

NUEVA  
ELECTRÓNICA

Nº310  
5,25 Euros.

# ELECTRÓNICA

NUEVA



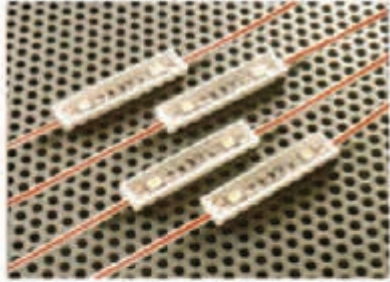
◀ **CONVERSOR DIGITAL ANALÓGICO CON USB** ▶

◀ **DIMMER 230 VAC de fase invertida con MOSFET** ▶

◀ **FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS** ▶

◀ **TARJETA UNIVERSAL CON DOBLE OPERACIONAL (III)** ▶

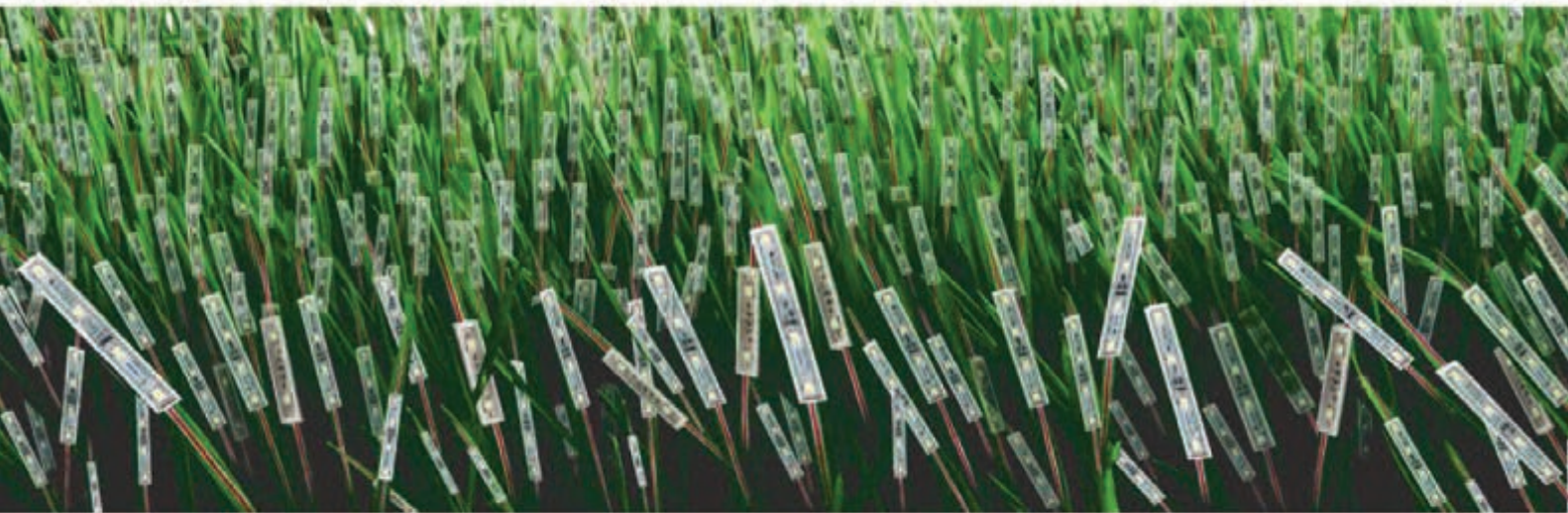
**LED**  
*para iluminación*



**AMPLIA GAMA DE LEDS DE ALTA CALIDAD**

**ILUMINA EL MUNDO**

**24 HORAS DE LUZ ININTERRUMPIDA-ESTANQUEIDAD IP68 (LA MAS ALTA DEL MERCADO)  
3 AÑOS DE GARANTIA-50.000 HORAS-PROTECCIÓN CONTRA INVERSIÓN DE POLARIDAD  
ISO 9001-LUMINOSIDAD HASTA 48 LÚMENES  
MAYOR POTENCIA, MENOS CONSUMO (70% MENOS QUE UN FLUORESCENTE)  
PRODUCTO ECOLÓGICO LIBRE DE METALES PESADOS**



*consultenos sin compromiso*

**vector**  
integral

Telf.: 91 331 52 66

[vectorintegral@vectorintegral.com](mailto:vectorintegral@vectorintegral.com)

[www.vectorintegral.com](http://www.vectorintegral.com)

## DIRECCIÓN

C/ Arboleda, 2  
Oficina 405  
28031 (MADRID)  
Teléf: 902 009 419  
Fax: 911 012 586

### Director Editorial

Eugenio Páez Martín

### Director Técnico

Felipe Saavedra

### Diseño Gráfico

Vector Integral

### Webmaster

Natalia García Benavent

### SUSCRIPCIONES Y PEDIDOS

pedidos@nuevaelectronica.com  
suscripciones@nuevaelectronica.com

### SUSCRIPCIONES

Correo Electrónico:  
revista@nuevaelectronica.com

### PEDIDOS

Correo Electrónico:  
pedidos@nuevaelectronica.com

### SERVICIO TÉCNICO

Correo Electrónico:  
tecnico@nuevaelectronica.com

Teléf.: 902 009 419

Fax: 911 012 586

### PAGINA WEB:

www.nuevaelectronica.com

### IMPRESIÓN:

GRÁFICAS ALMUDENA.S.L  
C/ Alcotanes Nº33  
28320-Pinto- (Madrid)

### DISTRIBUCIÓN:

Sgel.Avda. Valdelaparra, 29  
28018 Alcobendas (Madrid)

Traducción en Lengua  
española de la revista  
"Nuova Elettronica", Italia.  
DIRECTOR GENERAL  
Montuschi Giuseppe

### DEPÓSITO LEGAL:

M-18437-1983

### Edición Impresa:

Suscripción anual 50,00 Euros  
Susc. certificada 85,00 Euros.

Nº 310

5,25 Euros. (Incluido I.V.A.)

Canarias, Ceuta y Melilla

5,25 Euros (Incluidos portes)

En este número

# SUMARIO

## CONVERSOR DIGITAL ANALÓGICO CON USB

Con este convertor microscópico R2R hemos transformado nuestro USB LX.1741 en un convertor DA (Digital Analógico) capaz de generar una señal de 5 voltios a 10 voltios con una resolución media de 0,4 voltios. Junto con la placa base principal se le proporcionará un CD-Rom que contiene la fuente que le ayudará en la gestión personalizada del software.

LX 1782 ..... pág.4

## DIMMER 230 VAC de fase invertida con MOSFET

Al variar la tensión de entrada a este dimmer entre los 0 y los 5 voltios se puede controlar la carga suministrada por la red. Una particularidad del proyecto es que se realiza sin Triac y sin SCR.

LX1785 ..... pág.16

## FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS

Debido a su pequeño tamaño y a la posibilidad de obtener un amplio rango de tensiones, las fuentes de alimentación conmutadas han reemplazado a las tradicionales fuentes de alimentación lineales en muchas aplicaciones. En este artículo se explica cómo realizar con el circuito integrado MC34063A diversos tipos de fuentes conmutadas en diferentes configuraciones de step-up y step-down.

LX1786-87 ..... pág.26

## TARJETA UNIVERSAL CON DOBLE OPERACIONAL (III)

Una pequeña pérdida de agua en un grifo o tubería puede convertirse rápidamente en una catástrofe doméstica y causar graves daños, sobre todo cuando se produce por la noche

LX1788 ..... pág.44

## PROXIMAMENTE

- **AMPLIFICADOR Para RF tipo MMIC**
- **20 WAT. ESTEREO en CLASE D**
- **LINEAL de POTENCIA en banda ancha**
- **PRUEBA INYECTORES para coches**
- **ELECTROREFLEX, generador de ONDA CHINA**



# CONVERSOR DIGITAL

Con este conversor microscópico R2R hemos transformado nuestro USB LX.1741 en un conversor DA (Digital Analógico) capaz de generar una señal de 5 voltios a 10 voltios con una resolución media de 0,4 voltios. Junto con la placa base principal se le proporcionará un CD-Rom que contiene la fuente que le ayudará en la gestión personalizada del software

Ya os presentamos el interfaz **USB LX.1741** cuya flexibilidad y modularidad permitían configurarlo completamente al gusto de cada cual para utilizarlo en múltiples y diversas aplicaciones.

En el proyecto que os presentamos ahora, transformamos su salida digital (compuesta por **8 bits**) en una señal analógica y obtenemos un simple DAC (Digital Analogic Converter) de **8 bits**.

El conversor utilizado para este propósito se llama **R2R** por estar compuesto de dos grupos de resistencias, una de valor óhmico doble con respecto a la otra.

Sabiendo que los bits disponibles son 8, el número de combinaciones de las entradas será  $2_8 = 256$ .

A partir de aquí se obtiene la resolución del conversor dividiendo la tensión de referencia (**5 voltios**) por número total de combinaciones (**256**):

$$5: 256 = 0.019 \text{ voltios}$$

Esto significa que la mínima variación de la tensión generada (step) de acuerdo con el estado de las 8 entradas es de **19 mV**.

En resumen, a través de este circuito se puede obtener de la salida del **LX.1741** una tensión variable de 0 a 5 voltios con step de **19 mV**.

Los valores que acabamos de mencionar se puede aumentar hasta dos veces, ajustando la ganancia de un amplificador situado en la salida.

## ESQUEMA ELÉCTRICO

Como hemos dicho, con las 8 salidas digitales del interfaz USB hemos desarrollado un **Convertor Digital Analógico (DAC)**.

La red a escala R2R es el sistema más utilizado para la conversión de **digital a analógico**.

Esta escala de resistencias consiste en una red compuesta por resistencias de valor **R** o **2R**.

Veamos en detalle cómo funciona observando el diagrama reproducido en la Figura 3.

hay que tener siempre en cuenta las salidas **D0-D7** como interruptores de dos posiciones: hacia **Vref**(tensión generada en el procesador) o hacia **GND** (tierra).

En nuestro caso, las salidas **D0-D1-D2-D3-D4-D5-D7** están conectadas a **Vref**, mientras que la única salida **D6** se conecta a **GND** (teniendo en cuenta que **Vref** corresponde al **nivel lógico 1** y **GND** al **nivel lógico 0**).

La figura 2 muestra un ejemplo de red **R2R** a escala de resistencias.

Como se puede ver, **D7 MSB** (bit más significativo) y **D0 LSB** (bit menos significativo) son impulsados por puertas lógicas digitales.

# ANALÓGICO CON USB

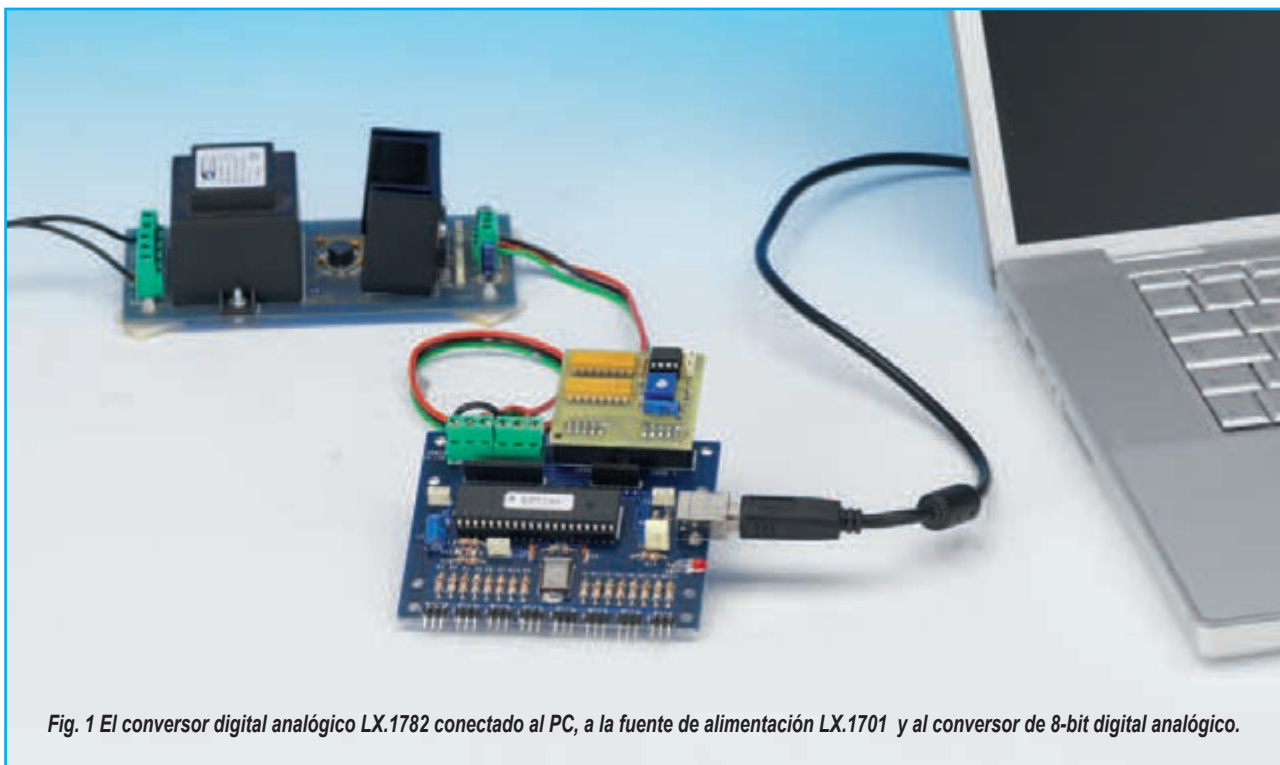


Fig. 1 El convertor digital analógico LX.1782 conectado al PC, a la fuente de alimentación LX.1701 y al convertor de 8-bit digital analógico.

De hecho, los bits **D0-D7** se encienden entre los **0 voltios** (digital 0) y **Vref** (digital 1).

La red **R2R** hace que cada bit digital ayude a formar una parte importante para generar el la tensión de salida **Vout**.

En este circuito hay **8 bits y 256** combinaciones posibles.

Dependiendo de que los bits se pongan a **1** o a **0**, la tensión de salida (**Vout**) tendrá un valor de amplitud entre **0 voltios y 5 voltios (Vref)**, menos el valor de la parte de tensión mínima:

**5 Volt ios: 255 combinaciones= 0,019**

El verdadero valor de **Vref** depende del tipo de puertas lógicas digitales que se utilicen para conducir las diferentes salidas **D0-D7**.

Para un valor **VAL** digital de un **DAC**, el voltaje de salida **Vout** es el siguiente:

$$V_{out} = V_{ref} \times VAL : 2^n$$

donde:

= **Vref** es la tensión que proporciona la salida

**VAL** es el bit = (1, 2, 4, etc.)

**2<sup>n</sup>** = son los bits en el puerto

En el ejemplo mostrado, por tanto:

**n = 8** ya que **2<sup>8</sup> = 256**

con **Vref = 5 V** la tensión **Vout** varía entre:

**00000000 VAL = 0** y **11111111 VAL = 256**

En presencia de un **VAL mínimo** (paso simple)

**VAL = 0,019 Volt**, tenemos:

$$V_{out} = 5 \times (1 : 256) = 0,019 \text{ Volt}$$

Para obtene un **Vout máximo**, todas las salidas deben encontrarse en el estado lógico **11111111** que tiene como valor decimal **VAL = 256**, por tanto:

$$V_{out} = 5 \times (256 : 256) = 5 \text{ Voltios}$$

La **R2R** tiene la ventaja de que por lo general la impedancia de salida es igual a la resistencia utilizada en la red, por lo que un pequeño operacio-

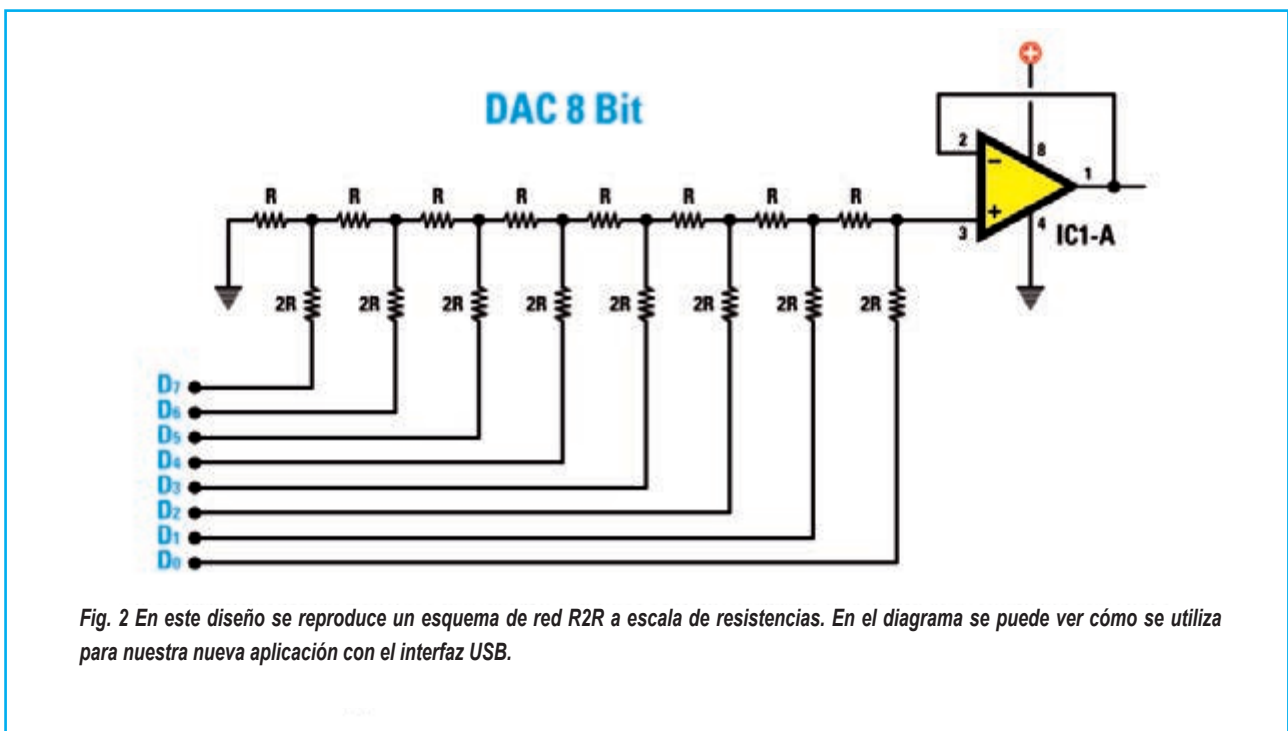
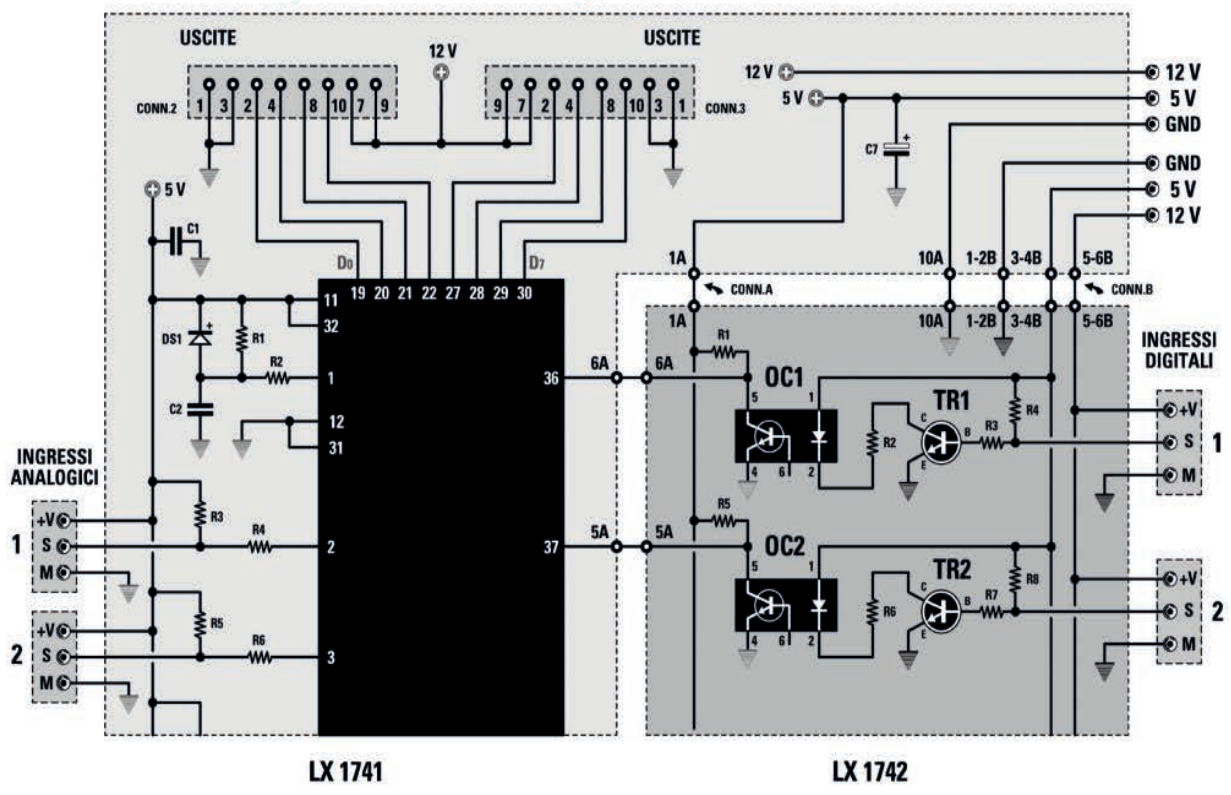
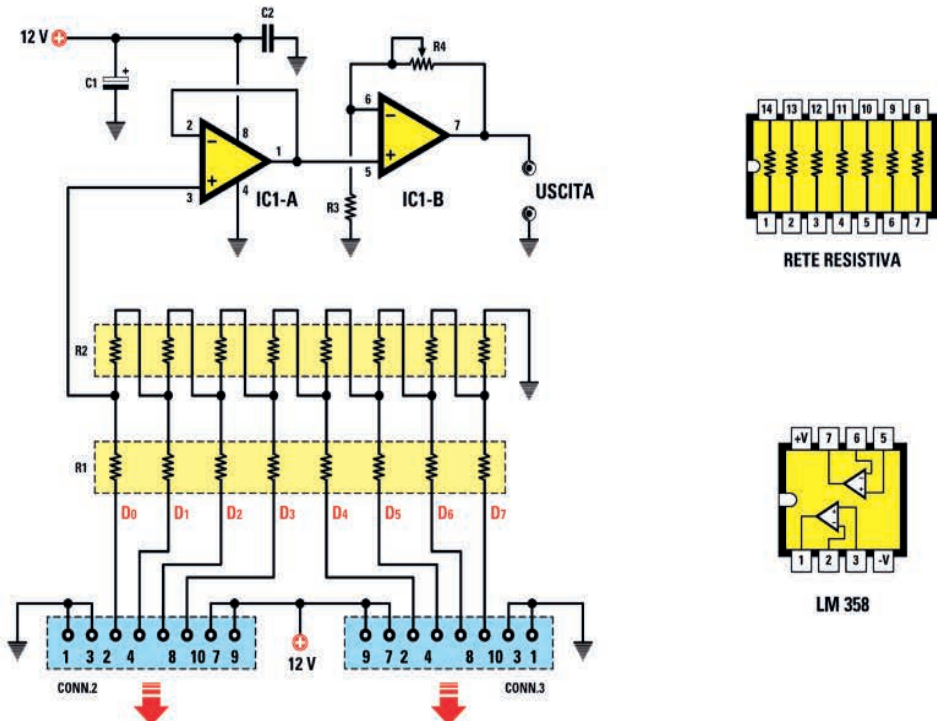


Fig. 2 En este diseño se reproduce un esquema de red R2R a escala de resistencias. En el diagrama se puede ver cómo se utiliza para nuestra nueva aplicación con el interfaz USB.



LX1741

LX1742

Fig.3 Esquema de los componentes del convertor y las conexiones.

**LISTADO DE COMPONENTES DEL LX.1782**

- R1 = 20.000 ohm red res.
- R2 = 10.000 ohm rete res.
- R3 = 10.000 ohm
- R4 = 10.000 ohm trimmer
- C1 = 10 microF. electrolítico
- C2 = 100.000 pF poliéster
- IC1 = integrado tipo LM358
- CONN2/3 = con. hembra 5+5 pin

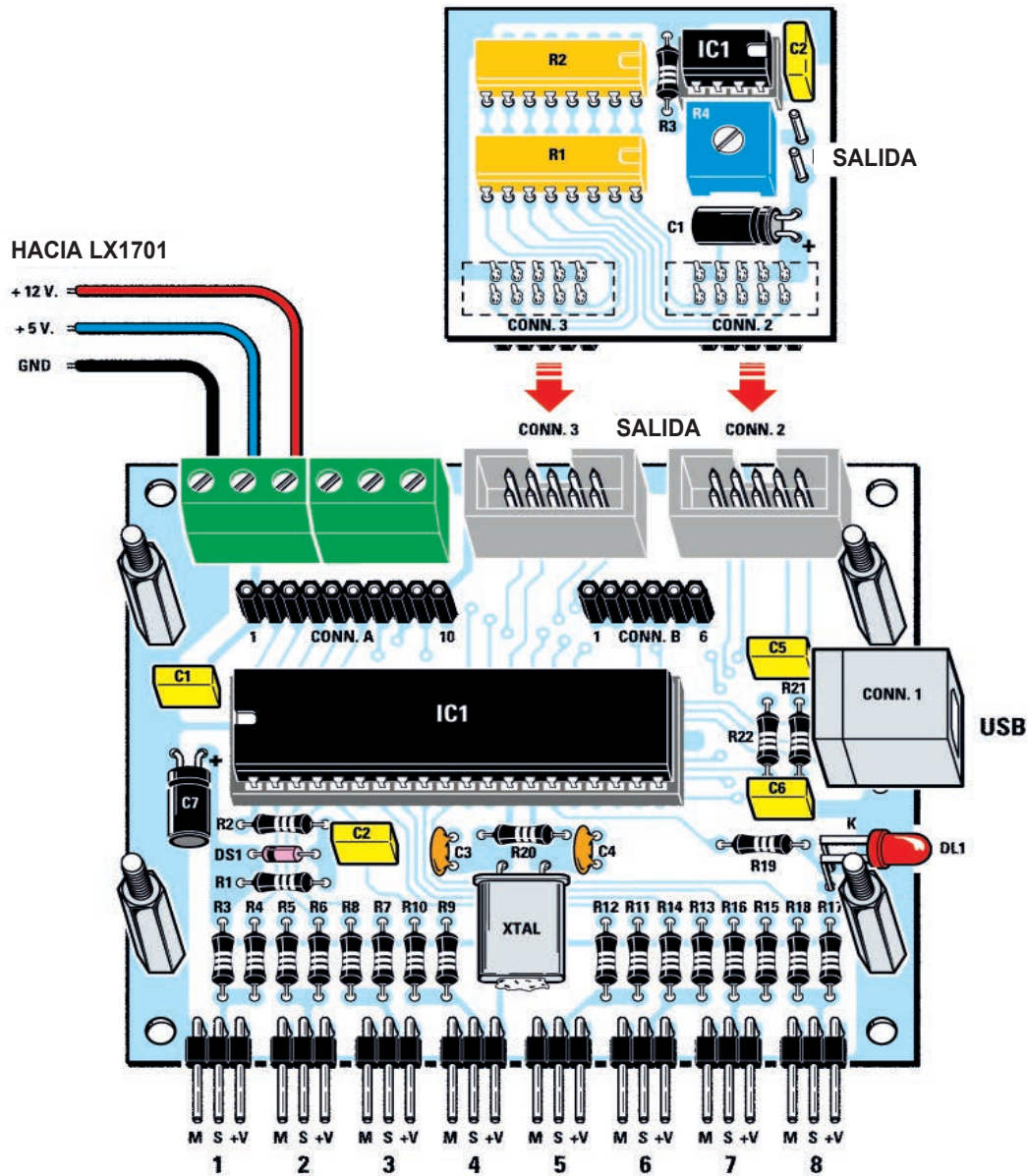


Fig.4 Esquema de montaje de la placa base LX.1741 y, en la parte superior, pequeña tarjeta del convertor analógico digital LX.1782 que proponemos para esta nueva aplicación.

nal como el IC1/A configurado como tracker es suficiente para que se ajuste a otros usos.

Hemos añadido otro amplificador en la configuración para que, girando el trimmer R4 desde el 0 al máximo, la tensión generada por el DAC sea entre 0 y 5 V (x1) y entre 0 y 10 voltios (x2).

No se puede conectar lámpara en la salida porque la cantidad de corriente suministrada es tan pequeña que ni siquiera se encendería.

En su lugar, se pueden reemplazar los dos terminales de salida con una clema para sacar la tensión generada por el microprocesador.



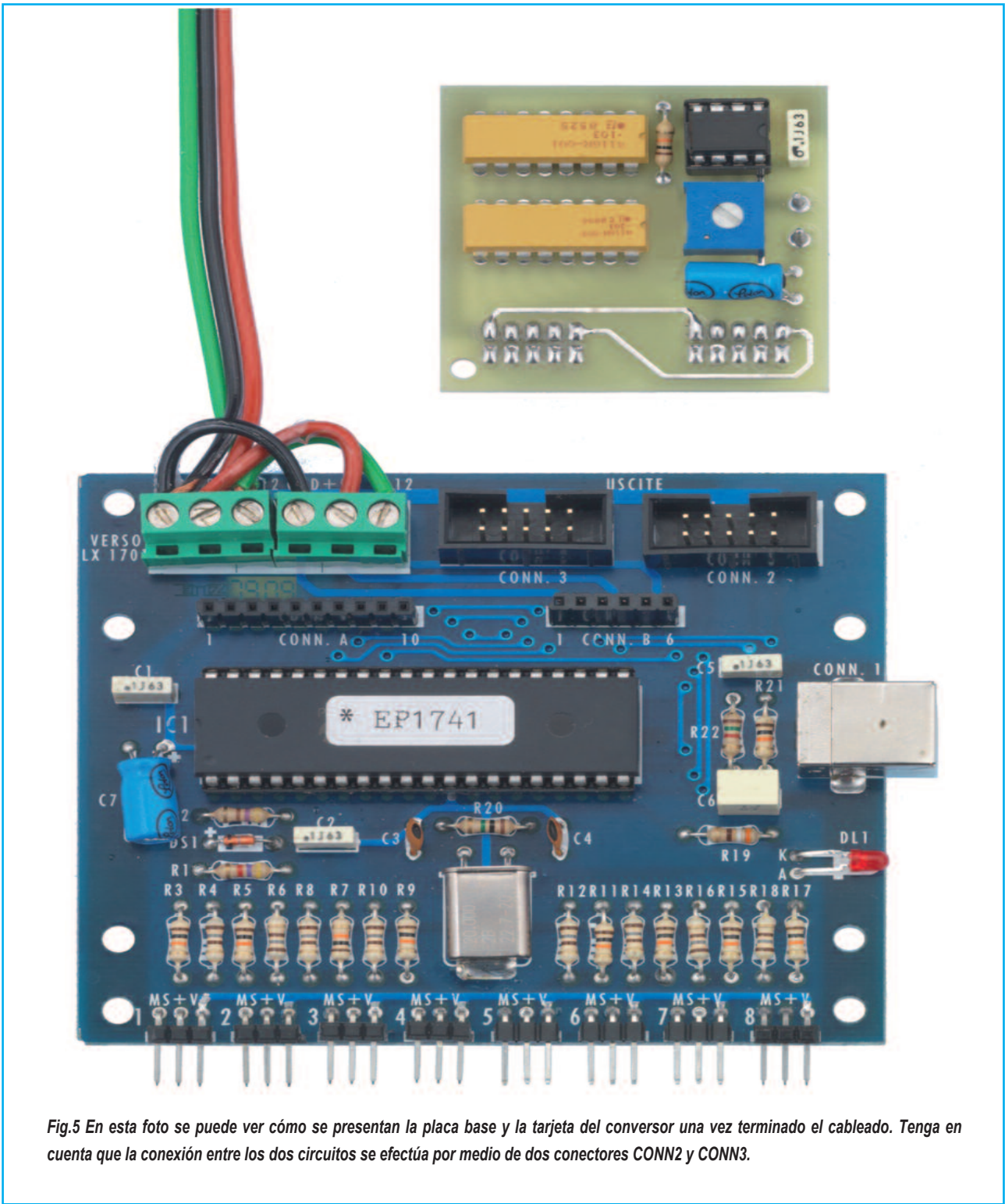


Fig.5 En esta foto se puede ver cómo se presentan la placa base y la tarjeta del convertor una vez terminado el cableado. Tenga en cuenta que la conexión entre los dos circuitos se efectúa por medio de dos conectores CONN2 y CONN3.

A través de los dos conectores hembra 5 +5 la tarjeta se conecta a los conectores que ya están en el circuito impreso LX.1741 (ver en figura 4 CONN2 y CONN3).

Os recordamos que los 12 voltios suministrados a

la placa base LX.1741 por el alimentador LX.1701 (ver fig.9-10-11) son suficientes para alimentar también este circuito.

Por lo tanto, no tendrá que recurrir a ninguna fuente de alimentación suplementaria.

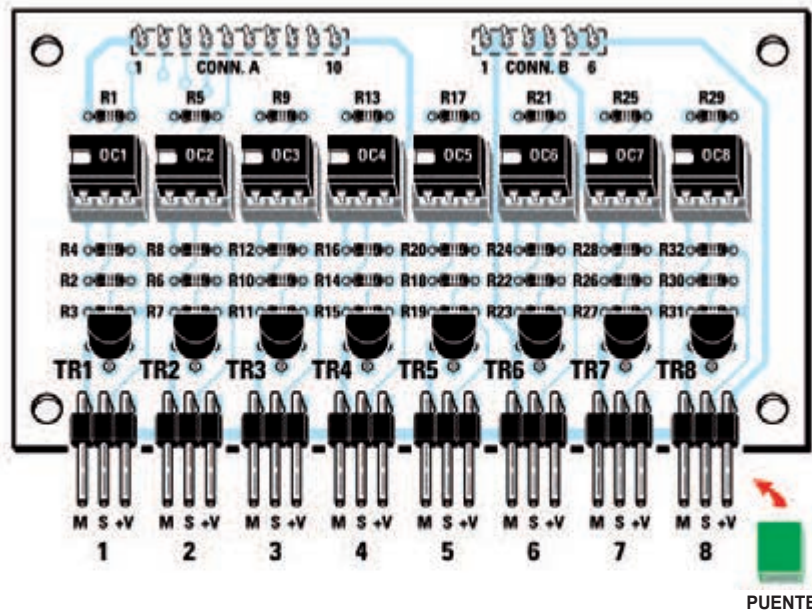


Fig. 6 Esquema de montaje de la tarjeta de entradas digitales LX.1742. Ésta permite explotar plenamente el potencial del proyecto para crear aplicaciones personalizadas.

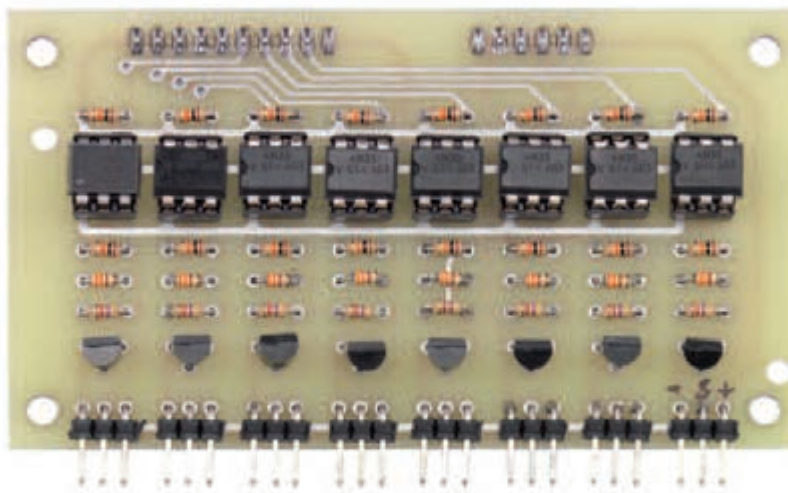


Fig.7 En esta imagen se reproduce la tarjeta LX.1742 que se fija sobre la placa base LX.1741 tal y como se muestra en la figura, antes de la conexión con el circuito de alimentación LX.1701 y con la tarjeta del convertor LX.1782 en la parte superior de la Fig.8.

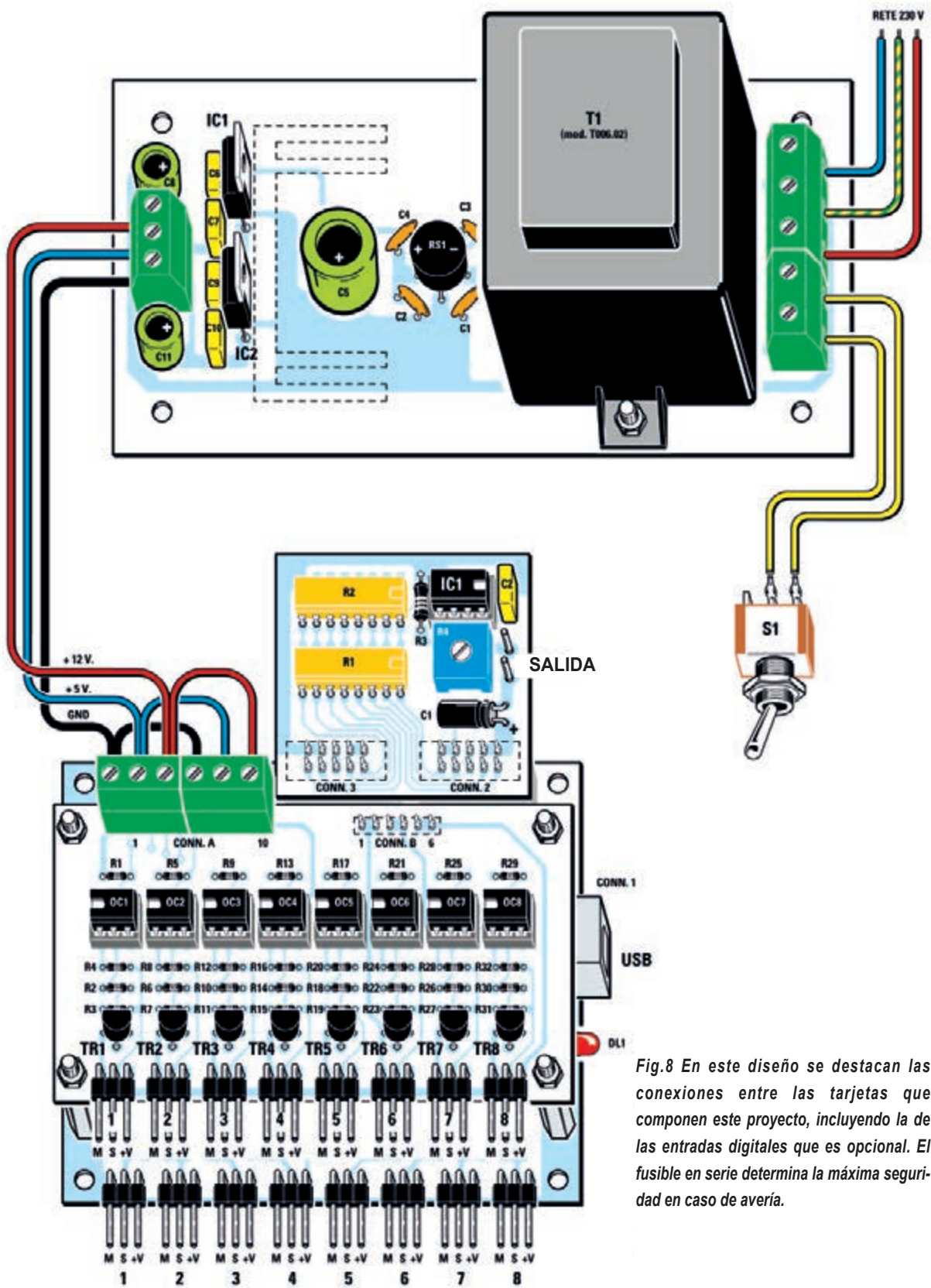


Fig.8 En este diseño se destacan las conexiones entre las tarjetas que componen este proyecto, incluyendo la de las entradas digitales que es opcional. El fusible en serie determina la máxima seguridad en caso de avería.

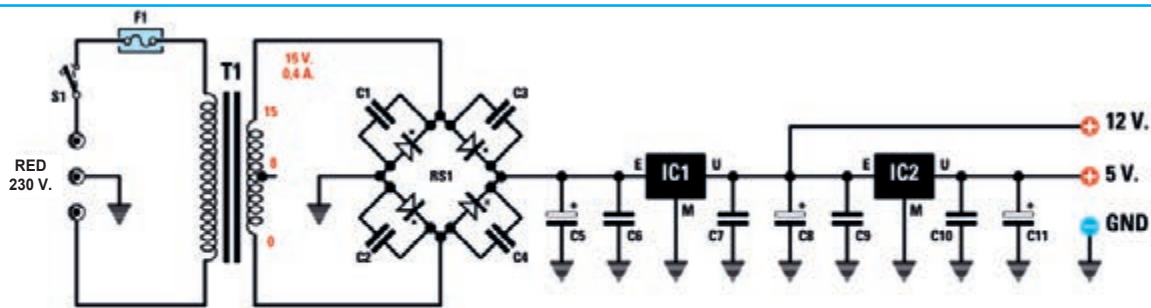


Fig. 9 Para esta aplicación hemos usado uno de nuestros alimentadores, el LX1701. Por supuesto, también se puede utilizar otro tipo de fuente mientras que proporcione los 12 voltios de salida que necesita la aplicación.

## EJECUCIÓN PRÁCTICA

Cualquier persona que desee información acerca de las características eléctricas y las formas de montar la tarjeta base **LX.1741**, la tarjeta de entrada digitales **LX.1742** y la fuente de alimentación **LX.1701** puede encontrarla en el artículo “Monitor de grietas en las paredes” publicado en la revista y que proporcionaremos de forma gratuita a cualquiera que solicite el kit del convertor LX.1782.

En la figura 4 se ha reproducido el esquema práctico del LX 1782, que prevé la instalación de pocos componentes.

Comenzamos, como siempre, introduciendo en el circuito impreso el zócalo para el integrado **IC1** y luego se introducen en las posiciones asignadas las tres resistencias **R1-R2-R3** y el trimmer **R4**.

A continuación, se monta el condensador electrolítico **C1** con forma de cilindro, teniendo cuidado de poner el cuerpo en horizontal en comparación con el circuito impreso: para obtener esta condición tendrá que doblar en forma de **L** sus dos terminales prestando atención a poner hacia abajo el positivo marcado por un signo +.

Después se suelda el condensador de poliéster **C2** arriba a la derecha y se introduce el integrado **IC1** en su respectivo zócalo. Luego se gira el circuito impreso hacia el lado opuesto y se montan los dos conectores pequeños **CONN2-CONN3**, que insertan en la tarjeta **LX.1741** donde pone **CONN2** y **CONN3** (ver figura 4) para determinar la conexión

entre los dos circuitos impresos.

Así se obtiene el ejemplo que se ve en la fig.8.

Una vez hecha esta simple operación, para ejecutar la aplicación que acabamos de describir sólo queda hacer el cableado entre las dos tarjeta y el alimentador de tarjetas **LX.1701** (ver figura 8).

Dependiendo de sus necesidades específicas, también puede ampliar el sistema añadiendo la tarjeta de entradas digitales **LX.1742** como se ejemplifica en la figura 8, añadiendo, si es necesario, otros interfaces.

Ahora sólo queda explotar lo mejor posible el gran potencial de este proyecto.

## COSTE DE REALIZACIÓN

Los componentes necesarios para la tarjeta del convertor **LX.1782** (ver Figura 4), incluyendo el circuito impreso: **16,50 euros**

Sólo el circuito impreso **LX.1782**: **10,00 Euros**

*Nota:* (Publicado en la Revista 294) para conocer el coste de la placa base **LX.1741**- **60.00€** incluyendo CD-Rom **CDR.1741**, la tarjeta de entradas digitales **LX.1742**-**31,95€** y la fuente de alimentación **LX.1701**-**46.00€** se puede consultar el artículo “Monitorizar grietas en las paredes con USB” publicado en la revista.

Los costes **no** incluyen el **IVA**, ni los gastos de envío a domicilio.

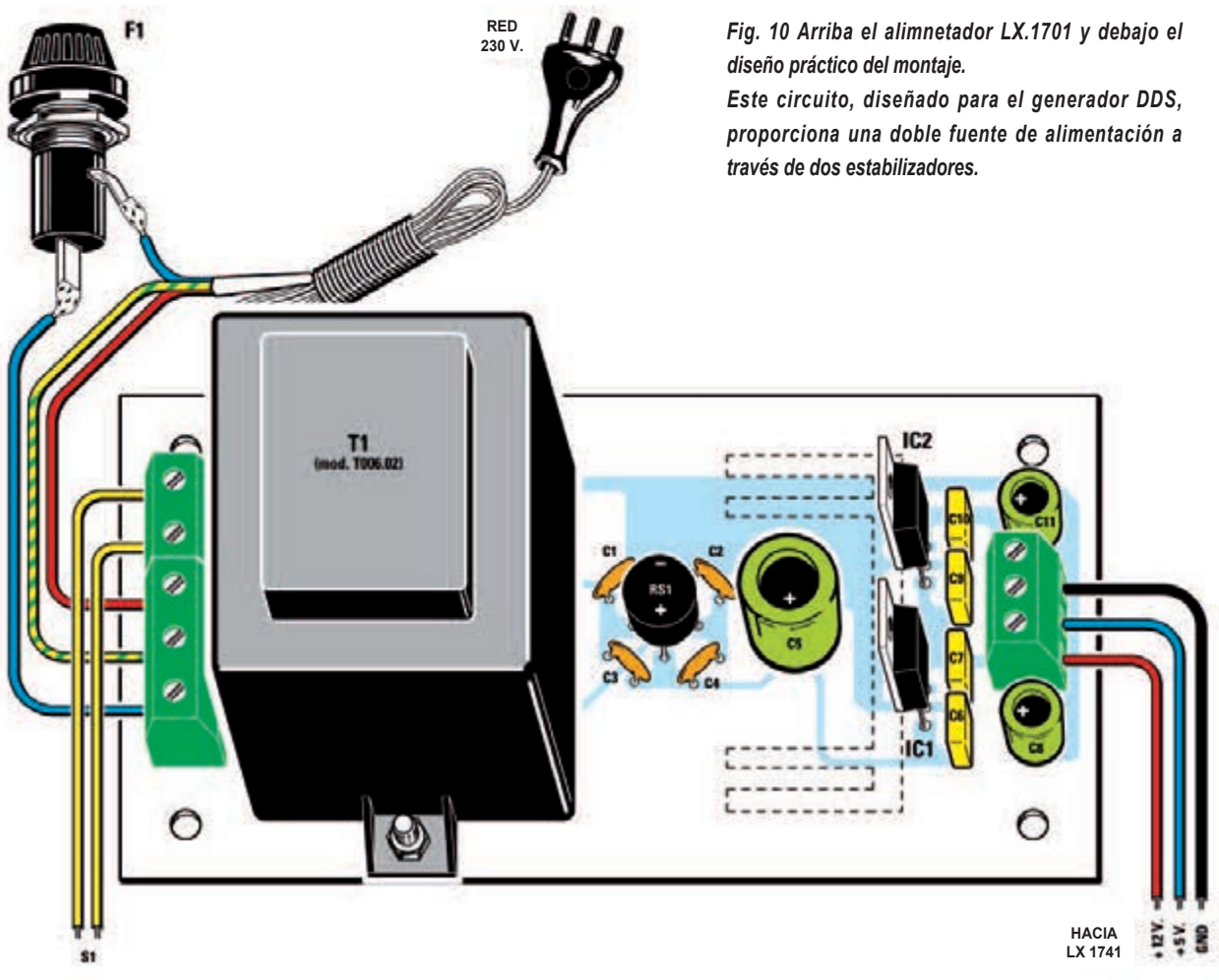


Fig. 10 Arriba el alimnetador LX.1701 y debajo el diseño práctico del montaje. Este circuito, diseñado para el generador DDS, proporciona una doble fuente de alimentación a través de dos estabilizadores.

## SOFTWARE DEMO

El software de demostración de esta aplicación está implementado en **Visual Basic 6**, un lenguaje programación sencillo, perfectamente compatible con el sistema operativo **XP** o **Windows 98**, y al alcance de todos, ya que se puede descargar gratuitamente de Internet.

Para obtener este software hemos usado una fuente utilizada con el interfaz **LX.1741** para el seguimiento de las grietas en las paredes, hemos añadido “algunos” códigos “y transformado las ocho salidas que habíamos adaptado para activar o desactivar **4 + 4 relés** (ver LX.1412) en un excelente generador de voltaje **de 0 a 5 voltios o de 0 a 10 Voltios de 8 bits**.

Después de lanzar la aplicación, en el pantallazo que se reproduce en la figura 13 se verá en la parte inferior izquierda números **entre el 0 y el 255**: en la casilla de al lado seleccionar **X1** o **X2** (ver fig.13-14), dependiendo de si se ha girado el trimmer al máximo o al mínimo.

Esta opción determina el valor de la tensión de salida que puede estar entre 0 y 5 voltios o entre 0 y 10 voltios.

Para conocer el **COM** utilizado por vuestro sistema para comunicarse con el **USB** hay que ir al icono Mi PC, hacer clic con botón derecho del ratón y seleccionar **Propiedades**. A continuación, **Hardware** y luego **Administrador de dispositivos y puertos** (COM y LPT).

En nuestro caso, el puerto **COM** ha resultado ser COM9 (ver Fig. 12).

Luego en el menú superior pinchar sobre Abrir puerto serie (ver figura 13) y se verán los datos que fluyen del USB en el panel central.

Seleccionando X1 y moviéndolo hacia la derecha o la izquierda el cursor de la barra de desplazamiento de la parte inferior, se puede **augmentar o disminuir** la señal de salida en el **DA**.

Al mismo tiempo los dipswitch se moverán según el valor **binario 1 o 0** que se puede comprobar en la ventana inferior (Ver fig.13-14).

Además de verse en binario, el número también aparecerá en decimal y se verá el valor teórico del voltaje de salida.

Si se ha girado el trimmer para obtener la máxima tensión de **10 voltios**, utilice la escala **x2** para tener el valor alineado con la tensión de salida (ver Fig. 14).

Se puede quitar del código la gestión de los botones simplemente colocando el apóstrofe delante de cada **“Image”**.

...

‘visualizza sul dip switch lo stato binario dei dip

```
‘deviatore1
If bit(1) = 0 Then
‘Image10.Picture = ImageList1.ListImages(7).
Picture
NewTX (“A”)
Else
Image10.Picture = ImageList1.ListImages(6).Picture
NewTX (“B”)
End If
```

```
‘deviatore2
If bit(2) = 0 Then
Image11.Picture = ImageList1.ListImages(7).Picture
NewTX (“C”) ‘trasmette i dati alla scheda
Else
Image11.Picture = ImageList1.ListImages(6).Picture
NewTX (“D”)
End If
```

```
‘deviatore3
If bit(3) = 0 Then
Image12.Picture = ImageList1.ListImages(7).Picture
NewTX (“E”)
Else
Image12.Picture = ImageList1.ListImages(6).Picture
NewTX (“F”)
End If
```

```
‘deviatore4
If bit(4) = 0 Then
Image13.Picture = ImageList1.ListImages(7).Picture
...
```



Fig.11 Conectado al PC el cable USB de la interfaz, continuar con la instalación del programa. Aparecerá en la ventana de al lado.

Fig. 12 Seleccione el puerto COM, que en nuestro caso es COM9 que es y haga clic a continuación en el menú superior para Abrir puerto serie.



Fig.13 Desde el puerto USB comenzará el flujo de datos relacionados con la tensión que aparecerá en la parte inferior izquierda.



Fig. 14 Seleccione en la casilla correspondiente x1 o x2 según si el trimmer se gira al máximo o al mínimo. La tensión de salida puede variar entre 0-5 V o entre 0-10 V.





# DIMMER 230 VAC de fase

Al variar la tensión de entrada a este dimmer entre los 0 y los 5 voltios se puede controlar la carga suministrada por la red. Una particularidad del proyecto es que se realiza sin Triac y sin SCR.

El que os presentamos es el proyecto de un **dimmer** diseñado para controlar la carga que suministra la red, con sólo **5 voltios** de corriente continua y sin Triac ni SCR.

Anteriormente ya hemos publicado algunos dimmer que se prestaban a distintas aplicaciones. El más simple es el “**Varilight con Triac**” LX.5020 hecho con el sistema de **Triac-Diac** y con la red de desfase en entrada.

La limitación de este proyecto es la imperfección del control de la sinusoidal.

El control de carga, de hecho, está más desarrollado en las corrientes más altas y marca “agujeros”

en el control más bajo, que en un motor se manifiestan como brillos o saltos en el movimiento.

Otra forma de controlar una carga de red consiste en usar un **SCR**, es decir, un **diodo** controlado.

Un ejemplo de este tipo de dimmer es el “**reductor de velocidad para taladros**” LX.1703 presentado ya en nuestra revista.

En el caso de este proyecto, el control del **SCR** es más refinado, ya que opera sólo en una semionda, y esto se traduce en un mejor control de la potencia, algo que resulta útil, por ejemplo, cuando se utiliza un taladro a baja velocidad.



Por supuesto, en este caso se utiliza una red de desfase (que consiste en un condensador y una resistencia), que proporciona tensión al puerto del **SCR** con el retraso debido encendiendo o apagando la conducción.

En ambos casos hemos pensado en cargar bombillas o motores pequeños y nos hemos basado en el control directo de un transformador de carga inductiva pura.

La carga inductiva determina unas condiciones en las que el control debe ser en forma de pulsos muy densos hacia la puerta, para obtener siempre en tiempo real el control de la sinusoidal.

Otro proyecto interesante de dimmer es el “**Varilight para cargas inductivas**” **LX.1539**, que puede controlar también transformadores reducto-

res de la tensión. Es el caso, por ejemplo, de las lámparas halógenas de **24 voltios**, que suelen usar transformadores de 220 voltios a 24 voltios.

En los casos considerados hasta ahora se han utilizado un **triac** o un **SCR** que han demostrado ser muy apropiados para los usos a los que estaban destinados.

Hoy en día, sin embargo, utilizando la tecnología **MOSFET** se puede mejorar el control de la red sobre cargas en alterna. Además, se está protegiendo contra cualquier tipo de perturbación, allí donde con los Triac y los SCR era necesario utilizar bobinas de función supresora.

El único límite del proyecto es la potencia absorbida por la carga, que no debe superar los **500 vatios**.

# invertida con MOSFET



*Fig. 1 Así es el dimmer una vez finalizada la instalación de todos los componentes y se inserta en su chásis.*

## ESQUEMA ELÉCTRICO

Hemos dividido el circuito en tres grandes bloques:

**1** - El primer bloque está formado por el puente **RS1** y el optoacoplador **OC1**.

La red de **230 voltios** conduce a través del puente el LED del optoacoplador **OC1** de **100 Hz** que de manera segura, es decir, sin conexiones físicas, transmite esta señal en forma de impulsos de luz al fototransistor que los reconvierte en una señal eléctrica y los envía a la serie de puertos **IC1/A-IC1/B-IC1/C**.

**2** - El segundo bloque está formado por el integrado **IC1**, los transistores **TR1-TR2** e **IC2**. En este bloque ocurre el "milagro", que permite controlar con precisión la señal sinusoidal. **IC1/A**, **C1** y **R2** determinan la breve constante de tiempo que intercepta el punto **0** (véase el gráfico en la fig. 4).

**IC1/B** con **C2** y **R3** determinan la constante de tiempo entre un pico y otro (**1 ms**). **IC1-C** invierte la señal y conduciendo la base **TR2** determina la descarga de **C4** que, a su vez, provoca un cortocircuito entre el colector y el emisor **TR2**.

En consecuencia, siendo **TR1** un **PNP** proporcionará una corriente constante al condensador **C4**, generan-

do una rampa de voltaje sincronizado con la frecuencia de la red.

**IC2/A** lleva la señal a la entrada negativa de **IC2/B**, que no es más que un comparador entre la tensión determinada por el potenciómetro y la señal que llega realmente.

A la salida de **IC2/B** se genera una señal de onda cuadrada que varía su ciclo de trabajo y lo transmite a optoacoplador **OC2**.

**3** - El tercer bloque del esquema eléctrico está formado por el integrado **IC1/D**, el optoacoplador **OC2**, los mosfet **MFT1**, **MFT2** y el puente rectificador **RS2**.

La señal de salida del comparador **IC2/B**, usando los tres puertos que quedan libres en el integrado **74HC14**, se amplifica para conducir el led interno del optoacoplador **OC2**.

La señal en forma de impulsos de luz es convertida en tensión por el fototransistor interno.

El fototransistor de **OC2** impulsará los dos MOSFET **MFT1** y **MFT2** con una tensión que estará desfasada con respecto a la entrada.

Para restaurar la forma de onda resultante después de nuestra regulación, hemos incluido un puente **RS2** al revés.



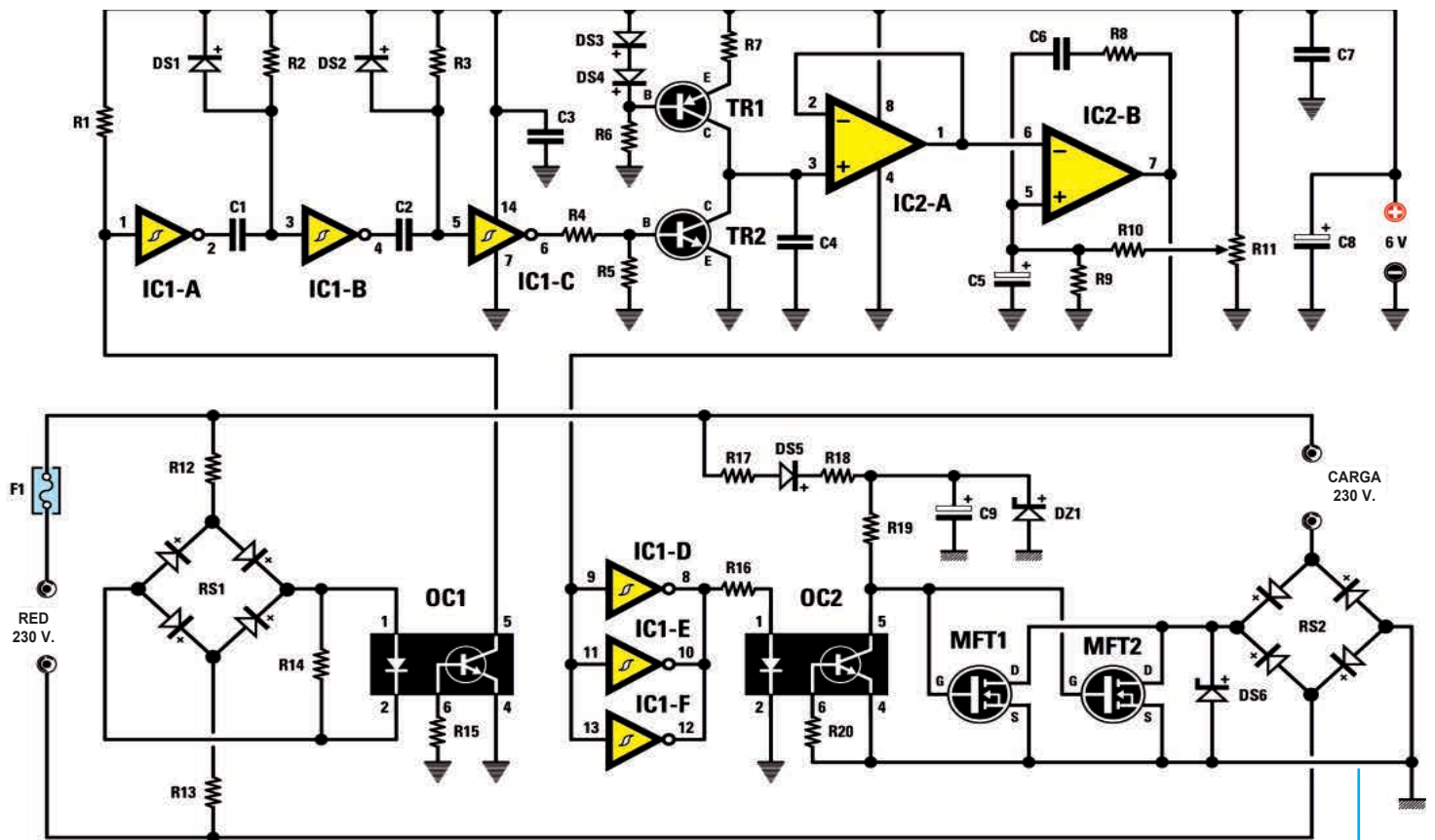
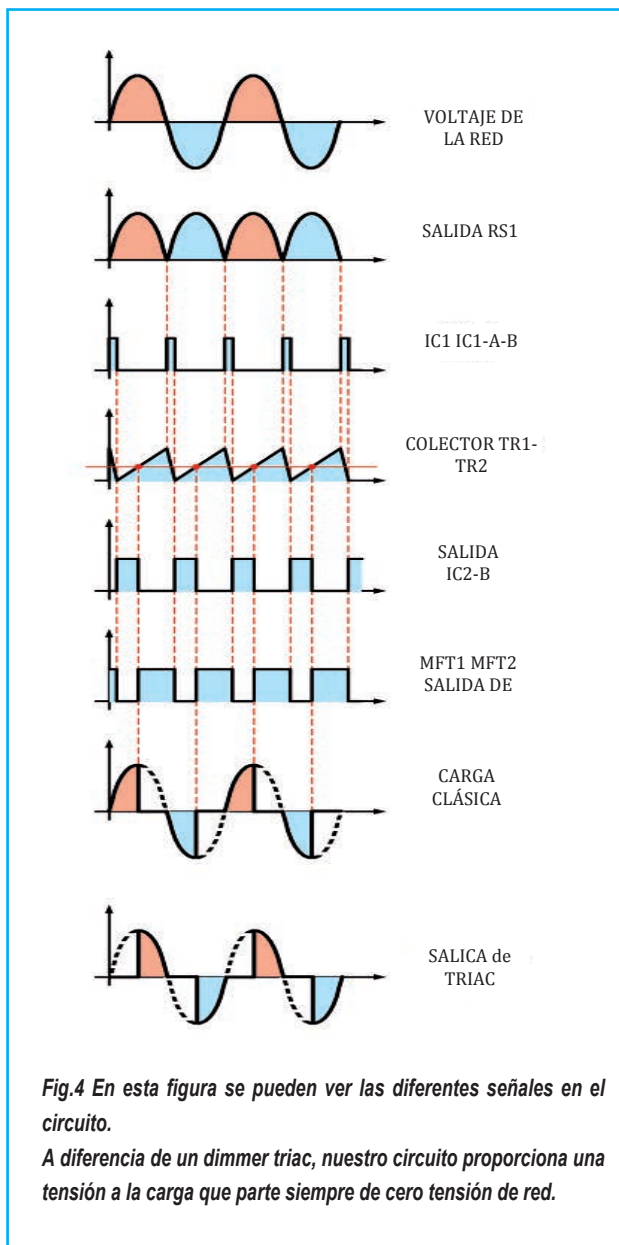


Fig. 3 Esquema del dimmer LX.1785 y debajo, la lista completa de los componentes utilizados en su construcción.

### LISTADO DE COMPONENTES

R1 = 10.000 ohm	C3 = 100.000 pF poliéster
R2 = 10.000 ohm	C4 = 47.000 pF poliéster
R3 = 10.000 ohm	C5 = 4,7 microF. electrolítico
R4 = 4.700 ohm	C6 = 47.000 pF poliéster
R5 = 10.000 ohm	C7 = 100.000 pF poliéster
R6 = 10.000 ohm	C8 = 100 microF. electrolítico
R7 = 47.000 ohm	C9 = 100 microF. electrolítico
R8 = 100 ohm	RS1 = puente 100 V 1 A
R9 = 10.000 ohm	RS2 = puente 400 V 6 A
R10 = 10.000 ohm	DS1-DS4 = diodo tipo 1N4150
R11 = 10.000 ohm pot. lin.	DS5 = diodo tipo 1N4007
R12 = 22.000 ohm 1 Watt	DS6 = diodo supresor BZW04P376
R13 = 22.000 ohm 1 Watt	DZ1 = zener 12 V 1/2 W
R14 = 2.200 ohm	TR1 = PNP tipo BC557
R15 = 1 megaohm	TR2 = NPN tipo BC547
R16 = 470 ohm	MFT1 = mosfet tipo P9NK50
R17 = 22.000 ohm 1 Watt	MFT2 = mosfet tipo P9NK50
R18 = 22.000 ohm 1 Watt	OC1 = opotoacop. tipo H11AV
R19 = 10.000 ohm	OC2 = opotoacop. tipo H11AV
R20 = 1 megaohm	IC1 = HC/Mos tipo 74HC14
C1 = 47.000 pF poliéster	IC2 = integrado tipo LM358
C2 = 10.000 pF poliéster	F1 = fusible 1 A



### OTRAS CARACTERÍSTICAS DEL CIRCUITO

La alimentación del circuito del “bloque 2” en baja tensión se puede obtener de una fuente de alimentación de **5 voltios**.

Para ello puede utilizar nuestro **KM03.001**, capaz de proporcionar una tensión ajustable entre **1,5 y 12 voltios**.

En este caso, se puede ajustar la tensión a **6 V** (ver fig. 6).

La serie **R17, DS5, R18, C9 y DZ1** obtienen de la

red de 230 voltios la tensión a **12 voltios** para suministrar al optoacoplador y a los MOSFET.

Como se puede ver en el esquema de la figura 3, las dos optoacopladores proporcionan un aislamiento “galvánico” (sin contacto directo) a la parte de baja tensión de la red.

En la práctica, para ver su carga ajustada perfectamente por el ordenador, hay que inyectar los **5 voltios** de salida del conversor digital analógico (**DA**) entre el **R10** y la tierra (eso sí, desenchufando el potenciómetro **R11**).

### EJECUCIÓN PRÁCTICA

La realización práctica de este dimmer **LX.1785** (ver Figura 5) no es particularmente difícil, sin embargo, procedemos como de costumbre a describir los principales pasos para ayudar a aquellos que aún no se han familiarizado con la instalación.

Se empieza insertando en sus zócalos los dos integrados **IC1-IC2**, girando a la izquierda la marca de referencia con forma de U y se sigue con todas las resistencias, descifrando su valor que indican las bandas de color estampadas en su cuerpo. Como se puede ver las resistencias de **1 vatio R12-R13-R17-R18** son fácilmente reconocibles por ser las más grandes.

Luego se sueldan en los lugares indicados los diodos de silicio **DS1-DS2** orientando hacia abajo la banda negra de su cuerpo y **DS3-DS4** girados hacia la derecha.

Proceder con los dos diodos **DS5-DS6** que son un poco más grandes, poniendo hacia abajo y hacia la izquierda, respectivamente, la banda blanca presente en su cuerpo.

A continuación, se suelda debajo la resistencia **R19**, el pequeño diodo Zener de 12 voltios y 1/2 vatios, girando hacia la derecha la banda negra que tiene en su cuerpo.

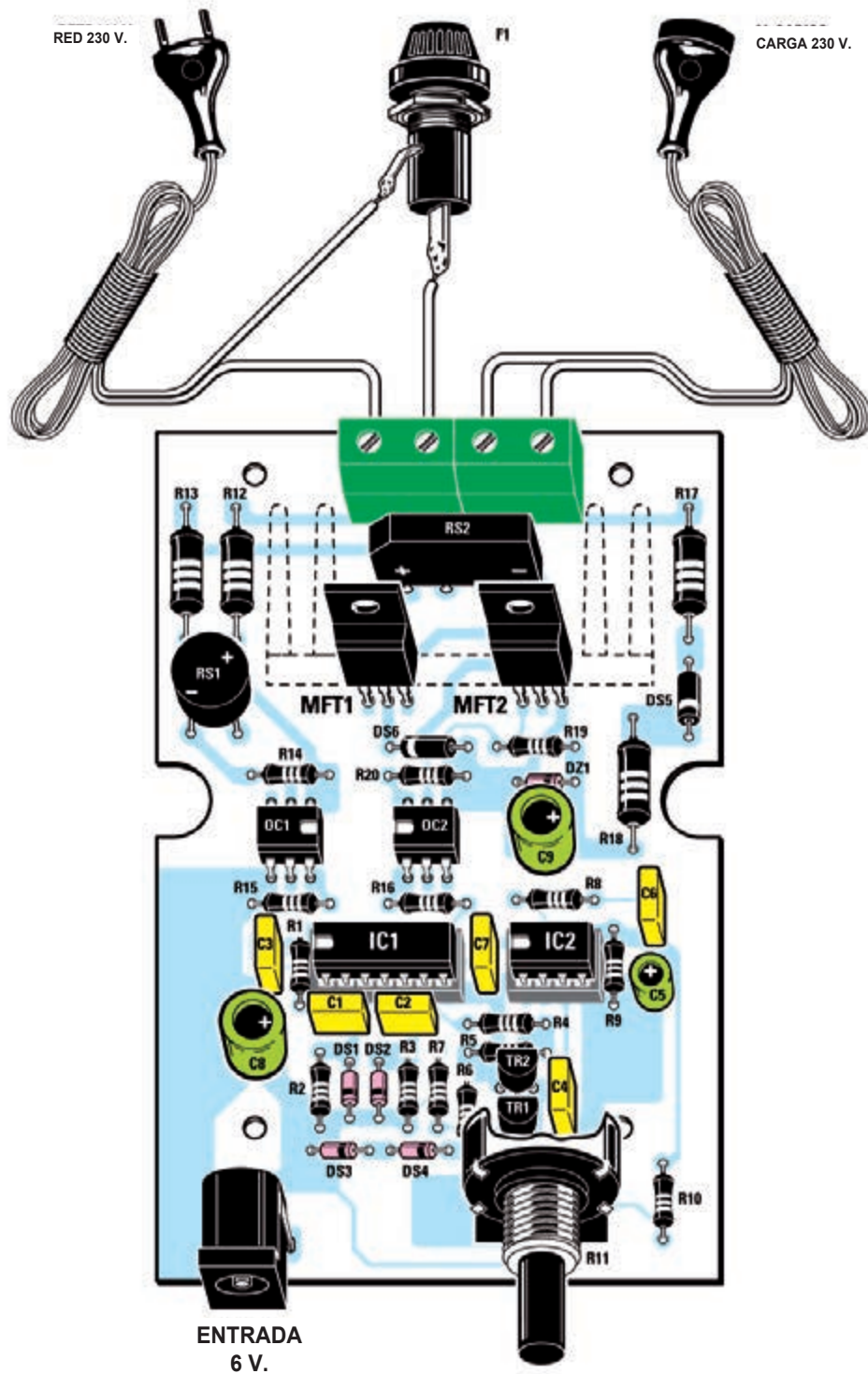


Fig.5 Esquema práctico de montaje LX.1785 dimmer. Como se puede ver, uno de los dos cables del enchufe de 230 V se conecta a la clema y el otro directamente al cuerpo del portafusibles.

En este punto, se introducen los condensadores de poliéster teniendo en cuenta que su capacidad está indicada en el cuerpo y se expresa en **nanofaradios o microfaradios**, por lo que un valor de:

**47.000 pF** se muestra como **47n**

**10.000 pF** se muestra como **10n**

**100.000 pF** se muestra como **1**

Las letras **J-K-M**, que se están después de cada número sólo sirven para indicar la **tolerancia**.

Luego se sigue con los dos condensadores electrolíticos **C8-C9** orientando el signo + hacia la derecha y con **C5** orientándolo, sin embargo, hacia arriba (ver figura 5).

Introduzca los dos optoacopladores **OC1 y OC2** en el circuito impreso de manera que las muescas en forma de U en su cuerpo queden una frente a la otra (ver figura 5).

Ahora se montan los dos puentes rectificadores **RS1 y RS2**, el primero con forma de cilindro y el segundo con forma de paralelepípedo, orientando

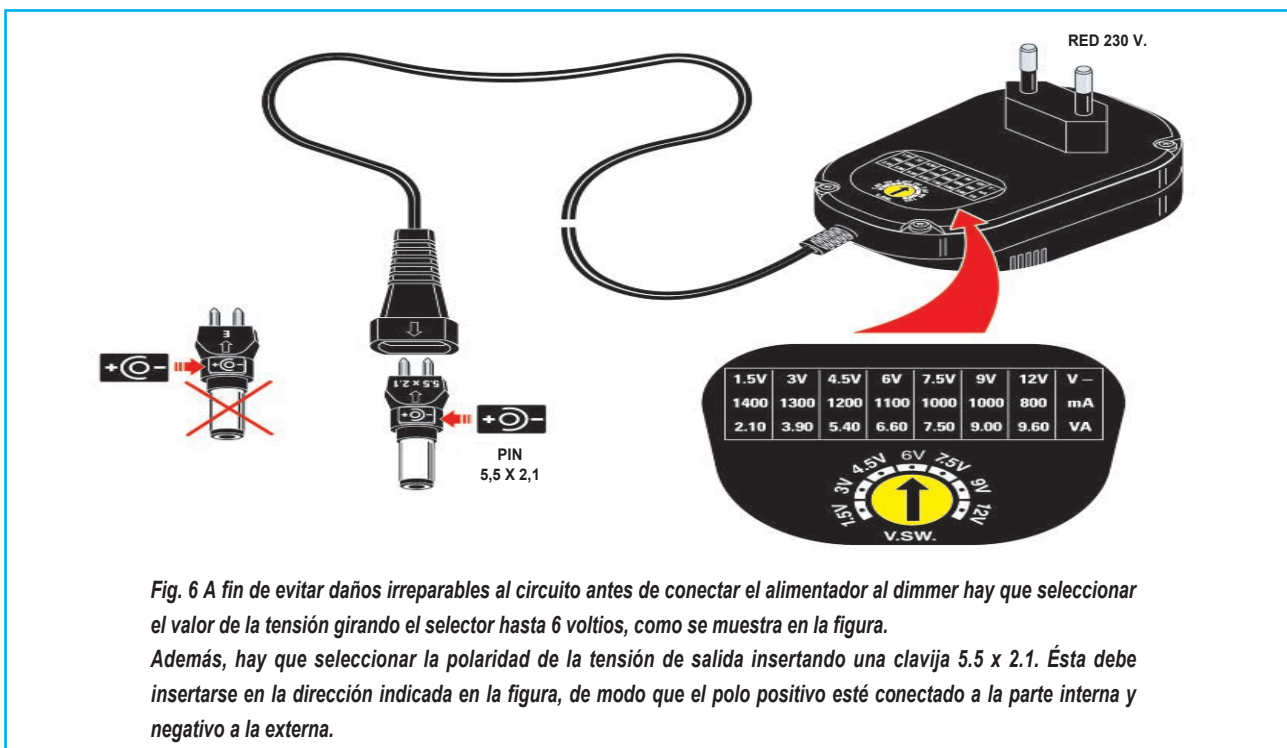
el lado marcado por un signo + tal y como se indica en el dibujo de la figura 5.

Luego será el turno de los transistores **TR1 y TR2**, que deben ser colocado en la parte inferior del circuito impreso con su lado plano hacia arriba. Antes de insertar los mosfet **MFT1 y MFT2**, hay que hacer que se adhieran al lado metálico del disipador de calor que hemos punteado en la figura 5, fijándolos por medio de dos tornillos pequeños incluidos en el kit.

Para su comodidad, toda la secuencia se muestra en el dibujo adjunto de la fig.8.

Ahora puede insertar en su zócalos los dos integrados **IC1 e IC2** con su marca de referencia en forma de U hacia la izquierda.

En este punto sólo queda montar los componentes externos, es decir, la toma de alimentación de **6 voltios** y el **potenciómetro lineal R11**, que posteriormente se colocarán en los agujeros que hay preparados el frontal del chásis y las dos clemas que, en la parte posterior, asegurarán la conexión con la red de 230 voltios y la carga de 230 voltios.



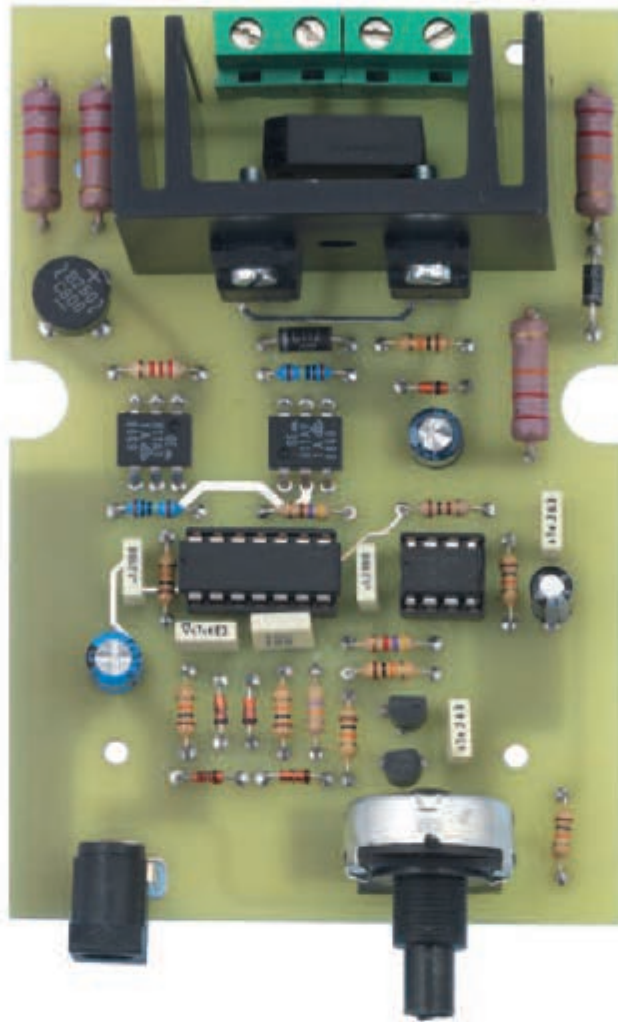


Fig.7 Foto de uno de los ejemplos hemos hecho para hacer, como siempre, los test y las pruebas técnicas de laboratorio.

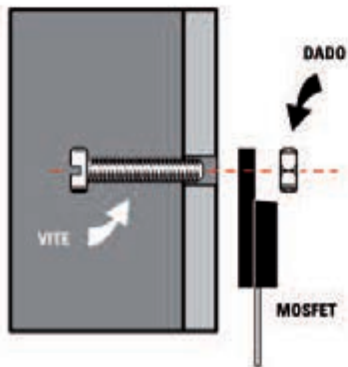
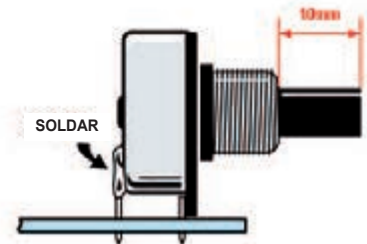


Fig.8 A la izquierda la secuencia de la fijación de los mosfet MFT1 y MFT2 sobre el disipador de calor y a la derecha la longitud del perno del potenciómetro R11.



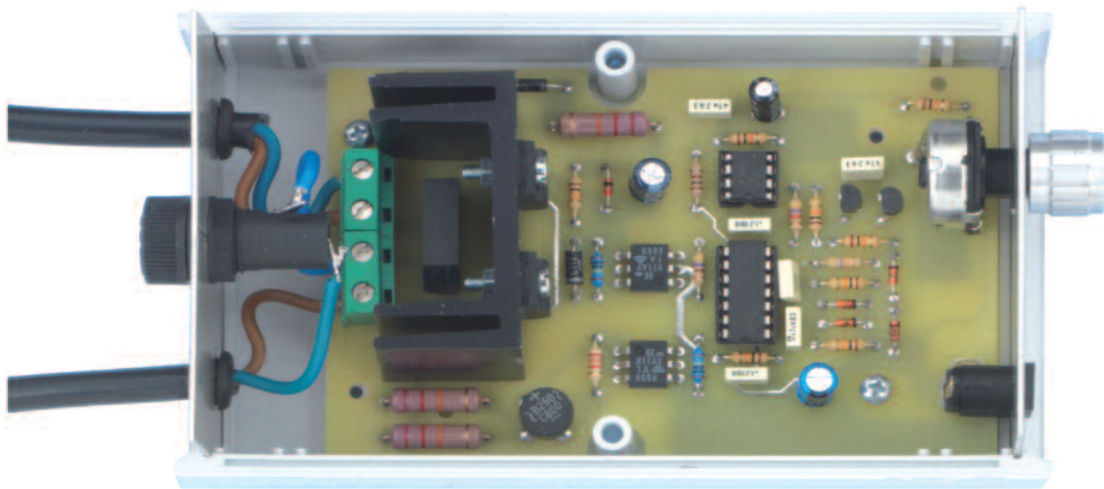


Fig.9 Arriba, foto del montaje finalizado en su chásis con paneles frontal y trasero perforados.

*Nota:* Como parte del circuito está alimentado directamente desde la red, no hay que tocarlo cuando esté conectado a los 230 VAC.

Concluida la instalación del circuito, sólo queda instalarlo en el chásis fijándolo a la base con cuatro tornillos pequeños proporcionados.

### TEST Y FIN DEL MONTAJE

Para probar el circuito hay que conectar de forma **provisional** el cable de red y el de carga a las dos clemas. En el blister ponemos a su disposición un solo cable, hay que cortarlos por la mitad para tener los dos trozos necesarios. Cablear también el portafusibles.

A continuación, conecte a la toma de carga una lámpara de mesa con resistencia de **50 a 60 vatios** y a la entrada de **6 voltios** la fuente de alimentación **KM03.011**; si no se han cometido errores durante el montaje, girando el potenciómetro R11 se ve variar la intensidad de la lámpara, sin ningún tipo de parpadeo típico de los triac o los SCR cuando se trabaja en los valores de tensión mínima.

Habiendo comprobado el funcionamiento del circuito, ahora se puede completar su montaje en el chásis.

Después de haber desenchufado los cables, hay que hacerlos pasar por lo agujeros que hay en el frontal del chásis, fijándolos luego de forma definitiva.

Coloque la tapa frontal deslizándola por las guías y sacar por los dos orificios en el el cable para la fuente de alimentación y el árbol del potenciómetro que, como se puede ver en la figura 8 se corta luego a una longitud de **10 mm**.

En este punto se puede cerrar el chásis con la tapa, apretando los tornillos de fijación.

### ESPECIFICACIONES TECNICAS

Voltaje: **230 voltios**

Potencia máxima: **500 vatios**

Tipo de carga: **resistiva y capacitiva**

### COSTES DE EJECUCIÓN

Los componentes necesarios para el dimmer **LX.1785** (ver Figura 5), incluyendo el circuito impreso y el chásis plástico **MO1785** perforado y serigrafiado cuestan **75,00 EUR**

La fuente de alimentación **KM03.001** de **6 V/1 A**: **15,00 Euros**

El circuito impreso **LX.1785**: **19,00 euros**

Los costes **no** incluyen el **IVA**, ni los gastos de envío a domicilio.



# RADIO RHIN

**EL  
MAYOR**

## **AUTOSERVICIO**

**de componentes electrónicos**

- **TV, VIDEO Y SONIDO PROFESIONAL.**
- **ANTENAS, SEMICONDUCTORES, KITS, SONORIZACIÓN...ETC.**
- **CABLES Y CONEXIONES INFORMÁTICAS.**

---

# RADIO RHIN



**ALAMEDA URQUIJO 32  
48010 BILBAO**

**☎ 94 443 17 04**

**Fax: 94 443 15 50**

**e-mail: [radiatorhin@elec.eusialnet.net](mailto:radiatorhin@elec.eusialnet.net)**



# FUENTES de ALIMENTACION

Debido a su pequeño tamaño y a la posibilidad de obtener un amplio rango de tensiones, las fuentes de alimentación conmutadas han reemplazado a las tradicionales fuentes de alimentación lineales en muchas aplicaciones. En este artículo se explica cómo realizar con el circuito integrado MC34063A diversos tipos de fuentes conmutadas en diferentes configuraciones de step-up y step-down.

Muchos aficionados a la electrónica que serían capaces de construir fácilmente una fuente de alimentación **lineal** estabilizada, encuentran muchas dificultades cuando deciden hacer una fuente de alimentación **conmutada**. Si bien no es difícil de entender en términos generales el funcionamiento de esta generación de fuentes de alimentación, sin embargo, diseñar una y hacer que funcione correctamente es otra cosa.

Las fuentes conmutadas, en comparación con una

fente de alimentación clásica, tienen un esquema mucho más complejo, por no mencionar que en la fase de ejecución es esencial tener en cuenta algunas características de diseño.

Nacidas de la **tecnología aeroespacial**, en la que es esencial para el uso de equipos de poco peso y tamaño reducido pero de alta eficiencia, las **fuentes de alimentación conmutadas** entraron hace ya años en el día a día, estando ampliamente difundidas en la mayoría de los equipos electrónicos.

Gracias a su pequeño tamaño ha sido posible realizar cada vez dispositivos más pequeños y eficientes, como **ordenadores personales, reproductores de DVD portátiles, cargadores de baterías para teléfonos móviles** y muchos otros aparatos de uso cotidiano.

Su tamaño reducido y peso ligero, no son sus únicas ventajas, ya que la conmutación de diseño electrónico ofrece otras posibilidades, que los hacen casi insustituibles en algunas aplicaciones. Por citar una, es capaz de obtener en salida una tensión superior a la aplicada de entrada, el llamado **step-up**, función que no puede ser garantizada por un típico **alimentador lineal**.

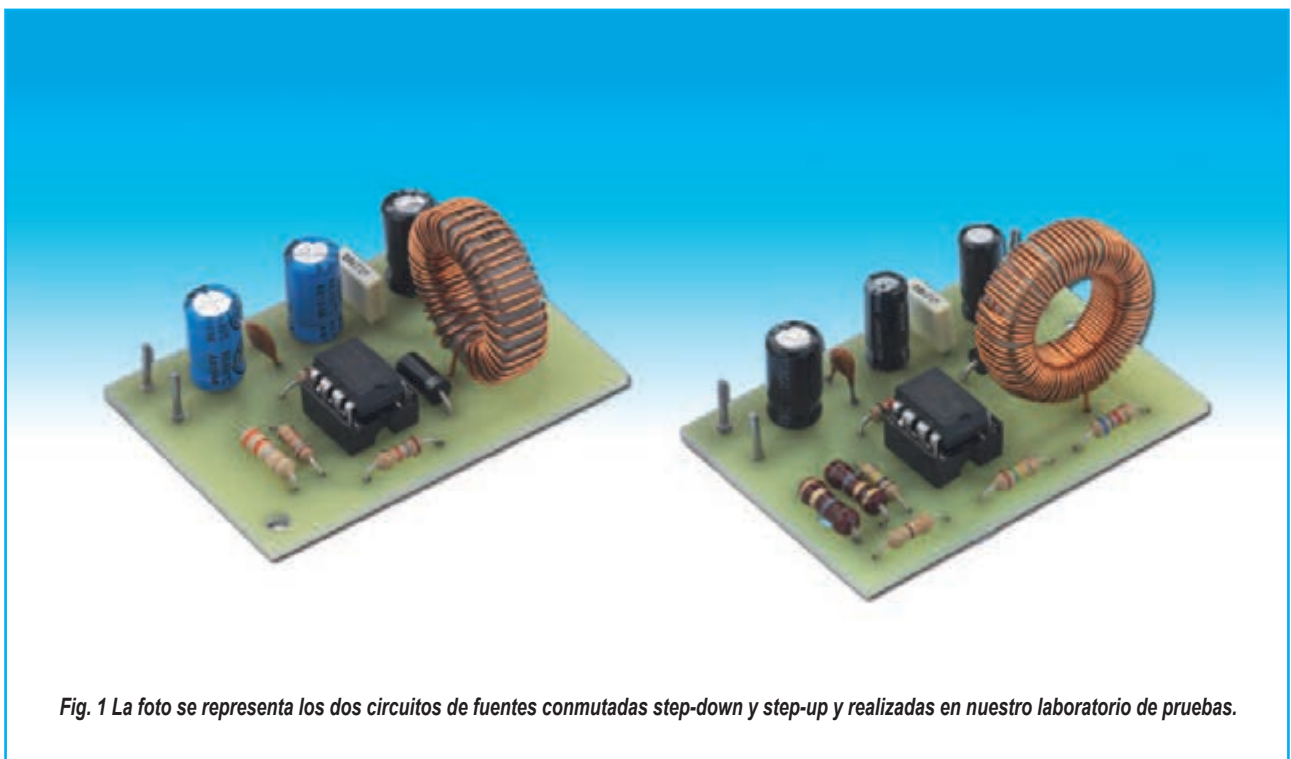
Este último (ver figura 2) usa un elemento de regulación, por lo general compuesto por un **transistor de potencia**, en el que se produce la

**caída de tensión** que le permite ajustar la tensión de salida. En este caso, el transistor funciona como una resistencia variable en serie. Y consigue que la tensión de salida sea **siempre inferior** a la de entrada.

Es un sistema de regulación que funciona muy bien, pero tiene la desventaja de un **rendimiento bastante bajo**, por lo general entre el **30%** y el **60%**, ya que la potencia suministrada se disipa y pierde así el **elemento de regulación**.

Este último debe ser montado sobre un **disipador de calor** para que no trabaje a temperaturas excesivas. Esto no sucede con la **fuentes de alimentación conmutada**, que funciona de forma totalmente diferente. Con este tipo de alimentador no sólo es posible producir una tensión de salida mayor que la entrada, sino que también se logra un

# CONMUTADAS



*Fig. 1 La foto se representa los dos circuitos de fuentes conmutadas step-down y step-up y realizadas en nuestro laboratorio de pruebas.*

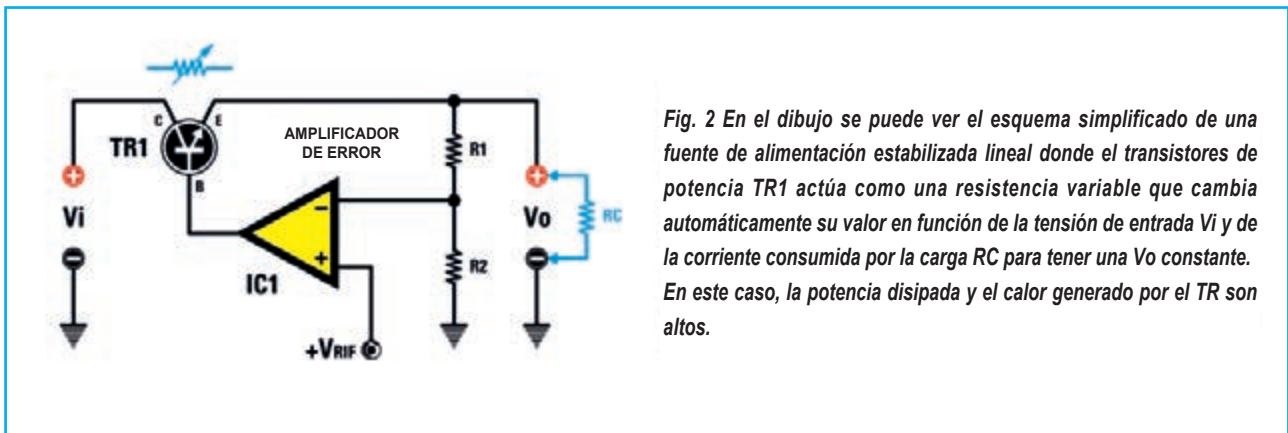


Fig. 2 En el dibujo se puede ver el esquema simplificado de una fuente de alimentación estabilizada lineal donde el transistores de potencia TR1 actúa como una resistencia variable que cambia automáticamente su valor en función de la tensión de entrada Vi y de la corriente consumida por la carga RC para tener una Vo constante. En este caso, la potencia disipada y el calor generado por el TR son altos.

rendimiento mucho mayor, en torno al **80-90%**, lo que reduce significativamente su tamaño, así como el de los disipadores y del transformador de energía además de prolongar el tiempo de trabajo de los aparatos alimentados por pilas.

Por otro lado, la fuente conmutada tiene algunas desventajas, como el efecto **ripple** que se superpone a la tensión de salida y la presencia de la de **ruidos en alta frecuencia**, que lo hacen desaconsejable en algunas aplicaciones sensibles, tales como fuentes de alimentación estabilizadas para **laboratorios** o los **amplificadores de alta fidelidad**.

Para superar la dificultad de diseñar los **conmutadores** hay en el mercado numerosos **circuitos integrados** que ofrecen a los aficionados la posibilidad de hacer el tipo de fuente de alimentación que necesita.

Uno de ellos es el integrado **MC34063A**, que permite producir una amplia gama de fuentes conmutadas. En este artículo se muestran los dos tipos principales y el **step-down** con el que la tensión continua de salida es inferior a la aplicada en el **step-up**, que permite obtener una tensión continua de salida **superior** a la de entrada.

En el artículo se explican cuáles son las diferencias entre estas dos configuraciones y cómo se calculan los diversos componentes necesarios para ponerlas en práctica. Con este integrado el diseño de un conmutador no es especialmente difícil y está al

alcance de cualquiera.

### Fuente conmutada STEP-DOWN

En la figura 3 se ve el principio de funcionamiento de una fuente de alimentación conmutada del tipo step-down.

De entrada se aplica una tensión continua que viene del **rectificador** y **nivelador** de tensión o bien de una **batería**.

En este caso, la fuente de alimentación conmutada se ve también como un convertor DC-DC, es decir, **tensión continua-tensión continua**.

En la línea de entrada hay un **interruptor (S1)**, bajo el cual hay una **inductancia L1** que resulta en serie al cargo esquematizado por la resistencia **RC**.

En paralelo a la carga se pone el condensador **C1**. En un extremo de la inductancia está conectado el cátodo del **diodo DS1**. Para comprender cómo funciona la fuente de alimentación hay que observar lo que sucede durante la fase de apertura y cierre del **interruptor**. Llamamos **Ton** al tiempo en que el interruptor se mantiene cerrado, **Toff** cuando el interruptor se mantiene abierto y T a la suma de los dos tiempos **Ton + Toff**.

En el momento del cierre del interruptor, empieza a fluir a través del mismo una corriente, que, en parte, atraviesa la inductancia y la carga en serie y , por otra parte, carga el **condensador C1**.

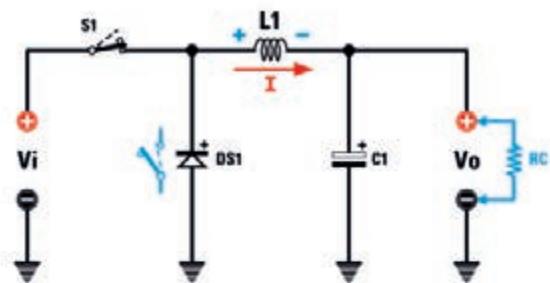
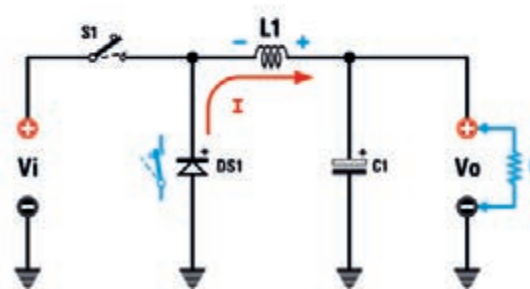


Fig. 3 Diagrama simplificado de una fuente de alimentación conmutada step-down en la fase  $T_{on}$ : de hecho, el interruptor  $S1$  está cerrado. Durante esta fase la corriente que atraviesa la inductancia  $L$  aumenta en función de la conclusión de  $T_{on}$  y la polaridad en sus extremos será la que se muestra en la figura y el diodo  $DS1$  actuará como un interruptor abierto.

Fig.4 En la fase  $T_{off}$  cuando el interruptor  $S1$  está abierto la polaridad en los extremos de  $L1$  se invierte, llevando en conducción el diodo  $DS1$  y en este punto la corriente  $I$  se reduce linealmente en función de la conclusión de  $T_{off}$ . El condensador mantendrá constante la tensión de salida.



El valor de corriente que fluye en la **inductancia** aumenta progresivamente durante el tiempo  **$T_{on}$**  porque este componente tiene la característica de oponerse al cambio de la corriente que discurre a través de él. Si pasado el tiempo  **$T_{on}$**  se abre el interruptor, la inductancia tenderá a dejar pasar por el circuito el mismo valor de la **corriente** alcanzada en ese momento.

En los extremos de la inductancia se produce una **tensión**, con la **polaridad** que se muestra en la Figura 4, que tiende a dejar circular por el tiempo  **$T_{off}$**  la corriente a través del **diodo  $DS1$** , que se encuentra **directamente** polarizado. De esta manera, también hay tensión en los extremos de la carga durante el tiempo  **$T_{off}$** , es decir, con el interruptor **abierto**.

Cuando se reduce la corriente que atraviesa la inductancia, entra en funcionamiento el **condensa-**

**dor** que se descarga en la carga, manteniendo la tensión **constante**.

Encendiendo y apagando el interruptor periódicamente se obtiene un voltaje de salida cuya amplitud depende de la relación entre el tiempo  **$T_{on}$**  y el período  **$T$** .

Esta relación se conoce como **duty cycle** (ciclo de trabajo).

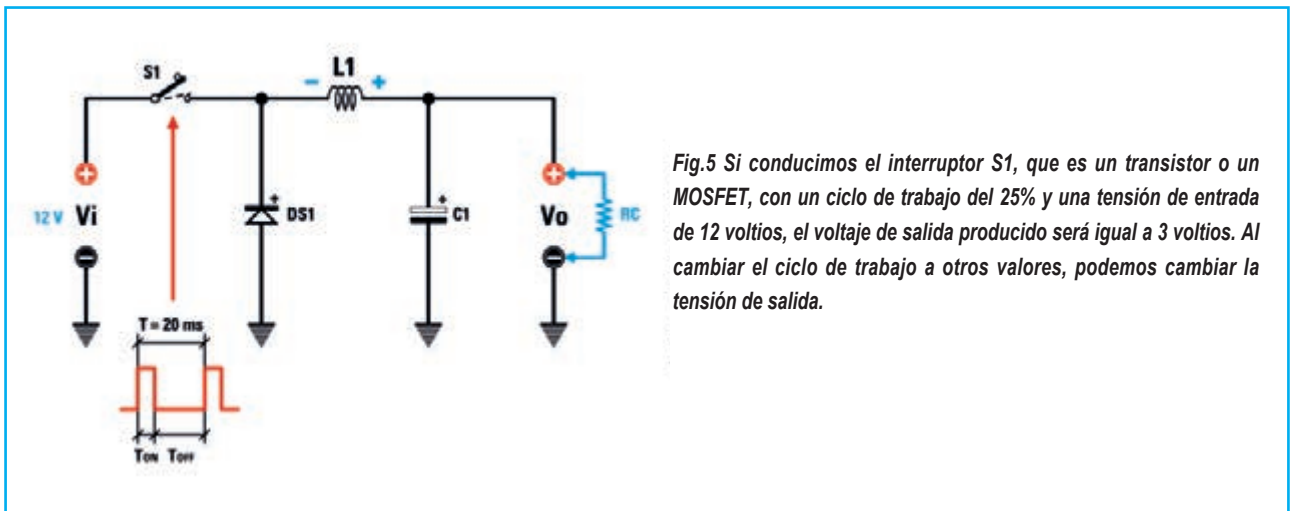
Y la tensión de salida se calcula con esta fórmula:

$$V_{out} = V_{in} \times \left[ \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \right]$$

Por tanto:

$$V_{out} = V_{in} \times \text{duty cycle}$$

*Ejemplo:* Supongamos que alimentamos el circuito que se muestra en la Figura 5 con una batería de 12 voltios.



Supongamo que el interruptor está cerrado durante 5 milisegundos y abierto durante 15 milisegundos.

Repitiendo este ciclo tendremos un **Ton** de 5 milisegundos y un **Toff** de 15 milisegundos, lo que corresponde a un periodo total **T = Ton + Toff**, de 20 milisegundos.

El ciclo de trabajo en este caso sería:

$$5 \text{ ms} : 20 \text{ ms} = 25\%$$

La salida de tensión sería:

$$12 \text{ Volt} \times 25\% = 3 \text{ Volt}$$

Pero si el valor de Ton y Toff se lleva a 10 milésimas de segundo, tenemos un ciclo de trabajo igual a:

$$10 \text{ ms} : 20 \text{ ms} = 50\%$$

El voltaje de salida sería en este caso:

$$12 \text{ Volt} \times 50\% = 6 \text{ Volt}$$

Llevamos ahora el tiempo Ton a 15 milisegundos y el Toff a 5 milisegundos.

Vamos a tener un ciclo de trabajo de:

$$15 \text{ ms} : 20 \text{ ms} = 75\%$$

El voltaje de salida se obtiene en este caso es de:

$$12 \text{ Volt} \times 75\% = 9 \text{ voltios}$$

Como se intuye por estos ejemplos, variando el Ton es posible variar el valor de tensión de salida. Éste es el principio sobre el que basan todas las fuentes de alimentación conmutadas.

Según lo dicho, el esquema de bloques de una fuente de tipo **step-down** es el que se muestra en

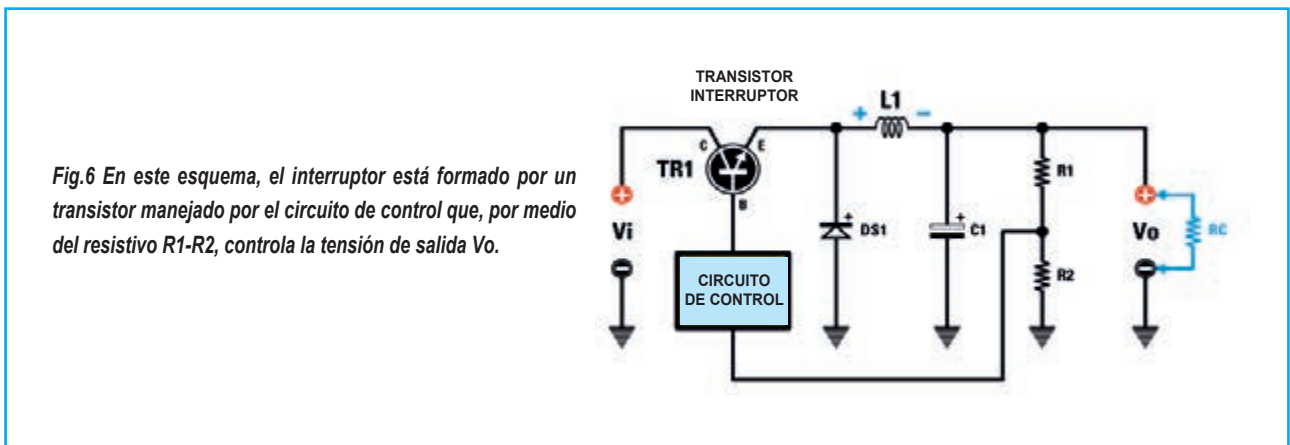
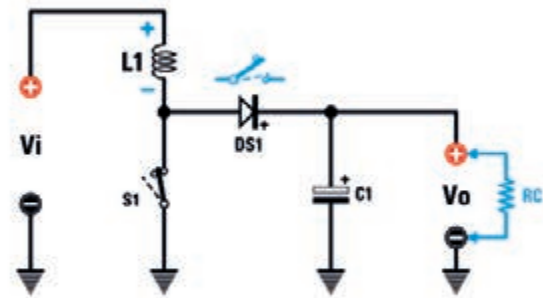


Fig.7 Ejemplo de configuración de una fuente conmutada step-up en la que la tensión de salida es mayor que la de entrada. Durante la fase Ton se produce una corriente en rampa que aumenta linealmente en función del tiempo. El diodo aísla el condensador C1 evitando que se descargue.



la Figura 6. El interruptor ha sido reemplazado por un **transistor** que trabaja en **conmutación**. La **frecuencia** de conmutación está determinada por el circuito de control y por lo general oscila alrededor de 50 kHz, que corresponden a un **periodo T** de unos **20 microsegundos**.

Cuando el transistor está libre (circuito abierto), la tensión en sus extremos es **máxima**, pero la corriente que lo atraviesa es **nula**.

Cuando conduce la **corriente** que lo atraviesa tiene un cierto valor, pero la tensión en sus extremos se corresponde con la tensión de **saturación**, es decir, unas pocas

**décimas de voltio.**

Aquí reside la alta eficiencia de la conmutación, por la que a través del elemento de control, es decir, el

transistor, la potencia disipada en sus extremos es **casi nula**.

El ajuste de la tensión de salida se obtiene actuando en el tiempo **Ton del transistor**. Si la tensión de salida tiende a disminuir **el circuito de control aumenta** el tiempo Ton en el que el transistor conduce, llevando la tensión hasta el nivel predeterminado.

Sin embargo, si la tensión de salida tiende a **aumentar**, el circuito de control **reduce el Ton** y este caso también se rebajará el voltaje de salida.

En la práctica, en la fuente conmutada el ajuste se obtiene mediante la variación de los **tiempos de conmutación** del transistor, que trabajando siempre en **on-off** disipa una cantidad muy baja de energía.

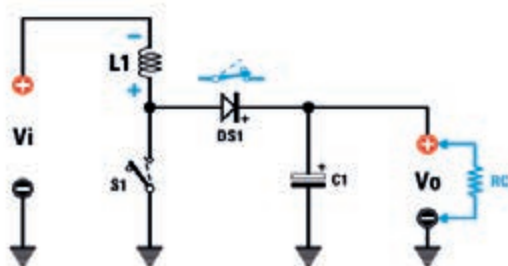


Fig.8 Durante la fase Toff el diodo DS1 será conductivo cargando el condensador C1 hasta una tensión superior a la de entrada Vi.

El esquema descrito se aplica a la configuración **step-down**.

En la figura 7 se representa el esquema de una fuente de alimentación **step-up**. Veamos cómo se comporta el circuito en dos momentos diferentes, con el interruptor abierto y con el interruptor cerrado.

Cuando el interruptor está cerrado, la corriente fluye a través de la inductancia **L1**. El valor de esta corriente se incrementa gradualmente durante el tiempo **Ton**, porque la inductancia tiende a **oponerse** al cambio de la corriente que lo atraviesa.

Transcurrido el intervalo **Ton** (ver Figura 8) el interruptor queda **abierto**.

En este punto, la inductancia tenderá a dejar circular por el circuito el mismo valor de corriente alcanzado en ese momento a través del **diodo DS1**, que está polarizado **directamente**.

La corriente va, en parte, para cargar el condensador **C1** y en parte atraviesa la carga **RC**. De esta manera, la tensión en los extremos de la carga está también en el tiempo **Toff**, es decir, con el interruptor **abierto**.

Cuando el interruptor se cierra, en el tiempo **Ton** el **condensador** se descarga sobre la carga, manteniendo la tensión **constante**.

Enchufando y desenchufando periódicamente el interruptor se obtiene un voltaje cuya amplitud depende como siempre de la relación entre el tiempo **Ton** y el período **T**, es decir, al ciclo de trabajo.

También en este caso la tensión de salida depende del ciclo de trabajo del período de **cierre/apertura** del interruptor **S1**, pero con respecto al step down la fórmula es algo más compleja:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \left[ 1 : (1 - (Ton : (Ton + Toff))) \right]$$

*Ejemplo:* Supongamos que alimentamos el circuito

representado en la fig.8 con una batería de **12 voltios**. Asumimos que el interruptor se cierra durante **5 milisegundos** y se abre durante **15 milisegundos**. Repitiendo este ciclo tendremos un **Ton** de 5 milisegundos y un **Toff** de 15 milisegundos, lo que corresponde a un período **total T = Ton + Toff de 20 milisegundos**.

El ciclo de trabajo vale en este caso:

$$5 \text{ ms} : 20 \text{ ms} = 25\%$$

La tensión de salida será, por tanto:

$$V_{out} = 12 \text{ V} - [1 (1 - (5 : (5 + 15)))] = 16 \text{ voltios}$$

es decir, un valor más alto que el de entrada.

Si ahora ponemos el valor de **Ton y Toff** ambos en **10 milésimas de segundo**, tenemos un ciclo de trabajo igual a:

$$10 \text{ ms} : 20 \text{ ms} = 50\%$$

El voltaje de salida será en este caso:

$$V_{out} = 12 \text{ V} - [1 (1 - (10 : (10 + 10)))] = 24 \text{ voltios}$$

Si llevamos el **Ton a 12 milisegundos** y el **Toff a 5 milisegundos**, vamos a tener un ciclo de trabajo de:

$$15 \text{ ms} : 20 \text{ ms} = 75\%$$

El voltaje de salida que se obtiene en este caso es:

$$V_{out} = 12 \text{ V} - [1 : (1 - (15 : (15 + 5)))] = 48 \text{ Volt}$$

Como se ve por estos ejemplos, variando el **Ton** con respecto al **Toff**, puede cambiar el valor de **la tensión de salida** que, al ser un **step-up**, siempre será superior a la de entrada.

**Convertidores DC-DC construido con integrado MC34063A en la configuración step-down y step-up**

Con el integrado **MC34063A** se pueden hacer fuentes de alimentación conmutadas de tipo step-down en las que la tensión de salida es inferior a la



tensión de entrada, y fuentes de alimentación de tipo step-up, en las que la tensión de salida es superior a la de entrada.

El integrado se encuentra en un contenedor **DIL de 8 pines**, e incluye todos los pasos útiles para construir una fuente de alimentación conmutada, a saber:

- generador de tensión de referencia de **1,25 Voltios**, de temperatura estable
- oscilador
- Limitador de picos de corriente
- transistor de salida
- comparador de tensión para el amplificador de errores

La tensión de entrada máxima no debe exceder los **40 voltios**, mientras que el transistor de salida puede trabajar en corrientes de pico de hasta 1,5 amperios (no confundirse con la corriente de salida).

*Nota:* La corriente de carga máxima no podrá exceder los **0,75 amperios**.

La primera configuración que vamos a examinar es la de **step-down** que se reproduce esquemáticamente en la figura 6.

El transistor de potencia TR1, que se encuentra dentro del MC34063A, se utiliza como un interruptor impulsado por una onda cuadrada con ciclo de trabajo variable.

Al cambiar el ciclo de trabajo se puede obtener de salida cualquier valor de tensión inferior a la **Vin**. Incluso si teóricamente con un ciclo de trabajo del **100%** la tensión de salida coincidiría con la de entrada, en la práctica esto no es posible porque en este caso no habría margen para el ajuste.

La **frecuencia** de trabajo es igual a:

$$f = 1: (T_{on} + T_{off})$$

está en un rango entre **25 kHz** y **75 kHz**.

*Ejemplo:* Supongamos que usted quiere construir

una fuente de alimentación **step-down** con las siguientes características:

- Vout = + 5,0 Voltios**
- I out max = 0,4 Amperios**
- Frec. switching = 50 kHz**
- Vin min = + 20 Volt**
- V ripple (p/p) = 25 mV pp**

1 - Lo primero que debemos hacer es determinar el período de tiempo **T** que corresponde a la suma de los dos tiempos (**Ton + Toff**).

Para una frecuencia de conmutación de **50 kHz**, es decir, **50.000 Hz**, el tiempo **T** es igual a:

$$T = (T_{on} + T_{off}) \quad 1 : 50.000 \text{ Hz} = 0,00002 \text{ segundos}$$

igual a **20 microsegundos**

2 - Después de haber determinado la **suma** de los dos tiempos (**Ton + Toff**), se calcula la relación entre **Ton / Toff** necesario para obtener la tensión de **5 V** de salida con una tensión mínima de entrada de **20 voltios**.

Para calcular este valor usamos la fórmula siguiente:

$$T_{on}/T_{off} = (V_{out} + 0,8) : (V_{in \text{ min}} - 1 - V_{out})$$

Sustituyendo los valores requeridos en la fórmula, se obtiene:

$$T_{on}/T_{off} = (5 + 0,8) : (20 - 1 - 5) = 5,8 : 14 = 0,41$$

3 - Se obtienen ahora los valores del tiempo **Toff**, con la siguiente fórmula:

$$T_{off} = (T_{on} + T_{off}) : (T_{on} / T_{off} + 1)$$

Sustituyendo los valores en la fórmula se obtiene:

$$T_{off} = 20 \text{ microsegundos} : (0,41 + 1) = 20 \text{ microsegundos} : 1,41 = 14,1 \text{ microsegundos}$$

Obtenemos **Ton** por la diferencia en la suma (**Ton + Toff**):

$$T_{on} = 20 \text{ microsegundos} - 14,1 \text{ microsegundos} = 5,9 \text{ microsegundos}$$

*Nota:* Es importante tener en cuenta que la relación entre el valor de  $T_{on}$  y el total ( $T_{on} + T_{off}$ ) debe ser inferior a 0,857. Esto significa que el ciclo de trabajo no puede nunca ser superior a 85,7%.

4 - En este momento se calcula el valor del **condensador C2**, que se relaciona con la duración de la  $T_{on}$  de la fórmula:

$$C2 = 40 \times T_{on}$$

donde:

**C2** se expresa en **picofaradios** y  $T_{on}$  en **microsegundos**.

En nuestro caso tenemos:

$$C2 = 40 \times 5,9 = 236 \text{ picoFaradios}$$

Nosotros usamos el valor estándar más próximo que es de **220 picofaradios**.

5 - Ahora determinamos la **corriente máxima  $I_p$**  del transistor **TR1**, que se relaciona con la corriente máxima que **I out Max** de salida del alimentador:

$$I_p = 2 \times I_{out \text{ max}}$$

Como se puede ver, en la fase de diseño se asume que la corriente máxima es el doble del máximo de salida. En nuestro caso tenemos:

$$I_p = 2 \times 0,4 \text{ Ampère} = 0,8 \text{ Ampère}$$

6 - Por último, conociendo el valor de la corriente máxima  $I_p$  y el  $T_{on}$  se puede calcular el valor de la **inductancia L1** de salida que se da por:

$$L1 = [(V_{in} - 1 - V_{out}) : I_p] \times T_{on}$$

donde:

**L1** es la inductancia en **microhenrios**;

**V<sub>in</sub>** es el voltaje de entrada en **voltios**;

**V<sub>out</sub>** es la tensión de salida en **voltios**;

**I<sub>p</sub>** es la corriente máxima en **amperios**;

**T<sub>on</sub>** está expresado en **microsegundos**.

Sustituyendo los valores en la fórmula tenemos:

$$L1 = [(20 - 1 - 5) : 0,8] \times 5,9 \text{ microsegundos} = 103 \text{ microhenrios}$$

7 - Calculamos la resistencia **R1** conocer la actual corriente máxima  $I_p$ :

*Nota:* Para obtener un cálculo más preciso conviene recalculer la corriente máxima  $I_P$  real, en tanto que ahora sabemos con exactitud tanto el  $T_{on}$  como el valor de la inductancia  $L1$ .

$$I_p = [(V_{in} - 1 - V_{out}) : L1] \text{ } ^\circ \text{ } T_{on}$$

donde:

**I<sub>p</sub>** es la corriente máxima en **amperios**;

**V<sub>in</sub>** es el voltaje de entrada en **voltios**;

**V<sub>out</sub>** es la tensión de salida en **voltios**;

**L1** es la inductancia en **microhenrios**;

**T<sub>on</sub>** está en **microsegundos**.

Sustituyendo los valores en la fórmula tenemos:

$$I_p = [(20 - 1 - 5) : 103] \text{ } ^\circ \text{ } 5,9 = 0,8 \text{ amperios}$$

La fórmula para calcular **R1** es:

$$R1 = 0,33 : I_P$$

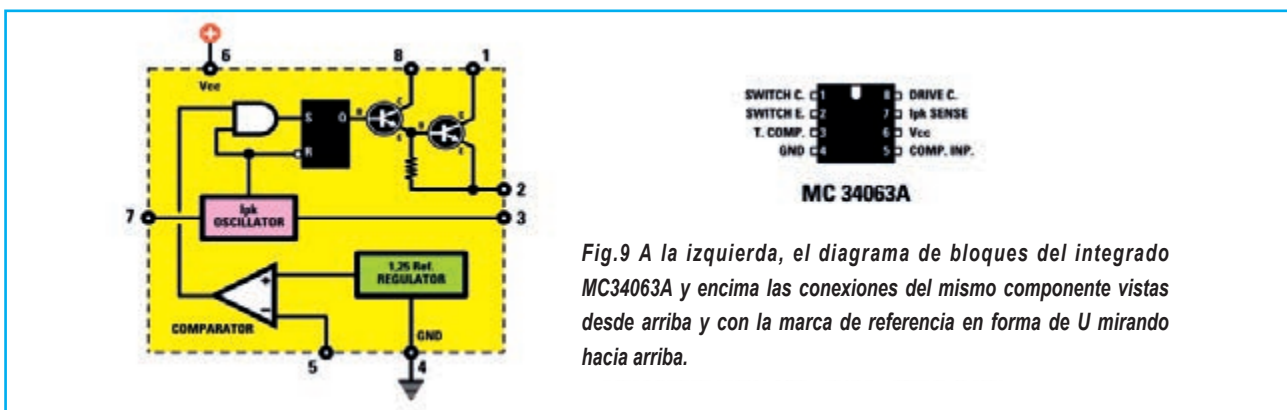


Fig.9 A la izquierda, el diagrama de bloques del integrado MC34063A y encima las conexiones del mismo componente vistas desde arriba y con la marca de referencia en forma de U mirando hacia arriba.

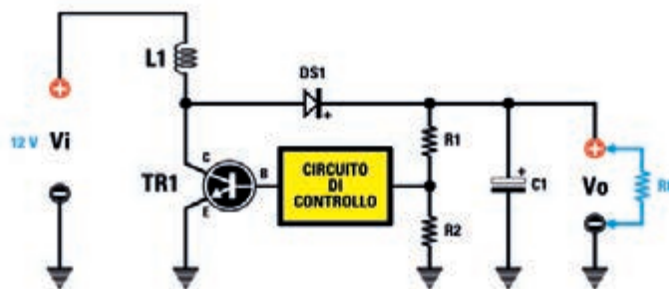


Fig.10 El interruptor S1 se reemplaza por un transistor o un MOSFET. El circuito de control al cambiar el ciclo de trabajo de la señal piloto de TR1, permite obtener diferentes valores de la tensión de salida Vo.

donde:

**R1** es el valor de la resistencia en **ohmios**;

**Ip** es la corriente máxima en **amperios**.

Sustituyendo los valores en la fórmula tenemos:

$$R1 = 0,33: 0,8 = 0,41 \text{ ohmios}$$

Podemos utilizar un valor estándar ligeramente inferior, es decir, **0,39 ohmios**.

*Nota:* Dado que la corriente máxima del transistor interno del MC34063A no debe superar los 1,5 amperios, el valor mínimo de esta resistencia no debe ser inferior a:

$$0,33: 1,5 = 0,22 \text{ ohmios!}$$

La potencia de esta resistencia no debe ser menos de:

$$WR1 = (Ip: 2)^2 \cdot R1$$

donde:

**WR1** es la potencia en **vatios** de la **R1**.

Sustituyendo los valores en la fórmula tenemos:

$$WR1 = (0,8:2)^2 \cdot 0,39 = 0,062 \text{ vatios}$$

Se puede utilizar con seguridad una resistencia de **1/4 vatios**.

**8** - El valor mínimo del condensador de salida no debe ser inferior a:

$$Cout = (Ip \cdot (Ton + Toff)) : (0,008 \cdot V \text{ ripple})$$

donde:

**Cout** es el valor del condensador en **microfaradios**;

**Ip** es la corriente máxima en **amperios**;

**Ton** se expresa en **microsegundos**;

**Toff** se expresa en **microsegundos**;

**V ripple** se expresa en **milivoltios**.

Sustituyendo los valores en la fórmula tenemos:

$$Cout = (0,8 \cdot (20 + 25)) : (0,008 \cdot 25) = 80 \text{ microFaradios}$$

Este valor cumple idealmente con los requisitos del circuito, ya que los condensadores electrolíticos tienen una notable tolerancia de su capacidad nominal y su resistencia **ESR** interna empeora las cosas mediante el aumento del ripple de salida.

Pero es aconsejable doblar por lo menos el valor de la capacidad así obtenida o, mejor aún, conectar dos o más condensadores en paralelo.

En nuestro ejemplo, podemos conectar dos condensadores de **100 microfaradios** en paralelo.

*Nota:* el valor en milivoltios del ripple se suele considerar como el 0,5% de la tensión de salida de la fuente, por lo que en nuestro caso es de 25 milivoltios.

$$Vripple = 0,5\% \text{ de } Vo = (0,5 \cdot 5) : 100 = 0,025 \text{ Volt}$$

correspondientes a **25 milivoltios**

**9** - Ahora calculamos el divisor resistivo que determina el valor de la tensión de salida:

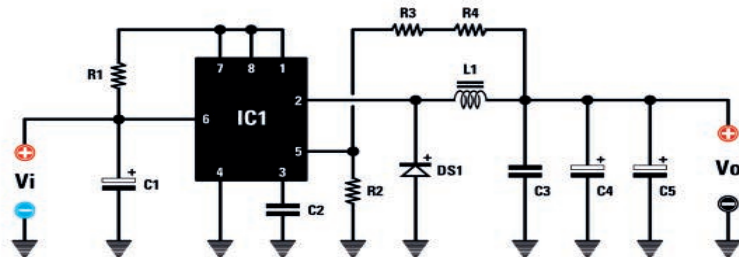


Fig.11 Aquí se ve el diagrama completo del cableado de la fuente de alimentación step-down capaz de proporcionar una tensión de salida de 5 voltios.

### LISTADO DE COMPONENTES

LX.1786

R1 = 0,33 ohm

R2 = 12.000 ohm

R3 = 18.000 ohm

R4 = 18.000 ohm

C1 = 100 microF. electr.

C2 = 220 pF cerámico

C3 = 100.000 pF de poliéster

C4 = 100 microF. electr.

C5 = 100 microF. electr.

DS1 = diodo tipo BYW100

IC1 = integrado tipo MC34063A

L1 = inductancia 103

microHenrios (ver texto)

$$V_{out} = 1,25 \text{ V} \frac{R3 + R4}{R2} + 1$$

El valor de **1,25** corresponde al valor de la tensión en **voltios** de referencia interna del integrado.

Las resistencias **R2** y **R3-R4** se deducen con las fórmulas:

$$R2 = 1,25 \text{ V} \frac{R3 + R4}{V_{out} - 1}$$

$$R3 + R4 = R2 \frac{V_{out} - 1}{1,25 \text{ V}}$$

donde:

**R2** y **R3 + R4** son los valores de las resistencias en **ohmios**;

**Vout** es la tensión de salida expresada en **voltios**.

Sustituyendo los valores en la fórmula tenemos:

$$R2 = 1,25 \text{ V} \frac{36.000 \text{ ohm}}{5 \text{ V} - 1} = 12.500 \text{ ohm}$$

$$R3 + R4 = 12.500 \text{ ohm} \frac{5 \text{ V} - 1}{1,25 \text{ V}} = 37.500 \text{ ohm}$$

Que no siendo los valores comerciales tendremos que modificar:

para la **R2**, podemos usar el valor estándar próximo que es de **12.000 ohmios**;

para **R3-R4** podemos usar dos resistencias de **18.000 ohmios** puestas en serie que darán un valor total de **36.000 ohmios**.

Vemos que con estos valores la tensión de salida sería:

$$V_{out} = 1,25 \text{ V} \frac{36.000}{12.000} + 1 = 5 \text{ Volt}$$

Con lo que podemos considerarnos satisfechos!

De todos modos, hay que considerar que difícilmente se medirá este valor de tensión en la salida, ya que la tolerancia de las resistencias desviará el valor teórico del efectivo. Sin embargo, siempre es posible insertar un trimmer en el separador para ajustar la precisión de la tensión de salida.

En la fig.11 se puede ver el esquema completo de la **fuente step-down** que hemos diseñado.

El condensador de **100 microfaradios** colocado en el **pin 6** del integrado MC34063A actúa como un filtro de la tensión de entrada.

Su valor no es fundamental, pero es mejor que no baje de **100 microfaradios** y la tensión de trabajo debe ser superior a la de entrada.

En lugar de un condensador de salida es preferible adoptar dos en paralelo (ver los dos condensadores **C4-C5 de 100 microfaradios**) y para filtrar las señales de alta frecuencia es bueno insertar un condensador adicional de **100.000 pF (C3)** en paralelo a los electrolíticos.

El diodo **DS1** debe ser “rápido” con un tiempo de recuperación inversa corto y capaz de soportar la corriente máxima (**1,03 amperios** en nuestro caso). Elegimos un **BYW100** que se adecúa bien a este tipo de aplicación.

Ahora queda por construir la inductancia de salida **L1**; para estas aplicaciones se utilizan inductancias montadas en núcleos de ferrita o de otros materiales especiales con la sección de cable adecuada para reducir las pérdidas resistivas.

Hemos elegido como núcleo un “toroidal” del fabricante Magnetics, el **C058206A2**, que vamos a utilizar para la realización de la inductancia **L1**.

Por tanto, la realización de esta inductancia será más fácil de lo que sería si usáramos un núcleo **E I** de ferrita. Además, solo modificando el número de vueltas se pueden obtener diferentes valores de la inductancia, tal y como requieren nuestros circuitos.

Para calcular el número de vueltas usaremos la fórmula:

$$N_{vueltas} = 100^\circ - \sqrt{L: 680}$$

donde:

**Nvueltas** es el número de vueltas para dar en interior del núcleo toroidal;

**L** es el valor en microhenrios de la inductancia deseada;

**680** es un número fijo que toma en cuenta las características del núcleo.

Para hacer que nuestra propia inductancia de **103 micro-Henrios**:

$$N \text{ vueltas} = 100^\circ - \sqrt{103: 680} = 38,9 \text{ vueltas}$$

podemos redondear a **40 vueltas**.

El diámetro del alambre aislado para los transformadores que utilizaremos será de **0,5 mm** y en la

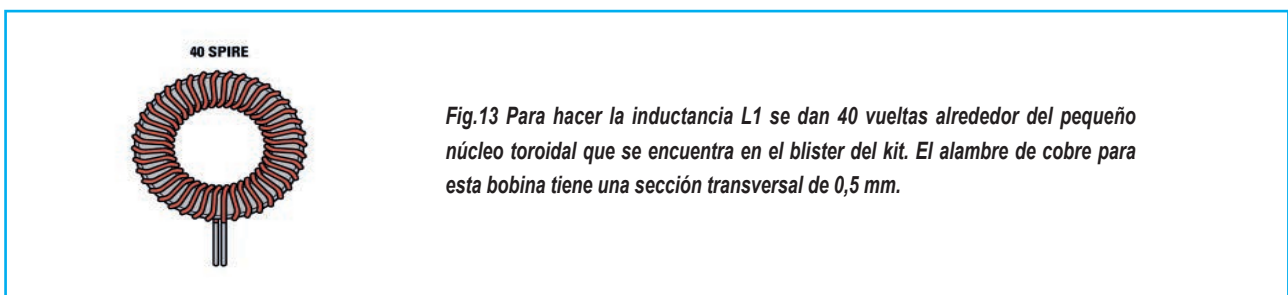
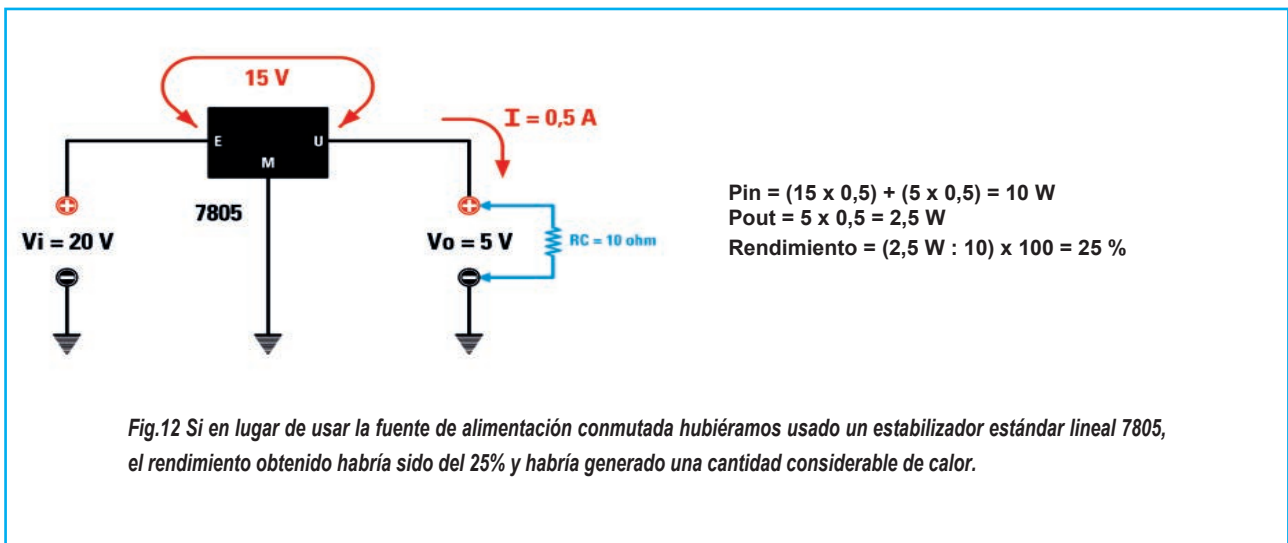


figura 13 se muestra un dibujo de la bobina hecha así.

En una fuente con la salida cargada por una resistencia de **10 ohmios** se encuentran los siguientes valores:

$$V_i = 20 \text{ V}$$

$$V_o = 5,0 \text{ V}$$

$$I_o = 0,5 \text{ amperios}$$

$$I_i = 0,155 \text{ amperios}$$

Conociendo la potencia de entrada y la de la producción es posible calcular el rendimiento:

$$P_{in} = V_i \cdot I_i = 20 \cdot 0,155 = 3,1 \text{ vatios}$$

$$P_{out} = V_o \cdot I_o = 5,0 \cdot 0,5 = 2,5 \text{ vatios}$$

$$\text{Rendimiento} = (P_{out} : P_{in}) \cdot 100 = (2,5 : 3,1) \cdot 100 = 80,6\%$$

Por lo tanto, sólo el **19,4%** de la potencia de entrada se “pierde” en forma de calor.

Si en lugar de un regulador de conmutación se hubiera utilizado un regulador de tensión lineal, como un clásico **7805**, el rendimiento habría sido mucho más bajo (ver Fig. 12).

### Fuente conmutada STEP-UP

Completada la descripción de la fuente de alimentación step-down en la que la tensión de salida es siempre inferior a la entrada, hablamos de cómo diseñar una fuente de tipo **step-up** con el integrado **MC34063A**.

Con este tipo de convertidor se pueden obtener una tensión de salida mayor que la de entrada, algo que sólo puede lograrse con una fuente de alimentación conmutada.

En las fig.7-8 se ve el esquema de este tipo de configuración.

La inductancia **L1** con respecto a la configuración de step-down se coloca en serie, a través del diodo **DS1**, con la tensión de entrada y la de salida.

Durante la fase **Ton**, cuando el transistor está saturado, la inductancia almacena energía para

transferirla hacia la salida durante la fase **Toff**, sumando a la tensión de entrada una tensión extra, que produce de salida una tensión superior a la de entrada.

El diodo **DS1** evita que la tensión de salida sea cortocircuitada por los transistores en la fase **Ton**.

*Ejemplo:* Supongamos que se quiere construir una fuente de alimentación step-up con las siguientes características:

$$V_{out} = + 28 \text{ Volt}$$

$$I_{out \text{ max}} = 0,05 \text{ Amperios correspondientes a } 50 \text{ miliamperios}$$

$$\text{Frec. Conmutación} = 50 \text{ kHz}$$

$$V_{in \text{ min}} = +9 \text{ Volt}$$

$$V_{ripple} (p/p) = 140 \text{ mV pp}$$

1 - En primer lugar, determinamos la relación **Ton / Toff**:

$$\text{Ton/Toff} = [(V_{out} + 0,8) - V_{in}] : (V_{in} - 1)$$

Sustituyendo los valores requeridos en la fórmula, se obtiene:

$$\text{Ton/Toff} = [(28 + 0,8) - 9] : (9 - 1) = 2,47$$

2 - La segunda cosa que tenemos que determinar es el período de tiempo **T** que corresponde a la suma de los dos tiempos (**Ton + Toff**).

Para una frecuencia de conmutación de **50 kHz**, es decir, **50.000 Hz**, el tiempo **T** es igual a:

$$T = (\text{Ton} + \text{Toff}) = 1 : 50.000 \text{ Hz} = 0,00002 \text{ segundos igual a } 20 \text{ microsegundos}$$

3 - Luego calculamos el **Toff** y por la diferencia el **Ton**:

$$\text{Toff} = 0,00002 - [(\text{Ton} : \text{Toff}) + 1]$$

Sustituyendo los valores requeridos en la fórmula, se obtiene:

$$\text{Toff} = 0,00002 - (2,47 + 1) = 0,0000057 \text{ segundos igual a } 5,76 \text{ microsegundos}$$

**T = 20 microsegundos - 5,76 microsegundos = 14.24 microsegundos**

*Nota:* la relación ton: (ton + toff) no debe exceder el valor de 0,857.

4 – Ahora se calcula el valor del condensador C2, que se relaciona con la duración de **Ton** con la siguiente fórmula:

$$C2 = 40 \times Ton$$

donde:

**C2** se expresa en **picofaradios**;

**Ton** es en **microsegundos**.

En nuestro caso tenemos:

$$C2 = 40 \times 14,24 = 569 \text{ picofaradios}$$

Nosotros usamos el valor más próximo estándar es de **560 picofaradios**.

5 - Ahora se calcula la corriente máxima del transistor interno del **MC34063A**:

$$Ipk = (2 \text{ } \text{---} Iout) \text{ } \text{---} [(Ton : Toff) + 1]$$

Sustituyendo los valores requeridos en la fórmula, se obtiene:

$$Ipk = (2 \text{ } \text{---} 0,05) \text{ } \text{---} (2,47 + 1) = 0,347 \text{ amperios}$$

6 – Calculamos el valor de la inductancia por la fórmula:

$$L1 = [(Vin - 1) : Ipk] \text{ } \text{---} Ton$$

donde:

**L1** se expresa en **microhenrios**;

**Vin** es en **voltios**;

**IPK** se expresa en **amperios**;

**Ton** es en **microsegundos**.

Sustituyendo los valores requeridos en la fórmula, se obtiene:

$$L = [(9 - 1) : 0,347] \text{ } \text{---} Ton = 328 \text{ microhenrios}$$

7 - Calculamos la resistencia **Rsc**, que está conectada entre los pines 6-7 del **MC34063A**, sabiendo que la corriente máxima **Ipk**:

$$Rsc = 0.33 : Ipk$$

donde:

**0,33** es un número fijo;

**IPK** se expresa en amperios.

Sustituyendo los valores requeridos en la fórmula, se obtiene:

$$Rsc = 0,33 : 0,347 = 0,95 \text{ ohmios}$$

*Nota:* en este caso para obtener este valor podemos conectar en paralelo dos resistencias de 1,8 ohmios para obtener un valor de 0,9 ohmios (ver R1-R2 en el esquema).

8 – A continuación calculamos el condensador **C4**:

$$C4 = (Iout : Vripple) \text{ } \text{---} Ton$$

donde:

**Iout** es la corriente de salida y se expresa en **miliamperios**;

**Vripple** es la tensión de ripple de salida expresada en **milivoltios**;

**Ton** es en **microsegundos**;

**C4** se expresa en **microfaradios**.

Sustituyendo los valores requeridos en la fórmula, se obtiene:

$$C4 = (50 : 140) \text{ } \text{---} 14,24 = 5 \text{ microFarad}$$

*Nota:* en la práctica, hay que aumentar esta capacidad al menos 4 o 5 veces el valor calculado para compensar el alto grado de tolerancia de los condensadores electrolíticos y conseguir que de salida no haya una tensión de ripple mayor la prefijada.

Por lo tanto, utilizarenis un condensador de **22 microfaradios** y con una tensión de trabajo de **50 voltios** (ver C4 y C5 en la fig. 14).

9 - Ahora se calcula el divisor resistivo que determina el valor de la tensión de salida, a sabiendas de que la fórmula es:

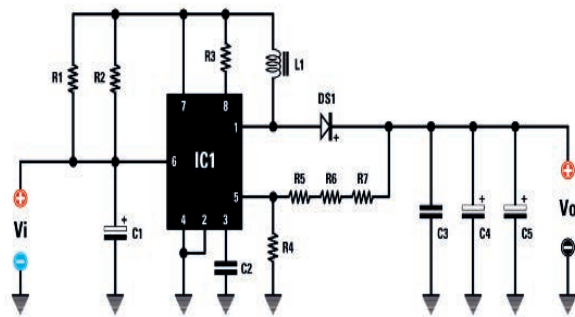


Fig.14 Aquí se ve el esquema eléctrico completo de la fuente de alimentación de step-up capaz de proporcionar una tensión de salida de 28 voltios.

#### LISTADO DE COMPONENTES

LX. 1787	C1 = 100 microF. electr.
R1 = 1,8 ohm	C2 = 560 pF cerámico
R2 = 1,8 ohm	C3 = 100.000 pF de poliéster
R3 = 330 ohm	C4-C5 = 22 microF. electr.
R4 = 12.000 ohm	DS1 = diodo tipo BYW100
R5 = 100.000 ohm	IC1 = integrado tipo MC34063A
R6 = 150.000 ohm	L1 = 328 microHenrios (ver texto)
R7 = 6.800 ohm	



Fig.15 En la figura se puede ver la inductancia L1 que se tendrá que realizar dando 70 vueltas alrededor del pequeño núcleo toroidal que está en el blister del kit. También en este caso el alambre de cobre para este bobinado tiene una sección transversal de 0,5 mm.

$$V_{out} = 1,25 \text{ °} \frac{R_X}{R_4 + 1}$$

El valor de **1,25** corresponde al valor en voltios de la tensión de referencia del integrado.

Las resistencias R4 y RX se pueden obtener con la siguiente fórmula:

$$R_4 = 1,25 \text{ °} \frac{V_{out}}{10.000}$$

$$R_X = R_4 \text{ °} \frac{V_{out}}{1,25} - 1$$

donde:

**R4 y RX** son los valores de las resistencias en **ohmios**;

**Vout** es la tensión de salida expresadas en **voltios**.

Sustituyendo los valores en la fórmula tenemos:

$$R_4 = 1,25 \text{ °} \frac{10.000}{28} = 12.500 \text{ ohmios}$$

Nos puede llevar fácilmente a 12.000 ohm, valor estándar.

$$R_X = 12.000 \text{ °} \frac{28}{1,25} - 1 = 256.800 \text{ ohmios}$$

Que no siendo un valor comercial que tendremos que cambiar:

Podemos utilizar dos resistencias, una de **150.000 ohmios** y otra de 100.000 **ohmios** puestas en serie con un valor total muy cercano al deseado:

$$150.000 + 100.000 = 250.000 \text{ ohmios}$$

Vemos que con estos valores de tensión sería:

$$V_{out} = 1,25 \text{ °} \frac{250.000}{12.000 + 1} = 27,29 \text{ voltios}$$

Si este valor resultara demasiado bajo podría ponerse en serie con las dos resistencias otra resistencia de **6.800 ohmios**, obteniendo así para **RX** el valor total de:

$$150.000 + 100.000 + 6.800 = 256.800 \text{ ohm}$$

(estas tres resistencias en nuestro esquema son **R5-R6-R7**), que es precisamente el valor teórico calculado y, por lo tanto, con este valor la tensión de salida debe ser de **28 voltios**.



Fig.16 Dibujo práctico de la fuente conmutada step down que ofrece 5 voltios de salida.

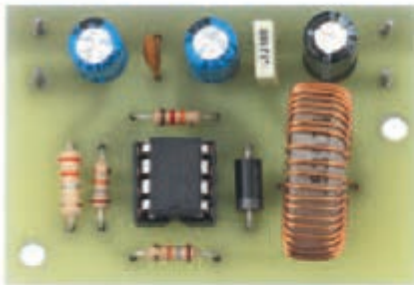
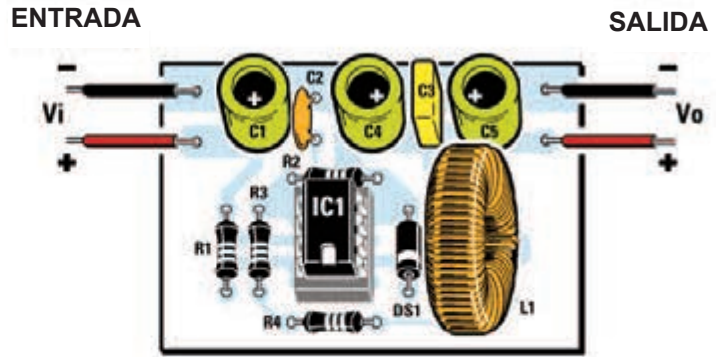


Fig.17 Foto de la fuente conmutada step down que hemos usado en nuestras pruebas de laboratorio.

Fig.18 Dibujo práctico de la fuente conmutada step up que ofrece 28 voltios de salida.

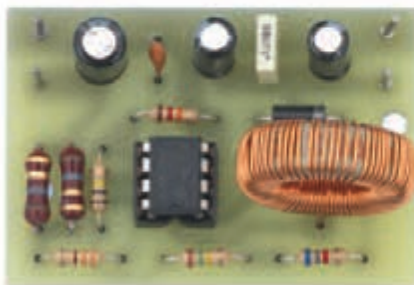
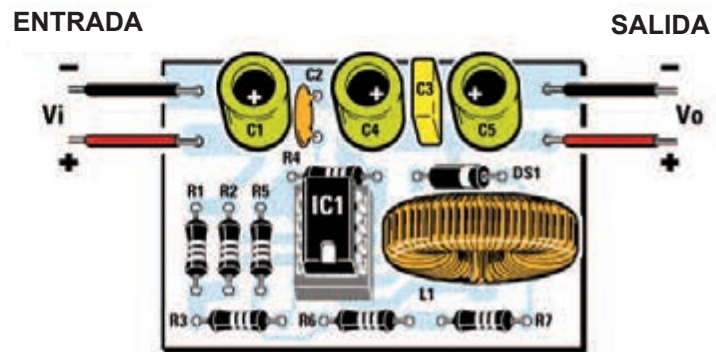


Fig.19 Foto del prototipo de fuente conmutada step up. Para ver la ejecución de la bobina ver fig.15.

Hay que tener en cuenta que en la salida de voltaje será difícil medir este valor de tensión ya que la tolerancia de las resistencias desviará el valor teórico del efectivo. Sin embargo, se puede poner un trimmer en el divisor para calibrar con precisión la tensión de salida.

En la fig. 14 podemos ver el esquema eléctrico completo de la fuente **step-up**.

Para calcular el número de vueltas a dar sobre el núcleo toroidal se utiliza la siguiente fórmula:

$$\mathbf{Nvueltas = 100 \sqrt{L} : 680}$$

donde:

**Nvueltas** es el número de vueltas para dar en el interior del núcleo toroidal;

**L** es el valor de la inductancia deseada en **microhenrios**;

**680** es un número fijo que tome en cuenta las características del núcleo.

Para lograr nuestra inductancia de 328 microhenrios:

$$\mathbf{Nvueltas = 100 \sqrt{328} : 680 = 69,4 vueltas}$$

que podemos redondear a 70 vueltas.

El diámetro del cable aislado para los transformadores que se utilizan será de **0,5 mm** y en la figura 15 hay un dibujo de la bobina hecha así.

También en esta fuente de alimentación se utiliza un diodo "rápido" de tipo **BYW100 (DS1)** y en paralelo al condensador de salida se aplica el condensador habitual de **100.000 pF (C3)** para filtrar las señales de alta frecuencia.

No hay que olvidar que los valores de las tensiones de trabajo de los condensadores de salida deben ser adecuadas a las tensiones en juego: en nuestro ejemplo, no podemos usar un condensador de **25 voltios** para la salida, sino al menos uno de **35 voltios**.

**10** - Finalmente, queda por calcular la resistencia **Rb** conectada entre los pines **8** y **7 (R3** en nuestro esquema), que sirve para polarizar la base del

transistor interno con una corriente suficiente para asegurar una cierta saturación.

Para esta condición hay que proporcionar al transistor final una corriente de base de por lo menos:

$$\mathbf{Ib = Ipk : 20}$$

En nuestro caso tenemos:

$$\mathbf{Ib = 0,347 : 20 = 0,01735} \text{ correspondientes a } \mathbf{17,35 mA.}$$

a los que se sumará a un valor fijo de corriente de **5 miliamperios**.

La corriente total es entonces:

$$\mathbf{Itot = 17,35 \text{ miliamperios} + 5 \text{ miliamperios} = 22,35 \text{ miliamperios}}$$

La **R3** se calcula mediante la fórmula:

$$\mathbf{R3 = [(Vin - 1) - (Ipk \sqrt{Rsc})] : Itot}$$

donde:

**R3** se expresa en **ohmios**;

**Vin** es el voltaje de entrada expresado en **voltios**;

**IPK** es la corriente máxima en **amperios**;

**RSC** es la resistencia total en ohmios conectada entre los pines 6 y 7 del integrado MC34063A: en nuestro caso se corresponde con el paralelo entre las dos resistencias **R1-R2**;

**Itot** es la corriente total en **amperios**.

Sustituyendo los valores en la fórmula tenemos:

$$\mathbf{Rb = [(9 - 1) - (0,347 \sqrt{0,9})] : 0,02235 = 343 \text{ ohm}}$$

podemos redondear con el valor comercial más bajo, que es de **330 ohmios**.

*Nota:* En esta fórmula hemos convertido los miliamperios totales *Itot* en amperios dividiendo el total entre 1.000, como aparece en la fórmula correspondiente.

El 0,9, que también aparece en la fórmula, corresponde al paralelo de las dos resistencias *R1-R2* de 1,8 ohmios conectadas entre los pines 6 y el 7 que por lo tanto, se reduce a la mitad.

Aquí hay algunos valores que han aparecido en el prototipo de fuente de alimentación que hemos

construido de prueba.

La salida de **28 voltios** se carga por una resistencia de **500 ohmios** obteniendo así una corriente de **56 miliamperios**.

Los valores de los voltajes de entrada y las corrientes relativas a esta etapa son las siguientes:

**$V_i = 9$  voltios**

**$V_o = 28$  voltios**

**$I = 0,056$  amperios**

**$I_i = 0,2$  amperios**

Conociendo la potencia de entrada y la de salida es posible calcular el rendimiento:

**$P_{in} = V_i \cdot I_i = 9 \cdot 0,2 = 1,8$  vatios**

**$P_{out} = V_o \cdot I_o = 28 \cdot 0,056 = 1,56$  vatios**

**Rendimiento =  $(P_{out} : P_{in}) \cdot 100 = (1,56 : 1,8) \cdot 100 = 86,6\%$**

En consecuencia, también en este caso se trata de altos rendimientos que indican la eficiencia. Pasemos ahora a ver la práctica de cómo se hacen los dos circuitos base de las figuras 11 y 14.

## EJECUCIÓN PRÁCTICA

En las fig.15 y 17 hemos reproducido los diseños prácticos, respectivamente, de la fuente **Step-down LX.1786** y de la fuente **step-up LX.1787**.

Su ejecución es bastante simple, con una fácil instalación de pocos componentes.

Hay que empezar por la fuente step-down montando el zócalo para el **integrado IC1**, seguir con las **resistencias** después de haber identificado el valor óhmico y luego con el diodo de silicio **DS1**, poniendo hacia abajo el lado de su cuerpo marcado con una banda blanca.

A continuación, montar el condensador de **poliéster**, el de **cerámica** y los tres **electrolíticos**, respetando en este último caso la polaridad.

En este punto, hay que hacer la bobina **L1**, con 40 vueltas de cable aislado con un diámetro de **0,5 mm**, en torno a un núcleo de ferrita que se encuentra en el blister.

Antes de soldar los terminales en el integrado hay raspar los extremos y soldarlos con la punta del soldador para un mejor contacto.

Luego, se inserta el integrado **IC1** en su zócalo y se fijan a la derecha y a la izquierda los dos pares de cable destinados, respectivamente, a la entrada ( **$V_i$** ) y a la salida ( **$V_o$** ) de la alimentación.

La ejecución práctica de la fuente de alimentación step-up no es muy diferente de la anterior.

Con la ayuda del dibujo que se muestra en la Fig. 17 y la serigrafía que hay sobre el circuito impreso estamos seguros de que no habrá ninguna dificultad en su aplicación.

La única salvedad es la bobina **L1**, que prevé el devanado de 70 vueltas alrededor del núcleo de ferrita (ver Figura 15).

Ahora sólo queda probar los dos circuitos para luego utilizarlos de acuerdo con la tensión que se necesite para sus aplicaciones.

## COSTES DE EJECUCIÓN

Los componentes necesarios para la **fuentes conmutada step-down LX.1786** (ver Fig. 16) incluyendo el circuito impreso es de **15,50 euros**.

Los componentes necesarios para la **fuentes conmutada step-up LX.1787** (ver fig.18), incluyendo el circuito impreso es de **75,00 euros**

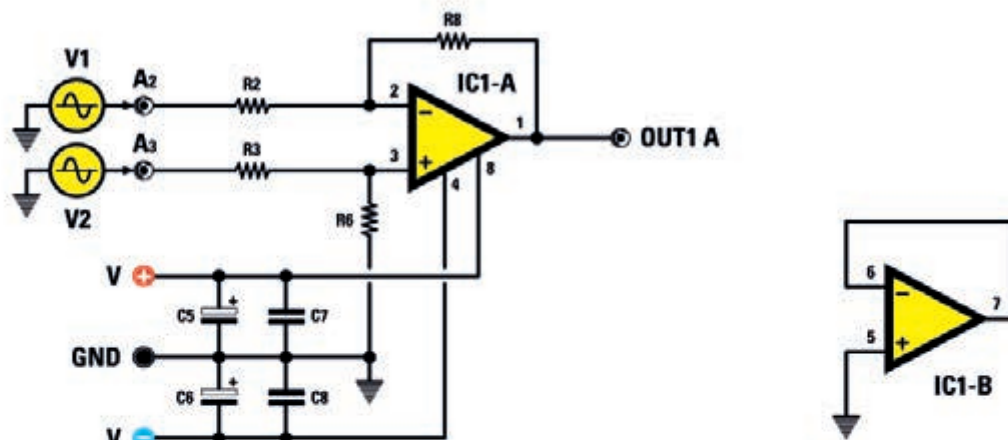
Sólo el circuito impreso **LX.1786: 6,00 euros**

Sólo el circuito impreso **LX.1787: 6,00 euros**

Los costes **no** incluyen el **IVA**, ni los gastos de envío a domicilio.

# TARJETA UNIVERSAL CON

## 5 - Amplificador diferencial con alimentación doble



En la figura se puede ver el amplificador diferencial que amplifica la tensión resultante de V1-V2-, suponiendo que  $R2 = R3$  y que  $R6 = R8$  donde  $Av$  es la ganancia derivada de la fórmula:

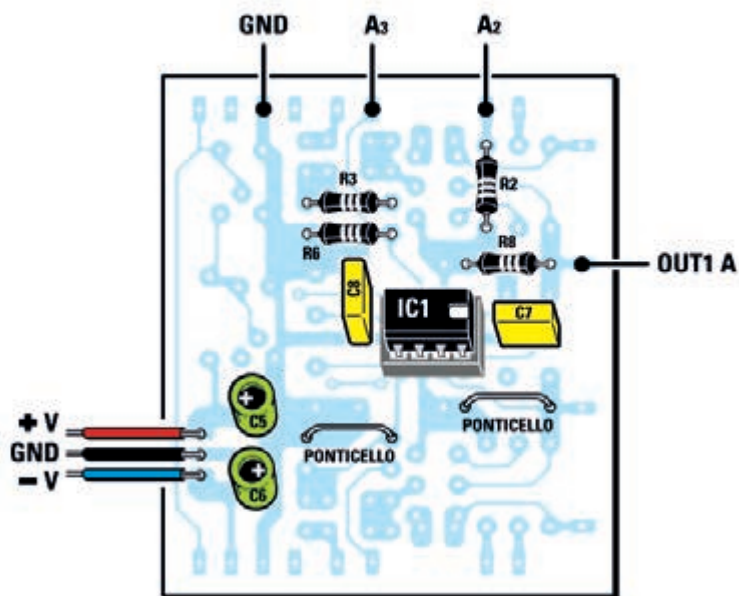
$$AV = R8 : R2$$

y con los valores utilizados se convierte en 10.

Recordemos que la característica principal de este amplificador es el “rechazo” a las señales de modo común.

### LISTADO DE COMPONENTES

- R2 = 10.000 ohm
- R3 = 10.000 ohm
- R6 = 100.000 ohm
- R8 = 100.000 ohm
- C5 = 100 microF. electrolítico
- C6 = 100 microF. electrolítico
- C7 = 100.000 pF de poliéster
- C8 = 100.000 pF de poliéster



## 6 – Filtro de llave Sallen de paso bajo y paso alto

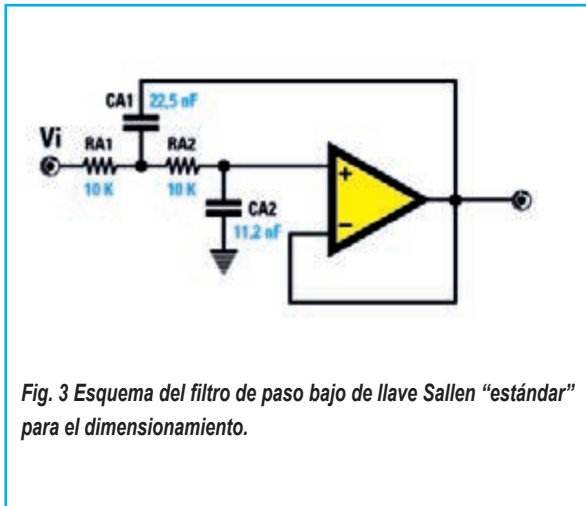


Fig. 3 Esquema del filtro de paso bajo de llave Sallen “estándar” para el dimensionamiento.

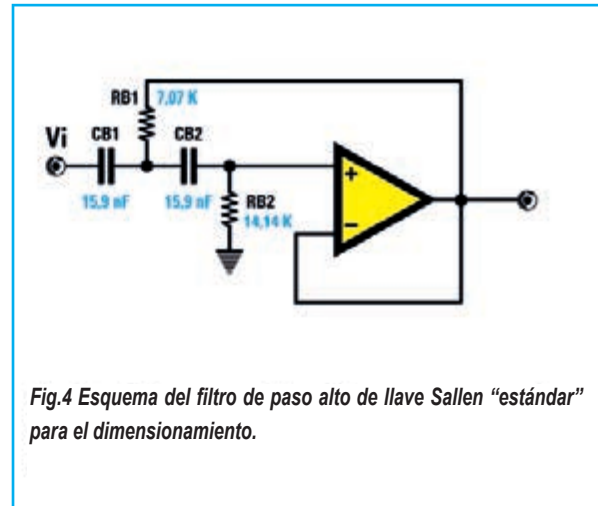


Fig.4 Esquema del filtro de paso alto de llave Sallen “estándar” para el dimensionamiento.

En la Figura 5 se puede ver que alrededor del operacional **IC1/A** hay un filtro de paso bajo de **12 dB/octava** de segundo orden de tipo llave Sallen, mientras que el operacional **IC1/B** lleva un filtro de paso alto.

Por comodidad y para acelerar los cálculos, hemos escogido la configuración de **ganancia 1** usada en el circuito normalizado a **1 kHz**.

Hay que dimensionar, por lo tanto, el paso bajo para una frecuencia de **1.500 Hz**.

Refiriéndose a la figura 3, se multiplica el valor de las resistencias que determinan la frecuencia, **RA1 y RA2** por 0,667 (**0,667 = 1.000 : 1.500**).

El valor se convierte en:

$$\mathbf{RA1 = RA2 = 10.000 \times 0,667 = 6.670 \text{ Ohm}}$$

En este punto conviene que **CA2** tenga un valor estándar, por ejemplo **4,7 n**, por tanto, se obtiene el factor de multiplicación **0,419** (**0,419 = 0,0047 : 0,0112**).

El valor real de las resistencias es = **RA2 = 6.670 : 0,419 = 15.918 Ohm**

que aproximamos a **15K**. Por lo tanto:

$$\mathbf{CA1 = 2 \times CA2 = 4,7 \times 2 = 9,4n \text{ que redondeamos a } 10n}$$

En lo que respecta al **paso alto** nos referimos al circuito normalizado que se reproduce en la figura 4.

Los condensadores que determinan la frecuencia de corte son **CB1 y CB2**, redondeando el valor de **15,9 n** a **15n**.

$$\mathbf{RB1 \text{ vale } 7,07K \times 0,667 = 4,71K \text{ que redondeamos a } 4.7 \text{ K}}$$

$$\mathbf{RB2 \text{ vale } 14,14K \times 0,667 = 9,43K \text{ que redondeamos a } 10K}$$

Como se muestra en la figura, se puede ver el esquema completo de valores de los dos filtros.

*Nota:* En algunas configuraciones, puede ocurrir que se usen condensadores en lugar de resistencias y viceversa.

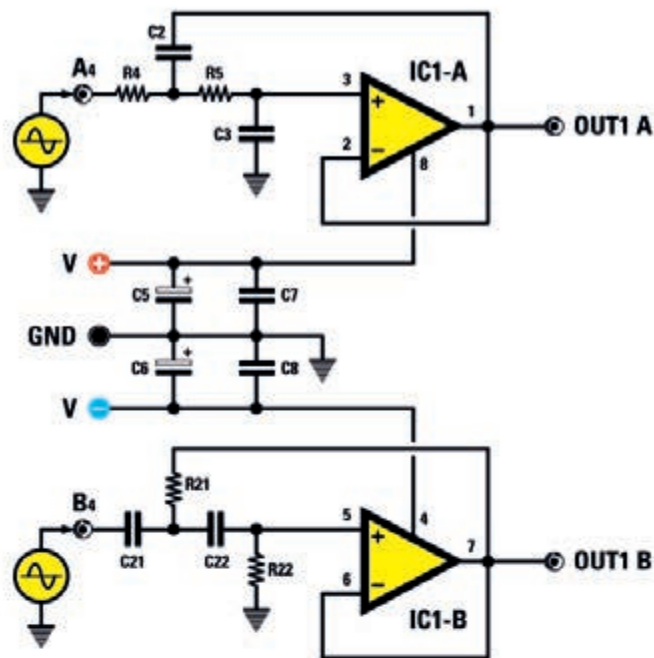
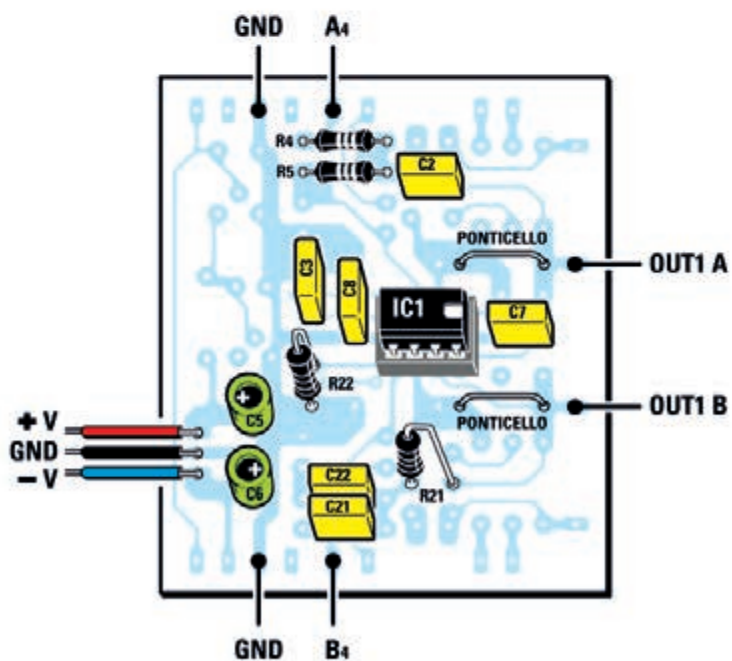


Fig.5 Esquema del filtro Sallen de paso bajo/paso alto.

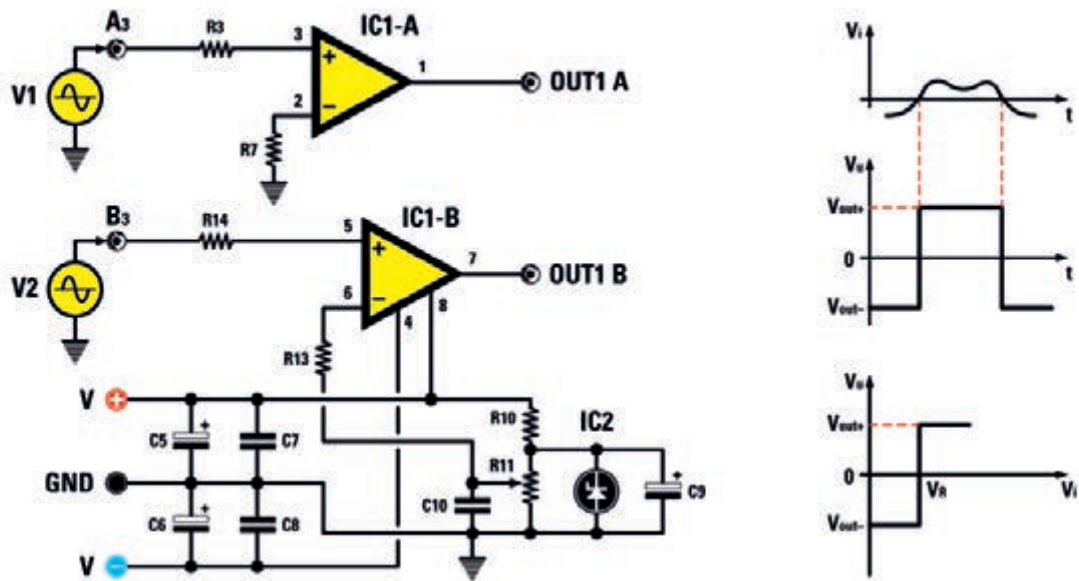
### LISTA DE COMPONENTES

- R4 = 15.000 ohm
- R5 = 15.000 ohm
- R21 = 4.700 ohm
- R22 = 10.000 ohm
- C2 = 10.000 pF de poliéster
- C3 = 4.700 pF de poliéster
- C5 = 100 microF. electrolítico
- C6 = 100 microF. electrolítico
- C7 = 100.000 pF de poliéster
- C8 = 100.000 pF de poliéster
- C21 = 15.000 pF de poliéster
- C22 = 15.000 pF de poliéster



*Nota:* Como se puede ver, en esta aplicación los componentes R15-R16 y C13-C14 sustituyen, respectivamente, a R21-R22 y C21-C22 de la tarjeta universal que se reproduce en la figura 2.

## 7 - Comparadores de tensión de anillo abierto



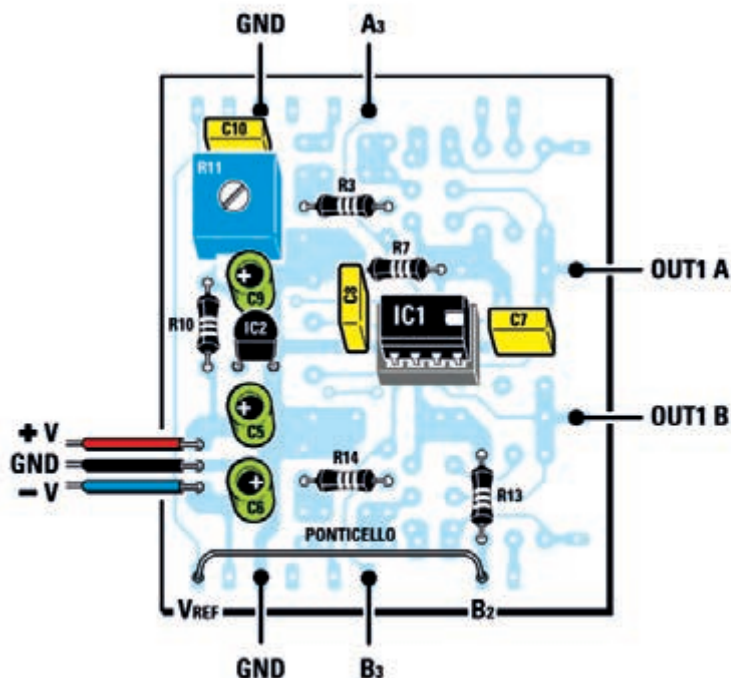
La figura muestra que **IC1/A** se configura como un comparador **no inversor 0** (zero crossing detector); la salida se lleva alta cuando la señal atraviesa el 0 (y vuelve a ser baja cuando la cruza en sentido opuesto).

Con **IC1/B** se produce un comparador de "clase", cuyo umbral se puede cambiar convirtiendo **R11**.

En caso de necesitar un comparador de nivel cuyo umbral de intervención se puede cambiar rotando **R11**.

En caso de necesitar un comparador de inversión, bastará con intercambiar la señal de entrada y la de referencia.

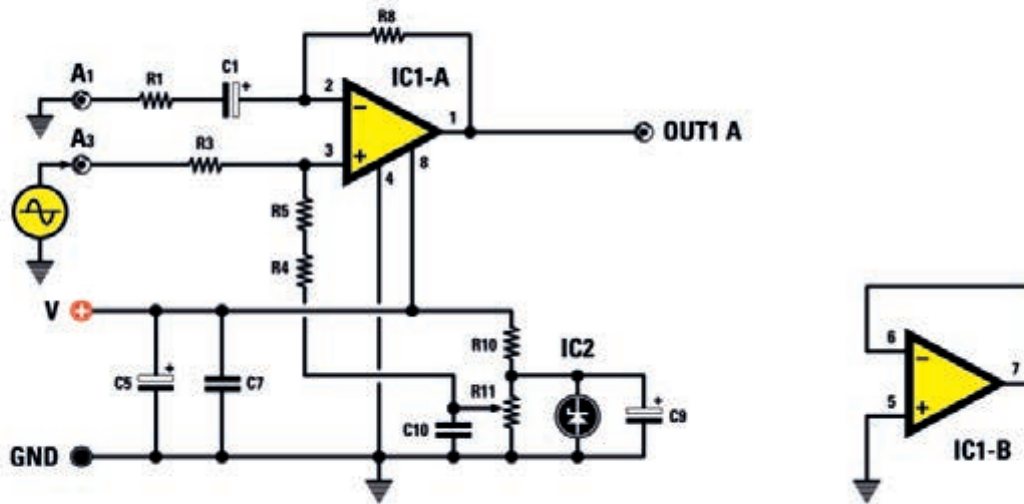
A la derecha de la figura anterior, se pueden ver los gráficos para la operación de los comparadores al variar el voltaje de entrada.



### LISTADO DE COMPONENTES

- R3 = 10.000 ohm
- R7 = 10.000 ohm
- R10 = 10.000 ohm
- R11 = 10.000 ohm trimmer
- R13 = 10.000 ohm
- R14 = 10.000 ohm
- C5 = 100 microF electrolítico
- C6 = 100 microF electrolítico
- C7 = 100.000 pF de poliéster
- C8 = 100.000 pF de poliéster
- C9 = 10 microF electrolítico
- C10 = 100.000 pF de poliéster

## Oscilador sinusoidal de puente de Wien



El más clásico de los osciladores sinusoidales se puede hacer utilizando el esquema reproducido en la figura.

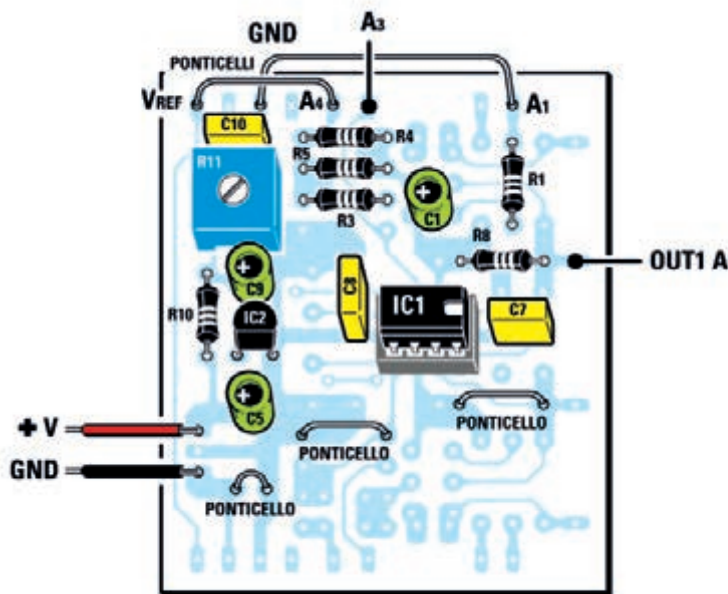
De la teoría sabemos que la ganancia de este circuito debe ser de **3**; fijando **R7** a **10k**, **R8** se convierte en **20K**.

La frecuencia se deriva de la fórmula:

$$F = 1 : (6,28 \times R6 \times C3)$$

Fijando una frecuencia de **1 kHz** obtenemos:

$$C8 = 1 : (6,28 \times 10.000 \times 1.000) = 15,9n \text{ que redondeamos a } 15n.$$



### LISTADO DE COMPONENTES

- R5 = 10.000 ohm
- R6 = 10.000 ohm
- R7 = 10.000 ohm 1%
- R8 = 20.000 ohm 1%
- C2 = 15000 pF de poliéster
- C3 = 15 000 pF de poliéster
- C5 = 100 microF. electrolítico
- C6 = 100 microF. electrolítico
- C7 = 100000 pF de poliéster
- C8 = 100.000 pF de poliéster



## KM 1680 MAGNETOTERAPIA de BAJA FRECUENCIA



Esta terapia produce una importante acción **antiinflamatoria**, de **regeneración** y **oxigenación** de los **tejidos** y de **aceleración** en la formación de **calcio óseo** en **fracturas**, interviniendo de forma eficaz en la **reducción** del proceso degenerativo debido a la **osteoporosis**, ya que se favorece el depósito de calcio en el tejido óseo, reforzándolo.

Inicialmente este equipo se presentó junto a un **difusor circular**. Posteriormente, atendiendo a multitud de peticiones, actualizamos el software realizando las modificaciones necesarias para posibilitar la utilización del **difusor rectangular** de la magnetoterapia **KM1146**, ya **descatalogada**.

Con el **difusor circular** es posible utilizar una **frecuencia** entre **5 y 100 Hz** en **pasos de 1 Hz** con una **potencia** de **5 a 100 Gauss** con **pasos de 1 Gauss**.

Con el **difusor rectangular** podemos seleccionar uno de los **5 valores** de **frecuencia** preestablecidos (**6-12-25-50-100Hz**) y **3 niveles** de **potencia** (**20-30-40 Gauss**).

Quienes dispongan de uno de estos equipos y quieran utilizar un **difusor rectangular**, lo único que han de hacer es sustituir el **micro**

**EP 1680** por el nuevo **EP 1680/B**, que cuenta con un nuevo software, y cambiar el conector por uno del tipo **DIN12F**.

Entre los **efectos biológicos** ampliamente demostrados y considerados mas útiles desde el punto de vista médico, la magnetoterapia de baja frecuencia tiene las siguientes aplicaciones: **Anti-inflamatorio** (activando el proceso de vasodilatación), **neoangiogénico** (fortaleciendo las paredes de los vasos sanguíneos), **regeneración de tejidos** (acelerando el proceso en grandes heridas), **oxigenación de tejidos** (atrayendo el hierro presente en la hemoglobina), **aceleración de la osificación en fracturas** y tratamiento de **osteoporosis** (favoreciendo el depósito de calcio en los huesos).

### COSTE DEL EQUIPO KM 1680

**KM 1680:** Precio de la **magnetoterapia BF** con un **difusor circular** ..... 495,00 €  
Precio de un **difusor circular** ..... 44,80 €  
Precio de un **difusor cuadrado** ..... 25,00 €

**ESTOS PRECIOS NO INCLUYEN I.V.A.**

**NOTA** Revista e publicación: **Número 268.**

## KM 1610 MAGNETOTERAPIA AF con MICROCONTROLADOR



La característica principal de esta magnetoterapia es la utilización de un **microcontrolador ST7** que se encarga de modificar de forma **automática el ciclo secuencial** de las siguientes frecuencias: **156 - 312 - 625 - 1.250 - 2.500 pulsos por segundo**

Esta característica permite **aumentar la eficacia** de la terapia al **atenuar los procesos inflamatorios**, que son la principal causa de **dolor muscular y óseo, reumatismo, lumbalgias**, etc. y **acelerar la calcificación ósea** en el caso de **fracturas** causadas por accidentes.

Los pulsos terapéuticos utilizados en esta magnetoterapia están compuestos por **40 estrechísimos impulsos** de una duración próxima a **100 microsegundos**.

Estos pulsos, que presentan una amplitud cercana a **70-80 Vpp** (voltios pico-pico), son radiados por el **pañó de aplicación** y penetran en el cuerpo profundamente, produciendo rápidamente los buscados efectos beneficiosos.

La **duración mínima** de una sesión ha de ser de **30 minutos** y la **máxima** de **60 minutos**. Al **terminar la sesión** un pequeño **zumbador** emitirá una **nota acústica**.

En el panel frontal hay dos conectores utilizados para la conexión de **dos paños radiantes**. Para **facilitar la aplicación** en diferentes partes del cuerpo se ha previsto la posibilidad de utilizar paños de **diferentes dimensiones**.

El primer modelo (**PC1293**), con un tamaño de **22x42 cm** y que incluye cable y conector profesional, está indicado para tratar **grandes zonas del cuerpo**, como es el caso de una dolencia en la **espalda** o en el **pecho**.

El segundo modelo (**PC1324**), con un tamaño de **13x85 cm** y que también incluye cable y conector profesional, es particularmente útil para zonas como el **cuello** en el caso de un tratamiento de **cervicales**.

### COSTE DEL EQUIPO KM 1610

<b>KM 1610:</b> Precio de la magnetoterapia con un paño radiante <b>PC 1293</b> .....	<b>189,00 €</b>
<b>PC1293:</b> Precio del <b>pañó de 22 x 42 cm</b> con cable y conector .....	<b>37,98 €</b>
<b>PC1324:</b> Precio del <b>pañó de 13 x 85 cm</b> con cable y conector .....	<b>37,98 €</b>

**ESTOS PRECIOS NO INCLUYEN I.V.A.**

**NOTA** Revista e publicación: **Número 243.**

# módulos y balizas

## energía solar autónoma

[www.ariston.es](http://www.ariston.es)



**JH001**

Señalización para la construcción  
Decoración de plazas, parques y patios



**JH006**

Decora al tiempo que ilumina plazas,  
parques, patios y embellece veredas.



**JH016**

Especialmente para laterales o  
márgenes de autopistas, autovías,  
señalización de aceras y senderos  
(plana)



**JH002**

Colocación en cualquier superficie  
Circunvalaciones, intersecciones,  
autopistas y autovías



**JH007**

Para iluminar y realzar en colores,  
jardines, parques, patios, muros,  
veredas.



**JH018**

Señalización para la construcción  
y señalización del mar (faros)



**JH003**

Especialmente para laterales o  
márgenes de autopistas, autovías,  
señalización de aceras y senderos



**JH008**

Diseñado especialmente para la  
demarcación y señalización de  
cualquier espacio fluvial y marítimo,  
puertos deportivos, lagos, canales,  
piscinas.



**JH010**

Decora y señala rutas de plazas,  
parques, muros y senderos  
(forma de trébol)



**JH004**

Por sus características puede ser  
colocado en columnas de parkings  
o muros.



**JH009**

Decora y señala rutas de plazas, muros  
y senderos



**JH722**

Luz para la señalización de peligro



**JH005**

Señalización de medianas y arcenes  
de autopistas, intersecciones y stops,  
carreteras secundarias.

- Módulos integrados estancos
- Expectativa de vida hasta 20 años
- Anti-vandálico

- Resistentes al agua
- No necesitan instalación eléctrica
- ISO 9001

# ¿Tiene piscina? Es cosa nuestra.



Le vendemos los productos  
y complementos que necesite.

Le hacemos cualquier tipo  
de reparación.

Nos encargamos de su  
mantenimiento.



Mantenimiento. Conservación.  
Reparaciones. Lonas. Redes. Productos  
Químicos. Accesorios de Piscinas.

**Técnicas Constructivas Mantenimiento, S.L.**

Calle Florida, 5 - Nave 20 - Parque Empresarial Villapark - 28670 Villaviciosa de Odón, Madrid  
Teléfono: 91 616 95 41 - Fax: 91 616 95 42 - Correo: [tcm@tcm-piscinas.com](mailto:tcm@tcm-piscinas.com) - [www.tcm-piscinas.com](http://www.tcm-piscinas.com)

**El agua es un bien escaso, manténgala durante todo el año**