de los distintos capítulos, de una forma entretenida, se puede pasar de conocer Java solamente por haber tenido algún pequeño contacto con el mundo de la programación, a adquirir conocimientos profesionales de Java y las aplicaciones para el mundo real que se hacen hoy en día en miles de empresas gracias a Java.

Este libro permite adquirir una base sólida en la programación de aplicaciones en Java, partiendo de una introducción al lenguaje, deteniéndose en los conceptos básicos de programación para pasar a aprender cómo diseñar, codificar y probar programas orientados a objetos con Java, sin convertirse en una referencia de las miles de clases que posee actualmente Java, centrándose en las que realmente son importantes, para ser capaces de poder trabajar en proyectos reales o profundizar los conocimientos hacia las ramas que más le interesen del completo mundo de Java.

AutoCAD 2004
Por Milton Chanes
ISBN 84-415-1601-4
448 páginas
Editorial Anaya
Multimedia



Este libro está pensado especialmente para aquellos que conociendo AutoCAD desean introducirse en el aspecto tridimensional del programa. Tras conocer las novedades de la versión 2004 y recordar algunos conceptos generales del programa, profundiza en el modelado 3D. Esta visión tridimensional se realiza de dos formas: en primer lugar, la búsqueda del modelo 3D para generar presentaciones, en segundo lugar, como medio para obtener la información técnica 2D necesaria para su correcta presentación en planos técnicos.

AutoCAD 2004 es una nueva oportunidad para conocer esta importante aplicación de diseño asistido, que llegará a convertirse en un punto de inflexión en el CAD como antes lo han conseguido versiones tan relevantes como AutoCAD 12 y 14.

Diseño Web.
Elementos de interfaz
Por Eric Eaton
ISBN 84-415-1603-0
272 páginas
Editorial Anaya
Multimedia



El valor del diseño de una interfaz comienza a ser parte de nuestra vida cotidiana. ¿Qué hace funcionar un sitio Web? No importa cómo se haya planificado, una interfaz funcional es a menudo la diferencia entre un sitio fácil de navegar y otro confuso y frustrante.

Se considera que una interfaz tiene éxito cuando la media de las personas puede interaccionar por sentido común, sobre algo que ha definido otra persona.

Este libro le introduce en los principios del diseño de una interfaz, explica sus elementos básicos y el uso de estos. Con interesantes ejemplos de sitios Web consolidados, se analiza la eficacia o ineficacia de interfaces del mundo real, a la vez que se muestra cómo realizar todas las tareas relacionadas con la planificación, estilo, presentación y especificaciones técnicas de un sitio.



DICIEMBRE 2003

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 ENVÍO

Los pedidos serán enviados por correo a la dirección indicada en el cupón de las páginas anexas. Además los lectores pueden formular pedidos por teléfono llamando al número 91 327 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 (€)

E283 DICIEMBRE 2003

Generador de Señal de RF con DDS:

- PCB, generator	020299-1	22,00
- PCB, control/supply	020299-2	23,00
- AT90S8515 8PC, programmed	020299-41	57,00

Detector de metal por inducción balanceada:

- PCB	020290-1	17,00
-------	----------	-------

E282 NOVIEMBRE 2003

Generador de imágenes ATV:

- Disk, hex and source files	020295-11	9,12
- AT90S8515-8PC, programmed	020295-41	28,37
- AT90S1200-12PC, programmed	020295-42	25,70

Interruptor remoto mediante teléfono DTMF:

- PCB	020294-1	22,00
- Disk, project software	020294-11	9,12
- PIC16F84A-20/P, programmed	020294-41	27,50

Display de Cristal Líquido con Bus I²C:

- PCB	030060-2	14,00
-------	----------	-------

PICProg 2003:

- PCB	010202-1	17,00
- Disk, Windows software	010202-11	9,12
- PIC16F874-20/P, programmed	010202-41	44,00

Central de Medida de Precisión (2):

- Ready-assembled & tested board	030060-91	68,00
----------------------------------	-----------	-------

Preamplificador a válvulas (I):

- PCB, amplifier board	020383-1	22,00
- PCB, power supply board	020383-2	21,00
- PCB, I/O board	020383-3	19,00

E281 OCTUBRE 2003

Mini Generador de Carta de Ajuste:

- Disk, PIC source code	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
- Disk, project software	030030-11	9,46

Amplificador de coche en puente cuádruple:

- PCB	034039-1	16,79
-------	----------	-------

E280 SEPTIEMBRE 2003

Adición de un destello:

- Disk, hex and source files	020293-11	9,29
- PIC12C509A-04/SM, programmed	020293-41	14,33

Programador AT90S2313:

- PCB	034036-1	17,50
-------	----------	-------

Mini display para texto en movimiento:

- Disk, source code file	020365-11	10,00
--------------------------	-----------	-------

Control Remoto de Luz con Regulador de Intensidad:

- Disk, hex and source code	020337-11	9,46
- AT89C2051-12, programmed	020337-41	12,09

E279 AGOSTO 2003

Tenis TV con AVR:

- Main PCB	030026-1	15,40
- Pushbutton PCB	030026-2	16,70
- Desk, AVR source code	030026-11	9,46
- AT90S8515, programmed	030026-41	29,43

Agenda electrónica de bolsillo:

- Desk, PC and controller software	020308-11	9,46
- AT90S2313-10PCprogrammed	020308-41	24,40

Controlador LCD de bajo coste (ii):

- PCB	020114-1	16,79
- Disk, project software	020114-11	9,46

Control de luz nocturna:

- Disk, hex and source code	020115-11	9,46
- AT90S2313-10PC, programmed	020115-41	24,89

Tarjeta de desarrollo XA Universal (II):

- PCB	010103-1	25,55
- Disk, GAL code, EPROM hex files, XADEV	010103-11	9,46
- EPROM IC8, 27C256-90, programmed	010103-21	19,36
- EPROM IC9, 27C256-90, programmed	010103-22	19,36
- GAL 16V8, programmed	010103-31	9,30

E278 JULIO 2003

Temporizador descendente:

- Disk, source and hex code	020296-11	9,40
- AT90S1200, programmed	020296-41	26,00

Grabador de audio USB:

- Disk, EPROM hex code	012013-11	9,40
- EPROM 27C512, programmed	012013-21	28,00

Amplificador Final a Válvulas (2):

- Amplifier board (one channel)	020071-1	28,40
- Power supply board	020071-2	18,80

Elektor

	Código	Precio (€)
Ampliación de líneas y ADC:		
- Disk, BASCOM-51 programs	020307-11	10,00
Dispositivo de bloqueo programable para números de teléfono:		
- PCB	020106-1	25,00
- Disk, project software	020106-11	10,00
- AT89C2051-1, programmed	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
- Disk, GAL JEDEC listing	024066-11	10,00
- GAL 16V89, programmed	024066-31	10,00
Linterna a LED:		
- Disk, project software	012019-11	10,00
- PIC12C672-04/SM, programmed	012019-41	40,00
Comprobador de Nivel de Audio:		
- PCB	020189-1	18,50
Monitorizador telefónico de bebé:		
- PCB	012016-1	20,00
- Disk, source and hex files	012016-11	10,00
- AT90S1313-10PC, programmed	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
- Disk, source code files	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
- Disk, source code files	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:		
- Disk, hex file	024107-11	9,78
- AT89C2051-12P programmed	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:		
- Disk, project software	020010-11	9,79
- 87LPC762, programmed	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, programmed	020091-21	18,94
- Set: PCB + 020091-21	020091-C	55,00
Antorcha de diodos LED		
- PCB	010130-1	26,47
Verificador DMX Portátil		
- PCB	010203-1	26,47
- Disk, source & hex code files	010203-11	11,00
- AT90S8515, programmed	010203-41	87,15
Tube Box		
- PCB	010119-1	22,00
E266 JULIO 2002		
Regulador de luz DMX:		
- PCB	010210-1	50,46
- 68HC11F1FN, programmed	010210-41	78,72
- Set: PCB + 010210-41	010210-C	124,21

	Código	Precio (€)
E265 JUNIO 2002		
Controlador de CompactFlash para Bus IDE:		
- PCB	024032-1	20,00
Interface I2C para Bloque Lego RCX:		
- Disk, project software	010089-11	11,00
Interface LPT/DMX:		
- PCB	010212-1	22,21
- Disk, source code files & program	010212-11	11,00
- AT90S8515-8PC, programmed	010212-41	89,00
Receptor de Infrarrojos Multi-estándar:		
- PCB	012018-1	18,00
- Disk, project software	012018-11	11,00
- P87LPC764BN, programmed	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
- Disk, source and hex files	010206-11	11,38
- 87LPC762, programmed	010206-41	24,34
Control Remoto de Procesos utilizando un Teléfono Móvil (2):		
- PCB	010087-1	30,81
- Disk, project software	010087-11	11,38
- GAL16V8, programmed	010087-31	11,33
Sencillo Programador para Micros AVR:		
- PCB	010055-1	30,14
- Disk, project software	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
- Disk, source code files	010008-11	14,00
- 87LPC762BN, programmed	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
- Disk, source code files	010008-11	13,44
- 87LPC762BN programmed	010008-41	23,00
Sistema de Desarrollo PICee:		
- PCB	010062-1	38,39
- Disk, example programs	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
- Disk, project software	010047-11	10,84
- 7064LC84-15, programmed	010047-31	73,21
Iluminación y caja de cambios:		
- Disk, project software	010204-11	10,86
- PIC16C57, programmed	010204-41	25,40
Interrogador maestro:		
- PCB, transmitter and receiver	010030-1	39,00
- Disk, project software	010030-11	11,00
- PIC17C44-16/P, programmed	010030-41	59,30
E261 FEBRERO 2002		
Placa microcontroladora flash para 89S8252:		
- PCB	010208-1	32,00
- Disk, project software	010208-11	11,00
Medidor de descarga/capacidad de batería:		
- PCB set	010201-1	34,03
- Disk set, project software	010201-11	19,00
- ST62T65B6, programmed	010201-41	40,00
Cerradura electrónica codificada:		
- PCB	004003-1	22,54
- Disk, project software	006001-1	11,00
- PIC16F84-04/P, programmed	006501-1	31,28
Fuente de alimentación digital para laboratorio:		
- PCB	000166-1	25,00
- Disk set, project software	000166-11	13,44
- PIC16F84A-04P, programmed 1A version	000166-41	43,00
- PIC16F84A-04P, programmed 2.5 version	000166-42	43,00
Control remoto RC5:		
- Disk, project software	000189-11	11,00
- Attiny22L-8PC, programmed	000189-41	20,00
UART USB:		
- PCB	010207-1	37,93
- Disk, project software	010207-11	18,00
- CY7C63001A, programmed	010207-41	63,02
- Set: PCB + 010207-11 + 010207-41	010207-C	86,00

Detector de metal por inducción balanceada

A la caza del tesoro de forma económica

Diseñado por Thomas Scarborough

Este diseño es indiscutiblemente el detector de metal por IB (Inducción Balanceada) más sencillo que podemos construir nosotros mismos con un puñado de componentes. El método de detección de metales IB tiene una buena profundidad de penetración y diferencia bien entre los metales férreos y no-férreos.



Los detectores de metal están disponibles comercialmente, pero su precio es a menudo prohibitivo para la gente joven y, en general, para los aficionados a buscar tesoros. Este artículo propone un detector de metal divertido de construir y con un gasto muy bajo.

Cuidadosamente construido y calibrado, detectará claramente una moneda de latón diminuta de 15 mm de diámetro a 70 mm en el aire, o una moneda de 25 mm a 120 mm. Por

supuesto, la capacidad para localizar las monedas enterradas bajo tierra depende de las condiciones de la misma, siendo la arena seca la más favorable y la arcilla la menos favorable.

La electrónica

La electrónica que necesitaremos para construir este proyecto es rela-

tivamente sencilla, y se basa en componentes bastante comunes (algunos de los cuales están disponibles en su tienda habitual de electrónica).

La electrónica (**Figura 1**) consiste en un transmisor de pulsos y un receptor asociado, con tráfico unidireccional que usa dos bobinas como medio de transmisión-recepción.

El transmisor se construye alrededor de IC1. El CMOS 555 (de baja potencia) genera una señal de salida de onda cuadrada con un ciclo cercano al 50% y una frecuencia de aproximadamente 700 Hz. Con el 555 en el modo 'astable' la frecuencia de salida la determina los componentes R4, R3 y C3.

El pulso de salida se aplica a TX (transmisor) y la bobina L1 a través de la red serie R8-C4, donde el condensador electrolítico bloquea el paso de DC a través de la bobina, y la resistencia protege la etapa de salida dentro del 555. El flanco del pulso generado por el 555 excitará la bobina y generará unos pulsos en forma de ráfagas de oscilación a una frecuencia de resonancia de aproximadamente 10 kHz.

La sección del receptor (IC2) se precede por una sencilla, pero todavía efectiva etapa pre-amplificadora,

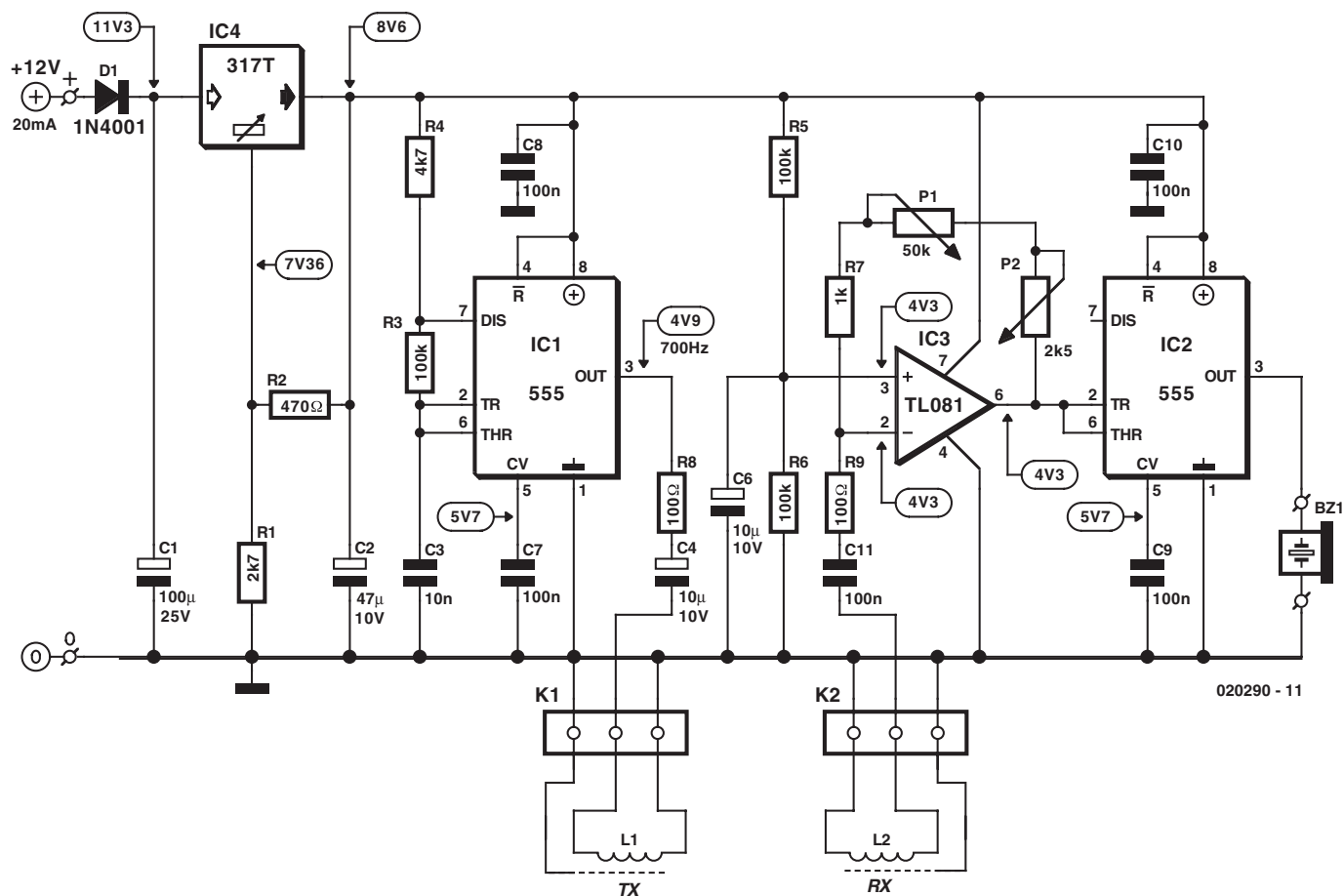


Figura 1. Esquema del circuito del detector de metales.

basada en el *amplificador operacional* IC3, que amplifica la señal recibida de la bobina RX (receptor) L2 a través de C11-R9. La ganancia de IC3 se ajusta usando P1 (normal) y P2 (fino).

El segundo CMOS 555 en el circuito, IC2, se configura para actuar como un detector del umbral, su salida (patilla 3) pasa a estado alto en cuanto el nivel fijado en la entrada (patilla 2) está por debajo de 1/3 de la tensión de alimentación (aproximadamente 2,9 voltios). Igualmente la salida pasa de nuevo a estado bajo en cuanto la tensión en la entrada THR (patilla 6) excede 2/3 de la tensión de la alimentación (aproximadamente 7,4 voltios). Una señal de 700 Hz empezará a sonar en el zumbador si se excede el umbral ajustado. Este ajuste es sumamente crítico y es 'la clave' del circuito.

Las bobinas acopladas

Las bobinas TX y RX se acoplan críticamente para que la presencia del metal perturbe su acoplamiento magnético y con él, los cuidadosos ajustes del umbral del detector. Ambas bobinas tienen el mismo tamaño y una superposición parcial. Esto activa la bobina RX, generando un campo magnético positivo

de la misma magnitud que el negativo (invertido) generado por la bobina TX. Debido a que cuando están en equilibrio las señales positivas y negativas de las bobinas se cancelan, en la teoría la bobina RX proporcionará una señal de salida cero, que nosotros llamaremos un 'nulo'. Sin embargo, debido a las restricciones prácticas, siempre se generará una señal residual muy pequeña. Una vez se haya alcanzado el equilibrio entre los campos, si se perturba por la presencia de un objeto de metal (que absorberá la energía del campo magnético) la bobina RX empezará a proporcionar una señal de salida más alta, haciendo que se supere el umbral fijado en IC2, y el zumbador empezará a sonar. En la práctica, el ajuste del detector es óptimo cuando el zumbador pasivo produce un sonido de chisporroteo suave en ausencia de metal. En esta configuración, el nivel sonoro se incrementa considerablemente cuando se detecta un objeto de metal.

El ajuste de la posición 'nulo' de las bobinas es crítico y se describirá más adelante.

El circuito se alimenta por una batería de 12 V o un conjunto de baterías que consiste en 8 pilas (AA) o baterías recargables. El uso de un conjunto de baterías externas transportadas a la espalda reducirá considerablemente el peso global del detector de metal. También permite sustituir el conjunto rápidamente cuando éstas se agoten.

El regulador de tensión, IC4, se configura con R1 y R2 para proporcionar una tensión de salida de 8,6 V. El consumo real del conjunto de baterías será del orden de 20 mA, que depende principalmente de la actividad del zumbador.

La construcción (el PCB)

El montaje de la placa de circuito impreso mostrado en la **Figura 2** no debe presentar problemas porque la placa es espaciosa y sólo se usan componentes PTH. Los princi-

LISTADO DE COMPONENTES

Resistencias:

R1 = 2k7
R2 = 470Ω
R3,R5,R6 = 100k
R4 = 4k7
R7 = 1k
R8,R9 = 100Ω
P1 = 50k potenciómetro lineal
P2 = 2k5 potenciómetro lineal

Condensadores:

C1 = 100μF 25V radial
C2 = 47μF 10V radial
C3 = 10nF
C4, C6 = 10μF 10V radial
C7-C11 = 100nF

Semiconductores:

D1 = 1N4001
IC1,IC2 = 555C, TLC555, 7555 (CMOS)
IC3 = TL071 CP, TL081 CP
IC4 = (LM)317T (en encapsulado TO220)

Varios:

K1, K2 = regleta de 3 vías para PCB, separación de pines 5 mm
BZ1 = zumbador piezo-eléctrico pasivo (ac)
PC1,PC2 = espadines
Batería de 12 V o pack de 8 pilas AA
36-30 AWG (0,2-0,3 mm diámetro) hilo de cobre esmaltado, 2 x 50 m
Caja: Bimbox 5004-14 o Hammond 1590B (109x58x25 mm)
5 m de cable de micrófono apantallado (dos cables con pantalla común)
PCB, código de pedido **020290-1**

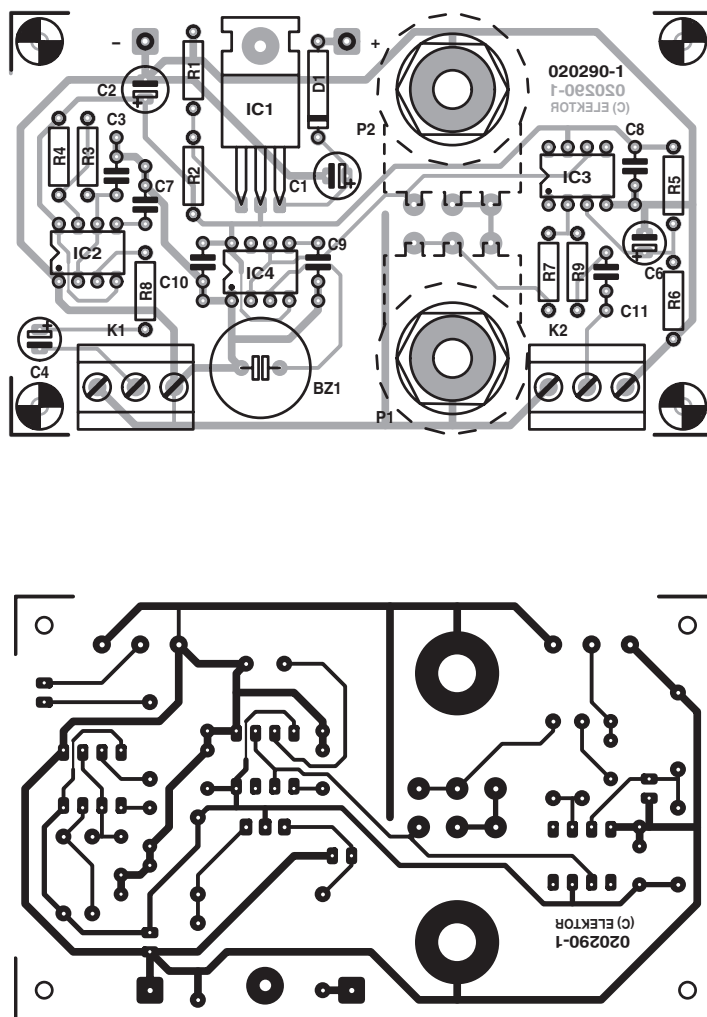


Figura 2. Diseño de la placa del circuito (placa disponible).

plantas deben seguir estrictamente la lista de componentes y la serigrafía de la cara de componentes de la placa de circuito impreso.

Tal y como podemos ver en las fotografías de las **Figuras 3 y 4**, los ejes del potenciómetro atraviesan la placa. Esto se hace para permitir que los ejes puedan cortarse a una longitud que vendrá determinada por la caja exterior. Como se trata de un circuito bastante sensible, nosotros recomendamos usar una caja de metal. Esto también permite que el potenciómetro pueda conectarse a tierra mediante las tuercas y las arandelas.

Construcción y montaje de la bobina

La construcción de las bobinas nos lleva a un terreno un poco más escabroso 'el de la construcción mecánica', aunque algunos nos dirán que es 'una bonita forma de pasar una

tarde de domingo'. De cualquier forma, será un cambio agradable volver a usar la soldadura y esos componentes que todos conocemos tan bien.

¡Debajo hay una descripción (como sugiere el autor) cuya veracidad no tenemos ninguna razón para cuestionar! Porque una imagen vale más que mil palabras, la referencia se hace en la **Figura 5**.

Ambas bobinas son idénticas. Debemos conseguir hilo de cobre de 33 AWG (0,26 mm) de alambre cobrizo esmaltado, y enrollar 100 vueltas en el sentido de las agujas del reloj formando un diámetro circular de 15 cm. El diámetro del alambre no es crítico (entre 0,2 y 0,3 mm). La bobina se sostiene entonces temporalmente con la cinta aislante colocada encima del alambre. A continuación se enrolla

una segunda bobina de la misma manera. Cada bobina se une herméticamente enrollando la cinta aislante alrededor de toda su circunferencia.

Luego agregaremos un escudo de Faraday a cada bobina. Esto se consigue con algunas tiras largas y delgadas de aluminio (o estaño en lámina). Primero rasparemos el esmalte fuera de la base del alambre al final de cada bobina. Soldaremos una longitud del 100 mm de alambre desnudo a la base, y retorcaremos éste alrededor de la bobina, encima de la cinta aislante. Esto mantiene el contacto eléctrico del escudo de Faraday. Empezando en la base de esta patilla, se enrolla la lámina alrededor de la circunferencia de la bobina, de esta forma no se ve la cinta aislante debajo de la lámina (pero ésta no debe comple-

tar un giro completo de 360 grados). Dejaremos un pequeño hueco (aproximadamente 10 mm) para que la lámina no se encuentre después de haber hecho la mayoría de la circunferencia (si hace toda la circunferencia creará un bobinado en cortocircuito que introducirá una cantidad enorme de atenuación no deseada). Debemos hacer esto con ambas bobinas.

Posteriormente conectaremos a cada una de las bobinas un cable de micrófono, con el escudo de Faraday soldado al apantallamiento de los cables. No debemos usar, por ejemplo, cable "estéreo" (micrófono), ya que puede causar interferencias entre las bobinas. El cable que necesitaremos debe tener dos hilos de señal trenzados dentro de un apantallamiento. Cada bobina se sujeta ahora firmemente con la cinta aislante alrededor de toda la circunferencia. Por último, colocaremos las tiras de tela absorbente alrededor de cada bobina, pegándolas con cola universal para que no se muevan. Después, echaremos resina encima de las bobinas, por lo que esta tela envolverá las bobinas en la resina.

A continuación doblaremos suavemente las bobinas hasta que queden bastante planas y circulares, con cada hilo colocado el uno al lado del otro. Ahora los doblaremos más allá, hasta que formen un ovalo deformado (como la letra mayúscula 'D'), tal y como se muestra en el diagrama. Después se colocan las partes de atrás de la 'D' para que se solapen ligeramente en la cabeza de búsqueda (ésta es la parte crítica de la operación, que se realizará después de que la placa del circuito impreso se haya completado).

De nuevo, las bobinas necesitan ser protegidas (con estaño o lámina de aluminio) para asegurarse que sólo responden a su propio campo magnético, eliminando el riesgo de señales erróneas (causadas incluso por un minúsculo acoplamiento capacitivo). Una defectuosa o inadecuada detección producirá que lleguen directamente a la entrada de IC3 unos rápidos flancos de subida de IC2. Estos pulsos perdidos harán imposible encontrar un 'nulo' en el ajuste de la bobina de búsqueda (ver abajo).

El ajuste

Como sospechará, la construcción del cabezal de búsqueda no está terminada todavía. A estas alturas, sin embargo, algunos aspectos de la construcción empiezan a interactuar con el ajuste del circuito. ¿Confundido? Siga leyendo.

Antes de recubrir las bobinas se necesita una completa y apropiada placa de circuito impreso. Hay recubrimientos de resina plás-

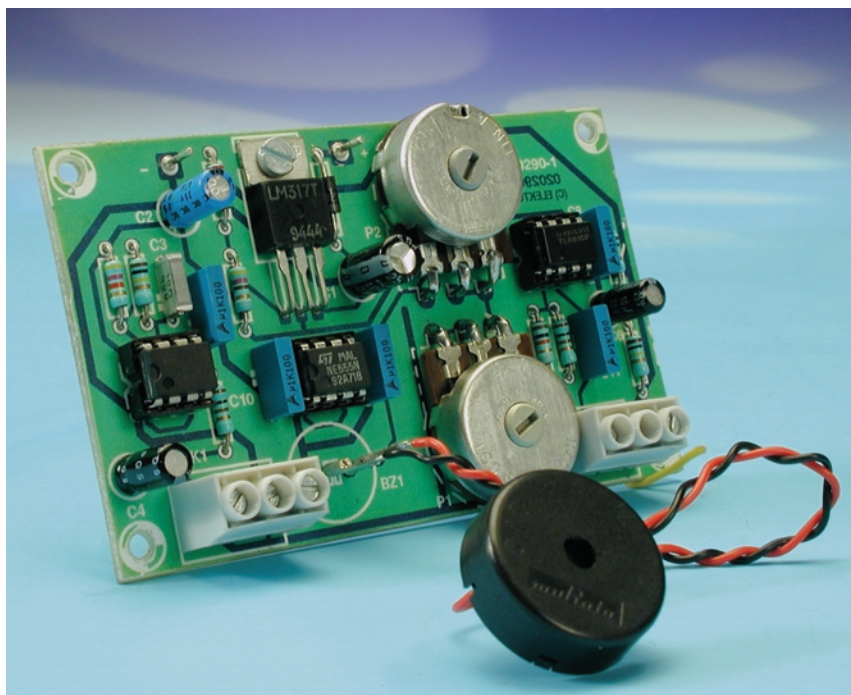


Figura 3. Parte superior de la placa completa.

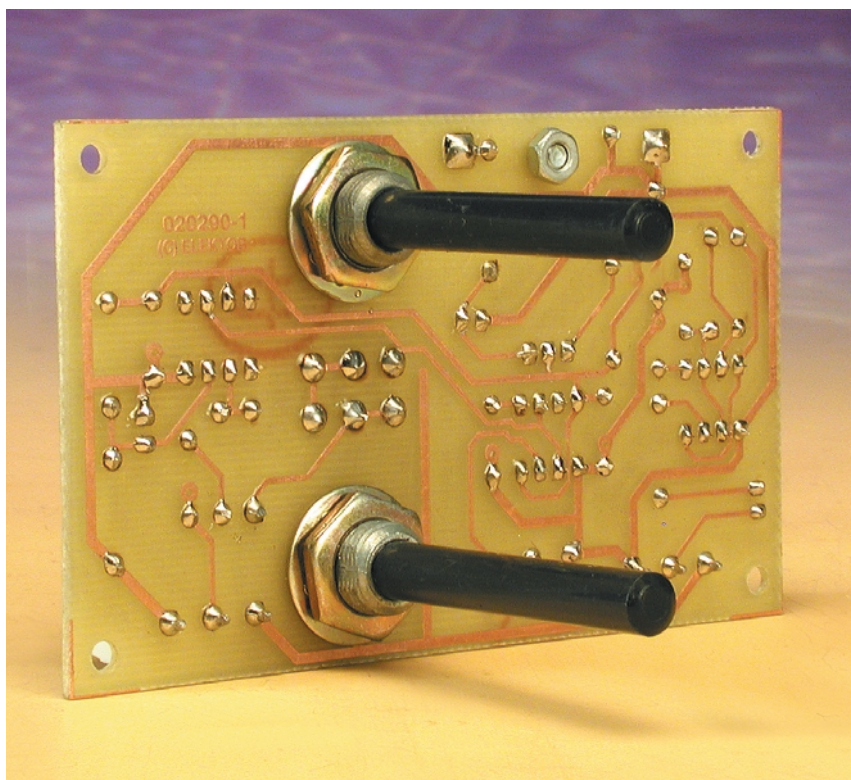
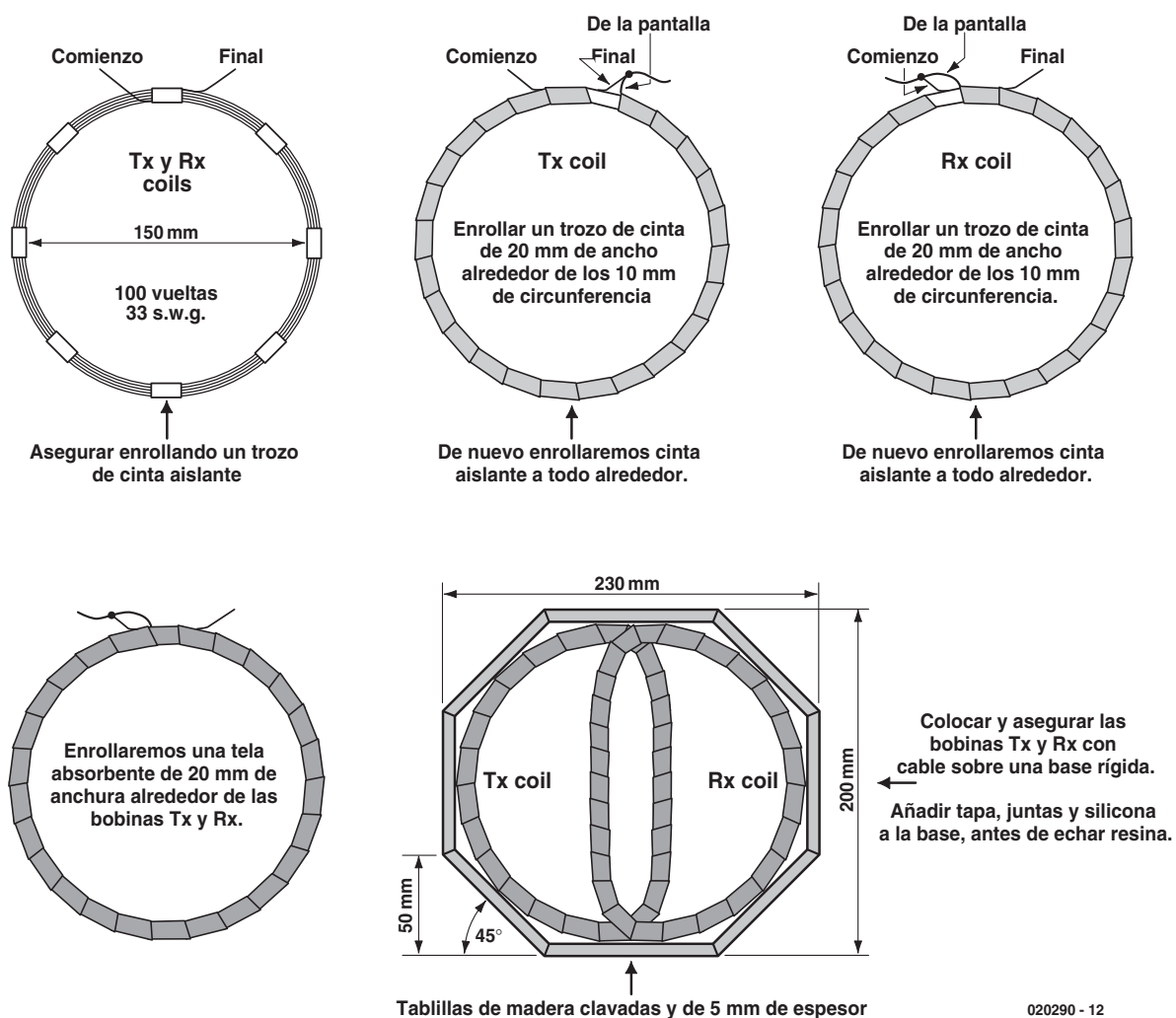


Figura 4. Parte inferior de la placa completa.

tica con base no-metálica. Cualquier base de un tamaño adecuado servirá, con la condición de que sea rígido. El prototipo del autor era una caja hecha de un trozo de masonita adecuadamente cortado, con 'paredes' hechas de madera de 5 mm

encolada alrededor de los bordes. Estas paredes deben ser de 'resina-firme', no debiendo usar ningún metal para el cabezal de búsqueda. También, cubriremos cuatro centímetros de la bobina con silicona para que no quede completamente



020290 - 12

Figura 5. Guía de construcción del cabezal detector.

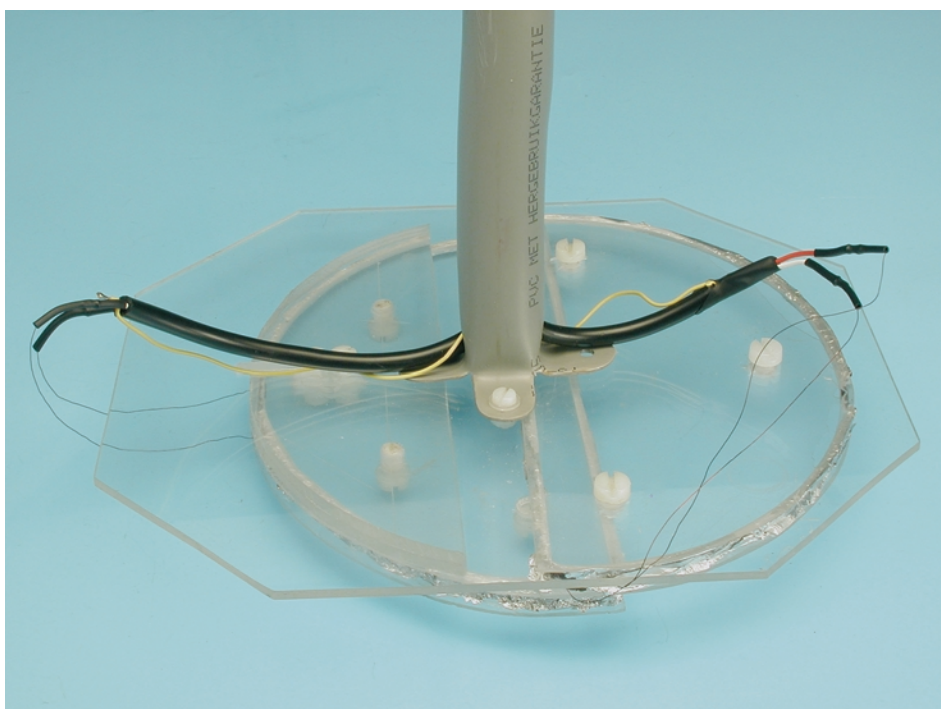


Figura 6. Cabezal alternativo ensamblado y hecho de Perspex.

cerrada, y que pueda doblarse para un último ajuste si fuese necesario.

Primero pondremos las bobinas una encima de la otra, asegurándonos que se orientan correctamente, con cada hilo colocado uno frente al otro. Después, pondremos los potenciómetros de ganancia en un extremo en el sentido de las agujas del reloj (a la ganancia mínima) para reducir la amplificación al mínimo. Conectaremos la batería de 12 V, y la encendremos. Ahora ajustaremos las bobinas hasta que el zumbador no se escuche. Éste es el punto donde las tensiones en Rx son 'nulos'. Aumentaremos la ganancia un poco y recolocaremos de nuevo la bobina. Repetiremos este ajuste varias veces, aumentando progresivamente la ganancia. Aunque haya mucha ganancia se puede encontrar un nulo, y el detector será más sensible.

Si realizamos un ajuste de forma errónea, el nivel de señal en las bobinas caerá primero cuando se detecte un objeto de metal, luego pasará por el punto nulo, y entonces aumentará de nuevo a un nivel donde el zumbador comenzará a sonar. Esto está bien en principio, pero el detector será muy insensible.

Debemos tomarnos el tiempo que sea necesario para identificar las posiciones óptimas de la bobina. Si es necesario, usaremos una sierra de madera para un ajuste mecánico más fácil y compararemos resultados. Una vez que hayamos encontrado el punto exacto dónde las bobinas necesitan colocarse, marcaremos con un rotulador los agujeros alrededor de ambas bobinas. Estos agujeros se usan para atravesar los cables, y sostener las bobinas herméticamente a la base del plato. También usaremos algún cable para sostener los cables a la base del plato.

Emplearemos silicona para sellar los agujeros herméticamente debajo del plato antes de verter la resina (la resina plástica puede ser muy viscosa, y pega más rápidamente que muchas colas). Doblaremos cuidadosamente las bobinas al centro del plato hasta que alcancemos el equilibrio exacto en el que no se produce ni silencio ni sonido fuerte en el zumbador o auriculares, pero sí un pequeño sonido. Un pequeño desajuste a estas alturas no le debe importar.

También podríamos añadir una pieza giratoria junto al cabezal de búsqueda que se adjuntará después al brazo del detector de metal. Como árbol podemos emplear una pulgada (o más) de PVC de la canalización del desagüe de la cocina.

Ahora estamos listos para mezclar y verter la resina. Usaremos la cantidad correcta de catalizador, para que no haya demasiado calor y se contraiga la resina. Verteremos la resina encima de la tela que rodea las bobinas, para empaparla, y seguiremos vertiéndola por lo menos hasta que el fondo entero del plato se cubra con la resina. El circuito no funcionará correctamente hasta que la resina se haya endurecido, así que no haremos ningún ajuste más en esta etapa, y apagaremos el circuito.

Cuando la resina se haya endurecido, mantendremos el cabezal de búsqueda alejado de todo metal y del ordenador, que puede causar una importante interferencia y encenderlo. Ajustaremos el potenciómetro P2 (ajuste fino) a media escala. Después ajustaremos P1 hasta que el detector de metal esté en el punto donde se oiga un pequeño sonido, entre el silencio y un zumbido. Usaremos ambos potenciómetros para



Figura 7. Perforando los agujeros en los semicírculos de Perspex.

un ajuste más fino. Moveremos una moneda encima de la cabeza de búsqueda, y el zumbador sonará.

Método de construcción alternativo

Las **Figuras 6 y 7** muestran un método de construcción alternativo para el cabezal de búsqueda, basado en el uso de piezas de Perspex. Se enrollan las bobinas TX y RX alejadas en una hendidura realizada en cada semicírculo de Perspex. Usamos otro pedazo de Perspex, esta vez de forma cuadrada, para unir los semicírculos, sujetándolos a la cañería de PVC, pero todavía falta ajustar los semicírculos. Lo último se logra con la ayuda de tornillos de nylon. Este montaje, estará acabado y mecánicamente ajustado, cuando se ponga la resina o cola para garantizar la desigualdad necesaria.

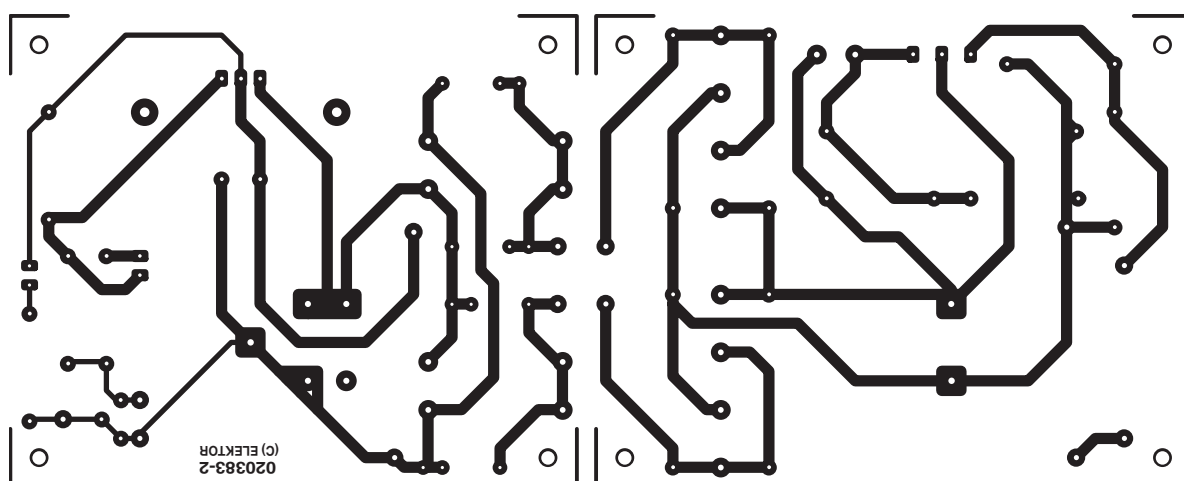
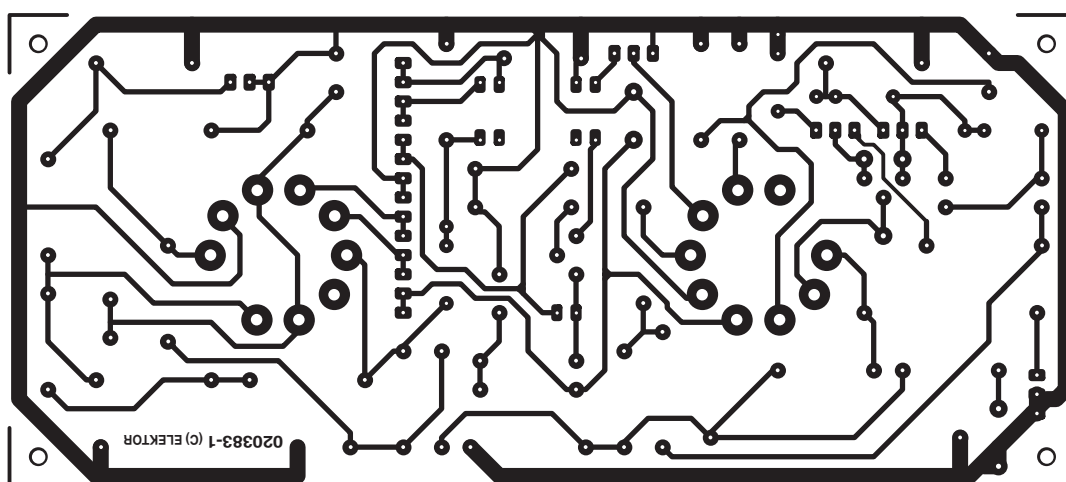
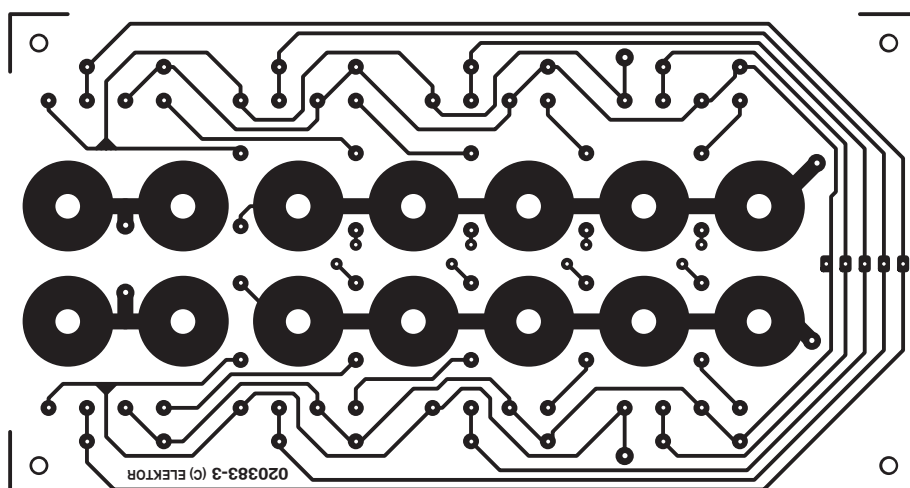
En el uso real

Descubriremos que el ajuste del detector de metal se ve afectado por la mineralización de la tierra en la

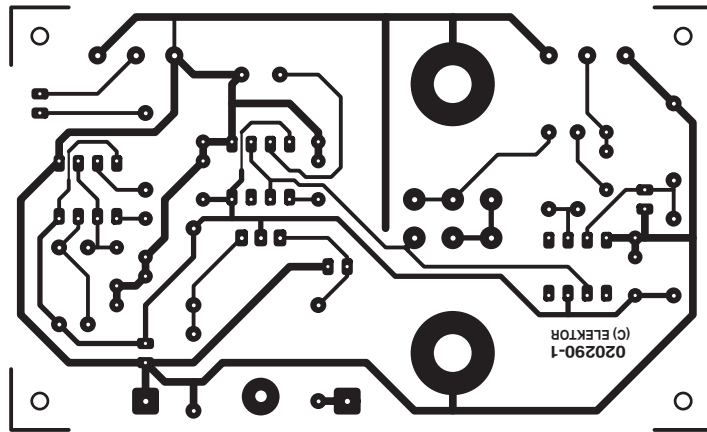
que estamos buscando, así como la temperatura y variaciones de tensión (por ello los reajustes de P1 y P2 son inevitables). Es un precio que hay que pagar por la extrema sencillez del diseño. Mientras no sea excesivo, el reajuste será necesario de forma regular.

En el centro del cabezal de búsqueda, el rechazo del circuito al hierro es muy alto, de tal forma que el hierro puede virtualmente excluirse. Esto es un don para cualquiera que esté buscando monedas o metales nobles.

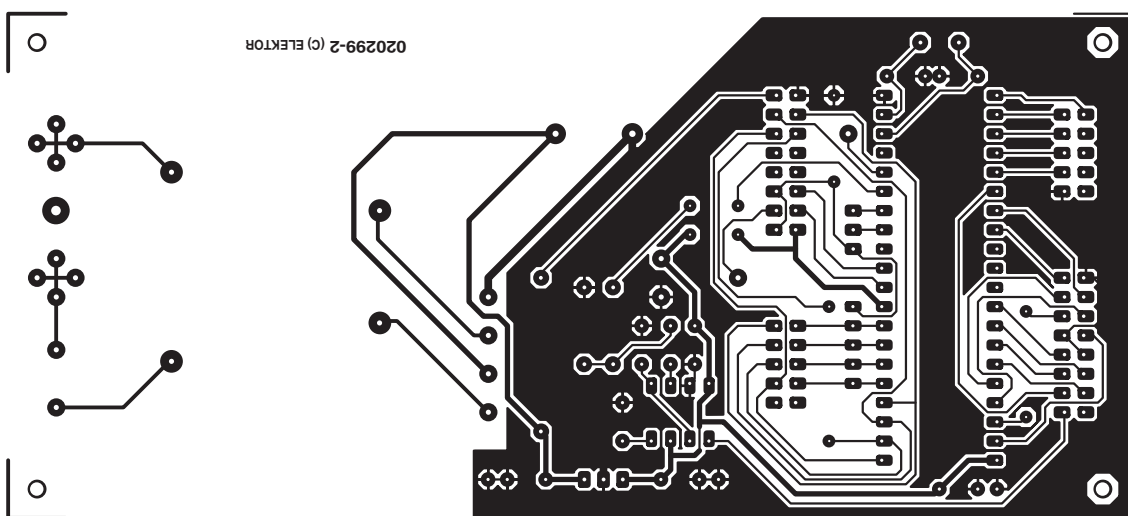
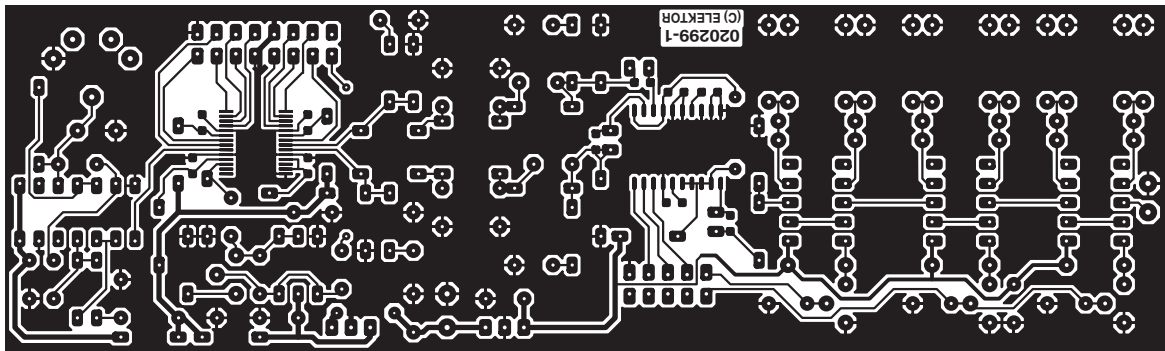
(020290-1)



020383-1
Preamplificador a válvulas (I)



020290-1
Detector de metal por inducción balanceada



020299-1
Generador de Señal de RF con DDS