

FLASH BIOS Update Utility
FLASH BIOS Update in process...

Loading new BIOS image.....COMPLETE
Erase.....COMPLETE
Program Boot Block FLASH...COMPLETE
Verify.....COMPLETE
Your BIOS has been successfully updated.
Press any key to continue...

**TARJETA DE SONIDO
INDEPENDIENTE
YAMAHA DB50XG**

**CONTROL POR PC PARA DOS
MOTORES PASO A PASO**

SmartVoltage
intel.FLASH
28F002BV

SmartVoltage
intel.FLASH
28F400BV

SmartVoltage
intel.FLASH
28F200BV

CONTENIDO

Septiembre 1997
Número 208

ESPECIAL

- 20 Medidor digital
- 22 Control por PC para dos motores
paso a paso
- 26 Espantapájaros
- 26 Conmutador de XRL a conector de audio
- 27 Convertidor de AES/EBU AS/PDIF
- 28 Filtro Butterworth activo
- 29 AVM con arranque auxiliar
- 29 Alarma de coche
- 30 Higrómetro
- 32 Sustituto para los 78xx
- 32 Convertidor de S/PIF a AES/EBU
- 34 Módulo de entrada de AF
- 36 Amplificador de vídeo RGB
- 37 Fuente de alimentación de 13,8V para
transceptores móviles
- 39 Flip-Flop de cuatro estados
- 40 Medidor de la distorsión armónica total
- 40 Placa de alimentación para amplificadores
de salida
- 42 Chicharra activada por la luz
- 42 Oscilador de cristal de baja potencia
- 44 Tarjeta de sonido independiente Yamaha
DB50XG
- 46 Filtro Bessel activo
- 47 Amplificador de instrumentación

- 48 Emparejador de transistores
- 49 Diodo Zéner rápido
- 49 Economizador de pilas
- 50 Punta de prueba Fet
- 50 Chip inversor de AC-DC
- 51 Convertidor AC-DC
- 52 Economizador
- 54 Control adaptativo del limpiaparabrisas
- 56 Expansor de contraste de vídeo
- 57 Selección de entrada AF
- 60 Comprobador del estado de carga
- 61 Línea de retardo
- 62 Protección contra fallos en sistema de radio
control para modelismo
- 64 Limitador de llamada al timbre
- 64 Adaptador Casio
- 65 Vobulador

INFORMACION VARIA

- 3 Sumario
- 4 Editorial
- 5 Teletipo
- 67 Anuncios Breves
- 68 Libros
- 71 Guía de Compras
- 72 EPS

Director
Eduardo Corral

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

Redacción
VIDELEC, S.L.
Santa Leonor, 61 4^o -6
28037 MADRID
Tels.: 375 02 70
Fax: 304 45 32

Publicidad
Julio Mollejo
República del Ecuador, 2 1^o A
C.P. 28016 MADRID
Tels.: (91) 457 91 91
Fax: (91) 457 98 36
Delegado Barcelona
Isidro Iglesias
C/ Casanova, 36 4^o -3
08011 BARCELONA
Tels.: (93) 451 89 07
Fax: (93) 451 83 23

Suscripciones
Plaza República del Ecuador, 2-12 A
28016 Madrid.
Tels.: (91) 457 95 57 - Fax: (91) 457 98 36

Edita

LAR
LARPRESS, S.A.

Director Editor
Julio Rodríguez

Director de Producción
Gregorio Goñi
Director Comercial
Alberto Izquierdo

Distribuye
COEDIS, S.A.
Ctra. Nacional II Km. 602,5
08750 Molins de Rei - BARCELONA
Tel.: (93) 680 03 60

Distribución América
Distribución en Argentina Capital:
Ayerbe, Interior: DGP
Distribución en Chile: EL MOLINO
Importador para Chile: Iberoamericana de Ediciones, S.A.
Calle Libertad, 517 Santiago de Chile
Tels.: 075626811005 - 075626818240
Fax: 075626811012
Importador exclusivo Cono Sur: CEDE, S.A.
Pasaje Sudamérica 1532.
Buenos Aires (Argentina)
Importador para México: CADE, S.A.
C/ Lago Ladoga, 220. Colonia Anahuac
Deleg. Miguel Hidalgo
C.P. 11320 México D.F.
Tels.: 301-2464 302-8506
302-8511 302-8522
Fax: (541) 11 13 58
P.V.P. en Canarias, Ceuta y Melilla 550 Ptas.

Imprime
Gráficas Reunidas C/ Alcalá, 476. Madrid
Depósito legal: GU.3-1980
ISSN 0211-397X
VI/97

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

Reservados todos los derechos de edición.
Se prohíbe la reproducción total o parcial
del contenido de este número, ya sea por medio electrónico o mecá-
nico 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

En nuestro próximo número:

- Monitor del estado de la batería para vehículos.
- Ordenador monoplaca basado en 80C537.
- Supresión del ruido de Red.

Editorial

El hecho de mantener una conversación telefónica, o intercambiar documentos mediante un fax, con cualquier punto del globo es algo tan habitual en nuestros días que ni siquiera planteamos cómo funciona o qué hay detrás de los cables que salen de nuestro terminal. Está aceptado por todos, entendidos o profanos en la materia, como un hecho "casi" natural.

El asunto se complica un poco más cuando empezamos a hablar de los nuevos servicios que ofertan los operadores de telefonía. Las llamadas "autopistas de la información", algo magnífico que permite las comunicaciones de datos a alta velocidad, la conexión en red de ordenadores situados a miles de kilómetros, la posibilidad de recibir cientos de canales de televisión o trabajar y realizar la compra sin salir de nuestra propia casa, ya no resultan tan "evidentes" como descolgar un teléfono y marcar el número deseado.

Nuestro equipo de redacción pretende en este número arrojar un poco de luz sobre la base de estas "autopistas" con un artículo dedicado a la Red Digital de Servicios Integrados (RDSI o ISDN), donde podremos conocer sus principios de funcionamiento y el espectro de servicios que podremos disfrutar desde nuestros hogares.

Cuando el señor Bell desarrolló su primer sistema telefónico ni siquiera podía imaginar lo que este invento supondría unas décadas más tarde para sus congéneres.

OTRAS EDICIONES

FRANCIA
Elektor sarl
Les Trois Tilleuls
B.P. 59; 59850 NIEPPE
Editor: G.C.P. Raedersdorf

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

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

INDIA
Elektor Electronics PVT Ltd
Chhotani Building
52C, Proctor Road, Grant Road (E)
BOMBAY 400 007
Editor: C.R. Chandarana

ISRAEL
Elektorcal
P O Box 41096
TEL AVIV 61410
Editor: M. Avraham

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

POLONIA
Elektor Elektronik
02-777 Warszawa 130
Skrytka Poczтовая 271
Editor: W. Marciniak

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

ESPAÑA
LARPRESS, S.A.
Plaza República del Ecuador, 2-1^o A
28016 MADRID
Editor: Julio Rodríguez

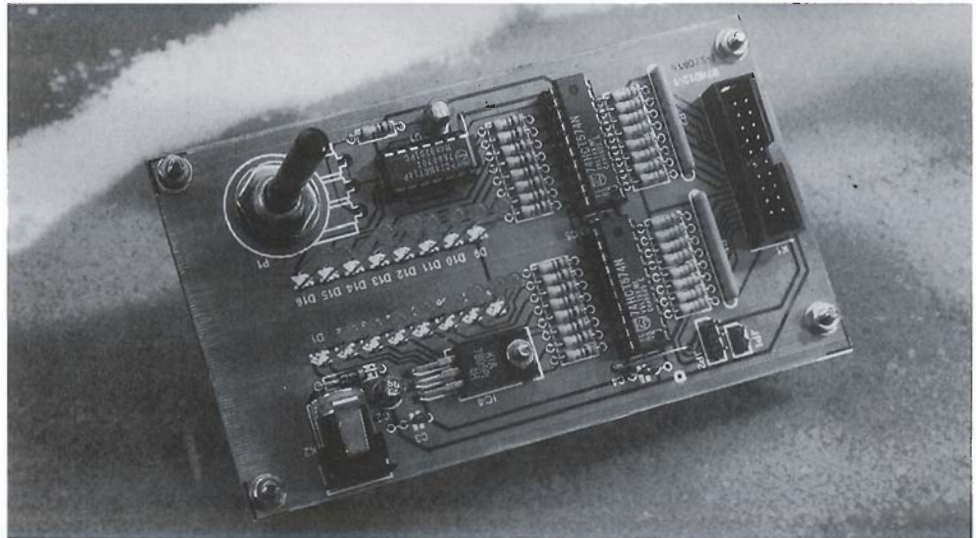
SUECIA
Electronic Press AB
Box 5505
14105 HUDDINGE
Editor: Bill Cedrum

INGLATERRA
Elektor Electronics
P.O. Box 1414
DORCHESTER DT2 8YH
Editor: Len Seymour

medidor digital

El medidor está constituido por 16 leds, colocados sobre la placa en forma de un encapsulado de 16 terminales DIL (Dual In Line, doble línea). Cada uno de estos leds indica el nivel lógico presente en el terminal correspondiente del circuito lógico cuya función desea examinar. Esto se consigue colocando una pinza de 16 vías sobre el circuito integrado a probar, y llevando los niveles lógicos leídos hacia el comprobador, por medio de un cable plano de 20 hilos. Obviamente, como los terminales de alimentación del circuito integrado también están incluidos, el correspondiente led indicador se mostrará permanentemente encendido (nivel lógico "1"), para VDD/VCC (terminales 14 ó 16); o, permanentemente apagado (nivel lógico "0"), para VSS o GND (terminales 7 u 8).

El circuito consiste en dos circuitos integrados, del tipo 74HCT574, que contienen ocho biestables "latcheados", y sincronizados con una misma señal de reloj. Cada latch controla un led diferente, por medio de una resistencia que funciona como limitador de corriente (R19 a R34). El conjunto de niveles lógicos a las entradas de los latch es refrescado con la ayuda de una señal de reloj común, generada por un oscilador RC, formado por dos puertas (IC3a e IC3b), el condensador C1, la resistencia R35 y el potenciómetro P1.



Este último permite ajustar la frecuencia de refresco a un valor comprendido entre 1.200 y 1.250 Hz. El refresco del visualizador nos puede dar una idea de cómo funciona el circuito integrado inspeccionado, permitiéndonos configurar las correspondientes tablas de verdad

del mismo.

Aparte de los 16 niveles lógicos entre el circuito integrado a probar y el comprobador digital, el cable plano también transporta una tensión de alimentación de +5 V (terminales 17 y 18), y la masa de la misma (terminales 19 y 29). Es-

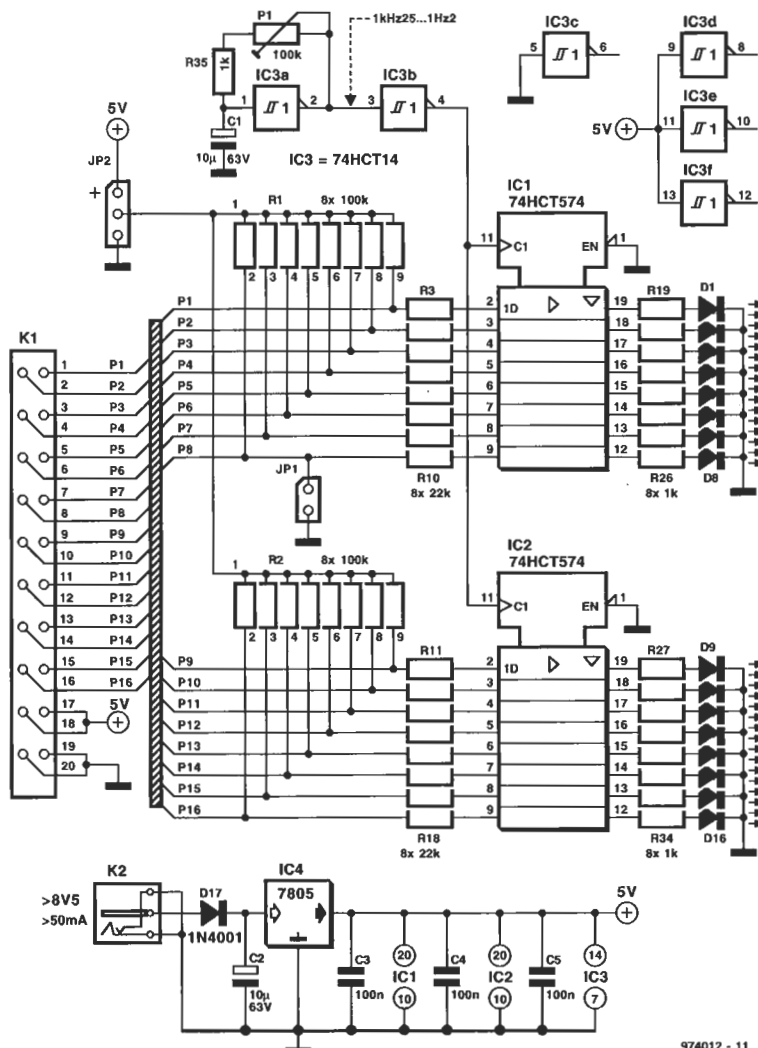
tos cuatro hilos están separados de los conectados a la pinza DIL de 16 terminales.

Normalmente se toma un cable flexible de masa de los terminales 19 y 20, y se conecta a la masa del circuito que se va a verificar, mientras que los hilos de +5 V no se suelen utilizar. Como alternativa, el comprobador puede alimentar al circuito que se va a comprobar, por medio de los dos hilos de +5 V, pero sólo si es capaz de suministrar la corriente necesaria para el funcionamiento del mismo.

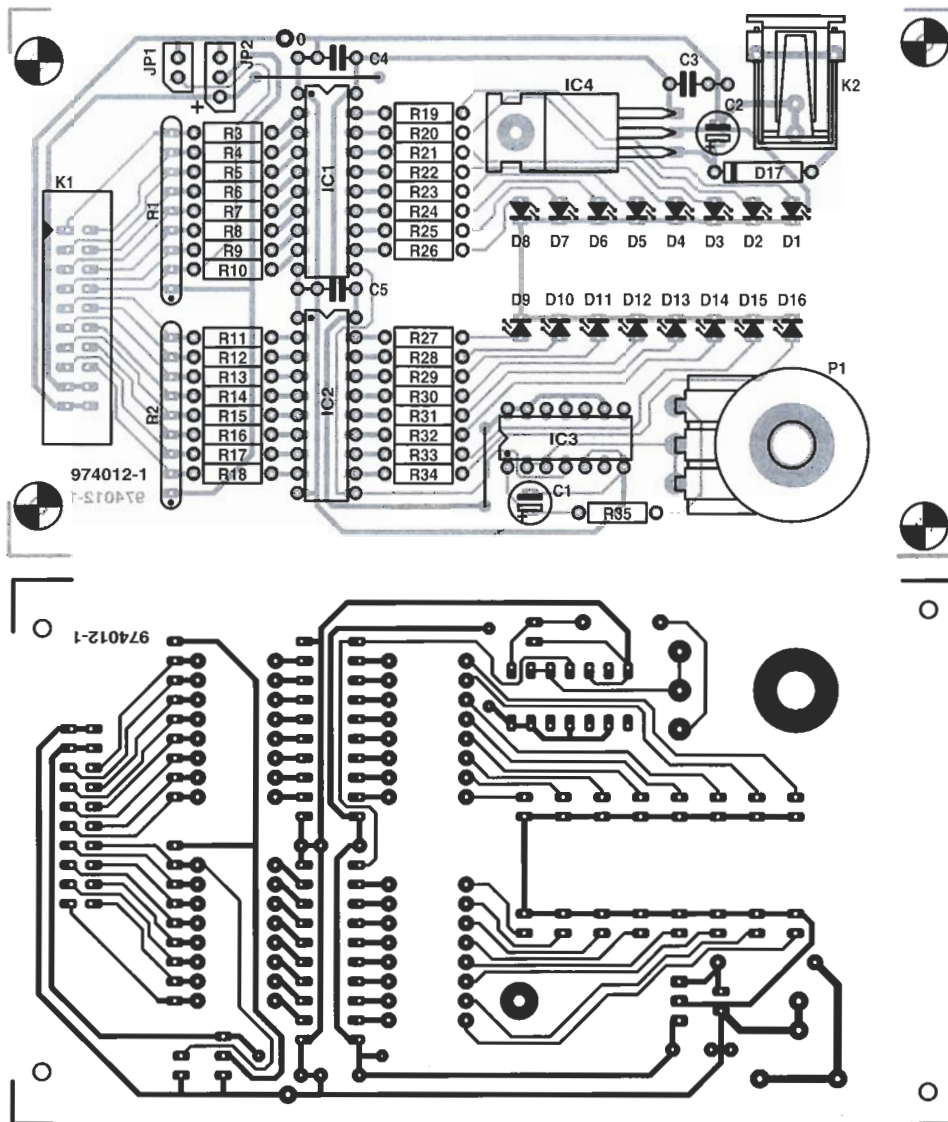
Como el terminal 8 del circuito integrado a probar estará conectado a masa en la mayoría de los casos, la línea de entrada correspondiente se puede unir permanentemente a masa con la ayuda del puente JP1.

Los puntos comunes de los grupos de resistencias R1 y R2 pueden conectarse a masa o a +5 V, dependiendo del circuito lógico que estemos intentando comprobar. Para los circuitos TTL normales configuraremos JP2 en la posición "+", y para los CMOS en la posición "-".

El consumo de corriente de este



974012 - 11



LISTA DE MATERIALES

Resistencias:

R1, R2 = 100kΩ array de resistencias SIL de 8 vías
R3-R18 = 22kΩ
R19-R35 = 1kΩ
P1 = 100kΩ potenciómetro lineal

Condensadores:

C1, C2 = 10μF/63V radial
C3, C4, C5 = 100nF

Semiconductores:

D1-D16 = diodos leds de alta eficiencia
D17 = 1N4001
IC1, IC2 = 74HCT574
IC3 = 74HCT14
IC4 = 7805

Varios:

JP1 = conector Header de dos terminales, 1 puente (jumper)
JP2 = conector Header de tres terminales, 1 puente (jumper)
K2 = clavija de tensión de alimentación para PCB
K1 = conector Header de encapsulado, de 20 terminales DIL
PCB Placa de circuito impreso, código 974012-1

medidor digital es superior a los 50 mA con todos los leds encendidos. La mínima tensión de alimentación positiva, aplicable al conector K2, es de 8,5 V, que puede ser suministrada desde un simple adaptador de tensión.

filtro paso banda cuasi-digital

Este sencillo filtro asegura que las señales TTL comprendidas en un cierto rango de frecuencias, pasan a su través, aunque a la mitad de su frecuencia original. Por debajo y por encima de este rango de frecuencias, la salida del filtro se corresponde con un nivel lógico estable.

La señal de forma de onda cuadrada, a la entrada del filtro, es retardada por las redes R2-C1 y R3-C2. De acuerdo con esto, después de un breve retardo, el nivel lógico "1" de la entrada aparece a la salida de las dos puertas del 4093, mientras que la transferencia de un nivel lógico "0" no sufre ningún retardo (o éste es muy pequeño), debido al uso de los diodos D y D2. Partiendo de que el circuito está configurado correctamente, su modo de trabajo sería el siguiente:

Si nos situamos muy por debajo del punto de corte inferior del filtro paso banda, el reloj, así como la señal JK, serán retardadas. Sin embargo, el retardo de la señal JK será algo mayor que el proporcionado por la red R2-C1.

El dato de salida del biestable, correspondiente a las entradas JK, se coloca a nivel bajo en cada flanco positivo de la señal de reloj.

Esto significa que la salida permanece estable.

Justo por debajo del punto de corte, la red R2-C1 no puede seguir a la señal de entrada. En estas condiciones, el nivel de la entrada de IC1a se mantiene siempre en estado lógico "0", lo que significa que las entradas JK de IC2 están a nivel lógico "1".

Puesto que la señal de reloj continua siendo transferi-

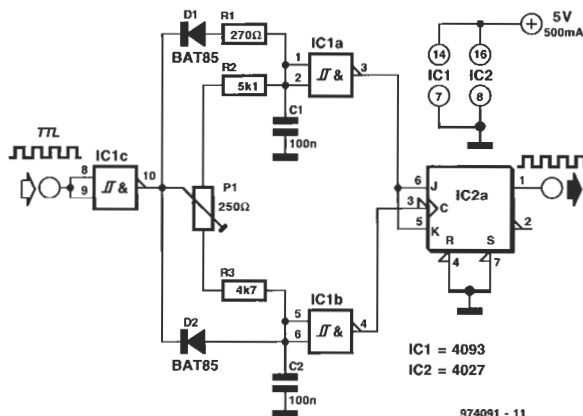
da todavía, el biestable recibe los pulsos de reloj y se transforma en un "escalador binario".

Cuando la frecuencia de la señal de entrada sobrepasa el punto de corte superior, la señal de reloj no cambia al llegar al biestable, por lo que se almacena la última posición obtenida y se mantiene mientras no descienda la frecuencia.

Con los valores especificados en el esquema eléctrico de la figura, las señales que pasan a través del filtro están comprendidas en el rango de 795 a 935 Hz, cuando P1 está colocado totalmente en sentido antihorario; y en el rango de 830 a 930 Hz, cuando P1 está totalmente en sentido horario.

El consumo de corriente de este filtro está por debajo de 1 mA.

[Serper - 974091]



974091 - 11

Control por PC para dos motores paso a paso

Este circuito permite a un PC, o a un adecuado sistema microcontrolador programado, controlar un motor paso a paso. En lugar de confiar en los últimos avances en circuitos controladores de motores paso a paso, este interfaz está basado en circuitos integrados lógicos CMOS corrientes, en transistores discretos y en un circuito integrado ULN, controlador de potencia.

El circuito está diseñado pensando en una futura ampliación del mismo, ya que se puede añadir una segunda placa para controlar un segundo motor paso a paso.

Los programadores disfrutarán del programa Pascal que se adjunta y que es el punto de inicio para experimentos futuros. Como alternativa, podemos utilizar el puerto serie de

un microcontrolador para controlar el interfaz.

Las líneas de datos D1, D2 y D3 del puerto de impresora se conectan como entradas de estrobe, dato y reloj, respectivamente, en el conector tipo header, K2, que recibe una tensión de 5 V para los circuitos lógicos y otra de 12 V para controlar el motor.

El circuito integrado

IC1 (4094) es un registro de desplazamiento CMOS de 8 bits, lacheado y con salidas tri-estado. Sólo 5 de las 8 salidas del registro de desplazamiento se utilizan para la ampliación de experimentos. Los pares de transistores T2-T9 que controlan el motor, se gestionan por las salidas del registro de desplazamiento Q5-Q8, a través del circuito integrado ULN 2803, con función

```
program stepper motor;
uses crt;

const portAddr=$3BC;
      motors=2;

var counter, a: integer;

procedure Low;
{Load one LOW bit in shift register}
begin
  port[portAddr]:= $4; { [0100]b }
  port[portAddr]:= $0; { [0000]b }
end;

procedure High;
{Load one HIGH bit in shift register}
begin
  port[portAddr]:= $2; { [0010]b }
  port[portAddr]:= $6; { [0110]b }
  port[portAddr]:= $0; { [0000]b }
end;

procedure Strobe;
{Create STROBE signal for shift registers
to latch contents of shift reg. to output}
begin
  port[portAddr]:= $1; { [0001]b }
  port[portAddr]:= $0; { [0000]b }
end;

procedure Init;
{Makes all outputs of shift register(s) LOW}
begin
  port[portAddr]:= $0; { [0000]b }
  for counter := 1 to (8*motors) do Low;
  Strobe;
end;

procedure Step1;
{Load pattern for Step1 [1000 1000]b }
begin
  High; Low; Low; Low; High; Low; Low; Low;
end;

procedure Step2;
{Load pattern for Step2 [0010 1000]b }
begin
  Low; Low; High; Low; High; Low; Low; Low;
end;

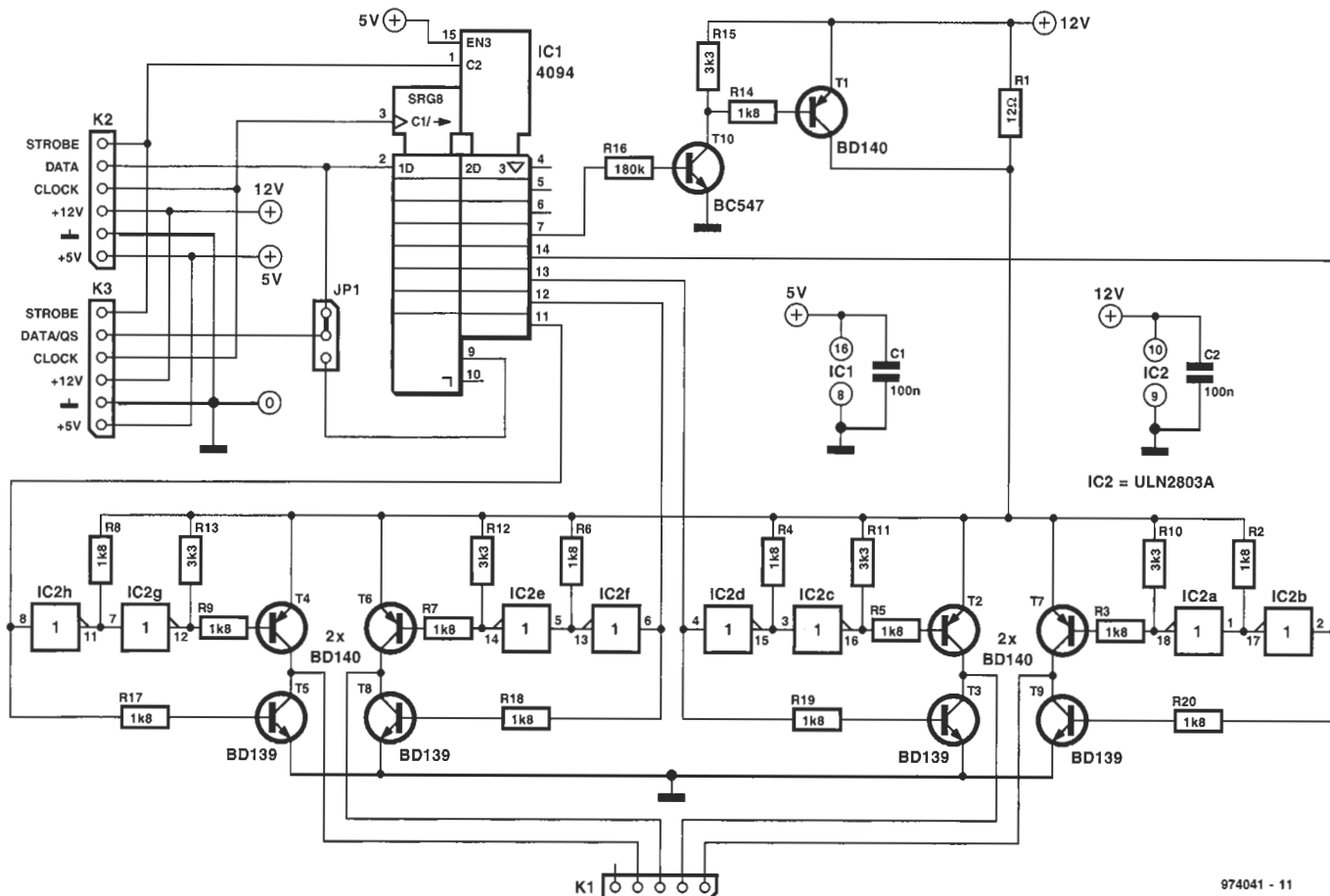
procedure Step3;
{Load pattern for Step3 [0100 1000]b }
begin
  Low; High; Low; Low; High; Low; Low; Low;
end;
```

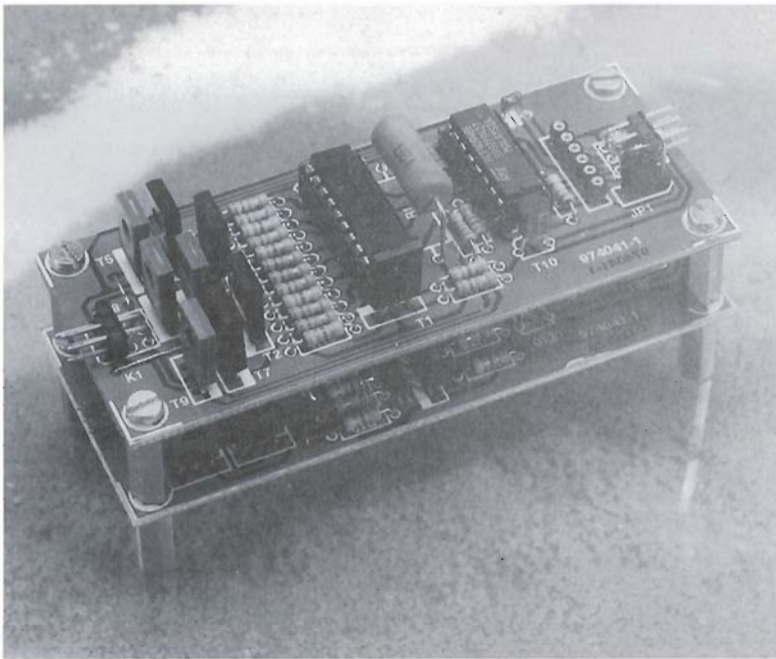
```
procedure Step4;
{Load pattern for Step4 [0001 1000]b }
begin
  Low; Low; Low; High; High; Low; Low; Low;
end;

procedure Step2Res;
{Load pattern for Step2 with R3 in series
 [0010 0000]b }
begin
  Low; Low; High; Low; Low; Low; Low; Low;
end;

procedure Step4Res;
{Load pattern for Step4 with R3 in series
 [0001 0000]b }
begin
  Low; Low; Low; High; Low; Low; Low; Low;
end;

begin
  {User defined}
  ClrScr;
  Init;
  for a:= 1 to 50 do
  begin
    {Example causes one (slow) turn of both
    motors in opposite direction.
    mot-2; mot-1; strobel+2; Delay}
    --+-----+-----+-----+-----+
    |         |         |         |         |
    V         V         V         V         }
    Step1; Step4; Strobe; delay(10);
    Step2; Step3; Strobe; delay(10);
    Step3; Step2; Strobe; delay(10);
    Step4; Step1; Strobe; delay(10);
  end;
  delay(1000);
  for a:= 1 to 50 do
  begin
    {Example causes one (fast) turn
    of both motors in opposite direction.
    mot-2; mot-1; strobel+2; Delay}
    --+-----+-----+-----+-----+
    |         |         |         |         |
    V         V         V         V         }
    Step4; Step1; Strobe; delay(5);
    Step3; Step2; Strobe; delay(5);
    Step2; Step3; Strobe; delay(5);
    Step1; Step4; Strobe; delay(5);
  end;
  Step2Res; Step2Res;
  Step4Res; Step4Res;
  Strobe;
end.
```





placa de circuito impreso de la figura nos indica que K1 es un conector de tipo "header", de seis terminales (colocados en dos filas de tres), donde se ha eliminado el terminal 1. Esto nos asegura que el conector del motor paso a paso no se puede enchufar de manera errónea.

Podemos añadir una segunda placa totalmente idéntica para controlar un segundo motor paso a paso.

Esto se consigue fácilmente uniendo las dos placas en forma de "sandwich", e interconectando sus conectores K3. Sobre la "placa maestra" (por ejemplo, aquella que vamos a conectar al ordenador), colocaremos el puente de JP1 en la posición 2-3. Por el contrario, en la placa que elijamos como "placa hija", el puente JP1 estará en la posición 1-2. Esto une el terminal de datos de K3 a la entrada de datos de IC1 de la placa hija. Por otro lado,

la posición 1 del bloque de puentes está marcada con un chaflán en dicha posición, tal y como se muestra en la figura del componente.

Al configurar y juntar las dos placas damos la posibilidad de trabajar con palabras de control de 16 bits (suministradas por un programa corriente modificado), divididas en dos palabras de 8 bits, pensadas para controlar los motores de la placa maestra y la hija. Los 8 primeros bits son siempre para la placa hija.

Por desgracia, la placa de circuito impreso que mostramos en la figura no está disponible para ser pedida de modo individual en nuestro Servicio de Lectores.

Aunque sólo se necesitarán corrientes de trabajo muy pequeñas, la tensión de alimentación de +5 V que llega a IC1 tiene que estar regulada. No sucede lo mismo con la tensión de +12 V que, aunque no tiene que estar regulada, si tiene que ser capaz de suministrar la corriente necesaria para el buen funcionamiento de los motores paso a paso.

(974041 - L. Edinger)

de inversor y lach, el cual ayuda a realizar la conversión de la tensión de 5 V a 12 V lógicos.

La resistencia R1 actúa como un limitador de corriente cuando el motor paso a paso no está activo. Cuando se generan las señales de control, R1 está virtualmente cortocircuitada por T1.

El programa escrito en este artículo asume que están utilizándose dos placas interfaces para controlar dos motores. Si sólo utiliza un motor, los primeros 8 bits transmitidos hacia el interfaz, del total de 16, se perderán (como se verá más adelante), a menos que realicemos los cambios oportunos en el programa (básicamente, se deben eliminar todas las referencias a "mot_2", y cambiar la constante "motors = 2" a "motors = 1"). ¡Pan comido

para los programadores!

De manera resumida, el programa trabaja de la siguiente manera: iniciamos el programa asumiendo que llega un nivel lógico "1" a la entrada de datos, D, de IC1. Cuando la entrada de la señal de reloj se coloque a nivel alto, el flanco de subida de la misma hará que el "1" de la entrada de datos pase al interior del registro de desplazamiento. De esta manera se consigue que el registro de desplazamiento se complete con 8 bits (con ceros y/o unos). A continuación, la línea de estrobe (línea de datos D1, del puerto Centronics) se coloca a nivel alto, de tal forma que el contenido del registro de desplazamiento se copia y se almacena en las salidas de IC1, controlándose correctamente los transistores.

El esquema de la

LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

R1 = 12Ω/5 W
R2-R9, R14, R17-R20 = 1,8kΩ
R10-R13, R15 = 3,3kΩ
R16 = 180kΩ

Condensadores:

C1, C2 = 100nF

Semiconductores:

T1, T2, T4, T6, T7 = BD140
T3, T5, T8, T9 = BD139

T10 = BC547

IC1 = 4094

IC2 = ULN2803A (Sprague)

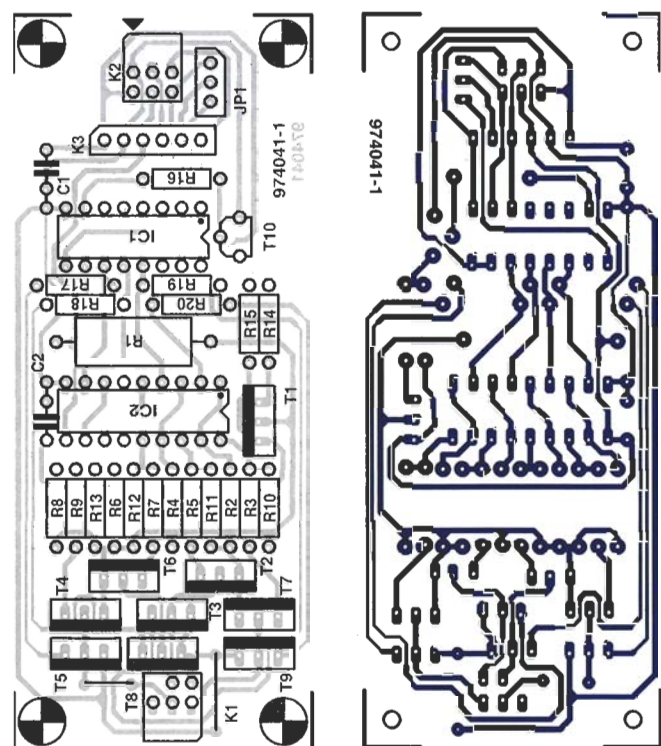
Varios:

K1 = conector Header de tres terminales (2x3) acodado (ver texto)

K2 = conector Header de 6 terminales (2x3) acodado

K3 = conector Header de 6 terminales en línea

JP1 = conector Header de tres terminales, 1 puente (jumper)



espantapájaros

Es bastante común en ciertas zonas que, de vez en cuando, se pose en uno de los árboles de nuestro jardín una bandada de estorninos. En muchas ocasiones hay tantos, que el árbol (o algunas de sus ramas), se parte por su peso. Y, por supuesto, la cantidad de excrementos que quedan bajo el árbol no hacen que su jardín (o su coche) tengan muy buena presencia. El espantapájaros que proponemos en este circuito propone a los pájaros, de una manera amigable, que se vayan a otro lugar.

El oscilador formado por IC1 y sus componentes asociados, genera trenes de pulsos cuyo ancho, velocidad de repetición y patrón se puede variar. La forma de los pulsos de la señal de salida se utiliza para controlar un zumbador piezoeléctrico.

trico, por medio de un transistor darlington T1. La alimentación se toma de una fuente de corriente variable, basada en el circuito asociado al transistor T2. El zumbador puede crear niveles de sonido de hasta 100 dB (suficiente para espantar a los estorninos más reacios a abandonar la zona).

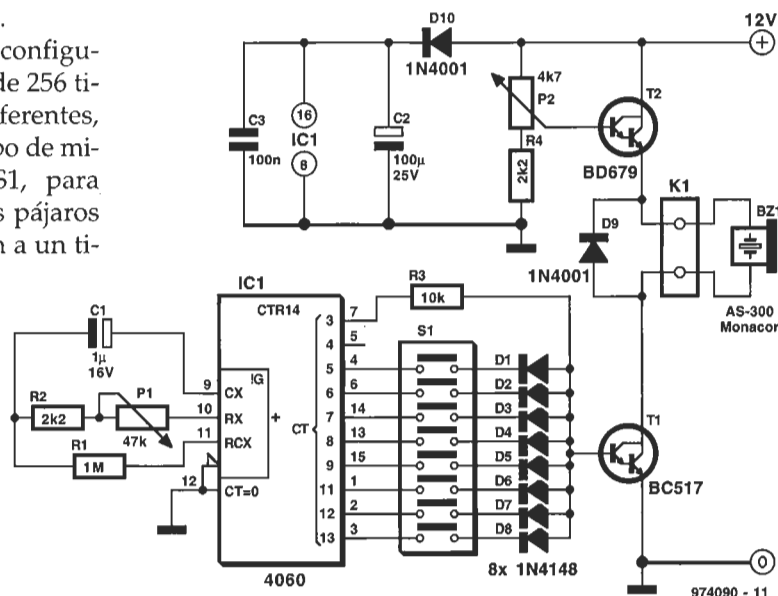
Se pueden configurar hasta un total de 256 tipos de sonidos diferentes, por medio del grupo de microinterruptores S1, para asegurarse que los pájaros no se acostumbran a un tipo de sonido determinado.

La frecuencia del oscilador está determinada por R1-R2-C1-P1, y puede seleccionarse con P1 la frecuencia de repetición del pulso, que

puede estar comprendida entre 0,5 y 5 Hz.

El transistor T1 se activa tan pronto como lo hace la salida Q3 de IC1. Las salidas Q5-Q13 de este integrado, cuyo microinterruptor está cerrado, también se colocan a nivel alto.

El consumo de corriente del circuito es, fundamentalmente, la del propio zumbador, que es aproximadamente de 160 mA. Esto nos permite utilizar un simple adaptador de tensión como fuente de alimentación para el circuito. (Borekamp - 974090)

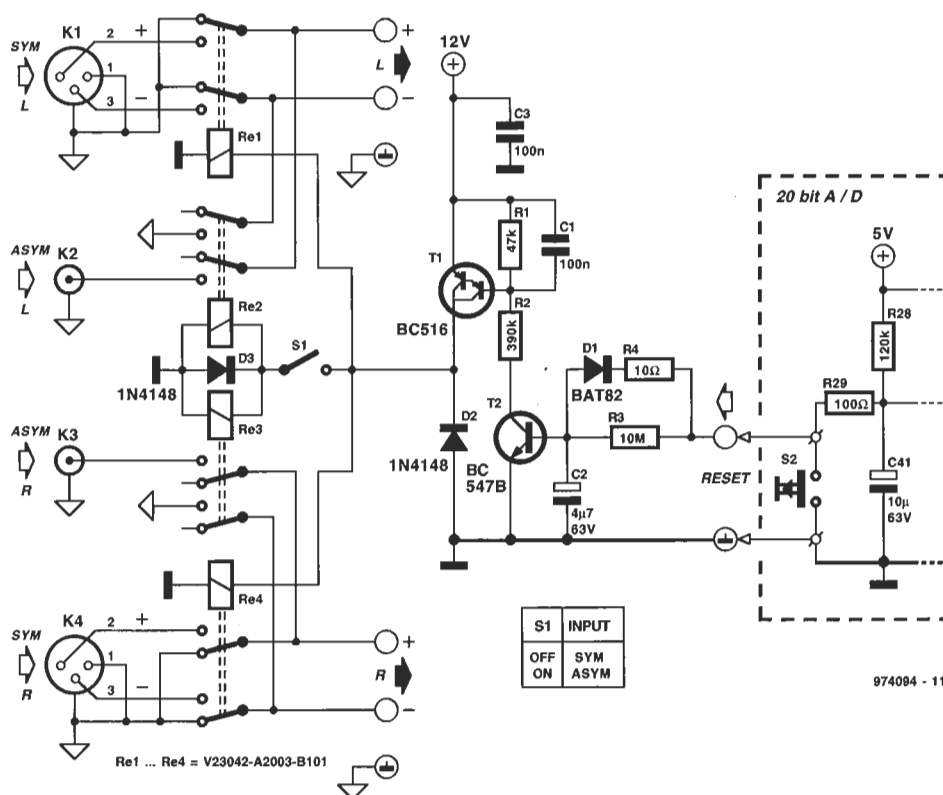


conmutador de XLR a conector de audio

En el número de Enero de 1997 de esta revista, se publicó un artículo donde se utilizaba un conversor A/D de 20 bits. Dicho circuito trabajaba con señales de entrada simétricas, que son las que se emplean normalmente en aplicaciones profesionales.

Sin embargo, desde el punto de vista de los lectores no profesionales, la unidad también es capaz de trabajar con señales asimétricas, pues puede ampliarse con un conector de audio tradicional para funcionar con estas señales de una manera más cómoda. En el esquema de la figura se muestra cómo puede hacerse esto.

De hecho, todo lo
que necesitamos hacer para



realizar una etapa de entrada que acepte señales asimétricas es unir el terminal 3 del bus XLR a masa, con lo cual, este terminal puede utilizarse como la masa del conector de audio. En el circuito que proponemos, esto se consigue con la ayuda de los relés Re2 y Re3. Si usamos dos relés más, Re1 y Re4, para unir y hacer pasar la señal, es suficiente un simple interruptor (S1) para cambiar desde los conectores del bus XLR, K1 y K4, a los conectores de audio K2 y K3.

Los transistores T1 y T2 tienen una doble función: (a) proporcionan el cambio de tensión entre el

circuito digital del convertidor A/D (5 V), y el circuito de relés (12 V); (b) proporcionan el retardo de encendido para que, después de que la alimentación esté conectada, o después de accionar el pulsador de reset (S2), las entradas se conecten brevemente a masa, a través de Re1 y Re4. Esto hace posible que la etapa de entrada esté incluida en la calibración de la tensión de offset del convertidor A/D.

Cuando se activa el pulsador de reset (S2) en el convertidor A/D, el condensador C2 se descarga rápidamente a través de R4 y D1. Por su parte, la red R3-

C2 asegura que los relés se mantengan desactivados durante unos cuatro segundos. Esta red se ha diseñado con una alta impedancia, con el propósito de no afectar a la red de reset del propio convertidor A/D (cuadro con líneas discontinuas). El condensador C1 proporciona un buen desacoplo ante cualquier pulso de interferencia. Los diodos D2 y D3 están pensados para absorber los pulsos de conmutación de los relés.

La masa de la señal debe estar aislada de la masa de los relés.

En este circuito se parte de que la tensión de

alimentación de los relés tiene una línea independiente de 12 V. No se debe utilizar la línea de 12 V del convertidor A/D para la etapa de entrada analógica, ya que no es capaz de suministrar los 80 mA necesarios para activar los relés.

Del propio circuito se desprende que las señales asimétricas aplicadas en los conectores K2 y K3 se pasan a los terminales 2 de K1 y K4, y que los terminales 3 de estos buses se cortocircuitan cuando S1 se cierra. Esto significa que sólo puede conectarse una fuente estéreo al mismo tiempo.

[Giesberts - 974094]

convertidor de AES/EBU AS/PDIF

El convertidor está diseñado, principalmente, para ser utilizado con el convertidor de la frecuencia de muestreo publicado en el número del mes de Septiembre de 1996 de esta revista.

La conversión de una señal simétrica a una señal asimétrica sólo requiere un pequeño transformador y poco más. No se necesita amplificación puesto que la señal AES/EBU es suficientemente fuerte como para crear la señal S/PDI (500 mVpp sobre 75 Ω). Sin embargo, la calidad

de la conversión depende totalmente del transformador DIY utilizado.

La sencillez del circuito hace que la relación de vueltas en el transformador dependa del nivel de tensión de la señal simétrica de entrada. Ésta es la razón por la que en el esquema eléctrico se muestran dos versiones. La versión "A" está diseñada para tensiones de entrada de 3,6 Vpp, y la "B", para entradas de 5 Vpp.

El transformador está bobinado sobre un núcleo del tipo G2-3/FT12. Tanto el primario como el

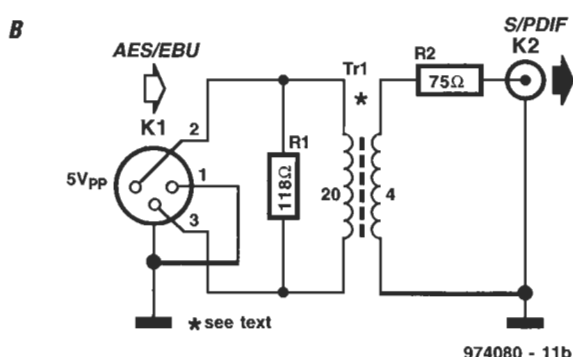
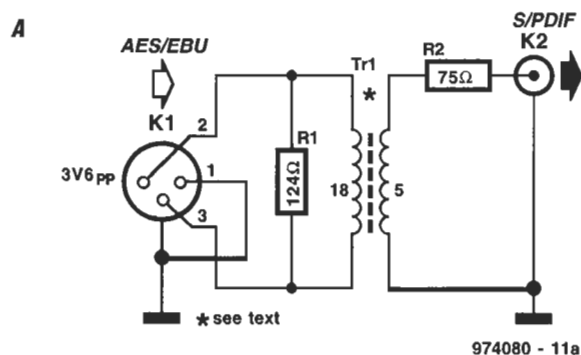
secundario están bobinados con un hilo de cobre esmaltado, de 0,5 mm de diámetro. El transformador de la versión "A" necesita un bobinado de 18 vueltas sobre el primario, y 5 sobre el secundario. Para la versión "B", el primario requiere un total de 20 vueltas y 4 para el secundario.

La impedancia del secundario se transforma en el devanado del primario. Si suponemos que el sistema tiene una impedancia de salida, totalmente exacta, de 75 Ω , el devanado del primario debe tener

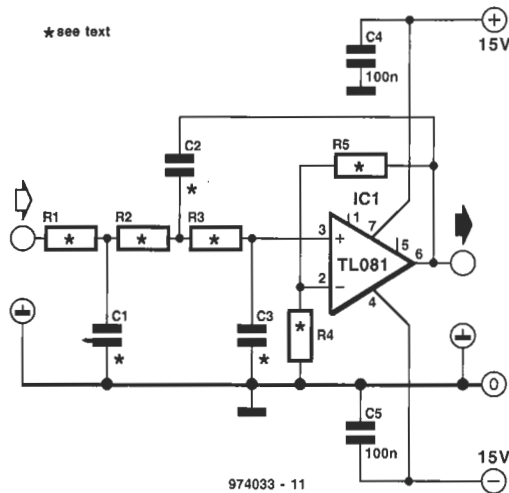
una resistencia R1, en paralelo, de 124 Ω para la versión "A", y de 118 Ω para la versión "B", lo que da una impedancia de entrada de 110 Ω . Esta disposición de resistencias asegura una correcta impedancia de entrada para un amplio rango de frecuencias de entrada. Solo a 60 kHz (para la versión "A"), o 50 kHz (para la versión "B"), la impedancia cae hasta un valor próximo al 20% de su valor.

El ancho de banda del convertidor es de aproximadamente 20 MHz.

[Giesberts - 974080]



filtro Butterworth activo



A	dB	R4	R5
1	0	----	0
1.7783	5	1k00	0.7783 x R4
2	6	1k00	1k00
3.1623	10	1k00	2.1623 x R4
5	14	1k00	4 x R4
10	20	1k00	9 x R4

Tabla 1. $R1 = R2 = R3 = 10.0 \text{ k}\Omega$; $f_{-3 \text{ dB}} = 1 \text{ kHz}$.

Amplificación	C1 (nF)	C2 (nF)	C3 (nF)
$\times 1$ (0 dB)	22.1650	56.4490	3.22210
$\times 1.7783$ (5 dB)	26.4250	15.4990	9.84350
$\times 2$ (6 dB)	27.1490	13.8000	10.7600
$\times 3.1632$ (10 dB)	30.1370	9.43930	14.1720
$\times 5$ (14 dB)	33.5670	6.82040	17.6090
$\times 10$ (20 dB)	39.8850	4.33420	23.3210

Tabla 2. $f_{-3 \text{ dB}} = 1 \text{ kHz}$.

Amplificación	C1 (nF)	R1 (k Ω)	C2 (nF)	R2 (k Ω)	C3 (nF)	R3 (k Ω)
$\times 1$ (0 dB)	22	9.9800	56	10.2670	3.3	9.6776
$\times 1.7783$ (5 dB)	27	9.3281	15	10.6770	10	9.9944
$\times 2$ (6 dB)	27	10.1810	15	9.5328	12	8.5469
$\times 3.1632$ (10 dB)	33	8.9814	10	9.4475	15	9.5983
$\times 5$ (14 dB)	33	9.9922	6.8	10.2730	18	9.7229
$\times 10$ (20 dB)	39	8.8965	3.9	12.0950	22	11.1970

De modo invariable, los filtros activos se diseñan con un buffer de ganancia unidad. De hecho, esto hace pensar que es obligatorio, cosa que, claro está, no es así. Un filtro activo puede diseñarse fácilmente con un amplificador sin hacerle perder precisión. Esto es un beneficio real en muchos casos, en los que puede omitirse una etapa entera en un determinado amplificador.

Sin embargo, es un hecho bien conocido que el grado de amplificación que puede producirse en el interior del filtro, tiene un efecto directo sobre las características del mismo. Esto significa que los valores de los componentes del filtro deben tener una correspondencia con el factor de amplificación.

Por otro lado, la pequeña corriente de reali-

mentación afecta al incremento de amplificación, de manera que las propiedades del amplificador operacional utilizado tendrán un mayor efecto en la señal de transferencia. Por ello, los diseñadores de filtros utilizan amplificadores operacionales de alta velocidad si la amplificación es mayor de $\times 3$ (más o menos). Sin embargo, puesto que el efecto del amplificador operacional en frecuencias por debajo de 1 kHz puede considerarse despreciable, en la mayoría de los casos, el amplificador operacional elegido (TL 081) dará un servicio excelente.

El coeficiente de amplificación del amplificador operacional de nuestro circuito es: $a = 1 + R5/R4$. La tabla que acompaña a la figura del circuito ofrece los valores de R4 y R5 para va-

rios factores de amplificación diferentes.

Para que los cálculos aritméticos de la tabla que acompañan al texto sean algo más sencillos, se dan los valores de los componentes que determinan la frecuencia para un filtro Butterworth de tercer orden a una frecuencia de corte de 1 kHz, para los mismos factores de amplificación que se ofrecen en la tabla del esquema eléctrico.

Para obtener la Tabla 1 se asumió que $R1 = R2 = R3 = 10 \text{ k}\Omega$, dando como resultado unos valores poco prácticos para los condensadores C1-C3. La solución a estos valores pasa por conectar en paralelo varios condensadores del 1%, hasta conseguir el valor deseado.

La tabla 2 parte de valores estándar para los

condensadores C1-C3, resultando unos valores no estandarizados para las resistencias R1-R3, que, sin embargo, están más próximos de los valores de resistencias de la serie E96.

El filtro de la figura se corresponde con un filtro paso bajo, que puede ser convertido en un filtro paso alto intercambiando C1-C3 y R1-R3 (lo que significa, por supuesto, que debemos calcular de nuevo los valores de los componentes). La relación de los valores de los componentes indicados en las tablas se mantendrá igual.

El filtro tiene un consumo de sólo algunos miliamperios.

(Güscharts - 974033)

AVM con arranque auxiliar

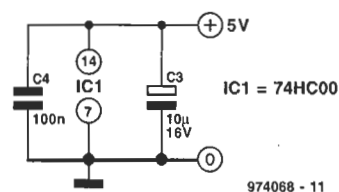
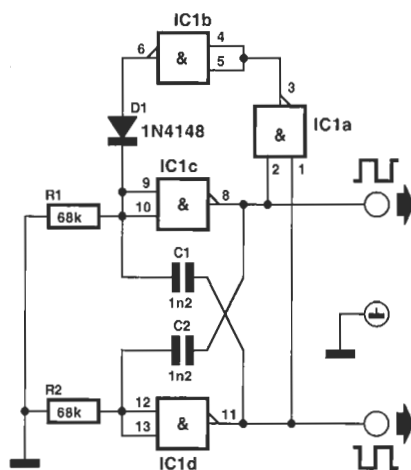
La mayoría de los que realizan montajes no harán ninguna pregunta cuando echen una primera ojeada al esquema del circuito. Y, de hecho, la parte del circuito basada en IC1c e IC1d es justamente un multivibrador aestable estándar (AVM).

Sin embargo, el aspecto especial de este diseño es la presencia de una red de realimentación IC1a-IC1b-D1. Este circuito, poco usual, asegura que el AVM arranque siempre en la misma posición cuando se alimenta con su tensión correspondiente. Por supuesto, este detalle es muy útil

para un gran número de aplicaciones de temporizadores y contadores.

La red de reali-

mentación también funciona como un circuito de arranque. Si fuese suprimida, no sucedería nada en el



encendido del circuito y ambas salidas permanecerían a nivel alto.

Con los valores de los componentes que se especifican en el esquema eléctrico, el AVM trabaja a una frecuencia de 9 kHz.

El circuito consume una corriente que no excede los 0,15 mA.

[Benekamp - 974068]

alarma de coche

Cada día, un gran número de coches privados son robados o desvalijados. Uno de los principales instrumentos para evitar este tipo de robos son las alarmas sonoras para automóviles. Por ello, la mayoría de los coches nuevos ya tienen una montada de serie. Si su coche aún no tiene ningun-

na, la alarma que le proponemos puede ser de su interés.

Es una sencilla pero eficaz alarma. Está basada en el hecho de que cuando un coche es asaltado, al menos una de las dos puertas delanteras tiene que ser abierta. Cuando esto sucede, la luz interior del coche se

enciende y esto produce una pequeña y temporal caída de tensión en la batería. El presente circuito detecta esta caída de tensión y genera los sonidos de alarma.

El circuito consta de varias secciones, como se muestra en el esquema eléctrico de la figura. Cuando se cierra S1 se aplica un

pulso de disparo, retardado por C3, al terminal 4 de IC1a. Cuando este circuito integrado ha sido disparado, su salida Q pasa a nivel alto, con lo que D5 se enciende.

Los multivibradores monoestables (MMV), IC3a e IC3b, se resetean con el nivel bajo de la señal

LIBRO DE SERVICIO Y MANTENIMIENTO DE ORDENADORES PENTIUM/486

ACTUALICE Y REPARE USTED MISMO SU ORDENADOR PENTIUM/486

Enviar a:

Comercial A.Cruz,S.L.
C/ Montesa, 38
28006 Madrid
Tel.: 91- 3092127
Fax: 91- 3092028

GRATIS

**DISKETTE DE
UTILIDADES TEST Y
COMPONENTES DE
PC CON FOTOS**

COLOR

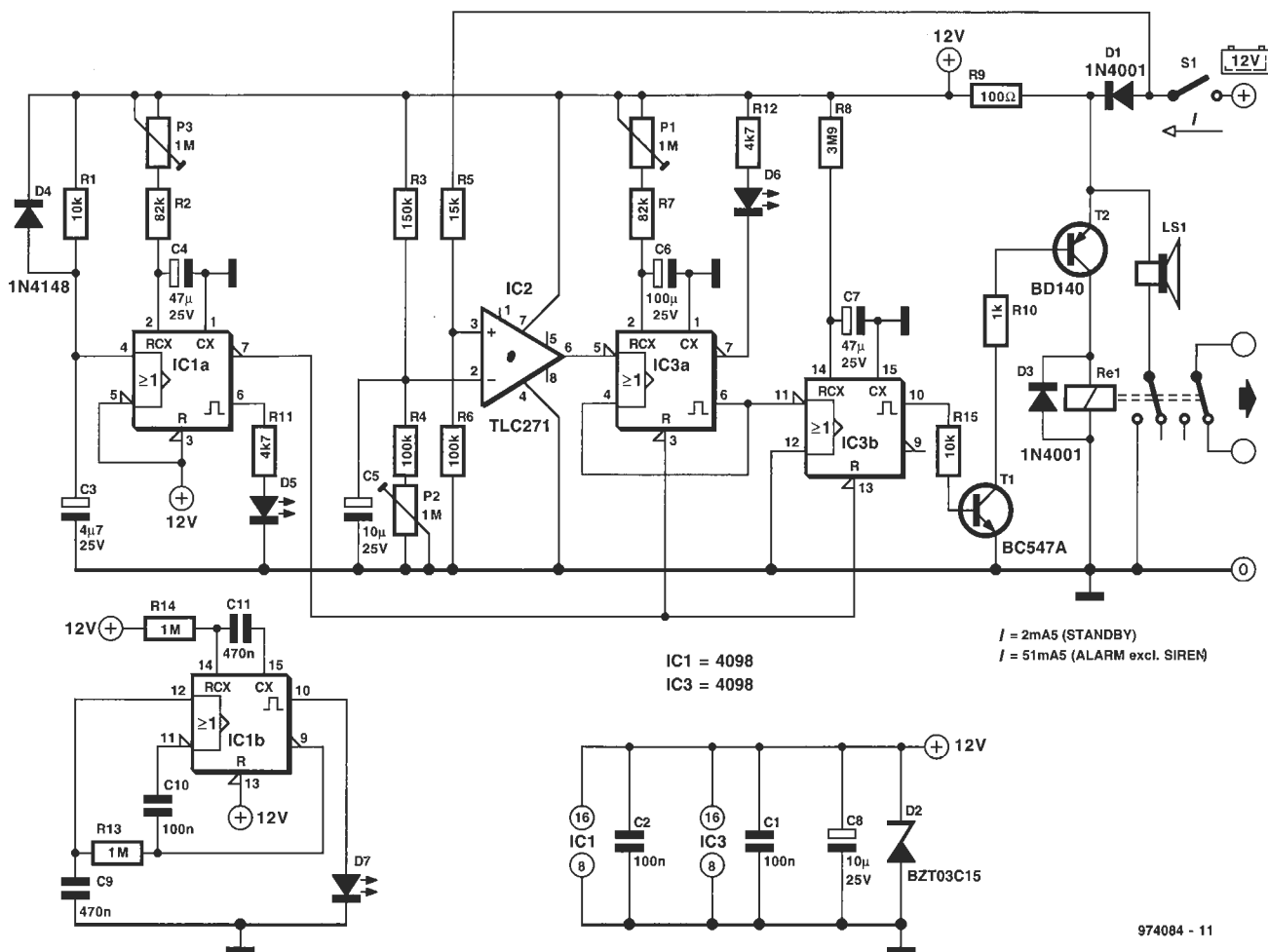
- Montaje completo de un ordenador **PENTIUM** (Incluye el SETUP)
- Montaje del ordenador 486
- Instalación de CD-ROM y tarjetas de sonido (**MULTIMEDIA**)
- Software y métodos de diagnóstico
- Ampliación de memoria
- Montaje de discos duros y 2ª unidad
- Recuperación de fallos en HD

- Montaje de disketteras
- Instalación de placas Fax/Modem
- Actualización de hardware y software
- Localización de averías
- Reparación avanzada con tarjeta de diagnóstico
- 84 autoexámenes, etc.
- Gran tamaño, 320 páginas
- **100 FOTOS Y DIBUJOS**

CUPON DE PEDIDO (a reembolso) 4950 Ptas. + 350 de gastos de envío correo

Nombre: _____
Dirección: _____
C.P. - Ciudad: _____ Tel.: _____ **EK**

RECUPERAMOS DATOS DE DISCOS DUROS DAÑADOS, PRESUPUESTOS GRATIS



de salida Q, de IC1a. Cuando el tiempo de disparo del monoestable (que se puede ajustar a través de P3) ha finalizado, la alarma está activada. Esto implica que tanto el conductor como los pasajeros han debido de abandonar el coche y cerrar todas las puertas, antes de que esto suceda.

terminal 2 es la tensión de referencia, cuyo nivel se selecciona por medio de P2. Cuando la tensión de la batería aplicada en el terminal 3 cae por debajo de la del terminal 2, la salida de IC2 pasa a nivel bajo, lo que provoca el disparo de IC3a. El nivel del pulso de disparo depende, por supuesto, del ajuste que hayamos hecho en P2.

tiona a través de los componentes asociados a IC3a. Un flanco de bajada en la patilla 5 de IC3a produce un nivel alto en la salida \bar{Q} del mismo integrado, y un nivel bajo en su salida Q. En ese momento, el led amarillo D6 se enciende. El tiempo de que disponemos para abrir el conmutador S1 y, por lo tanto, desconectar la alarma, se selecciona a través del potenciómetro P1.

IC3b hará que la alarma comience a sonar durante 60 segundos (es el tiempo máximo que permite la ley). Durante este tiempo, el circuito de disparo queda inhabilitado, por lo que no podrá ser activado de nuevo. Después de que la alarma deja de sonar, ésta queda otra vez activada (aunque no disparada).

[Meers – 974084]

higómetro

muy adecuado para encender un ventilador o un deshumidificador, en habitaciones como un cuarto de baño o una cocina, donde la

Normalmente, los hi-

del grado de humedad.

Con los valores de los componentes que se especifican en el esquema eléctrico de la figura, la frecuencia de la señal de salida del oscilador IC2 varía desde los 30 kHz para ambientes secos, hasta los 25 kHz cuando el ambiente de humedad llega al 100%.

La salida del oscilador se aplica a la entrada de un multivibrador monoestable (MMV), IC1b, que puede ser disparado, y cuya salida Q se mantiene a nivel alto el mismo tiempo que la frecuencia del oscilador está a nivel alto.

Cuando la humedad aumenta, la frecuencia del oscilador desciende y aparece un corto tren de pulsos en la salida Q de IC1b. Esta salida activa el MMV IC1a, cuya salida pasa a nivel alto, por lo que el relé electro-óp-

tico se activa. La resistencia R4 proporciona un tiempo de histéresis para prevenir el ruido de rebote del relé.

A través de P1 podemos controlar la humedad a la que se activa el relé. La histéresis que deseemos

añadir se puede regular por medio de P2.

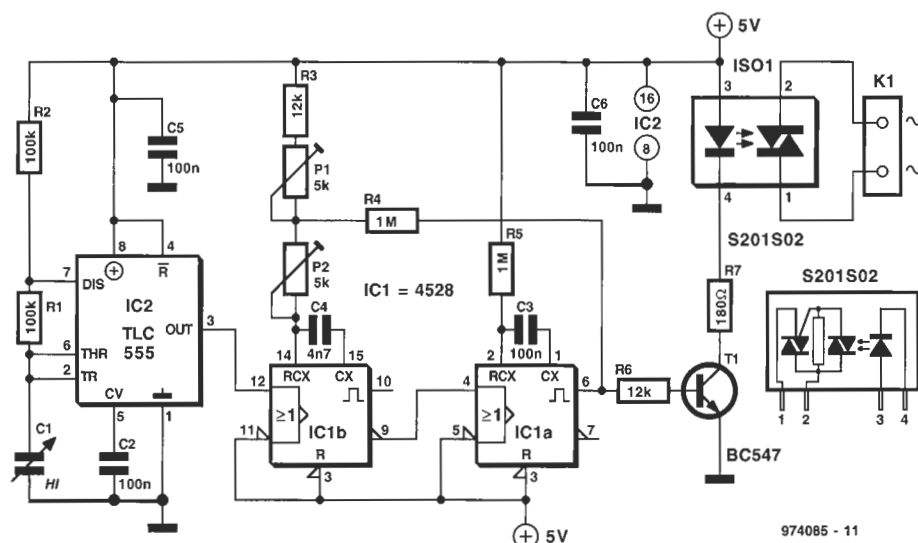
El tiempo de activación de IC1a está configurado en el circuito para unos 30 ms, tiempo más que suficiente como para activar T1.

El relé electro-óp-

es del tipo S201S02, de la marca Sharp, el cual puede llegar a trabajar con cargas de hasta 1 A.

El consumo de corriente del circuito es de unos 25 mA.

[Lucassen - 974085]

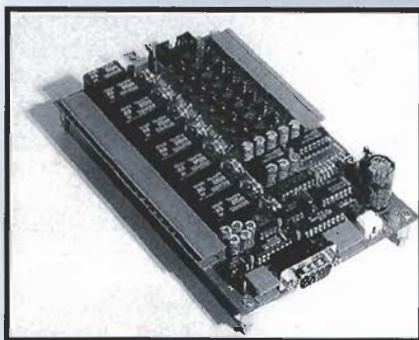


μPLC - Programable en lenguaje BASIC

Desde
14,900 Ptas

Nuestro nuevo μPLC es un dispositivo programable que dispone de 8 entradas y 8 salidas digitales. Es económico, fiable y sobre todo fácil de programar.

Se programa en lenguaje BASIC. Para ello se suministra un compilador ejecutable sobre un equipo



PC dotado de WINDOWS. La transmisión de programas se realiza vía RS232c. No requiere de programadores de EPROM externos.

Se trata de un lenguaje BASIC moderno, sin números de línea, basado en etiquetas. Dispone de más de 60 instrucciones entre las que destacan: LET, GOTO, GOSUB, RETURN, IF .. THEN .. ELSE .. ENDIF, WHILE .. WEND, FOR .. TO .. NEXT, BREAK, CONTINUE, IN, OUT, WAIT. Dispone de instrucciones que permiten acceder a los diferentes periféricos.

Entre las características del μPLC cabría resaltar:

- μPLC digital basado en dos microprocesadores de 8 bits a 12 MHz funcionando en paralelo.
- Tamaño de placa 160x100 mm. (doble cara)
- Todos los integrados, relés y fusibles están insertados en zócalos de pin torneado.
- Alimentación única de 7.5 a 12V o de 7.5 a 35V, dependiendo de modelo.
- Memoria de programa tipo EEPROM con capacidad de 2 Kbytes ampliables a 16 Kbytes.
- Protección del sistema basado en perro guardián y detección de fallo de alimentación.
- 8 Salidas a relé miniatura con fusible. Carga máxima 2A a 250V.
- 8 entradas optoacopladas 4.24V. Estas entradas pueden ser configuradas como directas o latcheadas. Disponen de filtro digital para la eliminación de ruidos y rebotes.
- Todas las entradas pueden actuar como contadores de 32 bits, contando flancos ascendentes o descendentes.
- Dos de las entradas pueden ser configuradas como frecuencímetros. Frecuencias a medir entre 1Hz y 1KHz.
- Cinco de los contadores pueden ser configurados

como temporizadores. Estos pueden ser activados por entrada o por software.

- Dispone de 2 LEDs con máscara de parpadeo independientes.
- Rango de funcionamiento 0° a 70°C. Bajo pedido se puede ampliar a rango industrial -40° a 85°C.

La garantía es de funcionamiento es de 1 año. Dispone de 15 días para examinar sin ningún compromiso el equipo.

Las utilidades de nuestro μPLC son infinitas, enseñanza, vivienda inteligente, alarmas, semáforos, puertas de garaje, ascensores, grupos electrógenos, ...

Nuestro μPLC se complementa con nuestra oferta de microcontroladores monoplaca ALTAIR, basados en MHS80C32, SAB80C535, SAB80C537 y DS80C320 y con nuestro autómata programable modular ANTARES 520. Solicite hoy mismo nuestro nuevo catálogo gratuito y lista de precios.

Puede consultarla también en Internet en nuestra página ibercomp.es. Suministramos material directamente a Sudamérica.

También realizamos todo tipo de proyectos a medida basados en microcontrolador. Nuestra especialidad son los prototipos y pequeñas series, de 5 a 500 unidades. Nos encargamos de todo, diseño de placa, software, caja, ensamblado, manuales y embalaje. Se lo damos listo para comercializar. Consultenos sin compromiso sus necesidades.

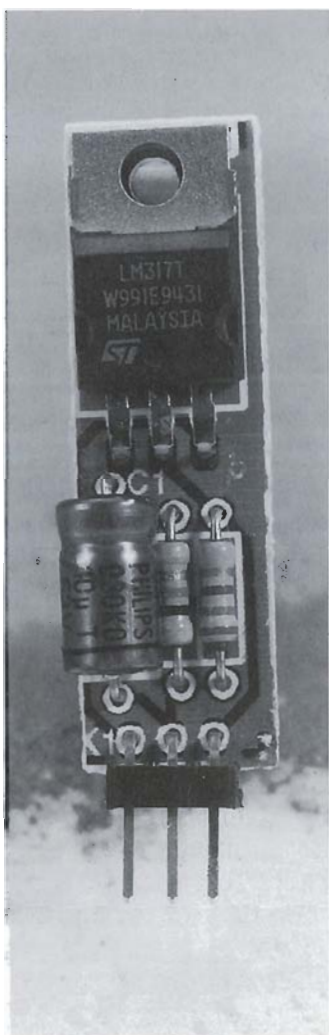


Ibercomp - C/ Parc nº 8 (bajos) - 07014 Palma de Mallorca

Tel: (971) 45 66 42 - Fax: (971) 45 67 58 - email ibercomp@atlas-iap.es

Distribuidor en Argentina: Micro Corp, Avda. Triunvirato 4135 Loc. 19 - (1431) Buenos Aires TEL: (01) 523-0937 FAX: (01) 522-0524

sustituto para los 78xx



El circuito al que corresponde el esquema eléctrico de la figura puede resultar muy útil, cuando los reguladores de tensión del tipo 78xx han de ser sustituidos por otros circuitos reguladores con unas prestaciones mejores y no se dispone de mucho más espacio. También puede ser útil cuando

tratamos de conseguir una diferencia de tensión pequeña.

El circuito de sustitución está basado en un circuito integrado regulador del tipo LM317 de National Semiconductor. El circuito integrado, junto con los tres componentes externos necesarios, se monta sobre una estrecha placa de circuito impreso, cuyos terminales coinciden con los de los circuitos integrados 78xx. En otras palabras, la placa se puede montar exactamente en el mismo lugar en que estaba el 78xx (aunque, como podemos observar, es un poquito más larga).

El LM317 ofrece tres ventajas importantes frente a los 78xx: (a) tiene una mejor supresión del rizado de la señal de alimentación; (b) el rango de la tensión de entrada es más amplio; (c) la tensión de salida puede ser ajustada al valor que se desee, con la ayuda de dos simples resistencias.

El cálculo de las resistencias se realiza de acuerdo a la fórmula:

$$U_o = U_{ref} (1 + R_2/R_1)$$

En el caso de utilizar un LM317, la tensión de referencia, U_{ref} , es de 1,25 V. Los valores de R_1 y R_2 deben calcularse para que la

Lista de materiales:

Resistencias ($U_o = 15,3$ V):

$R_1 = 270 \Omega$

$R_2 = 3 \text{ k}\Omega$

Condensadores:

$C_1 = 10 \mu\text{F}$, 63 V eléctrico

Circuitos integrados:

$IC_1 = \text{LM317}$

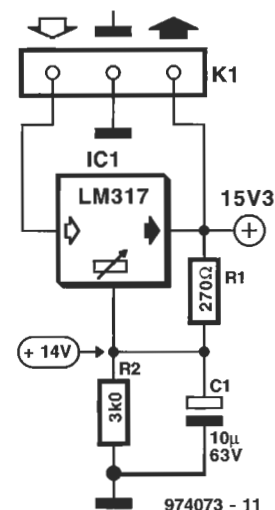
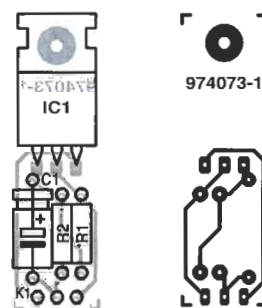
(o LM350 - ver texto)

corriente de salida (es decir, la que pasa por las propias resistencias), no sea inferior a 3,5 mA. Con los valores de los componentes que se especifican en el esquema eléctrico, la tensión de salida es de 15,3 V y la corriente que circula por ellos, de 4,6 mA

El LM317 puede proporcionar corrientes de salida de hasta 1,5 A. Si se necesita una corriente aún mayor, podemos utilizar el regulador del tipo LM350, que tiene sus terminales compatibles con los de este modelo. Este integrado puede proporcionarnos una corriente de hasta 3 A. Sin embargo, debemos tener en cuenta que la placa no está diseñada para trabajar con corrientes de 3 A de manera continua.

En cualquier caso, lo más probable es que sea necesario (dependiendo del grado de disipación), montar el circuito integrado sobre un pequeño radiador.

Aunque no se mues-



tra en el esquema eléctrico, el circuito necesita tener condensadores de desacoplo, mayores de 10 nF en la entrada y de 1 μF a la salida. Puesto que estos componentes también se requieren para los 78xx, hemos asumido que estos componentes están ya montados en el circuito donde estaba el 78xx.

[Giesters - 974073]

convertidor de S/PDIF a AES/EBU

Esta revista asume que la mayoría de nuestros lectores utilizan montajes y componentes comerciales. Sin embargo, en el caso del convertidor de la frecuencia de muestreo (publicado en No-

viembre de 1996), muchos lectores nos han preguntado cómo realizar la conversión de las señales asimétricas con formato S/PDIF, a señales simétricas con formato AES/EBU (profesional),

cosa que realizamos en el presente montaje.

Los tiempos y niveles cumplen con el estándar AES3-1992. Esto significa que: (a) la tensión de salida debe estar comprendida en-

tre 2 y 7 V_{pp} (carga del transmisor 100Ω; (b) los tiempos de subida y de bajada deben estar entre 5 y 30 ns; (c) la impedancia de salida debe ser de 110 Ω ± 20% (dentro de un ancho

de banda comprendido entre 0,1 y 6 MHz). Estos requerimientos se cumplen en el diseño del circuito eléctrico del esquema (30 ns; 3,6 V_{pp}; 115Ω, respectivamente).

La entrada del circuito, basado en el integrado 74HCU04 (IC₁), convierte la señal S/PDIF a niveles HC. El amplificador operacional IC1a es un amplificador analógico, mientras que IC1b aumenta la señal al nivel de la tensión de alimentación. La resistencia R₃ saca a IC1a un poco de su centro de trabajo, de manera que el buffer de salida alcanza el nivel lógico, incluso en ausencia de una señal de entrada.

El buffer que controla la salida del transformador está formado por un circuito simétrico compuesto por IC_{2a} e IC_{2c}. Esta disposición de componentes asegura que los tiempos de subida y de bajada son los mismos y que la tensión de salida es suficientemente elevada. El uso de las puertas XOR asegura que los tiempos de transferencia para una señal de salida de IC1b, invertida o no invertida, son exactamente iguales. Puesto que la tensión del primario del transformador es de 9,5 V, la tensión del secundario debe ser algo más baja. Esto es beneficioso para la linealidad de la impedancia y del ancho

de banda del convertor.

El transformador está bobinado sobre un núcleo del tipo G2-3/FT12: el primario en una cara y el secundario en la otra. Ambos devanados se han realizado con un hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm de diámetro. El núcleo puede llevar alojado una fina pantalla de latón plateado para una mayor supresión del modo común del transformador. El ajuste requerido del nivel de salida nominal debe ser ≥ -30 dB w.r.t.; en el circuito que mostramos el ajuste es de -48 dB (con pantalla).

La impedancia de salida, ignorando R₄ y R₅, es de unos 22 Ω. Si busca-

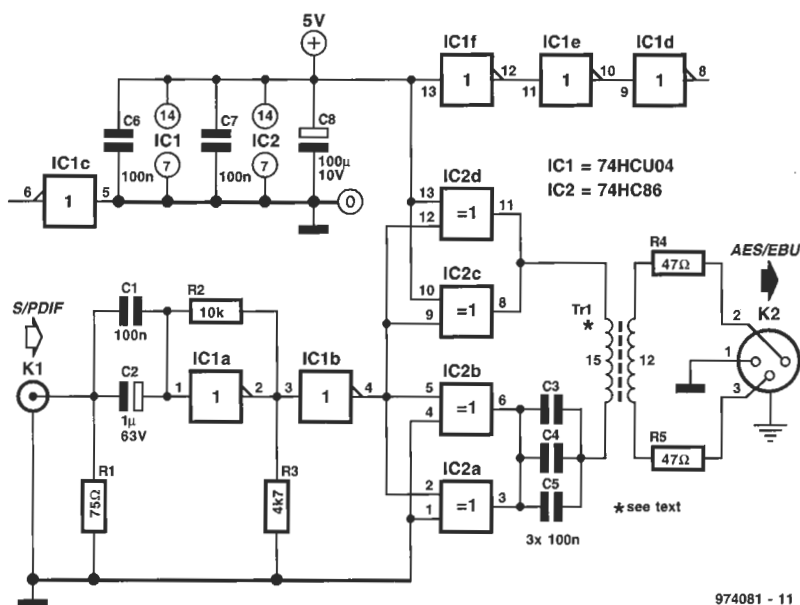
mos una impedancia exacta de 110 Ω, R₄ y R₅ deben tener un valor de 44,2 Ω.

Los condensadores C₃-C₅ evitan que cualquier tensión continua llegue al transformador en ausencia de señal, lo que cortocircuitaría a IC₂. El uso de tres condensadores en paralelo asegura que la impedancia y la pérdida de resistencia de los mismos (cerámicos, tipos de alta estabilidad), sea baja.

La señal AES/EBU se obtiene a la salida del conector XLR (hacia el IEC268-12). Debemos señalar que se ha utilizado un conector con terminales macho y encapsulado hembra. El terminal 1 está conectado a la pantalla o a la masa de la señal; los terminales 2 y 3 son para las señales (la fase no importa en este montaje).

El circuito necesita una fuente de alimentación de 5 V, capaz de suministrar una corriente de unos 26 mA.

Si utiliza el convertor con el de frecuencia de muestreo publicado en el número de Noviembre de 1996, o en el convertor analógico digital de 20bits, del número de Enero de 1997, no olvide utilizar el CS8402A en el modo de trabajo profesional.



974081 - 11

[Giesberts - 974081]

ELECTRONICA BARQUILLO, S.A.
SEMICONDUCTORES
BOUTIQUE DEL REPUESTO JAPONES
COMPONENTES ELECTRONICOS

C/. BARQUILLO, 15, LOCAL Nº 9 - TELEFONO 522 61 16 - 28004 MADRID

ESPECIALIDADES

CABEZAS, MOTORES, C.I. TRANSISTORES Y PIEZAS DE REPUESTOS - CINTAS DE VIDEO Y AUDIO. AUTO RADIOS Y CASETS - PILAS DE TODOS LOS TIPOS PARA RELOJES, CALCULADORAS, JUEGOS, ETC.

HACEMOS CABLES Y PACK DE BATERIAS POR ENCARGO

ELECTRONICA LILA, S.L.
BOUTIQUE DEL ACCESORIO EN GENERAL

- ESPECIALISTAS EN PILAS Y BATERIAS DE TODOS LOS TIPOS.
- CONEXIONES EN GENERAL.
- HACEMOS CABLES Y PACK DE BATERIAS POR ENCARGO.
- MATERIAL DE ELECTRICIDAD.
- CLAVIJAS, JACKS, ALIMENTADORES, TRANSFORMADORES, CINTAS DE AUDIO Y VIDEO.
- TELEFONIA.
- TESTER, FUENTES DE ALIMENTACION, AURICULARES.
- AGUJAS Y CAPSULAS DE TOCADISCOS.

C/ Barquillo, 35 Tel.: 308 34 49 - Fax: 308 30 09 - 28004 MADRID

módulo de entrada de AF

Para la selección de entrada de un preamplificador, el uso de relés es siempre mejor que un simple conmutador rotativo (al menos desde el punto de vista de la calidad). Un relé reduce los largos caminos de la señal a un simple conmutador, además de que puede controlarse electrónicamente. En el módulo que presentamos en este artículo se utiliza un relé biestable, puesto que uno estándar necesita una corriente de activación constante. Por ello, creemos que merece la pena pagar el precio, ligeramente superior, del relé biestable, si lo comparamos con las necesidades de altas corrientes de alimentación en los relés estándar.

El módulo que presentamos está pensado, principalmente, para ser utilizado con el preamplificador alimentado con batería (publicado en el número 201 de 1997), aunque, claro está, puede usarse con otro tipo de preamplificadores, equipados con una entrada estéreo. Esto quiere decir que se necesitan, al menos, seis módulos de este tipo para sustituir el selector de entradas existente en el preamplificador alimentado por baterías.

El control de las entradas RST y ON se realiza mejor a través de la "Selección de entradas AF", perteneciente a otro artículo de este número.

Los dos relés se alimentan a través de los transistores T1 y T2. Esto proporciona un pulso de algunos milisegundos, ya que la base de control está afectada por diferentes redes de entrada. La corriente sólo pasa a través de la bobina del relé cuando la corriente de carga de los condensadores

C3 o C4 es suficiente como para llevar la unión base-emisor del transistor correspondiente, a la zona de conducción.

El transistor T1 se activa cuando la entrada RST cambia de un nivel alto a uno bajo, mientras que el transistor T2 lo hace cuando la señal de entrada ON pasa de un nivel bajo a uno alto. Las resistencias R5 y R7 aseguran que cuando C3 o C4 se están descargando, no se excederá la máxima tensión inversa permitida, y también que el pulso de conmutación estará bien definido.

Los diodos D1 y D2 cortocircuitan cualquier pico de tensión provocado por las inductancias del relé, cuando T1 o T2 se desac-

tivan, con lo que protegemos a los transistores.

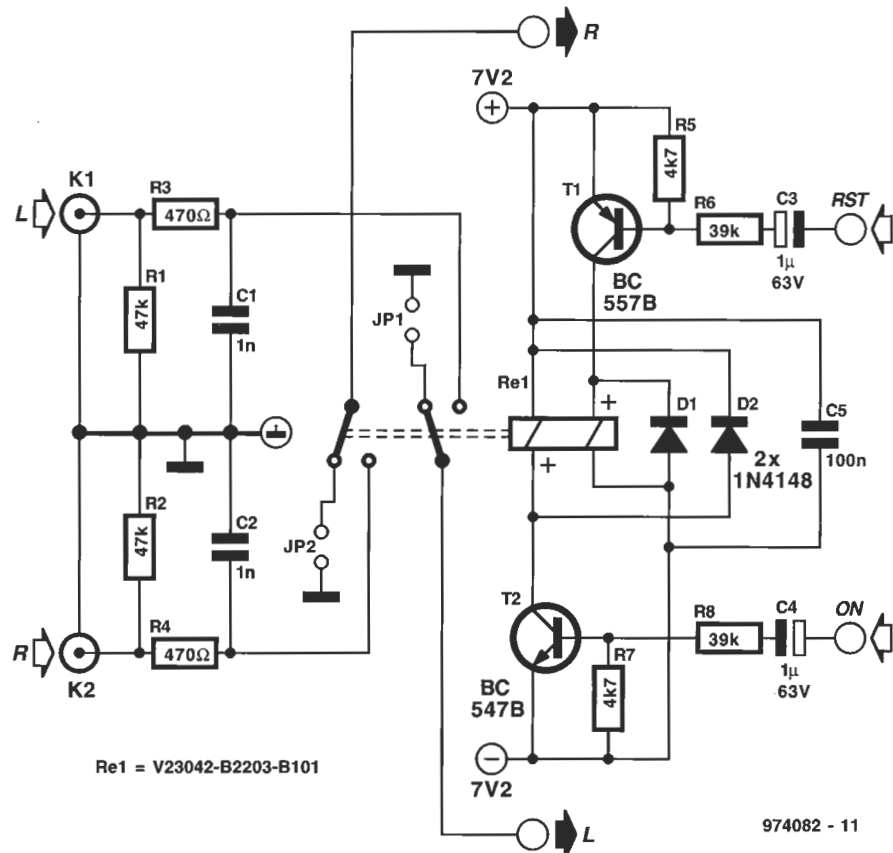
Las redes R3-C1 y R4-C2 filtran cualquier ruido de radiofrecuencia.

Cada uno de los contactos del relé está complementado con un puente a masa. El uso de estos puentes depende de la aplicación, pero únicamente si el amplificador es del tipo sumador. Las entradas no seleccionadas se unen a masa y cualquier rebote se elimina de forma eficiente. Por otro lado, si el amplificador es de tipo buffer, como en el caso del preamplificador alimentado por batería, los puentes deben estar abiertos.

Debemos mantener la polaridad correcta (como se muestra en el

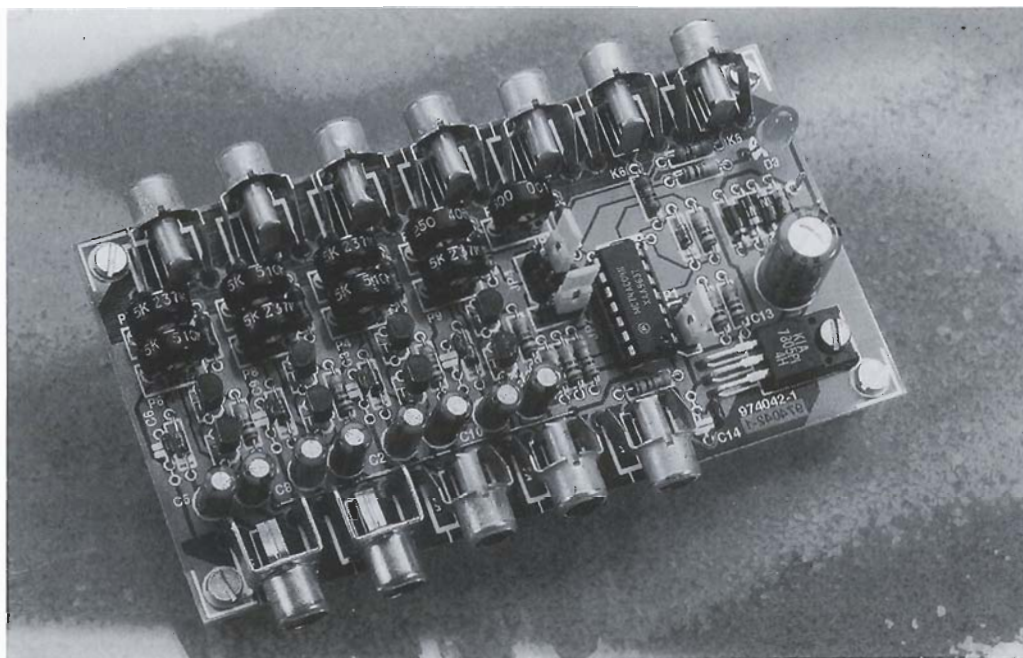
relé), ya que una incorrecta conexión de la polaridad se traduce en que la acción del relé se invierte. La polaridad en algunos relés se señala por medio de pequeños bultos y en otros por el signo "+". El marcado por bultos da la polaridad a la misma función (por ejemplo, positivo para el contacto realizado), mientras que con el signo "+" se marca la polaridad de la función de la bobina correspondiente. Esto es así siempre y cuando no haya diferencia en la distribución de terminales en los relés.

Los relés son del tipo de 12 V, con una bobina de 720 Ω de resistencia interna.



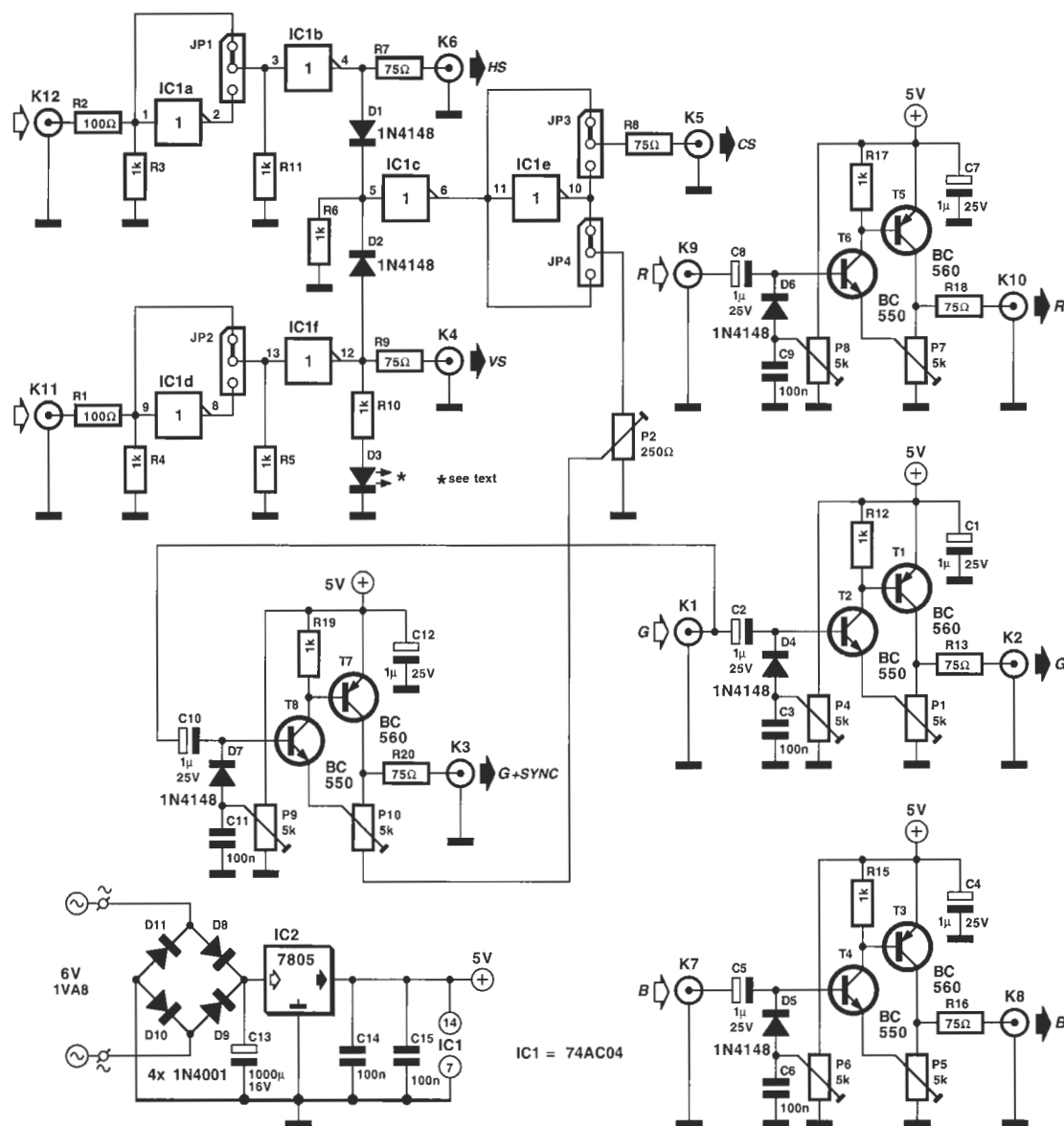
974082 - 11

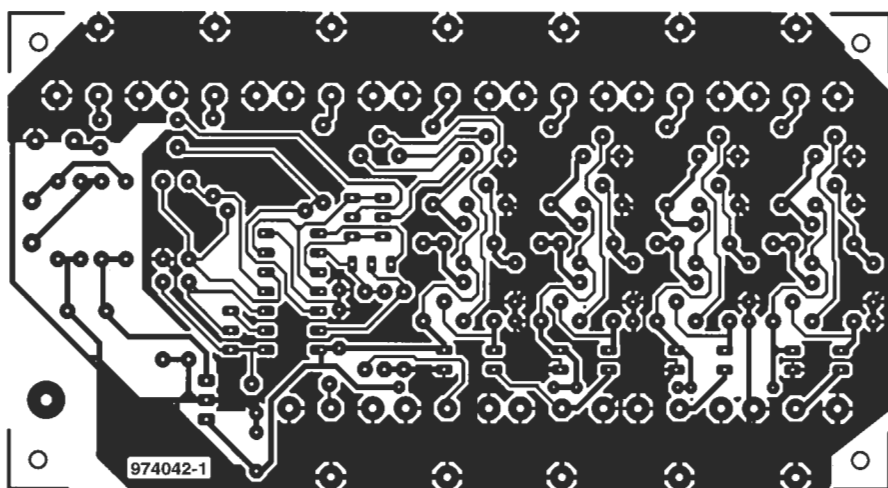
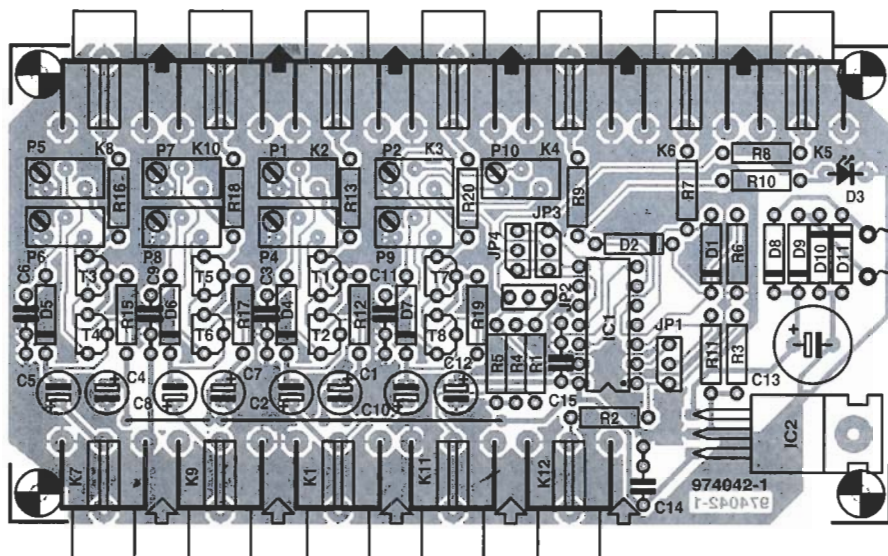
Amplificador de vídeo RGB



La placa amplificadora está pensada para todos aquellos que deseen experimentar con conexiones de vídeo RGB entre un PC y un monitor VGA. Muchos de los monitores VGA de la gama alta del mercado, disponen de entradas RGB y sincronismo Vertical y Horizontal, separadas además del que probablemente sea el más conocido conector de entrada sub-D de 15 terminales de alta densidad, utilizado para la conexión del monitor a la placa VGA.

Este circuito ha optado por la solución que creemos, tiene la mejor calidad: conexiones coaxiales separadas para las señales RGB.





LISTA DE MATERIALES

Resistencias:

R1,R2 = 100Ω array de resistencias SIL de 8 vías.
R3-R6,R10,R11,R12,R15, R17,R19 = 1kΩ
R7,R8,R9,R13,R16,R18, R20 = 75Ω
P1,P4-P9 = 5kΩ potenciómetro lineal multivuelta vertical
P2 = 250Ω potenciómetro lineal multivuelta vertical
P10 = 500Ω potenciómetro lineal multivuelta vertical

Condensadores:

C1,C2,C4,C5,C7,C8,C10,C12 = 1μF Elect. 25V, radial
C3,C6,C9,C11,C14,C15 = 100nF
C13 = 1000μF/16V radial

Semiconductores:

D1,D2,D4-D7 = 1N4148
D3 = Diodos LED de alta eficiencia
D8-D11 = 1N4001
T1,T3,T5,T7 = BC560C
T2,T4,T6,T8 = BC550C
IC1 = 74AC04
IC2 = 7805

Varios:

JP1-JP4 = conector Header de tres terminales, para puente (jumper).
K1-K12 = conector RCA para circuito impreso.
PCB Placa de circuito impreso, código 974042-1

Los amplificadores de dos transistores que se utilizan en el tratamiento de cada señal RGB (rojo, verde y azul), son exactamente iguales. Cada uno contiene puntos de ajuste para el nivel de negro (de referencia), y nivel de la señal. En el amplificador de R(ojo), por ejemplo, los controles respectivos se seleccionan a través de P8 y P7.

Otro amplificador similar, T7-T8, suministra una señal combinada (G + CSINC). La porción CSINC de esta señal se ajusta a las necesidades particulares e

individuales, utilizando el potenciómetro P2.

Los amplificadores RGB y (G+CSINC) tienen una impedancia de salida de 75 Ω, para asegurar una buena adaptación al cable coaxial. Su componente capacitiva permite el uso de un cable coaxial relativamente largo sin que se produzca reducción del ancho de banda. Sin embargo, no se debe sobrepasar una longitud superior a los 3 metros.

Los puentes JP1 y JP2 permiten que las señales de sincronismo horizontal (SH) y de sincronismo

vertical (SV) puedan obtenerse de formato invertido o normal, según se necesite para el monitor correspondiente (RTFM). Las señales SH y SV se combinan a través de los diodos D1 y D2 para obtener la señal compuesta de sincronismo (SC). Dicha señal está disponible, también, en modo invertido y normal sobre el conector K5. La selección de la polaridad de la señal se realiza por medio del puente JP3. La impedancia de salida de la señal CSINC es de 75 Ω. La intensidad del led D3 nos indica la polaridad de

la señal SV: brillante significa señal SV negativa; luz débil indica señal positiva de SV. Finalmente, el puente JP4 nos permite seleccionar entre señal CSINC invertida o normal, para utilizarla con el sumador (G+CSINC), T7-T8.

La placa amplificadora de vídeo tiene su propia fuente de alimentación, formada por cuatro diodos 1N4001 (D8-D11), un condensador de filtrado (C13) y un típico regulador de tensión (IC2). La placa puede ser alimentada a través de un pequeño transformador de tensión de red de 6 V.

(974042 - W. Foede)

Fuente de alimentación de 13,8 V para transceptores móviles

El corazón de esta fuente de alimentación es un regulador de tensión del tipo 723.

A pesar de su antigüedad, el 723 es aún bastante popular entre los aficiona-

dos a los equipos de radio, ya que es seguro, con una gran cantidad de usos y

bastante más barato que muchos de los últimos reguladores de tensión de

Por ejemplo, si lo que deseamos montar es una fuente de alimentación

de 8 A, será suficiente un transformador de 10 A y dos transistores 2N3773. De

forma similar, con un transformador de 5 A y un transistor de potencia es sufi-

ciente para conseguir una fuente capaz de proporcionarnos 4 A de salida.

(974075 - N.S. Harisankar VU3N5H)

flip-flop de cuatro estados

Tanto los "Flip-Flop" (como se les llama en Estados Unidos), como los biestables (como se les denomina en Europa), son dispositivos muy conocidos y utilizados en la construcción de circuitos de control, de registros, memoria y un gran número de circuitos lógicos. Algunos de los más populares son el CMOS 4013 (doble biestable tipo D), el 4027 (doble biestable tipo J-K), y el TTL 7474 (doble biestable tipo D). Este último también está disponible en las versiones para las familias LS-TTL, HC y HCT. Aunque los biestables D, J-K y R-S poseen diferentes tablas de verdad, tienen una característica común: dos estados de trabajo.

El circuito que presentamos en este artículo está pensado para aquellas aplicaciones en que se necesitan cuatro estados de trabajo y no sólo dos. El decodificador de decimal a BCD, CMS 4028, es el corazón de este circuito que tiene cuatro entradas binarias y 10 salidas decimales. Cualquier combinación BCD de entrada permitida (desde 0000 hasta 1001), seleccionará la correspondiente salida a nivel alto (nivel lógico "1"). Cada una de las seis combinaciones restantes (desde la 1010 a la 1111) colocan a cero lógico todas las salidas del decodificador. En esta aplicación sólo se han utilizado combinaciones que contienen un nivel lógico "1" y tres niveles lógicos "0", es decir, 0001, 0010, 0100 y 1000. Estas entradas activan las salidas 1, 2, 4 y 8, respectivamente, del decodificador que, a su vez, están realimentadas con sus entradas por medio de los diodos

D2-D5. Si partimos del caso en que la salida 1 del decodificador está a nivel lógico "1", su estado se transfiere a la entrada 20 (patilla 10), a través del diodo D2, mientras que las otras tres entradas se mantienen a nivel lógico "0", debido a las resistencias R2, R3 y R4. Este estado se mantiene estable hasta que se presiona uno de los cuatro pulsadores. Si se pulsa S2, por ejemplo, esto coloca la entrada 21 del decodificador (patilla 13), a nivel lógico "1", el cual responde pasando a nivel "0" la salida 1 (patilla 14), y por tanto, la entrada 20. Este estado es "almacenado" por el diodo D3, que comienza a conducir en cuanto soltamos el pulsador S2.

Los componentes C1, R5 y D1 producen un pulso positivo de corta duración en el momento de encender el circuito, esto define el estado 1 del decodificador como el estado inicial del circuito.

Los inversores de

IC2 actúan como amplificadores de corriente que permiten que el decodificador controle cuatro leds que se encienden según el estado del "cuatroestable". Como el circuito está basado en componentes CMOS, en principio puede trabajar a cualquier tensión de alimentación comprendida entre 3 y 18 V. Sin embargo, el valor que se indica para R6 se corresponde con una tensión de alimentación de 5 V. Para diferentes tensiones de alimentación, tenemos que calcular el valor según la fórmula:

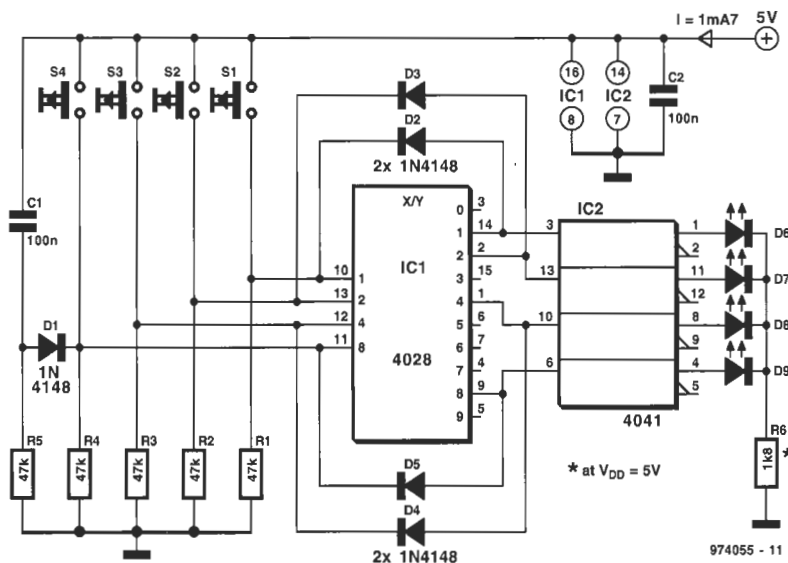
$$R6 = (U_b - 2) / I$$

donde I es la corriente que pasa por el led, en mA, mientras que el valor de R6 obtenido viene dado en kΩ.

Aunque se pueda pensar en simplificar el circuito eliminando el circuito alimentador de los leds, IC2, y sustituyendo los diodos D2, D3, D4 y D5 por leds, debemos tener

cuidado con lo que hacemos, ya que el 4028 que estemos utilizando puede que no sea capaz de suministrar la corriente necesaria para encender los leds. Así, por ejemplo, los circuitos integrados CMOS de Thomson, de la familia HCF, no son capaces de suministrar más de 2,6 mA (valor típico dado por el fabricante), sin deterioro del nivel de la tensión de salida, si la tensión es mayor de 10 V. La solución pasa por utilizar leds de alta eficiencia (bajo consumo de corriente), y bajar los valores de las resistencias R1, R2, R3 y R4 a 4,7 kΩ para 10 V de tensión de alimentación o, unos 10 kΩ para una tensión de alimentación de 18 V. Además, C1 debe incrementarse también hasta un valor de 1 µF. Aún así, recuerde que estos cambios sólo funcionan si la tensión de alimentación es mayor de 10 V.

(974055 - V. Mitrovic)



medidor de la distorsión armónica total

El circuito que se describe en este artículo, unido a un módulo que es en sí mismo un voltímetro digital (DVM), puede utilizarse para medir la distorsión armónica total (THD) producida en las fuentes de alimentación por la tensión de red. Un buen conocimiento de este parámetro puede ser muy útil cuando se tiene que determinar el efecto que éste produce en las fuentes de alimentación conmutadas. Esto es importante, ya que la misma fuente de alimentación puede utilizarse para alimentar, por ejemplo, un equipo de audio del que se espera una baja distorsión.

La tensión de red de 230 V se divide simétricamente por 230, por las resistencias R_1 - R_5 . Esto significa que la tensión en los extremos de la resistencia R_5 es de 1 V. El divisor es simétrico para evitar posibles tensiones peligrosas en los terminales de salida.

A continuación se añade un filtro paso banda, con una frecuencia central de 3 50 Hz. El filtro que se incluye en el circuito del medidor está diseñado para realizar una atenuación de la frecuencia central de 70 dB. Esto significa que las frecuencias que aparezcan a la salida del circuito serán armónicos de la frecuencia central.

Los valores de los componentes del circuito están calculados de manera que cada 1 mV r.m.s. medido en el módulo voltímetro digital, se corresponde con una distorsión (THD) de 0.1%.

La calibración del circuito se realiza siguiendo los pasos que a continuación se indican.

Ajuste P_1 , P_2 y P_3 al centro de su recorrido y, tomando todas las precauciones posibles, aplique la tensión de red a los terminales de entrada.

Ajuste P_1 para obtener la medida más baja po-

sible en el voltímetro. Marque la posición obtenida y ajuste el potenciómetro exactamente en el centro formado por la posición obtenida y la mitad del recorrido del potenciómetro.

A continuación, ajuste P_3 al nivel más bajo que podamos leer en el voltímetro.

Después de esto ajuste alternativamente P_1 y P_3 hasta obtener la mínima tensión leída en el voltímetro.

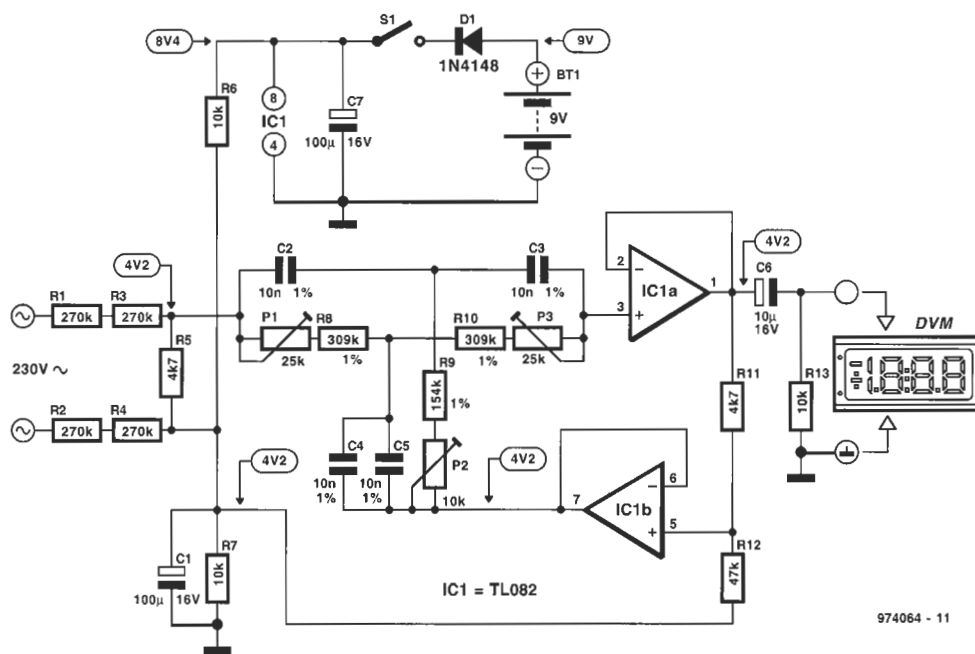
Cuando hayamos terminado con el paso anterior, ajustaremos P_2 para conseguir, de nuevo, el me-

nor valor posible de lectura en el voltímetro. Con esto finalizaremos el proceso de calibración.

Puesto que el circuito sólo consume una corriente de 5 mA, podemos utilizar una pila alcalina o una pila recargable de 9 V para alimentarlo.

En la construcción del medidor debe poner especial cuidado en el aislamiento de las partes donde vaya a instalarlo. Las consecuencias de un mal aislamiento pueden ser bastante desagradables.

[Boketamp - 974064]



974064 - 11

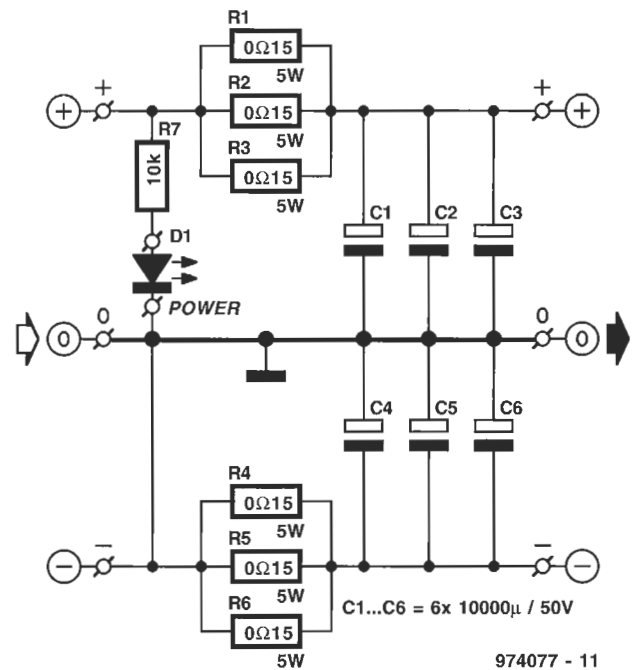
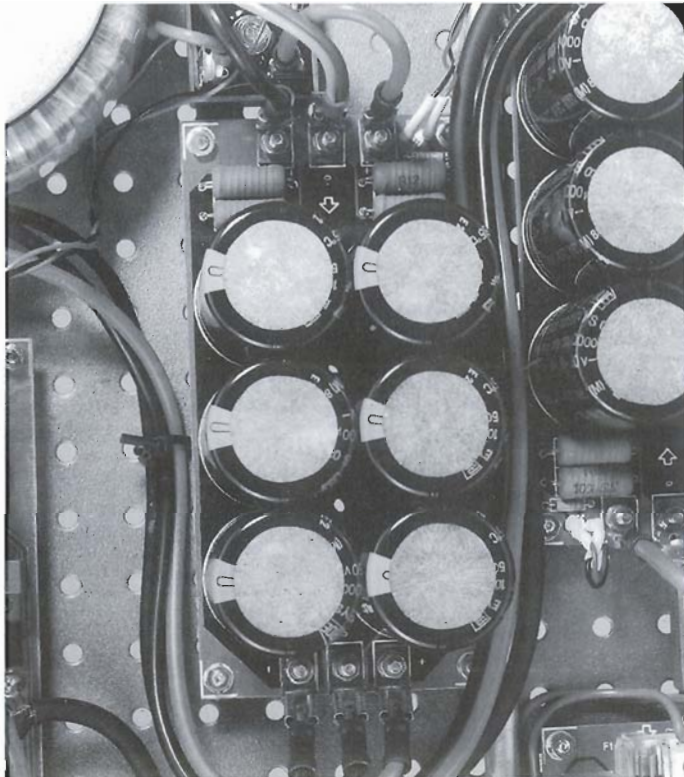
placa de alimentación para amplificadores de salida

Aparte de su configuración electrónica, todos los amplificadores de salida están formados por los mismos elementos: una placa amplificadora, un transformador de la tensión de red, un puente rectificador y unos condensadores electrolíticos

de filtrado. La placa, normalmente, está atornillada a un disipador, mientras que el transformador y el puente rectificador están sujetos en el interior de la caja donde van instalados. Por lo general, no existe una posición determinada

para los condensadores electrolíticos. Pueden montarse sobre una placa de circuito impreso para prototipos, o en el interior de la caja donde está el circuito instalado, con terminales para el conexionado al resto del circuito.

Puesto que todo este proceso puede ser algo complicado, muchos montadores de circuitos nos agradecerán el diseño de la placa que les mostramos en este artículo. Su distribución de pistas está pensada para poderlo utilizar con la



mayoría de los amplificadores de salida que trabajan con tensiones de alimentación simétricas.

La placa puede alojar seis condensadores electrolíticos, de un valor de hasta 10.000 μF , y una tensión de trabajo de 50 V. Para ello se ha supuesto que los terminales de los condensadores tendrán un diámetro máximo de 10 mm, mientras que el de su cuerpo no sobrepasará los 30 mm.

La placa también tiene espacio para alojar las resistencias de "conexión amortiguada", con un valor

de 0,15 (y una disipación de 5 W. Estas resistencias

amortiguan los picos de la corriente de carga de los

condensadores y también ayudan a suavizar los picos

Lista de materiales

Resistencias:

$R_1-R_6 = 0.15 \Omega$, 5 W
 $R_7 = 10 \text{ k}\Omega$

Condensadores:

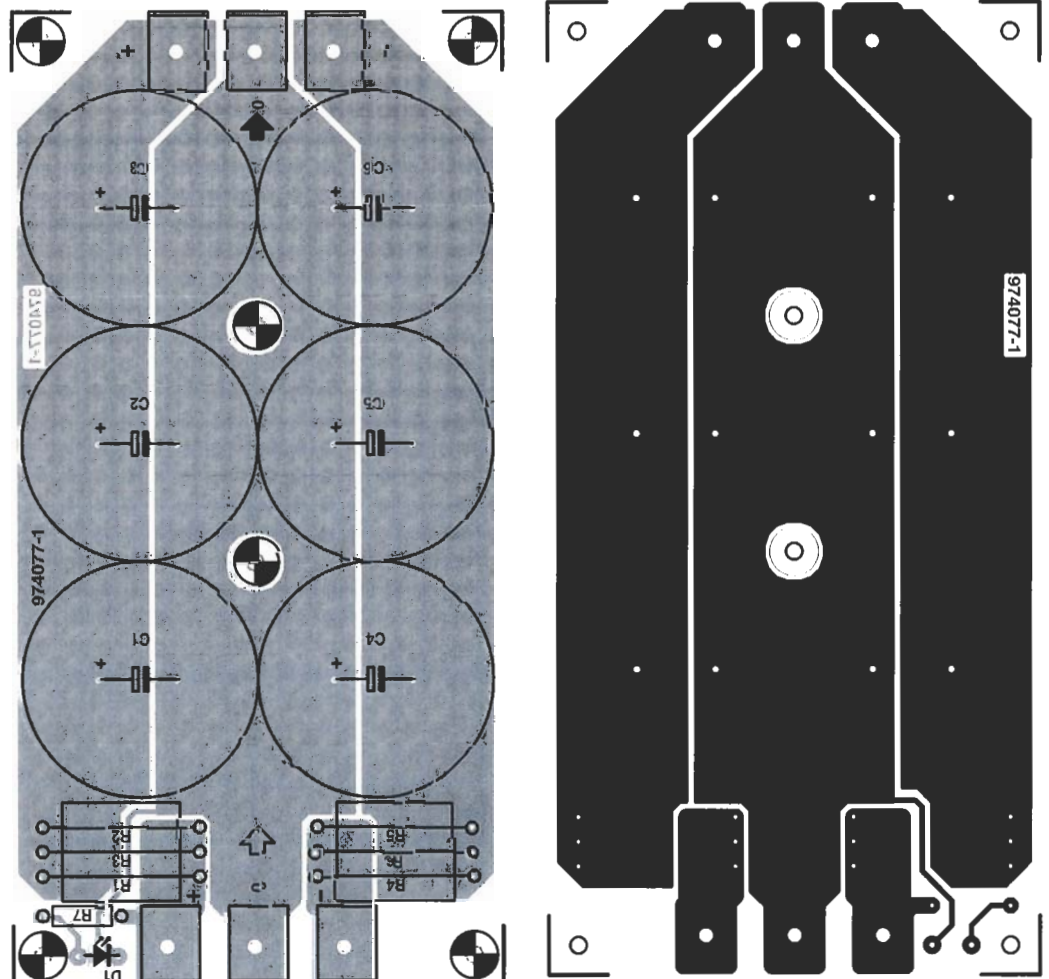
$C_1-C_6 = 10.000 \mu\text{F}/50 \text{ V}$, 10 mm entre terminales, 30 mm. dia. max.

Semiconductores:

D_1 = diodo LED alta eficiencia

Varios:

6 terminales faston macho para PCB



de corriente espurios en la tensión de alimentación.

Por último, la placa dispone de un indicador de

encendido/apagado, formado por un led de alta eficiencia y su correspondiente resistencia serie.

Las conexiones a la placa se realizan a través de bloques de terminales para PCB de un solo polo, que

garantizan un buen contacto y soportan grandes valores de corriente.

[Giesberts - 974077]

chicharra activada por la luz

El circuito integrado TSL 230 es un convertidor de luz a frecuencia programable. En un solo componente se realiza la combinación de un fotodiodo de silicio y un convertidor de corriente a frecuencia, todo ello encapsulado en un circuito integrado de 8 terminales tipo DIL (Dual In Line).

El circuito integrado proporciona una señal de onda rectangular, cuya frecuencia depende de la intensidad de la luz incidente. La sensibilidad se puede configurar en uno de los tres rangos de que dispone, por medio de sus patillas 1 y 2. El divisor de la frecuencia de salida se puede seleccionar en uno de los cuatro rangos, a través de sus terminales 7 y 8 (ver tabla).

El circuito integrado necesita una tensión de alimentación asimétrica de sólo 2,7 V.

Aunque el circuito integrado estaba pensado inicialmente para su uso en

instrumentos de medida, en el circuito que les presentamos se utiliza como un generador de ruido dependiente de la intensidad de luz. Todos los componentes adicionales que se necesitan son un pequeño amplificador del tipo "push-pull" y un altavoz miniatura.

La intensidad de luz luminosa determina la frecuencia de salida por el altavoz. Así, si la luz incidente es variable, se reproducirán diferentes sonidos. De esta manera puede reproducirse hasta una melodía.

La sensibilidad y la frecuencia de salida se configuran con los cuatro microinterruptores DIP, S2. Si llamamos a los cuatro interruptores S2a, S2b, S2c y S2d, desde arriba hacia abajo, se obtienen las siguientes funciones:

S2a	S2b	Sensibilidad
0	0	Apagado
0	1	x 1
1	0	x 10
1	1	x 100

S2c	S2d	División
0	0	1
0	1	2
1	0	10
1	1	100

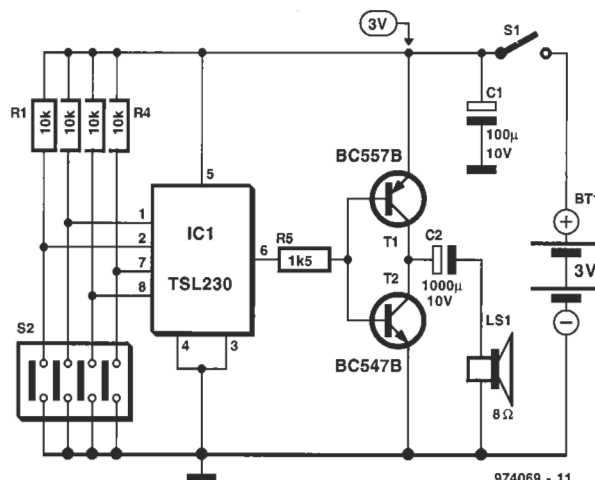
Como es habitual, un "1" significa un circuito abierto, y un "0", un circuito cerrado.

Dependiendo de la luz ambiente, puede que sea necesario realizar algunos experimentos previos con los microinterruptores, antes de que la frecuencia

de salida esté dentro del rango de frecuencias audibles en el altavoz.

La posición "apagado", es una posición de espera, en la que el circuito integrado sólo consume una corriente de 10 μ A. En el modo de trabajo normal, dicha corriente no excede de los 10 mA. Así, la alimentación se puede conseguir a través de dos pilas alcalinas del tipo AA.

[Bonekamp - 974069]



oscilador de cristal de baja potencia

El circuito integrado HA 7210 de Harris Semiconductor es un oscilador de cristal integrado de baja potencia, que puede ser programado externamente para generar frecuencias de salida comprendidas entre 10 kHz y 10 MHz.

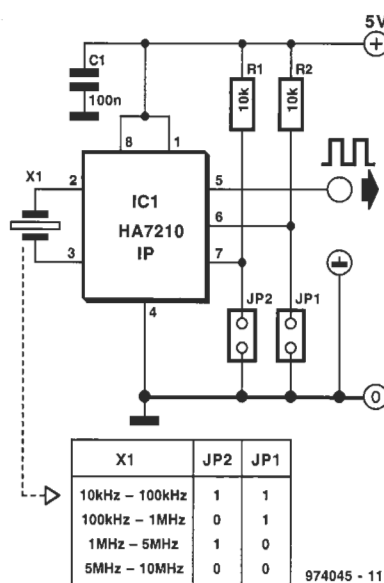
El oscilador es de tipo Pierce, y está diseñado para consumir la menor corriente que sea posible. Los componentes externos que necesita este circuito integrado son un condensador de desacoplo, un cristal y los componentes que determinan la frecuencia de trabajo.

El circuito es altamente estable para un amplio rango de tensiones de alimentación y de tempera-

tura de funcionamiento.

La aplicación que presentamos en el esquema eléctrico de la figura es el circuito básico, pensado para trabajar con frecuencias en el rango comprendido entre 10 kHz y 10 MHz. La posición de los puentes JP1 y JP2 depende de la frecuencia del cristal elegido. En la tabla un "1" indica que el puente se ha dejado sin montar y un "0" que está colocado.

El cristal debe ser seleccionado para resonancia pa-



974045 - 11

ralelo. En la aplicación del montaje la capacidad de carga es de 7,5 pF, para el rango inferior, y de 2,5 pF para el resto de los rangos. Si esto no es suficiente para el cristal que hayamos elegido, deberemos colocar pares de condensadores cerámicos entre las patillas 2 y masa, y 3 y masa, de manera que obtengamos los valores especificados.

El oscilador consume una corriente de 0,5 mA en el rango inferior, y 7 mA a 10 MHz.

[Borekamp - 974045]

tarjeta de sonido independiente

Yamaha DB50XG → *AMB. PRODUCE*

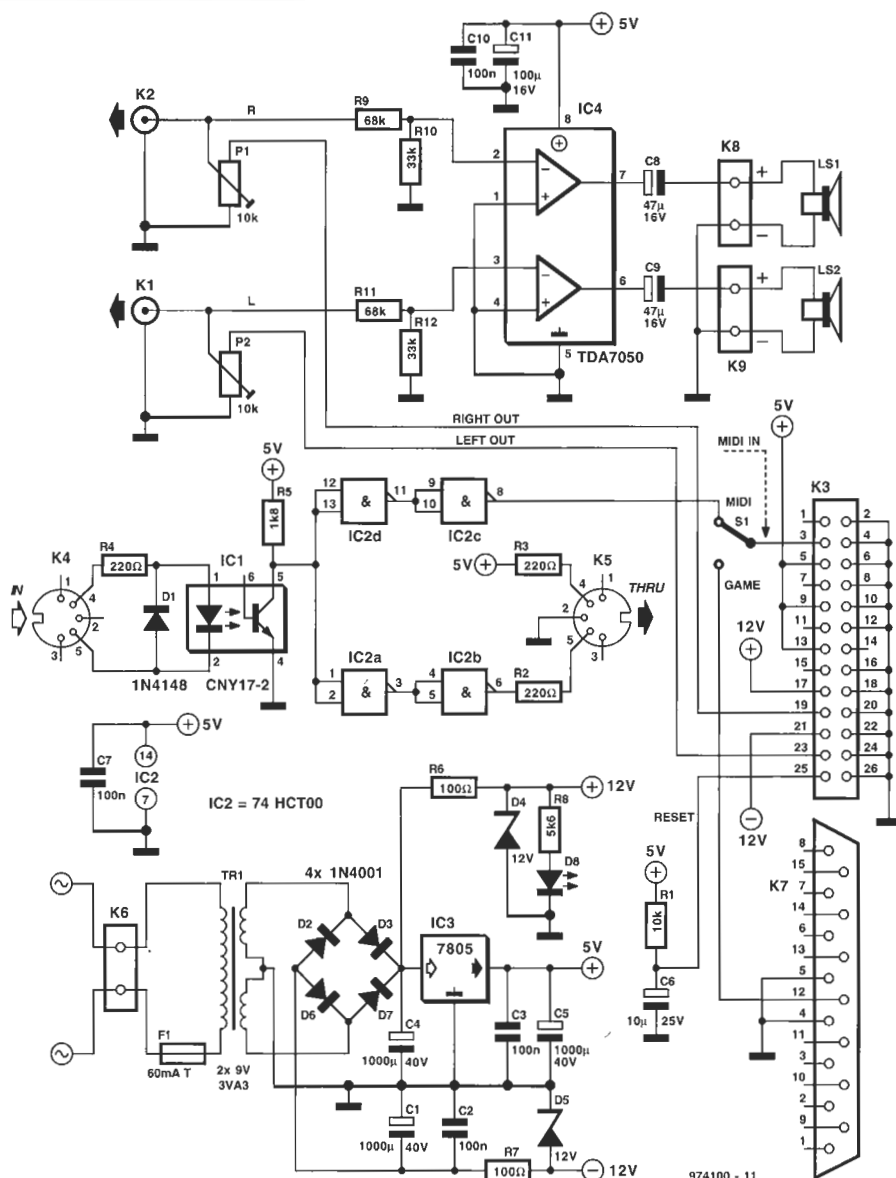
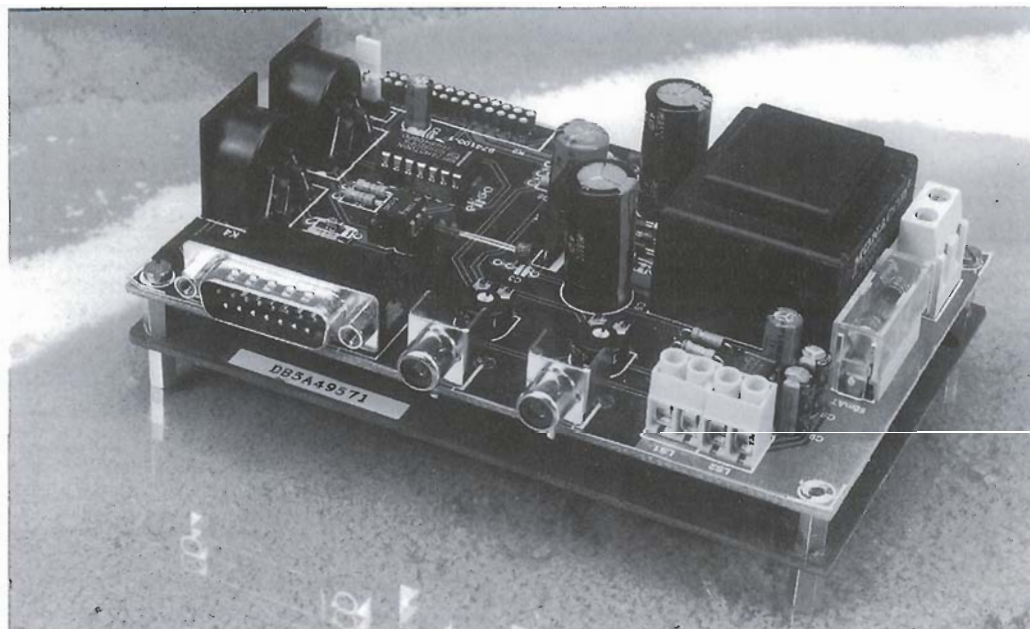
Existe una gran cantidad de placas complementarias que se pueden unir a las Sound Blaster (o clónicas), para producir sonidos de mayor calidad que los generados por los circuitos integrados internos de estas tarjetas. Una de estas placas es la tarjeta de sonido Yamaha DB50XG, que es relativamente barata y fácil de conseguir.

Para aquellos que deseen utilizar esta tarjeta pero que no dispongan de la correspondiente placa de sonido, la DB50XG puede utilizarse como una tarjeta de sonido independiente, con una completa tabla de ondas de sonido de excelente calidad, sólo con añadir algún componente y la correspondiente fuente de alimentación, tal y como se muestra en este artículo.

El hardware adicional permite que la placa DB50XG pueda ser controlada por una fuente de sonido MIDI, tanto desde un ordenador como desde un teclado musical.

La gran característica de la placa DB50XG es que ofrece un vasto campo de calidades de sonido mejoradas, sobre OPL y sintetizadores de FM similares, utilizados en las tarjetas de sonido de bajo precio para imitar el muestreo de las ondas de sonido MIDI. Gracias a los conversores D/A de 18 bits utilizados en la placa DB50XG, podemos asegurar que esta tarjeta sobrepasa a otras que disponen de una tabla de ondas MIDI interna.

El esquema eléctrico de la figura muestra que las señales MIDI llegan a través



974100 - 11

LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

R1 = 10k Ω
 R2,R3,R4 = 220 Ω
 R5 = 1k Ω
 R6,R7 = 100 Ω
 R8 = 5k Ω
 R9,R11 = 68k Ω
 R10,R12 = 33k Ω
 P1,P2 = 10k Ω potenciómetro lineal horizontal

Condensadores:

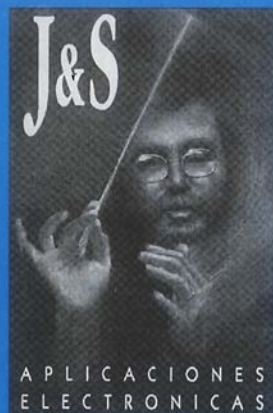
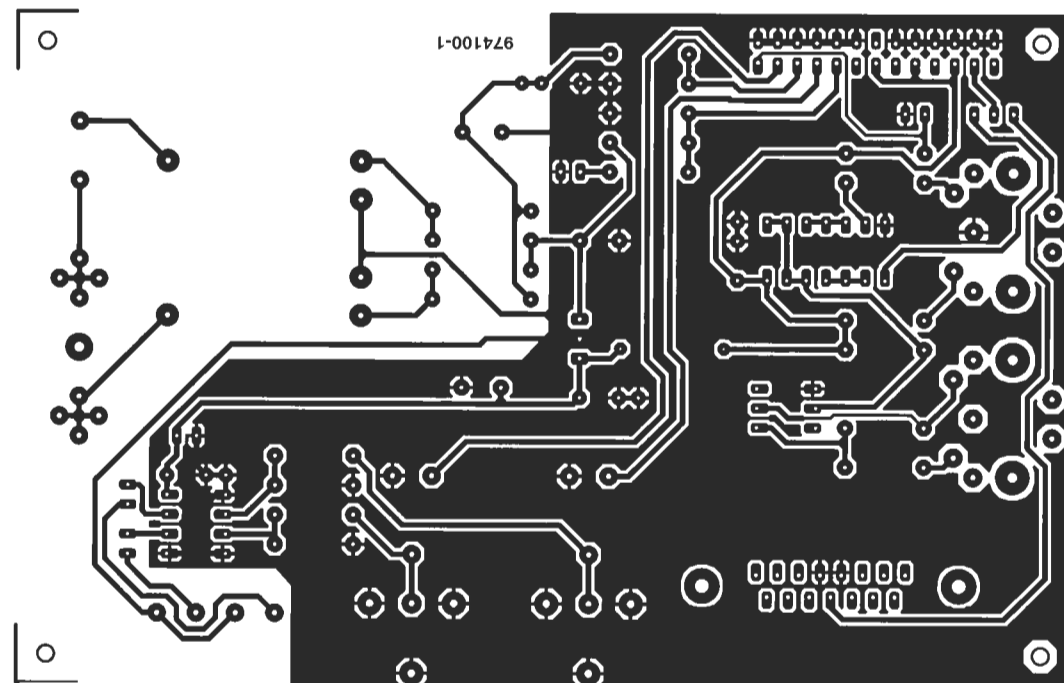
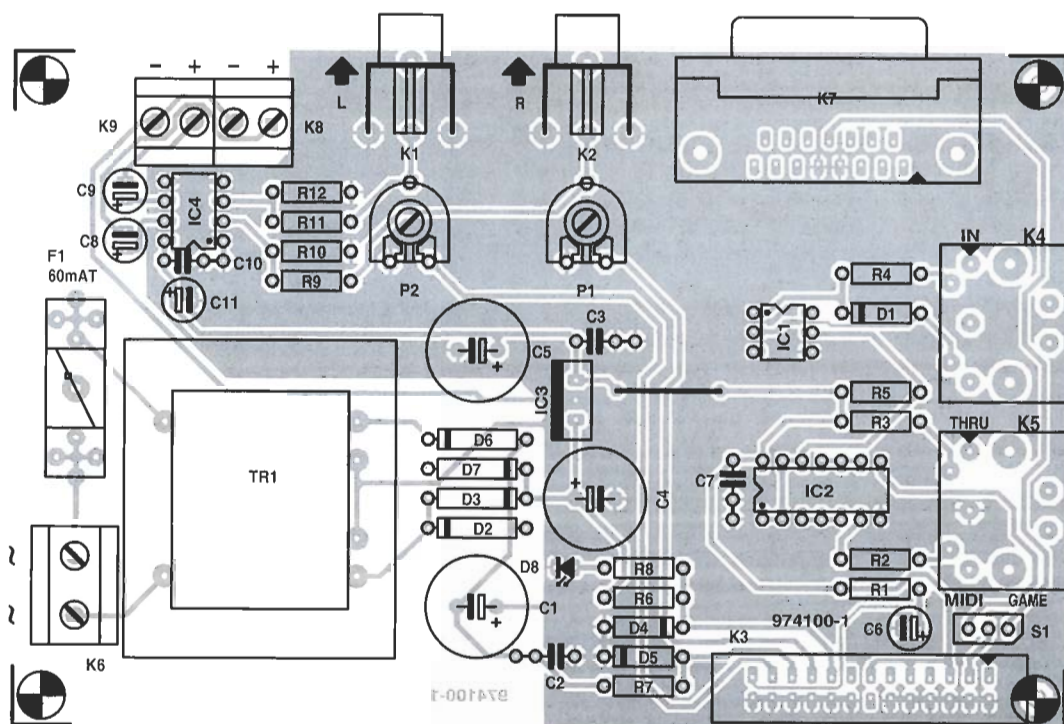
C1,C4,C5 = 1000 μ F, Elect. 40V radial
 C2,C3,C7,C10 = 100nF
 C6 = 10 μ F, Elect. 25V radial
 C8,C9 = 47 μ F, Elect. 16V radial
 C11 = 100 μ F, Elect. 16V radial

Semiconductores:

D1 = 1N4148
 D2,D3,D6,D7 = 1N4001
 D4,D5 = Diodo zéner de 12V
 D8 = LED
 IC1 = CNY17-2
 IC2 = 74HCT00
 IC3 = 7805
 IC4 = TDA7050

Varios:

K1,K2 = conector RCA para montaje en PCB.
 K3 = conector de 26 terminales (DIY ver texto).
 K4,K5 = conector DIN macho, 180 $^\circ$, para montaje en PCB.
 K6 = conector de terminales de 2 vías, para montar en PCB, taladro de 7,5 mm.
 K7 = conector Sub-D de 15 terminales machos y acodados para montaje en PCB.
 K8,K9 = conector de terminales de 2 vías, para montar en PCB, taladro de 5 mm.
 S1 = conector Header de tres terminales, 1 puente (jumper).
 TR1 = transformador de 220 V, 2 x 9/3,3 VA (Monacor/Monarch VTR3209)
 F1 = fusible de 60 mA AT, con zócalo para PCB.
 Placa "hija" Yamaha DB50XG PCB, placa de circuito impreso, código 974100-1



COMPONENTES ELECTRONICOS - HIFI ENVIOS A PROVINCIAS

- * TRANSFORMADORES
- * VALVULAS RADIO-TV
- * NUCLEOS
- * KITS
- * CAJAS
- * SEMICONDUCTORES
- * RADIADORES
- * INSTRUMENTACION
- * ETC...

Deseo recibir el catálogo mensual de información.

Nombre
 Dirección
 C.P.
 Población
 Provincia
 Tel.

Barquillo, 15 - Local 6
 Tel: 531 18 94
 Fax: 531 28 70
 28004 Madrid

del conector estándar DIN de 5 terminales, J4. A continuación, un aislador óptico, IC1, convierte la corriente de lazo MIDI de 5 mA en una señal compatible TTL. Dicha señal es conducida hacia el conector MIDI THRU, K5, a través de las puertas NAND Trigger Schmitt IC2a e IC2b. La misma señal también se lleva hacia el terminal MIDI IN de la placa DB50XG, a través de las puertas IC2c, IC2d, el conmutador S1 y el conector K3. Las señales de sonido estéreo devueltas por la placa DB50XG se recogen por el mismo conector y se encaminan hacia un pequeño amplificador montado sobre la placa, constituido por el circuito integrado IC4 y los componentes asociados. La señal estéreo también se dirige hacia los conectores de salida K1 y K2, destinados a

la conexión de unos auriculares activos.

Muchas tarjetas de sonido no disponen del conector adicional para la señal de sonido MIDI con salida a través del conector del puerto de juegos. Para evitar el gasto de dinero innecesario (y generalmente elevado), en los adaptadores que ofrecen los propios fabricantes de tarjetas de sonido, la placa que presentamos en este artículo dispone de una entrada directa para un cable de 15 hilos, conectado al puerto de juegos. Si se utiliza esta entrada, el conmutador S1 debe colocarse en la posición "GAME" (juegos). La combinación de R5-C1, proporciona un impulso de reset para la placa DB50XG en el momento del encendido.

La fuente de alimentación es totalmente tradicional, proporcionando ± 12

V y +5 V. Hay que señalar que se utiliza un transformador de 3,3 VA, con secundario simétrico de 9-0-9 V y con el común conectado a la masa del circuito.

La placa de circuito impreso que se muestra en la figura es exactamente del mismo tamaño que la DB50XG. Como se muestra en la fotografía al principio del artículo, las dos placas están montadas en forma de "sandwich", utilizando cuatro separadores para PCB, en las esquinas de ambas placas. Para realizar la interconexión de las dos placas de circuito impreso se recomienda usar conectores header macho y hembra complementarios entre ambas, aunque se pueden utilizar tiras de pines para zócalos, debidamente soldados y cortados a la longitud adecuada para la perfecta unión de las placas. Tam-

bién se fijará directamente, sobre la placa DB50XG, el conector de audio.

Por último, podemos disponer de una gran cantidad de información sobre la placa DB50XG a través de Internet. Para ello, damos seguidamente dos direcciones donde dirigirse: <http://www.yamaha.co.uk> <http://www.castrop-rauxel.netsurf.de/homepages/michael.banz>

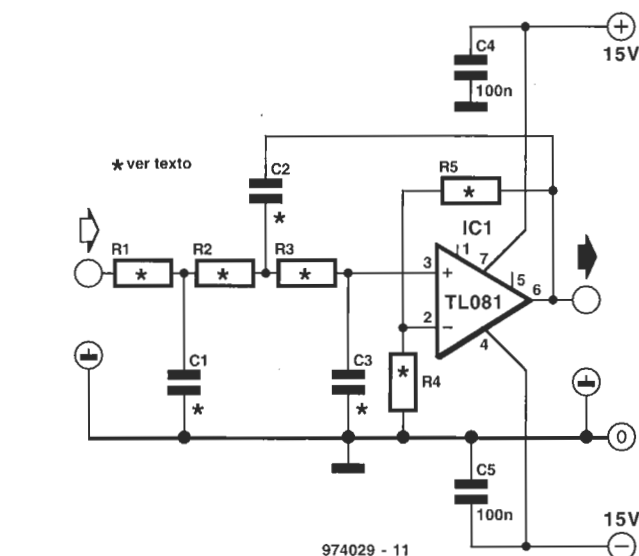
La dirección oficial de Yamaha es válida para obtener información acerca de las placas estándar XG. La última dirección contiene una lista FAQ muy útil para todo aquel que disponga de una placa DB50XG, o esté considerando la compra de una de ellas, además de disponer de toda la información para la configuración con las tarjetas de sonido Sound Blaster.

(9741C0 - T. Scarff)

filtro Bessel activo

Un filtro Bessel se caracteriza por la ausencia total de cualquier resonancia. Por otro lado, su frecuencia característica tiene una menor pendiente cerca del punto de corte que la misma sección del filtro Botteworth.

La tabla que acompaña al esquema eléctrico da seis valores diferentes para R4 y R5, como resultado de utilizar seis factores de amplificación distintos. Puesto que la amplificación tiene una relación directa con la respuesta del filtro, se debe realizar un cálculo preciso de los componentes que determinan la frecuencia para dichos factores de amplificación. Como ayuda para el cálculo de algunos valores, en las tablas 1 y 2



A	dB	R4	R5
1	0	----	0
1.7783	5	1k00	0.7783 x R4
2	6	1k00	1k00
3.1623	10	1k00	2.1623 x R4
5	14	1k00	4 x R4
10	20	1k00	9 x R4

se muestran los valores de R1-R3 y de C1-C3 para una frecuencia de corte de 1 kHz. La Tabla 1 está basada

en valores estándar de las resistencias, mientras que la Tabla 2 lo realiza para los condensadores. En la prác-

tica, la última es la más conveniente ya que los valores de las resistencias son más próximos a los valores es-

Tabla 1. $R1 = R2 = R3 = 10.0 \text{ k}\Omega$; $f_{-3 \text{ dB}} = 1 \text{ kHz}$.

Amplificación	C1 (nF)	C2 (nF)	C3 (nF)
$\times 1$ (0 dB)	15.7780	22.734	4.0546
$\times 1.7783$ (5 dB)	19.1130	9.6020	7.9252
$\times 2$ (6 dB)	19.7380	8.6605	8.5084
$\times 3.1632$ (10 dB)	22.3110	6.1051	10.6780
$\times 5$ (14 dB)	25.1900	4.4843	12.8760
$\times 10$ (20 dB)	30.2550	2.8955	16.6020

Tabla 2. $f_{-3 \text{ dB}} = 1 \text{ kHz}$.

Amplificación	C1 (nF)	R1 (k Ω)	C2 (nF)	R2 (k Ω)	C3 (nF)	R3
$\times 1$ (0 dB)	15	10.5030	22	10.4810	3.9	10.2660
$\times 1.7783$ (5 dB)	18	10.8380	10	9.8479	8.2	9.2323
$\times 2$ (6 dB)	18	10.8860	8.2	10.8440	8.2	10.1800
$\times 3.1632$ (10 dB)	22	9.7017	5.6	11.0810	10	10.9810
$\times 5$ (14 dB)	27	10.3280	4.7	8.5890	12	10.7670
$\times 10$ (20 dB)	33	8.4821	2.7	10.7750	15	11.9070

tándar de la norma E-96.

El prototipo que presentamos utiliza un amplifi-

cador operacional del tipo TL 081, pero si se necesitan factores de amplificación más

elevados o se buscan frecuencias de corte más altas, se aconseja el uso de un AD 847.

El circuito consume una corriente de sólo unos pocos miliamperios.

[Giesberts - 974029]

amplificador de instrumentación

La placa amplificadora para instrumentación que presentamos en este artículo puede ser utilizada para una gran variedad de aplicaciones. Tiene unas entradas simétricas y un factor de amplificación variable.

El diseño del circuito se basa en dos amplificadores operacionales, de los cuales, IC1 es el verdadero amplificador para instrumentación. Su factor de amplificación viene determinado por el valor de R1, y en el circuito, dicho valor es de $\times 10$.

El amplificador operacional IC2 es un amplificador de ganancia programable cuyos factores de amplificación pueden tomar los valores de $\times 1$, $\times 10$ y $\times 100$. La amplificación se selecciona a través de las

entradas A0 y A1. Cuando ambos terminales están conectados a masa, el factor de amplificación es la unidad. Cuando A0 está unida a +15 V y A1 a masa, el factor se eleva a $\times 10$. Cuando A1 está conectada a +15 V

y A0 a masa, el factor de amplificación es de $\times 100$.

Por lo tanto, el factor de amplificación total del circuito puede seleccionarse entre los valores de $\times 10$, $\times 100$ ó $\times 1.000$.

La construcción del

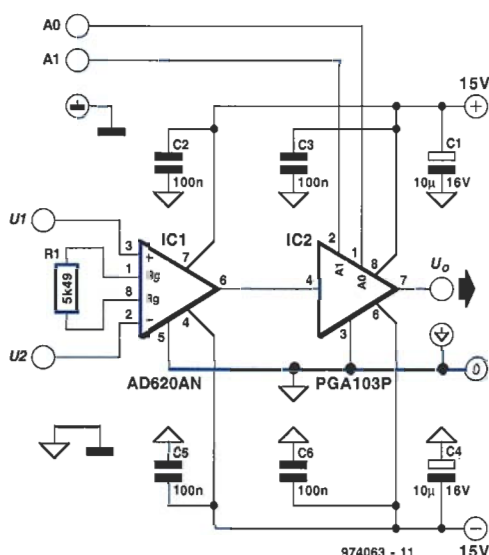
amplificador es muy simple y se puede realizar sin ningún problema sobre una placa de montaje rápido. Es fundamental, para el buen funcionamiento del circuito, que los terminales 5 y 3 de IC1 e IC2, respectivamente, dispongan de una buena conexión a masa.

Las necesidades para la alimentación del circuito son las de una fuente que proporcione $\pm 15 \text{ V}$, con una capacidad de corriente de 10 mA.

El ancho de banda del amplificador es de 250 kHz.

El rechazo en modo común es de 95 dB por encima de 1 kHz.

[Bonkamp - 974063]



ENVÍANOS UN CUPÓN COMO ÉSTE.

En el tercer mundo muere un niño cada tres segundos.
Si estás harto de ver cómo se repite esta tragedia,
tú puedes cambiar su futuro.
Apadrina un niño. 80 ptas. al día bastan para mejorar su entorno.

Si estás harto, actúa.



☐ SI, DESEO RECIBIR MAS INFORMACION SIN COMPROMISO.

Nombre

Dirección

Localidad

Provincia

C.P.

Tel.

C/ Tutor, 27. 28008 Madrid.
Tel. 559 70 70.
C/ Balmes, 32, 3º. 08007
Barcelona. Tel. 488 33 77.

373



APADRINA UN NIÑO.
COLABORA CON AYUDA EN ACCIÓN.

emparejador de transistores

Cuando se trabaja con pre-amplificadores simétricos y amplificadores de salida, es altamente recomendable, cuando no imperativo, utilizar parejas de transistores totalmente complementarios. Esto significa que la tensión base-emisor y la corriente de amplificación de los transistores p-n-p y n-p-n deben ser iguales o lo más próximas posible. Los valores absolutos de estos parámetros no tienen tanta importancia.

El circuito que les mostramos en el esquema eléctrico de la figura está pensado para comparar, en una sola operación, los dos parámetros mencionados de un par de transistores.

La corriente de colector de los transistores que van a estar pareados, T_1 y T_2 respectivamente, se ajusta de un modo muy preciso a 1 mA, con la ayuda de las fuentes de corriente T_3 y T_4 .

La precisión de este ajuste es vital, por lo que los transistores T_3 y T_4 están acoplados térmicamente con los diodos de referencia D_1 y D_2 , respectivamente. La corriente a través de estos leds se mantiene estable por medio de la fuente de corriente T_5 .

Es totalmente obligatorio que las corrientes a través de T_3 y T_4 no sólo sean estables, sino que, además, deben ser iguales. Esto se consigue por medio de R_7 , R_8 y P_1 . El potenciómetro P_1 se ajusta de manera que la tensión en los extremos de R_7 sea exactamente igual a la que hay en los extremos de R_8 .

El circuito IC_1 funciona como un sumador. Cuando las tensiones base-emisor de T_1 y T_2 son iguales, la tensión de salida de IC_1 es igual a las tensiones

de base de T_1 y T_2 , pero invertidas. Esto sólo se consigue si los factores de amplificación de los dos transistores son iguales. Por eso, para obtener un par de transistores realmente complementarios, la aguja del medidor $M1$ deberá leer el valor 0, o muy próximo al mismo.

Incluso si un par de transistores parecen complementarios de verdad, existe aún una posibilidad teórica de que sus tensiones base-emisor no sean iguales, pero que esta diferencia esté compensada por la diferencia de su ganancia hFE.

El circuito IC_2 permite verificar esta posibilidad. Este circuito almacena la tensión de los terminales de base de T_1 y T_2 , pudiendo ser comparada en el medidor, cambiando brevemente el conmutador S_1 sobre la

salida de dicho circuito.

Cualquier offset no deseado de la tensión de salida puede eliminarse conectando los terminales fijos de un potenciómetro de 25 K Ω entre las patillas 1 y 8 de IC_1 , y el terminal de ajuste a la tensión de +9 V. Para eliminar el offset cortocircuitaremos el puente $JP1$ de manera temporal y ajustaremos el potenciómetro hasta que el medidor lea el valor "0". Este proceso se puede realizar también con IC_2 , pero en este caso es R_1 la que se debe cortocircuitar temporalmente.

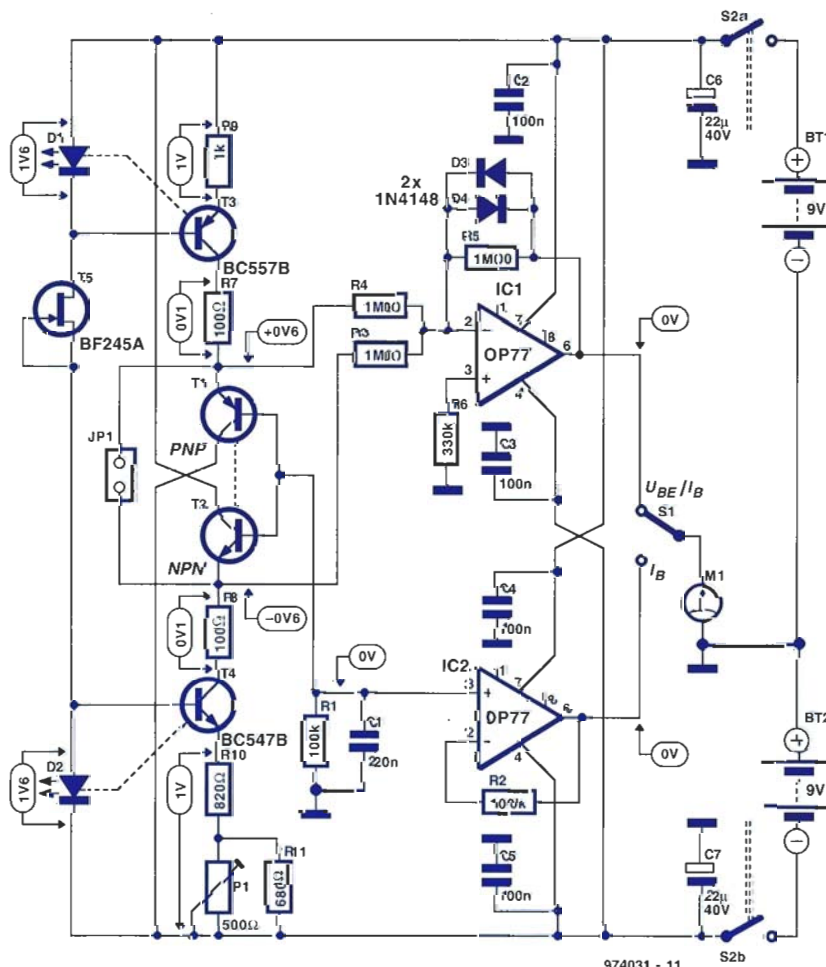
Los transistores T_3 y T_4 están acoplados térmicamente por los correspondientes diodos, que serán más adecuados si son del tipo plano (rectangular). En este caso, el par formado por el transistor y el diodo

correspondiente puede unirse firmemente a través de un cable, de manera que sus superficies tengan un buen contacto.

Es recomendable utilizar zócalos para T_1 y T_2 , así como para los circuitos integrados; para el resto de los transistores no es necesario el zócalo. Sujete firmemente unidos los dos transistores a probar por medio de unas pinzas y manténgalos juntos durante un cierto tiempo, hasta que se pueda dar por seguro que los dos tienen la misma temperatura. Tenga en cuenta que las diferencias de temperatura ejercen una gran influencia sobre las medidas.

El emparejador de transistores se alimenta con dos pilas de 9 V y consume una corriente de unos 7 mA.

[Giesberts - 974031]

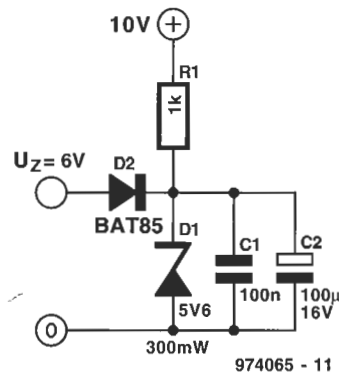


974031 - 11

diodo zéner rápido

Los diodos zéner estándar son muy a menudo demasiado lentos para aplicaciones de circuitos con limitación de señal. Si no disponemos de un zéner rápido, el circuito que se muestra en la figura puede sernos de gran ayuda.

El diodo estándar D_1 está unido a una tensión continua de 10 V a través de R_1 , de manera que entra en conducción. Los condensadores C_1 y C_2 almacenan y desacoplan la tensión del diodo zéner.



El diodo D_2 , junto con la unión R_1 - D_1 , convierten el tipo de diodo estándar en un diodo rápido. Si la tensión en el ánodo de este diodo está por encima de la tensión zéner más U_{D2} , C_1 y C_2 compensarán la inercia del diodo zéner. De este modo, el conjunto simula el funcionamiento de un diodo zéner rápido.

[Böckamp - 974065]

economizador de pilas

El economizador de pilas está pensado para aquellos instrumentos que funcionan con pilas (como puede ser un multímetro), sin un conmutador de desconexión automática y que, por lo tanto, pueden quedar encendidos durante varios días hasta que las pilas quedan completamente descargadas.

El circuito que se describe en este artículo se inserta en la línea de + ve de la fuente de alimentación que alimenta al equipo, y abre dicha línea cuando el instrumento no se ha utilizado durante unos seis minutos consecutivos.

Las puertas N_1 y N_2 forman un multivibrador monoestable (MMV). En el momento inicial de la conexión de la fuente de alimentación del equipo, el condensador C_2 lleva la entrada de N_2 (el conjunto de puertas colocadas en serie IC_{1b} - IC_{1f}) a masa, de manera que la tensión de salida es aproximadamente igual a la

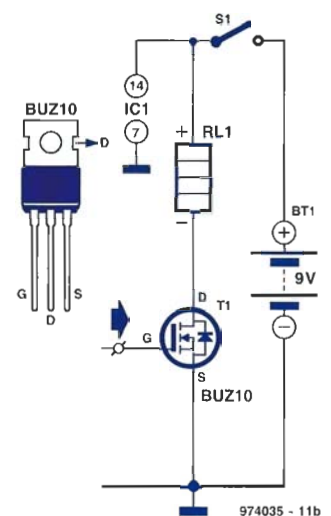
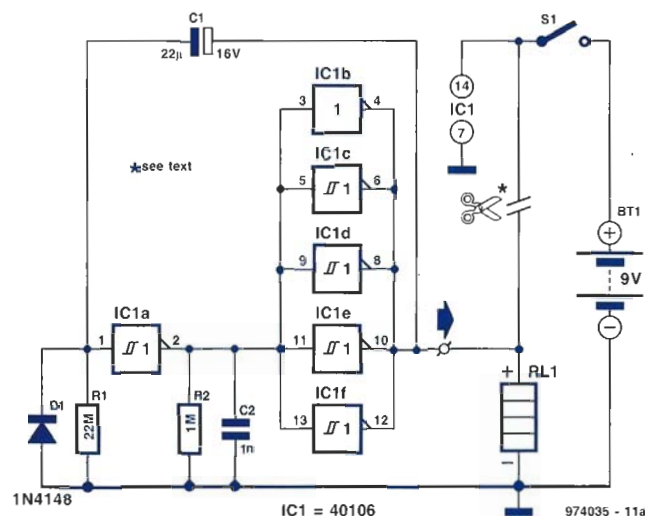
tensión de alimentación. En esta situación la carga del circuito está alimentada.

Al mismo tiempo, el nivel de 9 V a la salida de N_2 se aplica a la entrada de N_1 (IC_{1a}), por lo que la salida de esta puerta pasa a nivel bajo, con lo que nada ha cambiado y nos seguimos manteniendo en el estado inicial. Sin embargo, el

condensador C_1 se va descargando, de manera progresiva, a través de R_1 . Como el valor de esta resistencia es bastante elevado (22 MΩ), esto se convierte en un proceso muy lento. Aún así, al cabo de unos seis minutos, la tensión en los extremos de C_1 es lo suficientemente elevada como para producir un nivel

bajo a la entrada de N_1 . Como consecuencia, la salida de este inversor cambia de estado y, por consiguiente, la salida de N_2 pasa a nivel bajo, lo que produce que la tensión sobre la carga se interrumpa.

El reinicio del circuito se realiza activando de nuevo el pulsador S_1 . Para conseguir que el circuito sea



capaz de suministrar la máxima corriente que sea posible, se conectan las puertas sobrantes de IC₁ en paralelo, de modo que la corriente total sea la suma de las corrientes que cada puerta es capaz de suministrar. Así, cada puerta es ca-

paz de proporcionar una corriente de 0,5 mA, lo que hace un total de 2,5 mA como corriente global que puede suministrar el circuito, lo que es suficiente para la mayoría de los instrumentos de prueba que funcionan con pilas. Si se nece-

sitase una corriente de salida aún más elevada, se podría añadir un FET (del tipo BUZ 10), en serie con N₂. Esto puede aumentar la corriente hasta llegar a un par de amperios. En este caso, hay que asegurarse que el terminal +ve de la carga

se une al terminal - ve de la línea que se interrumpe.

Si el retardo de seis minutos nos parece demasiado largo o demasiado corto, éste se puede alterar cambiando el valor de R1 de manera empírica.

[Baez - 974035]

punta de prueba FET

La medida adecuada de una cantidad eléctrica sólo es posible si el circuito en el que estamos realizando la medida no está cargado por el instrumento de medida. La más alta impedancia de entrada posible del instrumento de medida permitiría obtener una medida lo más precisa y próxima a la realidad. Por ello, la punta de prueba que proponemos puede utilizarse para incrementar la impedancia de entrada en unos 10 MΩ, aproximadamente.

Utilizamos un transistor de efecto de campo (FET) para diseñar un seguidor de tensión de alta impedancia. En el esquema

del circuito, la resistencia R1 determina la impedancia de entrada. En paralelo con la resistencia se conecta un condensador para añadir el efecto de una capacidad parásita de 3 pF. Por el otro extremo, la impedancia de salida depende de T₁ y R₄ que, con los valores que se han utilizado en el esquema, es de unos 65 Ω.

La tensión de trabajo de la segunda puerta del transistor (U_{g2s}) se controla por medio de P₁, de manera que el offset de salida sea de 0 V.

Por desgracia, hay que pagar un pequeño precio por la sencillez del circuito, ya que como el factor

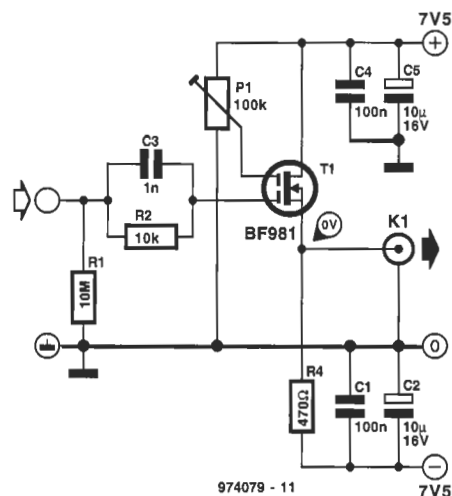
de amplificación del circuito es de x 0,8, el valor que medimos en el osciloscopio debe ser corregido en la misma proporción.

El ancho de banda

de la punta de prueba es ≥15 MHz.

Por último, la punta de prueba tiene un consumo de corriente de unos 10 mA.

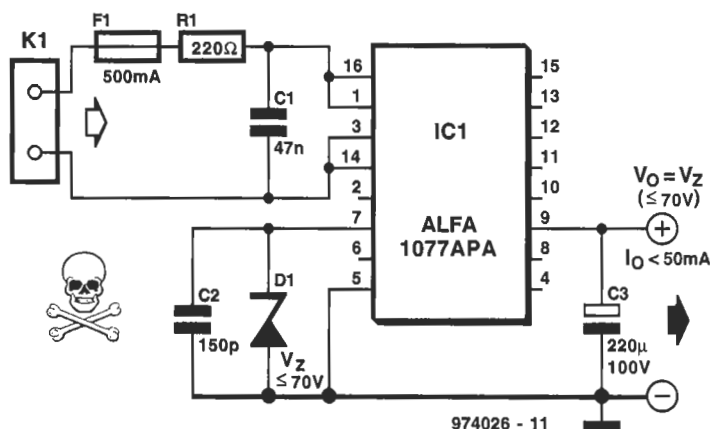
[Bcnekamp - 974079]



chip inversor de ac-dc

El integrado alfa-10777APA es un integrado específico para invertir señales 'AC' en 'DC', siendo posible un margen de señal de entrada de 18 V eficaces hasta 276 V.

El chip contiene un amplificador conmutado y un puente rectificador. Puede suministrar una muy compacta, ligera y no muy cara fuente de alimentación con muy pocos componentes externos. El pico de corriente de salida es de 50 mA. La tensión de salida puede llegar hasta los +70 V con la ayuda de un diodo zéner, D1.



El proceso de paso de señal alterna en continua depende de la carga y descarga de un condensador durante cada uno de los ciclos de entrada. Al principio del ciclo, el condensador C3 tiene una tensión continua que le suministra directamente el rectificador interno a través de un in-

terruptor, siendo cargado a +70 V (equivalente a la tensión de zéner interna) o a la tensión de D1.

Después del semiciclo positivo el interruptor se abre, entonces C3 se descarga a través de la carga durante el semiciclo negativo. A partir de aquí, el proceso se repite durante cada

semiciclo positivo. Sin embargo, la carga no comienza hasta que la tensión de entrada es aproximadamente 1 V mayor que la tensión en C3.

El integrado puede trabajar con frecuencias de entrada entre 48 y 200 Hz. La velocidad de conmutación y, por tanto, la frecuen-

cia de carga y descarga son siempre el doble de la frecuencia de entrada.

Obsérvese que el circuito está eléctricamente conectado a la alimentación principal, por lo que no debe introducirse en una caja metálica.

[An Alpha Microelectronics

Application - 974026]

convertidor AC-DC

El circuito del esquema convierte una señal alterna sinusoidal en una tensión continua, equivalente al valor eficaz de la tensión de entrada. Los pasos que se siguen para conseguirlo son dos: rectificación y después filtrado y aislamiento.

Normalmente este ti-

po de circuitos son bastante complejos, por lo que hemos agudizado el ingenio y lo hemos compactado al máximo con tan sólo dos amplificadores operacionales.

El amplificador operacional IC1a está montado como rectificador de media onda de la señal de entra-

da. Los valores de R1 y R2 nos dan una amplificación unitaria.

El amplificador operacional IC1b amplifica la salida del anterior por 2 y la suma a su entrada a través de R2. Esto da como resultado una tensión que es igual al valor absoluto de la

tensión de entrada. Esta tensión es amplificada a su vez por 2.22, que es el factor de forma $(\pi/\sqrt{2})$, retardada por la red R5-C1 un tiempo de 2.22 s.

El amplificador operacional IC1b también funciona como circuito de aislamiento para todo el circuito.



COMPONENTES ELECTRÓNICOS INSTRUMENTACIÓN LIBRERÍA TÉCNICA



C/ JUAN DE AUSTRIA, 20 - TEL 448 48 77 - FAX 448 58 79 - 28010 MADRID

Para que el circuito funcione correctamente es importante que no haya ningún offset, por lo tanto, si lo hubiera, colocaremos la red R6-R7-P1 para elimi-

narlo. Su ajuste es simple: introducimos una señal sinusoidal de 1 KHz y 50 mV eficaces en la entrada del convertidor y ajustamos P1 hasta que la salida sea una

tensión continua de 50 mV.

El margen de la tensión de entrada puede variar entre 50 mV y 7 V.

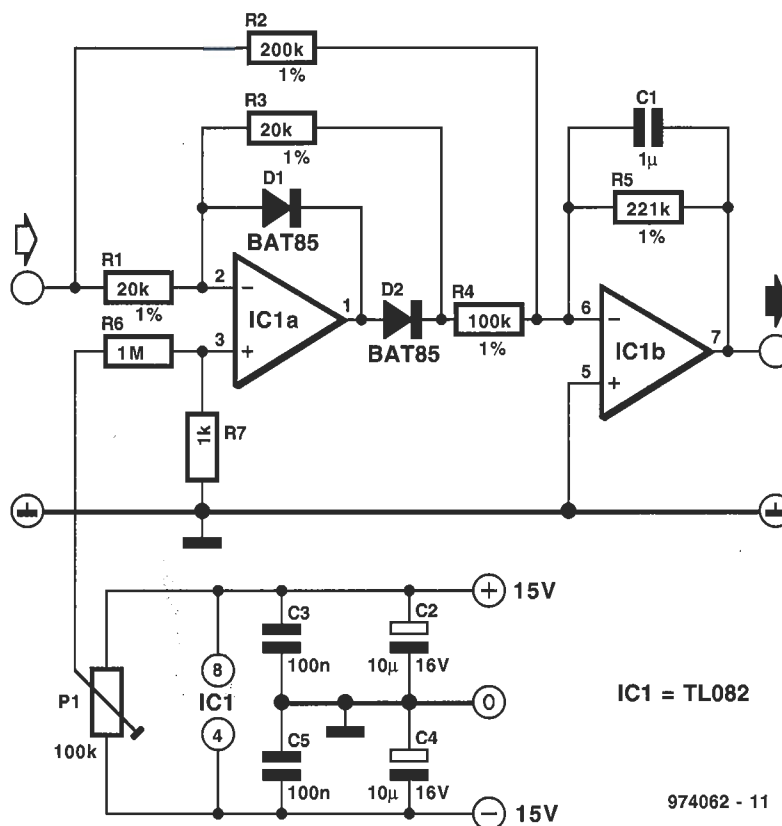
La frecuencia de la señal de entrada puede os-

cilar entre 10 Hz y 10 KHz.

La precisión del circuito es mayor del 2%.

El consumo total de corriente está entorno a los 3 mA.

[Bonekamp - 974062]

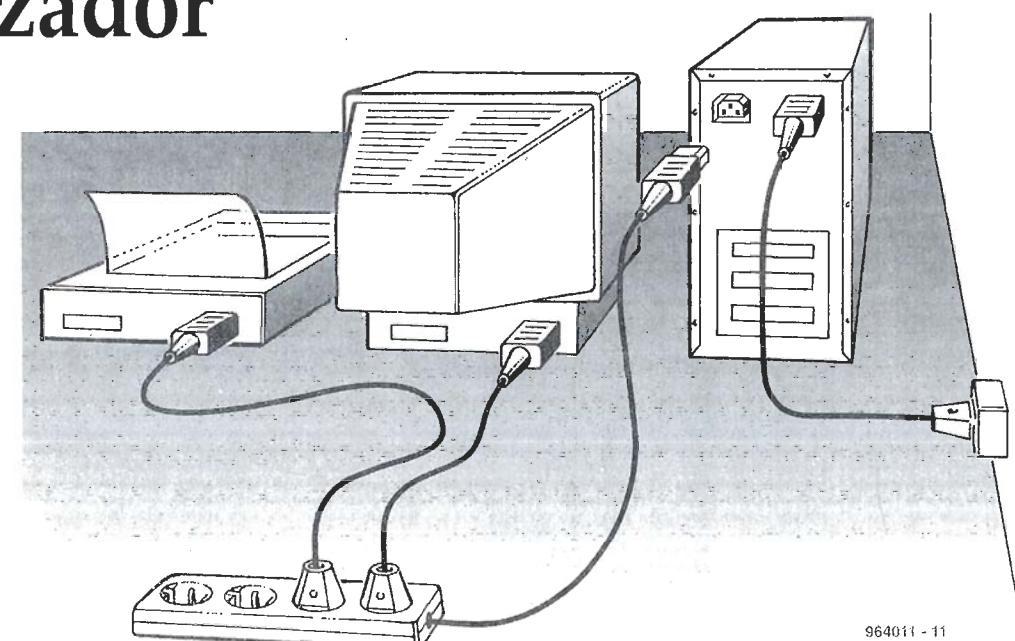


economizador

Está claro que podemos reducir el consumo del equipo si las unidades auxiliares sólo están encendidas cuando la unidad master lo esté.

Éste es, por ejemplo, el caso de un sistema de audio, donde el amplificador puede ser considerado como la unidad master. No parece lógico tener un sintonizador, casete o reproductor CD encendidos, cuando el amplificador está apagado.

Este símil, lo podemos trasladar al mundo de los ordenadores, el cual, aparte del ordenador, normalmente contiene al menos un monitor, una impresora, driver externo y quizás un escáner. Podría



964011 - 11

mejorarse la utilización de la energía si todas estas unidades estuviesen encendidas o apagadas cuando lo esté el ordenador.

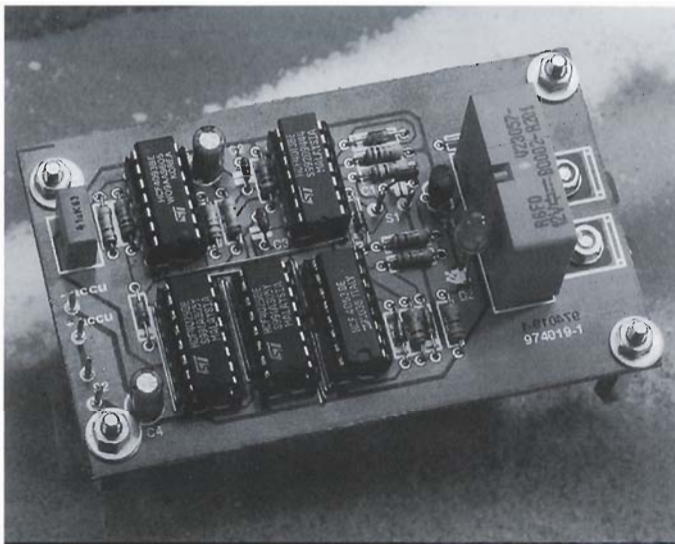
En un sistema de or-

denador esto es bastante fácil de realizar, ya que la tensión principal para el monitor se toma de un conector especial en la parte posterior del ordenador. Si

enchufamos un ladrón para efectuar una ampliación, podemos poner todos estos dispositivos auxiliares en él y solucionar el problema.

[K. Walraven - 964011]

control adaptativo del limpiaparabrisas



Aunque es un accesorio de coche muy utilizado, el ajuste de los intervalos del limpiaparabrisas nunca parece el adecuado. El retardo en el funcionamiento es demasiado corto o de-

masiado largo, de forma que nunca quita el agua a nuestro gusto, caiga mucha o poca.

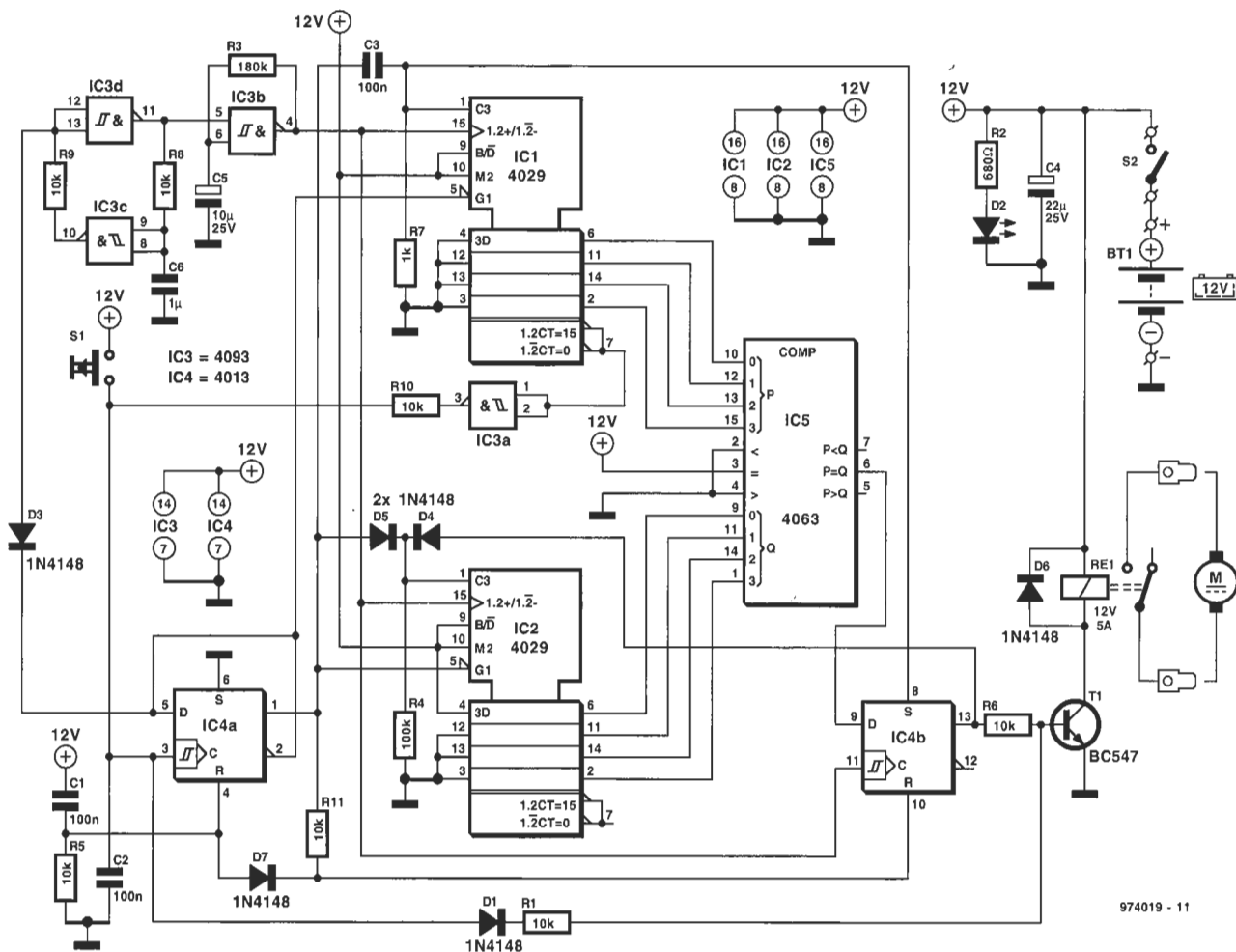
El ajuste, de forma más o menos automática, según la lluvia caída, tiene

un toque intuitivo: medimos el tiempo entre dos acciones de limpiar por el driver, almacenamos este retardo y lo usamos para controlar los limpieos de forma automática. Esta característica, la utilizan algunos de los últimos modelos de Volkswagen.

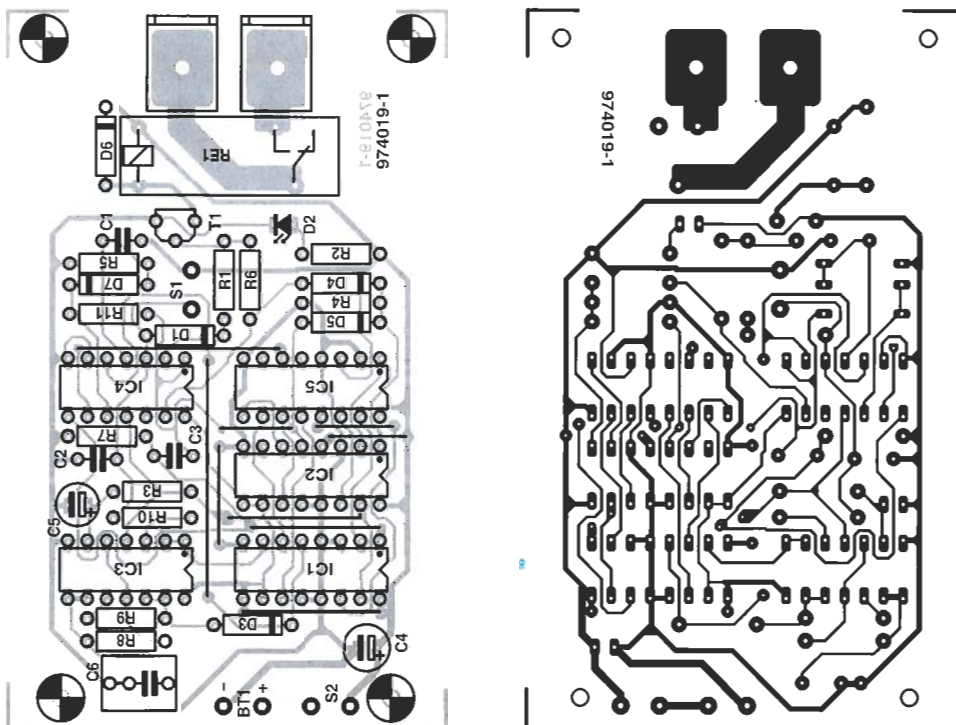
El circuito que mostramos aquí está basado en lógica cableada CMOS y forma una configuración reloj/contador. La unidad está controlada por un simple pulsador, S1, y un interruptor de encendido/apagado, S2. El pulsador actúa como un control inicio/parada, el cual determina la longitud del intervalo de la pasada del limpia. Lamentablemente, en muchos casos no será posible emplear esta palanca de control situada en el cuadro de dirección, por lo

que debemos encontrar otra localización para el pulsador sobre el salpicadero. Si tenemos un poco de suerte, para la conexión del circuito sólo tendremos que conectar la alimentación al relé del limpia. En ese caso, la tensión se puede tomar de la parte baja del pulsador S1 (ver esquema), y el circuito podrá trabajar sin el pulsador externo.

El corazón del circuito lo forman dos contadores 4094, IC1 e IC2. El primero establece el retardo variable del limpia, mientras que el segundo funciona de forma continua. Ambos contadores reciben una señal de reloj de 1 s del oscilador trigger Schmitt IC3b, el cual no es habilitado hasta que el biestable formado por IC3c e IC3d esté con la salida a nivel alto. El com-



974019 - 11



LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

R1,R5,R6,R8-R11 = 10 kΩ
R2 = 680Ω
R3 = 180kΩ
R4 = 100kΩ
R7 = 1kΩ

Condensadores:

C1,C2,C3 = 100nF
C4 = 22μF 25V
C5 = 10μF 25V
C6 = 1μF, de 5 ó 7.5mm

Semiconductores:

D1,D3-D7 = 1N4148
D2 = LED rojo
T1 = BC547
IC1,IC2 = 4029
IC3 = 4093
IC5 = 4063

Varios:

Re1 = relé 12VDC, contactos 250VAC/8A
Dos espadines para conexiones eléctricas de coche
S1: pulsador de 1 contacto
S2: interruptor on/off

parador de 4-bit, IC5, tiene la finalidad de evitar que el relé, Re1, se active cuando el estado de la salida de IC1 es igual a IC2.

El intervalo de retar-

do es el tiempo muerto entre dos acciones o pulsaciones de S1. En la primera acción, IC1 comienza la cuenta y continúa contando hasta que S1 sea pulsado de

nuevo, o IC1 produzca un pulso de acarreo de salida a través del inversor IC3a. Esto sucede cuando el contador ha recorrido sus 16 posibles estados. Conse-

cientemente, la salida Q de IC4a cae a nivel bajo e IC1 se detiene. D7 y R11 evitan que el relé del limpia actúe

EUROMA

TELECOM S.L.

MADE IN
USA

Frecuencímetros portátiles OPTOELECTRONICS: La precisión en sus manos

CUB



3000A+



M1



- 1 Mhz-2,8 Ghz
- Display 9 dígitos
- Bloqueo de última frecuencia
- Filtro digital

- Frecuencímetro profesional
- Display 10 dígitos
- Indicador nivel señal
- Interface RS232 para PC
- Filtro digital
- Doble entrada de alta impedancia
- Mide periodo, ratio e intervalos

- 10 Mhz-2,8 Ghz
- Display 10 dígitos
- Señal salida para PC
- Filtro digital
- Entrada de alta impedancia
- Precisión inicial 1 ppm

Solicite mas informacion
adjuntando sus datos personales a:
EUROMA TELECOM S.L.
Infanta Mercedes, 83. 28020 Madrid
Fax: (91) 571 19 11
Internet: euroma@stnet.es

BUSCAMOS DISTRIBUIDORES

durante el intervalo de ajuste de periodo, porque en IC1 e IC2 se produce por un instante el mismo valor de salida, '1', el cual iguala el valor cargado en IC2.

Cuando los contadores producen estados de

salida idénticos, los datos de entrada al biestable-D pasan IC4b a nivel alto. En el siguiente pulso de reloj, la salida Q cambiará a alto, haciendo que IC2 se ponga de nuevo con el valor "1" y el relé se dispare por T1 ac-

tivado. Esto borra el '1' en la entrada de IC4b, provocando que desaparezca la señal PE (preset enable) e IC2 comience la cuenta de nuevo.

El motor del limpia puede ser controlado direc-

tamente por Re1, o indirectamente usando el relé fijado en el coche. En el último caso, Re1 puede ser un modelo mucho más pequeño que el indicado en la lista de componentes.

(974019 - H. Bekker)

expansor de contraste de vídeo

Puede suceder que una grabación de vídeo esté un poco oscura y que ciertas partes de la imagen desaparezcan o no estén lo suficientemente claras. El expansor puede solucionar este problema aumentando el contraste en las partes oscuras.

Debemos decir que si el circuito funciona correctamente, los niveles nominales de negro y blanco no serán afectados.

El circuito tiene cuatro puntos de calibración, para lo cual debemos utilizar un osciloscopio. Por supuesto, es importante que mantengamos los niveles de blanco y negro y que la sincronización permanezca completamente funcional.

El circuito tiene algunos inconvenientes:

- (a) Debido a que se añade amplificación, los niveles de color de burst cambian, lo que requiere que la saturación se reajuste.
- (b) El contraste en imágenes con brillo disminuye.
- (c) Cuando los niveles oscuros se amplifican demasiado, el ruido se hace visible.

La señal de entrada a K₁ se desacopla por medio de C₁, C₂ y R₂, y después es amplificada por IC1a. El diodo D₁, junto con R₄ y P₁, asegura que la tierra se use como referencia para el nivel de negro.

El nivel de salida se establece con P₂.

El diodo D₃, en serie con P₃, en el lazo de realimentación de IC1b, mantiene el nivel de blanco al 100%. Esto asegura que se amplifiquen los pequeños niveles de señal (niveles oscuros) de acuerdo con el valor que marca P₄, mientras que las señales muy gran-

des son afectadas por el valor de P₃.

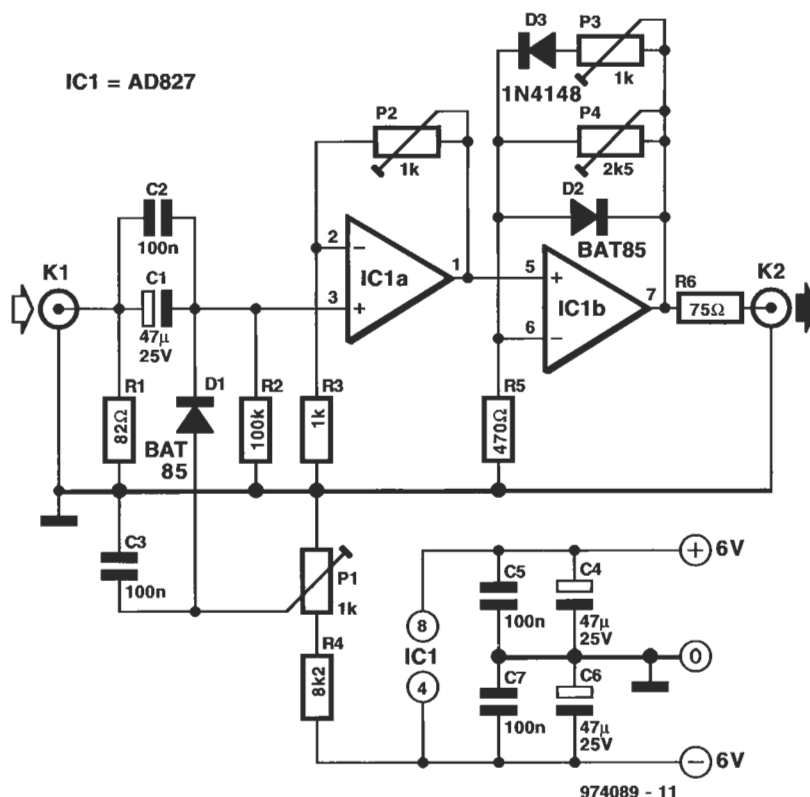
El diodo D₂ limita el nivel de las señales de sincronismo, las cuales, debido a la amplificación, pueden ser demasiado altas.

El diodo D₃ podemos sustituirlo por uno o dos del tipo BAT85 o un simple diodo de germanio, el cual, por supuesto, cam-

bia la característica de operación del circuito.

Observe que la señal de entrada debe tener un nivel de 1 V_{pp} sobre 75 Ω (ni más, ni menos). Recuerde que el 30 % del espacio disponible debe reservarse para las señales de sincronismo.

El consumo del circuito es de ±15 mA. (Giesberts - 974089)



selección de entrada AF

Hace ya tiempo publicamos en esta revista un preamplificador alimentado por batería con selección de entrada mediante un conmutador rotatorio. Sin embargo, esta solución no nos proporciona el suficiente aislamiento y separación de canales como quisiéramos.

En este artículo proponemos una forma mejor de hacerlo, lo que además implica que el número de entradas se amplíe a 12. En este diseño, cada fuente de entrada se une al circuito a través de una tanda de biestables (que describiremos más adelante).

La fuente de entrada se selecciona a través de un conmutador rotatorio de 12 posiciones, S_1 , con resistencias de pull-up en ca-

da entrada. Como únicamente unimos una resistencia a la alimentación positiva por cada línea, la corriente que consume el circuito es sólo de 15 μA , lo cual, en el caso de un preamplificador alimentado por batería es una importante ventaja.

Las 12 salidas de S_1 se conectan a un detector de paridad, IC_3 . La salida de este circuito integrado tendrá un nivel alto sólo cuando el número de entradas sea alto. Cuando S_1 está girado, todas las entradas pasan a nivel bajo rápidamente y la salida de IC_3 también, durante un momento. Esto dispara el multivibrador monoestable (MMV) IC_{4a} . Como éste es redispensible, su salida será

un simple pulso, incluso cuando realizamos una conexión con una entrada de S_1 . Tan pronto como los pulsos de disparo llegan, durante el periodo en el que la salida es activa, el pulso de salida se ensancha. Lo que asegura que con P_1 podamos establecer un tiempo dentro de los márgenes 0.1 a 1 s.

Las salidas de S_1 también se unen a los biestables tipo-D, IC_1 e IC_2 , lo que asegura un cambio estable de los niveles de salida. Los biestables tienen la ventaja de que pueden ser reseteados, lo que permite que toda la tanda pueda ser borrada antes de cambiar una entrada, asegurándonos que sólo uniremos una entrada al circuito cada vez.

Esta característica suministra un tiempo muerto entre que se deja uno y se pasa a otro, que se corresponde con la suma de los tiempos de los monoestables IC_{4a} e IC_{4b} . El monoestable IC_{4b} sirve como reloj a las entradas de todas las básculas tipo-D. Como ésta requiere un pulso de sólo 10 μs , el tiempo muerto se determina principalmente mediante IC_{4a} .

La salida Q de IC_{4a} se utiliza para resetear los biestables tipo-D, pero también suministra el pulso de reset para todos los biestables juntos. Una vez que el nuevo dato procedente de S_1 ha sido aceptado por los biestables tipo-D, aparece, 10 μs después, el pulso de reset. Para habilitar la

PROGRAMADOR UNIVERSAL ALL07 (sobre PC)



Dos modelos disponibles:
1º Con tarjeta en el PC
2º Por puerto paralelo
El ALL07 graba EPROM - EEPROM -
FROM - PAL - Flash EPROM -
MONOCHIP, etc.

CONVERTIDORES



1º Para programadores
Con su programador, posibilidad
de programar PGA, SOT, QFP, CCI
2º Para emulación y test
Posibilidad de convertir todo tipo de
de sonda en otro tipo, o todo tipo de
socket (PGA, ...)

EMULADOR UNIVERSAL ICE V



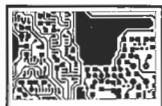
Para :
Z80 - Z180 - 64180 - 68000 -
68010 - 6809 - 6802 - 8008 - 8085
- 80188 - 80C188 - 68HC11 - 8031
- 8051, etc...
otros modelos : PIC16, DSP XXX

ROM-IT



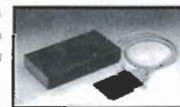
Emulador de EPROM
Módulos para EPROM:
de 2764 a 8 Mo
Módulos para 1 a 8 EPROM.

EZ - ROUTE DOS:
Esquema y autotrazado de
circuitos impresos
EZ-ROUTE WDS:
Versión windows de EZ-ROUTE
EASY-PC:
Esquema y trazado manual
de circuitos



PROGRAMADORES de EPROM

Modelo DATAMAN : portátil
Modelo EPP01AE copia por unidad hasta 2 Mo
Modelo EPP04AE copia por 4 hasta 2 Mo
Modelo SEP81AE copia por 1 hasta 8 Mo
Modelo SEP84AE copia por 4 hasta 8 Mo
Modelo MP100 : puerto serie, universal
Modelo PGM : PC 16xxx



DESARROLLO de tarjetas con chips



Hardware
Lector, programador de tarjetas I² BUS
para toda versión de tarjeta.
Software
Compilador - Debugger C bajo PC-MDOS
Herramientas para tarjetas PCMCIA disponible

PC Interface Protector



- Permite conectar tarjetas 8 y 16
bits sobre el PC sin necesidad de
abrirlo
- Permite el test y el mantenimiento
- Protegido por fusibles

ANALIZADOR LOGICO



HS 1611
16 vias hasta 100 MHz
HS 3211
32 vias hasta 100 MHz
LA 4240
40 vias hasta 200 MHz
LA 4540
40 vias hasta 400 MHz

Handyprobe (1KHz):
Osciloscopio + Voltímetro
+ Analizador de espectro
+ Grabador
Handyscope (40KHz):
Osciloscopio + Voltímetro
+ Analizador de espectro
+ Grabador
TP208 (20 MHz):
Osciloscopio + Voltímetro + Analizador de espectro + Grabador



EMULADOR FAMILIA 8031/51

Disponible para :
8031/32 - 8051/52 - 8751/C51/52/C52
80C552/C652/C562 - 87C751/C752



TARJETAS DE APLICACION



Modelo para 80C196KB
Modelo para Z180
Modelo para 80188
Modelo para 60C552
Modelo para 68HC11
Modelo para 68HC16
Modelo para 60535
Modelo para 8031/51/52
Modelo para 68332

EMULADOR
•
COMPILADOR
•
TARJETAS
de
aplicacion
•
SIMULADOR
•
Ensamblador
•
PARA :
8031/51
8751/52
87xxx
68HC11
68HC16
6800
6809
68xxx
6502
65816
6805
68705
68HC05
Z80
Z180
H8/300
H8/500
TMSxxx
y otros

UNIVERSAL
DEVELOPERS

C/Consejo de Ciento, 254 - 08011 BARCELONA - Tél. (93) 454 52 46 - Fax : (93) 323 25 45



UNIVERSAL
DEVELOPERS

posición de S_1 durante el encendido de la alimentación, los biestables necesitan un pulso adicional que suministramos a través de la red R_5 - C_3 .

Alrededor de $4\mu s$ después de que la alimentación se ha encendido, la entrada 13 del detector de paridad cambia de estado, lo que se refleja fielmente en la salida de IC_3 , cambiando de nivel bajo a alto y volviendo a disparar IC_{4a} . Por tanto, después de encender la alimentación se producirá un reset de todas las básculas e inmediatamente se habilitará la entrada relevante. El proceso entero debe completarse antes de que la salida del preamplificador esté activa.

El circuito requiere una alimentación de 15 V. El esquema nos muestra como podemos conseguirlos desde una alimentación simétrica de ± 7.2 V, que es la que tiene el preamplificador alimentado por batería.

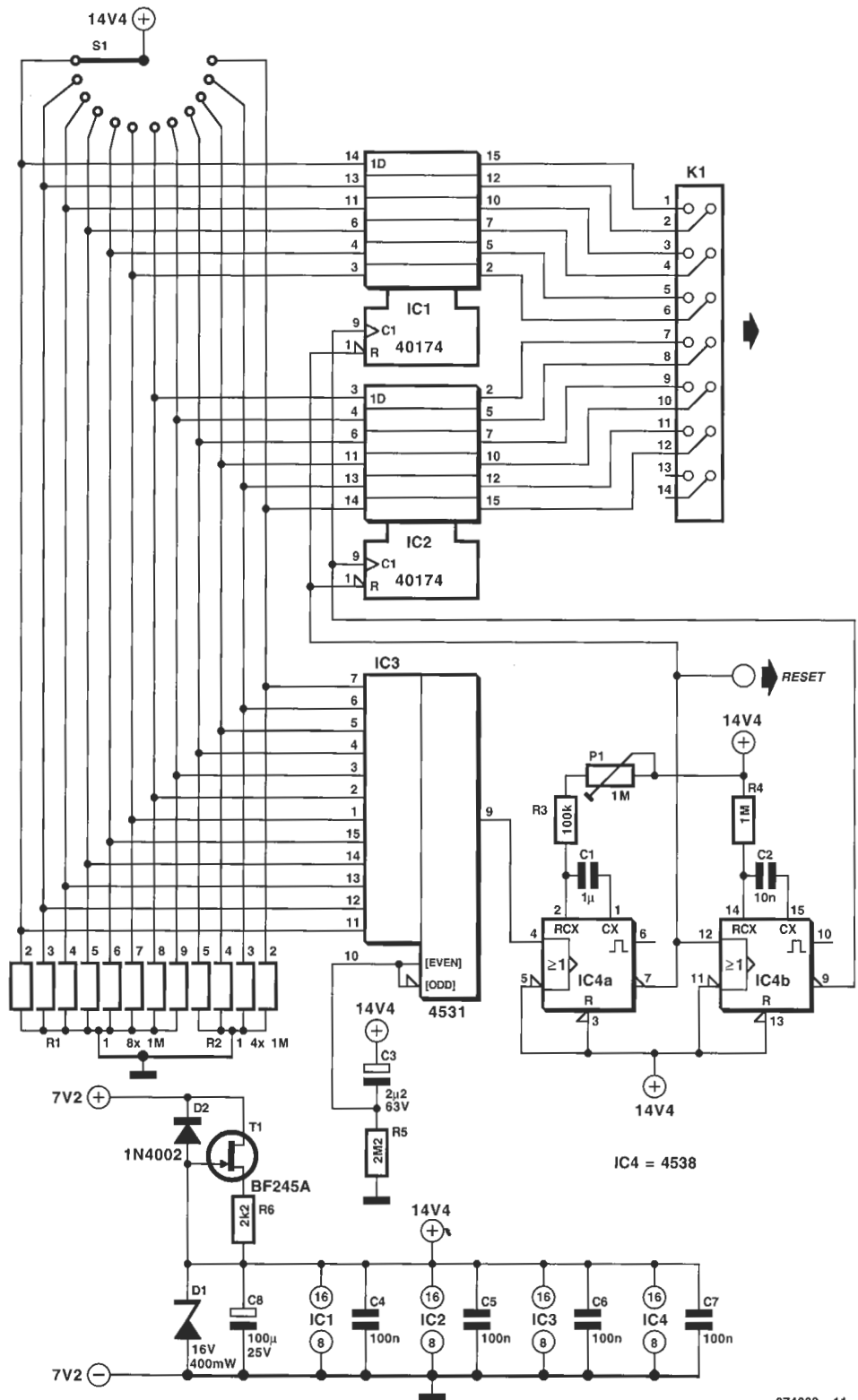
Los integrados están protegidos contra sobretensiones a través del diodo zéner D_1 . Para asegurar que la corriente a través del diodo se mantiene dentro de los límites cuando la tensión de la batería está alta, la fuente de corriente se coloca en serie con D_1 .

Cuando la tensión de alimentación es menor de 15 V, la caída en R_6 y T_1 se puede ignorar, pero cuando es mayor, la corriente está limitada alrededor de $400\mu A$.

El valor del condensador C_8 es mayor a propósito, ya que suministra la energía que necesitan las entradas cuando se conmuta de una a otra. Esto se puede aclarar releyendo el 'módulo de entrada AF'.

Por último, el diodo D_2 evita que C_8 se descargue a través de T_1 .

[Giesberts - 974083]



974083 - 11

comprobador del estado de carga

La finalidad del circuito no es otra que la de determinar el estado de carga de una batería de NiCd o de NiMH. Hemos añadido también un módulo contador, que nos permitirá leerla. El circuito es adecuado para baterías de 12 celdas, por lo que podemos usarlo, por ejemplo, con el preamplificador alimentado a batería publicado en números anteriores.

Cuando pulsamos el botón de inicio comienza la comprobación de la batería. Para ello se hace una descarga de la misma a una corriente predeterminada de 50 mA. Al mismo tiempo se habilita un generador de pulso, produciendo un número de pulsos por hora, que se corresponden con la corriente de descarga en miliamperios (en este caso 50). Cuando la batería se ha

descargado más o menos al 75% de su f.e.m., se para el proceso y el generador de pulsos se inhabilita. El número de pulsos generados durante el periodo de descarga se muestra en el visualizador del contador.

Para descargar la batería utilizamos IC_{1a} y T₁. El amplificador operacional atacará al transistor T₁ hasta que la tensión de caída en R₁ se corresponda con la tensión de referencia fijada con P₁. La referencia se establece por medio del diodo zéner D₁, atravesado por una corriente que se mantiene constante por medio del transistor T₃.

Los valores especificados en el diagrama aluden a una corriente de descarga de 125 mA, los que vienen entre paréntesis se refieren a una corriente de

descarga de 50 mA.

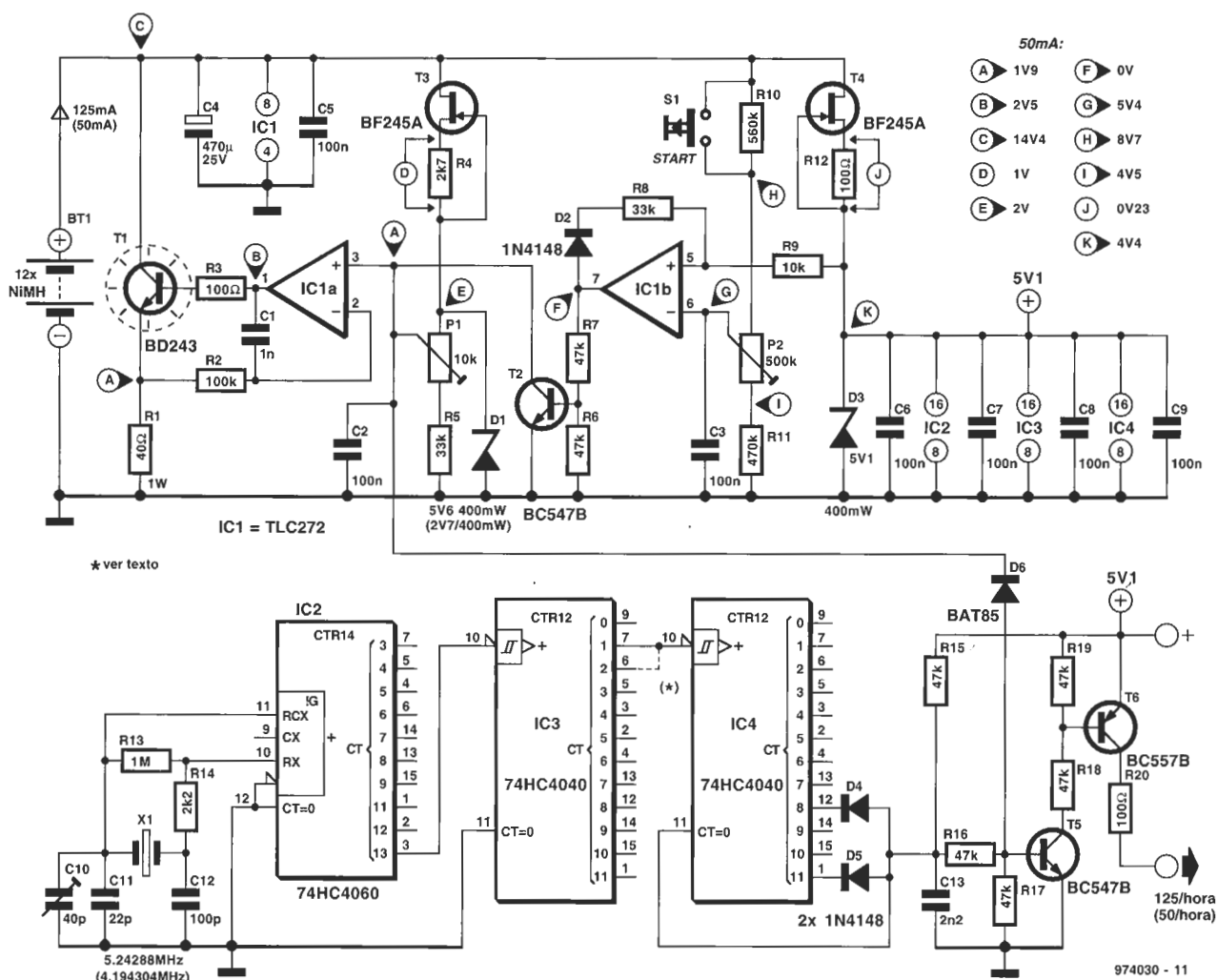
¿Cuál de las dos usaremos?, pues bien, eso dependerá de la capacidad de la batería; generalmente, la batería da mejores resultados para una descarga de corriente de 1/10.

Para determinar si la batería está descargada se compara su tensión con una segunda tensión de referencia, derivada de las líneas de alimentación para la parte digital del circuito a través de R₁₀-R₁₁-P₁. El comparador IC_{1b} cambia de estado cuando la tensión de la batería cae por debajo de 11.25 V (establecidos con P₂). Por tanto, T₂ se activa y une a tierra uno de los extremos del potenciómetro P₁ y la fuente de corriente es inhabilitada. La histéresis suministrada por R₈-R₉-D₁ evita que el comparador

cambie de estado de nuevo cuando la tensión de la batería caiga sensiblemente debido a la propia descarga de corriente. Presionando S₁, se resetea el comparador a su estado original.

La sección digital del circuito consta de un generador de pulso, formado por IC₂-IC₃-IC₄-T₅-T₆ y un módulo de cuenta (p.ej. Volcraft tipo 195650). El generador suministra 50 ó 125 pulsos por hora, dependiendo del nivel de corriente de descarga.

En el primer caso el oscilador de IC₂ funciona a 4.194304 MHz, el cual cae a 0.0139 Hz (o 50 pulsos por hora) por medio de un divisor tri-estado. Cuando la corriente de descarga es de 125 mA, el divisor de IC₃ pasa de 2³ a 2², y la frecuencia del cristal a 5.24288 MHz.



Estas dos alteraciones dan como resultado un pulso con un factor de caída de 2.5.

El módulo del contador y la salida son alimentados por una batería AA. La cuenta comienza cuando el módulo contador es cortocircuitado brevemente ($\leq 100 \mu s$) a la línea positiva de alimentación. El

condensador C_{13} asegura que los pulsos del cortocircuito sean de la anchura precisa, mientras que T_5 y T_6 establecen la relación correcta entre la salida del divisor y la entrada del módulo contador.

El terminal + ve del módulo contador se une a la alimentación de + 5.1 V

del generador de pulso, de forma que T_6 se activa en cada pulso de salida, lo que se traduce en un incremento del valor de contador en 1. Cuando la batería está completamente descargada, T_2 comienza a conducir, mientras que la salida del generador de pulso se bloquea, porque T_5 está inac-

tivo por medio de D_6 .

Si usamos un tipo de contador diferente del especificado puede ser necesario alterar sensiblemente la etapa de salida T_5 - T_6 . No podemos concretar los cambios necesarios, ya que dependerán de las características del módulo.

[Giesberts - 974030]

línea de retardo

La línea de retardo hace posible una mejora del decodificador de sonido surround publicado en esta revista hace algún tiempo.

La señal diferencial del canal de sonido surround pasa primero a través de un filtro de paso bajo y después se divide en dos. IC_{1c} funciona como un buffer, mientras que IC_{1b}

invierte la señal. Ambas señales son aplicadas entonces a memorias idénticas del tipo "bucket-brigade".

Los circuitos IC_3 e IC_4 son controlados sincronamente mediante IC_5 . Las señales retardadas se adaptan mediante IC_{2a} e IC_{2d} , después de lo cual se aplican al amplificador diferencial IC_{2c} . Como las señales

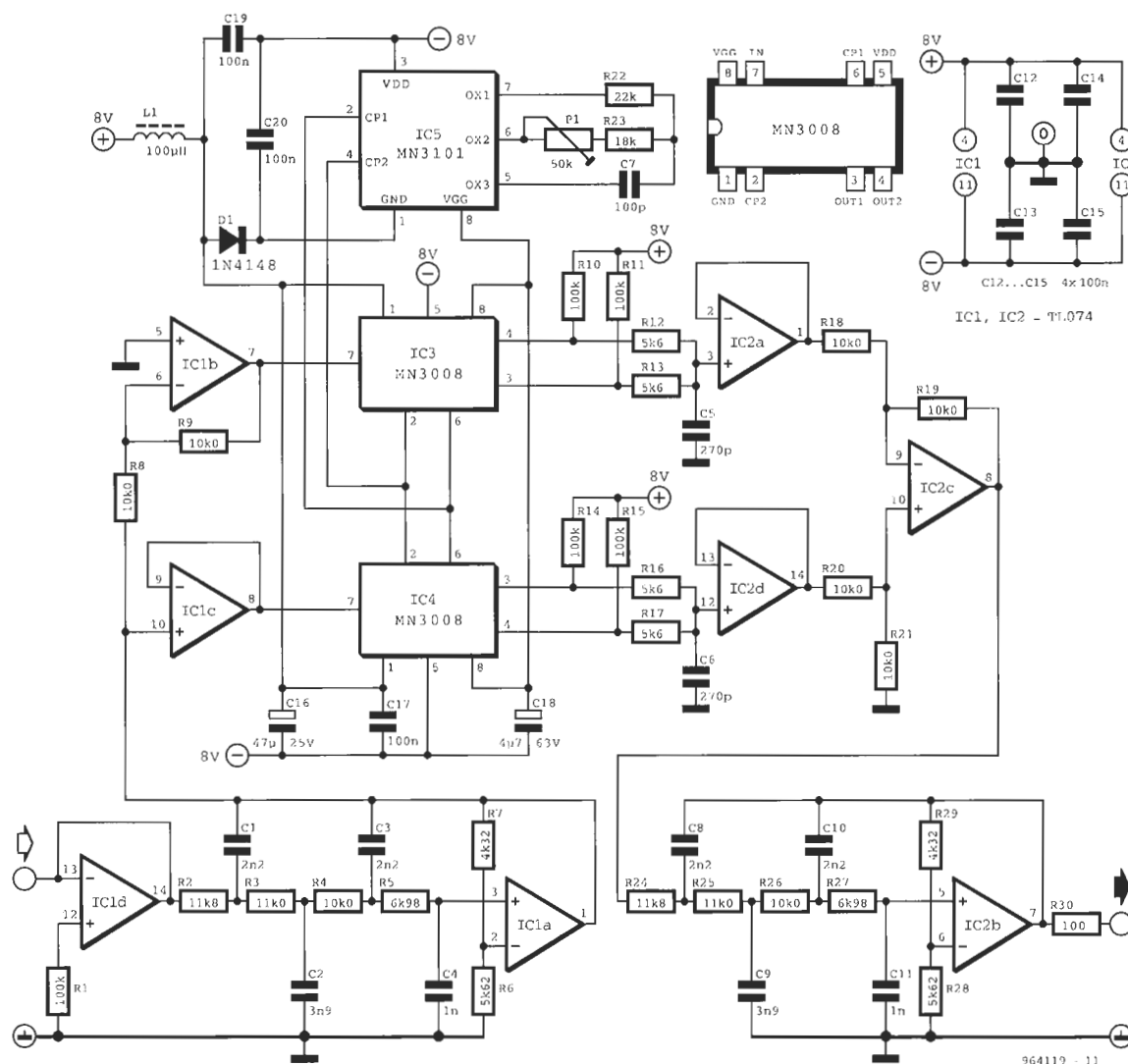
están en contrafase, la salida de IC_{2c} es dos veces el nivel de cada una, por lo que el rizado producido por IC_5 se reduce de forma apreciable.

El resto de señales en la salida de IC_{2c} son inevitables, porque están relacionadas con la gran tolerancia de las memorias.

De acuerdo con los datos de los fabricantes, la

distorción de un MN3008 es el 0.5% de media y un 2.5% de máxima, mientras que la variación máxima debe estar entre ± 4 dB de su valor nominal.

En el prototipo, el uso de una memoria dió como resultado una distorsión de 0.6-0.8% a 1 KHz. Cuando utilizamos dos memorias, la distorsión cae



964119 - 11

por debajo del 0.1%. En ambas medidas, la frecuencia de reloj de IC5 fue de 40 KHz (retardo de 25 ms).

La mejora del presente circuito sobre el original es particularmente notable con señales erróneas, porque la relación señal/ruido aumenta hasta 63 dB.

Incluso puede mejorarse la eficiencia usando los MN3008s.

En el prototipo, esto

reduce la distorsión a 0.04%. Sin embargo, el precio de los integrados puede resultar prohibitivo para la mayoría de nosotros.

Otra forma de mejorar la eficiencia es colocando buffers IC1b e IC1c con un control de compensación de offset. Esto requiere, sin embargo, tener una buena medida de distorsión.

El ancho de banda del circuito está limitado en

la entrada por un filtro, IC1a, de unos 7 KHz y en la salida por el filtro IC2b. Probablemente, los valores propios de las tolerancias de los condensadores hacen que el ancho de banda del prototipo sea de 6.3 KHz. Esto no es, sin embargo, muy importante. Si lo deseamos, podemos incrementar el ancho de banda poniendo R2-R5 y R24-R27 con valores proporcionalmente más bajos. Nóte-

se que el ancho de banda no debe llegar a ser mayor que un cuarto de la frecuencia de reloj, porque la pendiente del filtro no permite esto.

La frecuencia de reloj de IC5 se puede poner entre 30 y 100 KHz con P1. Esos valores corresponden con retardos de 33 y 10 ms respectivamente.

La línea de retardo tiene un consumo de unos 22 mA.

[T. Giesberts -964119]

protección contra fallos en sistema de radio control para modelismo

Los coches, barcos y aviones que se controlan por radio, sufren, a veces, fallos que pueden producir peligro y daños serios. Este circuito ayuda a prevenir estos errores tomando el control, por ejemplo, del servo acelerador/freno cuando falla la señal de radio. El circuito puede ser insertado en cualquier unión de servo.

El corazón del circuito es un multivibrador astable (AMV) formado por las puertas trigger Schmitt IC1c e IC1d. Cuando el receptor de pulsos falla, el AMV genera pulsos cuya anchura se puede establecer por medio de P1. El condensador C4 determina entonces el tiempo de 'off' (aprox. 20 ms), y C3, el tiempo 'on' (1.5±0.5 ms).

Durante la operación normal de un radio enlace, los pulsos recibidos son negados por IC1a, el cual descarga C2 a través de D1, así que IC1 está inhabilitado. El resultado es que los pulsos de servo que alimentan el receptor están disponibles de nuevo en la

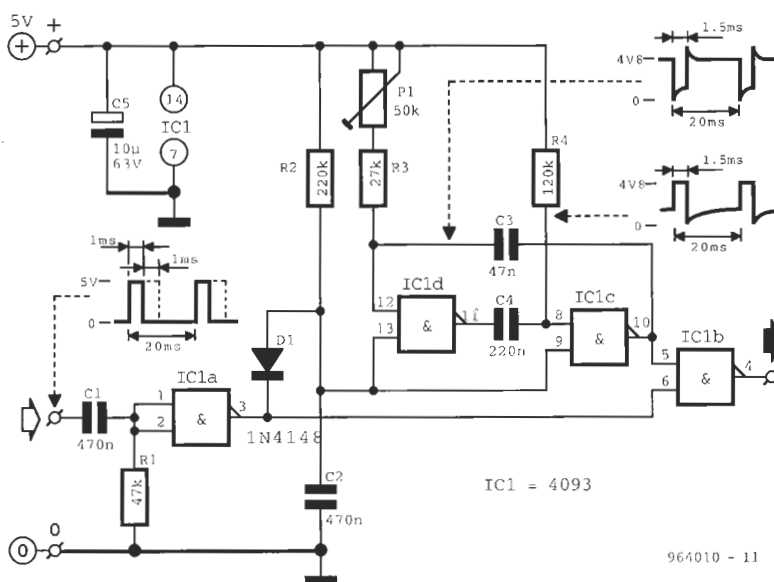
salida del circuito.

Cuando los pulsos recibidos desaparecen, C2 no se descarga más, y el AMV está habilitado. Comienza a oscilar, alimentando con pulsos el servo hasta colocarlo en una posición predefinida.

El circuito puede ser

usado como un chequeador para servo motores. El consumo de corriente en modo transparente es de unos 20 µA con una tensión de alimentación de 5 V o 50 µA cuando el AMV está activo.

[B. Sommer 964010]



LISTA DE COMPONENTES

Resistencias:

R1 = 47kΩ
R2 = 220kΩ
R3 = 27kΩ
R4 = 120kΩ
P1 = 50kΩ

Condensadores:

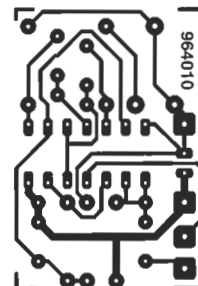
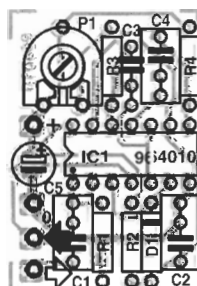
C1, C2 = 470nF
C3 = 47nF
C4 = 220nF
C5 = 10µF/63V radial

Semiconductores:

D1 = 1N4148
IC1 = 4093

Varios:

Placa de circuito impreso

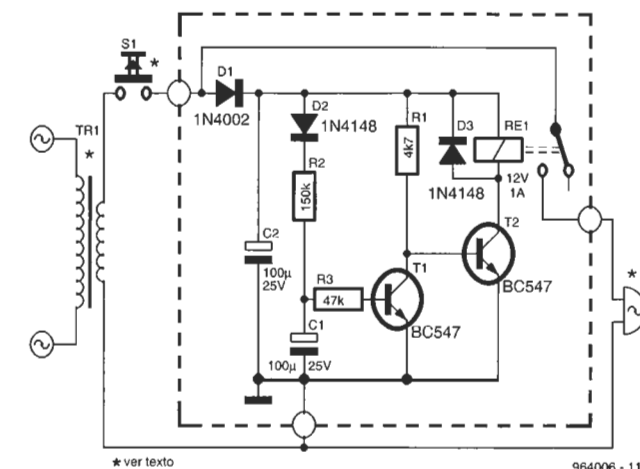


limitador de llamada al timbre

Este circuito impide que algún impaciente o pequeño diablillo pueda llamar al timbre de forma continuada. Limita el tiempo que el timbre puede sonar a 1 s, siguiendo una pausa de 10-15 s.

Cuando presionamos el pulsador, D_1 rectifica la tensión alterna que alimenta el timbre y C_2 la filtra. Como C_1 no está cargado, el transistor T_1 está en corte, por lo que la tensión en el colector es muy alta. Esto hace que T_2 esté activo y, por tanto, el relé de su colector también. El circuito entonces está cerrado y el timbre suena.

El condensador C_1 se carga a través de D_2 y R_2 .



Cuando la tensión en C_1 ha caído suficientemente debido a que T_1 conduce, el transistor T_2 pasará a corte. Esto dará lugar a que el relé se desactive, por lo que la ten-

sión en el timbre desaparece.

El condensador C_1 se descarga entonces lentamente a través de R_3 y la unión base-emisor de T_1 . Cuando la tensión en él ha

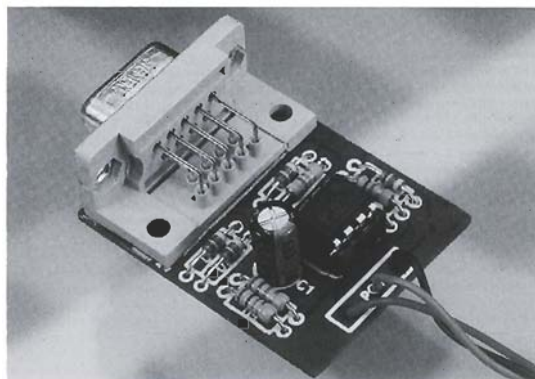
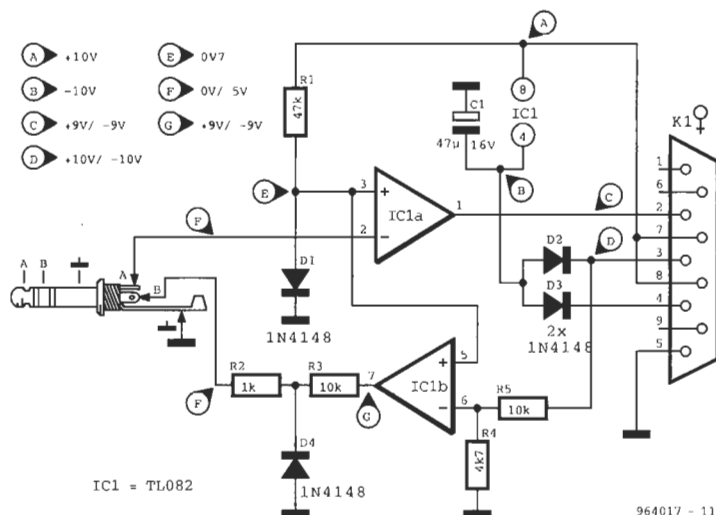
caído a un cierto nivel, lo cual tarda 15-20 s, T_1 entra de nuevo en corte y el timbre se activa una vez más.

Si el pulsador es presionado antes de que C_1 se haya descargado suficientemente dará lugar a que el condensador se cargue de nuevo, por lo que tardará unos 10-15 s antes de que el timbre suene.

El tiempo de carga de C_1 está determinado en gran medida por R_2 . El tiempo requerido para que el timbre se alimente depende en gran medida del valor de R_3 . Ambos tiempos pueden aumentarse si hacemos C_3 mayor.

[M. Vohburger - 964006]

adaptador Casio



en los pines 3 y 4 del conector RS-232 sólo a intervalos, los diodos D_2 , D_3 y el condensador C_1 aseguran la continuidad de la línea negativa para el adaptador.

Los datos alcanzan el organizador a través de $IC1a$, que es un comparador inversor. El nivel de señal en la entrada está unido a una tensión de referencia de 0,7 V en la entrada no inversora del amplificador operacional.

La señal de entrada de $IC1a$ se aplica directamente al conector RS-232.

Las señales RS-232 aplicadas al organizador están limitadas a ± 10 V por las resistencias R_4 y R_5 y son comparadas con la tensión de referencia. Como la tensión de salida

del amplificador operacional conmuta a ± 10 V, la red R_3 - D_4 asegura que está limitada a 0 V y +5 V.

Debido a que algunos fabricantes de ordenadores no siguen rigurosamente la norma RS-232, puede ser necesario, en ciertos casos, adaptar el hardware con algunas ampliaciones.

En lo que a software se refiere, el programa de comunicaciones para PC's utiliza un estándar de diferente protocolo. Por tanto, es necesario descubrir cómo trabaja el software original de Casio observando las señales en el interface serie. Una vez que son conocidas, no debería ser demasiado difícil realizar un programa simple.

[G. Klein - 964017]

Los modernos organizadores, agendas portátiles y miniordenadores son dispositivos muy ingeniosos que sirven para muchas más cosas que para juegos. Podemos además aumentar su utilidad conectándolos a un ordenador. La mayoría de los organizadores de Casio tienen un zócalo de 3 mm para este propósito.

El zócalo da acceso a una clase de adaptador de RS-232, en el cual los niveles son TTL (0 V y +5 V) en lugar de los ± 12 V

normales. Gracias a este zócalo, el circuito simple del esquema y algún software hacen posible la comunicación entre un organizador y un ordenador.

El circuito consume sólo una pequeña corriente, que es debida sobre todo al operacional. Su valor ronda 1 mA.

La tensión positiva se deriva a través de los pines 7 y 8 del conector RS-232 del PC.

Como la tensión negativa (-10 V) está presente

vobulador

Las características de un altavoz no pueden ser determinadas (fuera de una habitación especial) con una señal sinusoidal, ya que hemos de utilizar varias frecuencias. A menudo, se usan señales de ruido limitadas a la banda de 50-60 Hz.

En este circuito hemos diseñado una señal sinusoidal modulada en frecuencia, la cual se comporta más o menos como ruido rosa, pero tiene la ventaja de que su amplitud es estable. Es adecuada para usarla con una presión sonora lineal.

El circuito consta de tres partes: un oscilador controlado por tensión (VCO), una onda senoidal y un generador de onda triangular.

El VCO está formado por un generador de diente de sierra. El condensador C1 se carga con una fuente de corriente constante IC2-T2. Llegará un momento en el que la tensión en el condensador excederá el nivel de IC1a, descargándose a través de IC1b y T1 en ese instante. A partir de aquí el proceso se repite.

La fuente de corriente es bastante simple: IC2 compara la caída en R7 (referencia) con la de la resistencia de emisor de T2, formada por R3 y P1. Como esta resistencia es variable, la frecuencia puede ser puesta a 40-65 Hz con P1.

La tensión de referencia tiene una forma de

onda triangular y procede de un oscilador de onda triangular-rectangular, IC4. Su frecuencia (la del vobulador) se puede establecer entre 1,5 y 7,5 Hz con P2.

La salida de IC4b es la mitad de la tensión de alimentación, por lo que la relación R7/R8 determina la componente continua de la tensión de referencia.

La tensión triangular en R7 se utiliza para variar la corriente en T2. Esto nos da una frecuencia de modulación de alrededor de 1/3 de octava, la cual es independiente de la frecuencia establecida con P1.

La señal de salida del VCO consta de los pulsos necesarios, de 0,2 (s de anchura y una velocidad alrededor de 16 veces más alta que la de la señal senoidal.

Esta señal se aplica al registro de desplazamiento IC3 a través de IC1c. Este

registro ataca una red con distintas corrientes a un nivel que asegura que la tensión de salida está muy cerca de una onda senoidal. En este caso, la combinación de IC3 y la red R15-R22 puede ser considerada un pequeño convertidor digital-analógico (DAC).

La última sección del circuito es un filtro Butterworth de 5º orden con frecuencia de corte de 100 Hz, el cual elimina en gran medida los sobretonos de la frecuencia de muestreo. Debemos seleccionar con cuidado los valores de C9-C13 para que la distorsión armónica total+ruido (THD+N) del generador sea menor de 0,05%.

El nivel de la señal de salida se establece con P3 a 1 Vef (soporta la amplificación x2 del filtro).

El condensador C14 evita el paso de cualquier componente continua a la

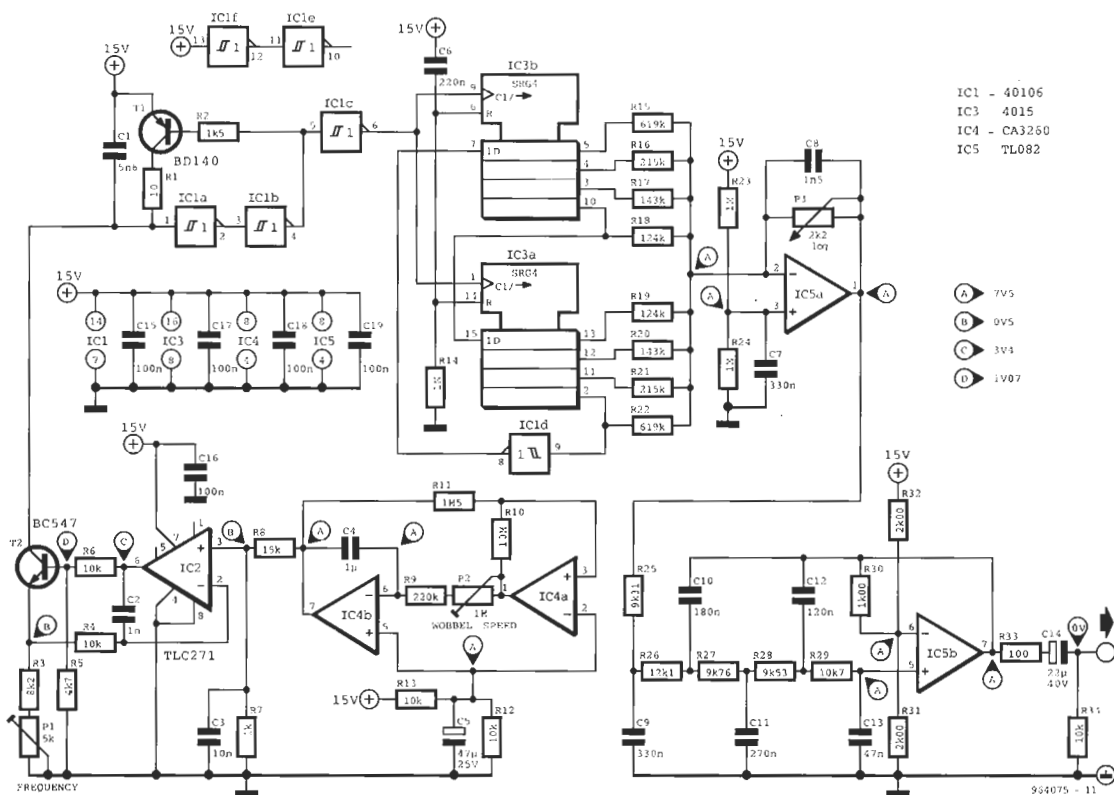
salida. La resistencia R34 asegura que este condensador se cargue, incluso cuando no hay carga en la salida.

La resistencia R33 protege a IC5b contra cargas altamente capacitivas.

Los inversores triggers de IC1 tienen bastante histeresis. Esto puede hacer que tengamos que dar un valor grande a C1 para asegurar el rango de control de R3-P1.

Si el vobulador no se utiliza con el medidor de presión sonora mencionado anteriormente, es aconsejable que la frecuencia del VCO y el filtro pueda ser conmutada entre el valor de 40-65 Hz elegido aquí y uno aproximadamente 10 veces más alto.

El circuito consume una corriente de unos 21 mA.



IC1 - 40106
IC2 - 4015
IC3 - CA3260
IC4 - TL082

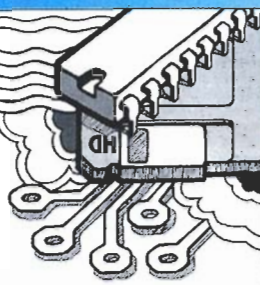
(A) 7V5
(B) 9V5
(C) 3V4
(D) 1V07

994075 - 11

SERVICIOS LECTORES

elektor

SEPTIEMBRE 1997



CONDICIONES GENERALES

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

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

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

FORMA DE ENVÍO

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

FORMA DE PAGO

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

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

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

SUSCRIPCIONES A LA REVISTA Y EJEMPLARES ATRASADOS

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

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

COMPONENTES UTILIZADOS EN LOS PROYECTOS

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

CONDICIONES GENERALES DE VENTA

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

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

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

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

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

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

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

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

CONSULTORIO TECNICO

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

El número de teléfono para consultas es el (91) 375 61 43.

Título artículo	Código	Precio (Pesetas)
E92: ENERO 1988		
16K RAM CMOS para C64.....	87082	1.090
E93: FEBRERO 1988		
Telecanguro.....	86007	820
Convertidor D/A de 14 bits.....	87160	2.420
E94: MARZO 1988		
Interface para facsimil.....	87038	2.715
E95: ABRIL 1988		
Receptor para BLU en 20 y 80 m.....	87051	3.920
E96: MAYO 1988		
Autobomba.....	86085	2.676
Polímetro digital auto-rango.....	87099	1.755
E97: JUNIO		
Bus de expansión para MSX.....	86003	6.795
Cargador baterías alicant.....		
p/baterías.....	87076	3.205
E98/99: JULIO/AGOSTO 1988		
Amplif. corrector tonos monochip.....	87405	1.225
Oscilador en puente de Wien variable.....	87441	570
Analizador del factor de trabajo.....	87448	1.560
Amplificador de auriculares.....	87512	2.375
E100: SEPTIEMBRE 1988		
Preamplif. alta calidad p/microfono.....	87058	915
Detectores pasivos de infrarrojos.....	87067	1.210
Transmisor equilibrado p/linea BF.....	87197	2.780
E102: NOVIEMBRE 1988		
Generador de sonidos estéreo para µP.....	87142	1.930
E104: ENERO 1989		
«Link» el preamplificador.....	880132-1	1.890
«Link» el preamplificador.....	880132-2	3.955
Frecuencímetro para receptores.....	880039	5.875
E 105: FEBRERO 1989		
Receptor FM estéreo en C/M.S.....	87023	870
E106: MARZO 1989		
Fuente gobernada por µC (placa de procesador).....	880016-1	6.050
Fuente gobernada por µC (placa de regulación).....	880016-2	3.940
Fuente gobernada por µC (placa de visualización).....	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/µC (panel frontal).....	880016-F	9.260
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad de sintonía/alimentación).....	880042	1.345
E107: ABRIL 1989		
Interruptor red controlado p/carga.....	86099	1.505
Fuente alimentación gobernada por microcontrolador (placa adaptación).....	880016-4	210
E108: MAYO 1989		
LFA-150, amplificador de tensión.....	880092-1	2.300
LFA-150, amplificador de corriente.....	880092-2	2.095
Síntezador radio controlado p/µP.....	880120-2/3	3.850
E109: JUNIO 1989		
Teclado MIDI portátil.....	880168	2.140
Reforzador de armónicos.....	880167	1.705
LFA-150 Etapa rápida de potencia (Alimentación auxiliar).....	880092-4	1.960
E110/111: JULIO/AGOSTO 1989		
Adaptador universal CMS-DIL.....	884025	725
Tarjeta prototipo para µP.....	884013	2.865
Comprobador de transistores.....	884015	1.245
Amplificador BF 150W con 1 integrado.....	884080	1.145
E112: SEPTIEMBRE 1989		
Interface fax para ATARI.....	880109	2.210
Control digital de frenos.....	87291-1	1.325
Decodificador de locomotora.....	880167	1.705
Reforzador de armónicos.....		
Interruptor red controlado por carga.....	86099	1.505
E113: OCTUBRE 1989		
Convertidor VLI.....	880029	1.175
Regulador AF para tubos fluorescentes.....	880085	2.304
Medidor ultrasónico de distancias.....	880144	1.881
EPROM para juego opcional de caracteres (Controlador para pantallas LCD de alta resolución).....	560	(2764)
E114: NOVIEMBRE 1989		
Adaptador bi-rail (Tren digital -2).....	87291-3	1.250
DMisor de señal para receptores de TV via satélite.....	880067	1.253
Q4: unidad de control MIDI (Placa principal).....	880178-1	2.478
Q4:unidad de control MIDI (Display/teclado).....	8801782	1.821
E115: DICIEMBRE 1989		
Regulador de velocidad para reproductores de CD.....	880165	3.196

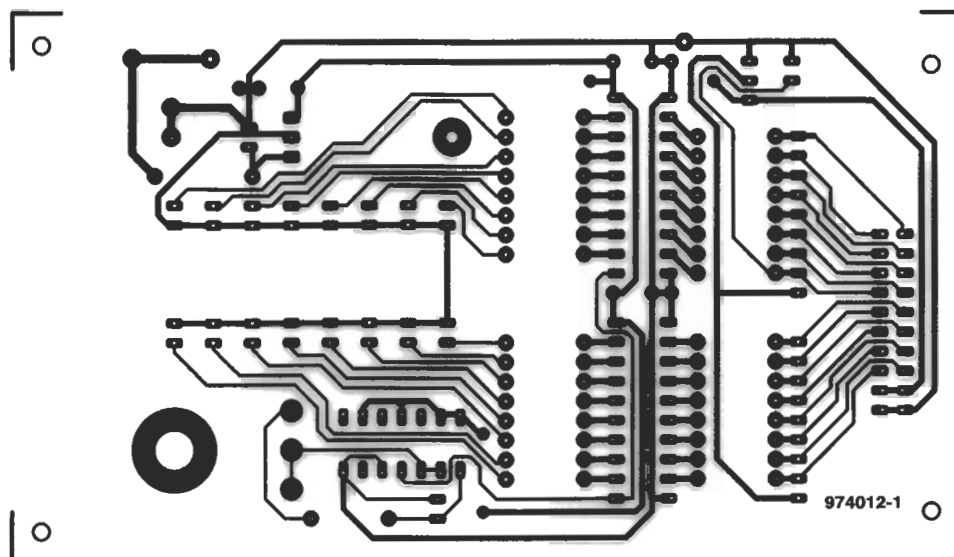
Título artículo	Código	Precio (Pesetas)
E117: FEBRERO 1990		
Telemando via red/emisor.....	TE049A	1.648
Telemando via red/receptor.....	TE049B	1.705
Temporizador fotográfico.....	TE057/85	858
E118: MARZO 1990		
Intercomunicador para motoristas.....	058/86	633
Sonda lógica de tensión.....	048/86	523
Reactancia para fluorescente.....	047/86	518
Robot riegamacetas.....	049/86	1.565
Regulador de luz por tacto.....	023/86	1.676
E119: ABRIL 1990		
Convertidor estético de tensión.....	TDE030/85	1.122
Fuente de alimentación universal.....	TDE 031/85	659
Termómetro para polímetro TOE.....	018/85	1.510
E120: MAYO 1990		
Generador de campo acústico.....	90V045	4.138
recuencímetro (doble cara).....	90V044	3.339
Conmutador RS232.....	90V041	3.516
E121: JUNIO 1990		
Medidor de ionización.....	90V051	1.488
Silenciador de audio.....	90V054	1.568
Comprobador VCR.....	90V043	1.328
E124: SEPTIEMBRE 1990		
Generador de impulsos: Conmutador Dip.....	90V081	950
Conmutadores Rotativos.....	90V082	1.275
Preamp para G Eléctrico: Tarjeta principal.....	90V083/3	4.250
Etapa reverberación.....	90V083/2	3.700
Placa conmutadores.....	90V083/1	2.068
E126: NOVIEMBRE 1990		
Disco estado sólido para PC.....	90V091	12.870
E127: DICIEMBRE 1990		
Indicadores digitales para el automóvil: Medidor combustible (doble cara).....	90V103	2.025
Indicador de los dígitos (doble cara).....	90V102	2.025
Medidor de vacío.....	90V104	950
Medidor tensión: temperatura V acetle.....	90V105	950
Indicador 3 dígitos (doble cara).....	90V101 Incl. en rev	
Frecuencímetro digital con Z-80: Placa principal (doble cara).....	90V117	6.500
Amplificador (doble cara).....	90V116	2.500
Prescaler (doble cara).....	90V115	1.800
Display.....	90V118	3.525
Manómetro digital: Manómetros.....	90V119	1.450
Filtro vocal efectos sonoros.....	90V120	1.600
Indicador 3 dígitos doble cara.....	90V101	2.025
E129: FEBRERO 1991		
Tarjeta de Memoria para Laser-Jet.....	90V125	3.773
Laser de bolsillo.....	90V12	6.850
Conmutador de vídeo y audio.....	90V123-1	915
E130: MARZO 1991		
Secrófono de bajo coste.....	91V011	1.979
Transmisión de audio por la red: Receptor AM.....	91V013	1.120
Transmisión de audio por la red: Receptor FM.....	91V014	1.120
Receptor de onda corta.....	91V015	1.050
Amplificador de audio HI-FI Fuente 12V.....	91V017	1.848
Amplificador de audio HI-FI: Amplificador audio.....	91V018	1.848
E131: ABRIL 1991		
Amplificador de audio (Fuente AC).....	91V016	1.850
Monitor de la red eléctrica.....	91V012	1.525
Fuente Universal.....	91V024	960
Medidor de radiación.....	91V021-1	3.346
E132: MAYO 1991		
Repetidor control remoto.....	91V022	962
Sistema de altavoces sin cable (transmisor).....	91V023-	1.900
Sistema de altavoces sin cable (receptor).....	91V023-2	1.125
Medidor de radiación circuito principal (doble cara).....	91V021-2	2.420
E133: JUNIO 1991		
Simulador Subwoofer.....	91V042	3.358
Pestaurador de las señales de vídeo.....	91V041	4.745
Generador de barrido de audio.....	91V043	4.411
E134 135: JULIO-AGOSTO 1991		
Selector automático de resistencias.....	91V054	1.707
Fuente solar (convertidor).....	91V53/2	1.005
Fuente solar (regulador).....	91V053/3	860
Fuente solar de alimentación (oscilador).....	91V053/1	1.615
Generador de barrido de audio (fuente de alimentación).....	91V051	2.277
Reloj binario (doble cara).....	91V052	4.255
E136: SEPTIEMBRE 1991		
Comprobador de memorias.....	1V063	2.697
Sistema de bloqueo de llamadas telefónicas.....	91V061	4.885
Generador sónico de alta intensidad.....	91V062	987
E137: OCTUBRE 1991		
Editor de vídeo doméstico.....	91V081	3.884



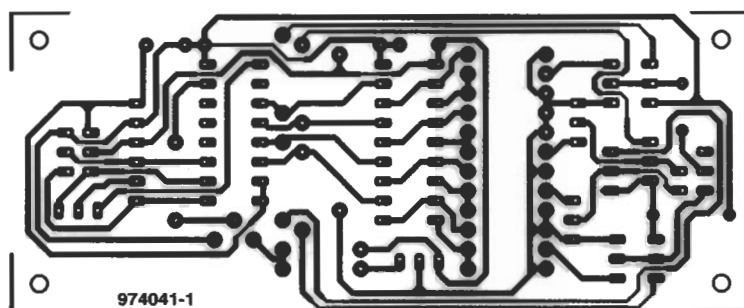
CUPON DE PEDIDO

73

Título artículo	Código	Precio (Pesetas)	Título artículo	Código	Precio (Pesetas)	Título artículo	Código	Precio (Pesetas)	Título artículo	Código	Precio (Pesetas)
Control remoto para atenuador luminoso (transmisor).....	94V02	2.255	Interface RS232.....	95V055	4.615	Generador de ritmos.....	96V0608	4.104	- PIC 16C71.....	966508-1	3.624
Voltímetro digital de un solo chip.....	94V03	2.934	Control doméstico (Receptor).....	95V056	3.730				Manualidades electrónicas:		
Acceso directo al bus del PC.....	94V101	4.980	Mini analizador lógico.....	95V057	3.604				- MicroCap V disco demo.....	966021-1B	521
E166 MARZO 1994			E181 JUNIO 1995			E194 JULIO 1996			E201 FEBRERO 1997		
Acceso directo al bus para PC (Componentes).....	94V102	6.195	Sistema de alarma multifunción.....	95V064	3.155	Computador de teclados para PC.....	950126-1	1.450	Computador "dongle".....	960089-1	1.076
Acceso directo al bus para PC (Soldadura).....	94V102	6.195	Puerto I/O PCW 8256/512.....	95V063	3.135	Pulsímetro.....	960005-1	2.100	Medidor de campo magnético.....	960100-1	1.306
Secráfono para voz.....	94V302	6.250	Amplificador con auriculares para guitarra eléctrica.....	95V061	3.780	Luz ahuyenta-ladrones.....	960022-1	1.500	Regulador de velocidad para trenes de modelismo.....	960113-1	1.306
E167 ABRIL 1994			Termómetro digital.....	95V066	2.860	¡Que deje de ladrar ese perro!.....	960035-1	1.200	Monitor de vigilancia de la temperatura del frigorífico.....	970001-1	1.229
Solucionando los problemas del PC (Soldadura).....	94V401	4.895	Comprobador de respuesta en frecuencia.....	95V065	4.928	Preamplificador TVA para 23 cm.....	960072-1	1.600	Pequeño banco de trabajo: - Decodificador de colores de componentes (software en disco).....	966022-1	3.364
Interruptor activado por silbido.....	94V403	3.844	Frecuencímetro de 25 Mhz.....	95V062	3.950	Programador Flash-EPROM.....	960077C	6.800			
Amplificador de laboratorio.....	94V405	2.131	E182/183 JULIO-AGOSTO 1995			Disquete (DOS) con software.....	956017-1	3.300			
Estroboscopia a LED.....	94V404	2.810	Diapasón controlado por PC (doble cara).....	95V072	4.976	Adaptador activo de potencia.....	960073-1	No disponible			
Sonido de motor para modelismo.....	94V402	2.028	Distribuidor de video VGA (doble cara).....	95V073	3.855						
E168 MAYO 1994			Generador TTL programable (doble cara).....	95V074	4.750	E195 AGOSTO 1996			E202 MARZO 1997		
Receptor de conversión directa.....	94V501	6.778	Estetoscopio para automóvil.....	95V075	3.674	Monitor de tensión de red.....	960055-1	1.675	Preamplificador AF con batería.....	960094-1	5.268
Alarma para motocicleta (doble cara).....	94V502	1.920	Controlador de riego.....	95V076	4.338	Círculo impreso.....	960055-1	1.675	Controlador de motor para modelos R/C.....	960095-C	3.499
Sonda lógica para 125 MHz.....	94V503	1.772	Nivel acústico.....	95V077	3.623	27C512.....	950098-C	8.316	- Circuito impreso y PIC16C84.....	960095-C	3.499
Mensajes subliminales.....	94V504	1.961	Retención de llamada.....	95V078	3.343	EPROM 27C512.....	946646-1	2.453	- Sólo PIC16C84.....	966510-1	2.922
E169 JUNIO 1994			E184 SEPTIEMBRE 1995			Reloj para ajedrez.....	960055-1	1.675	Emulador para 68HC11.....	970008-C	4.307
Transmisor de video.....	94V601	2.340	Detector de velocidad por radar.....	95V091A	5.975	Círculo impreso + EPROM.....	960055-1	1.675	- Circuito impreso y disquete.....	970008-C	4.307
Control de alimentación para impresora.....	94V602	6.210	Detector de velocidad por radar.....	95V091B	2.590	27C512.....	950098-C	8.316	- Sólo disquete.....	976002-1	1.730
Convertidor ASCII a Morse.....	94V701	2.215	Automata controlado por ordenador.....	95V92	3.159	EPROM 27C512.....	946646-1	2.453	Medidor simple de autoinductancia: - Circuito impreso y disquete.....	970009-C	2.346
E170/174 JULIO-AGOSTO 1994			E185 OCTUBRE 1995			Disco (MS-DOS).....	966010-1	1.617	- Sólo disquete.....	976001-1	1.346
Casino electrónico.....	94V705	4.950	Accelerómetro para automóvil.....	95V101A	2.833	Ampliación a 64 canales: - Circuito impresos de amplificación (3 en 1).....	960033-2	2.349	Timbre hablador.....	970015-1	1.615
Generador de 100 kilovoltios.....	94V703	5.802	Círculo visualización.....	95V101B	2.603	IC4 iSPSL1016.....	966506-1	6.352	Lucas en movimiento con led.....	No disponible	
Control automático de iluminación.....	94V704	1.825	Accelerómetro.....	95V101C	2.118	IC5 iSPSL1016.....	966506-2	6.352			
Analizador eléctrico para automóviles.....	94V702	1.768	Programador PIC 17C42.....	95V102	7.160	Disco (MS-DOS).....	966010-1	1.617	E203 ABRIL 1997		
E172 SEPTIEMBRE 1994			Comprobador electrónico.....	95V103	2.281	Ampliación a 64 canales: - Circuito impresos de amplificación (3 en 1).....	960033-2	2.349	Programador de EPROM: - Circuito impreso.....	970010-1	5.298
Transmisión de datos mediante infrarrojos.....	94V901	2.889	Detector de correspondencia para cable multiconductor (transmisor).....	95V105A	5.115	IC20/30/40 iPSL1016.....	966506-2	6.352	Generador de señal a.f. alimentado a batería.....	970003-1	3.364
Ciclómetro.....	94V902	1.970	Detector de correspondencia para cable multiconductor (receptor).....	95V105B	3.508	E196 SEPTIEMBRE 1996			Elektor electrónico item tracer 1985-1986 (en disco de 3.5").....	966008-1	3.953
Puerto paralelo para PC.....	94V801	5.919	E186 NOVIEMBRE 1995			Medidor de distorsión armónica.....	936024-1	1.246	E204 MAYO 1997		
Convertidor de ASCII a Morse.....	94V701	2.215	Decodificador de tonos DMTF (doble cara).....	95V111	3.975	Círculo impreso.....	964039-1	3.739	Termómetro digital: - Circuito impreso y PIC16C54.....	960112-C	10.662
E173 OCTUBRE 1994			Círculo de ahorro de energía (doble cara).....	95V112	4.685	Medidor de dbm. 50 MHz.....	964039-1	3.739	- PIC16C54.....	966501-1	7.381
Fotómetro para cámara doméstica.....	94V1004	2.692	Transmisor de televisión.....	95V113	5.810	Círculo impreso.....	964040-1	1.813	Placa mezcladora controlada por microprocesador: - Circuito impreso y ST62T25B.....	976502-1	10.744
Convertidor A/D para PC.....	94V1005A	4.152	Grabador de mensajes de voz (doble cara).....	95V114	5.230	Atenuador de video.....	964076-1	2.776	- ST62T25B.....	976502-1	8.037
Convertidor A/D para PC.....	94V1005B	4.152	Reproductor de mensajes de voz (doble cara).....	95V115	6.176	Círculo impreso.....	964076-1	2.776	- Circuito impreso.....	970037-1	3.362
LEDs con mucha cara.....	94V1001	3.051	E187 DICIEMBRE 1995			Convertidor AD/DA de bajo coste.....	964092-1	N.D.	- Software.....	976006-1	1.968
Alarma supereconómica.....	94V1002	2.010	Mezclador MIDI.....	95V1205A	7.421	Círculo impreso.....	966009-1	1.586	Sistema de alarma doméstico controlado por PIC: - Circuito impreso y PIC 16C84.....	970022-C	10.005
Matajuegos.....	94V1003	3.453	Mezclador MIDI.....	95V1205B	4.938	Monitor de prueba lambda.....	964014-1	N.D.	- PIC 16C84.....	976501-1	7.709
E174 NOVIEMBRE 1994			Generador efectos de sonido.....	95V1203	2.871	Amplificador de potencia en miniatura.....	964020-1	N.D.	Fuente de alimentación de propósito general.....	970036-1	2.788
Ordenador monopla con transputer.....	94V1107	5.780	Altavoz para sonidos graves.....	95V1202	4.093	Círculo impreso.....	964020-1	N.D.	Convertidor óptico/coaxial para audio.....	970031-1	2.296
Cargador de baterías de plomo.....	94V1102	2.511	Computador VGA (doble cara).....	95V1204	3.739	Voltímetro digital como fasímetro.....	964032-1	N.D.	E205 JUNIO 1997		
Alarma de temperatura para PC.....	94V1103	4.591	E188 ENERO 1996			Círculo impreso.....	964032-1	N.D.	Enlace de larga distancia IrDA por infrarrojos: - Circuito impreso + 89C2051.....	970041-C	8.563
Comprobador de continuidad ajustable.....	94V1101	1.796	Círculo para sintonizar antenas multibanda.....	96V0101A	2.175	Intercambiador de joystick.....	964038-1	N.D.	- Sólo 89C2051.....	976508-1	5.935
Radio control para coche receptor.....	94V1104	2.544	Círculo para sintonizar antenas multibanda.....	96V0101B	3.497	E197 OCTUBRE 1996			Medidor LCR avanzado: - Circuito impreso, GAL + EPROM.....	970028-C	21.196
Radio control para coche control motor.....	94V1105	1.976	Círculo protector para corriente alterna.....	96V0103	4.343	Termómetro digital con indicación de máximo y mínimo.....	960010-C	8.192	- GAL 22V10.....	976506-1	8.987
Radio control para coche transmisor.....	94V1106	1.976	Sistema de radiocontrol computerizado. Receptor.....	96V0104A	3.318	- ST62T10 (IC1).....	956515-1	5.757	- EPROM 27C512.....	976507-1	2.628
E175 DICIEMBRE 1994			Sistema de radiocontrol computerizado. Transmisor.....	96V0104B	3.710	Dispositivo de espera para reducir el consumo del TV.....	960063-1	3.544	- Carátula panel frontal.....	970028-F	4.578
Sistema de seguridad para su hogar.....	94V1201	9.175	Audiómetro.....	96V0105	3.950	Brújula digital.....	960085-1	2.216	Milivoltímetro de banda ancha.....	970021-1	7.291
Generador de efecto sonoro controlado por luz.....	94V1202	2.264	E189 FEBRERO 1996			Adaptador RS-232 para convertidor A/D ICL7106.....	No disponible		Amplificador de potencia compacto.....	970043-1	6.698
Cargador de baterías inteligente.....	94V1203	2.545	Computador para RS232 (doble cara).....	96V021	3.539	- Circuito impreso.....	No disponible		E206 JULIO 1997		
E176 ENERO 1995			Fuente de alimentación versátil.....	96V022	4.278	- Software en disco.....	966016-1	1.771	Placa para el microcontrolador 80C537: - Circuito impreso, GAL y EPROM.....	970048-C	19.646
Programador de memorias EPROM.....	95V011	5.277	Lector de códigos de barras.....	96V023	3.516	Limitador de potencia de alta frecuencia.....	No disponible		- Sólo GAL.....	976511-1	4.996
Medidor de frecuencia.....	95V012	2.864	Convertidor RS232 a RS422 (doble cara).....	96V024	3.415	E198 NOVIEMBRE 1996			- Sólo EPROM.....	976510-1	4.742
Medidor de capacidad.....	95V013	6.150	E190 MARZO 1996			Mini programador de Flash: - PCB y software (disco).....	960078-C	7.198	- Monitor documentado en disco.....	976008-1	2.710
Medidor de Amperios hora.....	95V014A	3.467	Alerta tri-color de hielo.....	96V0301	3.275	- Sólo software (disco).....	966015-1	4.149	Control remoto por teléfono: - Programa en disco.....	976005-1	2.964
Medidor de Amperios hora.....	95V014B	2.271	Medición de pulsaciones por minuto.....	96V0302	3.262	Horno económico para cristal.....	960071-1	2.969	Monitor de batería de coche.....	970045-1	5.589
E177 FEBRERO 1995			Círculo de desconexión eléctrica con temporizador.....	96V0304A	4.495	Generador de cartas de ajuste para T.V.: - PCB + EPROM + EPROM + disco.....	960076-C	18.514	Convertidor temperatura/tensión para polímetro digital.....	No disponible	
Temporizador para Ampliadora.....	95V021	3.312	Círculo de desconexión eléctrica con temporizador.....	96V0304B	3.025	- EPROM 27C040.....	966507-1	9.082	Doble conmutador RC.....	No disponible	
Animación electrónica.....	95V202	5.916	E191 ABRIL 1996			- EPROM 27C040.....	966507-2	5.706	E207 AGOSTO 1997		
Contador de frecuencia (doble cara).....	95V203	3.604	Interruptor activado por voz.....	96V042	2.627	- Sólo disco.....	966011-1	1.630	Fuente de alimentación conmutada con LM2574.....	974024-1	2.593
Digitalizador de imágenes.....	95V024	7.225	Sistema de radiocontrol computerizado.....	96V0104A	3.505	Convertidor de la frecuencia de muestreo: - Circuito impreso + ST62T10.....	960093-C	6.995	Timbre de puerta selectivo.....	974025-1	2.533
E178 MARZO 1995			Sistema de radiocontrol computerizado.....	96V0104B	3.625	- ST62T10 (IC2).....	966511-1	4.541	Certificado. Sistema de seguridad.....	No disponible	
Ecuafizador paramétrico (doble cara).....	95V031	6.480	Analizador lógico (soldadura).....	96V041A	5.215	Comprobador de bombillas eléctricas.....	960091-1	1.397	Mini órgano musical.....	No disponible	
Emulador de memorias EPROM.....	95V032	5.620	Analizador lógico (componentes).....	96V041B	5.215	Temporizador para habitación oscura.....	960086-1	2.736	Sustituto para el 79xx.....	No disponible	
Señalizador óptico.....	95V033	3.140	E192 MAYO 1996			Mini detector de metales.....	960075-1	1.281	Círculo de retardo en la alimentación de red.....	No disponible	
Fuente de alimentación.....	95V034	2.530	Detector de movimiento por ultrasonidos.....	96V051	3.262	Unidad de E/S (sólo disco).....	966013-1	1.639	Medidor de capacidad para batería de Ion de Litio.....	No disponible	
Generador de efecto metal.....	95V035	2.546	Generador de efectos de reverberación.....	96V052	6.252	E199 DICIEMBRE 1996			E208 SEPTIEMBRE 1997		
E179 ABRIL 1995			Analizador de voz (doble cara).....	96V053	3.857	Programador ST62: - Circuito impreso y disco.....	960105-C	2.453	Medidor digital.....	974012-1	4.888
Ecuafizador paramétrico (unidad de filtros), (doble cara).....	95V041	6.986	Recordatorio electrónico.....	96V054	2.850	- Circuito impreso.....	960105-1	1.868	Control por PC para dos motores paso a paso.....	No disponible	
Sistema de control doméstico a través de la red (Transmisor).....	95V042	3.987	E193 JUNIO 1996			- Disco.....	966018-1	878	Sustituto para los 78xx.....	No disponible	
Control remoto (Transmisor).....	95V043A	3.126	Fuente de alimentación recargable.....	96V0602	4.060	Manualidades electrónicas: - MicroCap V disco demo.....	966021-1A	586	Amplificador de video RGB.....	974042-1	4.519
Control remoto (Receptor).....	95V043B	5.856	Comprobador de carga.....	96V0603	2.354	Amplificador de cascos para guitarristas.....	960109-1	915	Placa de alimentación para amplificadores de salida.....	No disponible	
E180 MAYO 1995			Comprobador analógico de circuitos integrados.....	96V0604	5.121	Amplificador de 50W para señales a.f.....	956079-1	1.172	Tarjeta de sonido independiente.....	No disponible	
Ecuafizador paramétrico (unidad de salida) (doble cara).....	95V051	6.575				Enlace RS232 mediante rayos infrarrojos: - Circuito impreso y disco.....	960107-C	2.233	Yamaha DB50XG.....	974100-1	5.441
Diseños para alarma (Transmisor óptico).....	95V052	2.025				- Disco.....	966020-1	1.172	Protección contra fallos en sistema de radio control para modelismo.....	No disponible	
Diseños para alarma (Receptor óptico).....	95V053	2.275				Imitación del sonido de una máquina de vapor.....	960087-1	2.271	Control adaptativo del limpiaparabrisas.....	No disponible	
Diseños para alarma (Tensión de alimentación).....	95V054	2.275									



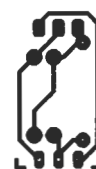
EPS974012-1.- Medidor digital.



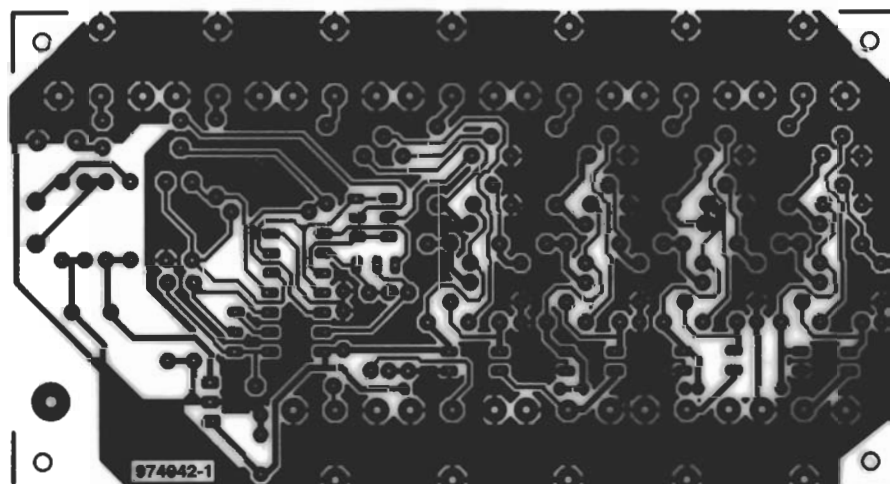
EPS974041-1.- Control por PC para dos
motores paso a paso.



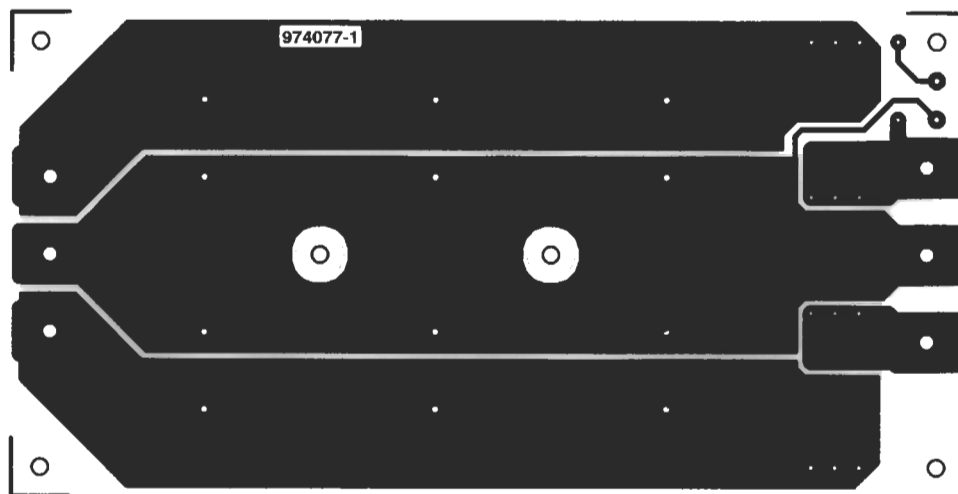
974073-1



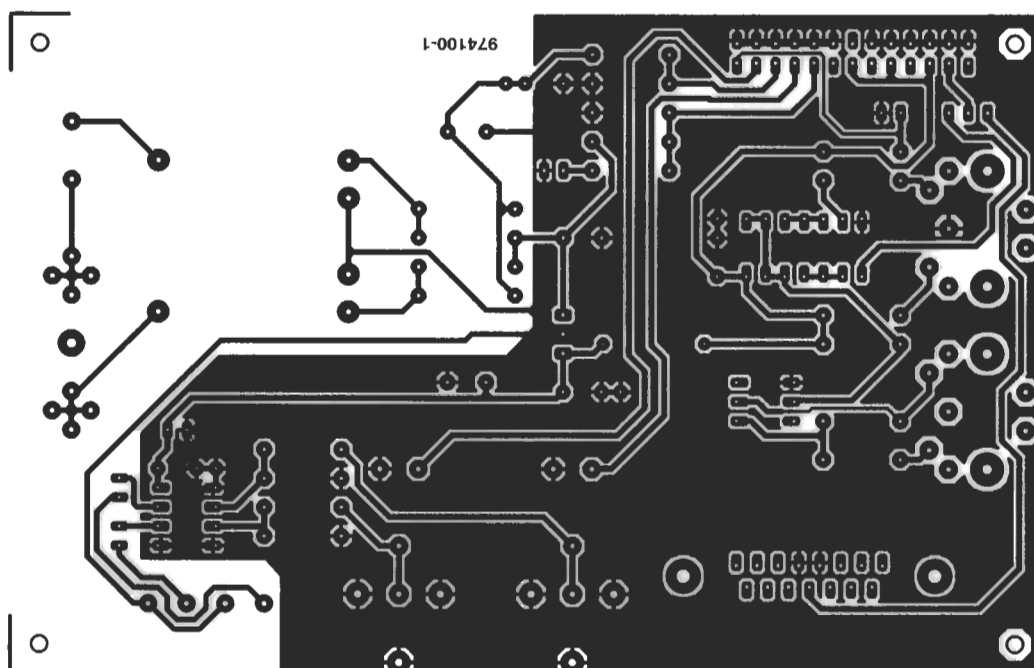
EPS974073-1.- Sustituto
para los 78xx.



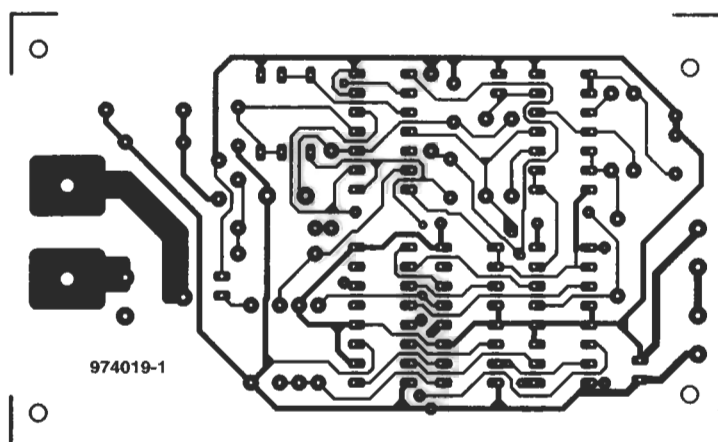
EPS974042-1.- Amplificador de vídeo RGB.



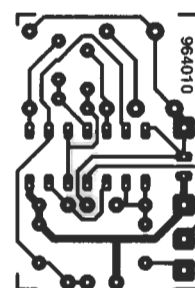
EPS974077-1.- Placa de alimentación para amplificadores de salida.



EPS974100-1.- Tarjeta de sonido independiente Yamaha DB50XG.



EPS974019-1.- Control adaptativo del limpiaparabrisas.



EPS964010-1.- Protección contra fallos en sistema de radio control para modelismo.