

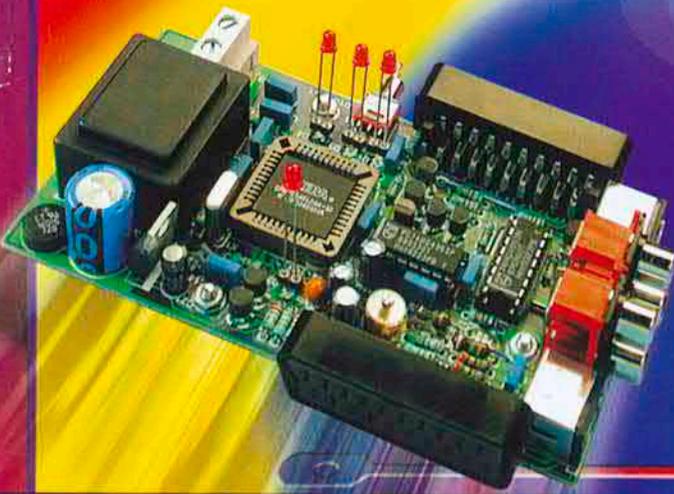
elektor

Nº 268
3,60 €

REVISTA INTERNACIONAL DE ELECTRONICA Y ORDENADORES

COLECCIÓN PEQUEÑOS CIRCUITOS

2002



Más de 40
Pequeños
Circuitos,
Trucos e Ideas
de Diseño

LR
LAPRESS, S.A.



00268

8 414090 101455

Director
Eduardo Corral

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

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

Publicidad
Director de Publicidad: Julio Mollejo
julio.mollejo@larpress.com
Coordinadora de publicidad: Gema Sustaeta
C/ Medea, 4 5^a planta (Edificio ECU)
Tel.: 91 754 32 88
Fax: 91 754 18 58
28037 MADRID
email: publicidad@lar.es

Delegación Cataluña

ad press

Delegado: Isidro Ángel Iglesias López
ia_i_ad_press@infonegocio.com
Jefe de publicidad: Eva Matute Calvo
emc_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
email: ad_press@infonegocio.com

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

Edita

LAR
LARPRESS, S.A.

Director Editor
Julio Rodríguez

Director de Producción
Gregorio Goñi
Director Comercial
Eloy Zamanillo

Distribución en España
COEDIS, S.A.
Ctra. Nacional II Km. 602,5
08750 Molins de Rei - Barcelona
Tel.: 93 680 03 60

Importador para Chile:
Iberoamericana de Ediciones, S.A.
C/ Leonor de la Corte, 6035. Quinta Normal
Santiago de Chile
Tel.: 774 82 87 - 774 82 88

Distribución en Chile:
Alfa, S.A.
Distribución México:
Importador exclusivo Cade, S.A. de C.V.
C/ Lago Ladoga, 216

Colonia Anahuac-Delegación
Manuel Hidalgo, 11320 Mexico D.F.
Tel: 5254-2999 Fax: 5545-6879

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

Distribución en Venezuela:
Distribuidora Continental

Distribución en Colombia:
Disundis, S.A.

Distribución en Ecuador:
Disandes
PVP en Canarias, Ceuta y Melilla 3,61 €

Imprime
IBERGRAPHI 2002 S.L.L.
C/ Mar Tirreno, 7 Bis. Polígono Industrial San Fernando.
28830 San Fernando de Henares, Madrid.
Depósito legal: GU.3-1980
ISSN 0211-397X
31/09/02

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

Reservados todos los derechos de edición.
Se prohíbe la reproducción total o parcial del contenido de este número, ya sea por medio electrónico o mecánico de fotocopia, grabación u otro sistema de reproducción, sin la autorización expresa del editor.

Las opiniones expresadas a lo largo de los distintos artículos, así como el contenido de los mismos, son responsabilidad exclusiva de los autores. Así mismo, del contenido de los mensajes publicitarios son responsables únicamente los anunciantes.
Copyright = 1996 Segment BV

COLECCIÓN PEQUEÑOS CIRCUITOS

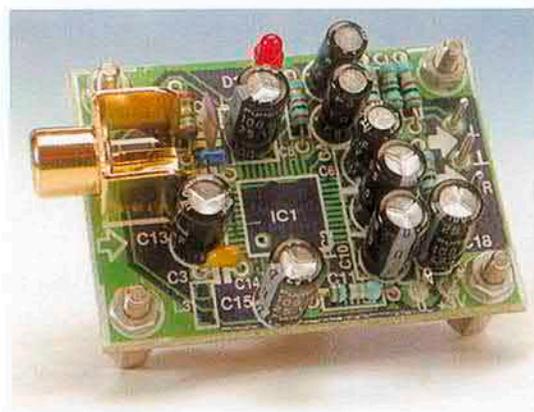
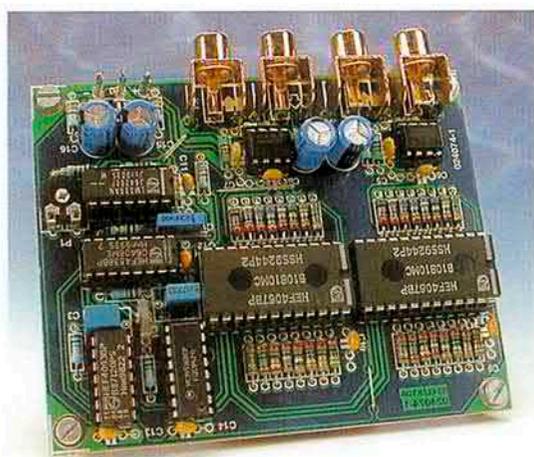
Si el título del artículo está en **negrita** significa que se incluye PCB

001	Despertando con música	6
002	Sencillo Receptor de IrDA	6
003	Limitador de Audio para DVD	8
004	Visualizador Decimal de 4-Bit	11
005	Filtro para Limitador de Audio (para DVD)	13
006	Sustituto de Joystick	14
007	Transmisor Remoto por Tensión de Red	30
008	Transmisor Remoto por Tensión de Red: Descodificador	32
008	Transmisor Remoto por Tensión de Red: Codificador	34
010	Conmutador Remoto de Tensión de Red	35
011	Protección de Línea de Módem	36
012	Detector de RF de 300 a 3.000 MHz	37
013	Demodulador AM para Intercomunicador	38
014	Modulador AM para Intercomunicador	39
015	Filtro de paso bajo activo de 5 MHz	40
016	Cargador de Ión-Litio	40
017	Oscilador Hartley de dos componentes	41
018	Caja de conmutación de Audio	42
019	Monitorización de ventilador	43
020	Protección contra sobre-tensión	44

021	LED intermitente	45
022	Temporizador On/Off	46
023	Intercambiador I ² C en caliente	47
024	Desplazador de nivel	47
025	Monitor de tensión cuádruple	48
026	Fuente de corriente de baja caída	48
027	Secuenciador de alimentación	49
028	Linterna de Litio	50
029	Cargador de batería NiCd/NiMH	52
030	Cambio entre Teclado/Ratón por Pulsador	53
031	LED para Tensión de Batería	54
032	Watchdog telefónico	55
033	Barrera de luz infra-roja simple	57
034	Vúmetro de 60-dB a LED	61
035	Filtro de paso Banda activo hasta 5 MHz	62
036	Sensor de posición de bajo coste	63
037	Conmutador de Tensión de Red de Varias Posiciones	64
038	Conmutador por Pulsador	65
039	Expansión de Memoria para Transmisores R/C Futaba	66
040	Combinador de Audio	68
041	Mini Conversor D/A de Audio	69
042	Transformador digital	72
043	Tensión constante	74

Regulares

3	Sumario
16	Teletipo
28	Ojeada al próximo número
29	Nuevos Libros
56	Libros
58	EPS



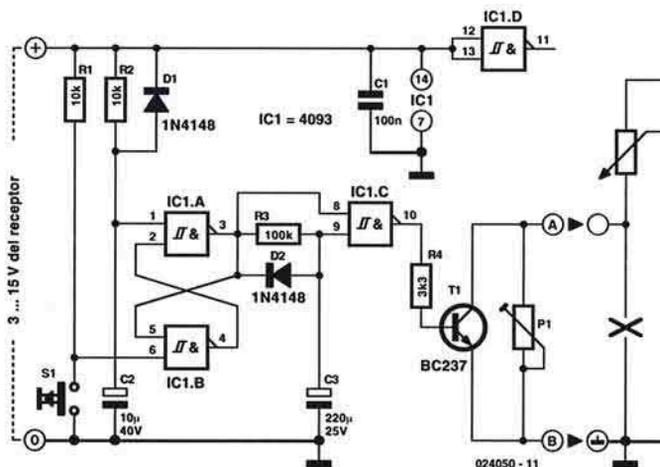
Despertando con Música

001

U. Reiser

Los radio-relojes baratos no disponen de controles de volumen separados para dormir y para despertar. Sin embargo, con este pequeño circuito, fácil de montar, podemos irnos a la cama y dormimos con música tranquila con la seguridad de que nos vamos a despertar a la hora señalada. Esto se consigue sin el complicado trabajo de tener que montar un segundo potenciómetro. En lugar de ello, este circuito amplifica el nivel de volumen de un modo relativo al nivel de volumen configurado. Para ello desconectamos el terminal de masa del potenciómetro de volumen e insertamos, entre este terminal y masa, un segundo potenciómetro. La configuración de este potenciómetro depende de gustos personales y de la configuración del potenciómetro de volumen "real". Como norma general, debemos de utilizar un potenciómetro con un valor alrededor de la cuarta parte del valor del potenciómetro original. Se conecta un transistor en paralelo con el potenciómetro P1 para cortocircuitar dicho potenciómetro y garantizar que el volumen se puede reducir totalmente a cero. Ambos componentes, el transistor y el potenciómetro, deben estar soldados directamente al potenciómetro original para conseguir una mejor supresión de zumbido.

Además se utiliza un biestable R-S (hecho con puertas AND) y una red de retardo, para controlar el transistor. El biestable (IC1a e IC1b) se configura para tener un nivel alto a la salida de IC1a, por medio de un pulso de nivel bajo que llega desde la red RC formada por la resistencia R2 y el condensador C2. La señal proveniente de IC1a alcanza las dos



entradas de IC1c después de haber sido retardada por la red formada por la resistencia R3 y el condensador C3. Si ambas entradas están a nivel alto, IC1c corta el transistor. Debido al tiempo de retardo, la música que utilizaremos para despertarnos comenzará a un nivel de volumen reducido y cambiará a un nivel mayor previamente seleccionado cuando el tiempo de retardo haya concluido. El nivel de volumen se puede reducir de forma manual presionando el botón de reset S1, el cual coloca la entrada de la puerta IC1b a nivel bajo y provoca que el biestable R-S conmute a su estado opuesto. Este biestable permanece en este estado hasta que la tensión de alimentación se desconecta.

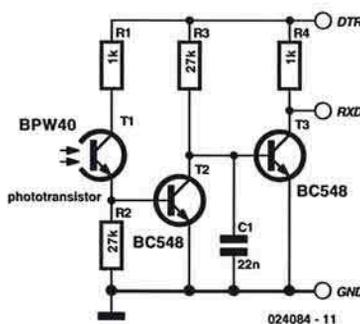
(024050-1)

Sencillo Receptor de IrDA

002

B. Kainka

Los equipos Palm Pilots sólo son uno de los dispositivos que utiliza el estándar IrDA para la comunicación de datos a través de luz infrarroja. La mayoría de los ordenadores portátiles no están equipados con una interfaz IrDA de este tipo, de manera que siempre es interesante disponer de un sencillo circuito que convierta, de forma adecuada, la información saliente del puerto serie de nuestro ordenador en información válida para un receptor IrDA. El circuito necesita detectar una pequeña trama de los pulsos infrarrojos recibidos, de manera que la señal de salida pueda adaptarse al formato de datos serie estándar. El circuito está diseñado para funcionar a una velocidad de 9.600 baudios y tan sólo utiliza dos transistores NPN y un fototransistor. El condensador de 22 nF realiza el trabajo de establecer la longitud de las señales. Es importante asegurarse que la señal DTR está configurada en su estado alto

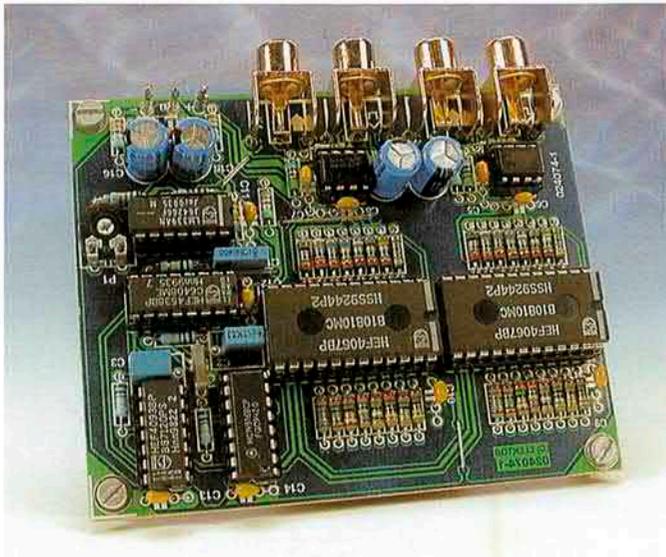


dentro de las configuraciones a realizar en el puerto serie, ya que esta señal se usa como tensión de alimentación para el circuito. El sencillo programa que se lista a continuación está escrito en el lenguaje HotPaw Basic para el dispositivo Palm, y verifica la interfaz enviando una pequeña trama de datos, seguida por una secuencia de enteros.

```
#irdatx.bas
open "com1:",9600, ir as #5
print#5,"Hello"
for n= 1 to 100
print#5,n
a= fn wait(1)
next n
close #5
end
```

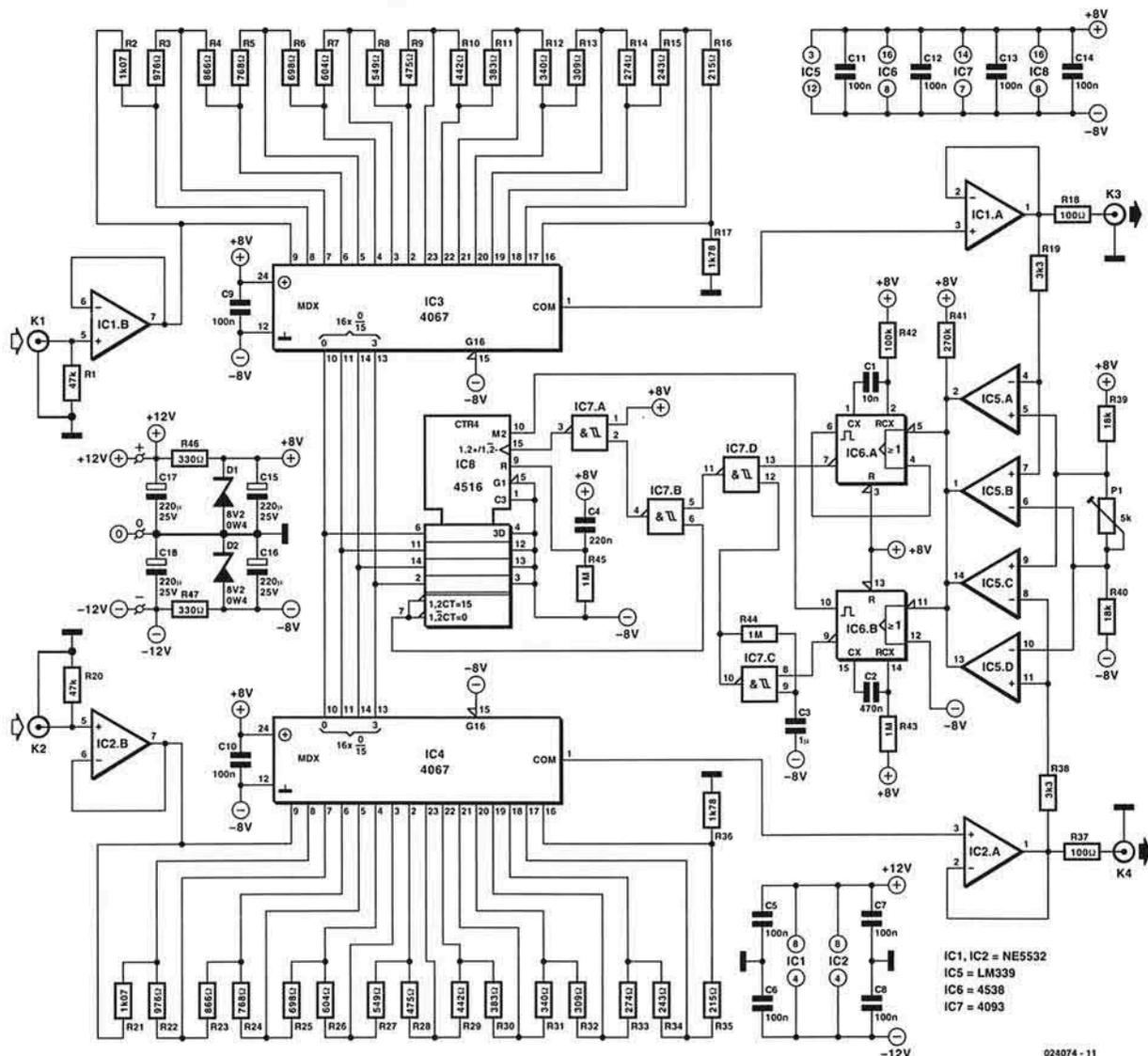
(024084-1)

Limitador de Audio para DVD 003

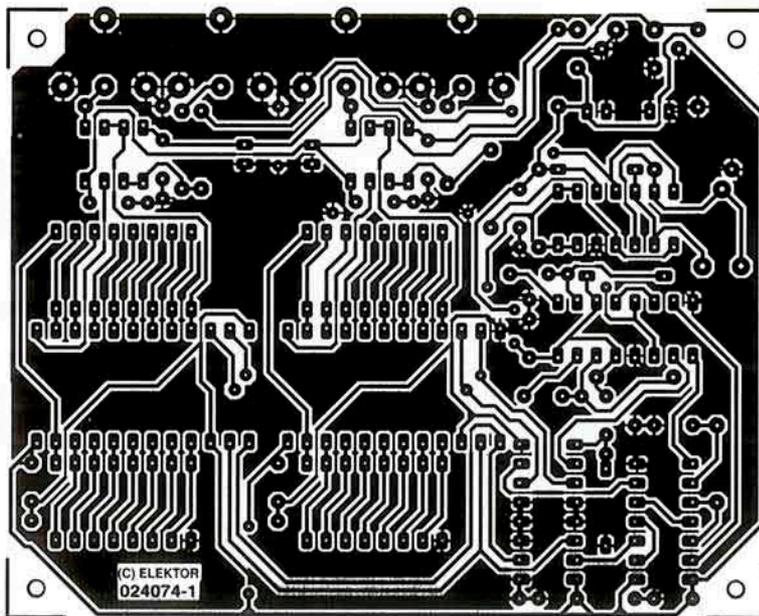
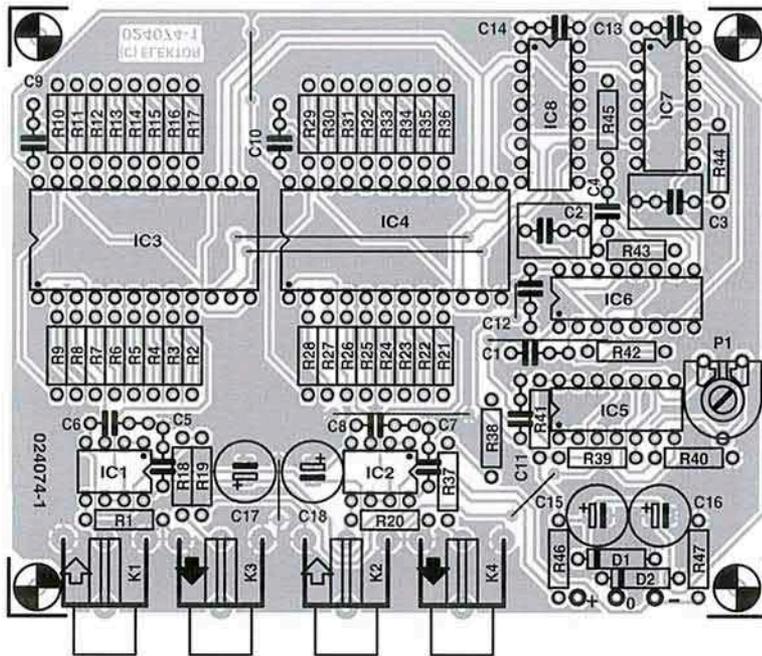


Si usted tiene un reproductor DVD y ha visto una película con gran cantidad de efectos especiales, habrá notado posiblemente que el rango dinámico de la señal de audio puede ser verdaderamente amplio, casi extremo. Por ello, durante el curso normal de dicha reproducción sería deseable tomar medidas para disponer de un limitador de volumen automático. En principio, si el reproductor de DVD está conectado a una instalación de audio no debe haber demasiadas dificultades en instalar dicho limitador entre el reproductor y el sistema de audio. Por supuesto, es importante que el limitador no introduzca ninguna distorsión.

El limitador de audio presentado en este montaje limita el volumen prácticamente de forma inmediata y lo devuelve, suavemente, a su nivel normal. El principio de funcionamiento es el mismo que el de un control de volumen clásico. Para cada canal el limitador está formado por un divisor de tensión (constituido por las resistencias que van de R2 a R17 y de R21 a R36) y un multi-



024074 - 11



plexor/demultiplexador analógico de 16 canales, del tipo 4067 (IC3 e IC4). Los divisores de tensión son almacenados tanto a la entrada como a la salida por unos dobles amplificadores operacionales. El limitador tiene un rango de control de 15 dB en pasos de 1 dB, de manera que para el oído el resultado es un control suave. Cuando el limitador no está activo, el rango de amplificación es igual a 1.

La detección del nivel se realiza a la salida, con la ayuda de un comparador de ventana para cada canal (IC1a a IC1d). Para mantener la sencillez del circuito sólo se miden y se comparan con un nivel de referencia ajustable (formado por las resistencias R39, P1 y R40) los valores de pico absoluto. La tensión de referencia se puede ajustar desde 0 a 1 V. Con una señal de salida máxima de 2 Vrms, esto se traduce en una atenuación de 9 dB de la tensión de salida máxima. El rango del limitador está fijado en 15 dB

intencionadamente, para que en ningún caso, se elimine el rango dinámico completo. La mejor configuración para su uso es que el limitador no actúe cuando se trabaje con un nivel de volumen normal (por ejemplo, una conversación), aunque debe comenzar a reducir unos pocos decibelios por encima de este nivel.

Las salidas de los comparadores proporcionan los pulsos de disparo para los dos multivibradores monoestables (IC6), que proporcionan el control correcto para el contador binario ascendente/descendente (IC8). En esta ocasión se hace uso de los flancos de bajada de estos pulsos, ya que son bastante bruscos. El circuito integrado IC6a convierte cada pulso de disparo en un pulso de 1 ms, que pueden interpretar los comparadores. De este

LISTA DE MATERIALES

Resistencias:

- R1, R20 = 47 K
- R2, R21 = 1,07 K
- R3, R22 = 976 Ω
- R4, R23 = 866 Ω
- R5, R24 = 768 Ω
- R6, R25 = 698 Ω
- R7, R26 = 604 Ω
- R8, R27 = 549 Ω
- R9, R28 = 475 Ω
- R10, R29 = 442 Ω
- R11, R30 = 383 Ω
- R12, R31 = 340 Ω
- R13, R32 = 309 Ω
- R14, R33 = 274 Ω
- R15, R34 = 243 Ω
- R16, R35 = 215 Ω
- R17, R36 = 1K78
- R18, R37 = 100 Ω
- R19, R38 = 3K3
- R39, R40 = 18 K
- R41 = 270 K
- R42 = 100 K
- R43, R44, R45 = 1 M
- R46, R47 = 330 Ω
- PI = 5 K ajustable

Condensadores:

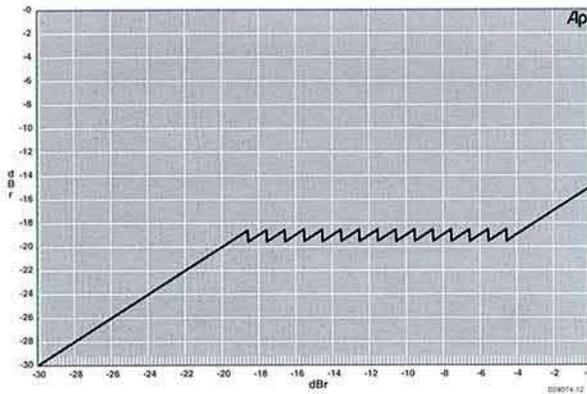
- C1 = 10 nF
- C2 = 470 nF
- C3 = 1 μ F, MKT, separación entre terminales de 5 ó 7,5 mm
- C4 = 220 nF
- C5 - C14 = 100 nF, cerámico
- C15 - C18 = 220 μ F, electrolítico de 25 V, radial

Semiconductores:

- D1, D2 = diodo zéner de 8,2 V, 0,4 W
- IC1, IC2 = NE 5532
- IC3, IC4 = 4067
- IC5 = LM 339
- IC6 = 4538
- IC7 = 4093
- IC8 = 4516

Varios:

- K1 - K4 = Conector RCA hembra para montaje sobre placa de circuito impreso (PCB), ejemplo, T-709G de la casa Monarch
- PCB, Placa de Circuito Impreso con código de pedido N^o: 024074-1 (ver Páginas del Servicio de Lectores)



modo se consigue evitar que a las frecuencias más altas el limitador pase a limitar de forma inmediata la máxima cantidad de señal, dando un margen de tiempo para que se produzca esta situación (el tiempo de ataque). Este diseño tiene la particularidad de que con frecuencias por debajo de 1 kHz, el limitador necesita 15 veces la longitud del periodo de la señal aplicada para conseguir limitar el máximo de la señal. Con una señal pura de 20 Hz, el tiempo de ataque será de unos 0,75 segundos, aunque en la práctica esta señal es mucho más compleja ya que todo se produce de manera mucho más rápida.

El circuito integrado IC6b se dispara al mismo tiempo que IC6a y, en combinación con un cierto número de puertas NAND, realiza una función dual. Por un lado, los pulsos del contador, provenientes de IC6a, pasan a través de IC7c e IC7d, independientemente de que IC6b esté activado. La salida Q de IC6b estará a nivel bajo, con lo que la salida de IC7c estará a nivel alto y la salida de IC7d estará activada. Por otro lado, la salida Q de IC6b define la dirección del contador (ascendente o descendente). Con cada pulso de reloj los multiplexadores conectarán una pequeña derivación del divisor de tensión a la salida. Los integrados IC7a e IC7b se encargan de que la salida de acarreo (también denominada terminal de conteo) evite que el contador entre en un ciclo cerrado (tanto en la fase de contar como en la de descontar). Una vez que la señal se ha reducido en su nivel y después del periodo generado por IC6b, el oscilador IC7c se activará y el contador comenzará a descontar. El tiempo que se utiliza para que el nivel comience a incrementarse viene definido por IC6b y llega a ser de, aproximadamente, medio

Algunos resultados de las pruebas para completar (0 dBr = 2 Vrms):

Consumo de corriente:	± 26 mA
THD+N	
a 1 kHz :	0.0012% (0 dBr, Ganancia = -15 dB)
a 20 kHz:	0.0058% (0 dBr, Ganancia = -15 dB)
de 20 Hz a 20 kHz:	0.0054% (10 dBr, Ganancia = 0 dB)

segundo ($t = R43 \times C2$). La velocidad a la que se incrementa el nivel está determinada por la frecuencia del oscilador IC7c.

La resistencia R45 y el condensador C4 forman un circuito de reset de encendido para el contador. La tensión de alimentación para los amplificadores operacionales es más elevada que la tensión para la circuitería digital, ya que los amplificadores operacionales tienen una tensión de cambio de algunos voltios a la salida y un rango de modo común a la entrada más pequeño que su tensión de alimentación. De este modo, su máximo aprovechamiento se consigue en el rango de tensión disponible de los multiplexadores. La tensión de alimentación para la sección digital del circuito viene proporcionada por dos diodos zéner, D1 y D2, y las redes de desacoplo R46/C15 y R47/C16, proporcionando de este modo una tensión prácticamente simétrica alrededor del nivel de masa analógica. Teniendo en cuenta los niveles lógicos necesarios para los pulsos de disparo, los comparadores también están conectados a la tensión de alimentación digital. La corriente total consumida por el circuito completo está alrededor de los 26 mA.

En conclusión, el gráfico muestra claramente cómo influye en la señal de audio el limitador, ya que la señal de salida que se muestra es una función de la señal de entrada con un gran número de puntos de medida. Cuando la señal de entrada comienza a incrementarse lentamente, la señal de salida seguirá a la señal de entrada, hasta que se alcance un nivel prefijado. Una vez que la señal de entrada excede el valor de referencia, la amplitud de la señal de salida se reduce, de forma inmediata, en 1 dB. Seguidamente, la señal de salida continúa siguiendo a la señal de entrada hasta que el nivel de salida alcanza de nuevo el nivel de referencia, y así sucesivamente. Esto se repite durante un total de hasta 15 veces, momento en el que la salida seguirá de nuevo a la señal de entrada, pero atenuada en un valor de 15 dB.

(024074-1)

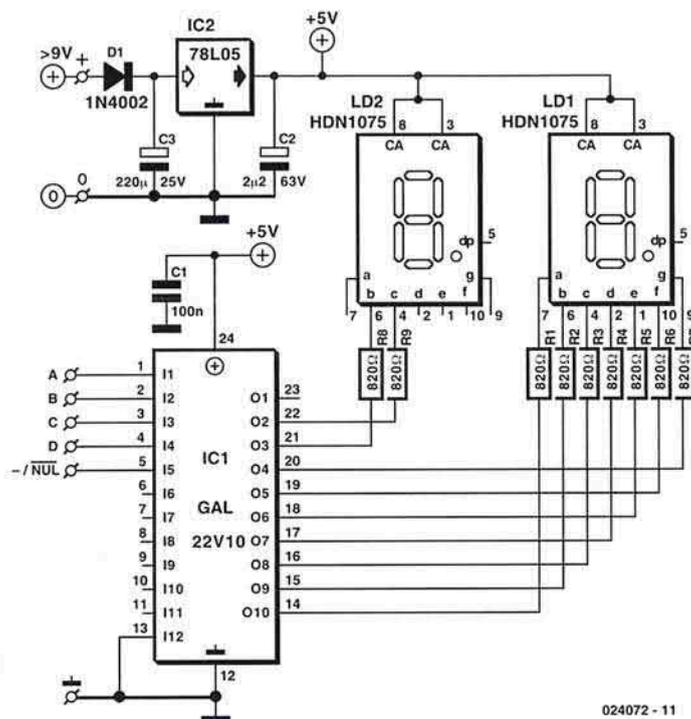
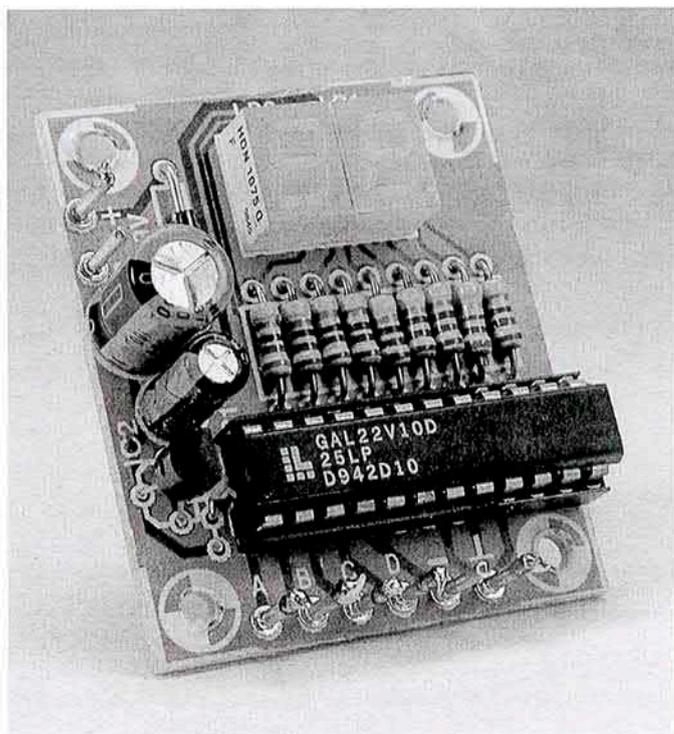
Visualizador Decimal de 4 Bits 004

Los circuitos integrados controladores de visualizadores están implementados en una gran variedad de aplicaciones estándar. El circuito que aquí presentamos hace uso del circuito integrado GAL 22V10, para controlar dos visualizadores de siete segmentos sin realizar multiplexado. Un código binario de 4 bits en las entradas A, B, C, y D, se convierte en un número decimal. Un ejemplo de este tipo de aplicación es el "Limitador de Audio para DVD", ¡aunque deberemos tener en cuenta los niveles de tensión! Los multiplexores utilizados en este montaje están controlados por un con-

tador binario de 4 bits. Este circuito nos proporcionará una buena indicación del comportamiento y configuración del limitador.

Los segmentos que tienen que iluminarse con las distintas combinaciones de los bits de entrada se muestran en la tabla que se acompaña.

Esta tabla se utiliza como base para describir las ecuaciones que se ejecutan en el programa del circuito integrado GAL. Se puede hacer uso de los términos "max" y "min", dependiendo de cuál haya sido el número resultante más pequeño. Las salidas se



024072 - 11

activan a nivel bajo, ya que así son capaces de suministrar más corriente que cuando trabajan a nivel alto. Las resistencias referenciadas desde R1 a R9 han sido seleccionadas de manera que la corriente resultante a través de cada uno de los segmentos sea de, aproximadamente, 3 mA. Por lo tanto, el visualizador debe ser de ánodo común. El visualizador utilizado en este montaje es bastante pequeño, de modo que los caracteres tan sólo tienen un tamaño de 7 mm (el propio visualizador tiene una altura total de 10 mm). La placa de circuito impreso está diseñada claramente para trabajar en más de una aplicación, ya que en la aplicación final podemos llegar a desear montar los visualizadores LD1 y LD2 en placas de circuito impreso independientes.

Como puede verse en la tabla, existe una prestación adicional cuando las entradas están configuradas como 0000, en cuyo caso sólo se muestra un único guión (segmento g de LD1). Cuando la entrada correspondiente se deja abierta se puede visualizar un guión (un nivel bajo proporcionará un "0"). Con el limitador que

se ha mencionado anteriormente, esto se interpreta como que no se está realizando ninguna atenuación. El circuito está equipado con su propio regulador de +5 V (78L05; debemos tener en cuenta la disipación del mismo), por lo que encontrar una fuente de alimentación adecuada no debe suponer mayores problemas. El consumo de corriente tiene un valor mínimo de unos 60 mA (indicación de "-"), hasta los 85 mA máximos (indicación de "10"). El correspondiente fichero de cálculo que necesitaremos para programar la GAL puede obtenerse gratuitamente en la página web de Elektor Electronics. Por desgracia, la placa de circuito impreso que se muestra en este montaje no está disponible ya finalizada.

(024072-1)

LISTA DE MATERIALES

Resistencias:

R1-R9 = 820Ω

Condensadores:

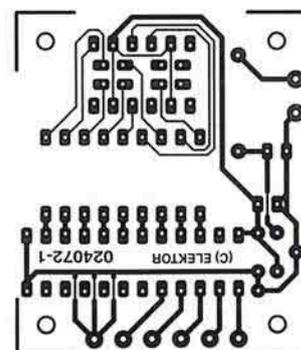
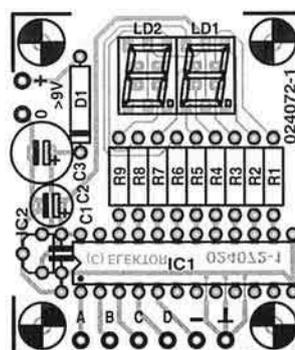
C1 = 100 nF, cerámico
C2 = 2,2 µF, electrolítico de 63 V, radial

C3 = 220 µF, electrolítico de 25 V, radial

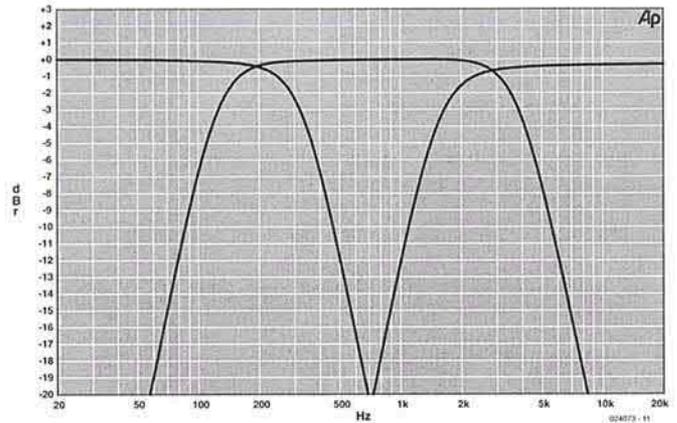
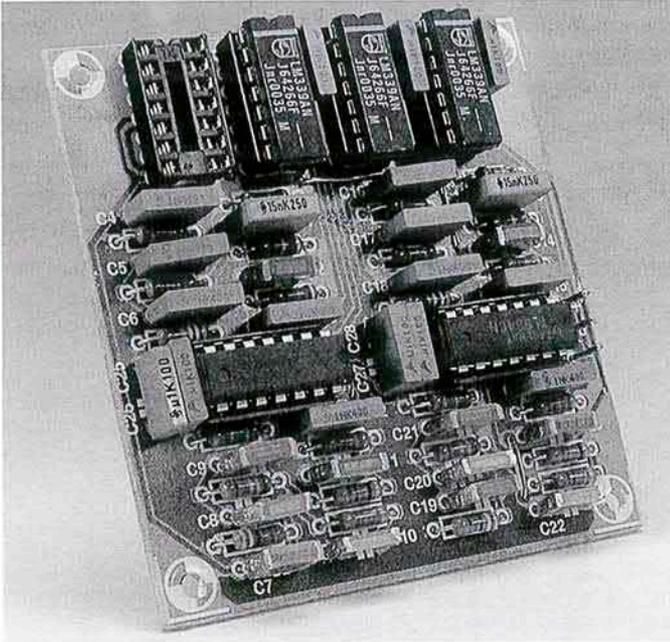
Semiconductores:

D1 = 1N4002
IC1 = GAL22V10
IC2 = 78L05
LD1, LD2 = HDN1075

	b2	c2	a1	b1	c1	d1	e1	f1	g1	D	C	B	A
-	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0
3	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1
4	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0
5	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1
6	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	0
7	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
8	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
9	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1
10	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1	0
11	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1
12	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0
13	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	1
14	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0
15	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1

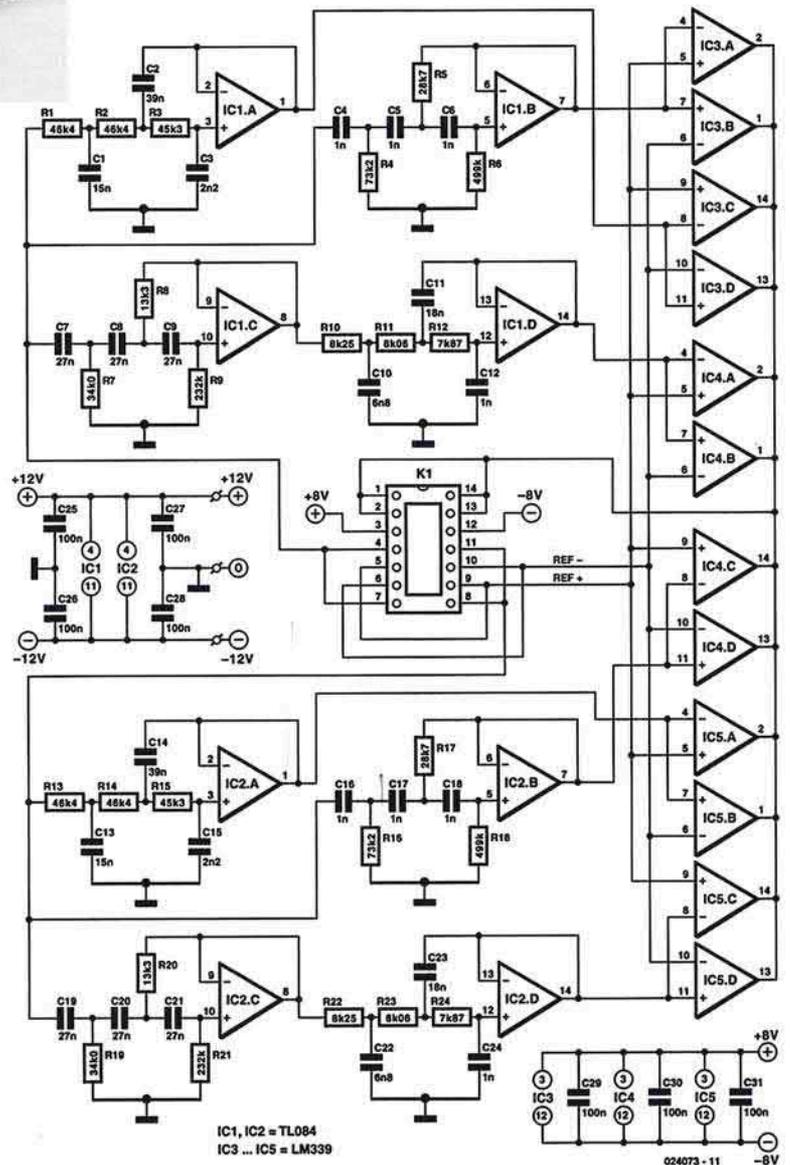


Filtro para Limitador de Audio (para DVD)



En el circuito "Limitador de Audio para DVD", los valores de pico de las señales de audio se han utilizado para reducir el rango dinámico del sonido. Una posible desventaja es usar el espectro entero de audio para determinar el nivel, de manera que los niveles de pico en las frecuencias bajas o altas pueden llevarnos a la supresión de, por ejemplo, voces en el rango de las frecuencias medias. Si dividimos el espectro en tres rangos y, para cada rango, creamos una ventana de comparación independiente que defina el nivel de la señal, conseguiremos que las señales de un rango apenas tengan influencia sobre las señales de los otros dos rangos. Por lo tanto, podemos decir que ésta es la intención de este filtro, en el que se consigue reducir el notorio efecto de "respiración" del limitador.

Los filtros que proponemos en este montaje son modelos estándar de tercer orden con frecuencias de corte de 200 Hz y 2,5 KHz. Los circuitos integrados IC1a e IC2a forman los filtros paso bajo para el rango bajo del filtro global, mientras que los circuitos IC1b e IC2b componen los filtros paso alto para el rango alto del filtro. Por su parte, los circuitos IC1c e IC2c, junto con IC1d e IC2d componen el filtro paso alto y paso bajo, respectivamente, para el rango medio del filtro total. Estas frecuencias de corte sencillamente no son las frecuencias extremas de los filtros, sino que estas frecuencias han sido calculadas de manera que las curvas se crucen cuando se haya producido una atenuación de 0,25 dB en la señal. De este modo, la amplitud detectada permanece aproximadamente



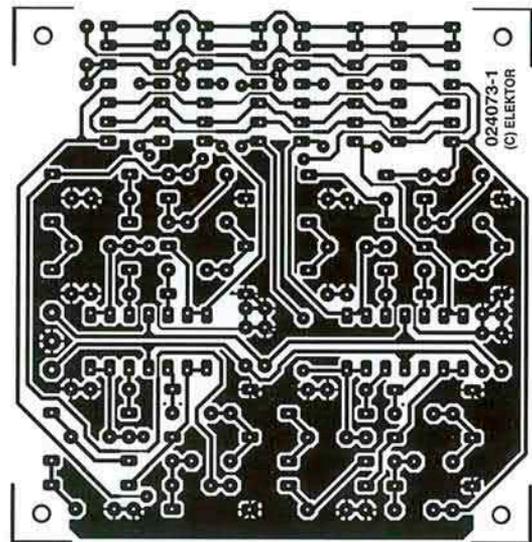
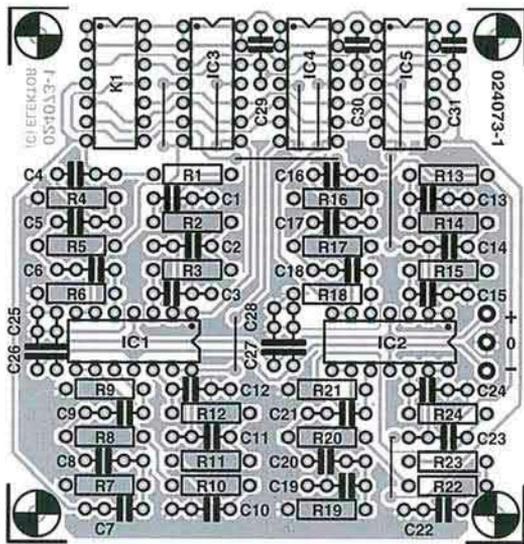
igual a lo largo del espectro de audio completo. La frecuencia de corte real con un filtro Butterworth de tercer orden es de una relación de 1,6 más allá del punto de los $-0,25$ dB. La curva no muestra lo que podríamos obtener en la práctica.

En el punto de corte desde el rango medio al rango alto, el filtro paso alto tiene un poco más de escalonamiento y, por lo tanto, parece como si el punto de corte estuviese desplazado un poco hacia arriba. Esto no tiene ninguna consecuencia real en la práctica.

La conexión con el limitador de audio se realiza por medio de un conector DIL de 14 terminales, con el correspondiente conector hembra para el comparador de este limitador. Este filtro utiliza el mismo conector DIL (K1), por lo que la conexión se puede

realizar con un pequeño trozo de cable plano. La tensión de alimentación para los comparadores también está conectada a través de este cable plano a la fuente de alimentación del filtro. Sin embargo, la tensión de alimentación para los amplificadores operacionales se tiene que tomar de la fuente de alimentación principal con tres hilos independientes. El incremento en el consumo de corriente del limitador es de unos 15 mA.

Además, se han realizado un par de pequeños cambios sobre el limitador: las resistencias R19 y R38 (ambas de $3,3$ K Ω) se han sustituido con resistencias de 47 Ω . Si no fuese así, la impedancia de entrada de los filtros afectaría al nivel de la tensión de entrada. Por desgracia, la placa de circuito impreso que se muestra en la imagen no está disponible ya finalizada. (024073-1)



LISTA DE MATERIALES

Resistencias:

R1, R2, R13, R14 = 46k4
 R3, R15 = 45k3
 R4, R16 = 73k2
 R5, R17 = 28k7
 R6, R18 = 499k
 R7, R19 = 34k0
 R8, R20 = 13k3

R9, R21 = 232k
 R10, R22 = 8k25
 R11, R23 = 8k06
 R12, R24 = 7k87

Condensadores:

C1, C13 = 15nF
 C2, C14 = 39nF
 C3, C15 = 2nF2
 C4...C6, C12, C16, C17, C18, C24 = 1nF
 C7, C8, C9, C19, C20, C21 = 27nF

C10, C22 = 6nF8
 C11, C23 = 18nF
 C25-C31 = 100nF

Semiconductores:

IC1, IC2 = TL084
 IC3, IC4, IC5 = LM339

Varios:

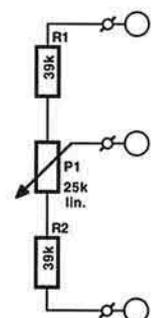
K1 Conector DIL de 14 terminales (2 off)
 Cable plano de 14 hilos.

Sustituto del Joystick

006

Los joysticks (mandos para videojuegos) utilizados en juegos y modelismo contienen dos potenciómetros con una resistencia de unos 100 K Ω , los cuales tienen una capacidad de giro comprendida entre 60 y 90 grados. De hecho, sólo un tercio de una cuarta parte del total de esta resistencia se utiliza en estos potenciómetros. El diagrama que se muestra en este montaje es el que deberemos utilizar para poder construir nuestro propio joystick con potenciómetros ordinarios que giran alrededor de 270 grados. Los valores para las resistencias R1 y R2 se proporcionan tan sólo como una guía de

trabajo y sus valores óptimos tendremos que encontrarlos por medio de sistemas de prueba y error. Es probable que sea más fácil si sustituimos temporalmente la resistencia R1 y R2 por una combinación de resistencias fijas y un potenciómetro, ya que puede llevarnos cierto tiempo determinar los valores correctos, porque cada una de las resistencias afecta sobre el cálculo de la otra.



(024064-1)

024064 - 11

LA LEY DE MOORE ACELERARÁ LA CONVERGENCIA DE LA INFORMÁTICA Y DE LAS COMUNICACIONES

Intel Subraya la Aproximación a las Comunicaciones Basada en Estándares

La exposición de Intel Corporation para los desarrolladores de hardware y software acaba de inaugurarse hoy en el Centro de Congresos Internacional de Munich. El Intel Developer Forum (IDF) con una duración de dos días, ofrece a más de 1.000 desarrolladores e ingenieros, entre otros expertos técnicos la oportunidad de asistir a sesiones técnicas y oír discursos pronunciados por altos ejecutivos de Intel que comparten su visión sobre la convergencia de la informática y de las comunicaciones. Pat Gelsinger, Chief Technology Officer de Intel, hizo una demostración de la extensión y expansión de la Ley de Moore, que, formulada hace tres décadas, se ha convertido en una guía para la industria de las tecnologías. Subrayó la intención que tiene Intel de extender los beneficios asociados a la Ley de Moore (alta tasa de innovación y reducción de los costes) más allá de la informática para llegar a las comunicaciones. En su discurso, Gelsinger habló de "Radio-Free Intel", una iniciativa de I+D diseñada para integrar capacidades inalámbricas en el silicio de Intel para permitir a la industria hacer que las comunicaciones inalámbricas sean más ubicuas.

Utilizando ejemplos, Gelsinger hizo una demostración de tres tecnologías fundamentales para la expansión de la Ley de Moore y Radio Free Intel, que están en curso de desarrollo en la extensa red de I+D de la compañía: Silicon Radios que utilizan MEMS (Micro Electronic Mechanical Systems) para permitir desplegar ampliamente radios con software de roaming inteligente, cumpliendo con la promesa de comunicaciones "siempre conectadas"; Sensor Networks inalámbricas y de organización automática que combinan los adelantos en silicio llevados a cabo según la Ley de Moore con la investigación en redes de comunicaciones para permitir a miles de pequeños dispositivos sensores embebidos conectarse de forma inalámbrica; y Optical Switching basado en Silicio

que une la funcionalidad de lógica digital con los dispositivos opto-electrónicos basados en silicio en un único chip con el propósito de reducir hasta 100 veces el coste de los enlaces ópticos y ampliar las comunicaciones de alta velocidad.

"Europa es experta en muchas de las áreas que mostramos hoy, incluyendo los MEMS, las tecnologías inalámbricas y ópticas," dijo Gelsinger. "Los desarrolladores aquí presentes tienen la oportunidad de dibujar y dirigir el horizonte de estas tecnologías. Me gustaría retar a estos desarrolladores a que empiecen a pensar cómo podrían integrar estas tecnologías futuras en productos actuales para proporcionar nuevos beneficios a la gente."

Comunicaciones Modulares

"Las transiciones en los entornos económicos, legales y tecnológicos mundiales están presentando enormes oportunidades para crear nuevos adelantos y éxito comercial en el mercado de las comunicaciones," dijo Sean Maloney, Vicepresidente Ejecutivo y Director General del Intel Communications Group. Una de las transiciones comentada hoy en su discurso es un alejamiento de las aproximaciones propietarias costosas para construir equipos y un acercamiento a la aproximación modular basada en bloques funcionales estándares.

"La industria de las comunicaciones ha experimentado 10 años de cambio durante el año pasado con reducciones significativas de sus ingresos, personal e inversiones en I+D," dijo Maloney. "Las compañías que saldrán airoas de esta recesión económica son las que adopten una aproximación de diseño modular más rápida y económica."

Maloney, quien pasó los primeros nueve años en Europa de su carrera de 20 años en Intel, dijo que Intel está trabajando con la industria y los fabricantes de equipos de comunicaciones en particular, para acelerar la transición a esta nueva aproximación modular.

Maloney dio algunas noticias en su discurso, anunciando el Intel@

PRO/Wireless 5000 LAN Dual Band Access Point, que permite conexiones simultáneas Wi-Fi (IEEE 802.11b) y Wi-Fi5 (IEEE 802.11a) al mismo dispositivo. En los países europeos donde ha sido aprobado el uso de productos 802.11a en bandas específicas de la frecuencia a 5,2 GHz, el Punto de Acceso soportará tanto 802.11a como 802.11b. En los otros países, el Punto de Acceso sólo soportará 802.11 b y podrá actualizarse para soportar 802.11a más tarde. Esto hace que el punto de acceso de modo dual de Intel sea una inversión preparada para el futuro, dijo Maloney, añadiendo que Intel ha anunciado recientemente que está desarrollando un chipset de LAN inalámbrica de banda dual que estará disponible en los productos de Intel más adelante este año.

El discurso de Maloney desveló también unas inversiones en I+D y gastos de capital de Intel que resultarán en soluciones de silicio líderes en las áreas principales de las interconexiones ópticas, el proceso de red y Ethernets. Maloney destacó que Intel ha gastado \$1.200 millones en investigación y desarrollo de comunicaciones el año pasado mientras que muchos actores de la industria recortaban gastos. Intel ha realizado fuertes inversiones en tecnología de proceso de fabricación, lo que permitirá a la compañía empezar a fabricar algunos de sus productos de comunicaciones en tecnología de 90 nanómetros el año próximo, más de un año de adelanto sobre sus competidores.

Howard Bubb, Vicepresidente y Director General del Network Processing Group de Intel, amplió los temas sobre soluciones de comunicaciones modulares y estandarizadas abordadas en el discurso de Maloney.

"Los proveedores europeos de comunicaciones y de equipos de red tienen un papel fundamental en la transición desde soluciones propietarias a soluciones de comunicaciones modulares estándares," dijo Bubb.

Como parte del compromiso de Intel en esta área, Bubb anunció en su dis-

curso que Intel ha definido un patrón de plataforma de comunicaciones modular estándar que permitirá a la industria de las comunicaciones hacer la transición desde sistemas propietarios a implementaciones

modulares estándares de equipos y servidores de comunicaciones.

Bubb dijo también que Intel y otros líderes de la industria han empezado el desarrollo de la Advanced Telecom Computing Architecture (Advan-

cedTCA™), una especificación para el tamaño de chasis y de blade estándares que está optimizado para las comunicaciones y destinado a ser el estándar de hardware requerido para la plataforma modular.

INTEL ANUNCIA LA DISPONIBILIDAD EN EUROPA DE PRODUCTOS WLAN BASADOS EN 802.11A

Intel Convierte el Festival de Cine de Cannes en Hotspot WLAN 802.11a

En el Intel Developer Forum (IDF) de Munich, Intel ha anunciado la disponibilidad en varios países europeos de su familia de productos WLAN basados en la tecnología de alta velocidad 802.11a. Intel ha anunciado también el Intel® PRO/Wireless 2000 LAN Dual Band Access Point en todos los países europeos. Este punto de acceso soporta clientes 802.11b y proporciona una vía de actualización a 802.11a, lo que hace que sea una inversión preparada para el futuro. En el Festival de Cine de Cannes la semana pasada, Intel hizo una demostración de su liderazgo en WLAN al instalar varios hotspots, o puntos de acceso, 802.11a, incluyendo en el "área de la alfombra roja", varios hoteles y uno de los yates del puerto de Cannes. Recientemente, Intel ha anunciado que está desarrollando un chipset de LAN inalámbrica de banda dual.

Los productos WLAN 802.11a de Intel están disponibles en Europa

Intel ha anunciado la disponibilidad en varios países europeos de la familia de productos Intel® PRO/Wireless 5000 LAN, incluyendo un punto de acceso de red (o estación base) y adaptadores para ordenadores portátiles. Intel ha anunciado también la disponibilidad de un kit de inicio, basado en la especificación 802.11a, que contiene un Punto de Acceso y dos adaptadores de notebooks. Los adaptadores de sobremesa PCI y mini-PCI estarán disponibles en el tercer trimestre.

Estos productos están actualmente disponibles en países europeos donde el uso de productos 802.11a ha sido aprobado en bandas específicas de la frecuencia a 5.2 GHz. Estos países

son: Francia, Reino Unido, Holanda, Bélgica, Dinamarca y Suecia. Intel espera que otros países europeos sigan esta tendencia pronto.

Además de la versión 802.11a sólo, el Intel® PRO/Wireless 5000 LAN Access Point también estará disponible en otras versiones incluyendo la versión 802.11a actualizable para que soporte 802.11b por una versión que soporta tanto 802.11a como 802.11b.

David Bradshaw, Director de Marketing para Europa de Intel comentó: "Estamos encantados de ser un pionero en tecnología WLAN 802.11a. La tecnología inalámbrica es ampliamente reconocida como el futuro de las redes e Intel pretende estar a la cabeza de este mercado al ser uno de los primeros fabricantes de soluciones inalámbricas en entregar productos 802.11a en Europa."

Los productos basados en el estándar 802.11a operan a velocidades de hasta 54 Mbps, cinco veces más rápido que la tasa de 11 Mbps del estándar 802.11b, proporcionando bastantes prestaciones para el uso simultáneo de muchas aplicaciones intensivas en ancho de banda como la audio y video conferencia, el data mining y las transferencias de grandes ficheros. En segundo lugar, los productos basados en 802.11a operan en la banda de frecuencia de radio a 5.2 GHz, que es clara y sin interferencias. En tercer lugar, los productos basados en 802.11a disponen de ocho canales que no se solapan en comparación con tres canales que no se solapan para los productos 802.11b. Debido a que los productos basados en 802.11a operan en ocho canales separados, los usuarios tienen acceso a un ancho de banda adicional de 432 Mbps en una única ubicación en comparación con un máximo de 33 Mbps para 802.11b.

Intel anuncia un punto de acceso de modo dual

Intel anuncia también el punto de acceso Intel PRO/Wireless. Este punto de acceso soporta clientes 802.11b y se puede actualizar para soportar clientes 802.11a. Esto representa una solución preparada para el futuro para países donde el uso de productos 802.11a no ha sido aprobado todavía. El punto de acceso Intel PRO/Wireless 2000 estará disponible en todos los países europeos a finales de junio.

Al utilizar un punto de acceso de banda dual, las organizaciones pueden proteger sus inversiones en equipos Wi-Fi (IEEE 802.11a) de 11 Mbps, y permite también una fácil transición a redes Wi-Fi5 (IEEE 802.11a) que ofrecen hasta 54 Mbps de tasas de datos, una mayor capacidad de canal y un espectro más limpio -todos los elementos necesarios para el despliegue más amplio de LANs inalámbricas.

Intel hace demostraciones de la tecnología 802.11a en el Festival de Cine de Cannes

Demostrando su liderazgo en tecnología WLAN, Intel ha instalado varios hotspots basados en 802.11a y 802.11b en el Festival de Cine de Cannes la semana pasada. Los visitantes del prestigioso festival de cine fueron unos de los primeros en experimentar los beneficios de una red de área local inalámbrica (WLAN) basada en el estándar 802.11a.

Algunos invitados pudieron visualizar resúmenes de los eventos del día anterior, incluyendo entrevistas con las estrellas de cine y el glamour desplegado en el área de la alfombra roja. Estas imágenes se emitieron de forma inalámbrica a handhelds y ordenadores portátiles, permitiendo a los visitantes pasear por ellas y no perderse

detalle. Los visitantes pudieron también utilizar sus handhelds y ordenadores portátiles para navegar en Internet de forma inalámbrica. Los hotspots 802.11a de Intel incluyeron áreas exclusivas como el área de la alfombra roja donde llegan las estrellas y pasan para entrar al "Palais", los hoteles Hilton y Martinez y los yates amarrados en el puerto de Cannes.

Intel desarrollará un chipset de LAN inalámbrica de banda dual

Además, recientemente Intel ha hecho demostraciones de su primer chipset de LAN inalámbrica desarrollado internamente capaz de operar como un cliente Wi-Fi* y Wi-Fi5*. El chipset de LAN inalámbrica de banda dual de Intel estará disponible más adelante este año y es compati-

ble con los estándares 802.11b y 802.11a. Permitirá reducir el coste de los dispositivos, soportar los últimos estándares de seguridad de LAN inalámbrica, proporcionar una mayor capacidad de tratamiento, ahorro de consumo y acelerar la integración de las redes inalámbricas directamente en los ordenadores de sobremesa y portátiles.

¡NUEVA WEB DE FARNELL!

FARNELL ha creado su nueva web, pensando especialmente en los profesionales de los sectores de I+D, mantenimiento, diseño y compras. Con esta herramienta comprar en Farnell es ahora todavía más rápido y sencillo. ¡Hacemos su vida más fácil!

- Catálogo Online: más de 100.000 productos, búsqueda rápida y búsqueda parametrizada.
- Información técnica: enlace directo a la web de nuestros fabricantes, información útil y consejos en nuestra página de Inicio del Diseñador.
- Soporte Técnico Online y hojas técnicas.
- Compra Online en un entorno seguro. Realice su pedido a cualquier hora, guárdelo Online mientras termina otro trabajo y acceda cuando lo desee a su histórico de pedidos.



INTEL CONSTRUYE LA PRIMERA CELDA DE MEMORIA SRAM DE UNA MICRA CUADRADA DEL MUNDO

Primer Silicio en la Tecnología de Proceso de 90 Nanómetros de Intel

Los investigadores de Intel Corporation han construido la celda de memoria SRAM (Static Random Access Memory) más pequeña del mundo que tan sólo mide una micra cuadrada. Estas celdas, los bloques funcionales de los chips de memoria, fueron construidas como parte de dispositivos SRAM totalmente funcionales producidos utilizando la tecnología de proceso de próxima generación de 90 nanómetros (nm) de Intel. Este logro es un hito en la implementación del nuevo proceso que estará en producción en 2003. "La nueva celda de SRAM de una micra cuadrada de Intel ha estable-

cido una nueva marca de densidad para la tecnología de silicio," dijo Sunlin Chou, Vicepresidente Senior y Director General del Technology and Manufacturing Group de Intel. "Este resultado nos proporciona un adelanto sobre la tecnología de proceso de 90 nm tanto para microprocesadores como para otros productos." Con la nueva tecnología de proceso de 90 nm, Intel está en línea para extender su lista de introducciones de una nueva generación de proceso cada dos años. Intel construirá muchos de sus productos con este proceso, incluyendo procesadores, chipsets y productos de comunicaciones. Intel prevé utilizar la tecnología de 90 nm exclusivamente en obleas de 300 mm.

Detalles sobre el Chip de SRAM

Los investigadores de Intel construyeron chips de 52 megabits (capaces de almacenar 52 millones de bits individuales de información), conteniendo cada uno de ellos 330 millones de transistores en un chip del tamaño de 109 mm² -más pequeño que una moneda de 10 céntimos de Euro. Son los chips de SRAM de mayor capacidad hasta la fecha. Estos chips fueron producidos en la fábrica de desarrollo de 300 milímetros (D 1 C) de Intel en Hillsboro, Oregon, utilizando una combinación de avanzadas herramientas de litografía de 193 nm y 248 nm. La construcción de chips de SRAM se utiliza normalmente en la industria para probar procesos de fabri-

cación de lógica de próxima generación. El reducido tamaño de celda de memoria es significativo ya que permitirá a Intel incrementar de forma económica las prestaciones de sus microprocesadores al añadir más memoria caché en su

corazón y al incrementar la densidad global de la lógica. Estos chips de SRAM funcionales demuestran también la implementación exitosa de todas las características del proceso de 90 nm requeridas para los microprocesadores, incluyendo los

transistores de altas prestaciones y las interconexiones de cobre de alta velocidad.

Para más información sobre la investigación en silicio de Intel, visite el "Intel Silicon Showcase" en www.intel.com.com/research/silicon.

CATÁLOGO DE PRODUCTOS 2002 FARNELL

FARNELL a través de muchos años ha ido ampliando el rango de productos y servicios que ofrece a sus clientes para satisfacer adecuadamente sus necesidades. Con la entrada en vigor del EURO, en su actual edición ha unificado las versiones española y portuguesa en un único catálogo.

El catálogo de FARNELL contiene más de 100.000 productos distribuidos en dos volúmenes. Está estructurado de forma lógica y con un diseño fácil: fotografías de productos, información técnica y módulos de precios.

Volumen 1: Semiconductores pasivos, y equipos de test.

Volumen 2: Material eléctrico y mecánico.

Se ha establecido un sistema de cuatro índices que hacen que la localización del producto sea fácil y rápida:



– Grupos de productos en la parte posterior de cada volumen.



– Índice alfabético por descripción de producto.

– Índice por referencia del fabricante.

– Índice por código Farnell.

INTEL PREVÉ RECORDS DE PRESTACIONES PARA SU PROCESADOR INTEL® ITANIUM® 2 EN APLICACIONES CLAVES DE EMPRESA Y TÉCNICAS

Intel Corporation reveló estimaciones de prestaciones para su futuro procesador Intel® Itanium® 2 que cumplen los aspectos más exigentes de la informática de empresa. Con sus mayores velocidades de datos y mejoras de microarquitectura, los servidores y estaciones de trabajo basados en el procesador Itanium 2 deberían proporcionar de 1.5 a dos veces las prestaciones de los actuales sistemas basados en Itanium, lo que amplía de forma significativa las prestaciones de la línea de productos sobre los sistemas basados en RISC en aplicaciones claves de empresa.

"Con sistemas basados en Itanium, Intel cumplirá la promesa de la

arquitectura Itanium con prestaciones líderes de la industria en una amplia gama de exigentes aplicaciones técnicas y de informática de empresa," dijo Mike Fister, Vicepresidente Senior y Director General del Enterprise Platforms Group de Intel. "Cuando la disponibilidad de sistemas empiece a mediados de este año y crezca a lo largo de 2002, los usuarios de TI y profesionales podrán desplegar una tecnología basada en estándares de altas prestaciones para sus aplicaciones más intensivas en datos y más críticas para su empresa."

El procesador Itanium 2, anteriormente conocido con el nombre de código "McKinley", será el segundo

miembro de una familia de procesadores de empresa de Intel que aporta las prestaciones y economía de volumen de la Arquitectura Intel a los segmentos informáticos más exigentes. La familia de procesadores Itanium permite una amplia elección de plataformas y software fiables y escalables para servidores y estaciones de trabajo de gama alta a costes bastante más bajos y con mayores prestaciones que las ofertas propietarias.

En base a pruebas realizadas con sistemas prototipos basados en Itanium 2, Intel prevé que el procesador Itanium 2 proporcione excelentes prestaciones para las siguientes aplicaciones:

- Planificación de recursos de empresa: Intel prevé que un sistema basado en cuatro procesadores Itanium 2 soporte más de dos veces el número de transacciones de ventas y distribución que un sistema similar basado en Itanium.
- Proceso de grandes bases de datos y transacciones: Intel estima que un sistema basado en cuatro procesadores Itanium 2 soporte alrededor de un 50 por ciento más de transacciones por minuto que un sistema comparable Sun UltraSparc* III.
- e-Commerce seguro: Pruebas realizadas por Coradiant* Research, consultoría de gestión de prestaciones, revelaron que un servidor prototipo basado en dos procesadores Itanium 2 realizó 1.440 transacciones seguras por segundo, o 720 transacciones por procesador, en el banco de prueba RSA SSL-C. En contraste, un sistema basado en cuatro procesadores Itanium realizó 1.376 transacciones por segundo, o 344 transacciones por procesador y un sistema de ocho procesadores UltraSP ARC III realizó 552 transacciones por segundo, o 69 transacciones por procesador -menos de una décima parte de las prestaciones, por procesador, del servidor basado en Itanium 2.
- Informática científica y técnica de altas prestaciones: Con el banco de prueba MP Linpack* 10K, sistemas

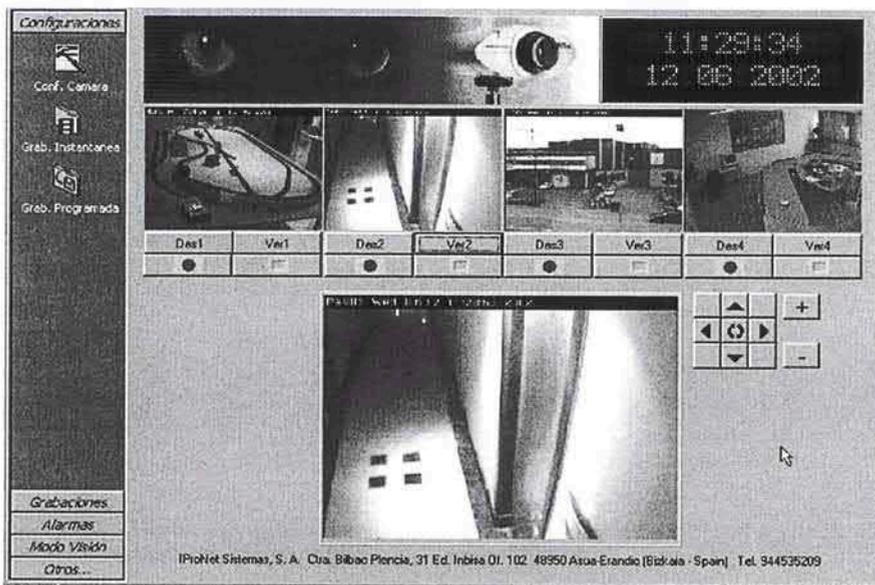
- basados en cuatro procesadores Itanium 2 deberían alcanzar prestaciones de superordenadores de más de 13 gigaflops (mil millones de operaciones de coma flotante por segundo), duplicando casi las prestaciones un sistema comparable UltraSP ARC III.
- Diseño mecánico asistido por ordenador: Para MSC.Nastma*, Intel anticipa que un sistema basado en un único procesador Itanium 2 tendrá un 90 por ciento más de prestaciones que un sistema comparable basado en Itanium y será dos a cuatro veces más rápido que un sistema comparable UltraSP ARC III.

- Intel espera también que el procesador Itanium 2 proporcione excepcionales prestaciones de procesador y sistema:
- Ancho de banda de memoria: Sistemas basados en un único procesador Itanium 2 utilizando el chipset Intel E8870 deberían proporcionar 3.7 GB/s en el banco de prueba Stream*, lo que es más de 2.5 veces que un sistema basado en el procesador Itanium y más de cuatro veces las prestaciones de un sistema comparable UltraSPARC m a 0.891 GB/s.
 - Coma flotante: En el banco de prueba SPECfp2000*, los sistemas basados en un único procesador Itanium 2 deberían alcanzar prestacio-

- nes líderes con un resultado base de 1.350, duplicando casi el resultado base de 701 en sistemas comparables basados en UltraSP ARC me Itanium.
- Enteros: Intel estima que en el banco de prueba SPECint2000*, los sistemas basados en un único procesador Itanium 2 tengan un resultado base de 700, o alrededor del 30 por ciento más que un sistema comparable UltraSP ARC III.

Las excelentes prestaciones del procesador Intel Itanium 2 se consiguen mediante mejoras de la microarquitectura- incluyendo 3 MB de caché de tercer nivel en el chip y unidades de ejecución y puertos adicionales - y mejores velocidades de datos, incluyendo un incremento de tres veces en el ancho de banda del bus de sistema, una frecuencia de 1 GHz y mejores latencias de caché. La arquitectura de Itanium mantiene también la compatibilidad software de generación en generación, lo que permite que el software compilado para el procesador Itanium funcione en el procesador Itanium 2 con incrementos de prestaciones significativos. Para más información sobre las prestaciones de empresa y bancos de prueba, visite www.intel.com/press-room/archive/backgmd/itanium2.htm.

NUEVO SOFTWARE PARA UN SISTEMA DE TELEOBSERVACIÓN, TELEVIGILANCIA Y TELEACTUACIÓN A TRAVÉS DE IP



Este sistema rompe con las principales barreras de los tradicionales sistemas de vídeo: la distancia y la imposibilidad de interactuar. Con e-netcam se pueden recoger imágenes en Nueva York o en cualquier otro punto del planeta y no sólo visualizarlas en directo desde Bilbao sino activar un dispositivo al otro lado del Atlántico a la vista de lo que allí está sucediendo. Para hacerlo hay que integrar el software en un PC, una o varias cámaras y un canal de comunicación. El Software permite visualizar y gestionar las imágenes que se obtienen de la cámara, programando sesiones de grabación o grabando "en directo", pudiendo ser éstas almacenadas en el

disco duro del PC, donde no pueden ser sustraídas o modificadas, y posteriormente guardadas si se quiere en un CD-ROM convencional.

Las cámaras pueden ser digitales con un servidor web en su interior, o analógicas, si ya las tenemos, añadiéndole un servidor web por cada 4 cámaras, lo que puede abaratar considerablemente su implantación. La comunicación entre la cámara y el PC puede hacerse por cable o inalámbrica para una instalación local y por conexión telefónica de cualquier tipo para las instalaciones distribuidas. Esto significa que el coste del mantenimiento del sistema se limita al coste telefónico de la conexión, que es de cero euros en el caso de utilizar líneas ADSL. Es el sistema más avanzado, práctico y accesible que existe.

Esta solución permite integrar, con un coste asequible, la teleobservación, la televigilancia y la teleactuación, donde convenga: en la empresa, en la industria y hasta en la vivienda. En la empresa, como un elemento más de gestión, tiene múltiples utilidades: con él se puede comprobar simultáneamente los horarios de apertura y cierre, o las incidencias, de los distintos establecimientos o de varias obras importantes que se estén realizando en diversos puntos de la península, proporcionando una información que de otro modo sería materialmente imposible de obtener al mismo tiempo o resultaría muy costosa.

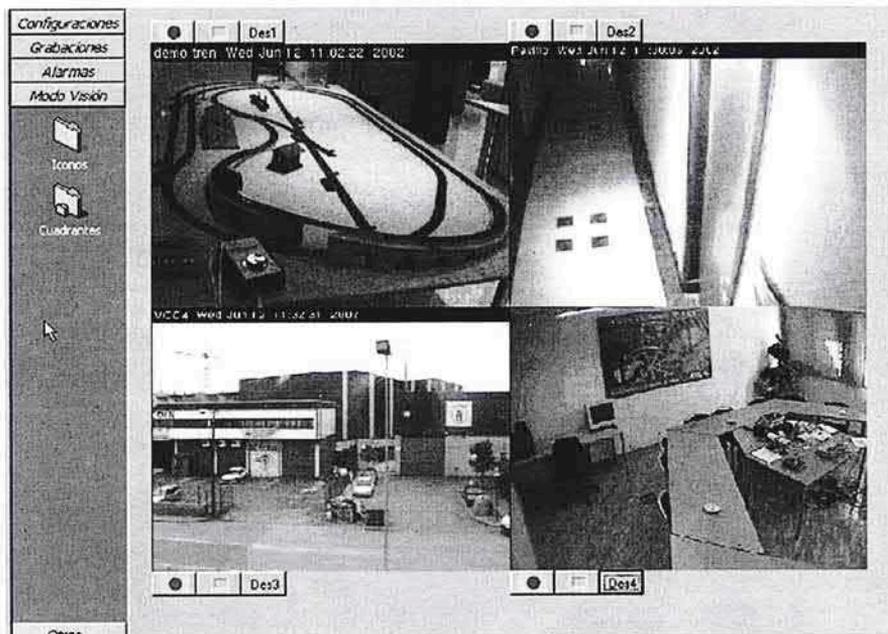
En la industria permite ver en directo instalaciones, el panel de mando de máquinas o cualquier cosa que se desee sin necesidad de estar presente, con la posibilidad de activar accionamientos a distancia a través de las conexiones de entrada y salida de las cámaras; podemos activar una alarma, parar una máquina o abrir una verja.

En la vivienda nos puede servir para observar a personas que estén a nuestro cuidado o en segundas viviendas, para vigilar su situación y,

si lo consideramos, encender y apagar las luces o subir y bajar las persianas dando la sensación de que hay alguien dentro.

Puede actuar también como un Centro de Recepción de Alarmas, superando las normativas más recientes que obligan a que cualquier alarma tenga comprobación auditiva o visual. Una cadena de tiendas, por ejemplo, puede acoplar a las cámaras sensores del tipo que sean y programarla para que llamen a un teléfono móvil cuando estos se activen o para que envíen por correo electrónico las

Existe e-entcam en versión básica para 1 o 4 cámaras y e-netcam avanzado para hasta 99 cámaras. En el primer caso, los requisitos mínimos para poner el sistema en funcionamiento son: ordenador PC Pentium III o superior, sistema operativo Windows /98/Me/NT/2000, cámara digital con servidor Web (Axis o similar) o analógica con servidor de imágenes y comunicación telefónica (RTC, RDSI, ADSL, GSM Y GPRS) o comunicación local. La empresa vasca Ipronet Sistemas ha creado y está actualmente implantando el sistema e-netcam que ya ha



imágenes anteriores y posteriores a cuando se activaran. De este modo una sola persona que lleve el móvil puede cumplir las mismas funciones que la Central Receptora de Alarmas, ya que si se detecta humo o movimiento recibe una llamada para que pueda conectarse y comprobar in situ qué es lo que pasa, evitando las falsas alarmas. En el caso de gestionar muchas cámaras, aquella en la que se activa el sensor es la que pasa automáticamente a modo visualización sin necesidad de tener un seguimiento específico de ella.

obtenido el premio al equipamiento interior en la feria CINTEX de construcción. Esta empresa desarrolla e instala soluciones para la teleobservación y la videovigilancia basadas en sistemas informáticos. Como productores tienen todo el conocimiento y experiencia para resolver a medida los posibles problemas que se presentan en este campo, sean lo complejos que sean, y pueden también tomar este software como base para resolver otras necesidades más complejas aportando al cliente soluciones "llave en mano".

NUEVO AUTÓMATA CJ1: EL PEQUEÑO GIGANTE

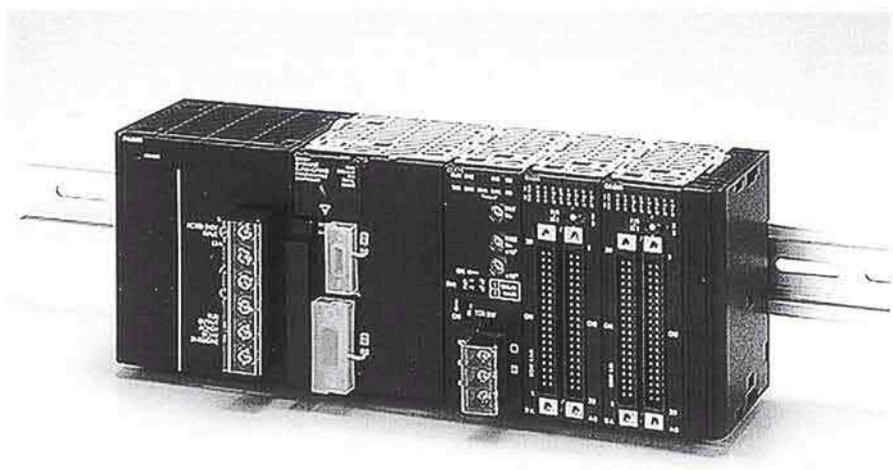
El nuevo autómata programable CJ1 de Omron ha sido diseñado para ofrecer prestaciones de autómatas de gama media-alta en formato de micro-pic. Sus dimensiones (90 x 65

x 20 mm) reducen el espacio y en consecuencia los costes de la instalación. Además, no necesita de rack o bastidor; ya que el montaje del CJ1 se realiza sobre carril DIN, flexibilizando

futuras extensiones de la instalación y facilitando el mantenimiento. Este autómata está orientado a aplicaciones que requieren flexibilidad, alta velocidad de respuesta y alto

grado de comunicación. Hay disponibles una gran variedad de CPUs para personalizar la solución a las aplicaciones más diversas. Permite la ejecución de programas en paralelo con la atención de servicios a periféricos y la programación por tareas. También, ofrece alta velocidad de proceso, un potente juego de instrucciones, una gran variedad de E/S especiales y además, soporta tarjeta PCMCIA para MEMORY CARD. El CJ1 es un autómata potente y muy flexible en las comunicaciones, pudiéndose conectar en Compo-bus/S, Device Net, Controller Link y Ethernet.. Además, cuando se establecen comunicaciones serie, se pueden utilizar también MACROS de protocolo.

Cabe señalar que se puede expandir hasta con tres racks pudiéndose conectar hasta 40 módulos. Asimismo, dispone de una gran capacidad de funcionamiento pudiendo lle-



gar hasta 120 K pasos de programación, 256 K palabras como memoria de datos y 2560 puntos de E/S. Con todo ello, el CJ1 es un equipo ideal para su aplicación en maquinaria compacta y reducida, en controles de máquinas en tiempo crítico, para el desarrollo de potentes sistemas de

comunicación ofreciendo un alto grado de conectividad y en aplicaciones de Data Logging para los mercados más diversos: montajes electrónicos, semiconductores, embalajes, distribución y transportes, alimentación, maquinaria textil, automoción, industria del papel e industria farmacéutica.

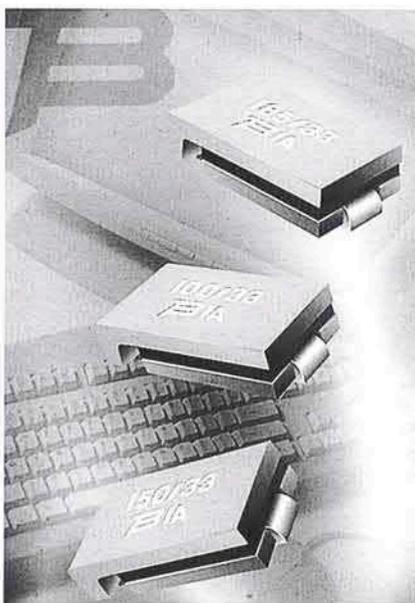
BURNS® MULTIFUSE® PRESENTA LOS NUEVOS PRODUCTOS DE 33 V

Bourns, Inc., un importante fabricante de componentes electrónicos y soluciones integradas, ha anunciado hoy el lanzamiento de una nueva serie de fusibles de polímero con coeficiente de temperatura positivo (PPTC) de 33 V. Los modelos MF-SM100/33V, SM150/33V y SM185/33V proporcionan protección contra sobrecorrientes y ofrecen una gran flexibilidad de diseño para los productos que cumplen las especificaciones IEEE1394.

Los nuevos productos Multifuse® ofrecen un valor $V_{m\acute{a}x}$ de hasta 33 V para aplicaciones a tensiones mayores como el diseño de productos para montaje en superficie (SMD). Algunas de estas aplicaciones son PCs, concentradores IEEE1394, impresoras, cámaras de vídeo digital, televisores digitales, entre otras muchas.

Precios y disponibilidad

Los productos Multifuse® SM33V se presentan en cinta de papel y bobina, y ya hay muestras disponibles. Los plazos de entrega de los productos oscilan entre la entrega inmediata, si está en existencias, y cuatro semanas. Para cantidades de



100.000 unidades, los productos pueden adquirirse por precios desde 0,20 dólares por unidad.

Acerca de Bourns, Inc.

Bourns, Inc. es uno de los principales fabricantes de potenciómetros de ajuste, potenciómetros de precisión, contactos modulares, interruptores, redes de resistencias/condensadores y dispositivos analógicos de entrada,

incluidos controles de paneles y codificadores. Bourns vende también resistencias del tipo de chip, matrices de tipo chip y componentes inductivos. Satisfaciendo los requisitos de protección de circuitos de productos de la próxima generación, la amplia oferta de protección de circuitos de Bourns incluye una extensa línea de fusibles rearmables PPTC, protectores contra sobre tensiones integrados en tiristores y redes de protección contra sobre tensiones alimentadas por la línea. La gama de Productos de Protección de comunicaciones de Bourns incluye tubos de descarga gaseosa (GDT), protectores de estaciones telefónicas, protectores de cinco patillas, protectores de señales para la industria, protectores para riegos e instalaciones petrolíferas, protectores coaxiales para televisión por cable (CATV), protectores de datos de señales, y las líneas de productos de potenciómetros divisores para interior y exterior y dispositivos de interfaz de redes (NID). Con sede central en Riverside, California, Bourns sirve aun gran número de mercados que incluyen los de telecomunicaciones,

ordenadores, industria en general, instrumentación, automoción, productos de consumo, equipos médi-

cos, productos de audio y otros segmentos del mercado. Los productos de Bourns® se fabrican según las

normas ISO-9000 y QS-9000, de acuerdo con programas de calidad Six Sigma.

MEJORAS INTRODUCIDAS EN LOS OSCILOSCOPIOS DE LA GAMA ALTA DE TEKTRONIX ACELERAN LA LLEGADA AL MERCADO DE DISEÑOS INNOVADORES

Las mejoras, sugeridas por los propios usuarios, introducidas en la plataforma de probada eficacia simplifican las medidas complejas y reducen los tiempos de desarrollo

Tektronix, Inc. (NYSE: TEK), líder mundial en la fabricación de osciloscopios para aplicaciones de diseño, diagnóstico y servicio electrónico, anuncia mejoras significativas en su premiada serie de osciloscopios de fósforo digital (DPO). Estas mejoras cubren aplicaciones clave en los mercados de informática, comunicaciones y semiconductores, así como necesidades generales.

Los diseñadores, tanto de productos electrónicos de alta tecnología como de consumo, se enfrentan a problemas que surgen como consecuencia del incremento de las velocidades de datos y de la complejidad de los sistemas. La integridad de la señal se ha convertido en un asunto primordial al igual que la creciente utilización de estrechas arquitecturas de bus serie de alta velocidad. Además, existe una presión constante para que los productos lleguen al mercado en el menor tiempo posible. Las nuevas mejoras introducidas en los DPO de la serie TDS7000 incluyen varias novedades en la industria, tales como la aplicación más avanzada del mundo para análisis de inestabilidad ("jitter"), el único disparo existente por patrón serie en tiempo real y la sonda activa más rápida del mundo, que simplifican y aceleran la labor de ingeniería en estas áreas. Es más, la mayoría de estas mejoras son compatibles con los instrumentos previamente existentes y entregados de las series TDS7000 y CSA7000.

"Después de dos años y miles de clientes satisfechos, once nuevas características mejoran la premiada serie TDS7000 permitiendo a los diseñadores solucionar de forma más eficiente los problemas de medida

emergentes y cumplir con los exigentes plazos de diseño", dijo Colin Shepard, Vicepresidente de la unidad de osciloscopios de Tektronix. "No importa qué desafíos deban afrontar nuestros clientes, la extraordinaria fidelidad de medida, potente capacidad de análisis y flexible conectividad de los osciloscopios de altas prestaciones de Tektronix proporcionan al usuario herramientas muy fáciles de utilizar para la depuración, caracterización, verificación y pruebas de fabricación en diseños de alta velocidad."

Las mejoras son una respuesta a las tendencias de la tecnología en mercados de rápida evolución

Desde la introducción de la serie TDS7000 en el año 2000 han surgido varias tendencias que dan forma a las necesidades de medida de los diseñadores, particularmente en los mercados de informática, comunicaciones y electrónica avanzada.

Algo común a todas estas aplicaciones es un énfasis creciente en la integridad de la señal y en las medidas utilizadas para caracterizar y solucionar los problemas de dicha integridad.

Estas medidas se concentran en fenómenos tales como espurios, degradación del pulso y "jitter" que son cada vez más comunes en los circuitos digitales de alta velocidad que se integran en los rápidos servidores, elementos de redes de comunicaciones y componentes digitales actuales. Todos estos retos demandan el máximo ancho de banda y fidelidad de señal al osciloscopio ya sus subsistemas, tales como las sondas. Es más, tanto las medidas de integridad de la señal de características como la inestabilidad necesitan análisis estadísticos y no solamente medidas directas, lo cual requiere de un software específico para el análisis y la presentación de resultados.

Las mejoras introducidas en los instrumentos de las series TDS7000 y CSA7000 engloban todos estos requerimientos. Las sondas y sus accesorios, como el amplificador de buffer de alta impedancia TCA-1 MEG y la deslumbrante sonda activa P7260 de 6 GHz proporcionan señales rápidas e intactas al sistema de adquisición. Un paquete opcional de software de análisis de inestabilidad ("jitter") TDSJIT3 acelera la solución de problemas automatizando los procesos estadísticos necesarios. Además, esta es la primera solución en tiempo real capaz de caracterizar de forma independiente la inestabilidad aleatoria y determinista (Rj/Dj) y de predecir la tasa de error de bit (SER, Bit Error Ratio). Utilizando estas características, los ingenieros pueden predecir rápida y fácilmente el SER del sistema, un buen indicador de la calidad general del mismo, en tan solo unos segundos, a diferencia de los minutos o incluso horas que necesitan otras herramientas.

Una segunda tendencia es la creciente utilización de arquitecturas de bus serie en vez del tipo paralelo. Mientras que esta técnica permite mayores velocidades de datos, también complica los pasos necesarios para realizar las medidas, tales como el disparo del osciloscopio, la recuperación de señales de reloj imbricadas y la localización de eventos específicos contenidos en las tramas de datos serie "empaquetadas".

La opción de disparo por patrón serie en los osciloscopios de la serie TDS7000 permite un rápido aislamiento de los fallos dependientes de los datos durante las pruebas de conformidad y durante la evaluación de elementos de bus serie. Una opción de prueba de máscara serie acelera las pruebas de conformidad a la vez que una opción de recuperación de reloj permite al osciloscopio disparar con facilidad sobre señales de reloj imbricadas, en vez de confiar en la

trama de datos, menos estable por sí misma, para asegurar una detección positiva de la inestabilidad y de la sensibilidad a patrones específicos de datos.

Por último, un paquete de medida USB 2.0 opcional proporciona una automatizada y sencilla para las medidas en desarrollo y solución de problemas para la evolución de este importante estándar.

Un tercer reto técnico es la necesidad de depurar y caracterizar eficientemente señales cada vez más rápidas y complejas. Esto no es nuevo pero requiere herramientas de medida para avanzar con paso firme hacia la demanda de velocidades de reloj cada vez más rápidas y los protocolos y tecnologías de dispositivos emergentes. Mejoras tales como el disparo por patrón serie y una conec-

tividad mejorada unen sus fuerzas a las características ya existentes en los modelos TDS7000 y CSA7000 (cabe destacar la avanzada capacidad de disparo del osciloscopio y la excepcional velocidad de captura de formas de onda de la tecnología DPO) para garantizar una productividad sin concesiones, incluso cuando las necesidades de las aplicaciones resultan más rigurosas.

ZX, EL SENSOR LÁSER DE DESPLAZAMIENTO MÁS PEQUEÑO DEL MUNDO EN SU CATEGORÍA

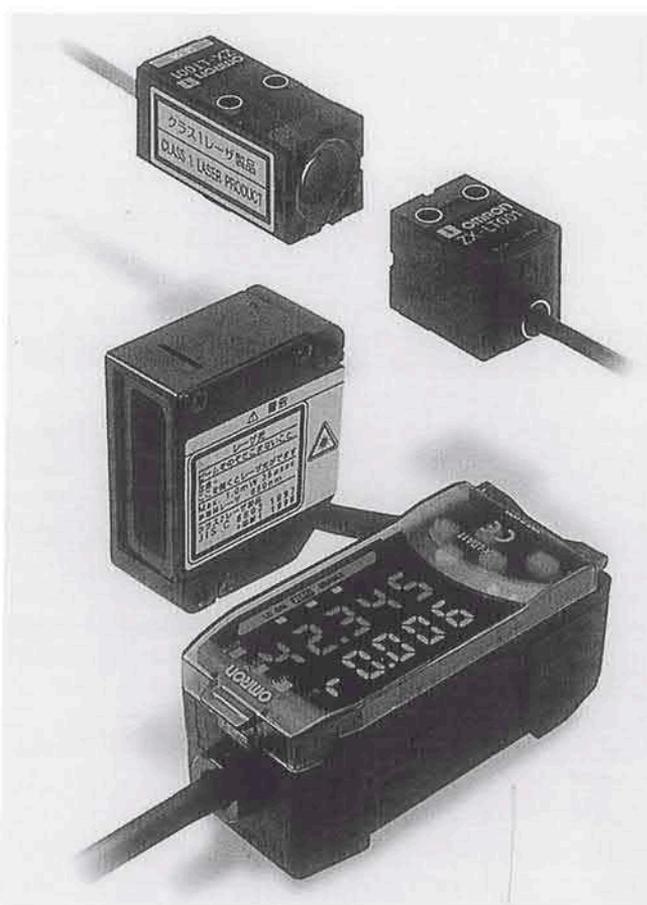
Omron ofrece a sus clientes uno de los sensores láser de desplazamiento más pequeños

del mundo, con prestaciones de equipo de instrumentación y orientado a aplicaciones de alta precisión en los mercados más exigentes (automóvil, metalurgia, cerámica, máquina herramienta, etc.).

Este sensor inteligente ZX está pensado para implementar soluciones fundamentalmente de control de calidad. Su estructura está basada en un amplificador fijo (con 3 salidas PNP o NPN y 1 salida analógica) mas una cabeza sensora de entre los 11 modelos disponibles (8 de tipo reflex y 3 de barrera), permitiendo de esta forma dar respuesta a aplicaciones diversas como medida de grosores, alturas, anchuras, excentricidades, posición, etc.

Ofrece un alto grado de precisión gracias a los 3 modelos de spot (puntual o lineal para, modelos reflex y área para modelos en barrera) ya las diferentes resoluciones disponibles (desde 0,25 a 300 micras). El rango de detección varía en función de la cabeza sensora seleccionada, siendo los márgenes de 28 a 500mm en los modelos reflex y de 0 a 2 metros en los de barrera.

Este sensor ha sido desarrollado con prestaciones de equipo de instrumentación, prueba de ellos son las



avanzadas funciones y características descritas a continuación:

a) Unidad de cálculo para el procesamiento de las señales procedentes de dos sensores láser de desplazamiento ZX.

b) Reconocimiento del tipo de sensor conectado, indicación directa de la resolución y distancia de medida, función de escalado, retención de la última medida, etc. Toda una amplia gama de funciones para facilitar el manejo y la resolución de aplicaciones.

c) Función de autodiagnóstico del estado del diodo láser que indica de forma automática cuándo debe reemplazarse, facilitando considerablemente el mantenimiento del equipo.

d) Modo "Light intensity" para hacer funcionar el sensor láser de forma similar a una fotocélula estándar de altas prestaciones.

e) Mediante el software Smart Monitor se pueden configurar y salvar los parámetros del ZX en un PC, así como realizar registro de medidas tanto digitales como analógicas, gestión de datos históricos y visualización de la forma de onda y salidas digitales como si de un osciloscopio se tratase. Por todo ello, el nuevo sensor ZX es un equipo suficientemente capacitado para realizar un control de calidad en cualquier línea de montaje o producción.

Al disponer de 3 salidas digitales para cada nivel umbral de medida (LOW, PASS y HIGH), así como de una salida analógica configurable en tensión o corriente ya su vez escalable, el ZX es fácilmente integrable con los sistemas de control.

A pesar de su alta funcionalidad el ZX es un equipo de muy sencilla operación. Dispone de doble display reversible con caracteres de gran visibilidad (7 mm) que facilitan la visualización simultánea de diferentes parámetros: nivel umbral, valor

de medida o nivel de intensidad de luz según modo de funcionamiento, resolución, etc. El panel de control es realmente intuitivo y está compuesto por cinco botones y 2 switches destinados a la configuración y parametrización de las distintas funciones del dispositivo. Por otro lado y a fin de simplificar al máximo la tarea de ajuste del sensor según el tipo de detección o medida a realizar, el ZX incorpora tres tipos de función teaching (posición, a dos puntos y automático), así como la posibilidad de realizar un ajuste manual cuando se conocen los distintos valores de referencia.

Como se ha comentado con anterioridad, el campo de aplicación de los sensores láser de desplazamiento ZX es muy amplio. A continuación se describen algunas de estas soluciones:

Aplicaciones

Mercado de envase y embalaje: Inspección de boca torcida en botellas PET.

En la actualidad, durante los procesos de fabricación de botellas PET, no es habitual inspeccionar el estado de la boca de la botella, es decir, que esté torcida o no, lo que causa numerosos problemas a la hora del envasado y cierre de la botella con tapón. Solucionar este problema con un sistema de visión artificial resulta caro, y no ofrece una respuesta lo suficientemente rápida en este tipo de procesos. Frente a esto, la instalación de un sensor ZX es la solución ideal la que al incorporar la función de medidor de panel, la programación resulta más sencilla. Además, el ZX simplifica la instalación y facilita el mantenimiento ya que en el peor de los casos (rotura del sensor) sólo sería necesario reemplazar la cabeza sensora.

Mercado de envase y embalaje: Inspección del tapón o la tapa de las botellas de leche.

En los procesos de envasado de botellas de leche es importante controlar la altura existente entre la tapa prensada a la boca de la botella, y el tapón que enrosca la

botella. Es preciso mantener una altura de 8 mm. Para realizar adecuadamente este control se utilizarán las tres señales digitales disponibles en el ZX: HIGH con tapón; PASS con tapa; LOW sin tapa ni tapón. En este proceso de inspección no influye el color por lo que el ZX resulta totalmente flexible en estas aplicaciones. Además, el haz lineal del modelo ZX-LD40L minimiza la influencia de superficies no homogéneas.

Mercado del automóvil: Inspección de neumáticos doblados.

En la industrial del automóvil, el sensor ZX es una solución ideal en procesos de fabricación de neumáticos donde haya que inspeccionar su estructura para garantizar la homogeneidad de la superficie. Asimismo, teniendo en cuenta que un neumático con 2 mm de rugosidad es considerado en muchos casos como defectuoso, se precisa un sistema de gran fiabilidad.

El sensor ZX ofrece bajo coste en el desarrollo de la aplicación dada la relación prestaciones/precio. Gracias a la función P-P (Pico-Pico) y mediante la rotación del neumático, se detectan las posibles rugosidades en la superficie.

Mercado del automóvil: Detección del nivel de aluminio disuelto en un horno.

En los tanques de fluido de desecho se precisa controlar el nivel de aluminio disuelto en un horno antes de decantar. Las altas temperaturas existentes tanto en la superficie como en el interior del horno impiden la detección directa del nivel y la indirecta no suele ser suficiente.

Considerando las altas temperaturas, se soluciona este problema mediante un mecanismo flotante en el interior del horno donde la posición del flotador (nivel de aluminio) es controlada con un sensor ZX.

Mercado de estampado e impresión: Cálculo del número de materiales impresos.

En los procesos de impresión de materiales, el sensor ZX, gracias a la función de cálculo

diferencial que incorpora, permite realizar un cálculo estable del número de materiales que están siendo impresos, sin influencias del tipo de superficie o del color de la misma. En la actualidad, estos cálculos se realizan contando el número de rotaciones realizadas por la impresora, con el agravante de que en ocasiones es preciso la retirada de muestras. Además, dado que las superficies donde se trabaja son heterogéneas y de diferentes colores, es muy difícil solucionar el problema con sensores convencionales.

Mercado del papel/cartón: Fabricación de cajas de cartón.

En los procesos de embalaje de cajas de cartón, el sensor ZX permite detectar cualquier fallo en el apilado del cartón (desplazamientos, inclinaciones, etc) que pueda dificultar el sellado de los paquetes. Un apilado incorrecto hace imposible el sellado correcto de la caja.

El sensor ZX es capaz de detectar apilados defectuosos mediante el control de la altura, llegando incluso a controlar diferencias de altura de 3 mm a grandes velocidades.

Realizar con este sistema un control de calidad resulta a medio plazo muy económico ya que se reduce los sellados defectuosos (quejas/devoluciones por parte de los clientes), así como los costes de producción.

Mercado de la electrónica: Inspección del grosor de baterías.

En los procesos de fabricación de baterías se precisa medir el grosor de las mismas con una precisión que en algunos casos llegar a ser de 0,1 mm e incluso inferior y una resolución de 10 micras. Dar respuesta a estas necesidades con un sensor láser convencional puede resultar una solución cara además de difícil por el tamaño de estos equipos para estas aplicaciones. Gracias a la unidad de cálculo que puede emplearse con estos sensores se puede medir el espesor de las baterías. Por otro lado, utilizando el tipo de haz lineal se da una mayor estabilidad al no tener influencia de la superficie de las baterías que en ocasiones puede no ser homogénea.

LAS SONDAS DE TEKTRONIX PARA SUS OSCILOSCOPIOS MÁS AVANZADOS LE DAN UN NUEVO SIGNIFICADO A LA FIDELIDAD DE SEÑAL

Las prestaciones de estas sondas aportan mayor potencia al kit de herramientas de diseño de alta velocidad y proporcionan una fidelidad inmejorable en el cada vez más complejo análisis de integridad de señal

Tektronix, Inc. (NYSE: TEK), líder en instrumentación y accesorios para pruebas y medidas, comunicaba la disponibilidad de dos nuevas sondas de osciloscopio y sus accesorios para la adquisición y análisis de señales de alta velocidad en ordenadores, comunicaciones y electrónica de vanguardia.

Los ingenieros de diseño actuales se enfrentan aun conjunto específico de problemas de integridad de la señal, incluyendo la necesidad fundamental de una sonda activa con un rendimiento de ancho de banda por encima de los 4 GHz, que deberán resolverse cuando se desarrollan tecnologías digitales avanzadas. Siendo la primera sonda de osciloscopio que incorpora tecnología silicio-germanio (SiGe) de IBM, la P7260, la sonda activa más rápida del mundo, permite a los ingenieros realizar medidas de alta velocidad con rapidez y eficiencia proporcionando un mayor nivel de detalle acerca del comportamiento de la señal gracias a su máxima fidelidad. El sistema amplificador de buffer de alta impedancia TCA-1 MEG permite a los ingenieros extender las capacidades de los osciloscopios de altas prestaciones de Tektronix utilizando la interfaz TekConnect™ accesorio que proporciona acceso a diversas sondas.

"La introducción de estas sondas y sus accesorios junto con nuestros osciloscopios de altas prestaciones, incluido el osciloscopio de almacenamiento digital (DSO, del inglés Digital Storage Oscilloscope) TDS6604, el más rápido del mundo, demuestra el liderazgo de Tektronix y su compromiso de ofrecer una fidelidad de señal incomparable en su sistemas de medida" dijo Colin Shepard, Vicepresidente de osciloscopios de Tektronix. "Puesto que el análisis de señal es sólo tan

bueno como lo sea la calidad de la señal adquirida, Tektronix desarrolla productos con la mejor fidelidad disponible para que nuestros clientes puedan abordar con fiabilidad los actuales problemas de integridad de la señal en su sistema de medida."

Desarrollo de las prestaciones de osciloscopio más rápidas del mundo en la punta de la sonda

La P7260 con tecnología SiGe es la sonda activa más rápida del mundo, con una capacidad de ancho de banda de 6 GHz y <75 picosegundos (ps) de tiempo de subida. Esta sonda posee un pulsador que ofrece a los usuarios la opción de utilizar la sonda con un rango dinámico de 6 voltios pico a pico (Vp-p) y una atenuación de 25X o de 1,5 Vp-p con una atenuación de 5X y una superior sensibilidad. Su capacidad de entrada <0,5 picroFaradios (pF) es la especificación de capacidad de entrada más baja existente para éste tipo de sondas y asegura una carga mínima de la señal en el sistema de adquisición más preciso existente. El posicionador de sondas PPM100 ofrece a los usuarios un sistema de sonda de sobremesa general con manos libres ya un precio asequible. Utilizando un control sobre 3 ejes que sujeta la sonda en la posición deseada, esta herramienta se encuentra disponible tanto con una base de masa elevada como con un sistema de sujeción.

El amplificador de buffer expande la funcionalidad de los osciloscopios de altas prestaciones

El nuevo sistema amplificador de buffer TCA-1 MEG de alta impedancia ofrece una gran versatilidad para los osciloscopios de altas prestaciones de Tektronix mediante la incorporación de un acoplamiento de entrada y límite de ancho de banda seleccionables y una entrada de 1 megaohmio. Estas mejoras proporcionan acceso aun conjunto de sondas con anchos de banda hasta los 500 MHz, inclu-

yendo sondas pasivas generales, sondas de alto voltaje (pasivas con referencia a tierra y activas diferenciales), sondas diferenciales para microvoltios y sondas de corriente.

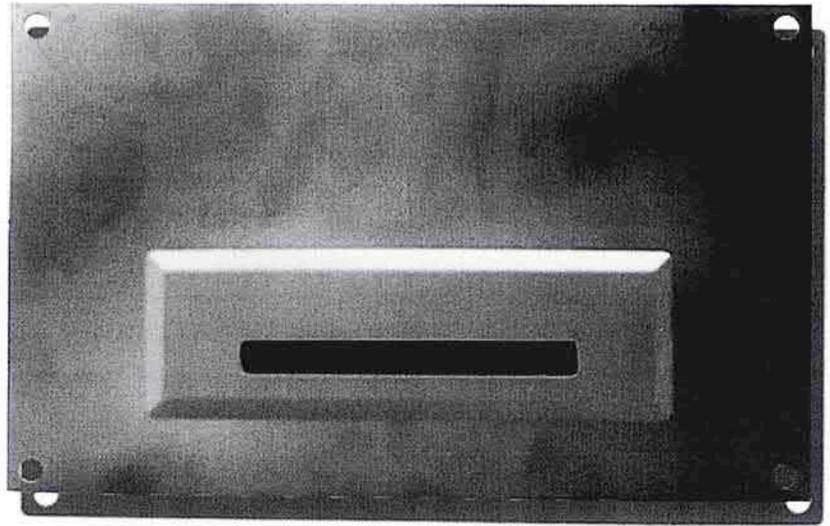
Para los sistemas de medida de alta velocidad actuales, disponer de terminaciones conmutables entre 50 ohmios y 1 megaohmio sobre el mismo trayecto de la entrada compromete la fidelidad de la señal. Ofreciendo la opción de 1 megaohmio como accesorio externo, el sistema TCA-1 MEG elimina una degradación permanente en el trayecto de la señal de 50 ohmios. Esto también permite al usuario configurar con rapidez y facilidad cada uno de los canales para las características de entrada requeridas en la medida que se vaya a realizar. La máxima fidelidad para señales mayores de 500 MHz se mantiene a la entrada cambiando el TCA-1 MEG por un adaptador de 50-ohmios de altas prestaciones u otra solución de sondas.

La interfaz TekConnect proporciona fidelidad de señal

La interfaz TekConnect asegura una elevada fidelidad de la señal con pasos banda útiles hasta 18 GHz ala entrada del osciloscopio, ala vez que ofrece una versatilidad inigualable mediante los accesorios de adquisición de señal para los osciloscopios de altas prestaciones. Esta sólida interfaz permite a los osciloscopios de Tektronix de última generación, con anchos de banda analógicos de multi-GHz, superar muchas de las limitaciones de ancho de banda inherentes a las interfaces basadas en BNC. La interfaz TekConnect mantiene un entorno de 50 ohmios y bajo voltaje de relación de onda estacionaria (VSWR), así como una conexión eléctrica muy fiable. Un desenganche adecuado mediante un simple pulsador y el mecanismo de bloqueo proporcionan una rápida y simple inserción y extracción de las sondas, amplificadores y adaptadores.

RECOGEDOR DE TARJETAS DE PROXIMIDAD

La empresa Circontrol, ha desarrollado un nuevo sistema basado en tecnología de proximidad, cuya función es activar uno de los 2 contactos de relé, que posee según la codificación de la tarjeta insertada, y al mismo tiempo recoger esta tarjeta. Este equipo se suministra en formato OEM (Sin caja) ya que ha sido diseñado para ser adaptado en cualquier tipo de aplicación o maquinaria. Sus usos pueden ser muy distintos: desde prepago de algún tipo de servicio hasta activación de una maquinaria cualquiera. Este equipo funciona con tarjetas de proximidad, que se programan y codifican de tal forma que cada tarjeta pueda abrir un relé determinado de un equipo determinado únicamente. Cuando se inserta una



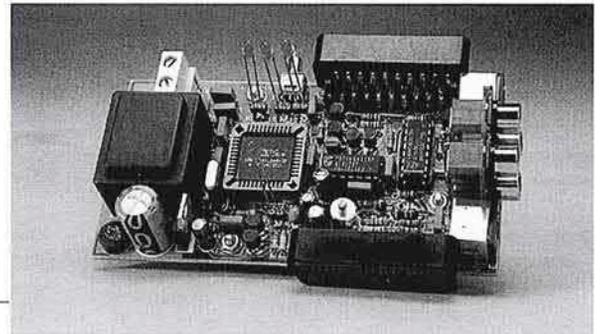
tarjeta en el equipo, éste comprueba si es válida, en caso afirmativo, la recoge, y una vez que ha

comprobado que ha sido recogida correctamente activa el relé correspondiente.

PRÓXIMO NÚMERO

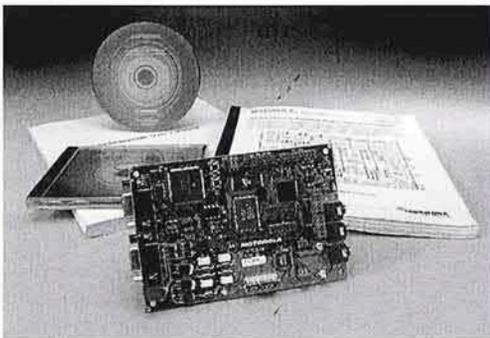
CHIP SINTONIZADOR

¿La alimentación desde el coche es floja? ¿Queremos más potencia, pero no podemos resistir la sensación del pelo al viento? Muchos motoristas están cambiando al 'chip sintonizador' como alternativa para conseguir alcanzar la potencia máxima de su coche.



VCP-2002 PROCESADOR DE COPIA DE VÍDEO

Los grabadores de vídeo analógico ya llevan con nosotros bastante tiempo. Sin embargo, sólo se pueden utilizar para grabar de vídeo a vídeo o de DVD a vídeo, pudiendo hacer copias si se eliminan ciertas señales de interferencia. Aquí presentamos el circuito para hacerlo.



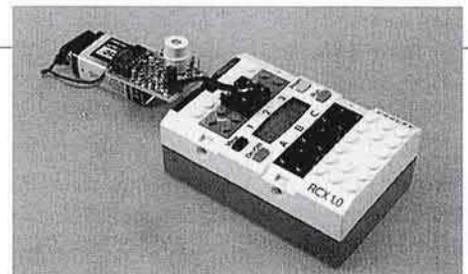
FILTRO PRIMARIO CON DSP

Mucha gente ya utiliza los Procesadores Digitales de Señal (DSPs) para implementar complejos algoritmos matemáticos.

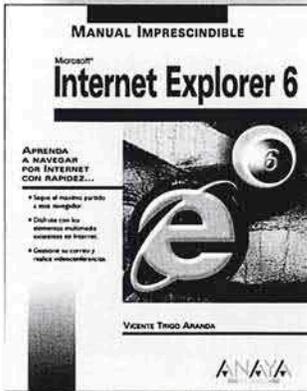
En algunas situaciones un DSP la mejor solución y en la práctica no hace falta ser un erudito para ponerlo en marcha. En este artículo veremos una aplicación práctica y echaremos un vistazo a los conceptos teóricos.

SENSOR CAPTADOR PARA LEGO RCX

De todos es conocido la gran cantidad de materiales de construcción para robots de Lego y que ya hemos visto a lo largo de varios artículos de Elektor. Aquí veremos un sensor captador que permitirá dar a nuestro robot un sentido de dirección.



Internet Explorer 6
Por Vicente Trigo
ISBN 84-415-1361-9
432 páginas
Editorial Anaya
Multimedia



Es evidente que hoy en día es imprescindible saber moverse con soltura por *Internet*, tanto para acceder a la inmensa información que hay en la Red, como para disfrutar de los contenidos multimedia o para acceder a un mercado laboral que cada día precisa más personal preparado.

Ahora bien, ¿por qué utilizar la versión 6 de *Internet Explorer* para navegar por *Internet*? En principio, porque todos los equipos que trabajan con *Windows XP* tienen instalado *Internet Explorer 6*.

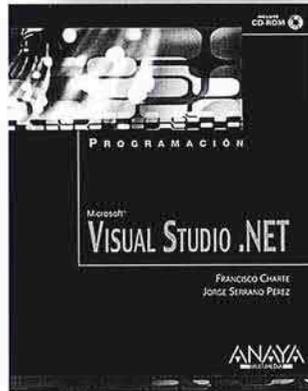
También es recomendable actualizar *Internet Explorer 6* en versiones anteriores de *Windows* para tener acceso a las nuevas medidas de seguridad y privacidad, un sistema de ayuda más práctico, facilidades en las operaciones con imágenes, a la reproducción de archivos multimedia y la incorporación de *Outlook Express 6*, también con mejoras en seguridad, que dificultan la propagación de virus a través del correo electrónico.

El autor utiliza un estilo claro, didáctico y ameno aclarando los aspectos más complejos. Los temas son introducidos gradualmente y el lector progresa dominando estos temas de indubitable actualidad.

Contenido del libro:

- Explorando *Internet*
- Guardar elementos de una página web
- Buscar en *Internet*
- Favoritos
- Multimedia
- Impresión y Ayuda
- Personalizar *Internet Explorer 6*
- Opciones generales de *Internet*
- Navegar sin conexión
- Grupos de noticias

Visual Studio .NET
Por Francisco Charre,
Jorge Serrano
ISBN 84-415-1376-7
656 páginas
Editorial Anaya
Multimedia



La plataforma *.NET* está llamada a ser la plataforma sobre la que trabajarán los programadores, en detrimento del *API Win32*. Las ventajas son muchas: no tiene funciones ni grupos de funciones, sino clases de objetos que hacen mucho más simple la codificación. *Visual Studio .NET* es la herramienta diseñada por *Microsoft* para facilitar el acceso a esos servicios. *Visual Studio .NET*. Une en un mismo entorno diseñadores visuales para interfaces de usuario nativas y Web, diseñadores de esquemas y recursos, editores de código específicos para múltiples lenguajes, así como los compiladores y utilidades necesarias para generar aplicaciones *.NET* a partir de todos esos elementos.

El libro que tiene en sus manos está dividido en

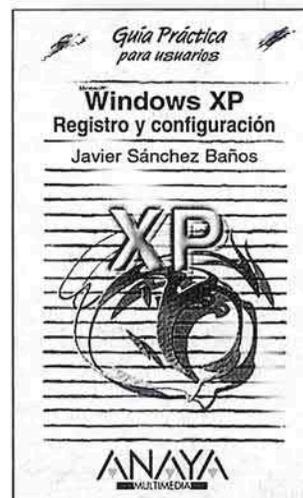
veintidós capítulos y dos apéndices, estructurados y ordenados teniendo en cuenta su contenido didáctico. Están pensados para leerse de manera secuencial, del primero al último. El objetivo es que al finalizar la lectura de este libro haya adquirido una visión general sobre los servicios de la plataforma *.NET* y el funcionamiento de *Visual Studio .NET*, visión que le permitirá profundizar en los temas que le interesen.

El CD-ROM adjunto contiene, todos los ejemplos elaborados a lo largo de los capítulos del libro, así como la aplicación *Microsoft .NET Framework*.

Contenido del libro:

- Comprendiendo *.NET*
- Instalación
- Toma de contacto
- Familiarizándonos con el entorno
- Introducción a la *POO*
- Desarrollo de la aplicaciones *Windows*
- Desarrollo de las aplicaciones Web
- Servicios Web *XML*
- Modelado de bases de datos

Windows XP. Registro y configuración
Por Javier Sánchez Baños
ISBN 84-415-1366-X
312 páginas
Editorial Anaya
Multimedia



Windows XP, es posiblemente, la mejor versión del conocido sistema operativo que ha salido al mercado. Combina la fiabilidad de *Windows NT* con la maniobrabilidad de *Windows Me*. Sin embargo, esto no ha de llevar a engaño. Aunque su interfaz lo hace fácil de manejar a primera vista, lo cierto es que *Windows XP* es un sistema bastante más complicado de administrar que sus versiones anteriores cuando se profundiza lo suficiente.

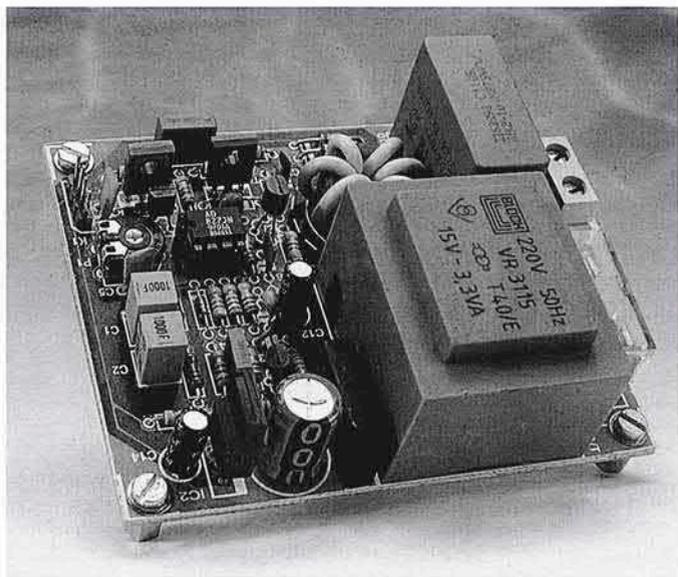
Esta Guía Práctica da respuesta a las necesidades de gran número de administradores y usuarios avanzados que desean más información sobre aspectos poco conocidos de *Windows XP*, sin tener que recurrir a complicados documentos técnicos. Describe distintos modos de operar con un elemento vital en el sistema: el Registro. Las claves, las subclaves, la estructura que forman todas ellas, los procedimientos a realizar editando el Registro, las copias de seguridad...

El libro estudia diversas herramientas que permiten optimizar el sistema y configurarlo de forma más eficiente. Algunas de ellas se encuentran integradas en el sistema operativo y otras se encuentran en el CD-ROM de *Windows XP*, y no se instalan por defecto. Finalmente, el libro contiene algunos problemas típicos del entorno *Windows XP* y la solución a estos problemas. Siendo conscientes de la infinitud de los mismos, hemos seleccionado los más comunes.

Contenido del libro:

- Nuevas funcionalidades de *Windows XP*
- El Editor de Registro
- El Registro de *Windows XP*
- Copia de seguridad y restauración del Registro
- Trucos para optimizar *Windows XP*
- Solución de errores y problemas
- Herramientas para la detección y corrección de fallos
- La herramienta *Tweak UI*

Transmisor Remoto por Tensión de Red



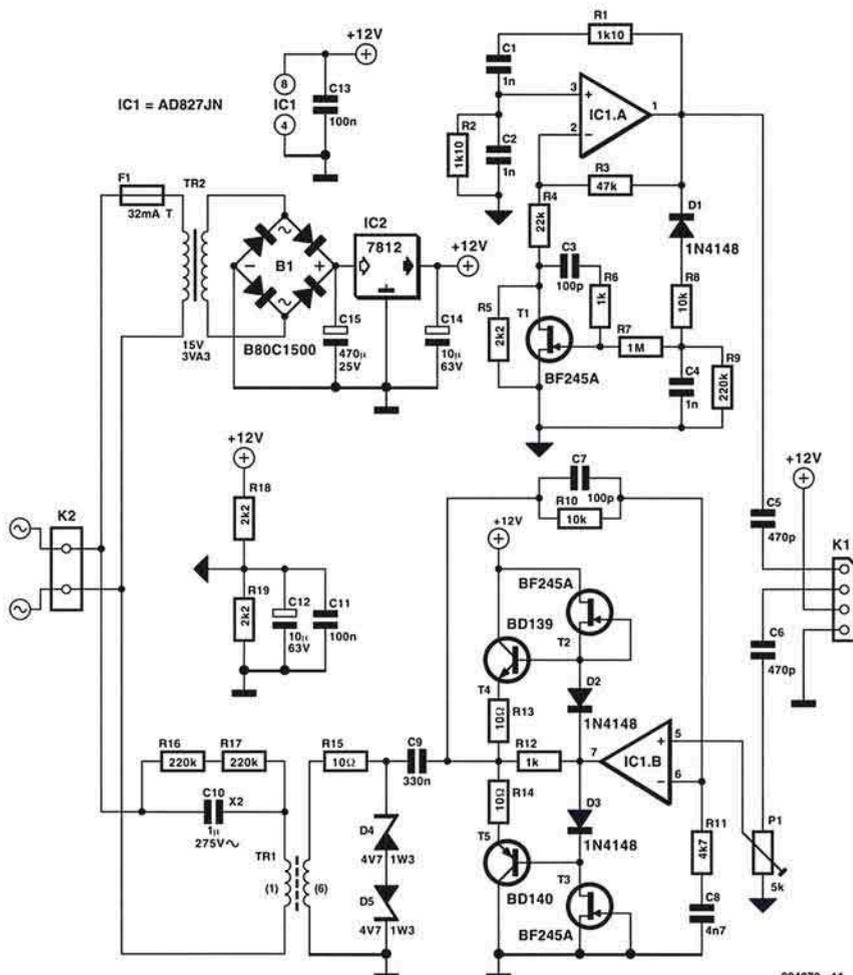
Este circuito puede emplearse para sobreponer una portadora de 143 kHz sobre la tensión de red, lo cual permitirá realizar una serie de aplicaciones. Una de ellas es el "Conmutador Remoto de Tensión de Red". Además de la tensión de alimentación, el circuito está formado por un único oscilador de señal senoidal, una etapa de almacenamiento y un transformador de salida para el aislamiento de la red principal.

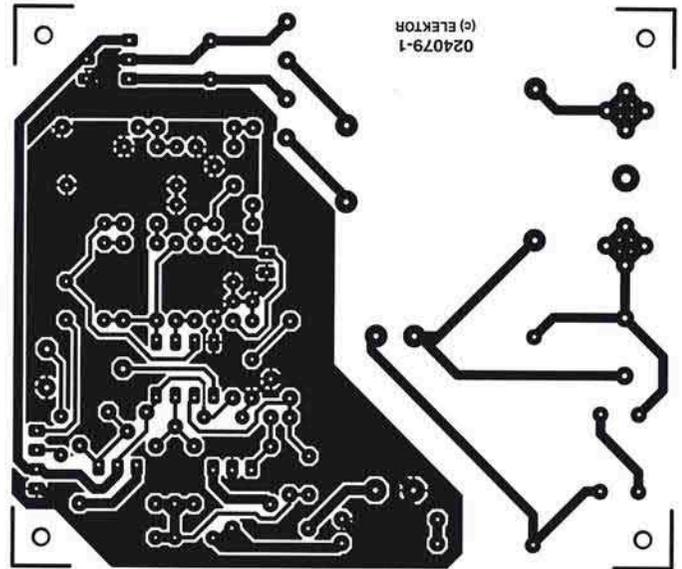
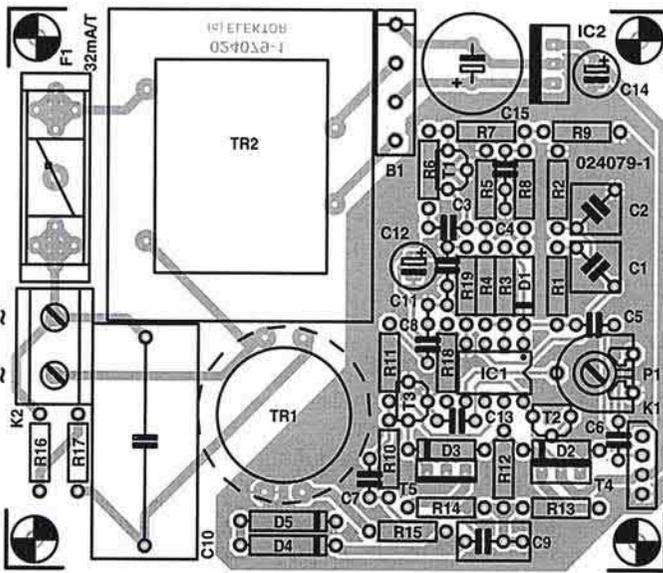
El oscilador, que está construido alrededor del circuito integrado IC1a, es un diseño estándar de puente de Wien, cuya frecuencia viene determinada por los componentes R1, C1, R2 y C2. La combinación de las resistencias R3 y R4, junto con la circuitería de estabilización de amplitud construida alrededor del transistor T1, proporcionan una amplificación de ganancia de 3. El transistor FET T1 se utiliza en este montaje como una resistencia controlable, acompañada por R6, R7 y C3, que proporcionan la correspondiente cantidad de linealización de la resistencia del canal. La tensión de salida está rectificadas por el diodo D1 para obtener una tensión negativa (con respecto a la masa virtual), que es suavizada por el condensador C4 y la resistencia R9, para aplicarse posteriormente a la puerta de T1, a través de la resistencia R7. Si se incrementa la amplitud, la resistencia del canal aumenta, debido a que la tensión de puerta llegará a ser más negativa, de manera que la ganancia de IC1a disminuye. Por lo tanto, las características del transistor FET determinan la tensión de salida del oscilador. Con el modelo del transistor BF 254A utilizado en este montaje, el

valor pico a pico de la tensión de salida es de, aproximadamente, la mitad de la tensión de alimentación. Pero debemos de señalar que las características del transistor FET están sujetas, en un considerable grado, a la variación de las mismas según el componente que se haya elegido.

El modelo de amplificador operacional, AD 827, se ha seleccionado debido a que es lo suficientemente rápido como para que produzca un efecto mínimo sobre las condiciones de oscilación. La frecuencia elegida es 143 kHz debido a que este valor cae prácticamente en mitad de la banda comprendida entre 140 y 148,5 kHz (estándar Cenelec 50065-1), que se obtiene cuando se utilizan componentes de la serie E24, para determinar la frecuencia de trabajo. Para un modo de trabajo general, la máxima tensión permitida en esta banda es de 116 dB μ V.

La salida del oscilador se pasa a través de una etapa de almacenamiento, IC1b, por medio del conector K1. Este conector permite añadir una característica adicional, ya que esta señal podrá ser modulada o codificada utilizando un circuito externo. Dependiendo del circuito empleado para este propósito, puede ser necesario utilizar el condensador de paso C5. A la entrada de IC1b se usa un potenciómetro para compensar las variaciones





LISTA DE MATERIALES

Resistencias:

R1,R2 = 1k10 1%
 R3 = 47k
 R4 = 22k
 R5,R18,R19 = 2k2
 R6,R7 = 1M
 R8,R10 = 10k
 R9,R16,R17 = 220k
 R11 = 4k7
 R12 = 1k
 R13,R14,R15 = 10Ω
 P1 = 5k ajustable

Condensadores:

C1,C2 = 1nF 1%
 C3,C7 = 100pF

C4 = 1nF
 C5,C6 = 470pF
 C8 = 4nF7
 C9 = 330nF
 C10 = 1μF 275VAC, Clase X2, separación entre terminales de 27,5 mm
 C11 = 100nF
 C12,C14 = 10μF, electrolítico de 63 V, radial
 C13 = 100nF, cerámico con separación entre terminales de 5 mm
 C15 = 470 μF, electrolítico de 25 V, radial

Semiconductores:

D1,D2,D3 = 1N4148

D4,D5 = diodo zéner de 4,7 V, 1,3 W
 T1,T2,T3 = BF245A
 T4 = BD139
 T5 = BD140
 IC1 = AD827JN Analog Devices (Farnell)
 IC2 = 7812

Varios:

K1 = Conector tipo "pinheader" de 4 terminales
 K2 = Bloque conector de 2 terminales con separación entre terminales de 7,5 mm, para montaje sobre placa de circuito impreso (PCB)
 B1 = Puente rectificador

B80C1500 (encapsulado rectangular) (80 V piv, 1,5 A)
 F1 = Fusible 32 mA (lento) con alojamiento para montaje en placa de circuito impreso y tapa
 Tr1 = Transformador 6:1 N30 y núcleo de 16 x 6,3 mm, por ejemplo, EPCOS B64290L45X830 (Farnell)
 Tr2 = Transformador de tensión de red de 15 V > 3 VA, dimensiones de 35 x 41 mm, por ejemplo, Hahn BV EI 382 I193 (15 V / 4,5 VA) o Block VB 3,2 / 1 / 15 (15 V / 3,2 VA, resistente a los cortocircuitos)

de tolerancia en el oscilador, lo cual nos permite ajustar el circuito para que cumpla todos los requerimientos del estándar.

En la etapa de salida del circuito almacenador se han añadido dos transistores de pequeña potencia (los ya conocidos BD 139 y BD 140), conectados como seguidores de emisor complementarios. La corriente de reposo a través de la etapa de salida depende de la caída de tensión a través de los diodos D2 y D3, y del valor de las resistencias de emisor R13 y R14. En nuestro caso, la corriente de reposo es de sólo unos pocos miliamperios. La excursión máxima de la señal viene determinada por las fuentes de corriente T2 y T3, así como por la ganancia de corriente de los transistores de salida. La resistencia R12 proporciona un mejor comportamiento en la región de cruce por cero.

Para asegurar una cierta cantidad de aislamiento de la tensión de red se utiliza un transformador de salida Tr1. Desde el punto de vista de la seguridad, pensamos que es una buena idea tener siempre en cuenta que el circuito está conectado a la tensión de red, algo que deberemos recordar siempre que lo montemos sobre una caja y lo utilicemos con otras aplicaciones.

El bobinado primario del transformador está controlado por el condensador C9. La relación de vueltas del transformador ha sido elegida de manera que se consiga el valor máximo permitido, aunque nunca superará de manera significativa este valor. Como

la impedancia de la línea de la tensión de red es de unas pocas decenas de ohmios, a la frecuencia de 143 kHz se necesita un condensador (C10) con un valor bastante superior, de manera que aisle la tensión de red de 220 V de la señal portadora de 143 kHz. Por lo tanto, se debe utilizar un condensador del tipo X2. Las resistencias R16 y R17 están conectadas en paralelo con C10 para descargar, de forma inmediata, la tensión presente en K2, en el posible supuesto de que el fusible F1 se funda. La resistencia R15 y los diodos D4 y D5 protegen la salida de la etapa amplificadora contra los pulsos de ruido y los fenómenos de conmutación (por ejemplo, contra las posibles corrientes de pico que pasen a través del condensador C10).

Ahora trataremos un par de puntos prácticos. Tendremos que realizar el bobinado del transformador Tr1 por nosotros mismos, aunque esta tarea no es demasiado difícil. El bobinado primario está compuesto de seis vueltas mientras que el secundario tan sólo tiene una. El núcleo del transformador es un modelo del tipo EPCOS, con un diámetro de 16 mm, hecho con material N30. Ambos bobinados se deben realizar utilizando un hilo con un diámetro de 1 mm, que disponga de aislamiento sintético (diámetro total de 2,5 mm). El bobinado primario está dividido en dos mitades iguales, de manera que el bobinado secundario esté montado exactamente entre ellas. De este modo, los ter-

minales del transformador deben emerger en caras opuestas. Para poder incrementar la máxima resistencia de aislamiento, el hilo desnudo original puede sustituirse por hilo recubierto.

La fuente de alimentación sigue los conceptos estándar típicos, es decir, un transformador, un puente rectificador y un condensador electrolítico, seguidos por un regulador de tensión (IC2). Como el circuito trabaja con tensiones de alimentación asimétricas, es necesario utilizar el divisor de tensión

formado por las resistencias R18 y R19 y los condensadores de desacoplo C11 y C12, para poder referenciar el circuito integrado IC1 a la mitad de la tensión de alimentación. La tensión de alimentación también se lleva al conector K1, de manera que podamos disponer de una tensión de + 12 V estabilizada para posibles ampliaciones del circuito.

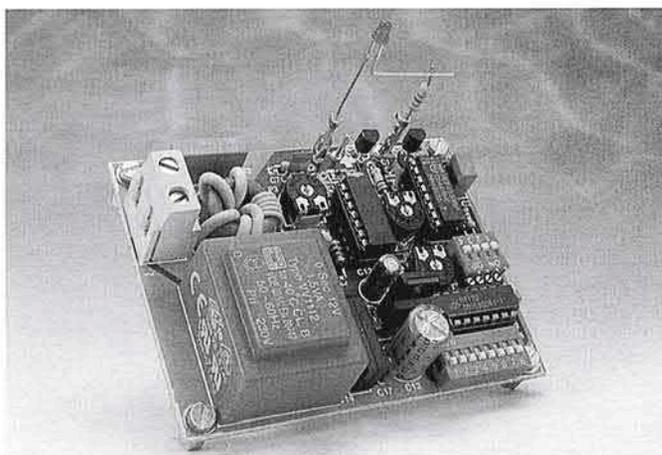
(024079-1)

Transmisor Remoto por Tensión de Red: Descodificador

Este receptor descodificador forma parte de un sencillo sistema de control remoto a través de la red eléctrica, el cual también incluye el "Transmisor Remoto de Red" y el "Codificador Remoto de Red".

El descodificador está construido alrededor del circuito integrado IC1, un HT 12D o HT 12F, de la casa Holtek. Para el receptor hemos utilizado el mismo circuito que el del "Conmutador Remoto de Red", es decir, un circuito pasivo ajustado a la frecuencia aproximada de 143 kHz, ya que se supone que el transmisor es suficientemente potente como para proporcionar la señal adecuada.

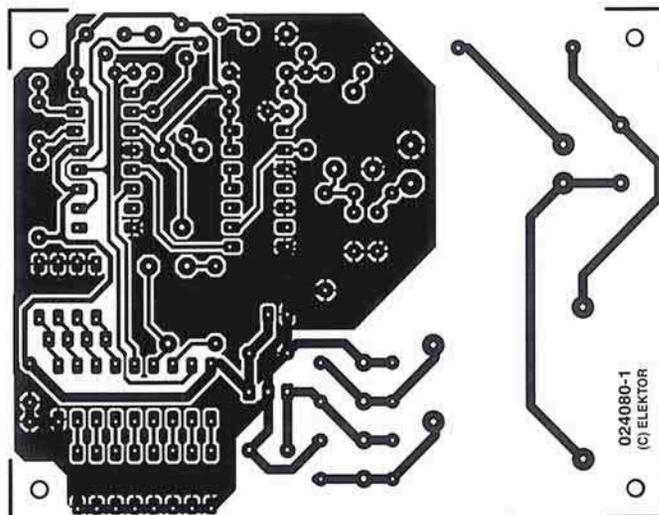
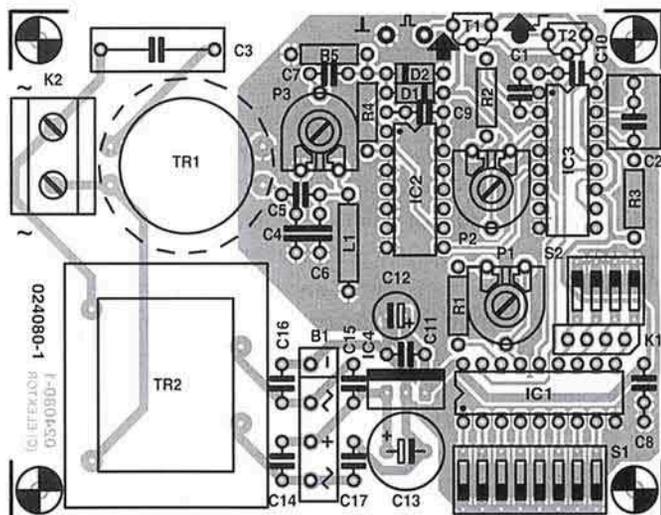
Se utilizan dos inversores 4069U (IC2) para convertir la señal recibida a niveles TTL. Los diodos D1 y D2 proporcionan una protección adicional contra los pulsos de ruido y similares. La sensibilidad puede ajustarse utilizando el potenciómetro P3, pero también deberemos tener en mente que la saturación de IC2 puede producir la corrupción de los datos transmitidos. El truco que hacemos con IC2 es que la pequeña tensión de "offset" aplicada al primer "buffer" desplace al segundo "buffer" de su punto medio (lo cual puede verificarse mediante un multímetro), de manera que el siguiente multivibrador monoestable (IC3, un 4538) reciba una ráfaga útil como señal de disparo. El circuito integrado IC3a puede ser disparado de nuevo, lo que significa que si un pulso de disparo llega dentro del tiempo seleccionado, el pulso de salida se puede ampliar en el tiempo. Sin embargo, si el ancho del pulso configurado es demasiado



largo, los pulsos de salida serán ampliados mucho más, con lo que el descodificador no los reconocerá como datos válidos.

Por lo tanto, el circuito integrado IC3a recupera el código originalmente enviado. Se ha añadido al circuito el potenciómetro P2 para permitir ajustar la longitud del pulso de la forma más precisa posible, aunque para ello sea necesario el uso de un osciloscopio. En la práctica, el ajuste de este pulso no es un parámetro demasiado crítico y el potenciómetro P2 se puede situar sencillamente en la posición central de su rango.

La salida de IC3a se lleva al descodificador (IC1), el cual compara el código recuperado con la configuración establecida en los



microconmutadores S1 y S2. Si el código recibido coincide con esta configuración, la salida VT pasa a nivel alto y podremos activar la aplicación que tengamos establecida a través del transistor T2. Si deseamos conectar un zumbador activo a la salida de dicho transistor, recomendamos el uso de una bobina de desacoplo de 10 mH, colocada en serie con el transistor y en paralelo con un condensador electrolítico de 100 μ F y 16 V, ya que estos zumbadores pueden ser una fuente de interferencias. El segundo monoestable (IC3b) se utiliza para generar un pulso suplementario con una duración de prácticamente un segundo. La longitud del pulso puede modificarse (cambiando la resistencia R2 y/o el condensador C2), para conseguir cumplir con las necesidades de una aplicación en concreto que requiera una cierta duración mínima. El transistor T1 actúa como un sencillo amplificador para esta salida.

Como ya habrán notado nuestros lectores, en principio se pueden utilizar dos tipos de descodificadores diferentes: el HT

12D o el HT 12F. El HT 12D tiene cuatro bits de datos de salida (AD8-AD11), teniendo el dato de salida disponible en el conector SIL, K1. En este caso es mejor no montar el microinterruptor S1. Si se utiliza un HT 12F para el descodificador, el conector K1 no realiza ninguna función, pero se puede seleccionar una dirección de 12 bits.

Naturalmente, el oscilador del descodificador debe ajustarse para coincidir con el codificador utilizado en el transmisor. Para el HT 12D/F, la frecuencia del oscilador es 50 veces la del codificador. Esto significa que, en nuestro montaje, el oscilador debe situarse alrededor de los 112 kHz. De acuerdo con la curva que se

LISTA DE MATERIALES

Resistencias:

- R1 = 100k
- R2 = 47k
- R3 = 1M
- R4 = 330k
- R5 = 10M
- P1 = 25k ajustable
- P2 = 100k ajustable
- P3 = 50k ajustable

Condensadores:

- C1 = 100 pF
- C2 = 1 μ F, MKT, separación entre terminales de 5 mm o de 7,5 mm
- C3 = 22 nF, 275 VAC, Clase X2
- C4 = 22 nF, cerámico, separación entre terminales de 5 mm
- C5, C7 = 220 pF
- C6 = 2,2 nF, cerámico, separación entre terminales de 5 mm
- C8, C9, C10 = 100 nF
- C11 = 100 nF, cerámico, separación entre terminales de 5 mm
- C12 = 10 μ F, electrolítico de 63 V, radial
- C13 = 470 μ F, electrolítico de 25 V, radial
- C14, C15, C16, C17 = 47 nF cerámico con separación entre terminales de 5 mm

Bobinas:

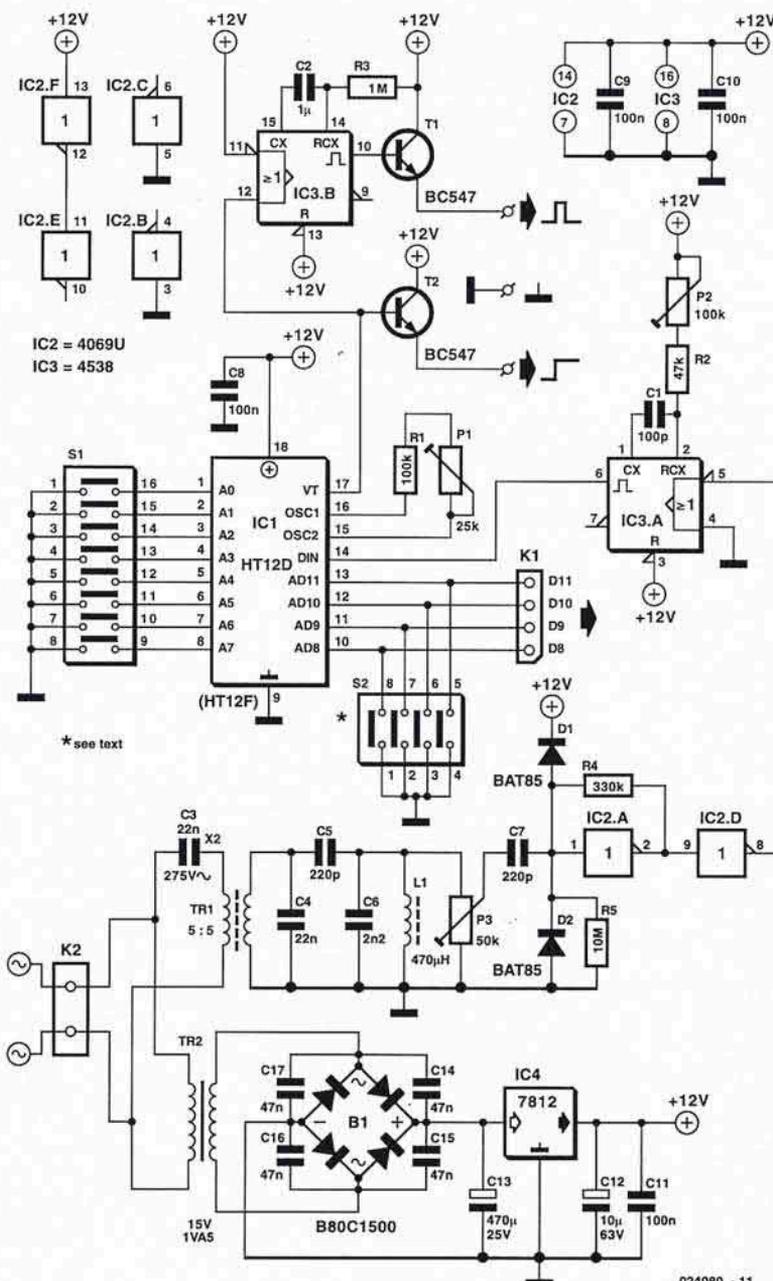
- L1 = 470 μ H choque miniatura

Semiconductores:

- D1, D2 = BAT85
- T1, T2 = BC547
- IC1 = HT 12D/F (de la casa Holtek) (Farnell) * ver texto
- IC2 = 4069U
- IC3 = 4538
- IC4 = 7812

Varios:

- K1 = Conector tipo "pinheader" de 4 terminales
- K2 = Bloque conector de 2 terminales con separación entre terminales de 7,5 mm, para montaje sobre placa de circuito impreso (PCB)
- S1 = Conmutador DIP de 8 módulos (interruptores)
- S2 = Conmutador DIP de 4 módulos (interruptores) * ver texto
- B1 = Puente rectificador B80C1500 (encapsulado rectangular) (80 V piv. 1,5 A)
- Tr1 = Transformador 6:1 N30 y núcleo de 16 x 6,3 mm, por ejemplo, EPCOS B64290L45X830 (Farnell)
- Tr2 = Transformador de tensión de red de 15 V / 1,5 VA, resistente a los cortocircuitos, por ejemplo, Block VB 1,5 / 1 / 15



024080 - 11

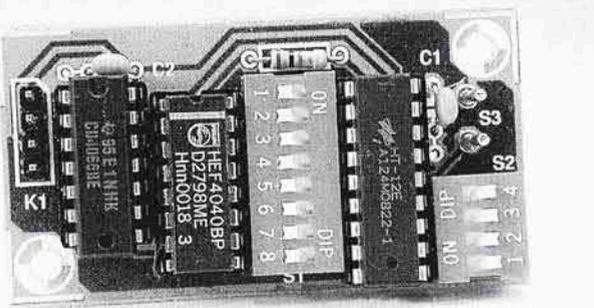
relaciona en las hojas de características de estos circuitos integrados, estos componentes requieren que una resistencia externa de, aproximadamente, 115 K Ω , sea conectada entre los terminales OSC1 y OSC2. Este valor se puede conseguir de forma precisa utilizando el potenciómetro P1. Además, este potenciómetro también permite realizar el ajuste que compense las variaciones producidas por las tolerancias de los componentes.

La fuente de alimentación para el circuito ha sido diseñada de acuerdo con la configuración estándar de la misma, es

decir, con un transformador (Tr2) que ha sido sobredimensionado intencionadamente para proporcionar una capacidad extra y poder alimentar nuestras pequeñas aplicaciones (zumbadores, diodos LED, etc). La construcción del circuito es una tarea sencilla si se utiliza la placa de circuito impreso que se ilustra en la figura. Como la fuente de alimentación (incluyendo el transformador) está montada sobre la propia placa de circuito impreso, la cantidad de cableado requerido es mínima.

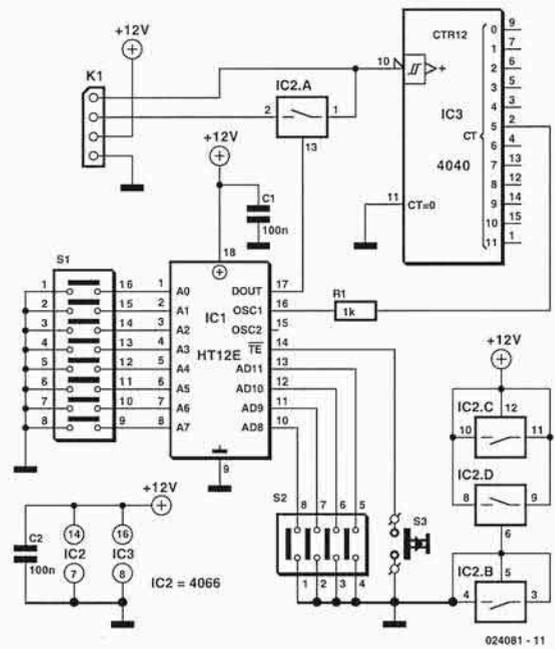
(024080-1)

Transmisor Remoto por Tensión de Red: Codificador



Actualmente esta aplicación puede considerarse como una pequeña adaptación del uso estándar del codificador HT 12E de la casa Holtek (www.holtek.com). Hemos utilizado este circuito integrado varias veces ya, de manera que no necesitará explicaciones adicionales. El pequeño circuito descrito en este montaje está pensado para usarlo como una ampliación del "Transmisor Remoto por Tensión de Red", pero, al mismo tiempo, también muestra cómo puede emplearse este circuito integrado de una manera no tan estándar.

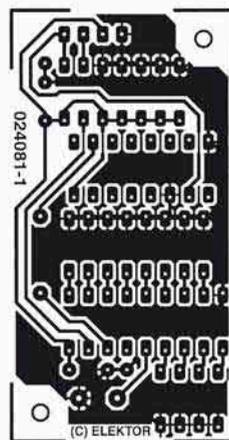
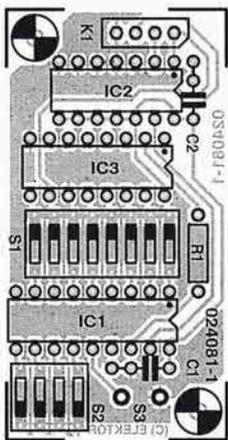
El circuito integrado HT 12E se usa normalmente con su oscilador interno, al conectar una resistencia entre los terminales OSC1 y OSC2. En este caso, en su lugar, utilizaremos una frecuencia portadora proveniente del transmisor. Para este propósito, el conector K1 del transmisor está conectado al



024081 - 11

conector K1 del codificador. La señal de 143 kHz generada por el oscilador en el transmisor es dividida por 64 en el contador IC3, produciendo una frecuencia de oscilación de, aproximadamente, 2,2 kHz, que es con la que trabajará IC1.

NOTA: Para esta aplicación el condensador de desacoplo C5 debe estar cortocircuitado en el transmisor, de manera que se pueda asegurar que el circuito integrado IC3 recibe una señal senoidal centrada a la mitad de la tensión de alimenta-



LISTA DE MATERIALES

IC2 = 4066
IC3 = 4040

Resistencias:

R1 = 1k

Condensadores:

C1, C2 = 100nF

Semiconductores:

IC1 = HT 12E de la casa Holtek (Farnell)

Varios:

K1 = Conector SIL, tipo "header" de 4 terminales
S1 = Conmutador DIP de 8 módulos (interruptores)
S2 = Conmutador DIP de 4 módulos (interruptores)
S3 = Pulsador de un circuito un contacto

ción de la señal reloj. El circuito integrado 4040 de la casa Philips dispone de una entrada de reloj del tipo "trigger-Schmitt", la cual permite emplear la señal senoidal como una fuente "limpia" de pulsos de reloj.

El HT 12E dispone de una salida que no ha sido modulada internamente (DOUT, terminal 17). La onda portadora proveniente del transmisor es modulada utilizando un conmutador analógico del tipo 4066, de manera que conmuta la portadora haciendo que esté presente o no. Lo más interesante de esto es que la conmutación se realiza de forma síncrona, ya que el dato de salida del codificador se deriva de la onda portadora. En lugar de utilizar un diodo LED de infrarrojos, modulado a 36 kHz, en este caso hemos empleado una señal modulada de 143 kHz y hemos transmitido la señal de control remoto a través de la línea

de tensión de red. El codificador se activa utilizando el pulsador S3. Los microconmutadores, S1 y S2, determinan la dirección del código transmitido, en donde la configuración de S2 sirve como mandato transmitido en el receptor, si se está utilizando un descodificador HT 12D. La resistencia R1 proporciona una cierta cantidad de desacoplo para el condensador del circuito oscilador del HT 12E. El resto de conmutadores del 4066 no se emplean. El máximo consumo de corriente con el pulsador S3 activado está alrededor de 0,6 mA.

La distribución de pistas y de componentes de la placa del circuito impreso que se muestra en la figura, se corresponde, aproximadamente, con el tamaño y forma de una caja de cerillas, y garantiza un montaje libre de problemas para el codificador.

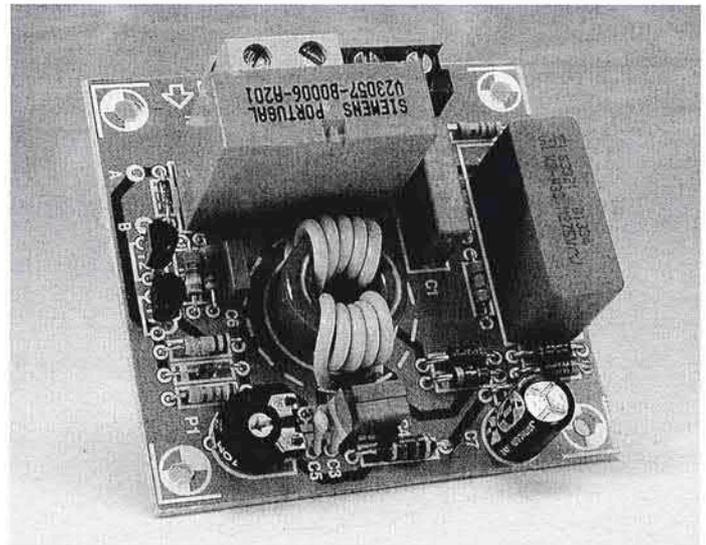
(024081-1)

Conmutador Remoto de Tensión de Red

010

Este compacto diseño forma un conmutador que puede manejarse de forma remota y que recibe su señal de control a través de la tensión de red. El conmutador funciona utilizando el "Transmisor Remoto por Tensión de Red" descrito en otro montaje de este número. Con este transmisor se podría conectar un conmutador entre los terminales 1 y 2 del conector K1. Dependiendo de la aplicación, este conmutador podría ser un pulsador o un mismo conmutador.

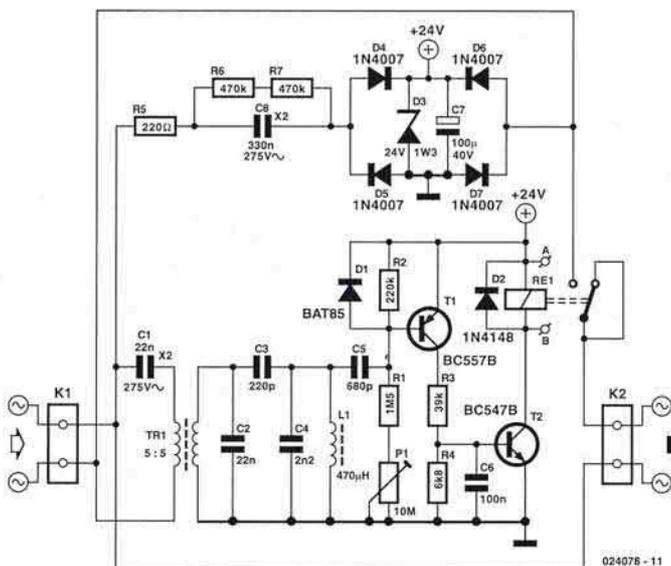
La idea del "Conmutador Remoto por Tensión de Red" consiste en activar un relé para conectar la tensión de red en el conector K1, a través del conector K2. El "receptor" (un término algo exagerado para un diseño tan sencillo) está formado por el transformador Tr1 y el circuito de sintonía constituido por la bobina L1 y el condensador C4. La red integrada por los componentes C1, Tr1 y C2 sirve como un circuito sintonizado de desacoplo para la frecuencia de 143 kHz generados por el transmisor. La selectividad del circuito está determinada por



L1 y C4 y depende principalmente de la bobina de supresión estándar L1.

Para conseguir que funcione un relé la ganancia del circuito proporciona el transistor T1. La señal amplificada es "alisada" por el condensador C6, proporcionando la tensión necesaria para provocar que el transistor T2 conduzca y active el relé. El divisor de tensión formado por el potenciómetro P1 y las resistencias R1 y R2, proporciona las líneas de tensión necesarias para que el transistor T1 pueda incrementar la sensibilidad de receptor. Esto también permite que el relé pueda activarse sin la recepción de una señal. Por su parte, el diodo D1 asegura que el condensador C5 no permanece cargado y evita que el transistor T1 se quede conduciendo todo el tiempo. El funcionamiento de este circuito está basado en el hecho de que la señal de entrada es suficientemente fuerte como para superar la tensión de histéresis del relé. Una vez que la señal ya no está presente, el funcionamiento normal es que el relé vuelva a su estado de reposo.

Para ser honestos, debemos señalar que el sencillo diseño de este circuito tiene la desventaja de que su sensibilidad



024076 - 11

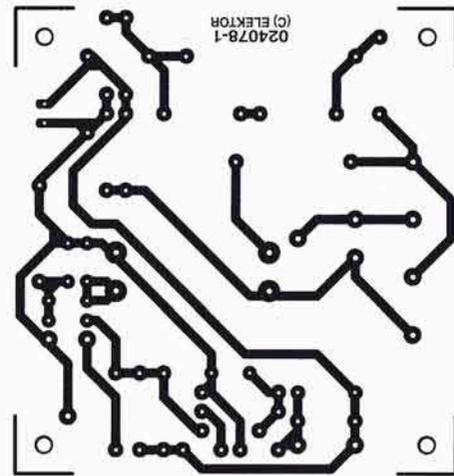
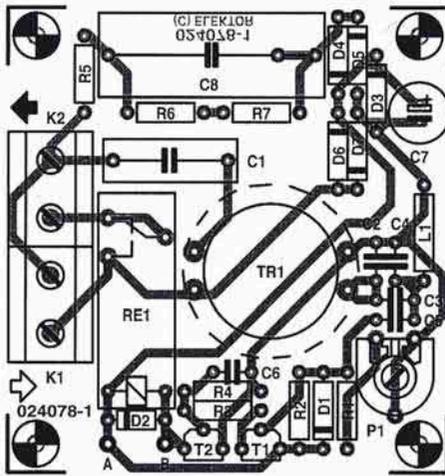
puede ser algo inadecuada, dependiendo de las circunstancias de uso y de alojamiento. Una posible solución es la de reducir la frecuencia del transmisor a la región comprendida entre los 95 y los 125 kHz. Para ello, los valores de los condensadores C1, C2 y C4 tienen que ser modificados para que se adapten a los nuevos valores, aunque dejamos este trabajo para aquellos lectores que deseen realizar algunos experimentos.

No debemos olvidar que, al igual que sucedía con el transmisor, el circuito entero (una vez que ha sido encendido, por supuesto) está conectado a la tensión de red. La tensión de alimentación para la etapa del transistor y del relé se toma directamente de la tensión de red utilizando el divisor capacitivo de tensión. La resistencia R5 sólo es necesaria para limitar la corriente que pasa a través de los diodos a un valor seguro en el momento del encendido. La rectificación de la tensión la proporcionan los diodos D4-D7, mientras que el filtrado lo realiza el condensador C7. La impedancia del condensador C8 es lo suficientemente baja

como para proporcionar la suficiente corriente. La tensión de trabajo, es decir, no la de carga (cuando el transistor T2 no está conduciendo y el relé no está activado), está limitada por el diodo zéner D3. Las resistencias R6 y R7 descargan el condensador C8 de forma inmediata, después de que el circuito ha sido desconectado de la tensión de red, para evitar que cualquier tensión peligrosa aparezca en los terminales de entrada.

Se han proporcionado las conexiones A y B para poder realizar pruebas y también para que se pueda activar algo diferente a un relé (pero siempre considerando que el circuito está conectado eléctricamente a la tensión de red). La distribución de terminales del relé es estándar, de manera que se puede utilizar otro tipo de componente al mostrado en la lista de componentes, con la única condición de que nos aseguremos que la tensión de funcionamiento es de 24 V y que la corriente de trabajo no excede los 28 mA.

(024078-1)



LISTA DE MATERIALES

Resistencias:

R1 = 1M5
R2 = 220k
R3 = 39k
R4 = 6k8
R5 = 220Ω
R6, R7 = 470k
P1 = 10M ajustable

Condensadores:

C1 = 22 nF, 275 VAC, Clase X2, con separación entre

terminales de 15 mm
C2 = 22 nF con separación entre terminales de 5 mm
C3 = 220 pF
C4 = 2,2 nF con separación entre terminales de 5 mm
C5 = 680 pF
C6 = 100 nF con separación entre terminales de 5 mm
C7 = 100 μF, electrolítico de 40 V, radial
C8 = 330 nF, 275 VAC, Clase X2, con separación entre terminales de 22,5 ó 27,5 mm

Bobinas:

L1 = 470μH

Semiconductores:

D1 = BAT85
D2 = 1N4148
D3 = diodo zéner de 24 V, 1,3 W
D4-D7 = 1N4007
T1 = BC557B
T2 = BC547B

Varios :

K1, K2 = Conector tipo "header" de 2 terminales, con

separación entre terminales de 7,5 mm

Tr1 = Transformador con relación de transformación 5:5 vueltas de hilo aislante 1 mm de diámetro, núcleo en anillo de 16 x 6,3 mm, por ejemplo, EPCOS B64290L45X830 (Farnell # 311 - 0266)
Rel = Relé para montaje en placa de circuito impreso de 1 circuito / 1 contacto, 8 A, 24 V, 1.200 W, por ejemplo, Schrack V23057 - B0006 - A201

Protección de Línea de Módem

V. Steensgaard

Nosotros aún no lo hemos experimentado de primera mano, pero al visitar ciertas páginas de Internet es frecuente que éstas cambien la conexión de Internet a un número prioritario

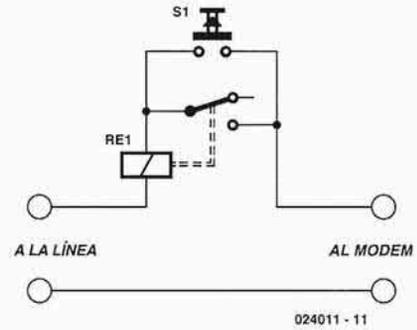
con el que volverá a conectarse la siguiente vez. Esto es bastante irritante, ya que se nota claramente y además aumenta de manera importante el coste de la conexión.

La sencillez de este circuito se observa a simple vista, pero no por ello deja de ofrecer una efectiva protección contra estas prác-

ticas. El circuito está formado tan sólo por un pulsador y un relé con bobinado doméstico que está conectado en serie, entre la línea de teléfono y nuestro módem. Durante el proceso de llamada el pulsador debe estar activado durante unos instantes (los suficientes para que el módem sea capaz de detectar el tono de llamada). Una vez que el módem ha descolgado el teléfono, el pulsador puede soltarse. En ese momento la corriente de la línea telefónica mantiene el relé activado y por lo tanto la conexión a la línea.

Cuando se intenta realizar la conmutación a un número diferente, la línea tiene que colgarse de nuevo, independientemente de la velocidad a la que se produzca este hecho. En ese momento, el relé se abre debido a la interrupción de corriente por su bobina, frustrando el pequeño truco que intentaban hacerlos. No importa lo inteligente que sea el programador que esté al otro lado de la línea, este sencillo circuito de protección es imposible de salvar.

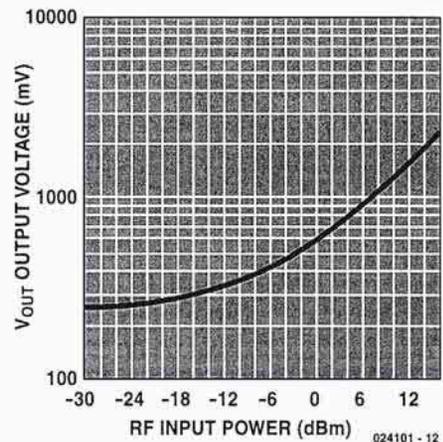
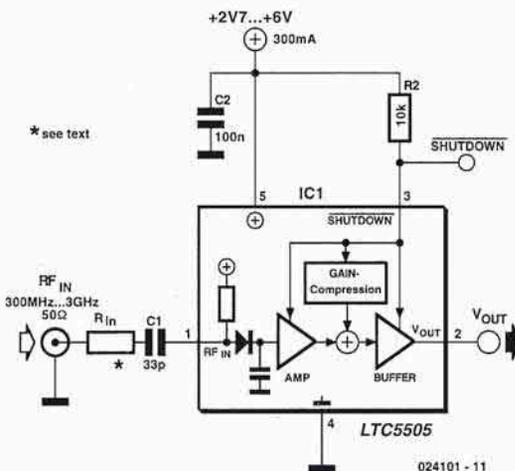
A continuación se da una pequeña guía de cómo debemos construir la bobina del relé: hay que realizar alrededor de 200



vueltas con hilo de cobre esmaltado de 0,1 ó 0,2 mm, alrededor del relé. El relé ya fabricado también se puede comprar a través de la página web del autor de este artículo: <http://home.worldonline.dk/~wildsto/sdb/>. Por último, debemos mencionar que este circuito tiene una patente.

(024011-1)

Detector de RF de 300 a 3.000 MHz



Actualmente puede obtenerse un detector de RF con un rango dinámico de 40 dB, de la casa Linear Technology (<http://www.linear-tech.com/pdf/5505i.pdf>).

El modelo LTC 5505, alojado en un encapsulado SMD del tipo SOT 23, puede trabajar con frecuencias de entrada comprendidas entre 300 MHz y 3 GHz, para niveles de señal de entrada entre -32 dBm y +18 dBm (recordemos que 0 dBm = 1 mW sobre una carga de 50 Ω).

Hay dos versiones de este componente que tienen diferentes rangos de nivel de entrada, tal como se muestra en la siguiente tabla:

Versión	Rango del nivel de entrada	R _{in}
LTC5505-1	-28 dBm to +18 dBm	20 Ω
LTC5505-2	-32 dBm to +12 dBm	0 Ω

El circuito integrado LTC 5505-1 puede usarse con un rango más elevado de niveles de señal. Una resistencia de entrada serie (R_{in}), en combinación con la resistencia de entrada interna del propio circuito integrado, atenúa la señal de entrada. Para ambas ver-

siones, la impedancia de entrada es de, aproximadamente, 50 Ω.

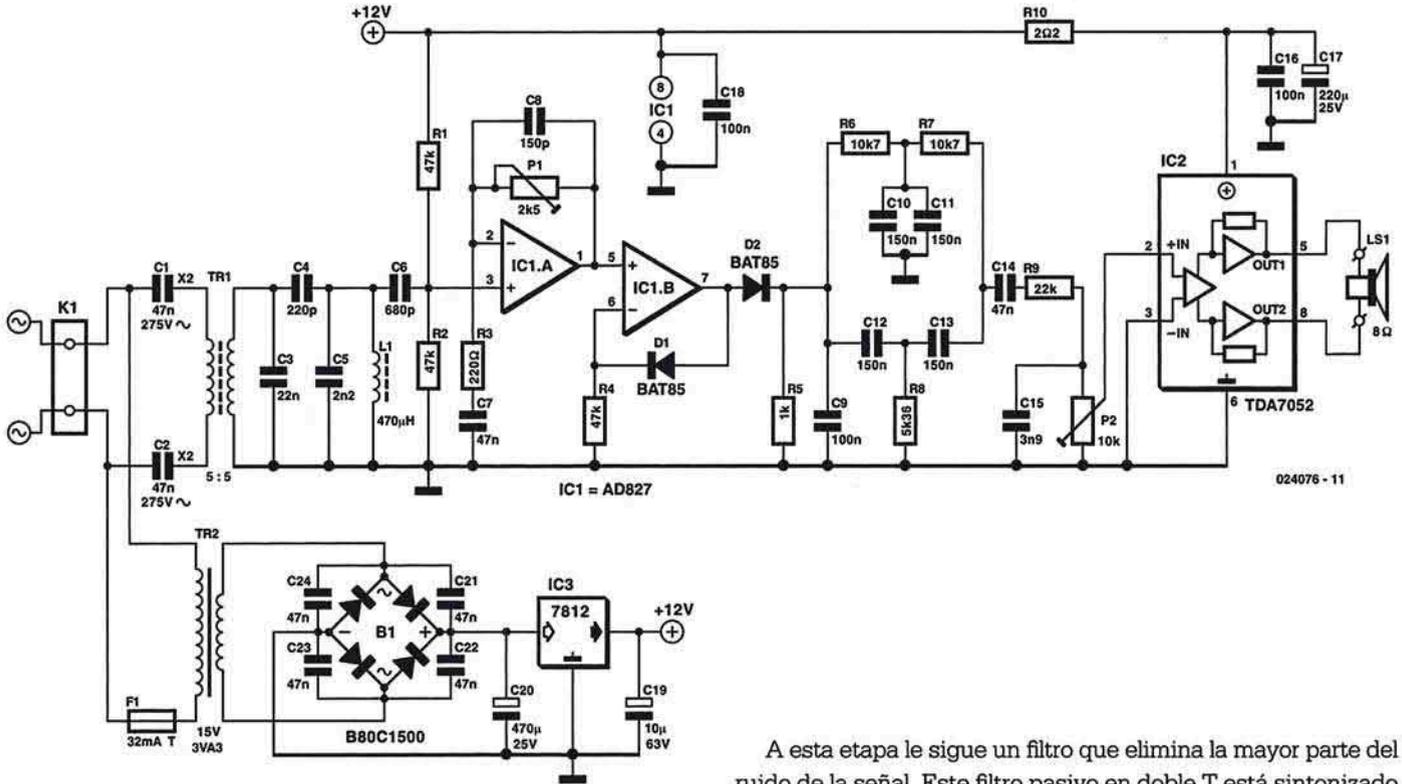
El LTC 5505 contiene un diodo del tipo Schottky utilizado como detector, el cual está compensado en temperatura por un circuito adicional. El circuito integrado requiere una corriente de trabajo de sólo 0,5 mA, con una tensión de alimentación comprendida entre +2,7 V y +6 V. Se puede utilizar una señal de entrada de desconexión, activa a nivel bajo, para inhabilitar el detector. En el estado desactivado, el circuito consume una corriente menor de 2 μA.

La tensión de salida del detector está comprendida entre +280 mV y más de +2 V, dependiendo del nivel de la señal de entrada, con una capacidad de corriente de carga de alrededor de 1 mA. Un bloque compresor de ganancia reduce el nivel de salida para niveles altos de RF, de manera que se pueda mantener la señal de salida dentro del rango establecido, cuyo límite superior está determinado por la mínima tensión de alimentación de +2,7 V.

Utilizando este circuito integrado detector, los sencillos diodos detectores pueden sustituirse por un componente de un tamaño similar que proporciona unas características significativamente superiores.

(024101-1)

Demodulador AM para Intercomunicador 13



Este circuito lo deberíamos considerar más como un circuito experimental de demodulación AM, que como una aplicación. En el 'modulador AM' asociado nosotros hemos considerado los problemas causados por el ruido de red, consiguiendo liberar de interferencias la operación del intercomunicador a través de la red. Cuando el transmisor y el receptor no están acoplados a través de la red la calidad es perfectamente adecuada.

El receptor usado aquí es el mismo que podemos encontrar en el 'conmutador de red remoto' y 'decodificador de red con control remoto' (C1 a C5/TR1/L1). El condensador que conecta el pequeño transformador toroidal a la red se ha dividido en dos, haciendo el circuito un poco más seguro. Pero, por favor, considerar que el circuito completo trabaja al potencial de la red eléctrica, por lo que no debemos de manipular ni soldar, ni tomar medidas mientras tengamos conectada la tensión de red.

La señal de entrada primero se amplifica al nivel adecuado por medio de un amplificador rápido (AD827). P1 se puede ajustar para dar a esta etapa una ganancia máxima de 20 dB. El demodulador real es lo más simple que podemos imaginar, ya que sólo consta de un diodo, un condensador y una resistencia (D2/R5/C9). Debido a que la constante de tiempo RC y la tensión del diodo en el condensador sigue el desarrollo de la onda portadora AM.

El circuito IC1b, D1 y R4 tienen una función característica de diodo, pero más lineal. Este efecto es bastante pequeño, por lo que si la función a la que destinamos el circuito no es importante, deberíamos dejar esta parte fuera.

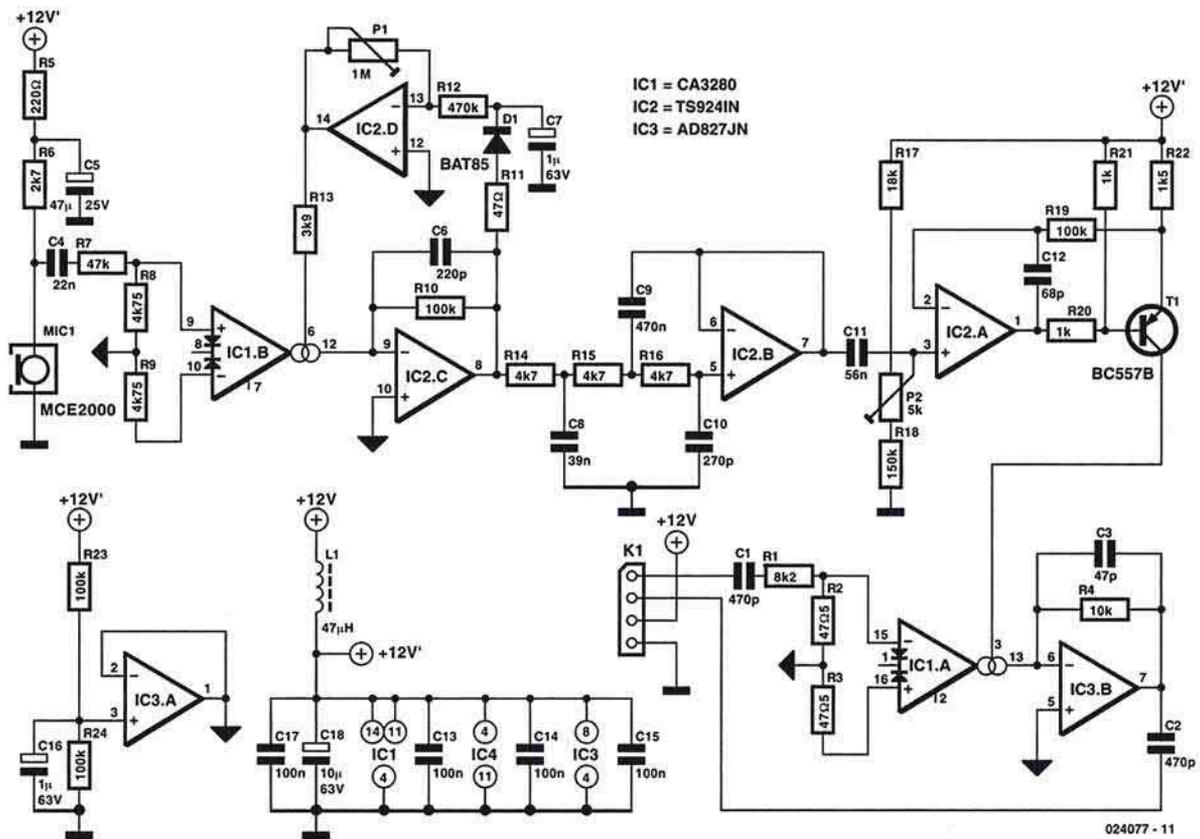
A esta etapa le sigue un filtro que elimina la mayor parte del ruido de la señal. Este filtro pasivo en doble T está sintonizado a 100 Hz porque es el componente más fuerte de la interferencia. En la práctica todos los armónicos de 50 Hz están presentes, son demasiados para ser suprimidos por un simple filtro. Debido a que la sensibilidad del amplificador de potencia utilizado aquí es bastante alta, el filtro en doble T utilizado aquí está seguido por un divisor de tensión filtros de paso alto y bajo de primer orden (C14/R9/P2/C15). Estos mantienen la señal de voz, eliminando más la interferencia.

El amplificador de potencia es un TDA7052 (IC2) que se alimenta a 6 V aunque también puede usarse a 12 V. Debemos tener cuidado de no consumir mucha potencia (si conseguimos mantenerla, es mejor usar un altavoz de 16 Ω). La amplificación es de unos 40 dB. IC2 se ha desacoplado de la alimentación por la red R10/C16/C17. Los fabricantes nos han asegurado que los +12 V y la masa de alimentación del amplificador de potencia se toman directamente del regulador y no se usa para alimentar ninguna otra parte del circuito. El potenciómetro P2 se utiliza para variar el nivel de volumen, aunque también se puede utilizar un potenciómetro de tipo logarítmico.

La fuente de alimentación utiliza un circuito estándar: un puente rectificador (B1) con condensadores de desacoplo (C21 a 24), un condensador de supresor (C20), un regulador 7812 (IC3) y un condensador de desacoplo final.

La calidad del circuito se debería mejorar sustituyendo el filtro pasivo con otro de mayor orden (posiblemente con condensadores de tipo conmutado), pero esto sólo lo debemos poner en práctica si tenemos mucha práctica en montajes y pruebas.

Modulador AM para Intercomunicador



Este circuito se diseñó originalmente como un simple intercomunicador a través de la red eléctrica para uso doméstico. Para completar el circuito deberíamos usar el 'Transmisor remoto a través de la red eléctrica'. Tenemos que admitir que en nuestras pruebas del intercomunicador tuvimos algunos inconvenientes debido a un ruido persistente que se hacía audible en el altavoz. No debemos desconsiderar el uso de un modulador de AM como tal, además de ser una práctica muy interesante que nos puede reportar conocimiento sobre este tipo de modulación. En caso de usarse el modulador, en el receptor tendremos que colocar el 'Demodulador AM para Intercomunicador'.

El circuito consta de un amplificador de micrófono con un control de ganancia automática ajustable (IC1b/IC2c/IC2d), un filtro de voz (IC2b) y el modulador real (IC1a/IC3b/IC2a/T1). Debido a que utilizamos una fuente de alimentación asimétrica, se ha añadido IC3a para proporcionar una masa virtual que tiene su potencial a la mitad de la tensión de alimentación.

El corazón del circuito está formado por un doble OTA (IC1, un doble amplificador operacional de transconductancia), del cual uno se utiliza para el amplificador de micrófono y el otro para el modulador AM. Sería demasiado dar una descripción detallada del funcionamiento de un OTA; sin embargo, daremos una breve explicación de las diferentes partes del montaje.

El divisor de tensión (R7/R8) en la entrada de IC1b protege contra entradas excesivas. La corriente de salida se convierte en

tensión mediante la etapa buffer IC2c. El nivel de transconductancia de IC1b se controla mediante la entrada directa (pin 6). La corriente que llega a este pin (IABC, amplificador de corriente directa) está limitada por la resistencia R13 a un máximo de 1.5 mA. El pico de salida de IC2c se rectifica con el diodo D1 y C7 y retorna como una corriente de control al OTA a través del buffer inversor IC2c. Cuando la tensión de salida de IC2c se incrementa, en extremos del condensador C7, resulta una pequeña corriente y una reducción de la amplificación de la señal del micrófono. Este efecto es más pronunciado cuando P1 está a su valor máximo. Como P1 normalmente debe estar a un valor bajo, el nivel de amplificación del micrófono es más constante. Cuando P1 está a su valor mínimo el nivel de amplificación es constante y tiene un valor de 38 dB. Con P1 al máximo la ganancia varía automáticamente hasta un valor que alcanza los 30 dB. Por lo tanto P1 se puede utilizar para fijar la amplificación del micrófono a nuestro gusto.

La resistencia R6 se utiliza para polarizar el micrófono tipo electret (en este caso un MCE2000 de Monacor). La resistencia R5 y el condensador C5 desacoplan la tensión de alimentación del micrófono. Debido a que el ancho de banda del micrófono es mucho mayor que el disponible en el 'Transmisor Remoto a través de red eléctrica', se ha añadido directamente un filtro Chebyshev de orden 3 (IC2b) después del amplificador de micrófono, el cual tiene un rizado de 3 dB y un ancho de banda ajustable de 3.15 KHz.

La señal obtenida se aplica a la fuente de corriente T1/IC2a. El circuito construido alrededor del transistor T1 funciona como una fuente de corriente que se puede modular: una corriente 'constante' que varía linealmente de acuerdo a la señal de micrófono. Esta corriente se utiliza como corriente directa para el OTA IC1a, y llevando esta tensión al pin 1 de K1 para aparecer en la salida de IC3b con su amplitud modulada. IC2a compara la tensión en la resistencia de emisor R22 con su entrada, haciendo que la corriente a través de T1 varíe de forma lineal con la tensión en el pin 3. La resistencia R19 y C12 se añaden para dar estabilidad y el divisor de tensión R20/R21 que evita el recorte de la salida de IC2a. La corriente directa máxima es de unos 3.5 mA.

La amplificación del modulador IC1a/IC3b se ha mantenido a propósito un poco por debajo de la unidad '1' (se puede

variar con P2 entre 0.5 y 0.6), porque el 100% de la modulación hará que la máxima amplitud sea igual a la tensión de entrada por lo que se saturará el transmisor. El conector K1 tiene el mismo conexionado que el conector de la placa del transmisor; la tensión de alimentación se toma de los pines 3 y 4. El consumo de corriente total es de unos 25 mA. La señal de salida de IC3b se conecta al pin 2 de K1. El circuito está diseñado para trabajar cerca del transmisor, por lo que no se añadirán resistencias limitadoras en la salida. Cuando se utiliza un cable más largo entre los dos, deberíamos conectar una resistencia de al menos 47 Ω en serie con la salida. Para IC3 hemos escogido un AD827 que son rápidos por lo que el modulador se puede trabajar fácilmente con una señal de 143 KHz.

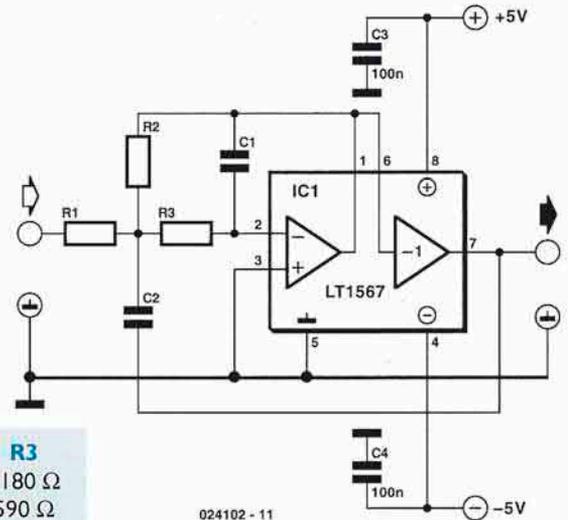
(0240777)

Filtro de paso bajo activo de 5 MHz

En el LT1567 de Linear Technology (www.linear-tech.com/pdf/1567i.pdf) se ha producido una componente especialmente diseñada para la construcción de filtros analógicos con frecuencias de corte de hasta 5 MHz. Contiene dos amplificadores operacionales de amplio ancho de banda, el segundo de los cuales tiene una configuración fija como amplificador inversor con una ganancia unidad. Para construir un filtro de paso bajo son necesarios dos condensadores externos y tres resistencias.

En la Tabla veremos que valores de componentes serán necesarios para frecuencias de 1 MHz, 2 MHz y 5 MHz.

(024102-1)



024102 - 11

Filtro	C1	C2	R1, R2	R3
Chebyshev 0.1 dB ripple, 1 MHz	120 pF	180 pF	1050 Ω	1180 Ω
Chebyshev 0.1 dB ripple, 2 MHz	120 pF	180 pF	523 Ω	590 Ω
Chebyshev 0.1 dB ripple, 5 MHz	120 pF	180 pF	205 Ω	232 Ω
Butterworth, 2 MHz	180 pF	180 pF	604 Ω	309 Ω

Cargador de Ión-Litio

016

Este tipo de baterías requiere un protocolo de carga totalmente diferente que para las pilas de NiCd o NiMH, un protocolo que debemos seguir de forma muy precisa. Durante el último año ya hemos publicado dos artículos sobre cargadores de este tipo de pilas. Esta vez nosotros estamos usando un nuevo integrado (por lo que puede ser difícil de obtener) de Linear Technology (www.linear.com), el cual es muy pequeño y se puede meter en la pila de forma permanente, aunque también se puede usar como un cargador ordinario.

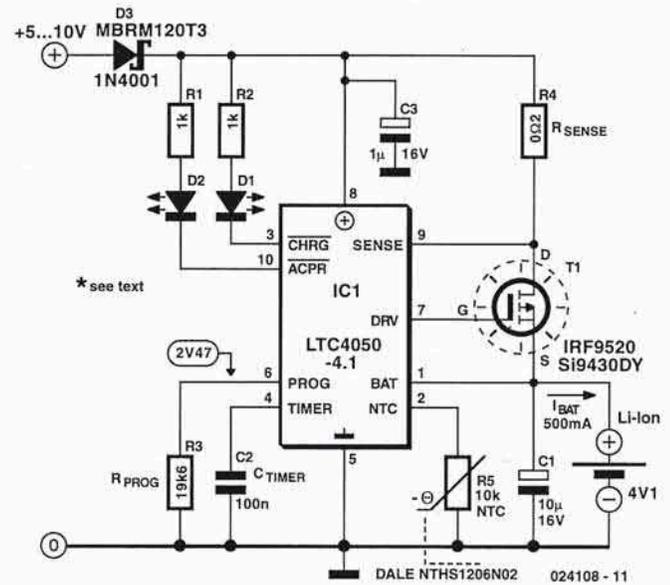
Está diseñado para cargar una pila cada vez a una corriente de 500 mA. Cuando una nueva pila está conectada y se aplica una tensión de alimentación (en cualquier orden), comienza el proceso de carga. Primero se comprueba la temperatura de las pilas con la ayuda de la NTC. La carga sólo comenzará si la Tª está entre 0 y 50 °C. Cuando las pilas se han descargado demasiado primero deberíamos cargarlas muy lentamente, con una corriente de sólo 50 mA, mientras la tensión de la pila esté por debajo de 2.49 V. Por encima de esa tensión la corriente de carga

se incrementa a una nominal de 500 mA, hasta que se ha alcanzado la tensión máxima de 4.1 V (o 4.2 V, dependiendo del tipo). Ahora se mantiene la tensión de la pila a este nivel, produciendo una corriente de carga que se decreta de forma gradual hasta que la pila está completamente cargada. Cuando la corriente de carga se ha reducido a 50 mA, la carga se detiene y el ciclo se completa. Como una medida de seguridad extra el circuito integrado también contiene una temporización que detiene el proceso de carga después de un tiempo específico, incluso si la corriente todavía no ha caído por debajo de los 50 mA.

Las frases descritas arriba se indican en el LED D1. Durante la carga de la pila se iluminará. Cuando la carga se detiene debido a que la corriente cae por debajo de los 50 mA, apenas se ilumina. Y cuando la temporización del proceso de carga se termina, el LED se apaga completamente.

Cuando el proceso de carga se completa, como es obvio no se necesita más alimentación. El circuito de carga se puede dejar conectado a la pila si sólo consume entre 5 y 7 mA, por lo que no será necesario preocuparse si el cargador descargará rápidamente la pila. Un nuevo ciclo de carga comenzará de forma automática (en cuanto se aplique alimentación) cuando la tensión de la pila caiga por debajo de 3.88 V (3.98 V).

La corriente de carga se puede modificar ajustando R3 y R4 de acuerdo a la siguiente fórmula: $I = (2.47/R3) \times (800/R4)$. El tiempo de carga máximo se puede determinar por C2; la fórmula usada aquí es: tiempo = $(C2 \times 3 \text{ horas}) / 0.1 \text{ mF}$. La temporización no comienza hasta que la tensión de la pila alcanza los 4 V. El LED D2 se ilumina cuando la tensión aplicada al cargador es bastante alta. T1 es un MOSFET de canal P, el cual puede ser virtualmente de cualquier potencia. Incluso se puede sustituir por un darlington PNP, con su emisor conectado a R4. La NTC R5 se debería poder montar tan cerca como sea posible de la pila, para que la que la temperatura de la pila se pueda medir de forma precisa. No es fácil encontrar la NTC utilizada en este circuito, pero los límites de temperatura de



0 a 50 °C no son importantes. Debido a que su resistencia a 25 °C es de 10K, se puede sustituir por una resistencia fija de 10K. Obviamente la protección de T^a se suprime.

Para D1 y D2 deberíamos usar LED de baja corriente (también conocidos como de alta eficiencia). El diodo D3 puede ser cualquier diodo Schottky de 1A, o un diodo normal como el 1N4001 si no importa que haya una caída de tensión sensiblemente mayor.

Hay un último punto a considerar que posiblemente ya conozcamos: la pilas de Ión-Litio nunca se puede cargar a una tensión mayor de 4.1 V (4.2 V) porque podrían explotar. Antes de realizar la carga deberíamos comprobar de que tipo de batería se trata. La LTC4050 está disponible en dos versiones, con '-4.1' ó '-4.2' como sufijo. El circuito integrado está disponible en encapsulado SMD (MS10).

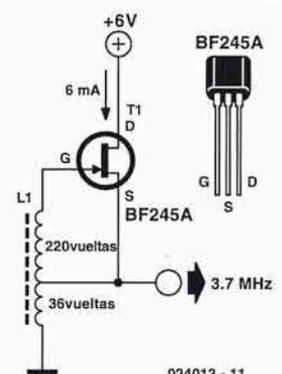
Oscilador Hartley de 2 componentes

G. Baars

Aunque Elektor nunca ha publicado un diseño bajo el nombre 'osciladores de pocos componentes' el autor tomó el desafío con el 'Oscilador de tres componentes' publicado en el número de Julio/Agosto 2001. El resultado se muestra aquí, representando una reducción en el número de componentes de nada menos que el 33 %. El campo del audio se deja a favor de la RF.

Este oscilador Hartley se puede construir a partir de un FET y una bobina. La bobina tiene una toma para proporcionar la realimentación positiva que necesita el circuito para arrancar y mantener la oscilación. Las capacidades presentes en la

puerta del FET y los cables de la bobina son bastante para hacer que el circuito resuene a 3.7 MHz con la bobina dada en el esquema. El diámetro interno de la bobina es de unos 8 mm y no se utiliza núcleo. Moviendo la toma hacia la puerta reduciremos la distorsión pero en algún punto el oscilador no se sintonizará y no arrancará.

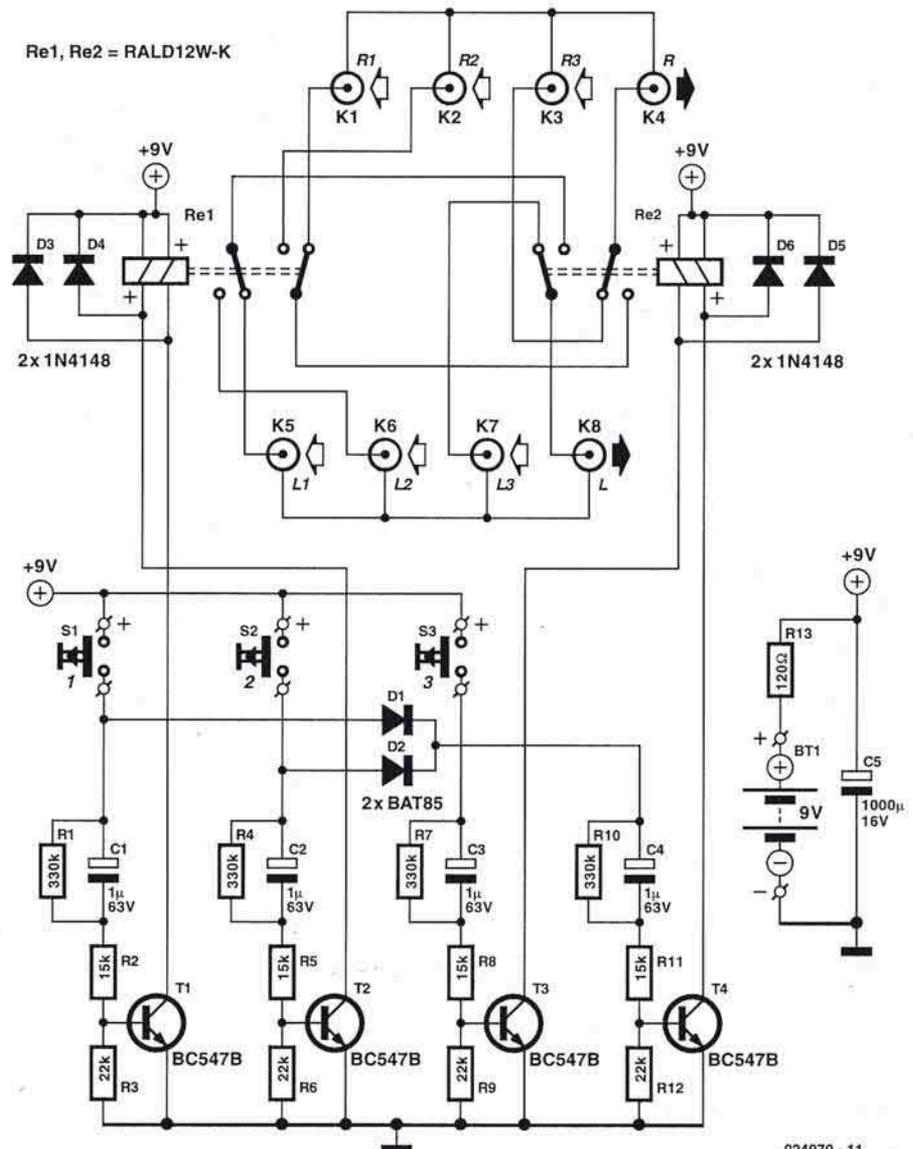
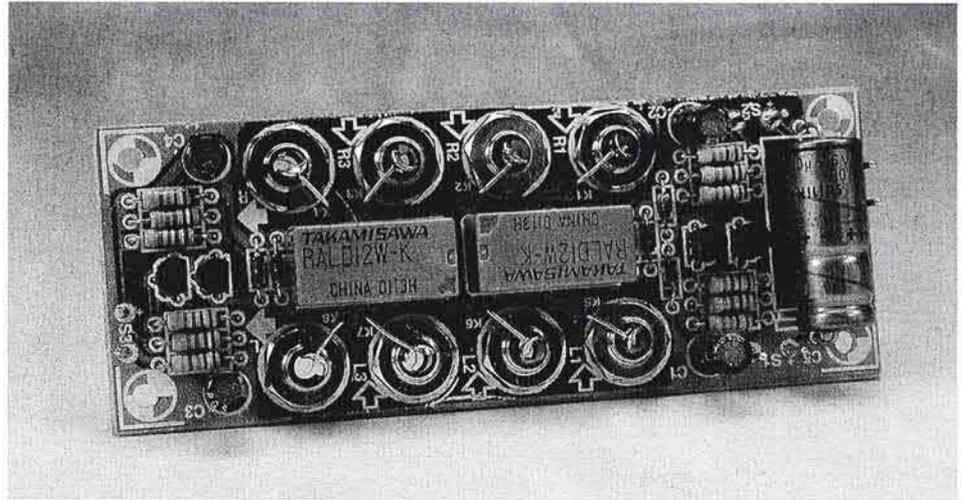


Caja de conmutación de audio 018

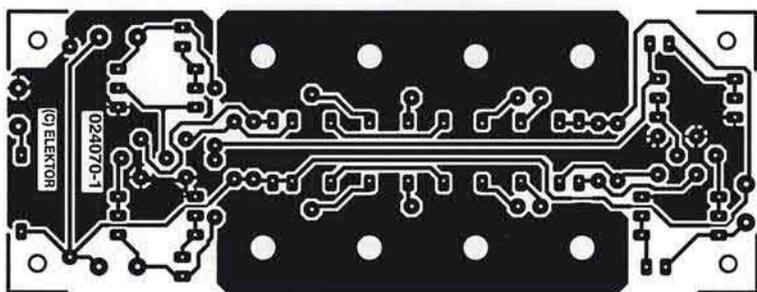
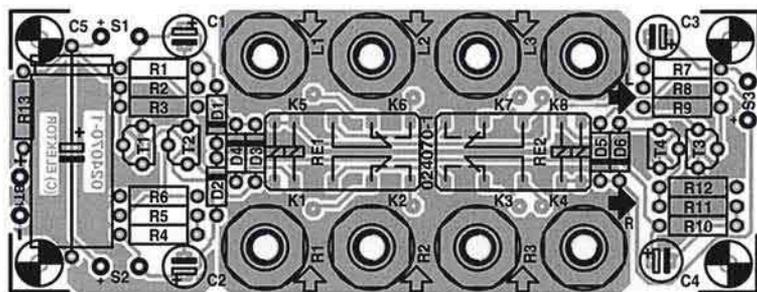
Este circuito está diseñado como una extensión para pre-amplificadores, para incrementar el número de entradas. Incluso desde la introducción de los grabadores de MD, reproductores de DVD, etc, los propietarios de viejos amplificadores han tenido una crónica escasez de entradas. La aplicación de esta caja de conmutación también hace posible conectar las salidas de audio desde el reproductor de DVD y grabador de vídeo al sistema de audio, sin necesidad del sintonizador de TV. Esto es muy cómodo cuando la instalación de audio está colocada a cierta distancia del sistema de vídeo y, por ejemplo, deseamos escuchar el reproductor de DVD/MP3.

El circuito hace uso de dos relés bistables, los cuales tienen dos contactos invertidos cada uno. Esto hace que el circuito sea bueno y compacto y también evita la necesidad de realizar una fuerza sobre el eje de un conmutador rotatorio. Los relés ahora se pueden operar por medio de tres pequeños pulsadores (S1 a S3). Los relés son de 12 V, los cuales funcionan con una tensión de 9 V. En lo que se refiere a reducir el consumo de energía a un cero virtual, se han diseñado un número de redes (C1/R2, C2/R5, C3/R8 y C4/R11) para generar los pulsos necesarios para el cableado del relé. Cada relé tiene un cableado para SET y RESET.

La tercera entrada estéreo se conecta directamente, a través de los contactos normalmente cerrados del relé Re2, a la salida. Las otras dos entradas se conectan a través de Re1 a los contactos normalmente abiertos de Re2, y desde aquí a la salida. Para seleccionar la tercera entrada sólo Re2 tiene que estar reseteado. Esta es la finalidad del pequeño circuito montado alrededor de T3. Cuando pulsamos S3, T3 comienza a conducir durante un periodo suficientemente largo (varios milisegundos) a través de C3/R8/R9, para asegurar que el relé conmuta. Para descargar el condensador C3 rápidamente es necesaria la resistencia R7 cuando el pulsador es liberado. La red



024070 - 11



LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

- R1, R4, R7, R10 = 330k
- R2, R5, R8, R11 = 15k
- R3, R6, R9, R12 = 22k
- R13 = 120Ω

Condensadores:

- C1-C4 = 1µF 63V radial
- C5 = 1000µF 16V axial

Semiconductores:

- D1, D2 = BAT85
- D3-D6 = 1N4148
- T1-T4 = BC547B

Varios:

- K1-K8 = conector de cinta RCA, montaje en chasis
- S1, S2, S3 = pulsador
- Re1, Re2 = relé RALD12W-K (12 V/960 W) Takamisawa (Conrad # 50 33 98-60)
- BT1 = 9V batería con clip

diferencial tiene la ventaja de que incluso cuando el pulsador permanece activado el consumo de corriente aún es muy bajo (<25 mA). Sólo el pulso de arranque suma 0.5 mA. Nosotros podemos esperar que la batería nos dure varios años.

Si la primera o segunda entrada se designa después de que Re1 se ha seteado (activado) o reseteado (desactivado) a través de S2/T2 y S1/T1 respectivamente, Re2 se tiene que activar cuando se presiona S1 o S2. La cuarta red diferencial se encarga de esto. Cuando pulsemos S1 o S2, D1/D2 y el pequeño circuito alrededor de T4 genera un pulso de "seteado" para Re2, por lo que Re1 será seleccionado.

Un condensador electrolítico de 1000 mF en paralelo con la batería actúa como una 'fuente de alimentación de emergencia' cuando la batería está próxima a agotarse. Cada pulso de 9 V suma casi 10 mA. Los relés son de tipo industrial y los

pinos son compatibles con el V23042-B2203-B101 de Siemens (llamado Schrack). La resistencia R13 limita la corriente de corto-circuito (a través de C5) cuando la batería es conectada por primera vez.

Las conexiones de los tres pulsadores aparecen en la PCB en las posiciones que consideramos más convenientes, de forma que la placa sea lo más pequeña posible. Si alguien ha pensado en utilizar un conmutador deslizante, diremos que en ese caso siempre habrá un contacto cerrado y circulará una pequeña corriente. Para facilitar la comprobación, la alimentación marcada como '+' está disponible al lado de cada conexión. Si los tres pulsadores se montan sobre un panel un solo común '+' será suficiente. La PCB que se muestra aquí no está no está disponible en el Servicio de Lectores.

(024070-1)

Monitorización de ventilador 019

El MAX6684 de Maxim (<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MAX6684.pdf>) es un dispositivo para monitorizar ventiladores. Está disponible en un pequeño encapsulado SMD de 8 pines y es capaz de detectar si el ventilador está bloqueado o funcionando demasiado lentamente. Aunque el dispositivo requiere una tensión de alimentación de +3.3 V a +5 V, se puede conectar a ventiladores que funcionan hasta +24 V y tienen consumos de corriente de hasta 250 mA. Una resistencia de detección interna a masa (PGND) se utiliza para detectar los pulsos de corriente de un motor de ventilador y los pulsos son procesados de acuerdo a su forma y frecuencia. Un MOSFET de potencia, con una resistencia de alrededor de 1 W se conecta entre SENSE y PGND.

La señal FAIL de drenador abierto pasa a nivel bajo para indicar una condición de fallo cuando:

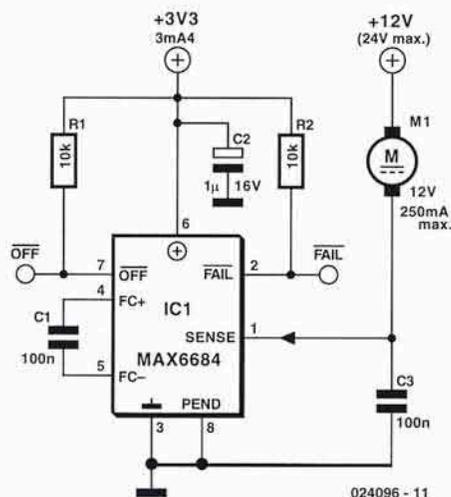
- a.- El consumo de corriente por el ventilador cae por debajo de 35 mA_{app} (Componente AC);
- b.- El consumo de corriente del ventilador sube por encima de 600 mA.
- c.- La velocidad de giro del ventilador cae por debajo de 700 revoluciones por minuto (25 Hz de componente AC).
- d.- La temperatura del encapsulado del chip supera los +160 °C (protección contra sobre-T^o).

En el primer caso, el ventilador permanece encendido, mientras que en el caso "b" el dispositivo intentará arrancar

de nuevo el ventilador cada 62 ms. Si la condición de sobreconsumo permanece, el MAX6684 lo apagará de nuevo en 2 ms y esperará otros 60 ms. En el caso "c" el ventilador también permanece encendido. La menor velocidad de rotación para este caso está determinada principalmente por el condensador de desacoplo entre FC+ y FC-. El valor se debería determinar si es necesario de forma experimentalmente. Si el ventilador ya tiene protección interna contra bloqueo lo desconectará de forma automática. La señal de fallo sólo permanecerá activa durante el periodo en el que el ventilador intente arrancar. Si el detector de la velocidad de rotación no funciona de forma adecuada le conectaremos en paralelo un condensador electrolítico de 100 mF en paralelo con el ventilador.

La entrada OFF se puede utilizar para activar o desactivar el ventilador.

(024096-1)



Protección contra sobre-tensión

W. v.d. Voet

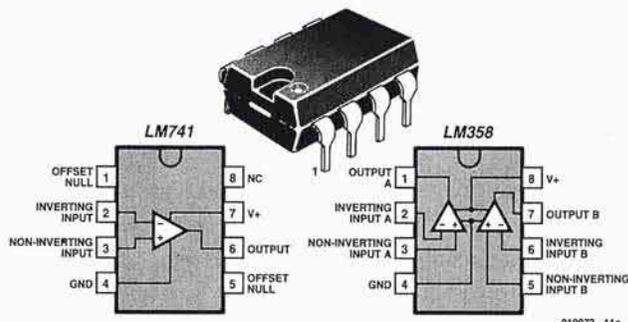
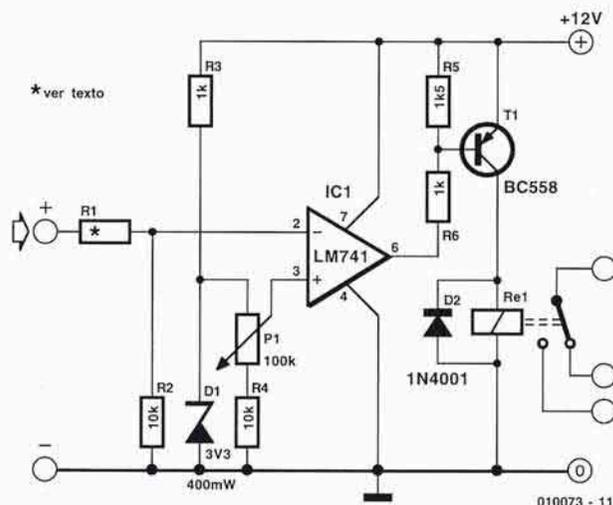
Este circuito se ha diseñado para la protección contra sobre-tensiones que se pueden configurar según nuestras propias necesidades. El circuito también se puede utilizar para detectar tensiones bajas; en ese caso las entradas IC1 se tiene que cambiar.

El funcionamiento es bastante simple. Cuando la tensión de entrada es demasiado grande, la tensión en el pin 2 (entrada invertida) de IC1 será mayor que la tensión de referencia en el pin 3 (entrada no invertida). La salida del amplificador operacional en ese caso será 'baja'. Esto es como una lección de matemáticas: si la entrada invertida (-) es mayor que la no invertida (+) la salida será invertida (-). Esto excita T1 a "on", y este alimenta el relé, por lo que se activa. Los contactos del relé se pueden utilizar para aislar el equipo de la alimentación.

El circuito no tiene ninguna hystéresis, por lo que en principio es posible que el relé pueda vibrar. En la práctica eso no es malo porque la tensión apenas ha subido cuando la protección del equipo se ha desconectado.

Nosotros hemos elegido una tensión de alimentación de 12 V para el circuito, pero en la práctica puede valer cualquier tensión entre 12 V y 24 V. La bobina del relé debería trabajar a la tensión de alimentación elegida; así, seleccionaremos un relé con una tensión de trabajo que es la misma que la de alimentación, o si ya tenemos un relé, tomaremos una tensión de alimentación igual a la de funcionamiento del relé. No tiene que ser exacta, pero debe permanecer estable dentro de unos márgenes del $\pm 10\%$. Tenemos que tener en cuenta que el BC558 (T1) puede trabajar con al menos 50 mA. Si el relé necesita más corriente, sustuiremos T1 por un BC516, que soporta hasta 0.5 A (en la práctica 0.25 A).

La tensión de referencia se obtiene simplemente derivándola del diodo zener (D1). La tensión del zener no es crítica y es mejor



usar un valor de 5.1 V que un valor de 3.3 V como el que hemos usado nosotros en el montaje porque el efecto de la T^z en el zener provoca una variación menor de la tensión. El valor de la resistencia R3 debe ser tal que tenga un valor que deje al menos circular

una corriente de 3 mA por el zener. Debemos de tener en cuenta que según las hojas de características del fabricante la tensión en cualquiera de las entradas debe ser al menos 1.5 V mayor que la tensión en el pin 4 (es lo que llamamos comúnmente tensión en modo común). Por ello, la tensión fijada por P1 en el pin 3 no debería ser menor de 1.5 V. En la práctica, una tensión menor es posible, hasta alrededor de 1 V. Debería ser mejor usar un valor entre 47 K y 100 K para R4; esto reduce algo el rango de ajuste, y además la tensión nunca es demasiado baja. Si realmente queremos que el rango de tensión baje hasta 0 V, deberíamos elegir un amplificador operacional diferente, por ejemplo un LM358.

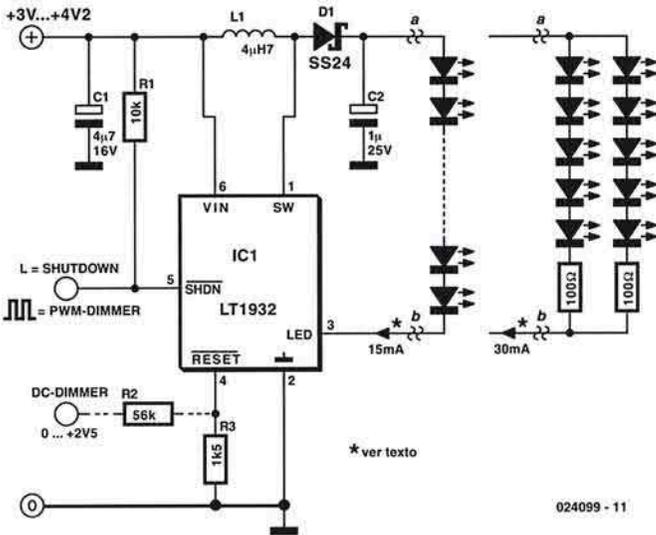
La resistencia R1 forma un divisor de tensión junto con R2. La resistencia R1 debería tener un valor tal que la tensión en el pin 2 es igual a la tensión en el mando de P1 cuando este no están en la posición central; eso es unos 2.4 V. La siguiente fórmula se utiliza para calcular el valor para R1: es igual a la tensión de desconexión requerida menos 2.4 V, dividido por 240 mA. Así, para una protección contra tensiones mayores de 100 V, la resistencia R1 debería ser 407 K; en la práctica deberíamos usar 390K.

El consumo de corriente del circuito es de unos pocos mA más la corriente del relé.

(010073)

LED intermitente

021



024099 - 11

Si necesitamos excitar un número de LED blancos para proporcionar retroiluminación a un display o para una linterna, vamos a ver como debemos de configurarlos. Si los cableamos en serie entonces la tensión de conducción directa de la cadena será mayor que la salida de una batería típica. Si los conectamos en paralelo, la corriente puede llegar a ser un problema. Para mantener la iluminación de salida constante, también será necesario mantener una corriente constante circulando por el LED aunque la tensión de batería caiga.

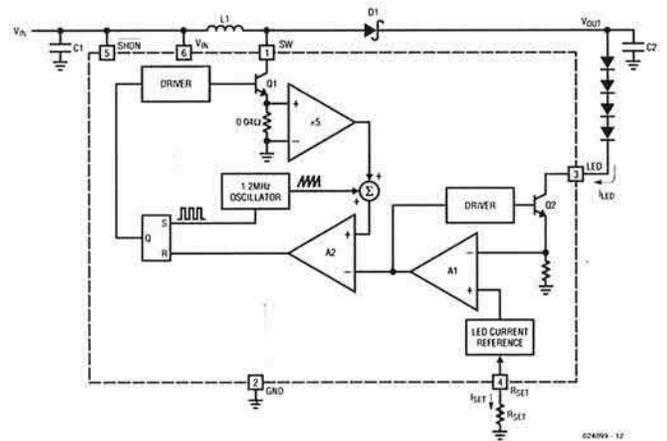
El LT1932 de Linear Technology (www.linear-tech.com/pdf/1932f.pdf) es una buena solución a este problema. Este chip opera a una tensión de alimentación baja y contiene un circuito regulador en modo conmutado que proporciona una corriente de salida definida por una resistencia externa conectada en la entrada RSET. La bobina de 4.7 mH debe ser de un tipo adecuado para poder usarse en un circuito de modo

conmutado; la energía se almacena en los campos magnéticos de los núcleos de ferrita durante la conmutación.

Se pueden conectar hasta 8 LED en serie pero es posible conectar más usando dos redes paralelas de 5 LED conectados en serie. En esta configuración es necesario incluir una resistencia en cada rama, de alrededor de 100 Ω para evitar una de las ramas del montaje se lleve toda la corriente.

En la entrada SHDN se aplica un pulso cuadrado con anchura modulada para variar la luminosidad. Como alternativa se puede conectar una tensión de alimentación variable a través de una resistencia de 56 K a la entrada de RST que también producirá una regulación de luminosidad.

(024099-1)



024099 - 12

Nº de LEDs	Tensión operación	Eficiencia	R _{SET}	I _{LED}
2	1.8 to 3.0 V	75 %	4kΩ253	5 mA
3	1.8 to 3.0 V	75 %	2kΩ226	10 mA
4	1.8 to 3.0 V	75 %	1kΩ25	15 mA
5	2.0 to 3.0 V	70 %	1kΩ13	20 mA
6	2.7 to 4.2 V	75 %	750 Ω	30 mA
8	3.0 to 4.2 V	70 %	562 Ω	40 mA
10 *	2.7 to 4.2 V	75 %		

* Dos ramas en paralelo de 5 LEDs conectados en serie se pueden conectar junto con una resistencia de 100 Ω

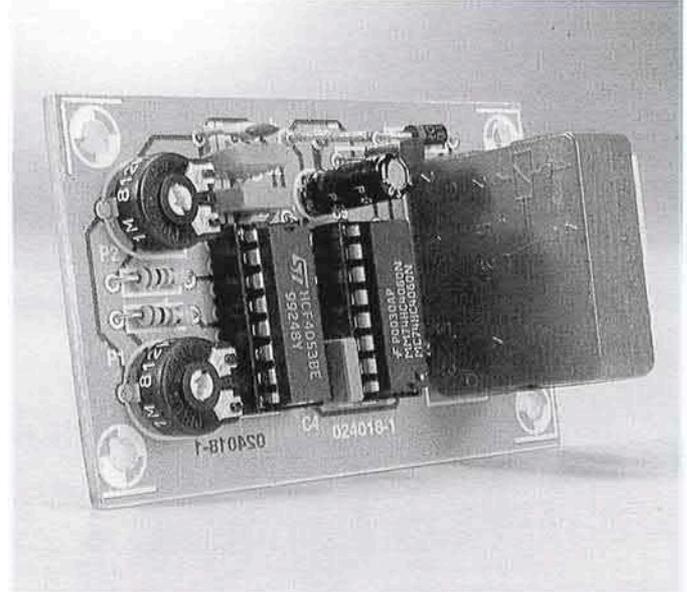
Temporizador ON/OFF

022

Si necesitamos un tiempo ajustable a "on" o "off" para alguna aplicación, este es el circuito que estamos buscando. Un problema que ocurre a menudo cuando ajustamos los temporizadores es que los tiempos de cada uno afectan a los demás. Este circuito soluciona este problema porque los elementos que definen el tiempo -R y C- son independientes. Eso significa que hay un par RC (P1 + R3 y C1) para el tiempo de 'off' y otro par (P2 + R4 y C2) para el tiempo de 'on'.

El relé está desactivado cuando hay un cero lógico en la base de T1. Este mismo cero, a través de los pines de entrada 10 y 11 de IC1, hace que el pin 12 sea conectado al pin 14 y el pin 2 al pin 15 de IC1. Por el contrario, un uno lógico (relé activado) hace que el pin 13 esté conectado al pin 14 y el pin 1 al pin 15.

Con los valores mostrados, el periodo del oscilador (este se puede medir en el pin 9 de IC2) se puede ajustar desde 4 a 200 ms. Debido a que IC2 divide la frecuencia por 8.192, el periodo de tiempo resultante es ajustable desde 32.8 s a 27.3 minutos. Si deseamos un corto periodo de tiempo C1 (o C2) se



LISTADO DE COMPONENTES

Resistencias:

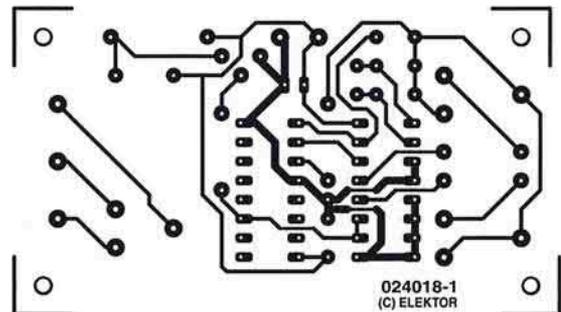
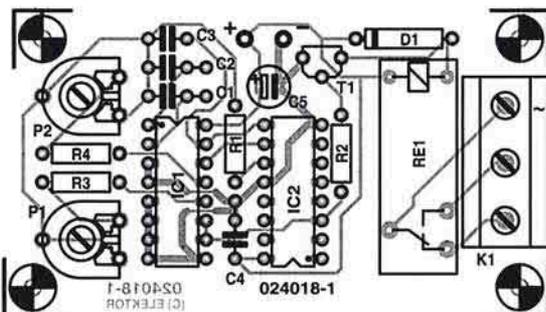
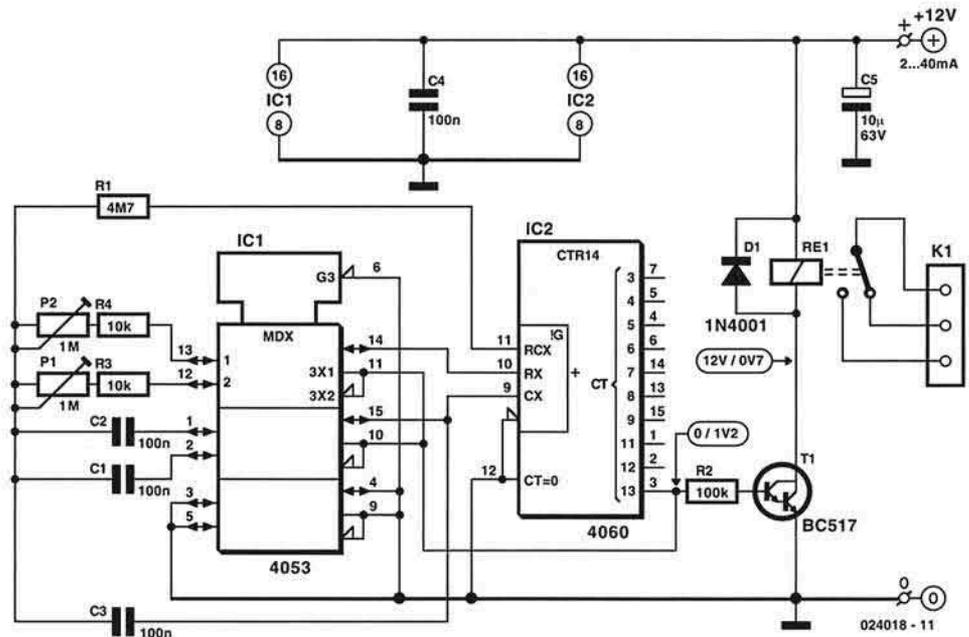
- R1 = 4M7
- R2 = 100k
- R3,R4 = 10k
- P1,P2 = 1M ajustable

Condensadores:

- C1,C2,C4 = 100nF
- C3 = 100pF
- C5 = 10µF 25V radial

Varios:

- D1 = 1N4001
- T1 = BC517 (Darlington)
- IC1 = 4053
- IC2 = 4060
- Rel = Relé de tarjeta-E , bobina 12V, V23057 B0002 A201 (Schrack)



deben reducir, incrementandolos para un periodo de tiempo mayor. Los condensadores C1 y C2 necesitan se de película metálica o electrolíticos; si no disponemos de ninguno de estos, podemos hacerlo nosotros mismos conectando dos condensadores electrolíticos en serie, con los terminales positivos juntos.

La tensión de alimentación para el temporizador tiene el rango de 5 a 15 V. Es preferible que elijamos el mismo valor que la tensión del relé. El relé mostrado en la lista de componentes es de 12 V y puede conmutar 230 Vac a varios amperios. La PCB para este proyecto no está disponible en el Servicio de Lectores.

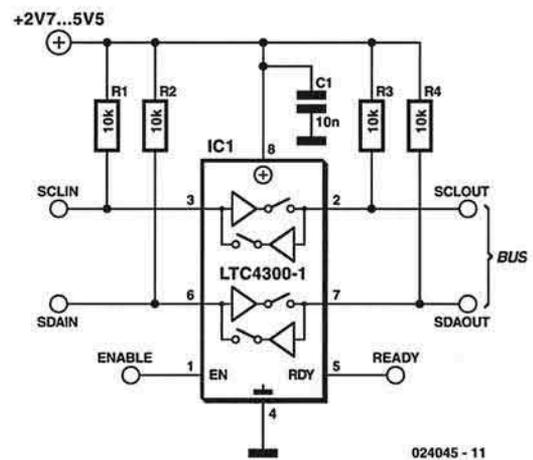
(024018-1)

Intercambiador I²C en caliente 023

Ahora que nosotros vamos a usar un USB veremos la facilidad para conectar o desconectar dispositivos sin tener que desconectar primero la tensión de alimentación. Esto era así siempre para el RS-232 (pero no con LPT), pero no es tan fácil. Los dispositivos I²C o SMBus, desgraciadamente, no son intercambiables en caliente.

Un componente que soluciona la mitad de este problema (la parte de conmutación) ha sido recientemente introducido por Linear Technology. El LTC4300 es un buffer interface de 2 hilos que pueden aislar las señales entre los periféricos y el bus, haciendo posible el añadir otro dispositivo al bus en cualquier momento, sin producir ninguna interferencia. El paso siguiente es más difícil y tendremos que encontrar solución para él: tenemos que encontrar la forma de detectar cuando no hay actividad en el bus. En este momento se puede habilitar la interface del chip, haciendo que el periférico sea conectado al bus.

El buffer contiene "pull-ups" activas, permitiendo el uso de unas resistencias de "pull-up" de valor elevado (10K).



024045 - 11

Podemos encontrar más información sobre el LTC4300 en la dirección www.linear.com

(024045-1)

Desplazador de nivel 024

R. Koegler

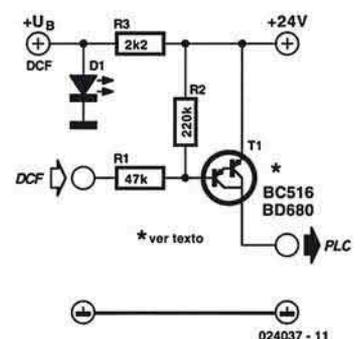
Para conectar la salida en colector abierto de un módulo receptor DCF estándar (código de pedido 121177), el cual tiene una tensión de funcionamiento relativamente bajo que va de 1.5-15 V y una salida NPN en colector abierto, a un PLC que requiere una señal de conmutación positiva de 24 V y alrededor de 150 mA, es necesario un desplazamiento de nivel. Este se puede conseguir de forma simple utilizando un relé miniatura conectado entre el positivo de alimentación del módulo y el módulo de salida DCF, tal y como se muestra en la Figura 1. En este caso, la corriente de carga en la salida DCF no debe exceder 1 mA.

Todo lo que necesitamos para esta solución es un relé miniatura de 15 V con una bobina de tensión adecuada que no requiera consumir de la salida DCF más de 1 mA. Por el lado del PLC no hay requerimientos especiales, porque los contactos del relé pueden conmutar 24 Vdc a 150 mA. Al lado de la solución electromecánica, también hay una solución electrolítica. Dos resistencias y un transistor es todo lo que necesitamos, tal y como podemos ver en la

Figura 2, si deseamos hacerlo sin realizar un aislamiento eléctrico entre dos dispositivos.

Se puede utilizar casi cualquier tipo de transistor Darlington sin resistencia, también se puede usar un MOSFET de canal P. Esto significa que puede ser adecuado un BC516 o BD680, pero no serviría un TIP142. La masa del circuito conecta los dos dispositivos juntos a masa.

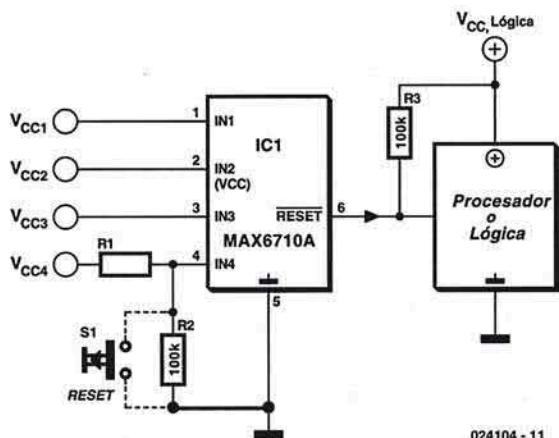
Naturalmente, este desplazador compacto de nivel se puede utilizar también para otras aplicaciones; las aplicaciones mostradas aquí ilustran como una salida en colector abierto se puede conectar a un sistema teniendo una tensión de alimentación diferente.



024037 - 11

(024037-1)

Monitor de tensión cuádruple 025



024104 - 11

Podemos utilizar un circuito integrado de Maxim MAX6710 (<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MAX6710.pdf>) para una monitorización de cuatro tensiones de alimentación. Si cualquier tensión monitorizada cae por debajo de la tensión de disparo fijada por el fabricante, el IC dispara una señal de Reset. Esta señal permanece activa durante 140 ms después de que las tensiones de todas las cuatro entradas suben por encima de la tensión de disparo, de forma que garantizamos el reset de conexión al sistema.

Las cuatro entradas (IN4) se pueden programar libremente usando divisores de tensión externos. Su tensión de disparo está configurada a 0.62 V. Para calcular los valores del divisor de tensión resistivo formado por R1 y R2, podemos elegir, por ejemplo, un valor de 100 K para R2 y después calcular el valor de R1 utilizando la fórmula:

$$R1 = R2 \cdot \left(\frac{V_{CC4,th}}{0.62V} - 1 \right) = R2 \cdot \left(\frac{U_{ALARM}}{0.62V} - 1 \right)$$

Los integrados toman su tensión de alimentación de la tensión aplicada a IN2, con un consumo de corriente de sólo 35 mA. La señal de fallo de Reset se puede generar con una tensión de sólo 1 V presente en IN1 o IN2. El IC está disponible en un encapsulado SMD SOT23. Una selección de los distintos tipos está disponible en la tabla.

Si fuera necesario, se puede generar una señal de reset usando un pulsador manual, que se puede conectar simplemente en paralelo con la resistencia R2 para conectar la entrada IC4 a masa cuando el botón sea presionado. En este caso, es necesaria la resistencia R1 para limitar la corriente.

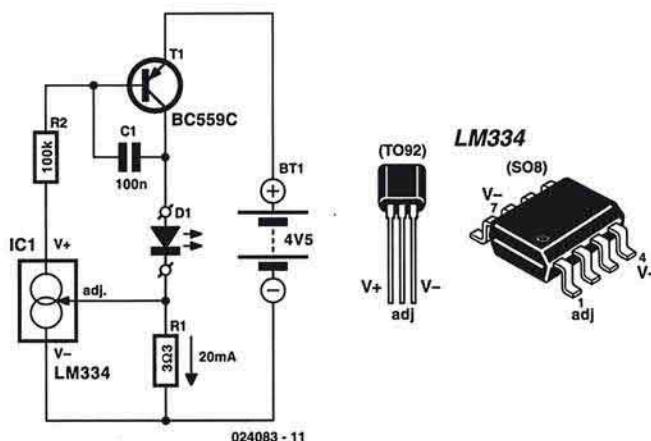
(024104-1)

Type	IN1	IN2	IN3	IN4
MAX6710 A	5 V	3.3 V	2.5 V	0.62 V *
MAX6710 B	5 V	3.3 V	2.5 V	0.62 V *
MAX6710 C	5 V	3.3 V	1.8 V	0.62 V *
MAX6710 D	5 V	3.3 V	1.8 V	0.62 V *
MAX6710 E	0.62 V *	3.3 V	2.5 V	1.8 V
MAX6710 F	0.62 V *	3.3 V	2.5 V	1.8 V
MAX6710 G	5 V	3.3 V	0.62 V *	0.62 V *
MAX6710 H	5 V	3.3 V	0.62 V *	0.62 V *
MAX6710 I	0.62 V *	3.3 V	2.5 V	0.62 V *
MAX6710 J	0.62 V *	3.3 V	2.5 V	0.62 V *
MAX6710 K	0.62 V *	3.3 V	1.8 V	0.62 V *
MAX6710 L	0.62 V *	3.3 V	1.8 V	0.62 V *
MAX6710 M	0.62 V *	3 V	2.5 V	0.62 V *
MAX6710 N	0.62 V *	3 V	2.5 V	0.62 V *
MAX6710 O	0.62 V *	3 V	1.8 V	0.62 V *
MAX6710 P	0.62 V *	3 V	1.8 V	0.62 V *
MAX6710 Q	0.62 V *	V _{CC}	0.62 V *	0.62 V *

* programable utilizando divisor de tensión R1/R2

Fuente de corriente de baja caída 026

Una simple fuente de corriente constante generalmente opera con el mismo principio: se hace circular una corriente a través de una resistencia y mediante algún tipo de regulador se intenta mantener la tensión en esta resistencia constante. Si esto se hace usando un transistor, tendremos una caída de tensión de unos 0.6 V sobre la resistencia de polarización para generar la corriente de base. Sin embargo, en algunos casos éstos tienen unas pérdidas excesivas, por lo que utilizamos un amplificador con una fuente de referencia en su lugar. La fuente de corriente ajustable tipo LM334 tiene todo esto 'sobre la placa' y regula con una caída de tensión de 64 mV. En el esquema anexo podemos ver un ejemplo práctico de una fuente de corriente usando este circuito integrado casi indestructible. Aquí la resistencia



024083 - 11

R1 actúa como sensor y determina el nivel de corriente. Su valor se puede calcular utilizando la fórmula:

$$R1 = 0.064 \div \text{corriente}$$

Por ejemplo, para una corriente de 20 mA el valor de R1 debe ser de 3.2 Ω.

El circuito ilustrado se utiliza exclusivamente para pequeños márgenes de tensión y pequeñas corrientes, porque el transistor T1 sólo puede disipar unos 100 mW. Sin embargo, somos libres de poder experimentar con otros componentes y otros valores. Con los valores que se muestran en el esquema, el circuito es adecuado para alimentar un LED blanco con una tensión de funcionamiento de 3.6 V obtenidos a partir de una batería de plomo ácido de 4 V o una batería de 4.5 V. (024083-1)

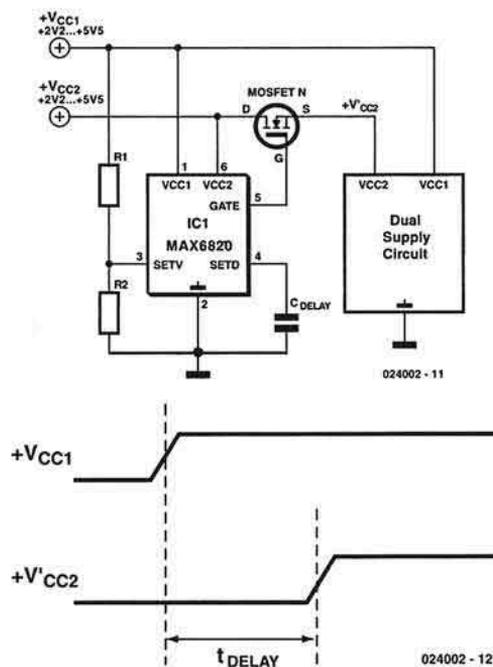
Secuenciador de alimentación 027

A menudo en los sistemas eléctricos es necesaria más de una tensión de alimentación que se debe activar siguiendo una secuencia determinada para evitar daños eléctricos que de otro modo ocurrirían. El chip MAX6820 de Maxim (<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/MAX6819-MAX6820.pdf>) contiene todo lo necesario para realizar el control de esta función en un solo encapsulado. El integrado muestrea la alimentación primaria VCC1 en su entrada SETV (pin3) a través del divisor de tensión formado por R1 y R2. Cuando la tensión en este pin alcance los 0.62 V se inicia una temporización en el chip. Al final de esta temporización la salida GATE acciona el MOSFET canal N para conectar VCC2 al circuito secundario. Tanto VCC1 y VCC2 debe ser mayor de 2.125 V, detectando el integrado una condición de tensión baja y desactivando el MOSFET. Los valores de R1 y R2 se pueden calcular utilizando la ecuación:

$$R1 = R2 [(V_{TH} / V_{TRIP}) - 1]$$

Donde

V_{TH} = nivel de disparo



$$V_{TRIP} = 0.62 \text{ V}$$

El condensador C_{DELAY} da el tiempo de retraso t_{DELAY} y se calcula utilizando la ecuación:

$$t_{DELAY} = 2.484 \times 106 \times C_{DELAY}$$

Donde

Las unidades para C_{DELAY} son mF.

t_{DELAY} viene dada en segundos.

El MAX6820 usa un integrado elevador de carga para excitar la puerta MOSFET asegurando que el MOSFET de canal N está completamente mejorado con un nivel bajo RDS ON. Para seleccionar un MOSFET elegiremos uno con un EDS ON adecuado para una VGS de 5 a 6 V. Un BSP17, por ejemplo, puede colocarse en un encapsulado SOT223.

El MAX6819 realiza la misma función pero tiene un tiempo de retardo fijo de 200 ms. Este dispositivo no necesita un condensador de temporización externo por lo que la entrada C_{DELAY} se sustituye por la entrada ENABLE.

(024002-1)

COMPONENTES ELECTRONICOS

ELECTRONICA ALVARADO

Calle Jaén, 8
(Metro Alvarado)
28039 Madrid

915 330 827

ABELLÓ
Circuitos Impresos

- Simple y doble cara
- Metalizados
- Prototipos
- Pequeñas y medianas series
- Gobos

C/ Escipión 34 bajos
08023 Barcelona
Teléfono (93) 212 06 85
Fax-modem (93) 211 28 65
e-Mail: abelloci@lix.intercom.es

Linterna de litio

028

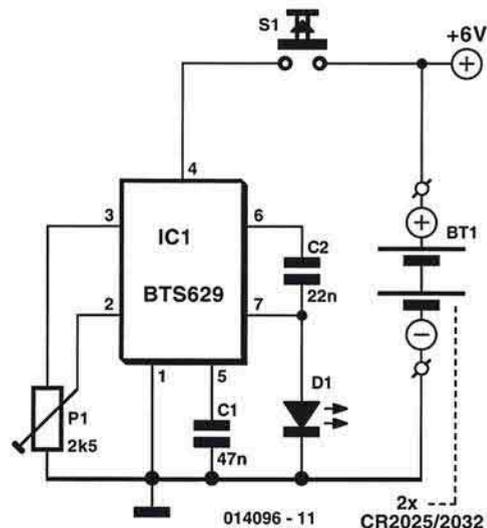


Una mini linterna de bolsillo combina las ventajas de las pilas de botón de Litio con un LED blanco super-brillante. Las pilas de Litio son pequeñas, tienen una larga vida y tienen muy poca descarga. El LED tiene una muy alta eficiencia, una larga vida y un consumo muy pequeño (20 mA). La combinación de estos resultados da lugar a una linterna de bolsillo de larga duración.

Desgraciadamente, una pila de Litio tiene una tensión de sólo 3 V, mientras que un super-LED tiene una tensión directa de 3,5 V. Una pila no será suficiente por lo que habrá que conectar dos en serie. Esto da como resultado una tensión de alimentación de 6 V, y una corriente limitada a 20 mA por lo que la resistencia serie será de $(6 - 3,5) / 0,02 = 125\Omega$. Puede resultar muy molesto el echo de que esta resistencia tenga unas pérdidas de potencia de $2,5 \times 0,02 = 50 \text{ mW}$. Comparada con el consumo de potencia del LED ($3,5 \times 0,02 = 70 \text{ mW}$) esto puede significar casi el 42 % de la energía que deberíamos gastar.

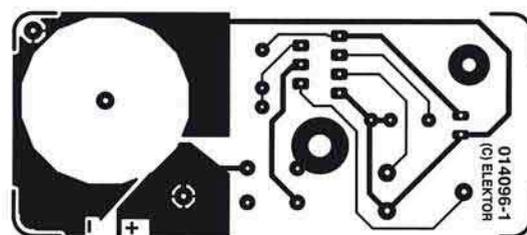
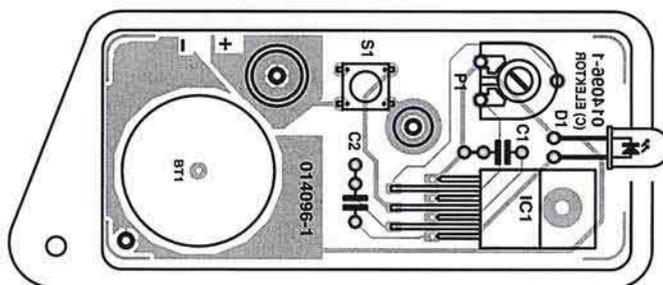
Si utilizamos un modulador de anchura de pulso integrado de Siemens, el BTS629, esta pérdida de potencia se puede limitar hasta un 10 %. Junto con dos pilas CR2025, con capacidad de 170 mAh, la linterna de bolsillo tendrá una autonomía de 15 horas. Dos pilas CR2032 (230 mAh) durarán hasta 21 horas. Otra ventaja del circuito integrado usado aquí es que la anchura de pulso, e incluso el brillo del LED se puede ajustar suavemente por medio de P1.

La placa de circuito impreso compacta se ha diseñado para ser fijada exactamente dentro de una caja UM14 de KM. la PCB tiene un agujero de 20 mm de diámetro para las pilas de botón. El terminal negativo para la pila de botón se hace a partir de un trozo de papel metálico soldado a la carcasa de la misma. Para el terminal positivo, en la parte superior de la PCB un terminal plano se puede fijar con la ayuda de un tornillo y tuerca



de M3, tal y como podemos ver en la fotografía. La PCB, por desgracia no está disponible en el Servicio de Lectores.

(014096-1)



LISTADO DE COMPONENTES

Semiconductores:

D1 = super HR LED, blanco
IC1 = BTS629

Resistencias:

P1 = 2k5 potenciómetro

Condensadores:

C1 = 47nF
C2 = 22nF

Varios:

S1 = pushbutton (pulsador (por ejemplo, MCDTS-5M de Farnell)
BT1 = 2 pilas CR2025 o CR2032
Caja tipo UMI4 de KM

Cargador de Baterías de NiCd/NiMH

Aquí tenemos otro cargador de baterías universal que es fácil de construir y puede ser útil para cargar prácticamente todas las pilas más comúnmente utilizadas de NiCd y NiMH. El único pequeño inconveniente, si es que se puede llamar inconveniente, es que no es un cargador rápido, porque trabaja con la corriente de carga estándar de una décima parte de la capacidad de la batería en combinación con un tiempo de carga de 10 a 14 horas.

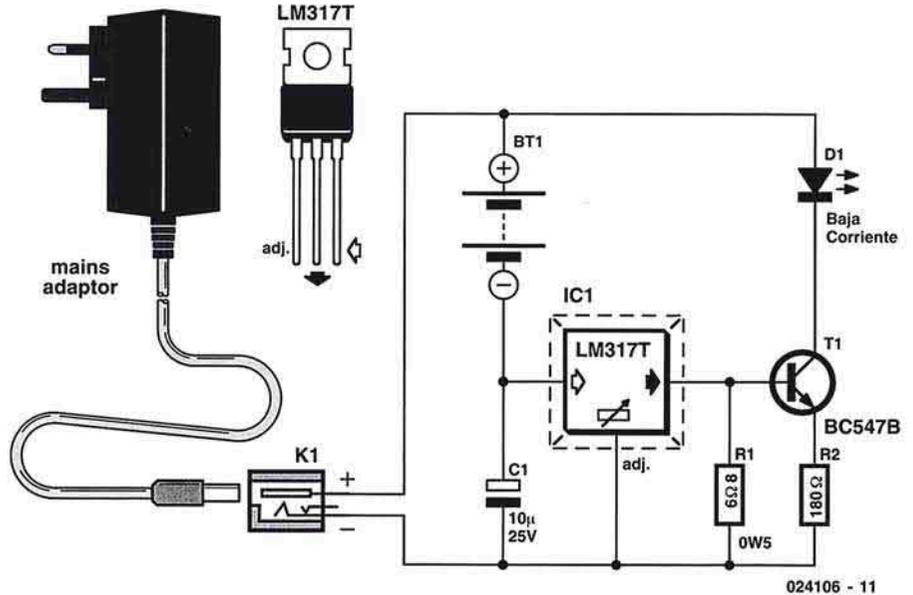
Con la ventaja de que las baterías recargables de hidruro de metal nickel tiene mayor capacidad, no siendo necesario preocuparnos por el efecto memoria. Esto significa que para una carga completa se utilizará una corriente de carga a cualquier tiempo y si esto se hace utilizando la mencio-

nada corriente de una décima parte de la capacidad de la batería, el tiempo de carga no es crítico. En otras palabras, se garantiza que la batería se cargará completamente después de estar de 10 a 14 horas, sin que exista peligro de sobre-carga por lo que no importa si, por descuido, dejamos la carga durante 20 horas. Si estamos seguros de que la batería está sólo a media carga, podemos restablecer su capacidad completamente cargándola alrededor de 6 o 7 horas.

Normalmente las pilas tipo AA tienen una capacidad de 1500 a 1800 mAh (miliamperios-hora), por lo que la corriente de carga debe ser de 150 a 180 mA. Si queremos cargar varias pilas al mismo tiempo, simplemente las conectaremos en serie, porque la misma corriente de carga circulará a través de todas las pilas lo que hará que se carguen de forma simultánea.

La cuestión ahora es como obtener una corriente de 180 mA. La solución más elegante y precisa es usar una fuente de corriente. Aquí hemos usado un regulador de tensión tipo LM317 como regulador de corriente. Este archiconocido regulador de tres terminales LM317 está diseñado para ajustar su resistencia interna entre los terminales IN y OUT para mantener una tensión constante de 1.25 V entre los terminales OUT y ADJ. Si elegimos un valor de $(1.25 \div 0.180) = 6.94 \Omega$ para R1, circulará exactamente una corriente de 180 mA. En la práctica no podemos comprar una resistencia con este valor por lo que elegiremos un valor de 6.8Ω que sí está disponible. Por conveniencia, se ha añadido un indicador a LED al cargador. Este LED se ilumina sólo cuando la corriente de carga está circulando, por lo que lo podemos usar para verificar que las baterías están haciendo un buen contacto.

Para conseguir que circule una corriente de 180 mA necesitaremos una cierta tensión. La máxima tensión en una pila durante la carga es de 1.5 V y la fuente de corriente necesita unos 3 V. Si sólo



cargamos una pila, una tensión de alimentación de 4.5 V puede ser adecuada. Si cargamos varias pilas en serie, necesitaremos 1.5 V por el número de pilas más 3 V. Para cuatro pilas esto significa una tensión de alimentación de 9 V. Si esta tensión de alimentación es demasiado baja, la corriente de carga será demasiado baja. Una tensión de alimentación grande no será mucho problema porque el circuito asegura que la carga no exceda de 180 mA.

La tensión requerida se puede obtener de forma conveniente desde un adaptador de red no estabilizado (o eliminador de batería) de unos 300 mA, ya que necesitamos 180 mA. Normalmente es posible seleccionar varias tensiones diferentes con un mismo adaptador por lo que recomendamos elegir la tensión más baja para la cual el LED indicador de la fuente de corriente se ilumine bien.

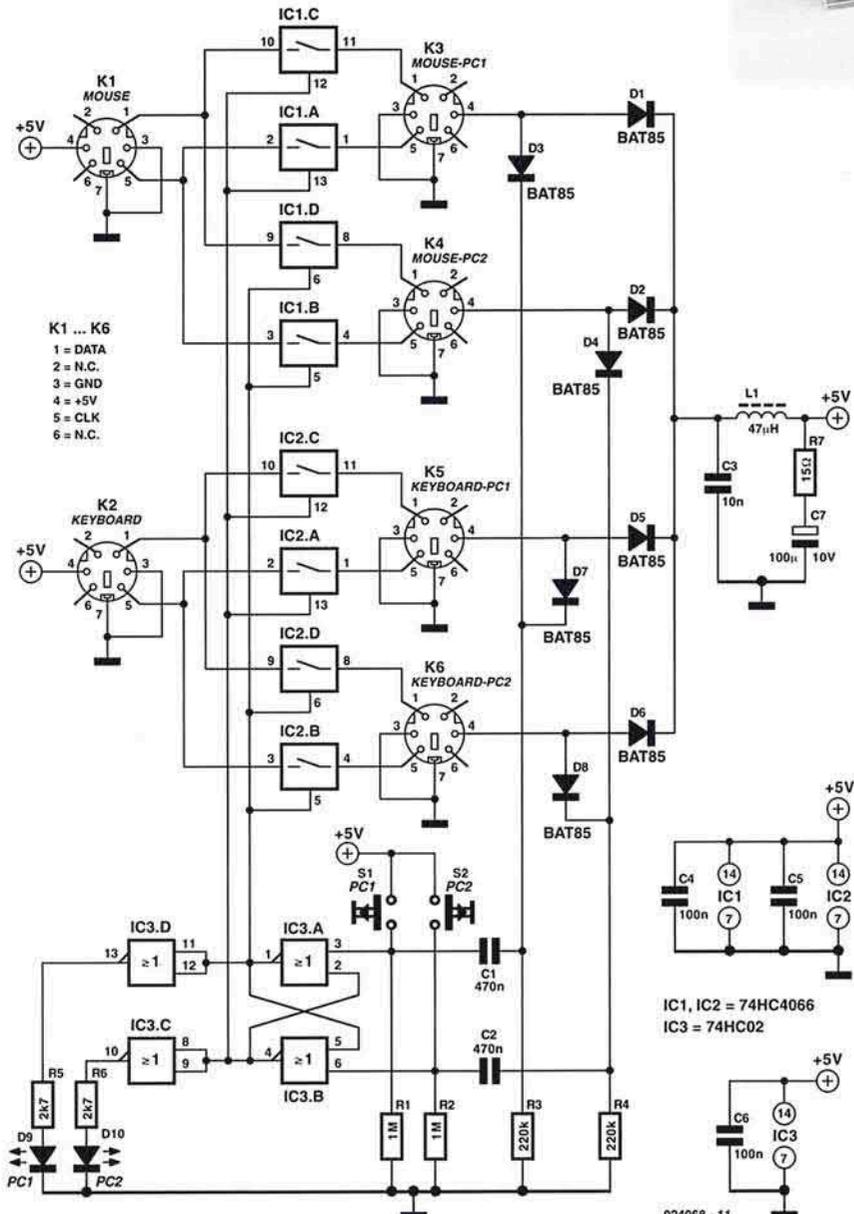
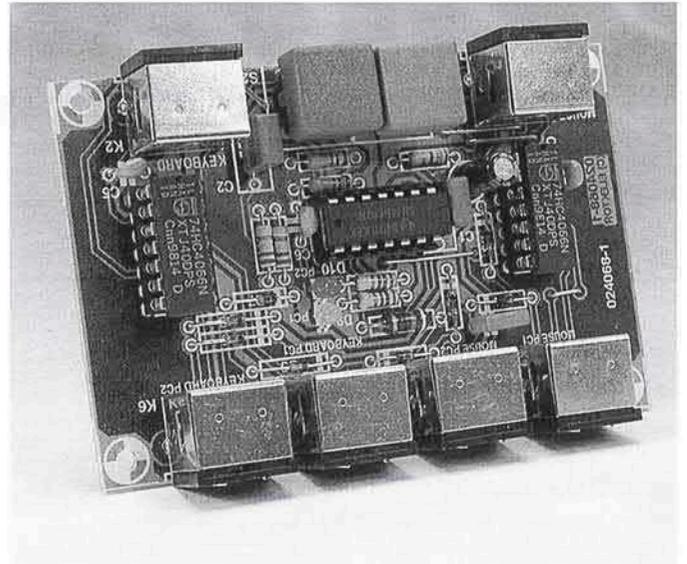
Deberíamos mencionar un par de puntos prácticos. Primero, podemos usar cualquier color de LED, pero lo que sí debe ser es de alta eficiencia (bajo consumo), porque dicho LED se ilumina con una corriente de 2 mA, que es la que se utiliza aquí. Cuando cargamos varias pilas en serie, las pilas se deben colocar de forma natural en el soporte de pilas. Aunque esto no es importante para este cargador, deberíamos apuntar que la mayoría de los soportes de pilas no son de muy buena calidad. Los puntos de conexión a veces tienen una resistencia de al menos 1Ω , lo cual da lugar a unas pérdidas considerables (una pila cargada a 1 A proporcionará una tensión de sólo 0.2 V...).

Por último, notar que el LM317T (la "T" se refiere al tipo de encapsulado) se debe fijar con un disipador. Aunque no hay peligro de que se destruya por sobrecalentamiento, no es conveniente tocar con los dedos porque estará caliente y nos podremos quemar. Un disipador de tipo SK104 (de unos 10K/W) será adecuado aquí.

(024106-1)

Cambio entre Teclado/Ratón por Pulsador

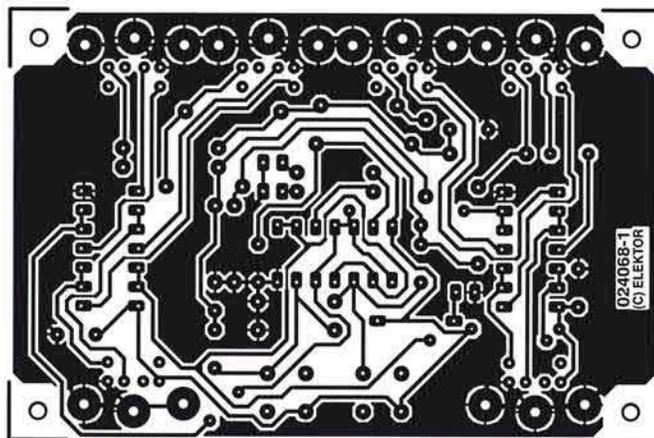
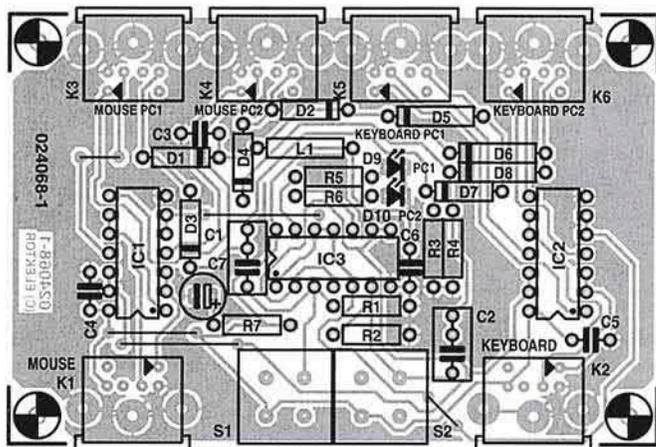
Normalmente no se desechan los viejos PCs cuando se compra uno nuevo, ya que los dejamos para ciertas tareas. En esta situación, para evitar el tener dos teclados y dos ratones cuando operemos con dos PCs sería muy interesante disponer de un conmutador con el que se pueda cambiar de forma fácil el teclado y el ratón de un PC a otro. Ese es el propósito de este circuito. Las conexiones se hacen con cuatro cables PS/2 (macho/macho). Si uno de los PCs necesita de un conector DIN de 5 pines, también será necesario un cable adaptador o enchufe. Para el ratón también hay disponible un adaptador de PS/2 a conector Sub-D de 9 pines. El funcionamiento de todo el circuito es bastante simple. La tensión de alimentación se obtiene con la ayuda de los diodos D1, D2, D5 y D6, a partir de cuatro conexiones a los PCs.



sólo una de las conexiones, K3 a K6, al PC necesita ser alimentada para operar el circuito. L1 evita cualquier ruido que se pueda presentar en la fuente de alimentación del PC alcance el circuito. De esta forma, la tensión de alimentación obtenida se conecta directamente con el teclado y ratón.

Aquí utilizamos conmutadores analógicos de la familia lógica HC (74HC4066) para el cambio de las conexiones de señal (reloj y datos). IC1 y IC2 funcionan como un conmutador de doble polo. Para evitar los corto-circuitos, las señales de ambos PCs, IC1 y IC2 se excitan por medio de un flip-flop con puertas NOR (IC3a y IC3b). Los pulsadores S1 y S2 cambian el estado del circuito. Si las dos entradas del flip-flop están activas, las dos salidas del flip-flop estarán a nivel bajo y ninguno de los dos PCs estará conectado. Los LED D9 y D10 indican que PC está normalmente conectado al teclado o ratón. Si no hay ningún LED conectado, ambos LED se iluminarán (esto sucede cuando tanto S1 como S2 son accionados de forma simultánea). Para lograr un efecto visual agradable, en la lista de componentes se aconseja el uso de pulsadores de ITT-Cannon con el botón rojo o verde de forma que el color de los pulsadores se corresponda con el de los LED.

Es importante que cuando el PC se ponga en marcha por primera vez o se reinicie esté en la posición correcta o ni el teclado ni el ratón serán detectados. En el primer caso, la tensión que aparece cuando el PC es encen-



Se utiliza para disparar el flip-flop en el estado correcto: D3 y D7 para PC1, y D4 y D8 para PC2. R1/C1 y R2/C2 generan los pulsos de reset; la duración de casi medio segundo es más que suficiente. R3 y R4 son necesarias para descargar C1 y C2. El condensador electrolítico C7 asegura un desacople adecuado de la tensión de alimentación. La misión de R7 es limitar la corriente de carga a través del diodo de alimentación BAT85 cuando cable del PS/2 sea conectado por primera vez.

El consumo de corriente es de alrededor de 1 mA y es casi atribuible a los LED. Concluiremos con algunas cosas que ya son conocidas. Cuando apaguemos el PC debajo de Windows el ratón desaparecerá. Entonces nos debemos asegurar que cuando apaguemos un PC, el otro se seleccione tan rápido como sea posible, o este PC no podrá responder al ratón de ninguna manera. También nos aseguraremos de que ambos PCs tienen instalado el mismo driver de ratón.

(024068-1)

LISTADO DE COMPONENTES

IC1, IC2 = 74HC4066
IC3 = 74HC02

Resistencias:

R1, R2 = 1M
R3, R4 = 220k
R5, R6 = 2k7
R7 = 15Ω

Bobinas:
L1 = 47μH

Condensadores:

C1, C2 = 470 nF
C3 = 10 nF, separación de pines 5mm
C4, C5, C6 = 100 nF cerámico, separación de pines 5mm
C7 = 100 mF 10V radial

Varios:

K1-K6 = conector mini-DIN6/PS2 (hembra), montaje PCB
S1, S2 = pulsador, por ejemplo, ITT/Cannon D6-C-40 (cuadrado, rojo) y/o D6-C-50 (cuadrado, verde); opcional pulsador BTN-D6-40 (rojo) BTN-D6-50 (verde)
PCB, código de pedido 024068-1

LED para tensión de batería

031

H. Bartelink

En muchos pequeños aparatos alimentados a batería es común tener un LED que actúa como un indicador para 'encendido' y 'estado de batería'. El circuito más común para esto se muestra en la Figura 1. Aunque pueda parecer que se utiliza el 78L05 en todos los circuitos, estos conceptos se pueden ampliar también a otros reguladores de baja caída. El 78L05 requiere una tensión de entrada mínima de 6.5 V para trabajar de forma adecuada. En la Figura 1, la tensión del LED será de unos 1.8 V, con una caída de 4.7 V en el zener y los 6.5 V restantes en la resistencia. Notar que recomendamos un LED de baja corriente porque sólo necesitará una corriente de unos 2 mA. Una vez que la tensión de batería cae con la tensión del zener y la tensión del LED, éste último se apaga.

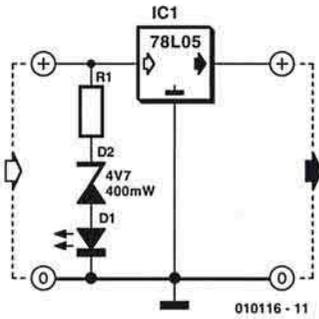
En el caso del circuito de la Figura 2, asumiendo que la corriente de carga es más de unos pocos miliamperios, la corriente circula a través de la combinación LED-resistencia.

El valor de la resistencia se calcula para que pase un poco menos de la mínima corriente de carga. En ese caso, el LED ayudará a que pase alguna corriente al regulador, mientras no perdamos potencia de batería como en el caso de la Figura 1. Para cargas por encima de 20 mA, no usaremos valores de resistencia, por lo que dejaremos al regulador trabajar en todo su margen. Como la batería alimenta al LED, este se apagará de forma eventual cuando la tensión de batería caiga por debajo de la tensión de trabajo del regulador.

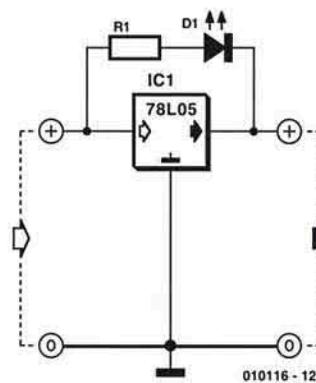
En la Figura 3, se utilizan dos LED con diferente tensión de polarización (por ejemplo con diferentes colores). Si el regulador utilizado tiene una caída de tensión menor de 0.1 V, entonces el LED D1 es el indicador de batería baja y el LED D2 el indicador de encendido de alimentación. Para que esto funcione, D1 debe tener una tensión de polarización de unos 0.2 V mayor que la de D2. Los LED de la Figura 2 y 3 pueden ser de 2 mA o los más comúnmente utilizados de 20 mA. Tener en cuenta que la corriente máxima a través de un LED no debería exceder los 50 mA.

(010116-1)

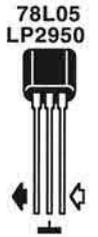
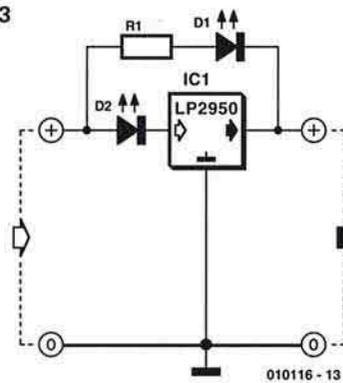
1



2



3



Watchdog telefónico

032

T. Hareendran

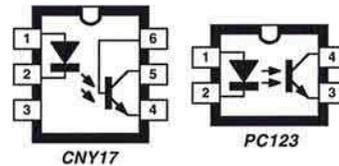
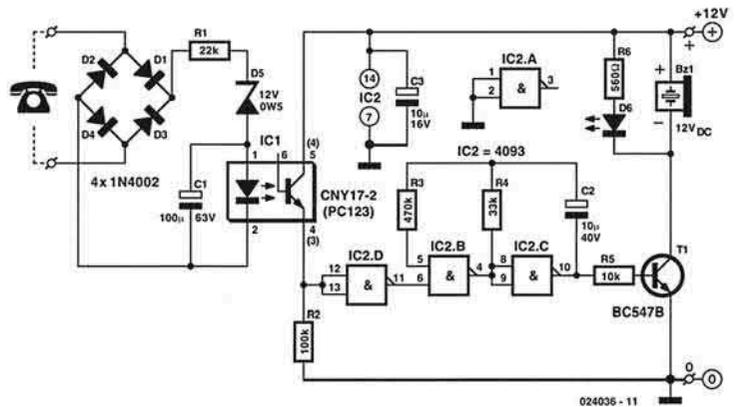
Este circuito simple nos dirá, haciendo sonar un zumbador y parpadear un LED, que línea de teléfono se está utilizando.

Si la línea de teléfono está libre, necesitará una tensión directa de entre 48 y 60 V. Esta se aplica sobre el zener de D5 de forma que el optoacoplador IC1 se activa y como consecuencia de ello el oscilador construido alrededor de IC2 se mantiene deshabilitado.

Cuando la línea está en uso, por ejemplo, una extensión de línea telefónica está 'desenganchada', entonces la tensión de la línea cae por debajo de la tensión del zener D5 y el oscilador está habilitado. Entonces el LED D6 parpadeará y el zumbador Bz1 se activará de forma intermitente. Fijarse que el zumbador es de continua.

El circuito se alimenta mejor y de forma más segura por medio de un adaptador de red con una salida de 12 Vdc. Debido a que el consumo de corriente es mínimo, unos 25 mA aproximadamente, hasta el adaptador más pequeño nos puede servir.

Los dos tipos de optoacopladores indicados en el esquema del circuito tienen una especificación de rotura de aislamiento de 5 KV. El PC123 de Sharp tiene los pines doblados hacia afuera por lo que la distancia de aislamiento requerida es de 6 mm para el equipo conectado a la red, siendo posible ampliarla



en los sistemas de la red telefónica pública. El CNY17 no cumple los 6 mm especificados y no es, hablando de forma estricta, seguro a menos que doblemos nosotros mismos los pines y lo coloquemos utilizando un zócalo de circuito integrado.

(024036-1)

**CONSULTE
NUESTRAS
OFERTAS EN
ESPACIOS
PUBLICITARIOS**

**91 754 32 88
93 451 89 07**

**ANÚNCIESE
CON NOSOTROS
LE VERÁN
MÁS DE
70.000
POTENCIALES
CLIENTES**

Circuitos Impresos

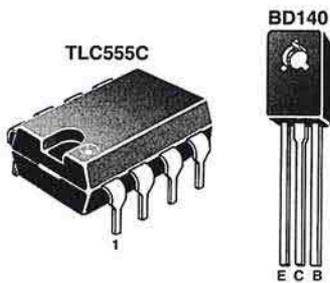
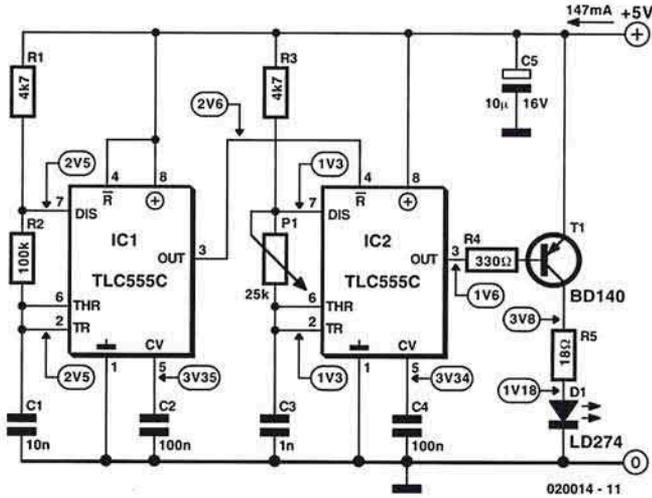
10 años

**Diseño y Fabricación
Prototipos y Series**

ELECTRONICA INDUSTRIAL, S.A.

OFICINAS Y TALLERES
C/MOLINA, 39 - 28029 MADRID
Tel. 91 315 18 54 - Fax 91 315 18 95
E-mail: roan@solitel.es

Barrera de luz infra-roja simple 33



Pradeep G.

Esta alarma infra-roja se puede utilizar para detectar personas que pasan a través de las puertas, pasillos o pequeños huecos. El transmisor emite un haz de luz infra-roja la cual es invisible para el ojo humano. El zumbador de la salida del receptor se activa cuando se interrumpe el haz de luz por una persona que lo atraviesa. Los circuitos de transmisor y receptor mostrados aquí se han diseñado para un rango de varios metros, casi independiente de las condiciones de luz ambiental. Sólo en el caso de que el sensor del receptor se exponga a mucha luz, por ejemplo la solar, se tienen que tomar algunas medidas de apantallamiento.

El transmisor no emite una señal infra-roja continua, sino que está modulada, es decir, la portadora de 36 KHz se utiliza para modular el diodo infra-rojo poniéndolo a on y off a una velocidad de unos 300 Hz. La razón para hacer esto es que la mayoría de los sensores infra-rojos, incluyendo los indicados en el esquema no responden muy bien a una continua incidencia de luz infra-roja. Conmutando la fuente infra-roja a off, incluso en cortos periodos de tiempo, permite recuperarse a los detectores IR y así optimizar su habilidad para minimizar la respuesta a la luz ambiental.

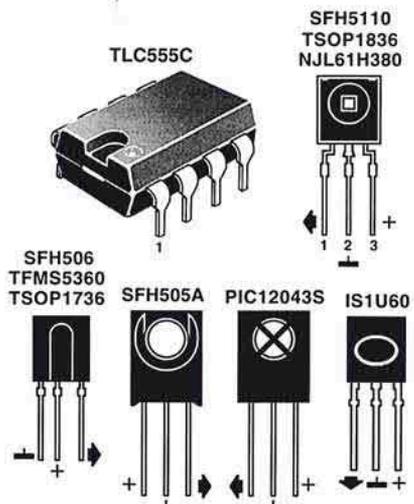
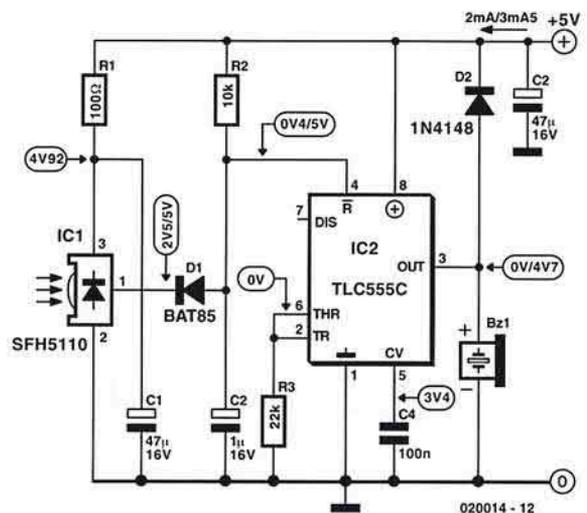
El transmisor consta de dos osciladores construidos alrededor de un 555. Aquí debido al ahorro de corriente se utiliza la versión CMOS TLC555 (o 7555). Como alternativa los dos 555 se puede sustituir por la versión TLC556 (o 7556). IC1 es el generador de 300 Hz, IC2 es la fuente de 36 KHz. El diodo infra-rojo LD274 se ataca con un

pulso de corriente elevado que se hace circular a través del transistor T1. Si en nuestra aplicación la distancia cubierta por el haz IR es relativamente corta, el valor de la resistencia R5 se puede incrementar ahorrando consumo de corriente. El potenciómetro P1 se ajusta por medio de una frecuencia de portadora de exactamente 36 KHz. (test de fallo de equipo, ajustable para rango óptimo).

El receptor es igualmente simple y también está basado en un CMOS 555. Mientras el sensor coge la luz infra-roja del transmisor, la entrada reset del 555 se mantiene a nivel bajo y el zumbador en silencio. Los componentes D1 y C2 actúan como un rectificador de baja frecuencia para cancelar el efecto de la modulación de 300 Hz en la señal del transmisor. Cuando el haz de luz infra-roja se interrumpe, el oscilador construido alrededor del 555 se habilita y comienza a generar el tono de aviso.

Por último, los valores de prueba indicados en el esquema del circuito son los niveles medios medidos con un DVM, bajo condiciones de con/sin luz. En realidad, la mayoría de los puntos de prueba llevan señales rectangulares o de diente de sierra.

(020014-1)



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 diversos 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/ Medea, 4 5ª planta (Edificio ECU) 28037 Madrid.

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

COMPONENTES UTILIZADOS EN LOS PROYECTOS

Todos los componentes utilizados en los proyectos ofrecidos en las páginas de la Revista se encuentran generalmente disponibles en cualquier establecimiento especializado o a través de los anunciantes de este ejemplar. Si existiera alguna dificultad especial con la obtención de alguna de las partes, se indicará la fuente de suministro en el mismo artículo.

Lógicamente los proveedores indicados no son exclusivos y cualquier lector podrá optar por su suministrador habitual.

CONDICIONES GENERALES DE VENTA

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

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

En 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 sí pueden ser utilizados para uso personal y privado, sin necesidad de obtener un permiso previo.

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

CONSULTORIO TÉCNICO

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

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

Código Precio (€)

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 78,94
- 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

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



CUPON DE PEDIDO

Por favor envíen este pedido a:

ADELTRONIK
Apartado de Correos 35128
28080 Madrid
ESPAÑA
 Tel. 91 327 37 97

Nombre		
Domicilio		
		C.P.
Tel.	Fax	Fecha

Por favor envíenme los siguientes materiales. Para circuitos impresos, carátulas, EPROMs, PALs, GALs, microcontroladores y disquetes indique el número de código y la descripción.

Cant.	Código	Descripción	Precio/unid. IVA incl.	Total €

Forma de pago (vea la página contigua para más detalles)

Nota: Los cheques serán en euros y conformados por una entidad bancaria.

- Cheque (nominativo a VIDELKIT, S.L.)
- Giro postal. Cuenta Postal (ARGENTARIA)

Nº 1302-9910-37-0022708812

- Fecha de caducidad: _____ Firma: _____

Número de tarjeta:

Los precios y las descripciones están sujetas a cambio. La editorial se reserva el derecho de cambiar los precios sin notificación previa. Los precios y las descripciones aquí indicadas anulan las de los anteriores números de la revista.

Sub-total	
Gastos envío	3
Total	

E261 FEBRERO 2002

Placa microcontroladora flash para 89S8252:

Descripción	Código	Precio (€)
- PCB	010208-1	32,00
- Disk, project software	010208-11	11,00

Medidor de descarga/capacidad de batería:

Descripción	Código	Precio (€)
- PCB set	010201-1	34,03
- Disk set, project software	010201-11	19,00
- ST62T65B6, programmed	010201-41	40,00

Cerradura electrónica codificada:

Descripción	Código	Precio (€)
- 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:

Descripción	Código	Precio (€)
- 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:

Descripción	Código	Precio (€)
- Disk, project software	000189-11	11,00
- Attiny22L-8PC, programmed	000189-41	20,00

UART USB:

Descripción	Código	Precio (€)
- 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

E260 ENERO 2002

Control remoto PCM en miniatura (2):

Descripción	Código	Precio (€)
- Transmitter PCB	010205-1	23,52
- Receiver PCB	010205-2	19,84
- 87LPC768FN, programmed	010205-41	37,36
- 87LPC762BN, programmed	010205-42	23,20
- Disk, project software	010205-11	11,01

Medidor de capacidad y descarga de batería:

Descripción	Código	Precio (€)
- PCB, includes discharger PCB	010201-1	34,53
- ST62T65, programmed	010201-41	49,16
- Disk, project software	010201-11	19,24

Demultiplexor DMX de 8 canales:

Descripción	Código	Precio (€)
- PCB	010002-1	41,05
- EPROM 27C256 (programmed)	010002-21	18,91
- Disk, project software	010002-11	13,64

E259 DICIEMBRE 2001

Analizador de códigos de IR:

Descripción	Código	Precio (€)
- 87LPC764, programmed	010029-41	25,88
- disk, source code	010029-11	11,02

Saltador:

Descripción	Código	Precio (€)
- PCB	010038-1	17,05
- 89C2051, programmed	010038-41	21,33
- disk, source code	010038-11	10,83

Espionaje de datos en la línea RS232:

Descripción	Código	Precio (€)
- PCB	010041-1	10,84

E258 NOVIEMBRE 2001

Programador de Micro AVR Atmel:

Descripción	Código	Precio (€)
- PCB	010005-1	28,12
- Disk, project software	010005-11	13,35
- AT89C2051-12PC, programmed	010005-41	21,22
- Set: PCB + 010005-11 + 010005-41	010005-C	52,57

Módulo gráfico LCD para microprocesadores 8051:

Descripción	Código	Precio (€)
- PCB	000134-1	15,23
- Disk, project software	000134-11	10,77
- Set: PCB + 000134-11	000134-C	21,29

Interface I²C para Servo:

Descripción	Código	Precio (€)
- Disk, project software	010006-11	10,77

Miniservidor WEB personal:

Descripción	Código	Precio (€)
- PCB	010036-1	17,93
- Disk, project software	010036-11	10,90
- GAL 16V8, programmed	010036-31	20,90

E257 OCTUBRE 2001

Convertor de 12 a 24V:

Descripción	Código	Precio (€)
- PCB	014025-1	20,19

Control remoto por infrarrojos para PCs:

Descripción	Código	Precio (€)
- AT90S2313, programmed	000170-41	29,02

	Código	Precio (€)
E256 SEPTIEMBRE 2001		
Interface I ² C para puerto RS232:		
- Disk, project software	010045-11	10,90
Dispositivo para concurso:		
- Disk, project software	000190-11	10,96
E255 AGOSTO 2001		
PLC DCI:		
- PCB	000163-1	47,15
- Disk, project software	000163-11	11,62
- Set: PCB + 000163-11	000163-C	54,66
SMPSU para automóvil:		
- PCB	000193-1	23,09
Metronómo y diapasón:		
- PCB	000198-1	38,62
- Disk, project software	000198-11	11,55
- PIC 16F84, programmed	000198-41	31,77
Display de Matriz de Puntos Modular:		
- Disk, project software	010021-11	11,55
- AT89C2051 programmed	010021-41	22,55
Tarjeta de 32 canales de entradas analógicas:		
- PCB	004090-1	29,52
E254 JULIO 2001		
Mayor-Domo:		
- PCB	000184-1	27,60
- Disk, project software	000184-11	11,49
- AT90S8515, programmed	000184-41	59,28
Control remoto para modelismo:		
- PCB	000160-1	18,97
- Disk, project software	000160-11	11,49
- COP8782, programmed	000160-41	27,60
Taladradora para PCB:		
- PCB	010024-1	52,96
- GAL16R8-25C, programmed	010024-31	16,11
- PIC16C64-20, programmed	010024-41	37,39
- Set: PCB + 010024-31 + 010024-41	010024-C	98,92
Amplificador de potencia a válvulas HiFi PPP:		
- PCBs available from Experience Electronics		
E253 JUNIO 2001		
Convertor de velocidad de muestreo a 96kHz:		
- PCB	010014-1	43,62
Crescendo Edición Millenium:		
- PCB, amplifier (mono block)	010001-1	26,47
- PCB, power-on delay	974078-1	16,56
MIDI en el puerto RS232:		
- PCB	000139-1	31,49
- EPROM 27C256, programmed	000139-21	18,26
- Disk, driver, source code, hex file	000139-11	11,08
- Set: PCB + 000139-21 + 000139-11	000139-C	53,53
E252 MAYO 2001		
Luces MIDI y control de diapositivas:		
- PCB	000179-1	76,76
- EPROM 27C256, programmed	000179-12	38,70
- disk, source code & binary	000179-11	28,38
ADC 2001 para audio:		
- PCB, converter	010017-1	39,67
- PCB, power supply	010017-2	21,68
Generador de pulsos programable:		
- PCB	000200-1	21,87
- Disk set, project software	000200-11a/b	13,54
- PCB + disk set	000200-C	32,18
E251 ABRIL 2001		
Tarjeta prototipo para Bus PCI (I):		
- PCB	010009-1	112,95
- disk, Windows software	010009-11	12,69
- GAL22V10, programmed	010009-31	20,94
- disk, DOS software	010009-12	12,69
- PCB, 010009-31 + disk	010009-C	146,57
MCS BASIC-52 V1.3:		
- Disk, project software	000121-11	29,82
- EPROM, programmed	000121-21	39,97
Controlador de velocidad doble (2):		
- PCB, SpeedControl + speedPower2	000070-4	26,65
- PCB, SpeedControl + speedPower1	000070-5	28,55
- ST62R60BB6, programmed	000070-41	48,23
- Disk, ST6 source code	000070-11	20,94
Receptor de AM:		
- PCB	000176-1	34,90

	Código	Precio (€)
E250 MARZO 2001		
Decodificadores de control remoto RC5:		
- PCB	000081-1	17,77
- Disk, project software	000081-11	12,69
- AT90S2343, programmed	000081-41	31,09
Emulador para la memoria EPROM 27C256 :		
- PCB	000153-1	46,95
- AT89C2051, programmed	000153-41	24,81
- Disk, project software	000153-11	12,69
- PCB + AT89C2051 + disk	000153-C	76,14
GBPB - Placa de prototipo para Gameboy:		
- PCB	000151-1	49,5
Sistema de identificación de llamada via radio:		
- PCB, caller unit	000108-1	20,31
- PCB, central receiver	000108-2	20,31
- 3 disk, project software	000108-11a/b/c	24,75
- 1 caller PCB + 1 receiver PCB + disk set	000108-C	56,47
Modulador de anchura de pulsos:		
- Disk, GAL listing	000123-11	12,69
E249 FEBRERO 2001		
Convertor de sonido a luz PLUS:		
- PCB	000107-1	51,39
- Project disk	000107-11	12,69
- PIC16F84, programmed	000107-41	31,09
E248 ENERO 2001		
CAN Adapter for ISA Bus:		
- PCB	000071-1	64,92
- Project disk	000071-11	13,25
- PCB + project disk	000071-C	73,53
USB Audio-DAC:		
- PCB	000169-1	23,18
E247 DICIEMBRE 2000		
e-KEY: Sistema de acceso seguro:		
- PCB	000089-1	26,38
- disk, source code files	000089-11	17,58
- AT90S1200, programmed	000089-41	28,41
Cámara sobre Tren de Modelismo:		
- PCB	000129-1	16,91
(GBDSO) Osciloscopio de muestreo digital en pantalla de consola Gameboy:		
- PCB	990082-1	22,32
- disk, DSO Grab and Mathcad demo appl.	996035-1	23,00
- EPROM AT27S256 (PLCC44), programmed	996528-1	37,88
- Set: PCB + 996035-1 + 996528-1	990082-C	74,40
TV PAL Generador de imagen patrón:		
- EPM7064, programmed	000084-31	68,32
Receptor de Onda Corta (OC) Regenerativo:		
- PCB	000112-1	25,70
Diseño de periféricos (I):		
- Set: PCB + 000074-11	000074-C	27,06
- PCB	000074-1	17,59
- Project software	000074-11	13,53
E246 NOVIEMBRE 2000		
Salida S/PDIF:		
- PCB	000131-1	26,23
E245 OCTUBRE 2000		
Modelo digital Märklin para control remoto de trenes:		
- Set: PCB + 996016-1	000066-C	46,19
- PCB	000066-1	26,77
- Project disk	996016-1	23,43
Interfaz USB:		
- Project disk	000079-11	13,39
- PCB	000079-1	14,73
- Set: PCB + 000079-11 + 000079-41	000079-C	48,87
- CY7C63001ACP (programmed)	000079-41	18,74
E244 SEPTIEMBRE 2000		
Tensión de alimentación simétrica:		
- PCB	004064-1	11,90
Lámpara de LED blanco:		
- PCB	004024-1	8,54
E243 AGOSTO 2000		
Puerto de I/O de 8 bits:		
- PCB	994077-1	9,76
Adaptador para SB Live! Player 1024:		
- PCB	004085-1	8,89
Ploteando curvas con HP-GL/2:		
- Disk, project software	006005-1	10,68
Implementación del bus I ² C:		
- Disk, project software	006006-1	6,10
- BASIC interpreter in EPROM	006505-1	8,54

Vúmetro de 60-dB a LED

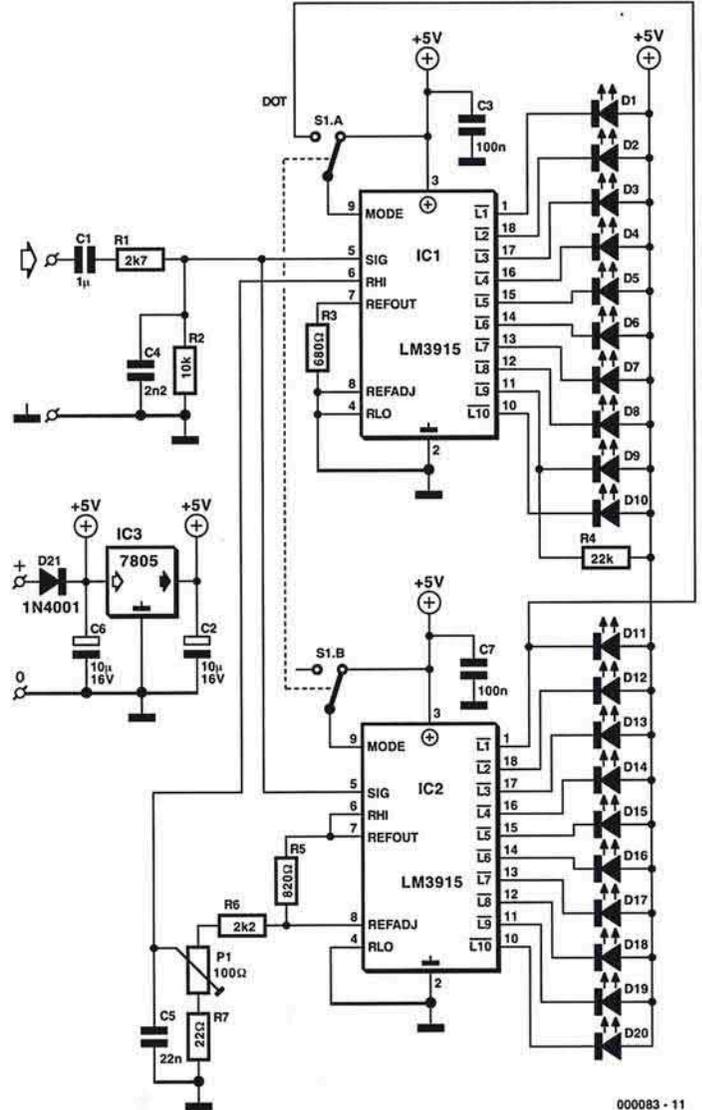
034

Rikard Lalic

La mayoría de los sistemas analógicos de audio, incluyendo las emisoras, se encuentran dentro del rango dinámico de los 60 dB. Este vúmetro está diseñado para usarse como un instrumento de mesa dentro de las aplicaciones de audio, por lo que tiene su propia fuente de alimentación. Excitado por una señal musical de AC tomada directamente desde un conector de altavoz de baja impedancia, por ejemplo, en paralelo con altavoces, y teniendo una respuesta de frecuencia lineal, cubre el rango dinámico de los 60 dB en saltos de 3 dB usando una barra de 20 LED. Su pequeño número de componentes y la simplicidad del circuito los hacen ideales para ser colocados en una pequeña caja o detrás de una tapa transparente como un panel frontal de acrílico.

El circuito integrado LM3915 de National Semiconductor sensa niveles de tensión y excita 10 diodos LED, proporcionando un display analógico logarítmico en pasos de 3 dB y que cubre un rango de 30 dB. La corriente de excitación del LED es programable y regulada. El circuito integrado contiene una tensión de referencia ajustable y una precisión de 10 pasos mediante un divisor de tensión por array de resistencias de 22 K. Con una entrada de prueba de ± 35 V en un buffer amplificador, se puede excitar un array de 10 comparadores referenciados a la tensión del divisor resistivo. Aplicando una resistencia adicional en serie con la entrada podemos alcanzar una protección de entrada de ± 100 V. Aquí colocamos dos LM3915N (IC1 y IC2) en cascada para alcanzar un rango dinámico total de 60 dB. La resistencia R5 programa la corriente de los LED en IC2 mientras que la red R5-R6-P1-R7 establece la tensión de referencia que determina el rango de señal de entrada total en IC2. En este caso se fija a 5.0 V. El nivel de fondo de escala de IC1 se deriva de esta referencia y se desplaza 30 dV para abajo de IC2. Este se fija utilizando P1, con R3 programando la corriente del LED alimentado por IC1. El valor de R3 es más pequeño que R5 para compensar el divisor de tensión interno para IC2, el cual está conectado en paralelo con la tensión de referencia de IC2. El valor adaptado de R3 asegura que no haya diferencia en el brillo de los LED entre IC1 y IC2.

La señal de audio se mide al llegar a los pines 5 de IC1 y IC2 a través de C1-R1-R2-C4. Las resistencias R1 y R2 del divisor de

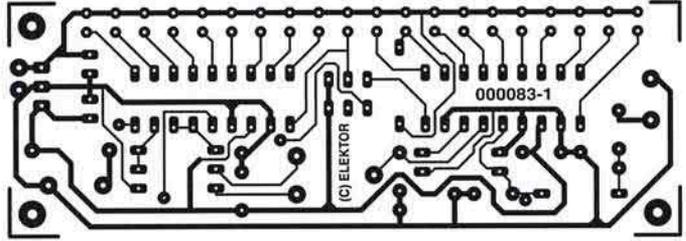
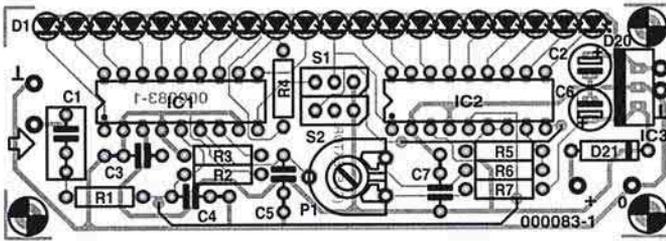


000083 - 11

tensión y C4 se añaden para la supresión de RF. Con R1 a 2.7 K, como muestra el esquema, la indicación a fondo de escala se alcanza a 6.4 Vrms (que equivale a 10 W sobre 4 Ω). Dependiendo de la potencia de salida de nuestro amplificador, en la Tabla 1 podemos escoger valores adecuados para R1 y C4. Como la entrada del vúmetro se conecta al altavoz, la potencia P y la tensión U son iguales a:

Tabla 1.

Altavoz	4 Ω	4 Ω	4 Ω	8 Ω	8 Ω	8 Ω	16 Ω	16 Ω	16 Ω
Potencia	10 W	50 W	100 W	10 W	50 W	100 W	10 W	50 W	100 W
R1	2.7 kΩ	18 kΩ	30 kΩ	6.8 kΩ+1.1 kΩ	30 kΩ	47 kΩ	15 kΩ	47 kΩ	68 kΩ+2.2 kΩ
C4	2.2 nF	470 pF	330 pF	1 nF	330 pF	330 pF	470 pF	330 pF	270 pF



LISTADO DE COMPONENTES

Resistencias:

- R1 = 2k7 (ver texto)
- R2 = 10k
- R3 = 680
- R4 = 22k
- R5 = 820Ω
- R6 = 2k2
- R7 = 22Ω
- P1 = 100Ω

Condensadores:

- C1 = 1μF 63V (MKS, MKC)
- C2, C6 = 10μF 16V radial
- C4 = 2nF2 (ver texto)
- C3, C7, C9 = 100nF
- C5 = 22nF

Semiconductores:

- IC1, IC2 = LM3915N
- IC3 = LM7805
- D1-D20 = LED

$$P = U^2 / Z$$

Donde Z es la impedancia del altavoz en ohmios. Cada uno de los LED de la cadena indica una potencia del 50 % o una tensión del 70.71 % del primer LED más alto.

El disparo del LED #1 se produce a unos 7.0 mV, de forma que tanto el ruido como el buffer interno y las tensiones de off-set del comparador pueden influir en esta medida, produciendo variaciones en la lectura de este primer LED de la barra. Con los condensadores C4 y C5 colocados en el lugar ade-

cuado y con la PCB diseñada, deberíamos de conseguir un buen grado de inmunidad al ruido.

Para una versión estéreo del vúmetro, bastará con duplicar los circuitos del montaje presentado aquí. La fuente de alimentación ya se ha dimensionado para una versión estéreo. Un adaptador de red con una tensión de salida de unos 8 Vdc es una forma no muy cara y segura de alimentar el circuito. la tensión del LED se puede reducir a +5 V mediante el regulador IC3, manteniendo la disipación de potencia de IC1 y IC2 dentro de unos límites seguros.

Un interruptor de doble polo, S1, permite que la visualización sea en modo 'punto' en lugar de modo 'barra'.

Aunque se puede ver la placa, ésta no está disponible en el Servicio de Lectores. El circuito integrado IC3 no necesita disipador.

En cuanto a los ajustes, el vúmetro sólo necesita un ajuste simple. Conectaremos un voltímetro digital al pin 6 de IC1 y ajustaremos P1 hasta ver 158 mV (5.0 V/31.62 V), es decir, -30 dB relativos a la tensión presente en los pines 7 y 8 de IC2.

Por último, este vúmetro no lo debemos utilizar con amplificadores de audio tipo BTL como los que se pueden encontrar en algunos receptores de radio de coches, sino sólo con amplificadores con masa común.

(000083-1)

Filtro activo paso banda hasta 5 MHz

La construcción de un filtro de paso banda activo se puede simplificar enormemente utilizando el LT1567 de Linear Technology (www.linear-tech.com/pdf/1567i.pdf). El circuito que se muestra utiliza pocos componentes externos para construir un filtro de paso banda de segundo orden con una frecuencia central de 1 MHz y un ancho de banda a -3 dB de 0.71 MHz. La ganancia a la frecuencia central es la unidad. El circuito se debería excitar desde una fuente de baja impedancia de forma que R1 definirá la ganancia del circuito. Para recalcular los componentes del filtro paso banda a otras frecuencias, el ancho de banda del filtro (BW_{-3dB}) viene dado por:

$$BW_{-3dB} = 1 / (2\pi RC).$$

Mientras que la frecuencia central (f_0) viene dada por:

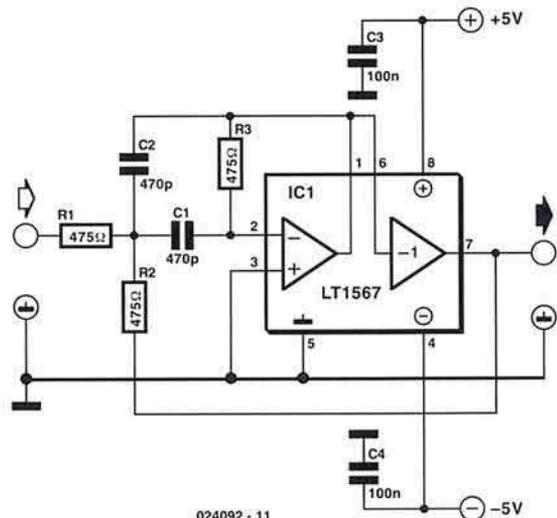
$$f_0 = BW_{-3dB} \times \sqrt{A_0 + 1}$$

Donde:

$R=R_2=R_3$ y $C=C_1=C_2$.

A_0 (ganancia a f_0) = R / R_1 .

$f_{0(max)}$ (máxima frecuencia central) = 5 MHz / A_0



(024092-11)

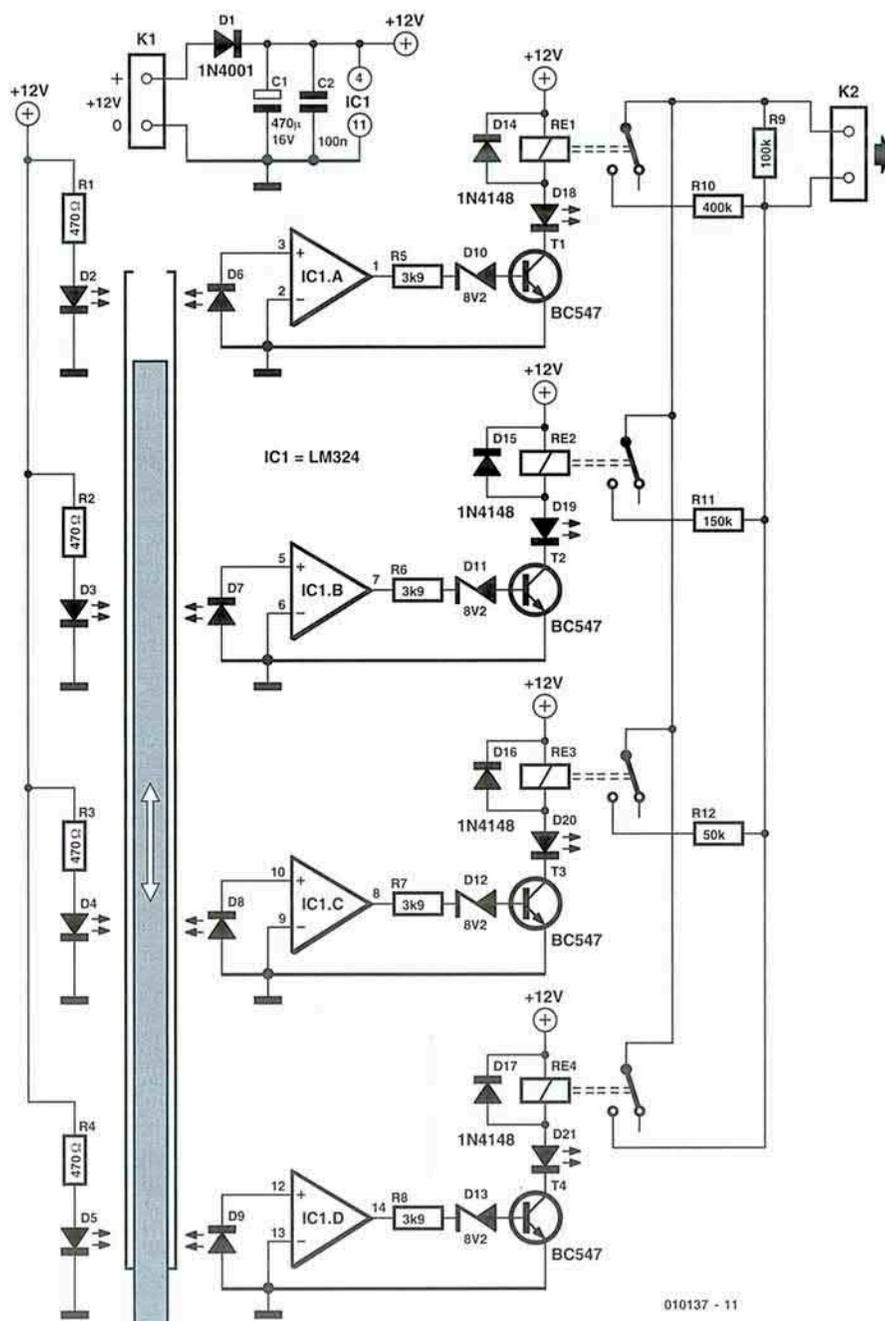
Sensor de posición de bajo coste 36

H. Lindberg

¿Qué haríamos si queremos construir un encoder de posición? Seguro que hay gente que no necesitaría ningún sensor, como el caso que veremos a continuación. El circuito utiliza un LED como un emisor de luz y otro LED como un receptor de luz. Esto es posible debido a la habilidad del LED de generar una muy pequeña corriente cuando la luz incide en él, como si de un panel solar se tratase. Se utiliza un LED rojo porque las pruebas realizadas nos indican que ofrecen un mejor resultado. Puede que pensemos usar uno de diferente color que el rojo y tal vez encontremos una combinación que de buenos resultados. Tened en cuenta que todos los LED rojos no dan el mismo resultado, por lo que deberíamos de procurar tener diferentes tipos y probar cual va mejor. Cuando un LED receptor es no luminiscente por su dispositivo de emisión asociado, evitará la circulación de una pequeña corriente de unos 50 nA desde la salida del amplificador operacional, pin 3 a masa. Una vez que el LED está iluminado, esta corriente puede circular. En realidad circula incluso más corriente, ya que la calidad de los LED de la célula solar hace que el pin 3 vaya a negativo con respecto a masa.

Debido a los LED conectados en serie D18-D20, la tensión de alimentación tendrá unos pocos voltios más que la tensión de la bobina del relé. Si ese es el caso, los valores de R1-R4 están sujetos a experimentación porque el funcionamiento de las barreras de infra-rojos depende de la tensión de alimentación y la eficiencia de los LED usados.

Los LED (transmisor y receptor) se montan sobre los lados de un tubo y se enfrentan por medio de dos agujeros de 3 mm. La barrera de luz entonces se rompe cuando se introduce una vara en el tubo. Esta disposición puede ser multiplicada tantas veces como sea necesario. Aquí se muestran cuatro barreras, las cuales permiten la detección de cinco posiciones de la vara. Cada posición, incluyendo aquella en la que no hemos introducido la vara, se convierte en un valor de resistencia discreta la cual se crea conectando resistencias en paralelo y se puede medir en el conector de salida durante el posterior procesamiento de un ADC o lo que quiera-



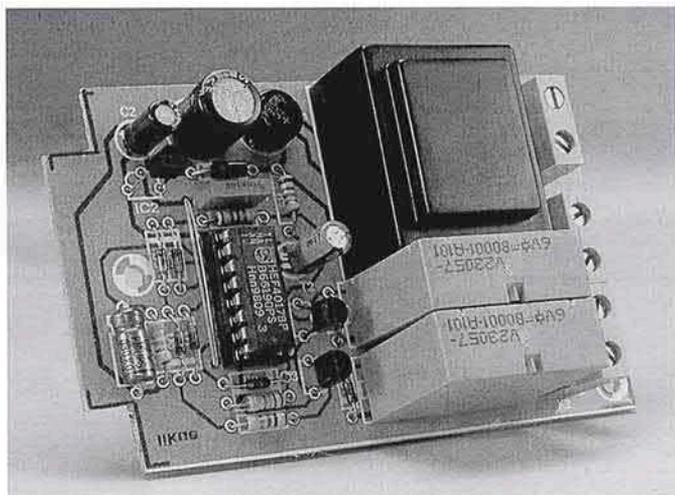
mos. Los valores de las resistencias y los contactos del relé se pueden adaptar de acuerdo con nuestras necesidades.

El LM324 es un amplificador operacional cuádruple, lo cual facilita el diseño del circuito impreso. La salida de cada amplificador operacional, una resistencia en serie y un diodo zener aseguran los niveles de tensión adecuados para un transistor que actúa como buffer, el cual excita el relé. En cada bobina de relé se coloca un diodo en inverso para protección EMF, evitando la circulación de corriente en sentido inverso.

(010137-1)

Conmutador de Tensión de Red de Varias Posiciones

037

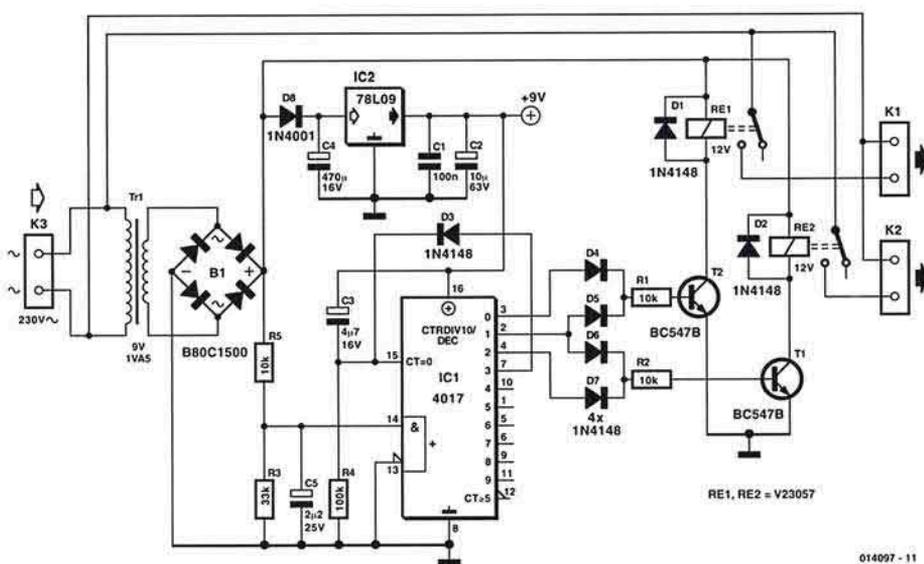


El circuito que presentamos en este montaje nació de la necesidad de uno de nuestros colegas que acababa de remodelar su cocina: después de los cambios realizados, se dio cuenta de que no tenía suficientes conmutadores para todas sus lámparas. Obviamente no deseaba demoler parte de la cocina para instalar algunos cables adicionales en una pared ya alicatada. Así surgió la idea de desarrollar un circuito electrónico inteligente que hiciera funcionar dos lámparas con tan sólo un conmutador.

Esta sencilla idea parecía fácil de realizar con tan sólo añadir un pequeño circuito que estuviese constituido por un contador decádico, una red de diodos, dos relés y una fuente de alimentación de baja tensión. El esquema eléctrico de la figura nos muestra la sencillez del diseño del Conmutador de Tensión de Red de Varias Posiciones. El conector K3 está conectado a los hilos conmutados que iban a la luz original. Por su parte, los conectores K1 y K2 son las conexiones para las dos nuevas lámparas.

El funcionamiento del circuito tiene una base muy sencilla y está basado en el

hecho de que en cada transición de nivel bajo a nivel alto de la entrada CLK del circuito integrado IC1, la salida activa se mueve sobre cada una de las posiciones. En combinación con la red de diodos D4 - D7, este circuito asegura que, con un único conmutador de pared, es posible controlar dos salidas. Cuando la tensión de red es aplicada al conector K3 por primera vez, la salida Q0 estará a nivel alto y al relé Re1 estará activado. Cuando el conmutador de pared se pasa brevemente a su posición de desconexión y, de nuevo, a su posición de conectado, no habrá ninguna consecuencia para la tensión de alimentación de +9 V, ya que el condensador C4 tiene una carga suficientemente grande. Pero sí que tendrá efecto sobre la entrada CLK, convirtiéndose en un pulso de disparo, de manera que la salida Q1 pasará a estar ahora a nivel alto y, a través de los diodos D5 y D6, los dos relés estarán activados. Después de realizar otro ciclo de encendido y apagado del conmutador de tensión de red, la salida Q2 pasará a nivel alto y el relé Re1 dejará de estar activo mientras que al relé Re2 será el que se mantenga activado. Si repetimos el ciclo de encendido y apagado una vez más, vuelve



014097 - 11

LISTA DE MATERIALES

Resistencias :

R1, R2 = 10k
R3 = 33k
R4 = 100k
R5 = 10k

Condensadores:

C1 = 100 nF
C2 = 10 µF Electrolítico de 63 V, radial
C3 = 4,7 µF Electrolítico de 63 V, radial
C4 = 470 µF Electrolítico de 16 V, radial
C5 = 2,2 µF Electrolítico de 63 V, axial

C5 = 2,2 µF Electrolítico de 63 V, axial

Semiconductores:

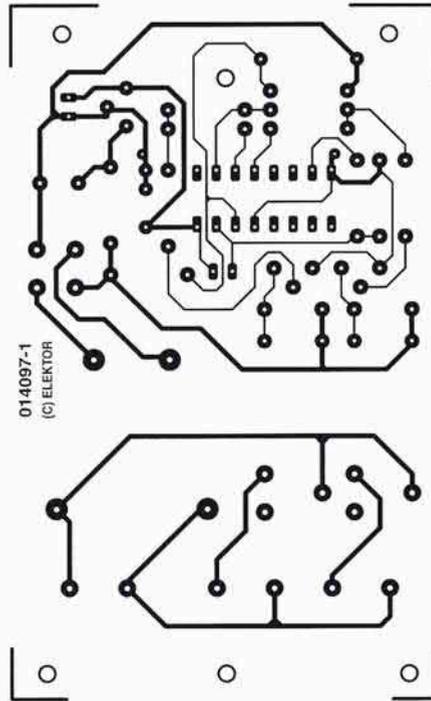
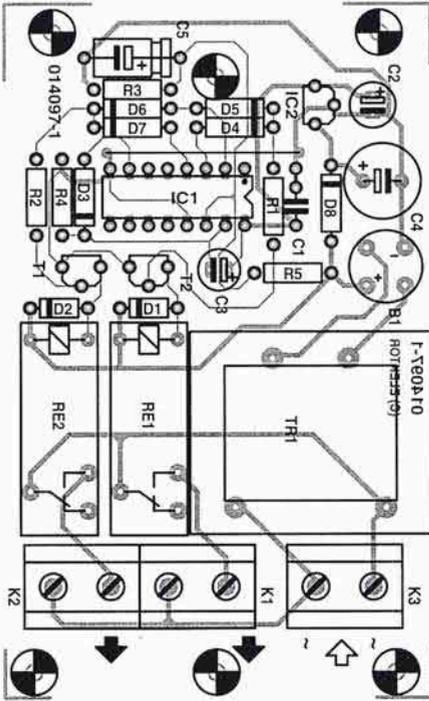
D1-D7 = 1N4148
D8 = 1N4001
T2, T3 = BC547B
IC1 = 4017
IC2 = 78L09

Varios:

K1, K2, K3 = Bloque terminal de dos hilos para montaje sobre placa de circuito impreso (PCB), con separación entre terminales de 7,5 mm

T1 = Transformador de tensión de red de 9 V y 1,5 VA, por ejemplo, Hahn EI 3022021

B1 = Puente rectificador de encapsulado redondo B80C1500 (80 V piv y 1,5 A)
Re1, Re2 = Relé de 12 V para montaje en placa de circuito impreso, por ejemplo, el modelo V23057 - B0002 - A101 12 V de la casa Schrack
Caja de la casa Bopla, OKW o Schyller



remos de nuevo a la posición de inicio en la que sólo el relé Re1 estará activado. Si el conmutador permanece en la posición de desconexión, ambos relés quedarán también desactivados.

mente necesario retirar las conexiones de los hilos en el conector K3. Por desgracia, la placa de circuito impreso que se muestra en la figura no está disponible ya finalizada.

(014097-1)

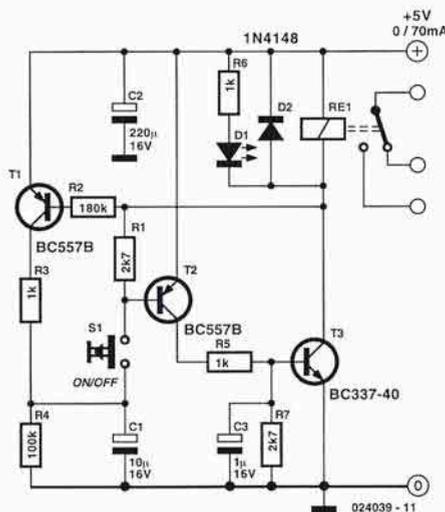
Conmutador por Pulsador

038

K. Lorenz

Este circuito actúa como un conmutador de dos posiciones pero funciona mediante un pulsador. Después de que se ha aplicado la tensión de alimentación, el circuito está en el siguiente estado inicial: la base de los transistores T1 y T2 están al potencial positivo de la tensión de alimentación, mientras que la base del transistor T3 está conectada al potencial de masa. Todos los transistores están cortados. El otro contacto del pulsador también está a la tensión de masa. No hay corriente que fluya a través de la bobina del relé y el estado del diodo LED es apagado.

Si se presiona el pulsador el transistor T2 y T3 (este último después de un pequeño retardo debido a la red RC) comienzan a conducir. El colector del transistor T3 está muy próximo al potencial de masa, por lo que la corriente fluye a través de la bobina del relé y el diodo LED se enciende. El transistor T1 también pasará a su situación de conducción. Esta situación es estable ya que, aunque el potencial de masa puede alcanzar la base del transistor T2 por medio de la resistencia R1, no se produce ningún cambio cuando el pulsador deja de estar activado.



El condensador C1 se ha cargado a través de la resistencia R3, lo que provoca que aparezca un potencial positivo en los terminales del pulsador. Si se activa de nuevo el pulsador, esta acción provoca la conexión de un potencial positivo a la base del transistor T2, en lugar del potencial de masa que existía. Esto conlleva que todo el circuito cambie su configuración para volver a su estado inicial.

Se puede obtener un funcionamiento similar utilizando un circuito con un tiristor, ya que, de hecho, los transistores T2 y T3 están configurados formando una especie de tiristor. Sin embargo, el circuito que presentamos en este montaje es prácticamente independiente de la tensión y la

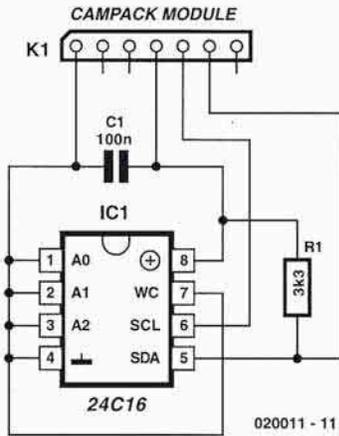
corriente demandada por la carga conectada al mismo. La bobina del relé debe ser adecuada para poder trabajar con una tensión de alimentación comprendida entre +5 y +12 V, y no debe consumir más de 250 mA ya que, de otra manera, el transistor T3 corre riesgo de llegar a quemarse. Con el prototipo probado en nuestro laboratorio hemos medido un consumo de corriente de 70 mA en el estado de activado y menos de 0,1 mA en el estado de reposo.

(024039-1)

Expansión de Memoria para Transmisores R/C Futaba

039

1



2



LISTA DE MATERIALES

Resistencias :
R1 = 3k3

Condensadores :
C1 = 100nF

Semiconductores:
IC1 = 24C16

Varios:

K1 = Conector de 7 terminales para montaje sobre placa de circuito impreso (PCB), con separación entre terminales de 2 mm, por ejemplo, el modelo # 672 - 348 de la casa Farnell

En el mundo del modelismo la mayoría de los transmisores que se usan llevan incorporado un microprocesador interno.

Este procesador se ocupa de las funciones, entre otras, de lectura y presentación de datos, mezclado, control de punto nulo de un servomecanismo, invertir el funcionamiento del servo, etc. Esto proporciona dos ventajas muy significativas, por un lado, no necesitamos comprar mezcladores analógicos caros, ya que todo ello está implementado en el programa interno del microprocesador, por otro lado, podemos utilizar diferentes configuraciones para distintos modelos, ya que las diversas configuraciones pueden almacenarse en una memoria no volátil. Sin embargo, muchos transmisores tienen una capacidad de memoria bastante limitada para poder realizar funciones adicionales. Si se desea, la cantidad de memoria del circuito se puede ampliar comprando el correspondiente módulo de memoria. La ampliación de la memoria tiene la ventaja de que podemos copiar la configuración actual a través del transmisor y, a continuación, experimentar con dicha configuración para optimizarla sin perder los datos originales.

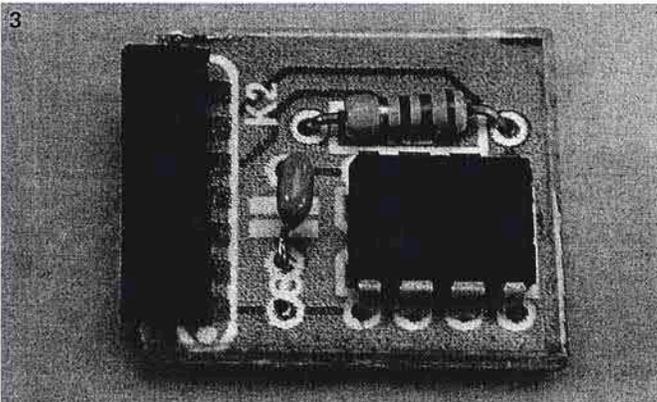
El esquema eléctrico que se muestra en la Figura 1 se corresponde con un módulo de este tipo. Este módulo ha sido diseñado como sustituto de los módulos CamPack que se utilizan en los trans-

misores de la casa Futaba. Como puede verse en el esquema eléctrico, es obvio que el circuito no es demasiado grande. El elemento de memoria es una EEPROM 24C16. Este componente, con una capacidad de 2 kbytes, dispone de una interfaz I²C, de manera que sólo son necesarias unas pocas conexiones para acceder a la misma.

El montaje de la placa del circuito impreso (ver Figura 2) se puede realizar en un tiempo récord. Es importante señalar que el circuito integrado IC1 (como puede verse en la Figura 3), no está montado sobre un zócalo para circuito integrado, a menos que no vaya montado en el interior del propio transmisor. También hay que señalar que el conector utilizado tiene una separación entre terminales de 2 mm, en lugar de la distancia más usual de 2,54 mm.

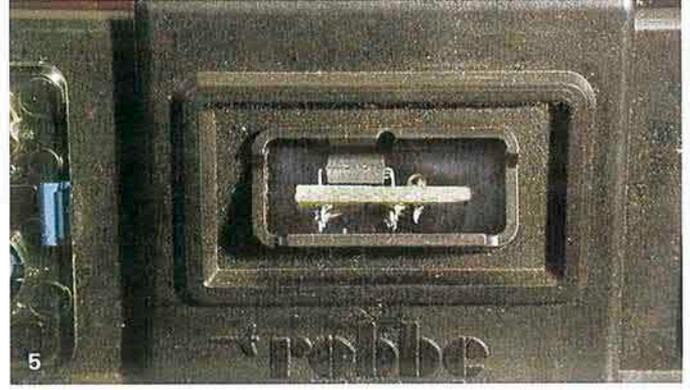
Una vez finalizado el ensamblaje del circuito (y verificada cuidadosamente la placa de circuito impreso en busca de cortocircuitos), se puede montar éste en el transmisor. En el montaje, la cara de componentes de la placa tiene que apuntar en la dirección de la antena. También podría montarse sobre la cara opuesta, pero las consecuencias serían bastante menos agradables...

La instalación de esta placa de circuito impreso en la ranura del transmisor es bastante más difícil de lo que en un principio se había pensado para este propósito, ya que nuestra placa es mucho más pequeña que los módulos CamPack disponibles en el mercado. Por lo tanto, es mucho mejor realizar una aproximación diferente. Lo primero que tendremos que hacer es abrir el transmisor utilizando exactamente el mismo procedimiento que cuando sustituimos la batería. Después de esto tienen que retirarse los dos tornillos que mantiene sujeta la pequeña placa de circuito impreso al conector de expansión (ver Figura 4). Esta pequeña placa puede encontrarse en las cercanías de la antena. Una vez que esta pequeña placa ha sido retirada es mucho más fácil conectar el módulo de memoria (Figura 5: ¡tenga cuidado con la orientación correcta!). Por último montaremos de nuevo la pequeña placa original y volveremos a colocar la tapa del transmisor.





Tan pronto como encendemos el transmisor de radio control de la casa Futaba veremos el mensaje que nos indica que la memoria ha sido formateada. Esto dura unos instantes, pero sólo sucede la primera vez. Una vez que se ha completado el formateo, el módulo de memoria está listo para ser utilizado. De ahora en adelante, en lugar de los dos modelos de configuración originales que se podían almacenar, podremos conse-



guir almacenar no menos de 27 modelos de configuración. Aquellos que aún piensen que no tienen la memoria suficiente, siempre pueden construir módulos adicionales (muy útiles también como copias de seguridad de las configuraciones actuales). Por desgracia, la placa de circuito impreso para este proyecto no está disponible ya finalizada.

(020011-1)

Combinador de Audio

040

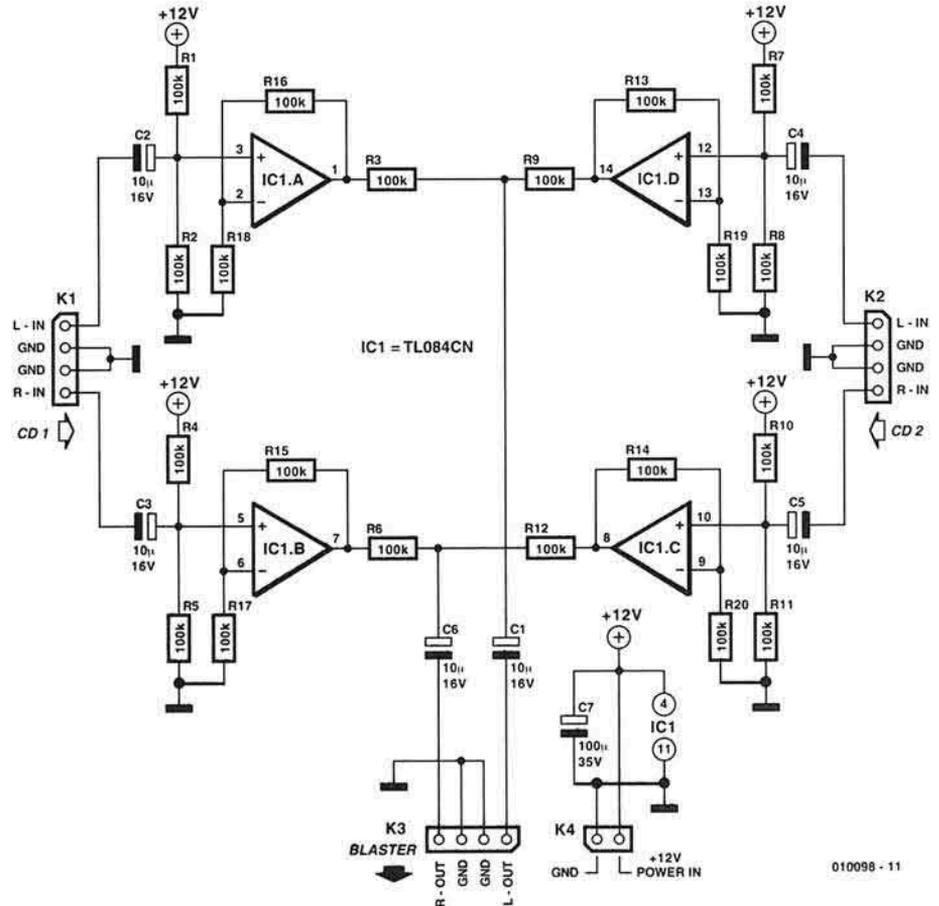
P.v.d.Hurk

Este circuito surge de la necesidad de acoplar las salidas de dos lectores CD-ROM sobre una única entrada de la tarjeta de sonido.

Sería posible sencillamente "empalmar" los dos conectores, aunque no es una solución demasiado elegante. Además, en algunos casos, el resultado sería impredecible debido a la interferencia mutua entre los dos lectores. Utilizando un cuádruple amplificador operacional y algunos componentes pasivos, es posible construir rápidamente un mezclador que, primero, almacene las señales antes de sumarlas. Esto elimina completamente cualquier posibilidad de realimentación o interferencia mutua.

La suma de las dos señales estéreo se realiza por medio de las resistencias R3/R9 y R6/R12. Como estas resistencias también forman unos divisiones de tensión, se produce una reducción de la amplitud de cada señal a la mitad, por lo que la ganancia de los dos amplificadores se ha configurado en un factor de 2, para realizar la compensación correspondiente.

La tensión de alimentación requerida de + 12 V se puede conseguir desde cualquier conector del ordenador sin ningún



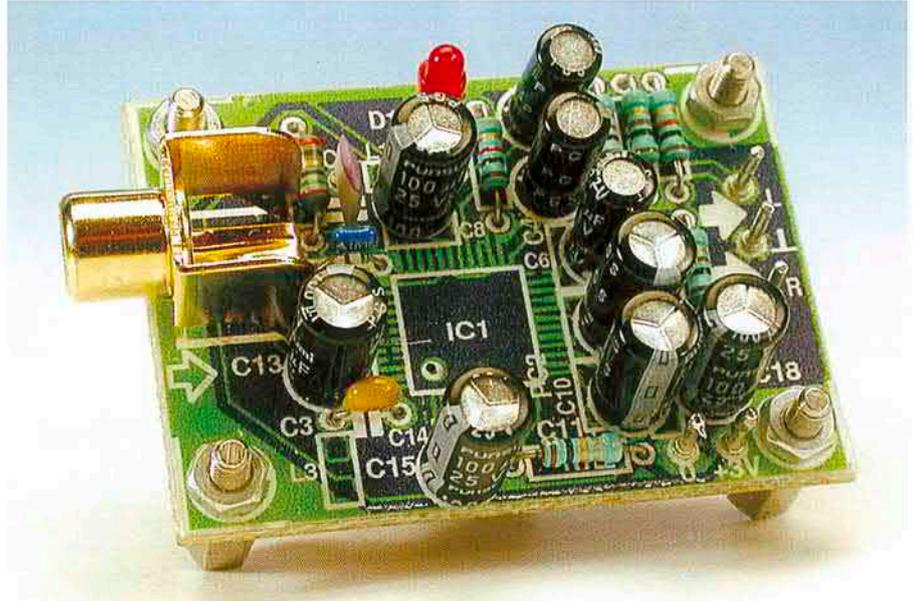
010098 - 11

problema. El consumo de corriente de este circuito al completo es prácticamente despreciable con respecto al resto de componentes del ordenador.

(010098-1)

Mini Conversor D/A de Audio 041

En nuestra entrega anterior de Elektor, se describió un verificador S/PDIF que estaba formado por un circuito integrado descodificador especial que tenía integrado un conversor D/A. En dicho montaje podían implementarse dos variantes del circuito integrado del "Conversor D/A de Audio IEC 60958" de la casa Philips: el UDA 1350ATS o el UDA 1351TS. La letra proporciona un rango de frecuencia de hasta 96 kHz. Sin embargo, hemos recibido quejas de un gran número de lectores con respecto a la ausencia de la placa de circuito impreso (PCB). Por esta razón, presentamos un "Mini Conversor D/A de Audio", donde encontraremos toda la información para generar la placa de circuito impreso.



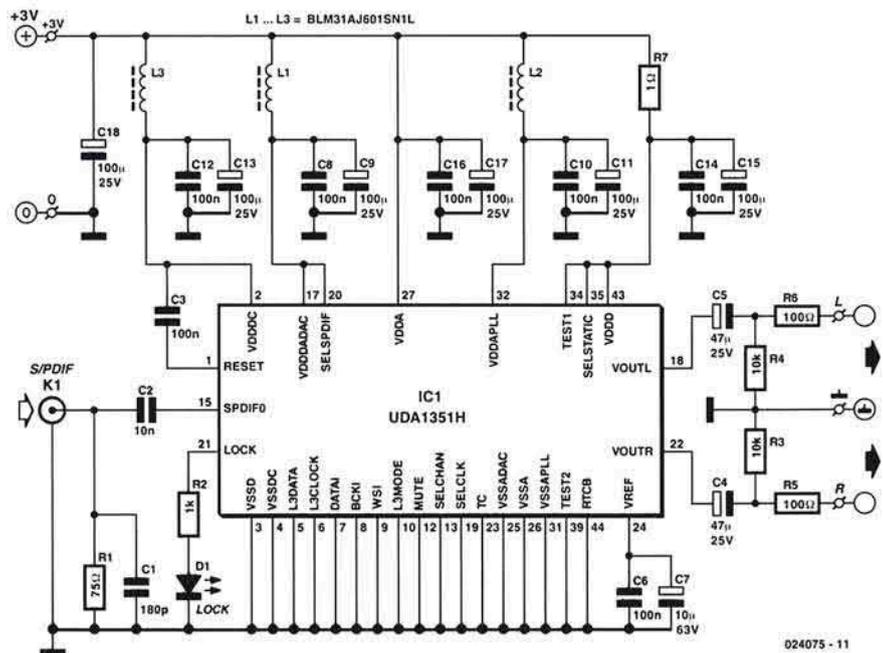
El circuito integrado utilizado en este diseño, el UDA 1351H, pertenece a la misma familia de los circuitos integrados mencionados anteriormente, pero está empaquetado en un encapsulado diferente. La ventaja del encapsulado SOT 307-2 (QFP 44) es que los terminales están algo más separados (0,8 mm en lugar de 0,65 mm), lo que hace bastante más fácil la tarea de soldar este componente con un soldador normal.

La placa de circuito impreso de una sola cara es lo más compacta posible y está montada con componentes por ambas caras. La mayoría de los componentes están en la denominada cara de componentes, pero seis condensadores cerámicos del tipo SMD han sido colocados en la cara de pistas, cerca del circuito integrado, para obtener un desacople más óptimo. Por la misma razón también podemos encontrar en esta cara tres bobinas de desacople en encapsulado SMD. Incluyendo el conector RCA, la placa del circuito impreso no tiene una longitud mayor de 51 x 37 mm.

Para un uso del dispositivo de poca duración, se pueden utilizar dos pilas del tipo AA como fuente de alimentación, pero a 44 kHz el circuito consume una corriente de 22 mA, mientras que a 96 kHz el consumo es de 33 mA, que es un poco excesivo para utilizar una batería como fuente de alimentación. El diodo D1 indica que se ha detectado una señal de entrada válida para ser utilizada. Las resistencias R3 y R4 aseguran que los condensadores electrolíticos de salida, C4 y C5, se carguen, incluso

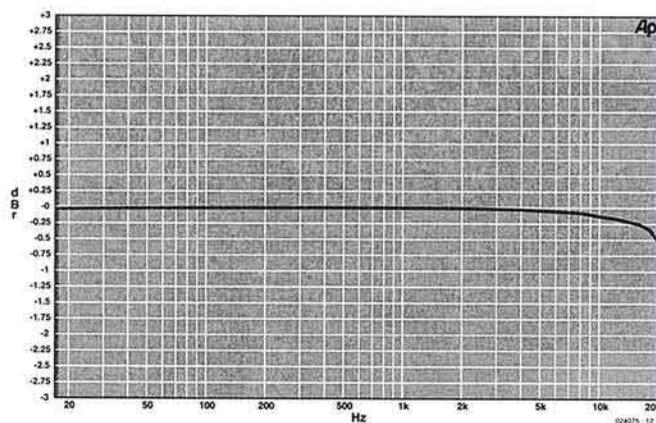
cuando no existe carga presente. Por su parte, las resistencias R5 y R6 realizan una función de limitación de corriente para la carga capacitiva. La salida está formada por tres terminales para montaje en placa de circuito impreso, de manera que, dependiendo de nuestra aplicación, se pueda montar un conector RCA para chasis o un conector jack para auriculares.

Para una descripción más detallada del circuito integrado los sugerimos que se referan al artículo mencionado al principio de nuestro montaje y a las hojas de características del circuito integrado UDA 1351H. Concluimos la descripción del



024075 - 11

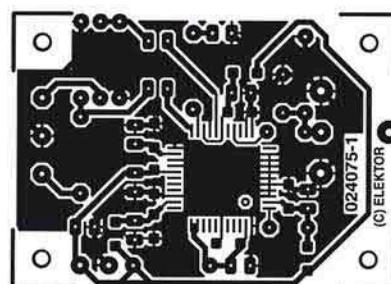
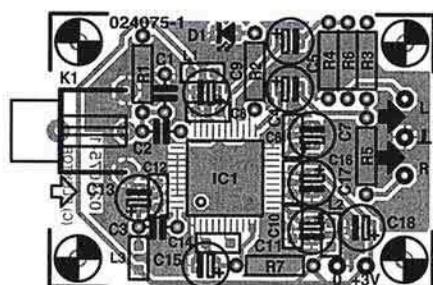
circuito proporcionando un listado de las especificaciones, medidas con una tensión de alimentación de 3 V.



- I_{supply}: 8 mA (sin señal, LED apagado).
22 mA (f_s = 44,1 KHz).
33 mA (f_s = 96 KHz).

- Señal de salida nominal: 900 mV.
- THD + N (1 KHz, f_s = 44,1 KHz): 0,0033 % (B = 22 KHz).
0,04 % (B = 80 KHz).
- THD + N (1 KHz, f_s = 96 KHz): 0,003 % (B = 22 KHz).
0,011 % (B = 80 KHz).

La gráfica de la figura muestra la característica de amplitud medida con un CD de prueba. Como podemos ver, la atenuación es sólo de unos 0,5 dB a 20 kHz. Por desgracia, la placa de circuito impreso que se muestra en la figura, no está disponible ya finalizada. (024075-1)



LISTA DE MATERIALES

Resistencias :

- R1 = 75
- R2 = 1k
- R3, R4 = 10k
- R5, R6 = 100Ω
- R7 = 1Ω

Condensadores:

- C1 = 180 pF

C2 = 10 nF cerámico, con separación entre terminales de 5 mm

C3 = 100 nF cerámico, con separación entre terminales de 5 mm

C4, C5 = 47 μF Electroítico de 25 V, radial

C6, C8, C10, C12, C14, C16 = 100 nF formato SMD con encapsulado 1206

C7 = 10 μF Electroítico de 63 V, radial

C9, C11, C13, C15, C17, C18 = 100 μF Electroítico de 25 V, radial

Bobinas:

L1, L2, L3 = Murata BLM 31AJ60ISNIL (Farnell # 581 - 094)

Semiconductores:

D1 = diodo LED de alta eficiencia y 3 mm de diámetro
IC1 = UDA 351H de la casa Philips

Varios:

K1 - K4 = Conector RCA hembra para montaje sobre placa de circuito impreso (PCB), ejemplo, T-709G de la casa Monarch

Transformador Digital

042

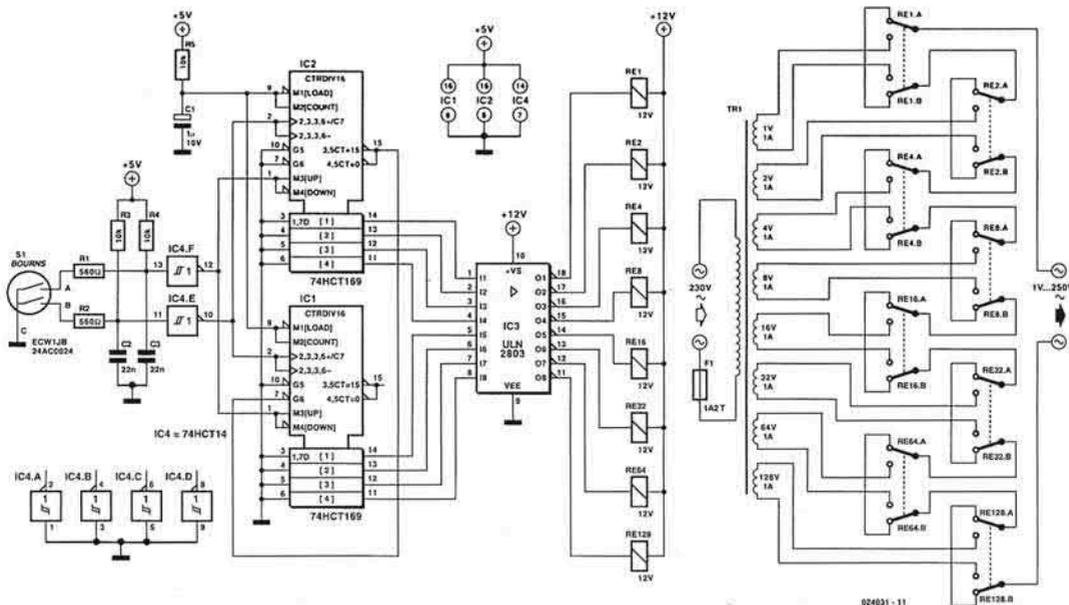
D. Barth

En la actualidad, un transformador variable, aislado eléctricamente, es un elemento indispensable y obligatorio dentro del equipamiento de cualquier laboratorio electrónico. Sin embargo, mucha gente deja de tenerlo por el alto precio de este tipo de dispositivo. En un laboratorio doméstico, un transformador variable profesional suele estar sobredimensionado, por lo que es posible ahorrar una gran cantidad de dinero con un dispositivo más manejable.

Todo lo que necesitamos son los elementos para montar el transformador para un nivel de potencia deseado, y unas cuantas piezas de componentes electrónicos (ver Figura 1). Podemos utilizar este sistema para construir un transformador con-

trolado de forma binaria para tensiones alternas en el rango de 1 a 255 VAC, con pasos de 1 V.

El principio de funcionamiento está basado en una serie de valores binarios de 8 bobinados secundarios del transformador aislados, cada uno de los cuales dispondrá de una tensión de salida dos veces la de su predecesor (es decir, 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 y 128 V). De este modo, los distintos bobinados secundarios pueden combinarse para obtener la tensión de salida alterna deseada. Para permitir que la tensión de salida pueda ajustarse constantemente (es decir, en un modo más amplio, para conseguir pasos de variación de 1 V), se utiliza un contador ascendente/descendente al que se conectará un generador de pulsos rotatorio. Los pulsos provenientes del generador son desplazados unos con respecto a otros, de manera que sea posible determinar la direc-



ción de la rotación. Después, la tensión de salida se hará pasar a través de una red que suprima los rebotes de los contactos, con lo que los pulsos finales son aplicados a los contadores en cascada para producir el efecto de contar o descontar.

Las salidas del contador activan un conjunto de relés, por medio del controlador de potencia ULN 2803, de manera que los contactos de los relés seleccionan la tensión correspondiente.

La tensión de salida se puede verificar fácilmente conectando un voltímetro de AC sobre la misma.

Recomendamos especialmente que se ponga un exquisito cuidado en seguir las precauciones de seguridad normales para equipos que trabajan con tensiones de red, sobre todo al construir este transformador "digital".

(024031-1)

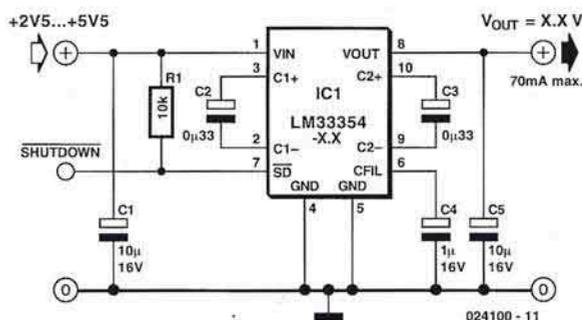
Tensión Constante

043

Cuando se utilizan pilas para alimentar un circuito, siempre existe el problema de que la tensión de la batería caiga durante el funcionamiento del mismo. Un circuito integrado de la casa National Semiconductors, más concretamente el circuito integrado LM 3354 (www.national.com/Ods/LM/LM3354.pdf), puede solucionar este problema.

Este circuito integrado contiene un convertor dc/dc que funciona como un convertor "inversor", de manera que disminuye la tensión de entrada cuando ésta es demasiado elevada y que, al mismo tiempo, también puede manejar tensiones de entrada que son demasiado bajas para funcionar, de modo que aumenta dicha tensión y permite al circuito seguir funcionando. Todo esto lo realiza sin necesidad de utilizar ninguna bobina, tan sólo utilizando la tecnología de condensadores conmutados. La base de esta tecnología es que varios condensadores son cargados a la tensión de entrada y, seguidamente, conectados a una matriz interna que los conmuta en serie (si queremos aumentar la tensión) o en paralelo (si queremos disminuir la tensión). La tensión de salida se regula variando la duración de la fase de conmutación. El circuito integrado LM 3354 está disponible en distintas versiones para varias tensiones de funcionamiento.

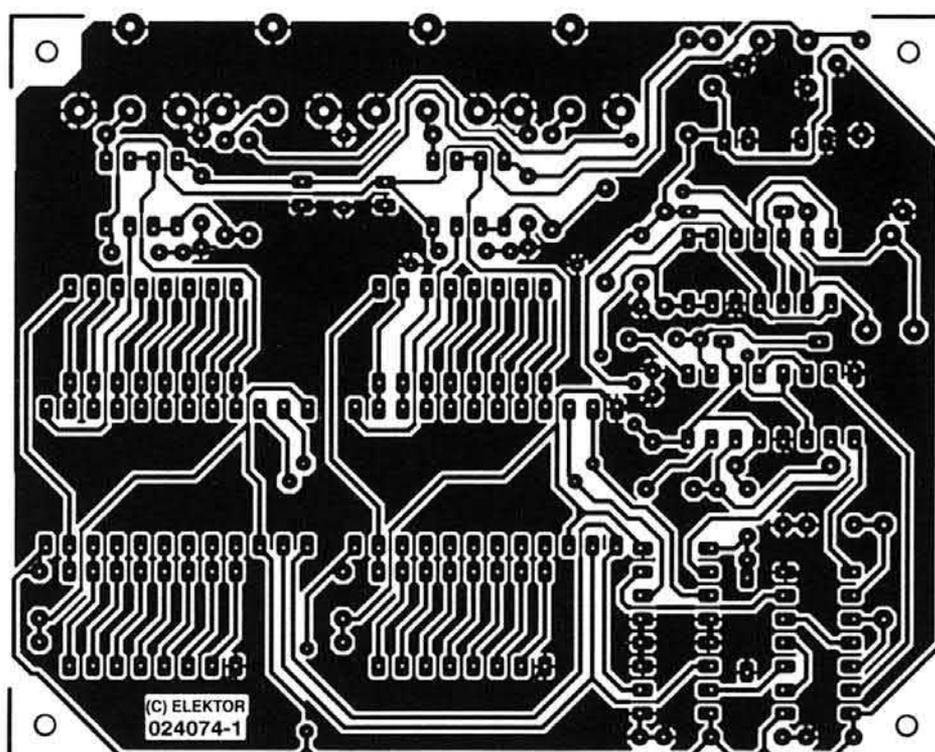
El circuito integrado está controlado por una señal de reloj de 1 MHz y trabaja con tensiones de entrada comprendidas entre + 2,5 y + 5,5 V. Trabajando con la máxima corriente de



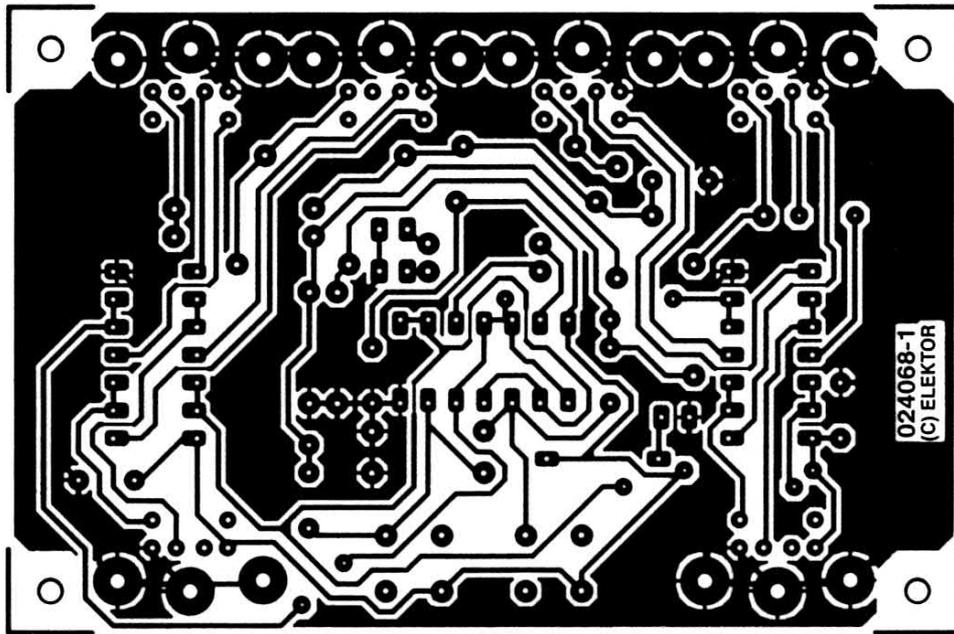
Tipo	Tensión de entrada mínima	Tensión de salida	Corriente (max.)
LM 3354-1.8	2.5 V @ <80 mA	+1.8 V	90 mA
LM 3354-3.3	2.5 V @ <70 mA	+3.3 V	70 mA
LM 3354-4.1	2.5 V @ <40 mA	+4.1 V	90 mA
LM 3354-5.0	2.9 V @ <30 mA	+5.0 V	90 mA

salida, la mínima tensión de entrada es de 2,9 V (3,4 V para la versión de 5 V). Cuando se desea desactivar el convertor se aplica una señal de nivel bajo a la entrada "Shutdown" (es decir, desconexión). La eficiencia de este circuito integrado alcanza valores comprendidos entre el 75 y el 85 %. La protección contra sobrecalentamiento de este circuito integrado evita el daño del mismo cuando se sobrecarga.

(024100-1)



024074-1
Limitador de Audio para DVD



024068-1
Cambio entre Teclado/Ratón por Pulsador