



# 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**.

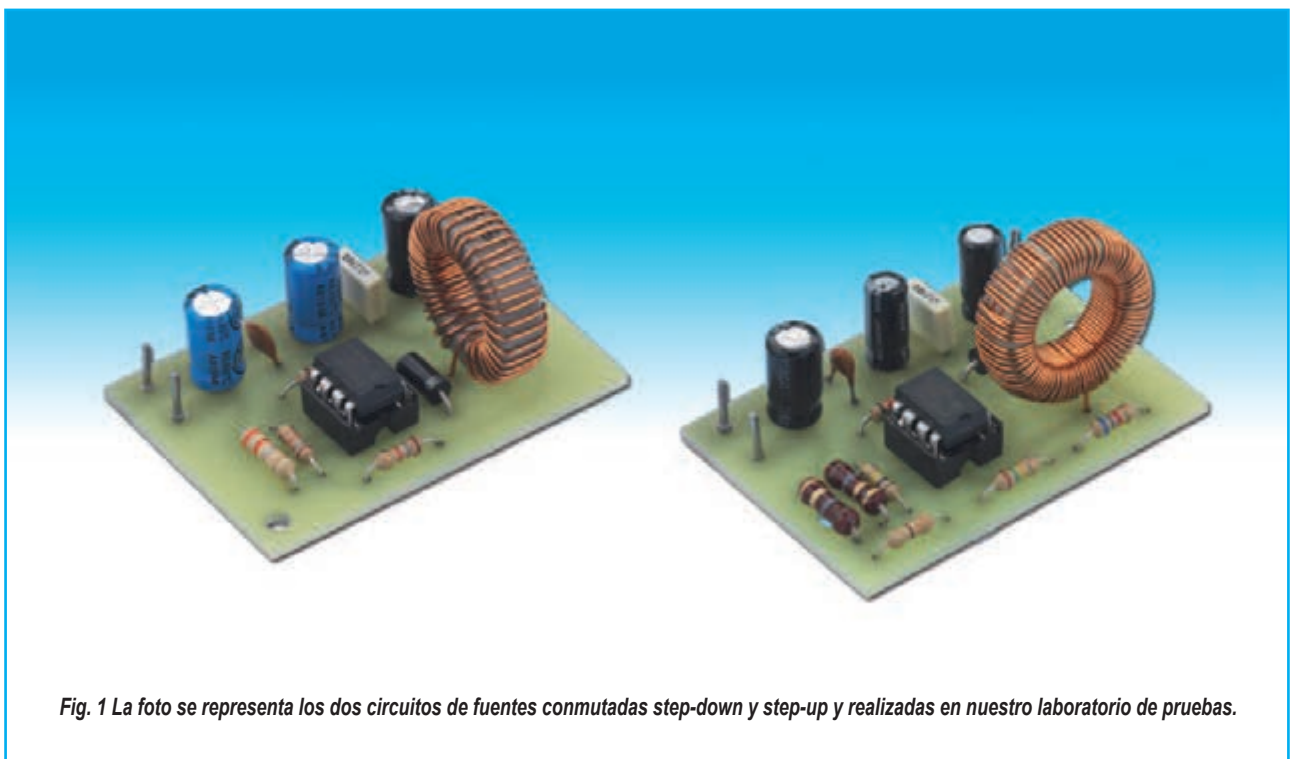
Este último (ver figura 2) usa un elemento de regulación, por lo general compuesto por un **transistor de potencia**, en el que se produce la

**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.*

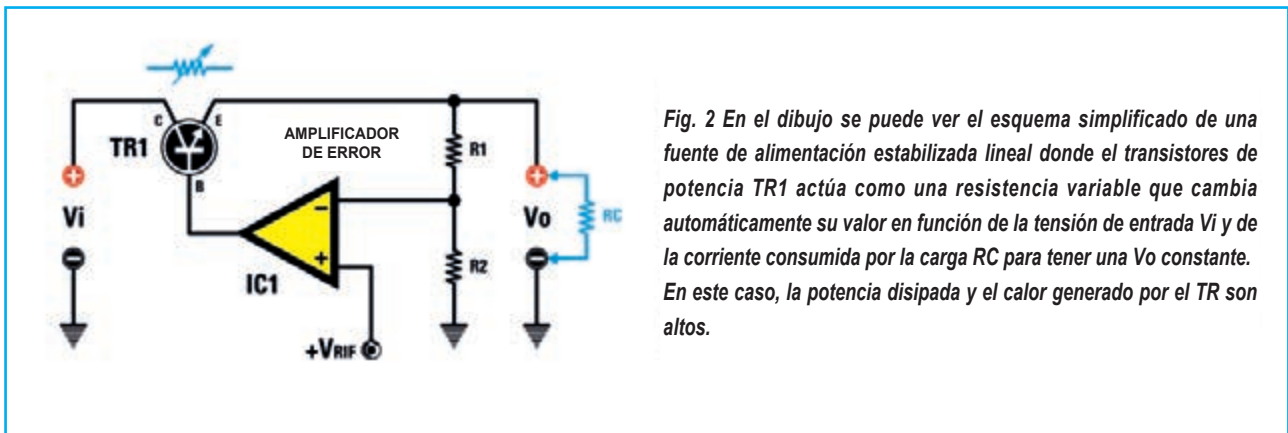


Fig. 2 En el dibujo se puede ver el esquema simplificado de una fuente de alimentación estabilizada lineal donde el transistores de potencia TR1 actúa como una resistencia variable que cambia automáticamente su valor en función de la tensión de entrada Vi y de la corriente consumida por la carga RC para 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**.

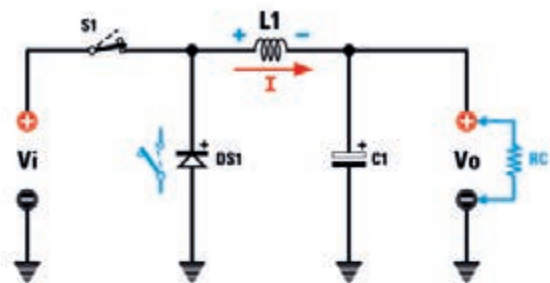
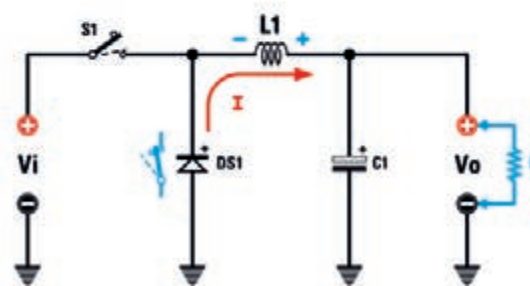


Fig. 3 Diagrama simplificado de una fuente de alimentación conmutada step-down en la fase  $T_{on}$ : de hecho, el interruptor  $S1$  está cerrado. Durante esta fase la corriente que atraviesa la inductancia  $L$  aumenta en función de la conclusión de  $T_{on}$  y la polaridad en sus extremos será la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

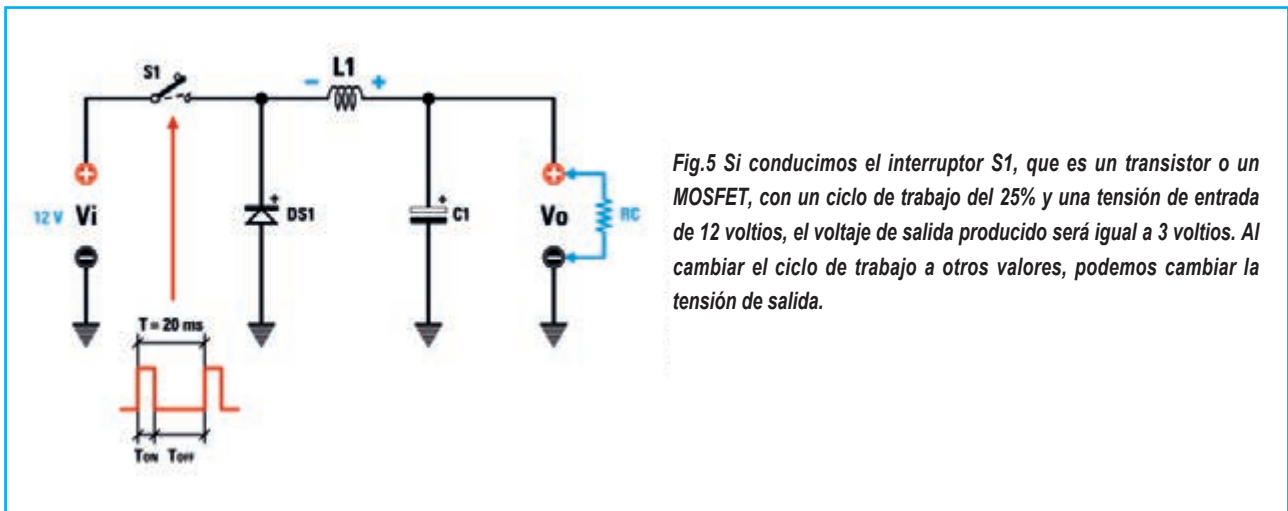
Y la tensión de salida se calcula con esta fórmula:

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

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

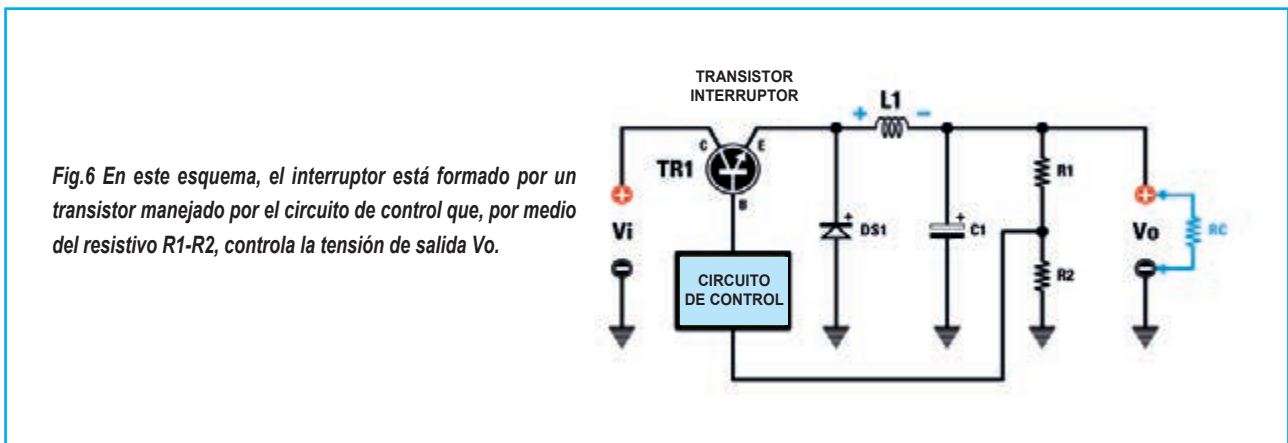
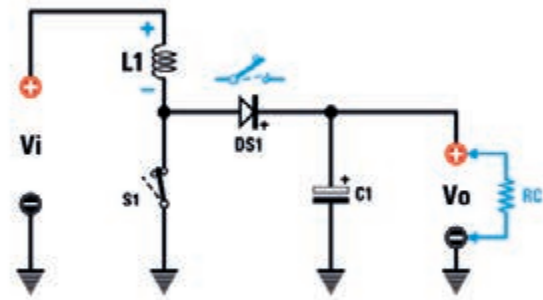


Fig.7 Ejemplo de configuración de una fuente conmutada step-up en la que la tensión de salida es mayor que la de entrada. Durante la fase Ton se produce una corriente en rampa que aumenta linealmente en función del tiempo. El diodo aísla el condensador C1 evitando que se descargue.



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.

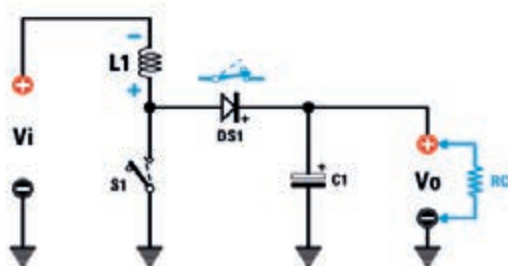


Fig.8 Durante la fase Toff el diodo DS1 será conductivo cargando el condensador C1 hasta una tensión superior a la de entrada Vi.

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:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \left[ 1 : (1 - (T_{on} : (T_{on} + T_{off}))) \right]$$

*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:

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

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  $L1$ .

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

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:

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

La fórmula para calcular **R1** es:

$$R1 = 0,33 : I_P$$

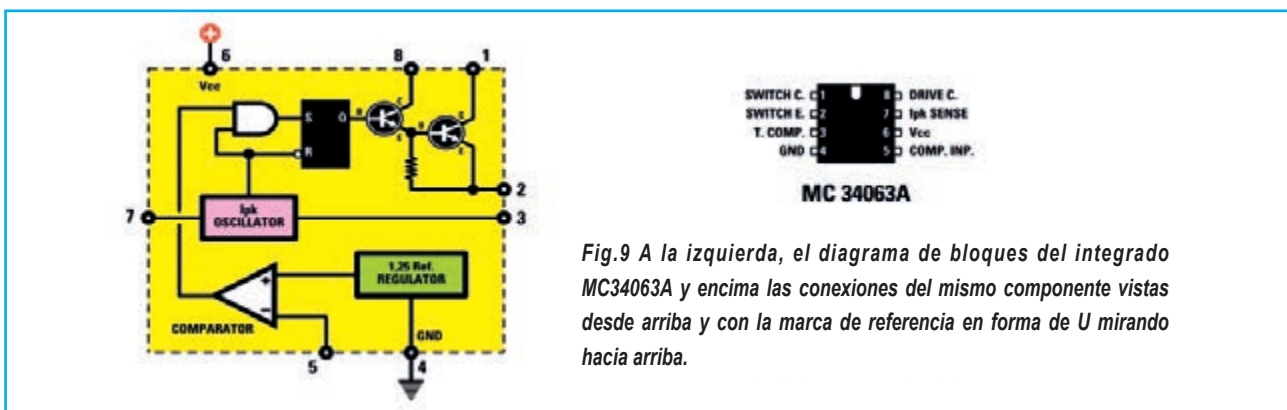


Fig.9 A la izquierda, el diagrama de bloques del integrado MC34063A y encima las conexiones del mismo componente vistas desde arriba y con la marca de referencia en forma de U mirando hacia arriba.

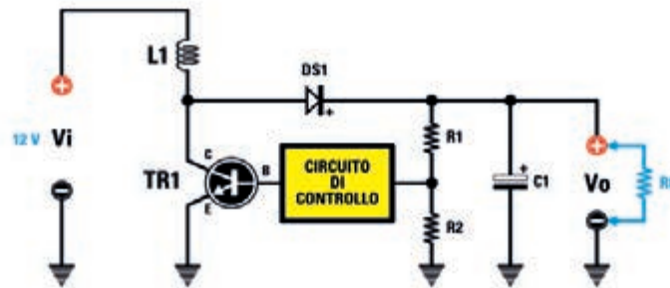


Fig.10 El interruptor S1 se reemplaza por un transistor o un MOSFET. El circuito de control al cambiar el ciclo de trabajo de la señal piloto de TR1, permite obtener diferentes valores de la tensión de salida Vo.

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 **vattios** de la **R1**.

Sustituyendo los valores en la fórmula tenemos:

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

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

**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:

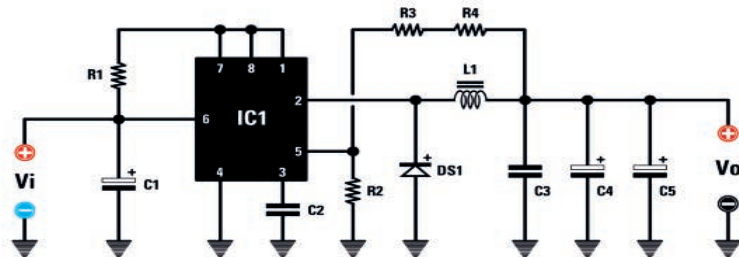


Fig.11 Aquí se ve el diagrama completo del cableado de la fuente de alimentación step-down capaz de proporcionar una tensión de salida de 5 voltios.

### 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)

$$V_{out} = 1,25 \text{ V} \cdot \left[ \frac{(R3 + R4)}{R2} + 1 \right]$$

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:

$$R2 = 1,25 \text{ V} \cdot 10.000$$

$$R3+R4 = R2 \cdot \left[ \frac{(V_{out} : 1,25) - 1}{1} \right]$$

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:

$$R2 = 1,25 \text{ V} \cdot 10.000 = 12.500 \text{ ohm}$$

$$R3+R4 = 12.500 \text{ ohm} \cdot \left[ \frac{(5 : 1,25) - 1}{1} \right] = 37.500 \text{ ohm}$$

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:

$$V_{out} = 1,25 \text{ V} \cdot \left[ \frac{(36.000 : 12.000) + 1}{1} \right] = 5 \text{ Volt}$$

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

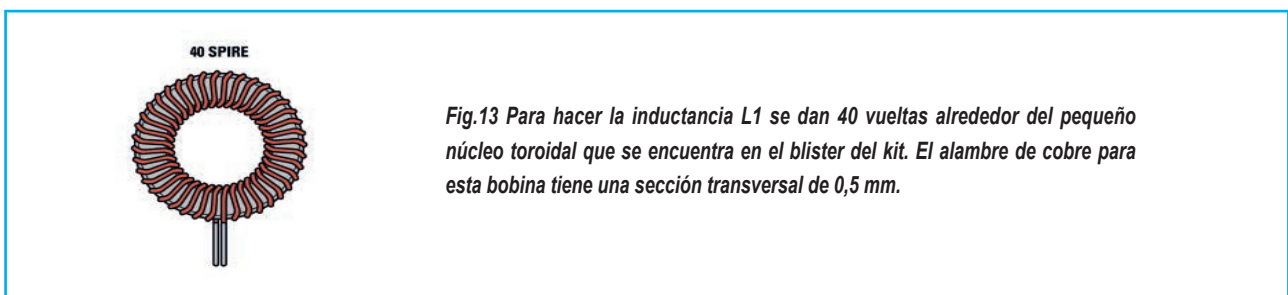
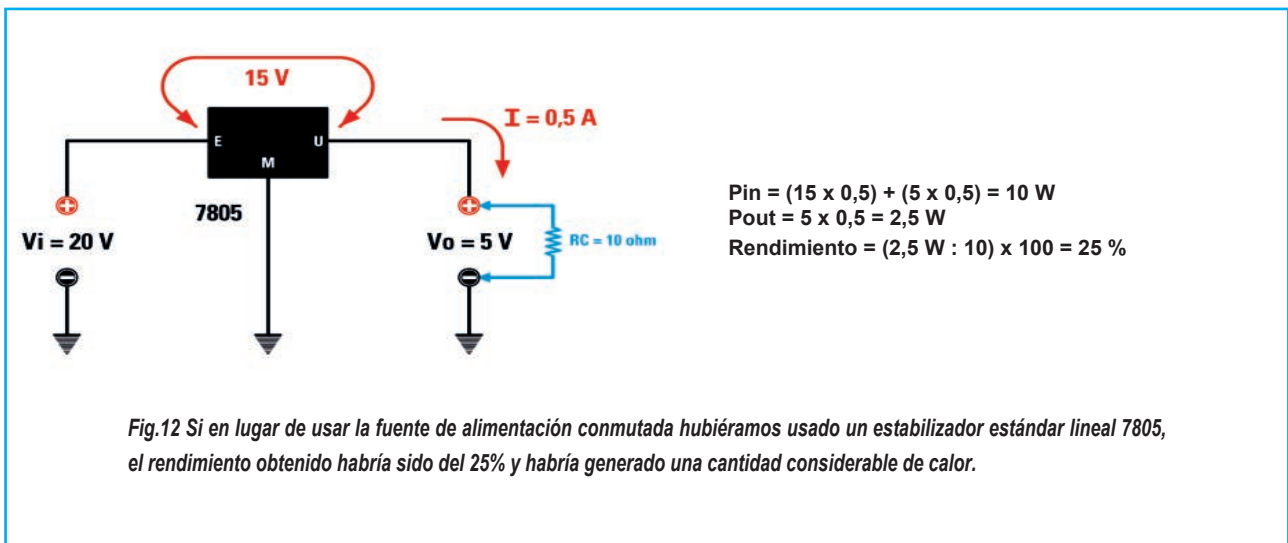


figura 13 se muestra un dibujo de la bobina hecha así.

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**:

$$Ipk = (2 \times Iout) \times [(Ton : Toff) + 1]$$

Sustituyendo los valores requeridos en la fórmula, se obtiene:

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

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

$$L1 = [(Vin - 1) : Ipk] \times Ton$$

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:

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

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**:

$$C4 = (Iout : Vripple) \times Ton$$

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:

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

*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, utilizaremos 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:

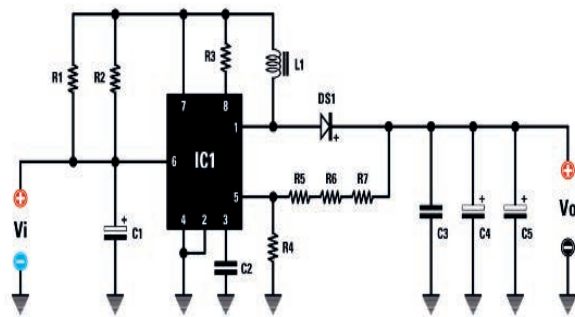


Fig.14 Aquí se ve el esquema eléctrico completo de la fuente de alimentación de step-up capaz de proporcionar una tensión de salida de 28 voltios.

#### 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:

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

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

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:

$$R_4 = 1,25 \text{ °} \frac{10.000}{27,29} = 12.500 \text{ ohmios}$$

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.

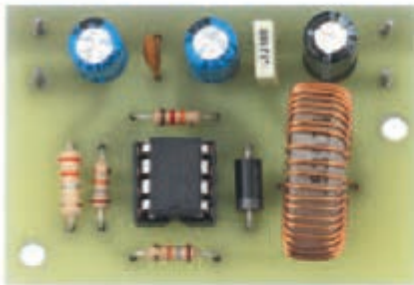
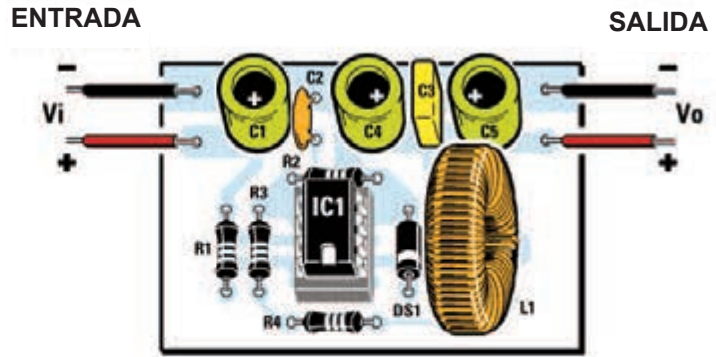


Fig.17 Foto de la fuente conmutada step down que hemos usado en nuestras pruebas de laboratorio.

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

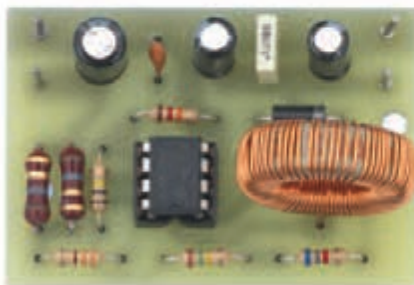
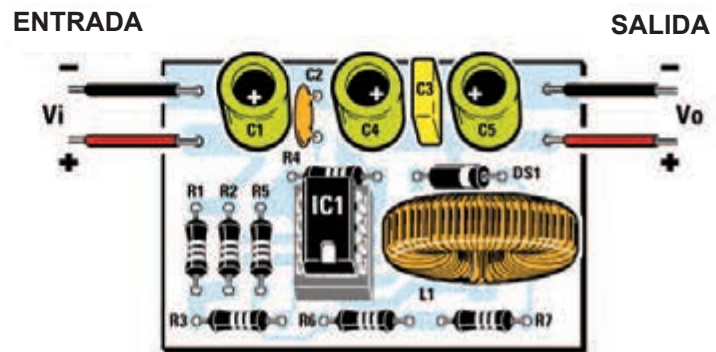


Fig.19 Foto del prototipo de fuente conmutada step up. Para ver la ejecución de la bobina ver fig.15.



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:

$$N_{\text{vueltas}} = 100 \sqrt{L} : 680$$

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:

$$N_{\text{vueltas}} = 100 \sqrt{328} : 680 = 69,4 \text{ vueltas}$$

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:

$$I_b = I_{pk} : 20$$

En nuestro caso tenemos:

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

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

La corriente total es entonces:

$$I_{\text{tot}} = 17,35 \text{ miliamperios} + 5 \text{ miliamperios} = 22,35 \text{ miliamperios}$$

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

$$R3 = [(V_{in} - 1) - (I_{pk} \cdot R_{sc})] : I_{\text{tot}}$$

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:

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

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

*Nota:* En esta fórmula hemos convertido los miliamperios totales  $I_{\text{tot}}$  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 **fuente conmutada step-down LX.1786** (ver Fig. 16) incluyendo el circuito impreso es de **15,50 euros**.

Los componentes necesarios para la **fuente 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.