

Capítulo 4

Convertidores CC/CC directos

4.1 Introducción

Los convertidores CC/CC son ampliamente utilizados en fuentes de alimentación continuas conmutadas (generalmente con un transformador de aislamiento) y en aplicaciones de accionamiento de motores. En esta clase solamente serán considerados los convertidores sin aislamiento (más precisamente los convertidores reductor y elevador), ya que el aislamiento eléctrico es una modificación adicional.

Como se muestra en la Figura 4.1, habitualmente la entrada de estos convertidores es una tensión continua no regulada, la cual se obtiene rectificando la tensión de línea y, por eso, esta fluctuará a los cambios en la magnitud de la tensión.

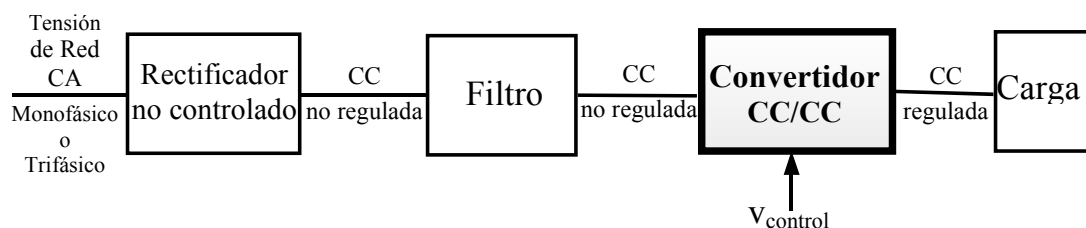


Figura 4.1. Convertidor continua-continua (CC/CC)

Podemos definir los convertidores CC/CC como siendo circuitos que transforman una tensión continua (por lo general no regulada) en otra también continua y regulada. Otra definición más generalizada fue dada en [1] y se refiere a la conversión

CC/CC como un procesamiento de potencia, haciendo analogía con el procesamiento de señal, bastante conocido en Ingeniería Electrónica. En el procesamiento de potencia, tanto la señal de entrada como de salida son “potencia”. La potencia en la entrada puede ser suministrada por una fuente de tensión o corriente y la potencia en la salida puede ser entregada como corriente o tensión. En la figura 4.1 también se puede ver que es necesario una señal que controle ese proceso. El circuito de procesamiento de potencia y la señal de control caracterizan el funcionamiento del convertidor.

Existen inúmeros circuitos que pueden realizar una conversión CC/CC. Son conocidos varios métodos de síntesis de circuitos y todos llevan a un conjunto de convertidores construidos con el menor número de componentes posible. Tenemos seis convertidores que pueden considerarse como básicos, o sea, la mayoría de los convertidores tienen dos interruptores, con un interruptor activo (el transistor) y un interruptor pasivo (el diodo). Esos convertidores son: Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, Sepic y Zeta, que se muestran en la Figura 4.2.

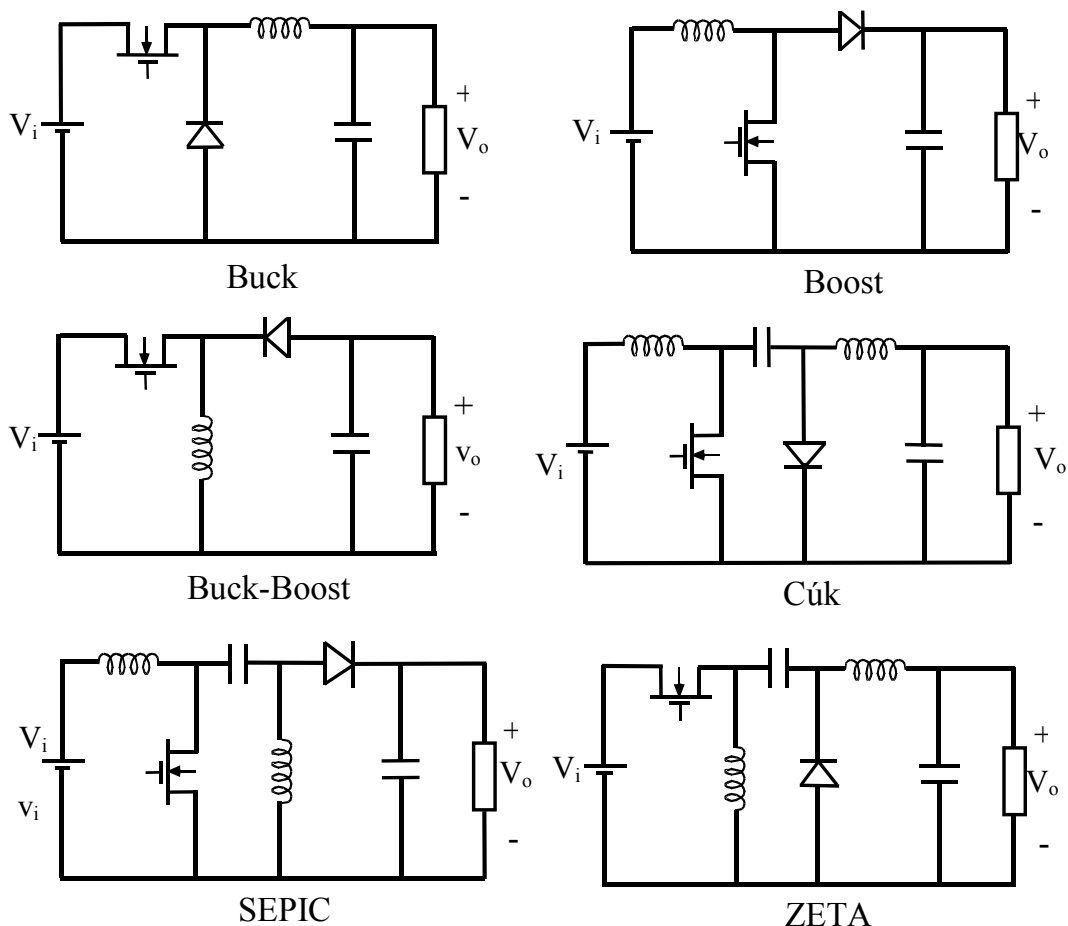


Figura 4.2. Circuito de convertidores con dos interruptores (un transistor y un diodo)

Habitualmente el interruptor activo (transistor) para este tipo de convertidores es un BJT, MOSFET o IGBT de potencia. En la Figura 4.2 se muestran los convertidores

CC/CC utilizando MOSFET de potencia.

El transistor funciona siempre en la región de corte (sin conducir corriente) o en la región ohmica para el MOSFET (transistor conduciendo con mínima tensión) y de saturación para el BJT. Controlando la tensión de puerta (MOSFET) o la corriente de base (transistor bipolar), podemos mantener el transistor conduciendo el tiempo que sea necesario.

Sólo tenemos control sobre el transistor, pues la conducción del diodo depende del funcionamiento del circuito. Así, para que tengamos un convertidor que mantenga la tensión de salida constante, es necesario un circuito externo que genere una señal de control al transistor del convertidor. Ese circuito de control debe generar todas las informaciones necesarias, como son: frecuencia de conmutación, tensión de referencia estabilizada y circuito de compensación en frecuencia.

Control de los convertidores CC-CC

Los convertidores CC/CC conmutados utilizan uno o más interruptores para transformar un nivel continuo en otro. En un convertidor CC/CC con un nivel de tensión de entrada, el valor medio de la tensión de salida se ajusta controlando la duración del estado abierto (OFF) o cerrado (ON) del interruptor. Para ilustrar el concepto de conversión empleando el modo de conmutación, considere el convertidor CC/CC básico de la Figura 4.3(a). El valor medio V_A de la tensión de salida v_A en la Figura 4.3(b) depende del tiempo de conducción y no conducción del transistor (T_{on} y T_{off}).

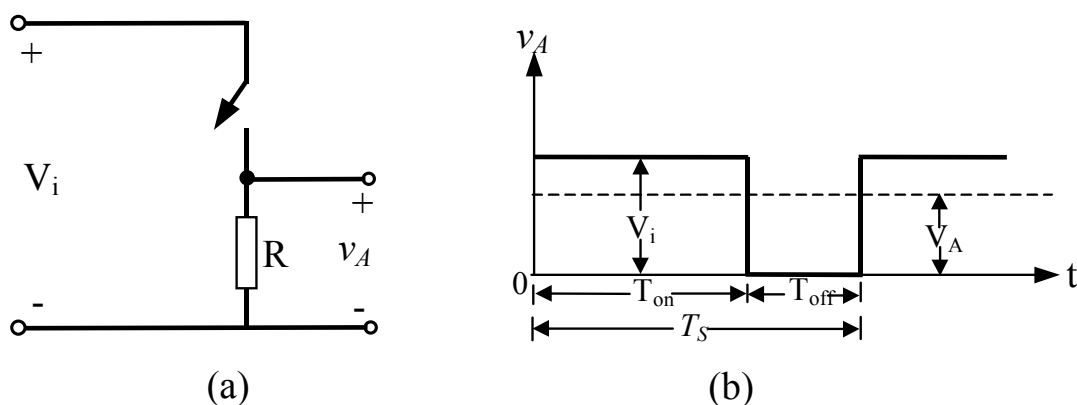


Figura 4.3. Conversión continua-continua (CC/CC) en modo conmutado

En este método, llamado modulación por ancho de pulso (Pulse-Width Modulation - PWM), se varía la relación de conducción (duty-ratio) del interruptor D, que se define como siendo la relación entre el tiempo que el interruptor permanece cerrado (ON)

respecto al período de conmutación.

Los dos parámetros que determinan la forma de onda de la figura 4.3(b) son la relación de conducción D (que se acaba de mencionar) y la frecuencia de conmutación f_s . Estos parámetros se definen en (1) y (2), respectivamente.

$$D = \frac{T_{\text{on}}}{T_s} \quad (1)$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (2)$$

En realidad los convertidores continua-continua (CC/CC) tienen el principio de funcionamiento de la Figura 4.4 y además presentan un filtro pasa bajos para obtener el valor medio de la tensión rectangular (Figura 4.3(b)).

En la Figura 4.4 aparece el modelo de una estructura sencilla de un convertidor CC/CC alimentado por tensión (sin aislamiento).

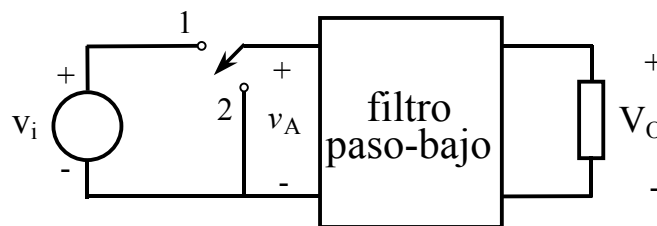


Figura 4.4. Diagrama de bloques de un convertidor CC/CC

La tensión de entrada v_i se supone continua - es decir, unidireccional -, pero no tiene por qué ser una tensión regulada; en general tendrá un rizado no nulo. El conmutador de dos posiciones funciona a una frecuencia suficientemente mayor que la correspondiente al rizado de v_i . Por lo tanto, la forma de onda v_A es como la que aparece en la Figura 4.5.

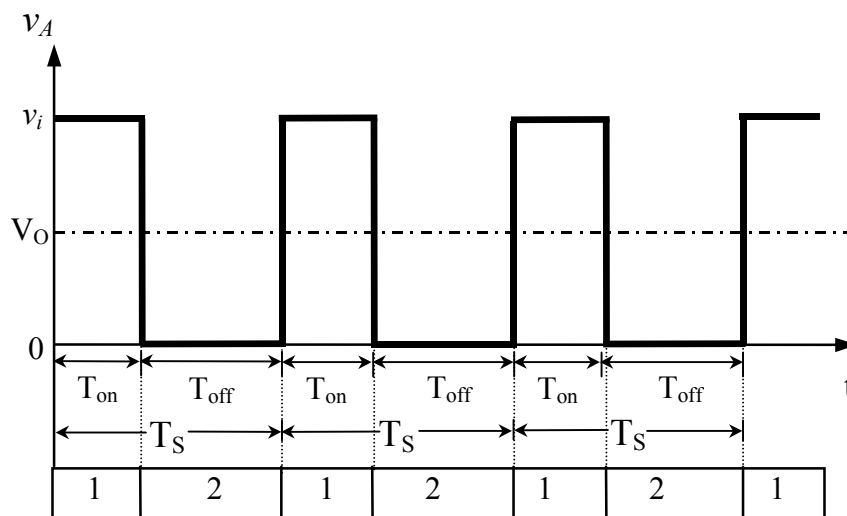


Figura 4.5. Forma de onda a la entrada del filtro paso-bajo de un convertidor CC/CC

En la Figura 4.5 se indica, además, un cronograma de los estados del conmutador (interruptor).

Como se ha comentado, el filtro paso-bajo (de potencia) que aparece en la etapa de salida sirve para obtener el valor medio de la forma de onda de v_A a la salida, eliminando tanto la componente fundamental, como todos los armónicos de su desarrollo en serie de Fourier.

Trabajando con este método (PWM), habitualmente, la frecuencia de conmutación es constante y la señal que controla el transistor (estado abierto o cerrado), se genera comparando una tensión de control $v_{control}$ con una forma de onda repetitiva triangular como se muestra en las Figuras 4.6(a) y 4.6(b).

En el PWM conmutado a frecuencia constante, la señal de control, que controla el estado (abierto o cerrado) del interruptor, se genera comparando una tensión de control $v_{control}$ con una forma de onda repetitiva triangular como se muestra en las Figuras 4.6(a) y 4.6(b). La señal de la tensión de control generalmente se obtiene amplificando el error, o la diferencia entre la tensión de salida (medida) con el valor de tensión deseado.

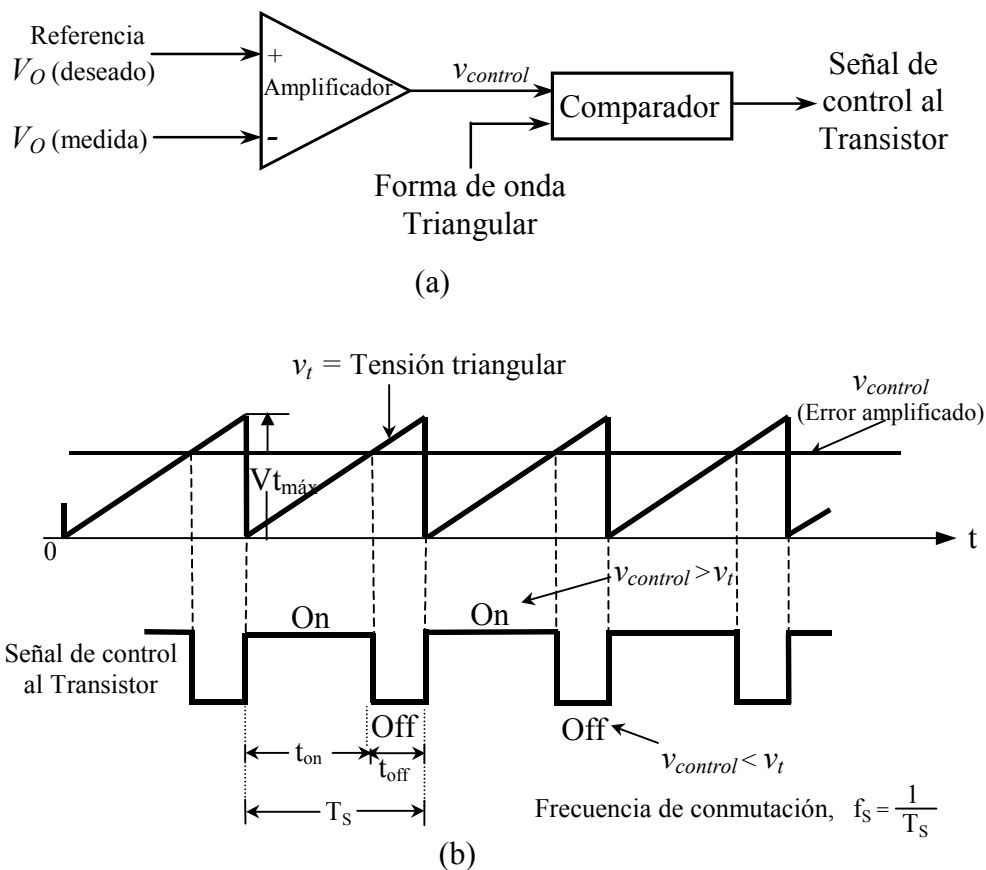


Figura 4.6. Modulación por ancho de pulso (PWM): (a) diagrama de bloques, (b) señales del comparador.

La forma de onda de la tensión triangular (diente de sierra) tiene un valor de pico ($V_{t_{\text{máx}}}$) constante y su frecuencia es la que establece la frecuencia de conmutación. Esta frecuencia se mantiene constante en un control PWM y suele estar en el rango de los kilo hertz hasta algunos cientos de kilo hertz.

De la comparación entre la tensión triangular y la señal amplificada del error v_{control} , - que varía muy lentamente en el tiempo, comparado con la frecuencia de conmutación - la señal resultante presenta una forma de onda rectangular y es la que controla el transistor. Cuando $v_{\text{control}} > v_t$, el transistor de potencia se cierra (On) y en caso contrario el transistor se abre (Off).

La relación de conducción D (duty-ratio) se puede expresar en términos de v_{control} y el valor de pico de la forma de onda triangular $V_{t_{\text{máx}}}$ como sigue:

$$D = \frac{T_{\text{on}}}{T_s} = \frac{v_{\text{control}}}{V_{t_{\text{máx}}}} \quad (3)$$

Por otro lado, si la frecuencia es variable, el modo de control ya no es PWM, por tanto, siendo el período de conducción del transistor T_{on} y el período de no conducción (corte) T_{off} , podemos tener tres tipos de control:

T_{on} constante y T_{off} variable

T_{on} variable y T_{off} constante

T_{on} variable y T_{off} variable

Los convertidores controlados por una de las tres maneras descritas arriba, son difíciles de proyectar pues normalmente tienen características particulares de cada circuito, pero en realidad son muy utilizados, pues llevan a simplificaciones en los circuitos de control, que hace con que su coste sea bajo. En cualquier caso estos métodos se utilizan casi siempre en convertidores CC-CC utilizando tiristores conmutados de forma forzada, y por tanto, no serán aquí discutidos.

Otra manera de controlar convertidores con frecuencia variable es por medio de la variación del tiempo muerto, que es el intervalo de tiempo durante el cual ni el transistor ni el diodo están conduciendo. Cuando un convertidor funciona por tiempo muerto, decimos que funciona en modo discontinuo de corriente. Los convertidores funcionando con PWM, también pueden trabajar en modo discontinuo.

4.2 Configuración reductora de tensión (buck)

Este tipo de convertidor es utilizado cuando deseamos una reducción de la tensión de salida con relación a la tensión de entrada. La polaridad de la tensión de salida es la misma que la de la tensión de entrada. El ruido generado en la salida es bajo debido a la configuración del circuito LC, que forma un filtro pasa bajos. La tensión de entrada al recibir pulsos del transistor (cuando este conduce), hace con que el convertidor buck genere en la alimentación de entrada un ruido elevado.

Análisis en régimen permanente y conducción continua

Es la más elemental y también la que permite obtener un mejor rendimiento. Su topología aparece en la Figura 4.7.

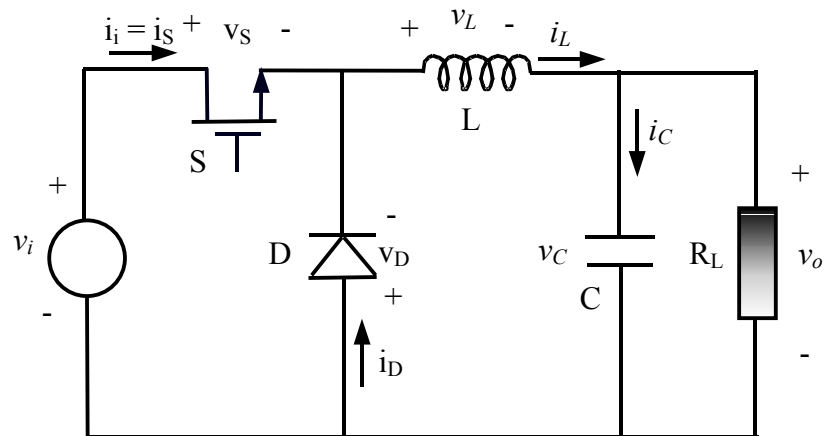


Figura 4.7. Topología de un convertidor *buck*.

En la Figura 4.7 se muestra la fuente de tensión de entrada sin especificar su forma. Se considerará en todos los análisis que la tensión de entrada v_i es una tensión unipolar con un cierto rizado.

El interruptor de dos posiciones se ha materializado como un MOSFET de potencia, dado que es el que más habitualmente se utiliza en estos convertidores.

En las Figuras 4.8 y 4.9 se dan las diferentes topologías del convertidor reductor por los intervalos cuando el interruptor está cerrado (ON) y abierto (OFF), respectivamente.

El circuito equivalente del convertidor cuando el transistor está conduciendo se da en la Figura 8.

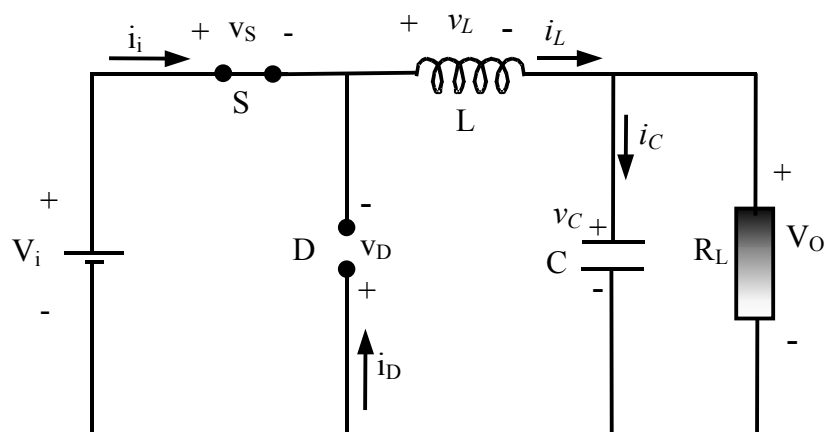


Figura 4.8. Topología del convertidor *buck* durante el intervalo T_{on}

CONVENIO DE NOTACIÓN

Se indicará a partir de ahora que un interruptor está conduciendo substituyéndolo simplemente por un hilo (cable), mientras que su estado de bloqueo se indicará por un circuito abierto.

Para un análisis del circuito se harán las siguientes **hipótesis**:

$$\begin{aligned}
 v_i &\approx V_i \approx \text{constante} \\
 v_o &\approx V_o \approx \text{constante} \\
 v_{S_{ON}} &\approx 0 \\
 v_{D_{ON}} &\approx 0 \\
 T_s &= \text{constante}
 \end{aligned} \tag{4}$$

Se consideran despreciables las variaciones de las tensiones de entrada y de salida, así como las caídas de tensión en el transistor y el diodo cuando conducen. Además, se considera en este análisis que el circuito de control mantiene constante el período de conmutación.

En las condiciones de la Figura 8 y con las hipótesis (4) se verifica:

$$V_i - V_o = L \cdot \frac{di_L}{dt} \tag{5}$$

Integrando (5) durante el intervalo $[0, T_{on}]$:

$$\begin{aligned}
 i_L(t) - i_L(0) &= \frac{(V_i - V_o) \cdot t}{L} \\
 t &\in [0, T_{on}]
 \end{aligned} \tag{6}$$

La expresión (6) muestra una evolución lineal de la corriente.

Obsérvese que el análisis se ha enfocado hacia la determinación de las variables de estado, que serán las que mejor definirán el comportamiento del convertidor.

En el caso concreto del convertidor *buck*, sólo hay dos variables de estado, la corriente en la inductancia i_L y la tensión en el condensador ($v_C = V_o$) y debe notarse que únicamente tiene sentido plantear las ecuaciones correspondientes a la corriente en la inductancia, pues la tensión de salida se ha considerado constante en las hipótesis de

trabajo (4).

Para continuar el proceso debe seguirse el mismo método para la topología correspondiente a T_{off} . En la Figura 9 aparece la topología presente durante este intervalo.

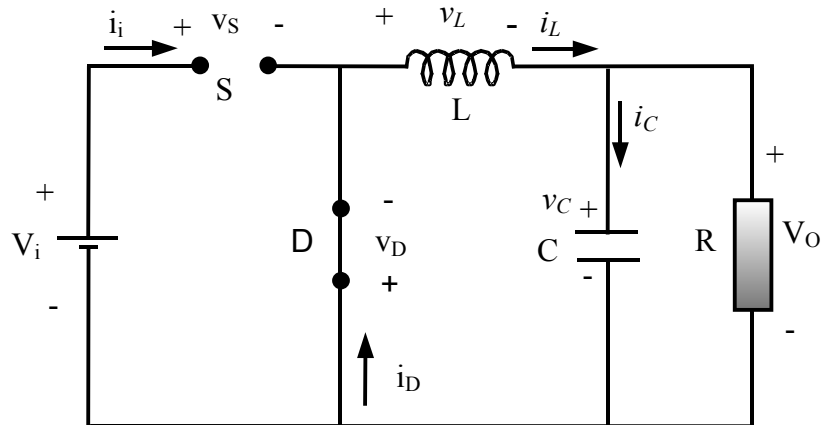


Figura 9. Topología del convertidor *buck* durante el intervalo T_{off} .

Siguiendo la metodología anterior, planteando la ecuación de la variable de estado i_L se llega a la expresión (7).

$$-V_O = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (7)$$

Integrando la ecuación (7) en el intervalo $[T_{\text{on}}, T_S]$, se obtiene la (8):

$$i_L(t) - i_L(T_{\text{on}}) = -\frac{V_O \cdot (t - T_{\text{on}})}{L} \quad (8)$$

$$t \in [T_{\text{on}}, T_S]$$

La evolución de la corriente en la inductancia vuelve a ser lineal. A diferencia del caso anterior (el del intervalo T_{on}), la pendiente de i_L es ahora negativa, lo cual responde al fenómeno físico de que la energía en la inductancia está disminuyendo.

Por tanto, durante el intervalo T_{on} la inductancia recibe energía de la fuente de entrada, pues i_L es una función creciente (expresión (6)), mientras que durante T_{off} la

inductancia entrega energía a la carga, al ser i_L una función decreciente.

En estas condiciones, se puede encontrar la función de transferencia del circuito funcionando en régimen permanente y conducción continua, pues no existe el intervalo T_{off} .

Función de transferencia en régimen permanente y conducción continua

Efectivamente, en régimen permanente se ha de cumplir que el incremento de la corriente de la bobina durante T_{on} debe ser igual al decremento de la corriente de la bobina durante T_{off} , dado que:

$$i_L(0) = i_L(T_s) \quad (9)$$

En la Figuras 10 y 11 se han representado las formas de onda del convertidor reductor funcionando en conducción continua.

Se deduce entonces la igualdad del incremento y decremento de la corriente en la inductancia durante T_{on} y T_{off} , respectivamente:

$$i_L(T_{on}) - i_L(0) = -(i_L(T_s) - i_L(T_{on})) \quad (10)$$

Ahora se pueden utilizar las ecuaciones (6) y (8) para deducir de la expresión (10) la ecuación de transferencia:

$$\frac{(V_i - V_o) \cdot T_{on}}{L} = - \left(- \frac{V_o \cdot (T_s - T_{on})}{L} \right) \quad (11)$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = D} \quad (12)$$

La expresión (12) da idea de por qué se llama reductor al convertidor estudiado, pues la tensión de salida es siempre menor o igual a la de entrada, ya que la relación de conducción D es un número comprendido entre 0 y 1.

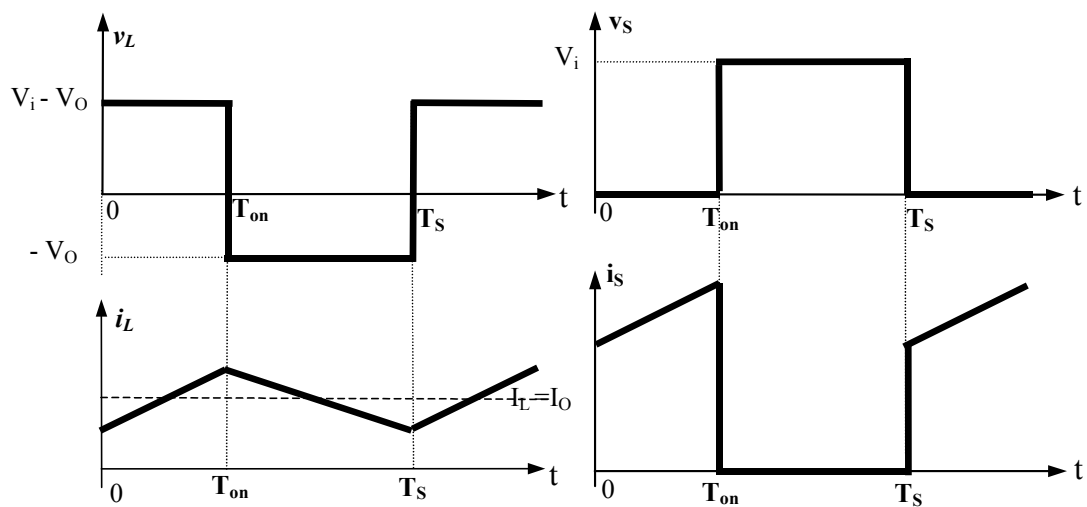


Figura 10. Formas de onda de corriente y tensión del convertidor reductor en conducción continua: en la inductancia (v_L , i_L) y en el interruptor (v_S , i_S).

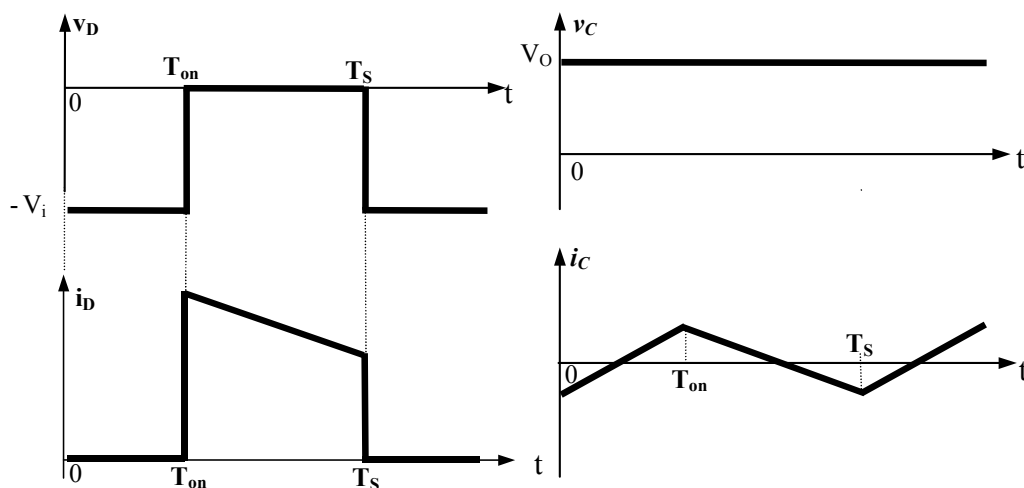


Figura 11. Formas de onda de tensión y corriente del convertidor reductor en conducción continua en el diodo (v_D , i_D) y en el condensador (v_C , i_C).

De hecho, en la práctica no son asequibles los valores extremos de la relación de conducción. El intervalo habitual de valores de D va, aproximadamente, de 0,1 a 0,9; lo cual indica que no es posible obtener directamente, con la topología de la Figura 7, valores de la tensión de salida mucho más bajos que la tensión de entrada o muy próximos a la tensión de entrada. Además, en la práctica, la tensión de salida no puede igualar la tensión de entrada dada la presencia de pérdidas debidas a elementos parásitos y a las propias pérdidas de los semiconductores.

Una observación sobre las formas de onda de corriente del convertidor reductor. Hay

que notar la diferencia entre la forma de onda de la corriente por el interruptor y la de la corriente por la inductancia. La corriente por el interruptor es pulsante, en el sentido que, dentro de cada período, hay un intervalo en que es nulo y otro en que no es nulo (y normalmente elevado). Dado que la corriente por el interruptor es igual a la corriente de entrada, esto se traduce en una generación importante de EMI (ElectroMagnetical Interference - Interferencias Electromagnéticas) o ruido electromagnético en la entrada.

En cambio, la corriente por la inductancia, a pesar de no ser constante, tiene una forma de onda no pulsante, con variaciones lineales. Entonces, como la corriente por la inductancia está directamente relacionada con la corriente que se inyecta a la salida, resulta que la EMI a la salida es de bajo valor para este convertidor.

En general, se puede afirmar que la presencia de una inductancia hace que la corriente no pueda ser pulsante, dado que el campo magnético (o la energía magnética) almacenada en una bobina no puede variar bruscamente, y el campo magnético (o la energía magnética) están directamente relacionados con la corriente que circula por la inductancia.

4.3 Estructura elevadora de tensión (boost)

Este tipo de convertidor es utilizado cuando deseamos un aumento de la tensión de salida con relación a la tensión de entrada. La polaridad de la tensión de salida es la misma que la de entrada. El ruido generado en la salida es alto debido a los pulsos de corriente suministrados al condensador de salida C. El ruido generado a la entrada es bajo porque la inductancia L, directamente conectada a la tensión de entrada, mantiene la variación de corriente de entrada sin pulsos.

Análisis en régimen permanente y conducción continua

En la Figura 12 se muestra la topología del convertidor elevador (boost) donde se ha dibujado la fuente de tensión de entrada sin especificar su forma. Se considerará en todos los análisis que la tensión de entrada v_i es una tensión unipolar con un cierto rizado.

Para simplificar y facilitar el entendimiento, vamos a suponer estado estable, o sea, la tensión en el condensador es constante y la corriente de salida también. El transistor se hace funcionar en la región ohmica y en corte a una frecuencia f_s , de modo que, o bien el transistor conduce, o bien el diodo conduce.

Cuando el transistor conduce, la inductancia está directamente conectada a la tensión de entrada y suponiendo que la tensión de salida sea mayor que la tensión de entrada (un hecho real en el convertidor BOOST), el diodo estará inversamente polarizado y la tensión en el condensador suministrará una corriente a la carga (resistencia).

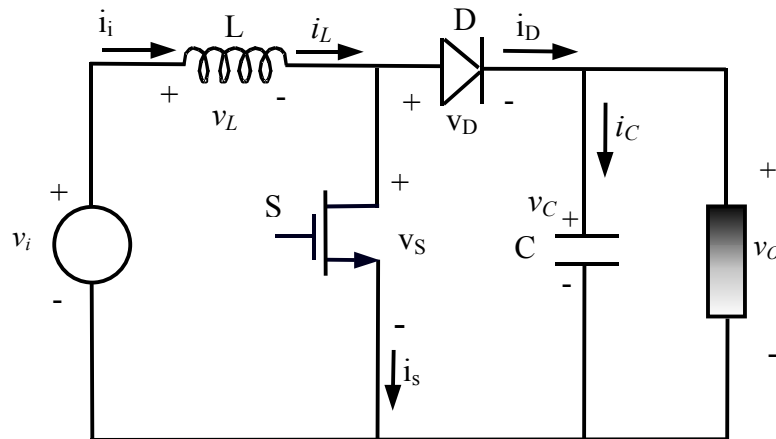


Figura 12. Topología de un convertidor *boost* (elevador)

Cuando se corta el transistor, el diodo conduce y el inductor suministra corriente a la salida (resistencia y condensador). Esa corriente debe ser tal que reponga las cargas perdidas por el condensador en el instante anterior y suministre la corriente a la resistencia.

Igual que para el convertidor reductor, se indicará a partir de ahora que un interruptor está conduciendo substituyéndolo simplemente por un hilo, mientras que su estado de bloqueo se indicará por un circuito abierto.

En las Figuras 13 y 14 se dan las diferentes topologías del convertidor elevador para los intervalos T_{on} y T_{off} , respectivamente.

El circuito equivalente del convertidor cuando el transistor está conduciendo se muestra en la Figura 13.

CONVENIO DE NOTACIÓN

Para un análisis del circuito se harán las mismas hipótesis que para el convertidor reductor (buck).

Hipótesis:

$$\begin{aligned}
 v_i &\approx V_i \approx \text{constante} \\
 v_o &\approx V_o \approx \text{constante} \\
 v_{S_{\text{ON}}} &\approx 0 \\
 v_{D_{\text{ON}}} &\approx 0 \\
 T_s &= \text{constante}
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

Se consideran despreciables las variaciones de las tensiones de entrada y de salida, así como las caídas de tensión en el transistor y el diodo cuando conducen. Además, se considera en este análisis que el circuito de control mantiene constante el período de conmutación.

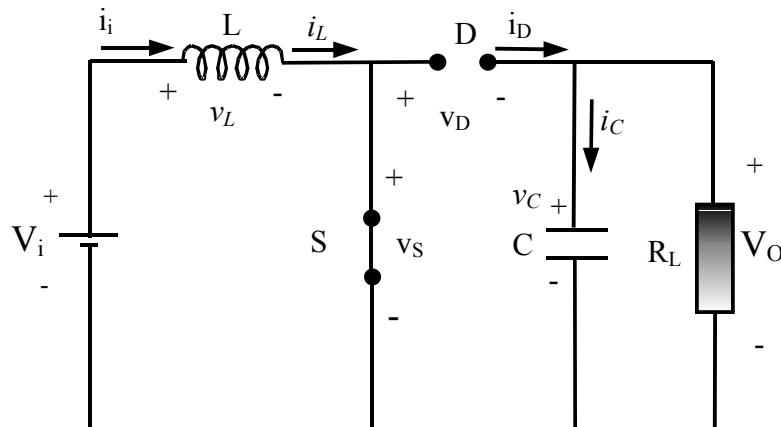


Figura 13. Topología del convertidor *boost* durante el intervalo T_{on}

En las condiciones de la Figura 13 y con las hipótesis (13) se verifica:

$$V_i = L \cdot \frac{di_L}{dt}
 \tag{14}$$

Integrando (14) durante el intervalo $[0, T_{\text{on}}]$:

$$\begin{aligned}
 i_L(t) - i_L(0) &= \frac{V_i \cdot t}{L} \\
 t &\in [0, T_{\text{on}}]
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

La expresión (15) muestra una evolución lineal de la corriente.

Obsérvese nuevamente que el análisis se ha enfocado hacia la determinación de las

variables de estado, que serán las que mejor definirán el comportamiento del convertidor.

Igual que para el convertidor *buck*, sólo hay dos variables de estado, la corriente en la inductancia i_L y la tensión en el condensador v_C (que es igual a la tensión de salida V_O) y debe notarse que únicamente tiene sentido plantear las ecuaciones correspondientes a la corriente en la inductancia, pues la tensión de salida se ha considerado constante en las hipótesis de trabajo (13).

Para continuar el proceso debe seguirse el mismo método para la topología correspondiente a T_{Off} . En la Figura 14 aparece la topología presente durante este intervalo.

ε

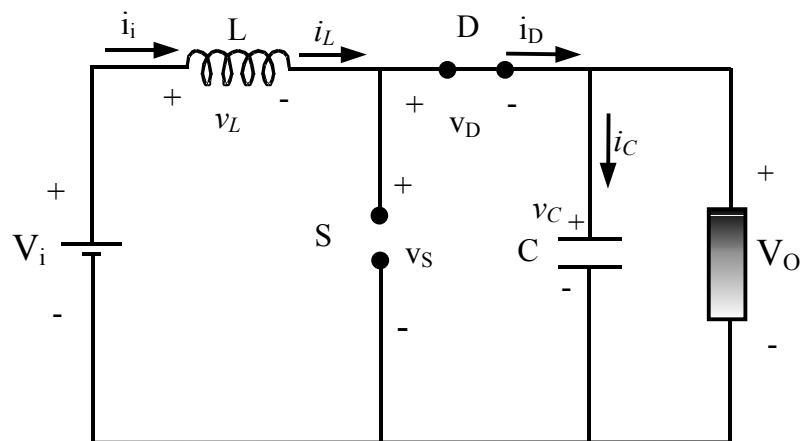


Figura 14. Topología del convertidor *boost* durante el intervalo T_{Off} .

Siguiendo la metodología anterior, planteando la ecuación de la variable de estado i_L se llega a la expresión (16).

$$V_i - V_o = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (16)$$

Integrando la ecuación (16) en el intervalo $[T_{on}, T_s]$, se obtiene la (17):

$$i_L(t) - i_L(T_{on}) = \frac{(V_i - V_o) \cdot (t - T_{on})}{L} \quad (17)$$

$$t \in [T_{on}, T_s]$$

La evolución de la corriente en la inductancia vuelve a ser lineal. A diferencia del caso anterior (intervalo T_{on}), la pendiente de i_L es ahora negativa, lo cual responde al fenómeno físico de que la energía en la inductancia está disminuyendo.

Por tanto, durante el intervalo T_{on} la inductancia recibe energía de la fuente de entrada, pues i_L es una función creciente (expresión (15)), mientras que durante T_{off} la inductancia entrega energía a la carga, al ser i_L una función decreciente (expresión (17)).

En estas condiciones, se puede encontrar la función de transferencia del circuito funcionando en régimen permanente y conducción continua.

Función de transferencia en régimen permanente y conducción continua

Efectivamente, en régimen permanente se ha de cumplir que el incremento de la corriente de la bobina durante T_{on} debe ser igual al decremento de la corriente de la bobina durante T_{off} , dado que:

$$i_L(0) = i_L(T_S) \quad (18)$$

En las Figuras 15 y 16 se han representado las formas de onda del convertidor reductor funcionando en conducción continua.

Se deduce entonces la igualdad del incremento y decremento de la corriente en la inductancia durante T_{on} y T_{off} , respectivamente:

$$i_L(T_{on}) - i_L(0) = -(i_L(T_S) - i_L(T_{on})) \quad (19)$$

Ahora se pueden utilizar las ecuaciones (15) y (17) para deducir de la expresión (19) la ecuación de transferencia:

$$\frac{V_i \cdot T_{on}}{L} = - \left[\frac{(V_i - V_o) \cdot (T_S - T_{on})}{L} \right] \quad (20)$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D}} \quad (21)$$

La expresión (21) da idea de por qué se llama elevador al convertidor estudiado, pues la tensión de salida es siempre mayor o igual a la entrada, ya que la relación de conducción D es un número comprendido entre 0 y 1.

De hecho, como ya se ha comentado en el análisis del convertidor reductor, en la práctica no son asequibles los valores extremos de la relación de conducción. El intervalo habitual de valores de D va, aproximadamente, de 0,1 a 0,9, lo cual indica que no es posible obtener directamente, con la topología de la Figura 12, valores de la tensión de salida muy próximos a la tensión de entrada o mucho más elevado que la tensión de entrada. Además, en la práctica, la tensión de salida no puede superar un determinado valor dada la presencia de pérdidas debido a elementos parásitos y a las propias pérdidas de los semiconductores.

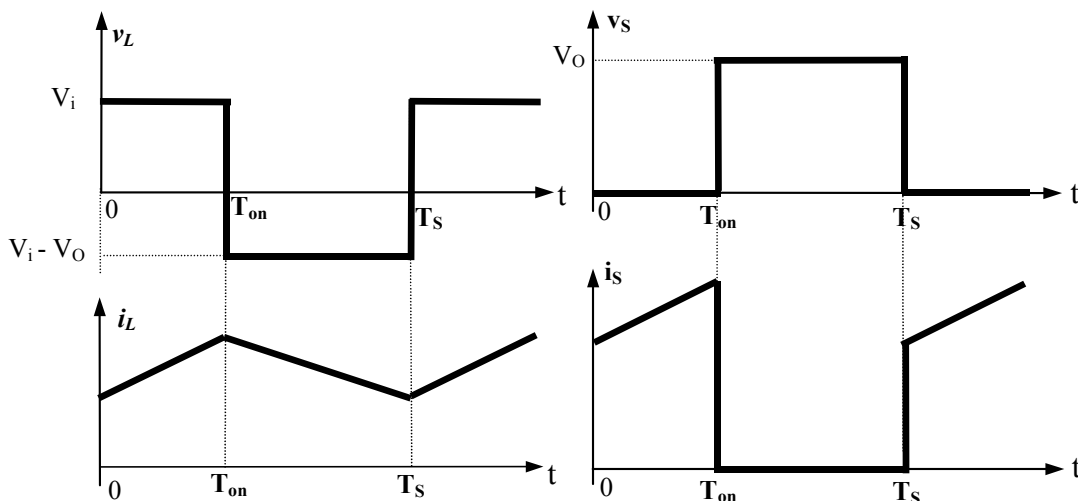


Figura 15. Formas de onda de corriente y tensión del convertidor elevador en conducción continua: en la inductancia (i_L , v_L) y en el interruptor (i_s , v_s).

Estaban las del reductor, ya se actualizará!!!

Figura 16. Formas de onda de tensión y corriente del convertidor elevador en conducción continua en el diodo (i_D , v_D) y en el condensador (i_C , v_C).

Hay que notar la diferencia entre la forma de onda de la corriente por el interruptor y la de la corriente por la inductancia. La corriente por el interruptor es pulsante, en el

sentido de que, dentro de cada período, hay un intervalo en que es nulo y otro en que no es nulo (y normalmente elevado).

Como se ha visto un convertidor elevador (boost) puede subir la tensión de salida sin necesidad de un transformador. Debido a que sólo tiene un transistor, su eficiencia es alta. La corriente de entrada es continua. Sin embargo, a través del transistor de potencia debe fluir una corriente de pico elevada. La tensión de salida es muy sensible a cambios en la relación de conducción D (duty ratio) y puede resultar difícil estabilizar el regulador. La corriente media de salida es menor que la corriente media de la inductancia, y una corriente eficaz mucho más elevada fluirá a través del condensador de filtro, dando como resultado el uso de un condensador y una inductancia de mayor tamaño que los correspondientes en un regulador reductor.

En este tipo de convertidor (boost) las interferencias electromagnéticas generadas en la salida son elevadas, pues se suministran pulsos de corriente al condensador de salida en cada período de conmutación T_s .

Por otro lado, la generación de EMI (Interferencias Electromagnéticas) en la entrada es baja porque la inductancia, directamente conectada a la tensión de entrada, mantiene la variación de la corriente de entrada sin pulsos.

Como conclusión, los diferentes convertidores podrán presentar un valor de EMI generadas grande en aquel lado donde no haya una bobina. O dicho de otra forma, para reducir la EMI generada a valores admisibles, deberá añadirse un filtro adicional (que contendrá una o más inductancias), lo que supone una complicación intrínseca, por la estructura del convertidor.

4.4 Fuentes de alimentación conmutadas

Introducción

Dentro de la Electrónica de Potencia, uno de los campos que ha experimentado transformaciones más notables en los últimos 20 ó 25 años ha sido el de diseño de sistemas de alimentación.

En las diferentes fases de la realización de un circuito electrónico, el diseñador solía dejar para el final la síntesis de la fuente de alimentación. Se era consciente de la importancia de esta etapa, pero no se le dedicaba demasiado esfuerzo de diseño por considerarla complementaria.

Las fuentes de alimentación CC reguladas son necesarias en la mayor parte de los

sistemas electrónicos analógicos y digitales. La mayor parte de las fuentes de alimentación están designadas a cumplir algunos o todos los requerimientos siguientes:

- ❑ *Salida regulada.* La tensión de salida debe mantenerse constante dentro de unos límites especificados para variaciones en la tensión de entrada y en la carga.
- ❑ *Aislamiento.* La salida puede ser aislada de la entrada.
- ❑ *Múltiple salida.* Puede tener múltiple salida (positiva o negativa) que puede diferir en el valor de su tensión y/o corriente. Dichas salidas pueden ser aisladas unas de las otras.

Además, la miniaturización creciente de los sistemas digitales y analógicos así como las exigencias de aplicaciones específicas, como son las aeronáuticas y espaciales - pequeño volumen y peso, alto rendimiento -, forzaron a una revisión de las estructuras tradicionales.

Fuente de alimentación lineal

Para apreciar las ventajas de las fuentes conmutadas, es conveniente considerar primero las fuentes de alimentación lineales.

En la Figura 17 se muestra la estructura básica de una fuente de alimentación de tipo lineal, que era la solución frecuentemente adoptada.

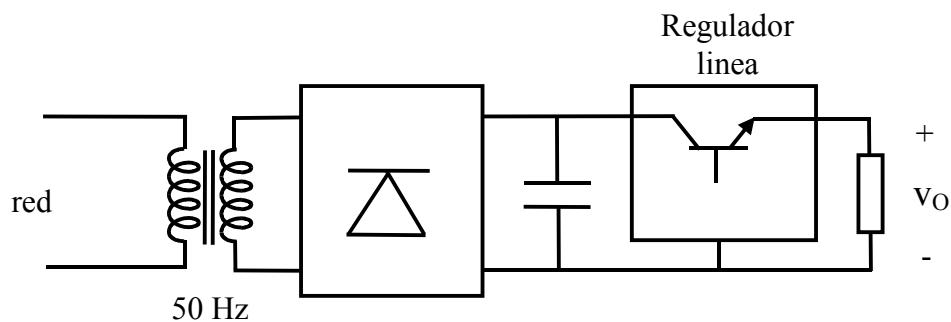


Figura 17. Estructura básica de un sistema de alimentación lineal

La estructura de la Figura 17 presenta como ventajas:

- ❑ Es sencilla de diseñar, pues existe una amplia gama de circuitos integrados que contienen el transistor de potencia, así como la circuitería de control que cierra el lazo de la tensión de salida para mantener ésta estabilizada.

- ❑ Los problemas de producción en serie que presenta son mínimos, pues todos los componentes usados son muy comunes y con una fiabilidad relativamente elevada.

En cambio, tienen una serie de inconvenientes:

- ❑ Presenta un rendimiento muy bajo, del orden del 50 % o menor, debido a que el transistor bipolar de potencia no trabaja en conmutación, sino en la zona activa.
- ❑ El volumen y peso del equipo es muy desfavorable, pues todos los componentes inductivos y capacitivos deben dimensionarse a la frecuencia de la red.
- ❑ Sólo son utilizables a potencias relativamente bajas, del orden de 100 W.

Se desarrolló un importante esfuerzo de investigación para aplicar las topologías de convertidores CC/CC en modo conmutado a los sistemas de alimentación, tratando de mejorar las prestaciones ofrecidas por las fuentes de alimentación lineales. De este modo, surge lo que se ha denominado *Fuentes de Alimentación Conmutadas*.

Como se verá en lo que sigue, una de las características más importantes de las fuentes de alimentación conmutadas es que permiten el diseño de los elementos inductivos y capacitivos a una frecuencia mucho mayor que la de red, reduciendo así su volumen y peso.

La investigación en este campo ha conducido a unas estructuras que permiten trabajar todavía a mayores frecuencias que las de los convertidores en modo conmutado, como son las estructuras resonantes, cuasi-resonantes, conmutación suave (soft switching), etc. Sin embargo, éstas no se tratarán aquí.

Fuente de alimentación conmutada

De forma opuesta a las fuentes lineales, en las fuentes de alimentación conmutadas, la transformación de un nivel de tensión continua a otro se consigue utilizando convertidores continua-continua tal como los que hemos visto (reductor, elevador o más habitualmente los que utilizan aislamiento).

Las fuentes de alimentación conmutadas se usan en ordenadores personales, impresoras, fotocopiadoras, etc. y se basan en convertidores CC/CC con aislamiento. Para conseguir un tamaño pequeño, funcionan a frecuencias elevadas.

La Figura 18 esquematiza el diagrama de bloques general en lazo abierto de una fuente de alimentación conmutada. Está basado en una primera etapa de rectificación

(típicamente un puente de Graetz convencional), más un filtraje capacitivo. La tensión resultante no está regulada. Por lo tanto, el convertidor CC/CC en modo conmutado que constituye la siguiente etapa, se encarga de obtener con el máximo rendimiento la tensión deseada a la salida, estabilizada y regulada.

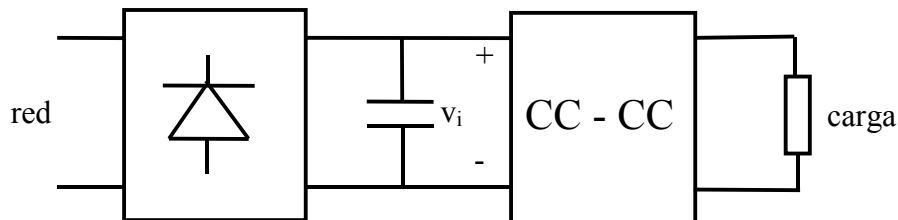


Figura 18. Diagrama de bloques en lazo abierto de una fuente de alimentación

El convertidor CC/CC empleado en las fuentes de alimentación suele tener aislamiento. Por tanto, las fuentes de alimentación se implementan con topologías de convertidores CC/CC con un transformador (de alta frecuencia) para aislar la entrada de la salida. Los convertidores CC/CC más utilizados en fuentes de alimentación son derivados de aquellos mostrados en la Figura 2.

Una extensión natural de la topología de la Figura 4 viene dada en la Figura 19, en la que se muestra el diagrama de bloques de un convertidor CC/CC en modo conmutado con aislamiento.

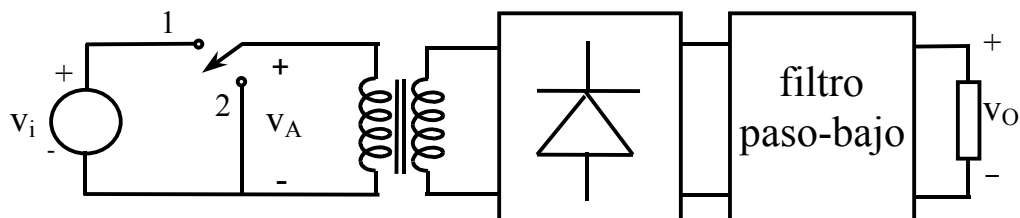


Figura 19. Diagrama de bloques de un convertidor CC/CC conmutado con aislamiento

Las diferencias de la estructura que aparece en la Figura 4 con respecto a la Figura 19 son: un transformador colocado en un punto en que se pueda transformar una forma de onda alterna, además del rectificador que se coloca en el secundario.

Es importante observar que el transformador del convertidor CC/CC debe dimensionarse a la frecuencia de conmutación, que es mucho mayor (valor típico 100 kHz) que la frecuencia de red. Por lo tanto, será de pequeño volumen y peso - recuérdese que el volumen de un transformador es inversamente proporcional a su frecuencia de trabajo -.

Finalmente, en la Figura 20 se muestra el diagrama de bloques completo (lazo cerrado)

de una fuente de alimentación con aislamiento eléctrico.

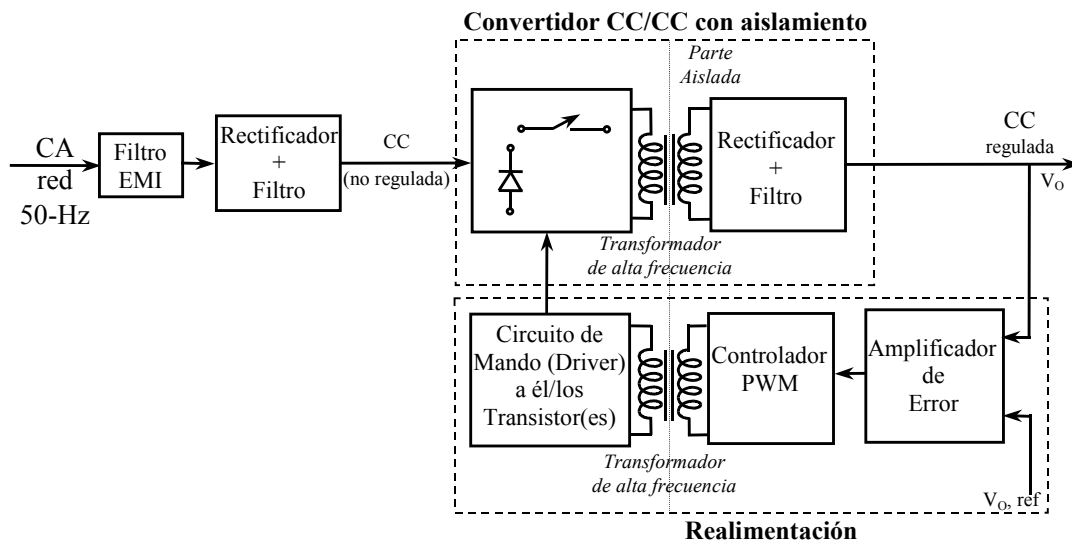


Figura 20. Diagrama de bloques completo de una fuente de alimentación CC conmutada

La tensión alterna (CA) de entrada antes de ser rectificadas y filtradas pasa por un filtro EMI para prevenir las interferencias electromagnéticas conducidas. El bloque convertidor CC/CC en la Figura 20, convierte el nivel de la tensión continua (CC) no regulada de entrada a otro nivel de tensión continua (CC) regulada. Esto se consigue con una conmutación a alta frecuencia, la cual produce una CA de alta frecuencia a través de un transformador de aislamiento. La salida del secundario del transformador es rectificadas y filtradas para producir V_O . La salida continua de la Figura 20 se regula por medio de un lazo de realimentación que emplea un controlador PWM, donde se compara la tensión de control con una onda triangular a la frecuencia de conmutación (tal cual como se ha visto en el apartado 4.1.1.). El aislamiento eléctrico del lazo de control se proporciona a través de un transformador como se muestra en la figura (20) o bien a través de un optoacoplador.

4.5 Bibliografía

- Power Electronics. Converters, Applications, and Design (2ª edición).
N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins

Tema 7, apartados 7.2, 7.3 y 7.4

Editorial: John Wiley & Sons, 1995.

- Electrónica Industrial: Técnicas de Potencia (2ª edición).

J. A. Gualda, S. Martínez y P. M. Martínez.

Tema 7, apartados 7.3 y 7.3.6.

Editorial: Marcombo-Boixareu Editores, 1992

- Electrónica de Potencia - Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones

Muhammad H. Rashid

Tema 9, apartados 9.7, 9.7.1, 9.7.2, 9.7.3

Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 1993.

- Análise e Projeto de Fontes Chaveadas

Luiz Fernando Pereira de Mello

Tema 1, apartados 1.1, 1.2

Tema 2, apartados 2.1, 2.1.2, 2.2

Editora Érica Ltda, 1996.

