



Electrónica de Potencia

UNIDAD Nº 0. INTRODUCCIÓN A LA ASIGNATURA
UNIDAD Nº 1. REPASO DE CONCEPTOS Y DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA
UNIDAD Nº 2. AMPLIFICADORES DE POTENCIA
UNIDAD Nº 3. DISPOSITIVOS DE CUATRO CAPAS
UNIDAD Nº 4. CONVERTIDORES



Tema 7.- Convertidores ac/dc: rectificación

Tema 8.- Filtrado y fuentes reguladas

Tema 9.- Convertidores dc/dc

Tema 10.- Introducción a las configuraciones básicas de las fuentes de alimentación conmutadas

Tema 11.- Convertidores dc/ac: inversores

Prof. J.D. Aguilar Peña
Departamento de Electrónica. Universidad Jaén

jaguilar@ujaen.es

<http://voltio.ujaen.es/jaguilar>



10.1 Reguladores lineales de tensión	1
10.2 Convertidor Buck (Reductor)	2
10.2.1 Consideraciones de diseño	11
10.2.2 convertidor boost (elevador)	13
10.2.3 Convertidor Buck-Boost (Elevador-Reductor)	18
10.3 Resumen convertidores estudiados	22



10.1 Reguladores lineales de tensión

Un método para convertir una tensión continua a otra de valor más bajo es el regulador lineal de la figura 10.1 en el que la tensión de salida es: $V_o = I_L \cdot R_L$, donde la corriente de carga es controlada por el elemento de paso.

La eficiencia de este circuito es una desventaja importante en aplicaciones de potencia. La pérdida provocada en el transistor de paso trabajando en modo lineal (que se comporta como una resistencia variable) es la causante de esta ineficiencia.

Una alternativa más eficiente es el convertidor conmutado, el transistor funciona como interruptor electrónico (corte-saturación).

10.2 Convertidor Buck (Reductor)

Introducción

El convertidor BUCK presenta una tensión media de salida inferior a la que se aplica a la entrada, encontrándose su principal aplicación en las fuentes de alimentación conmutadas así como en el control de motores de corriente continua que funcionen exclusivamente en el primer cuadrante (recordar el convertidor directo).

Conceptualmente, el circuito básico asociado a un convertidor reductor es el mostrado en la figura 10.1, donde la carga es resistiva pura. Si se considera que el interruptor es ideal, la potencia de salida depende en exclusiva de la posición que adopte éste. A partir de la figura 10.1, se puede calcular la tensión media de salida en función del ciclo de trabajo.

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{T_{ON}} E dt + \int_{T_{ON}}^T 0 dt \right) = \frac{T_{ON}}{T} E = \delta E \quad \text{E 10.1}$$

No obstante, para aplicaciones prácticas, el circuito en cuestión presenta una serie de inconvenientes:

- a) La carga normalmente presenta cierto carácter inductivo. Incluso una carga resistiva pura siempre tendrá asociada una inductancia parásita. Esto significa que el elemento conmutador podrá sufrir daños irreparables, ya que éste deberá absorber o disipar la energía que se pueda almacenar en la carga.
- b) La tensión de salida oscila entre 0 y E, lo cual no es viable en numerosas aplicaciones, en las que se precisa un determinado grado de tensión continua. Lo mismo ocurre con la intensidad de salida.

El primer inconveniente se soluciona utilizando un diodo volante (freewheeling diode), tal como se indica en la figura 10.2. Por otro lado, las fluctuaciones tanto de la intensidad como de la tensión de salida se reducen en cierto grado considerando un filtro pasobajo consistente en una bobina y un condensador. En esta misma figura se puede comparar la tensión que aparece en extremos del diodo, v_{oi} , que es la misma que existía a la salida del convertidor básico en la figura 10.1, con la tensión a la salida del filtro L-C.

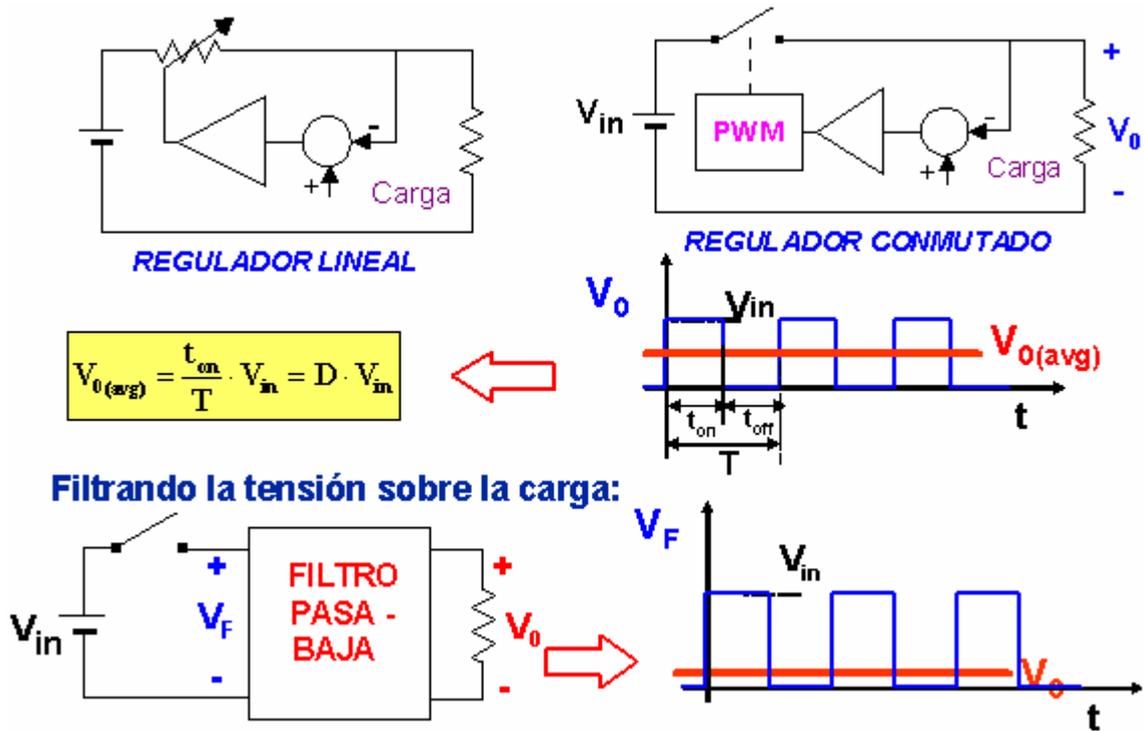
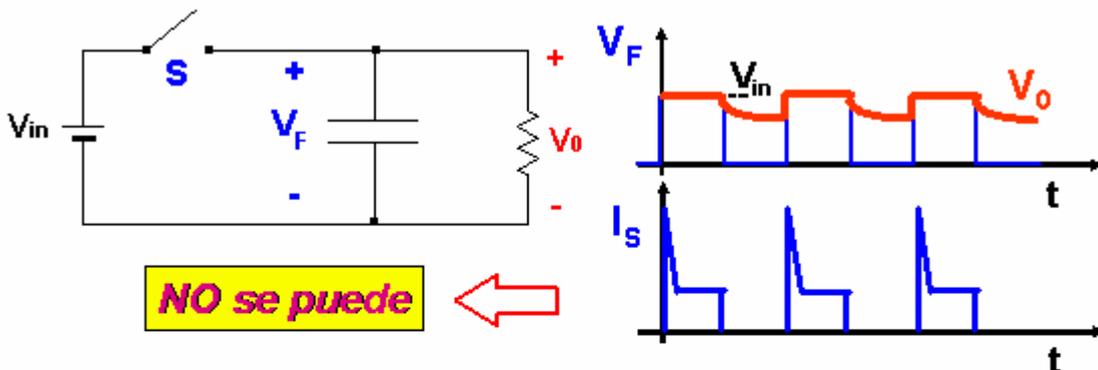


Fig. 10. 1 Diagrama de bloques fuente regulada y fuente conmutada y relación entrada-salida

La característica de este filtro pasa-bajo, considerado el amortiguamiento provocado por la resistencia R de la carga, se muestra en la figura 10.4. Como puede observarse la frecuencia de inflexión, f_c , de este filtro se selecciona de tal modo que se encuentre bastante por debajo de la frecuencia de conmutación del convertidor, f , para que de este modo pueda eliminarse el rizado de la tensión de salida provocada por la frecuencia de conmutación o encendido.

¿Es posible emplear únicamente un filtro capacitivo?



¿Es posible emplear únicamente un filtro L-C?

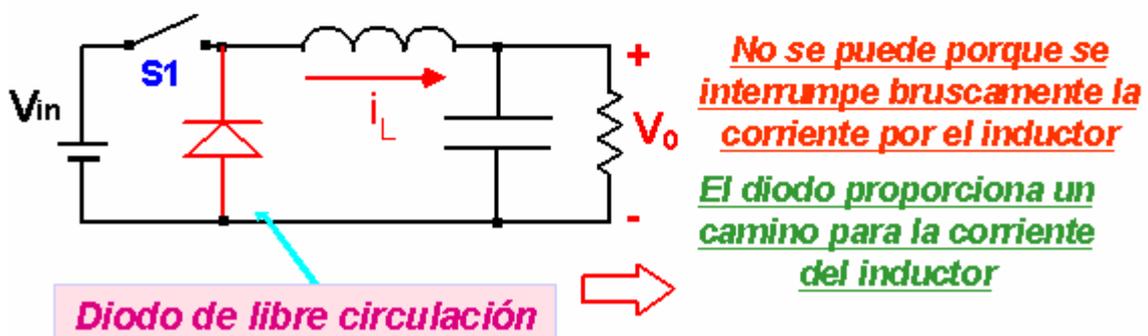


Fig. 10. 2

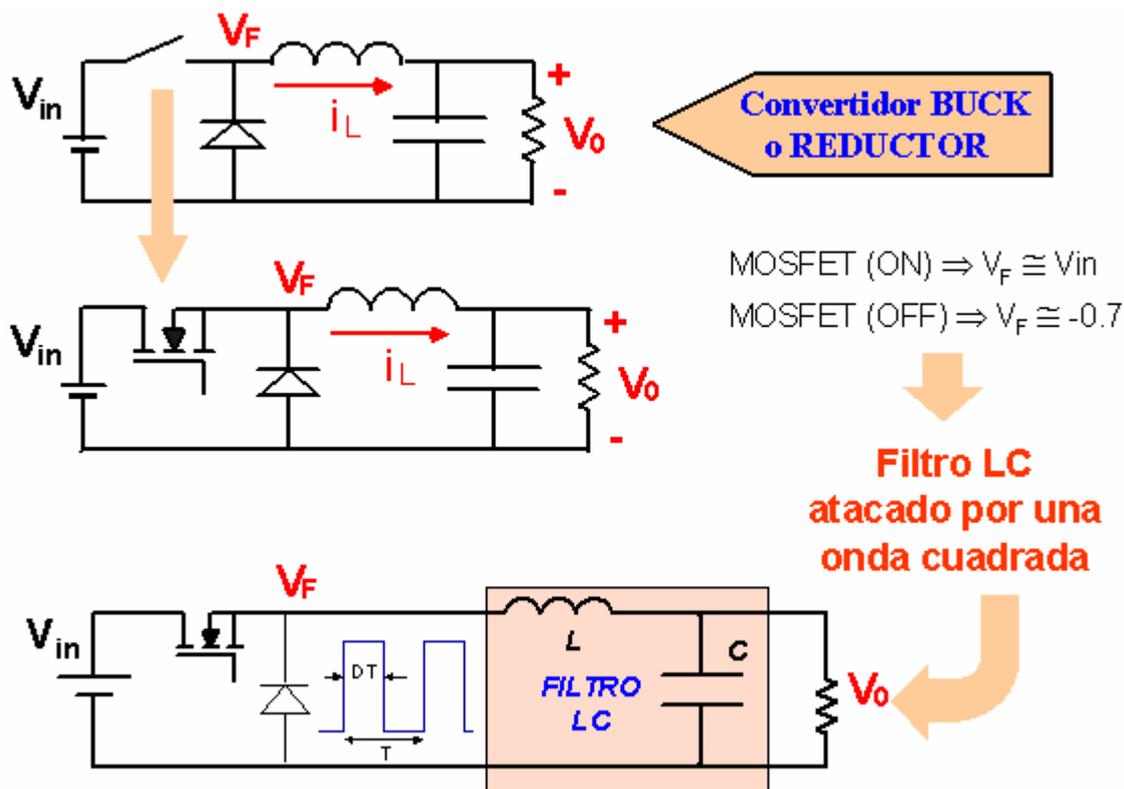
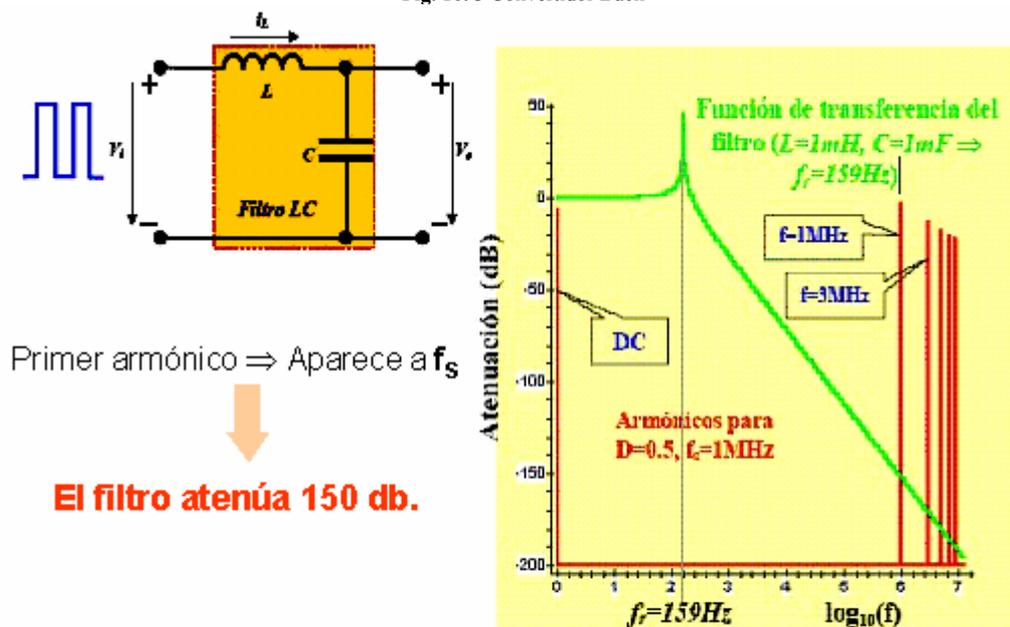


Fig. 10.3 Convertidor Buck



$$V_F(t) = D \cdot V_{in} + \frac{V_{in}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{(1 - \cos(2 \cdot D \cdot n \cdot \pi))}{n} \cdot \sin[(2 \cdot \pi \cdot n \cdot f_s) \cdot t] \right]$$

Fig. 10.4

Es importante calcular la relación entre variables eléctricas. Para ello, vamos a recordar dos propiedades de las bobinas y de los condensadores en circuitos en régimen permanente:

- La tensión media en una bobina es nula.
- La corriente media en un condensador es nula:

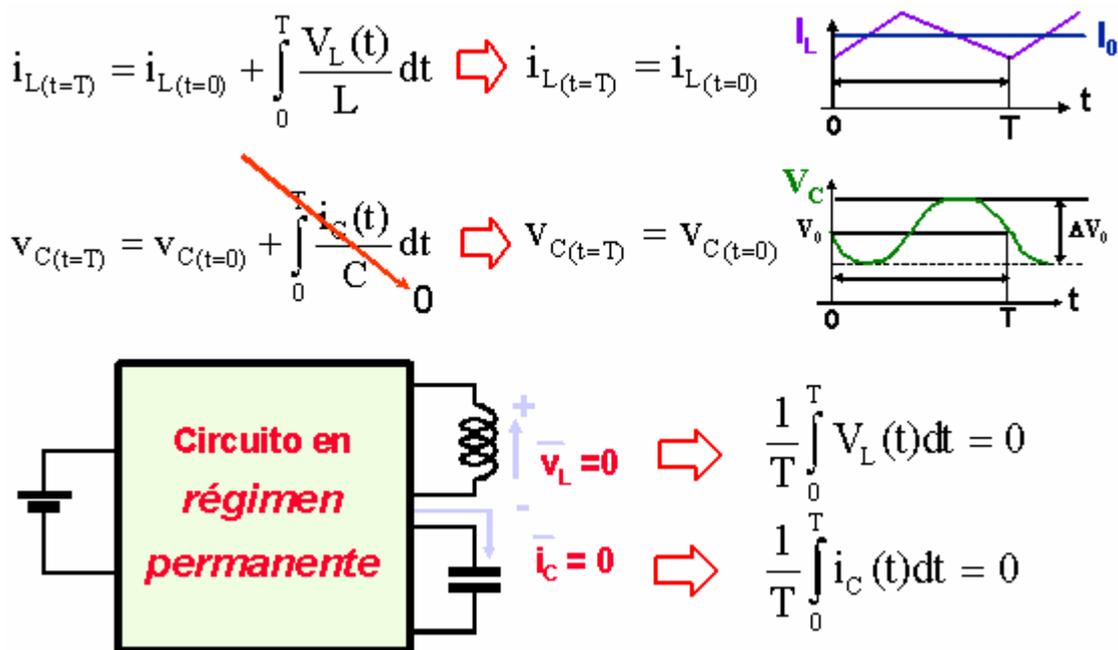


Fig. 10. 5 Análisis del convertidor reductor

Fundamento

Durante el periodo de cierre del interruptor, $0 < t < T_{ON}$ (figura 10.6.a), la energía se almacena en la bobina. Al abrirse el interruptor (figura 10.6.b), la tensión en la bobina invierte su polaridad, lo que obliga a conducir al diodo D, transfiriendo parte de la energía almacenada previamente en la misma hacia la carga.

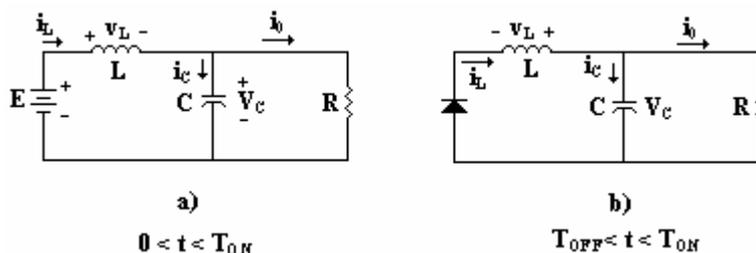


Fig. 10. 6 Circuitos equivalentes para cada uno de los estados del interruptor:
a) Interruptor cerrado.
b) Interruptor abierto.

Modo de funcionamiento de corriente continuada

Modo de operación.

La figura 10.7 muestra las formas de onda de la tensión e intensidad en la bobina correspondientes al modo de operación de corriente continuada (C.C.) donde la corriente que circula por la inductancia fluye de forma ininterrumpida, no anulándose en ningún instante dentro del periodo del convertidor ($i_L(t) > 0$). Como ya se ha dicho, cuando el interruptor está cerrado ($0 < t < T_{ON}$) el diodo se encuentra inversamente polarizado. Esto provoca que durante este intervalo la tensión que cae en extremos de la bobina sea positiva.

$$v_L = E - v_c = E - V_O \quad \text{E 10.2}$$

Esta tensión provocará un incremento lineal de la intensidad i_L hasta que se produzca la apertura del interruptor, momento en el cuál la intensidad habrá alcanzado su valor máximo, dado por $I_{L(MAX)}$. Al abrirse éste, i_L sigue circulando, ahora a través del diodo volante y en detrimento de la energía almacenada previamente en la bobina. La intensidad, por tanto, pasará de este valor máximo, a un valor mínimo, $I_{L(MIN)}$. La tensión que cae en bornes de la bobina durante este intervalo, $T-T_{ON}$, es:

$$v_L = -v_c = -V_O \quad \text{E 10.3}$$

TEMA 10: INTRODUCCIÓN A LAS CONFIGURACIONES BÁSICAS DE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN CONMUTADAS

Como en régimen permanente estos dos modos de operación se repiten uno después del otro, la integral de la tensión en la bobina a lo largo de un periodo del convertidor debe ser nula.

$$\int_0^T v_L dt = \int_0^{T_{ON}} v_L dt + \int_{T_{ON}}^T v_L dt = 0$$

Esta ecuación implica que las áreas A y B mostradas en la figura 10.7 deben ser iguales. Con lo cual:

$$(E - V_O)T_{ON} = V_O(T - T_{ON})$$

o lo que es lo mismo:

$$\frac{V_O}{E} = \frac{T_{ON}}{T} = \delta \quad \text{E 10.4}$$

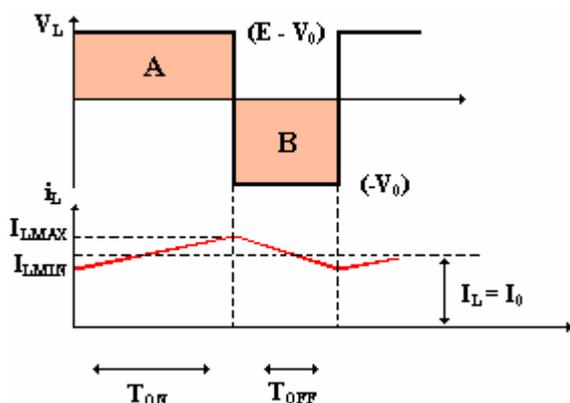


Fig. 10.7
Formas de onda en un convertidor BUCK, correspondientes a la tensión e intensidad circulante por la bobina, para un régimen de funcionamiento de corriente discontinuada.

Por lo tanto, para una tensión de entrada determinada la tensión de salida varía de forma lineal en función del ciclo de trabajo del convertidor, no dependiendo de ningún otro parámetro del circuito.

Si se desprecian las pérdidas de potencia asociadas a las características reales de los elementos del circuito, la potencia que existe a la entrada del convertidor deber ser igual a la potencia de salida:

$$P_E = P_O$$

Así pues:

$$E I_E = V_O I_O$$

$$\frac{I_O}{I_E} = \frac{E}{V_O} = \frac{1}{\delta} \quad \text{E 10.5}$$

Por tanto, en el modo de operación de C.C. el convertidor “buck” o reductor es equivalente a un transformador de continua donde la razón de transformación puede controlarse electrónicamente, dentro de un rango de 0 a 1.

Relación de voltajes.

En la figura 10.2, el interruptor S se abre y cierra periódicamente. El período total de funcionamiento es T, y la fracción de éste en la cual el interruptor está cerrado es δ . Así, el intervalo de tiempo en el que el interruptor está abierto será $(1-\delta)T = T - T_{ON} = T_{OFF}$. Para el propósito de este análisis, supondremos que el condensador C es lo suficientemente grande como para hacer despreciable el rizado de la tensión de salida v_c . Notaremos a este voltaje invariable en el condensador como V_C ($v_c(t) \approx V_C$).

La ecuación que define al circuito durante el tiempo en el que el interruptor está cerrado viene dada por la expresión siguiente:

$$E = v_L + V_C = L \frac{di_L}{dt} + V_C \quad \text{E 10.6}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E - V_C}{L} \quad \text{E 10.7}$$

Durante el intervalo de conducción del convertidor, T_{ON} , la corriente de la inductancia crece con una pendiente constante (figura 10.8), comenzando con un cierto valor inicial I_{MIN} , y alcanzando un valor máximo, $I_{L(MAX)}$, al final de dicho intervalo.

Para el intervalo en el que el interruptor está abierto, el circuito cambia a la disposición mostrada en la figura 10.6.b; la ecuación de voltajes en este intervalo de tiempo viene indicada por la ecuación [E10.8]:

$$v_L + V_C = 0 \quad \text{E 10.8}$$

Desarrollando esta ecuación, obtendremos lo siguiente:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_C}{L} \quad \text{E 10.9}$$

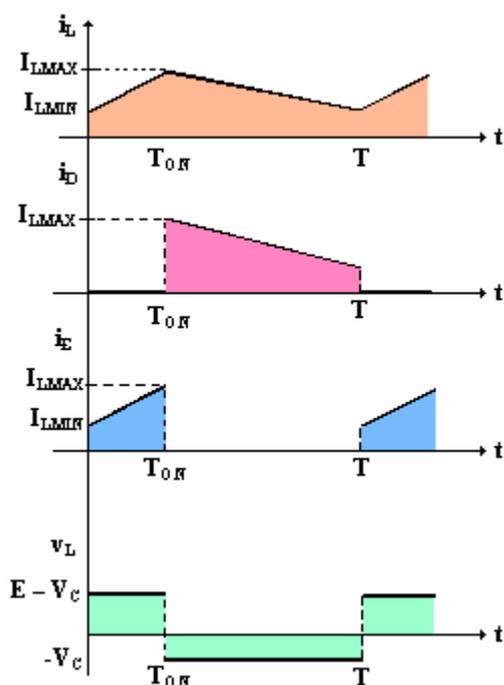
Así, durante el intervalo de tiempo dado por $(T - T_{ON})$, la corriente en la bobina decrece a un ritmo constante desde $I_{L(MAX)}$ hasta $I_{L(MIN)}$. Este último valor debe ser el mismo que el que había al iniciarse el periodo del convertidor, ya que éste trabaja de forma cíclica.

Si ahora operamos con las ecuaciones [E 10.7] y [E 10.9] se obtendrá, respectivamente:

$$I_{L(MIN)} - I_{L(MAX)} = \left(\frac{-V_C}{L}\right)(1 - \delta)T \quad \text{E 10.10}$$

$$I_{L(MAX)} - I_{L(MIN)} = \left(\frac{E - V_C}{L}\right)\delta T \quad \text{E 10.11}$$

El cambio experimentado por la intensidad durante el tiempo en el que el interruptor se encontraba cerrado debe ser el mismo que el sufrido durante la apertura del mismo. Por tanto, igualando ambas ecuaciones obtenemos:



$$\begin{aligned} \left(\frac{E - V_C}{L}\right)\delta T &= \left(\frac{+V_C}{L}\right)(1 - \delta)T \\ (E - V_C)\delta &= (+V_C)(1 - \delta) \\ V_C &= \delta E \end{aligned}$$

Fig. 10.8
Formas de onda de un convertidor BUCK.
Como puede observarse, se ha llegado a la misma relación que la indicada en la ecuación [E 10.4].

Corrientes en el circuito.

De la figura 10.8 podemos encontrar fácilmente el valor medio de la corriente por la bobina:

$$I_L = \frac{I_{L(MAX)} + I_{L(MIN)}}{2} \quad \text{E 10.12}$$

En la ecuación [E 10.13] se da una relación entre corrientes en el nodo de la resistencia de carga. Debido a que la corriente media en el condensador será nula a lo largo de cada ciclo del convertidor, el resultado de la ecuación [E 10.13] escribirse, tomando valores medios, según la ecuación [E 10.14] como:

$$i_L = i_c + i_o \quad \text{E 10.13}$$

$$I_L = I_o \quad \text{E 10.14}$$

El valor de la intensidad media en la carga, I_o , está determinado por la ecuación [E 10.15]. Combinando las ecuaciones [E 10.12], [E 10.14] y [E 10.15] obtendremos una solución para el valor de $I_{L(MIN)}+I_{L(MAX)}$ en la ecuación [E 10.16].

$$I_o = \frac{V_c}{R} \quad \text{E 10.15}$$

$$I_{L(MAX)} + I_{L(MIN)} = 2 \frac{V_c}{R} \quad \text{E 10.16}$$

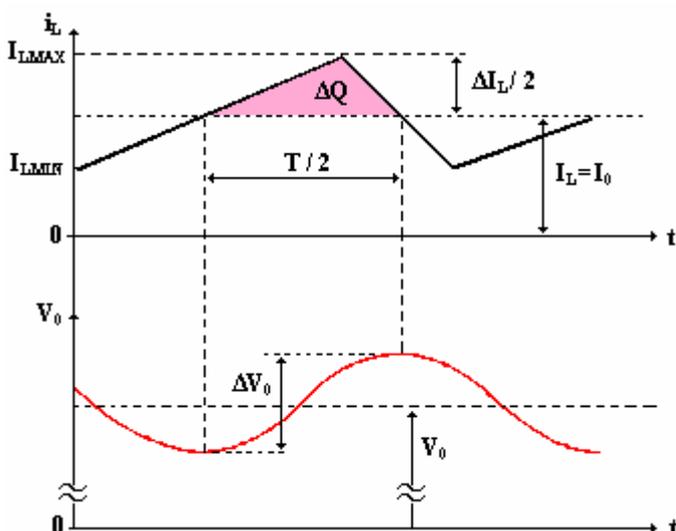
Combinando las ecuaciones [E 10.10] y [E 10.16], obtendremos los valores de $I_{L(MAX)}$ e $I_{L(MIN)}$:

$$I_{L(MAX)} = \delta E \left(\frac{1}{R} + \frac{(1-\delta)T}{2L} \right) \quad \text{E 10.17} \quad I_{L(MIN)} = \delta E \left(\frac{1}{R} - \frac{(1-\delta)T}{2L} \right) \quad \text{E 10.18} \quad [10.1]$$

Rizado en el voltaje de condensador.

Hasta ahora se ha considerado que la capacidad del condensador era tan elevada que se podía considerar que $v_o(t) = V_o$. Sin embargo, en la práctica el condensador presenta un valor finito, lo que provocará la aparición de un cierto rizado en la tensión de salida. Para el cálculo del mismo se recurrirá a las formas de onda de la figura 10.9. Al mismo tiempo se considerará que el valor medio de la intensidad circulante por la bobina se dirige hacia la carga mientras que el rizado de la misma lo hace hacia el condensador. En estas condiciones, el área sombreada en la figura 10.9 representa una carga adicional para el condensador, de tal forma que el rizado de la tensión de salida será:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} T$$



[10.2]

Fig. 10.9
Cálculo del rizado de la tensión de salida en un convertidor BUCK, para régimen de corriente continuada.

De la figura 10.7 se podrá decir:

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L}(1-\delta)T$$

De esta forma, el rizado de la tensión de salida queda así:

$$\Delta V_o = \frac{T^2}{8C} \frac{V_o}{L}(1-\delta) \quad \text{E 10.19}$$

y el porcentaje del rizado:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T^2(1-\delta)}{LC} = \frac{\pi^2}{2}(1-\delta) \left(\frac{f_c}{f} \right) \quad \text{E 10.20}$$

donde $f = 1/T$ y $f_c = 1/(2\pi\sqrt{LC})$

Frontera entre C.C. y C.D.

En esta sección se desarrollarán las ecuaciones que muestran la influencia de determinados parámetros del circuito en el carácter de la intensidad circulante por la bobina (C.C. y C.D.). La frontera que diferencia ambos modos de operación es, por definición, aquella en la que la corriente que circula por la bobina se hace cero en el mismo instante en que finaliza el periodo del convertidor (figura 10.10).

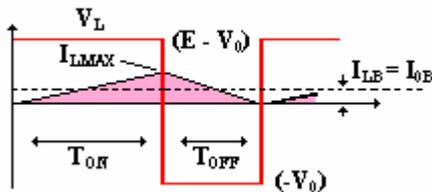


Fig. 10.10
Tensión e intensidad en la bobina, en la frontera de los regímenes de corriente continuada y discontinuada.

Si la ecuación [E 10.18] la resolvemos para un valor nulo de $I_{L(MIN)}$, obtendremos una relación para el mínimo valor de L , denominada **inductancia crítica**, que proporciona un régimen de corriente continuada.

$$L_{CRITICA} = \frac{TR}{2}(1-\delta) \quad \text{E 10.21}$$

Cualquier bobina cuyo valor se encuentre por debajo de la inductancia crítica, considerando unos valores de E y δ constantes, resultará en un régimen de corriente discontinuada.

En el caso de que nos encontremos al límite del funcionamiento en régimen C.C., la corriente media en la bobina, I_{LB} (el subíndice B será característico de todo parámetro relacionado con esta frontera existente entre C.C. y C.D.), que es la misma que circula por la carga será:

$$I_{LB} = I_{oB} = \frac{1}{2} I_{L(MAX)} = \frac{T_{ON}}{2L}(E - V_o) = \frac{\delta T}{2L}(E - V_o) \quad \text{E 10.22}$$

Nota, para $0 < t < T_{ON}$:

$$v_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta I}{\Delta T} = L \frac{I_{L(MAX)}}{T_{ON}}$$

Una conclusión que se extrae de esto es que si la corriente media de salida, y por tanto, la corriente media por la inductancia, disminuye por debajo de I_{LB} el régimen de funcionamiento será discontinuo.

TEMA 10: INTRODUCCIÓN A LAS CONFIGURACIONES BÁSICAS DE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN CONMUTADAS

Por tanto, en condiciones fijas de tensión entrada-salida nos acercamos al modo discontinuo cuando I_L se acerca a cero, lo que ocurre si:

- A) Bajamos el valor del inductor (aumentan las pendientes y, por tanto el rizado ΔI)

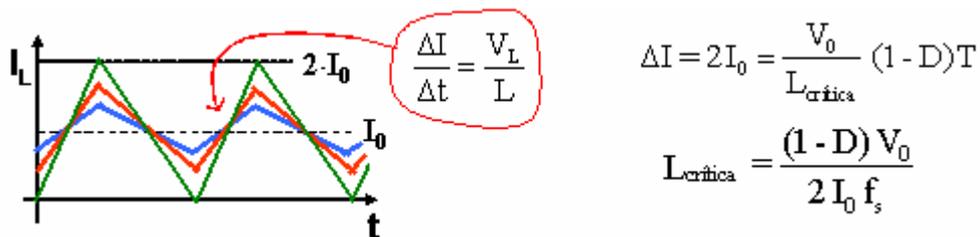


Fig. 10.11

- B) Bajamos el valor de la frecuencia (aumentan los intervalos en los que la corriente está subiendo o bajando)

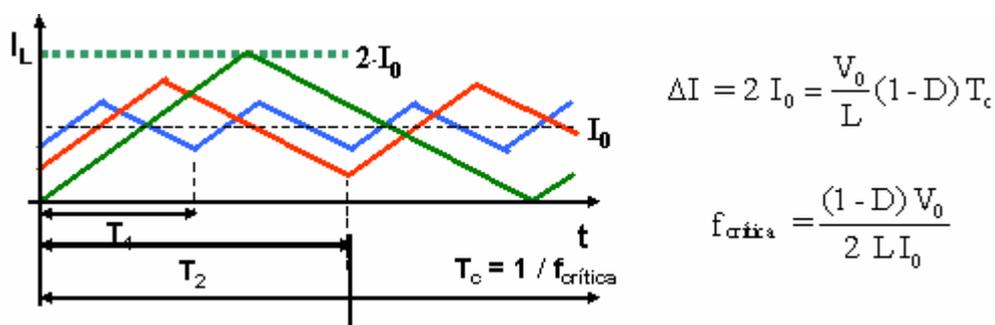


Fig. 10.12

- C) Aumentamos el valor de la resistencia de carga (disminuye el valor medio de la corriente por el inductor)

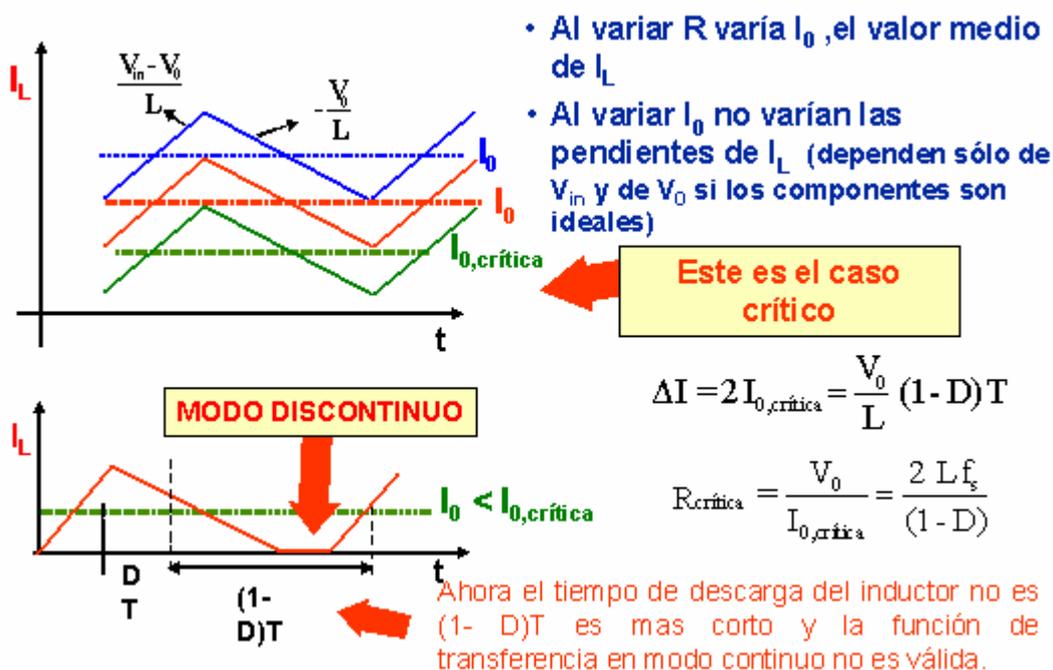


Fig. 10.13



www.ipes.ethz.ch

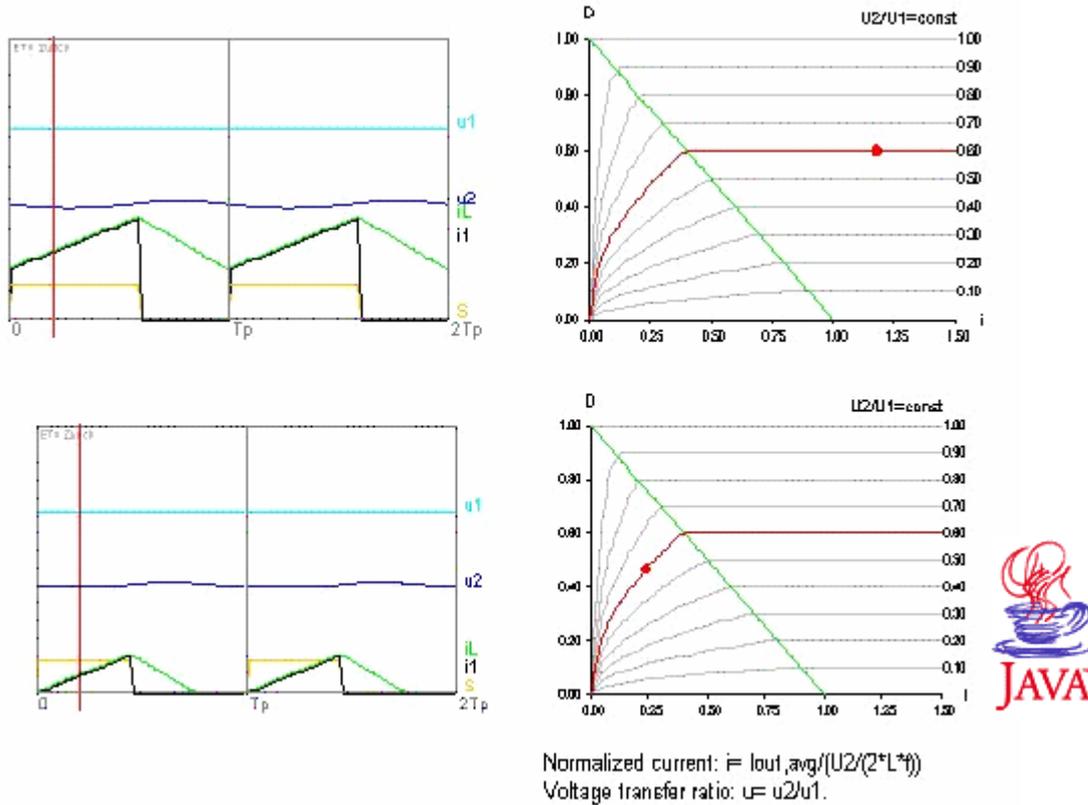


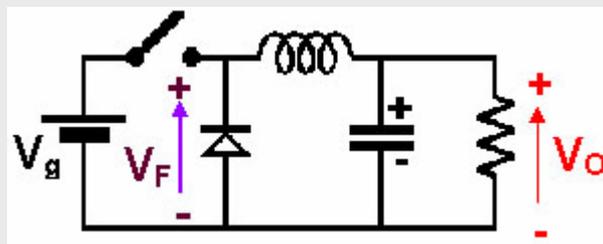
Fig. 10.14 Convertidor reductor: corriente discontinua

PROBLEMA 10.1



Sea el convertidor directo de la figura (buck chopper), que alimenta a una carga de 12V/6W. Desde una fuente de 30V. La corriente en el inductor es continuada y la frecuencia de funcionamiento es de 5KHz.

- A) Determina el valor del ciclo de trabajo (formas de onda de i_L, i_S, i_D, V_{11}).
- B) Mínimo valor de L requerido.
- C) Mínimo y máximo valor de i_L si $L=1.5$ mH.
- D) Potencia de la fuente.
- E) Potencia en la carga.



Solución:

A) En primer lugar calculamos el ciclo de trabajo δ , en un convertidor directo se cumple:

$$\delta = \frac{t_{ON}}{T} = \frac{V_O}{V_g} = 0,4$$

...

B) El mínimo valor de la inductancia es aquel que trabaje la bobina al límite de la discontinuidad, o sea, cuando $I_{L\min}=0$, y a esta se le denomina inductancia crítica.

$$t_c = \frac{1}{f_c} = 0,2 \text{ ms} \quad L = \frac{t_c \cdot R}{1} \cdot (1 - \delta) = 0,36 \text{ mH}$$

C) Para el cálculo del máximo y mínimo valor de intensidad por la bobina si $L=1.5\text{mH}$ será por medio de las siguientes ecuaciones:

$$I_{\min} = \delta \cdot V_g \left[\left(\frac{1}{R} \right) - \frac{(1 - \delta) \cdot t_c}{2 \cdot L} \right] = 1,52 \text{ A}$$

$$I_{\max} = \delta \cdot V_g \left[\left(\frac{1}{R} \right) + \frac{(1 - \delta) \cdot t_c}{2 \cdot L} \right] = 2,48 \text{ A}$$

D) Para calcular la potencia de la fuente primaria en primer lugar se calcula la corriente media:

$$I_{\text{Savg}} = \left(\frac{I_{\min} + I_{\max}}{2} \right) \cdot \delta = 0,8 \text{ A} \quad P = V_g \cdot I_{\text{Savg}} = 24 \text{ W}$$

E) Para la potencia en la carga utilizamos la siguiente ecuación:

$$P_L = \frac{V_c^2}{R} = 24 \text{ W}$$



Problema10_1.cir

[Fisher]

10.2.1 CONSIDERACIONES DE DISEÑO

La mayoría de los convertidores reductores están diseñados para funcionamiento con corriente permanente. La ecuación [E 10.23] proporciona la relación que debe existir entre la frecuencia de conmutación y la bobina para operar en modo de corriente permanente, y el rizado de salida viene descrito por la ecuación [E 10.24]. Observe que, al aumentar la frecuencia de conmutación, se reduce el tamaño mínimo necesario de la bobina para producir corriente permanente y el tamaño mínimo del condensador para limitar el rizado de salida. Por tanto, las frecuencias de conmutación altas permiten reducir el tamaño de la bobina y del condensador.

$$I_{\min} = 0 = V_0 \left[\frac{1}{R} - \frac{(1 - \delta)}{2Lf} \right] \rightarrow (Lf)_{\min} = \frac{(1 - \delta)R}{2} \quad \text{E 10. 23}$$

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{1 - \delta}{8LCf^2} \quad \text{E 10. 24}$$

La desventaja que presentan las altas frecuencias de conmutación es un aumento de la pérdida de potencia en los interruptores. Al aumentar la pérdida de potencia en los conmutadores disminuye la eficiencia del convertidor, y será necesario utilizar un disipador de calor de mayor tamaño para el transistor que funciona como interruptor, lo que compensa la ventaja de reducir el tamaño de la bobina y el condensador.

PROBLEMA 10.2

Diseñar un convertidor reductor que genere una tensión de salida de 18V sobre una resistencia de carga de 10 Ω. El rizado de la tensión de salida no debe superar el 0,5% ($\Delta V_o/V_o$). Se utiliza una fuente de continua de 48V. Realizar el diseño para que la bobina opere en corriente permanente, especifique el ciclo de trabajo, el tamaño de la bobina y del condensador, el valor máximo de la tensión de pico de cada dispositivo y la corriente eficaz por la bobina y condensador.

Solución:

El ciclo de trabajo para operación en corriente permanente se obtiene a partir de: la ecuación

$$\delta = \frac{V_o}{V_g} = \frac{18}{48} = 0,375$$

Hay que seleccionar la frecuencia de conmutación y el tamaño de la bobina para operar en corriente permanente. Seleccionaremos arbitrariamente una frecuencia de conmutación de 40kHz, que es superior al rango de audio y es lo suficientemente pequeña como para que las pérdidas en los interruptores sean pequeñas.

$$L_{\min} = \frac{(1-\delta)R}{2f} = \frac{(1-0,375)10}{2 \cdot 40000} = 78 \mu\text{H}$$

Determinamos que el valor de la bobina sea un 25% mayor que el valor mínimo, con el fin de asegurar que la corriente en la bobina sea permanente:

$$L = 1,25 L_{\min} = 1,25 \cdot 78 \mu\text{H} = 97,5 \mu\text{H}$$

La corriente media en la bobina y la variación de corriente:

$$I_L = \frac{V_o}{R} = \frac{18}{10} = 1,8 \text{ A}$$

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) \delta T = \left(\frac{48 - 18}{97,5 \cdot 10^{-6}} \right) \cdot 0,375 \cdot \frac{1}{40000} = 2,88 \text{ A}$$

Las corrientes, máxima y mínima, en la bobina:

$$I_{\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = 1,8 + 1,44 = 3,24 \text{ A}$$

$$I_{\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = 1,8 - 1,44 = 0,36 \text{ A}$$

Las especificaciones nominales de la bobina deben admitir la corriente eficaz. Para la onda triangular con desplazamiento:

$$I_{L_{\text{rms}}} = \sqrt{I_L^2 + \left(\frac{\Delta i_L / 2}{\sqrt{3}} \right)^2} = \sqrt{1,8^2 + \left(\frac{1,44}{\sqrt{3}} \right)^2} = 1,98 \text{ A}$$

El condensador se selecciona:

$$C = \frac{1-\delta}{8L \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f^2} = \frac{1-0,375}{8 \cdot 97,5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,005 \cdot 40000^2} = 100 \mu\text{F}$$

...

...

La corriente de pico en el condensador es: $\frac{\Delta i_L}{2} = 1,44 \text{ A}$

y la corriente eficaz en el condensador para la forma de onda triangular es: $\frac{1,44}{\sqrt{3}} = 0,83 \text{ A}$

La tensión máxima en el interruptor y el diodo es V_S o 48V. La tensión en la bobina cuando el conmutador está cerrado es: $V_S - V_O = 48 - 18 = 30 \text{ V}$

La tensión en la bobina cuando el interruptor está abierto es $V_O = 18 \text{ V}$.

Por tanto, la bobina debe soportar 30V. Las características nominales del condensador deben tolerar una salida de 18V.

10.2.2 CONVERTIDOR BOOST (ELEVADOR)

Introducción

En este convertidor (figura 10.15), la energía que procede de la fuente primaria es conducida por el elemento de conmutación para ser almacenada en la bobina. Este almacenamiento de energía se efectúa durante el periodo de conducción del conmutador, no existiendo durante este intervalo ningún tipo de transferencia de energía a la carga. Cuando el conmutador se abre, la tensión que se produce en bornes de la bobina se suma a la tensión de la fuente obteniéndose una tensión de salida superior a esta última y con idéntica polaridad. Al mismo tiempo, la energía almacenada previamente por la bobina es transferida a la carga.

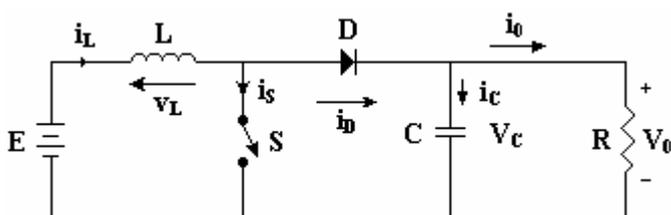


Fig. 10.15
Esquema de un convertidor BOOST.

Esquema básico de funcionamiento

El esquema básico de este convertidor es el de la figura 10.16, en la que se reflejan sus dos posibles estados. En el primer estado, ($0 < t < T_{ON}$), el conmutador o interruptor se halla cerrado, por lo que solamente se establecerá flujo de corriente a través de la bobina, ya que el diodo se encuentra inversamente polarizado. A lo largo de este intervalo se producirá el almacenamiento de la energía en L. Por otro lado, cuando el interruptor se abra, figura 10.16.b, se producirá una inversión de polaridad en la bobina, debido a la imposibilidad de variar bruscamente la intensidad que pasa por ella. Ahora la bobina actúa como generador, sumándose su tensión a la tensión existente a la entrada del convertidor. Gracias a dicha inversión de polaridad, la bobina actúa como receptor en el primer estado y como generador en el segundo.

El filtro utilizado, C, tiene como misión recibir la energía que previamente ha almacenado la bobina, manteniendo la tensión y corriente de salida durante todo el tiempo que la bobina no entrega energía a la salida.

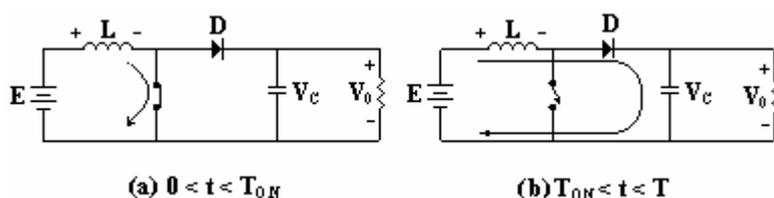


Fig. 10.16
Circuitos equivalentes para cada intervalo de funcionamiento, de un convertidor BOOST:
a) Interruptor cerrado.
b) Interruptor abierto.

Modo de operación: Régimen C.C.

Relación de voltajes.

Durante T_{ON} :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} \quad \text{E 10.25}$$

Durante T_{OFF} :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E - V_O}{L} \quad \text{E 10.26}$$

En la figura 10.17 se muestra la evolución de la intensidad en la bobina en ambos intervalos.

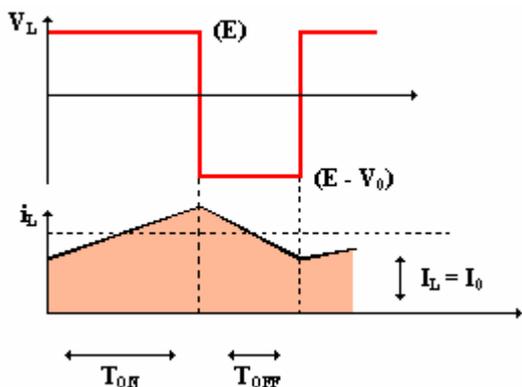


Fig. 10.17 Tensión e intensidad en la bobina, para régimen de corriente continuada.

El incremento de i_L durante el cierre del interruptor tiene que ser igual al decremento experimentado por la misma cuando el interruptor se abre. Este hecho es determinante a la hora del cálculo de la relación de voltajes, de tal forma que si se parte de las ecuaciones [E 10.25] y [E 10.26]:

$$I_{L(MAX)} - I_{L(MIN)} = \left(\frac{E}{L}\right)\delta T \quad \text{E 10.27}$$

$$I_{L(MIN)} - I_{L(MAX)} = \left(\frac{E - V_O}{L}\right)(1 - \delta)T \quad \text{E 10.28}$$

Igualando estas dos ecuaciones obtenemos la relación de transformación:

$$\boxed{\frac{V_O}{E} = \frac{1}{1 - \delta}} \quad \text{E 10.29}$$

Si se considera que no existen pérdidas, la potencia de entrada debe ser la misma que la potencia obtenida a la salida del convertidor, $P_E = P_O$.

$$E I_E = V_O I_O$$

y por tanto:

$$\boxed{\frac{I_O}{I_E} = (1 - \delta)} \quad \text{E 10.30}$$

A partir de la ecuación que indica la razón de tensiones, [E 10.29], se puede apreciar el carácter elevador de tensión que presenta este convertidor. A medida que el ciclo de trabajo aumenta, el valor de V_O es mayor. Esta ecuación implica que la tensión de salida puede ser tan grande como se desee. No obstante, en el análisis precedente no se ha tenido en cuenta el carácter real de los componentes. De hecho, la bobina presentará un cierto carácter resistivo que se hace claramente patente conforme aumenta el ciclo de trabajo, de tal forma que cuando este último se va acercando a la unidad, la

tensión de salida disminuye en vez de aumentar. Es por ello que para prevenir este problema sea necesario limitar el ciclo de trabajo por debajo de un valor crítico.

Corrientes por los elementos del circuito.

En la figura 10.18 se ofrecen las corrientes que circulan por cada uno de los dispositivos a lo largo de un ciclo del convertidor. Sería interesante determinar el valor de $I_{L(MAX)}$ e $I_{L(MIN)}$, para que así queden definidas el resto de intensidades. Para ello partiremos de la igualdad entre la potencia de entrada y la de salida:

$$P_E = 0.5(I_{L(MAX)} + I_{L(MIN)})E$$

$$P_O = \frac{V_O^2}{R}$$

Igualando ambas expresiones así como utilizando la razón de transformación dada por la ecuación [E10.29], se tiene:

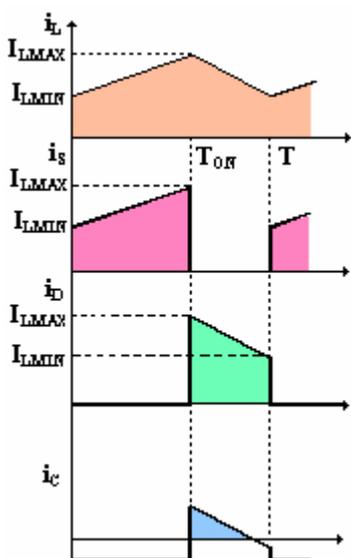
$$I_{L(MAX)} + I_{L(MIN)} = \frac{2E}{R(1-\delta)^2}$$

$$I_L = \frac{E}{R(1-\delta)^2}$$

Combinando esta ecuación con las expresiones [E 10.28] y [E 10.29], se obtiene:

$$I_{L(MIN)} = \frac{E}{R(1-\delta)^2} - \frac{E}{2L} \delta T = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \tag{E 10.31}$$

$$I_{L(MAX)} = \frac{E}{R(1-\delta)^2} + \frac{E}{2L} \delta T = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \tag{E 10.32}$$



Con estos valores y conociendo el valor de la corriente por la carga, $I_o = V_o/R$, se puede determinar el valor de la corriente circulante por el condensador, tal y como se refleja en la figura 10.18.

Fig. 10.18
Principales intensidades presentes en el convertidor BOOST.

Como ya se ha dicho el convertidor opera al límite del modo C.C. si la intensidad en la bobina se anula cuando el ciclo del convertidor pone a su fin. Por tanto, si la ecuación [E 10.31] se iguala a cero se podrá obtener el valor mínimo de inductancia, manteniendo el ciclo de trabajo constante, para que el convertidor opere en régimen continuado.

$$I_{L(MIN)} = \frac{E}{R(1-\delta)^2} - \frac{E}{2L} \delta T = 0$$

Resolviendo esta ecuación:

$$L_{CRITICA} = \frac{RT}{2} \delta(1-\delta)^2 \quad \text{E 10.33}$$

Una inductancia cuyo valor se encuentre por debajo de la **inductancia crítica**, supuestos unos valores de E y δ fijos, le conferirá al convertidor un régimen de operación en C.D.

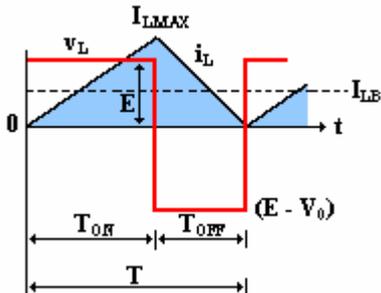


Fig. 10.19 Tensión e intensidad en la bobina en el límite de ambos modos de funcionamiento: C.C. y C.D.

La figura 10.19 muestra las formas de onda correspondientes a un convertidor elevador operando al límite del régimen continuado. El valor de la corriente media circulante por la bobina en este caso es:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{L(MAX)} \quad \text{E 10.34}$$

Rizado en la tensión de salida.

El rizado de la tensión de salida se puede obtener, para un régimen de C.C., sí se observa la figura 10.20, en donde además de aparecer la tensión en el condensador, viene indicada la corriente circulante por el diodo D. Si se supone que el rizado que presenta la intensidad por el diodo fluye a través del condensador, mientras que su valor medio escapa hacia la carga, el área que aparece sombreada en esta misma figura representa la carga ΔQ . Por tanto, el rizado de la tensión de salida podrá expresarse como:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o \delta T}{C} \quad \text{E 10.35}$$

Si la corriente de salida se supone que presenta un valor constante e igual a su valor medio:

$$\Delta V_o = \frac{V_o \delta T}{R C} \Rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \delta \frac{T}{\tau} \quad \text{E 10.36}$$

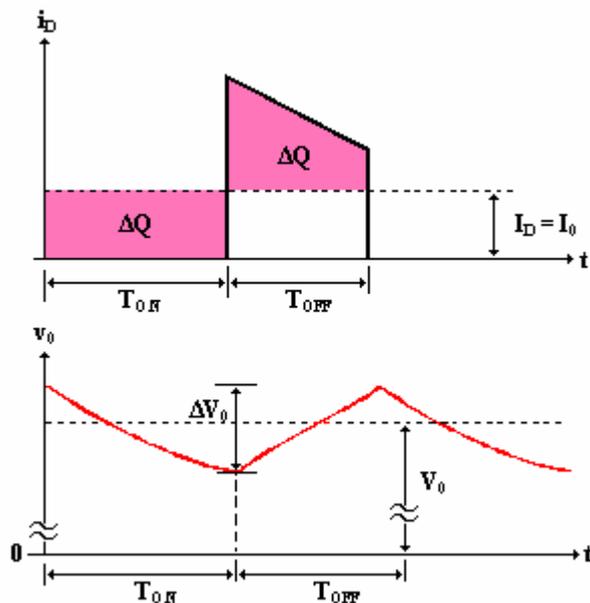


Fig. 10.20 Cálculo del rizado de la tensión de salida para régimen de corriente continuada.

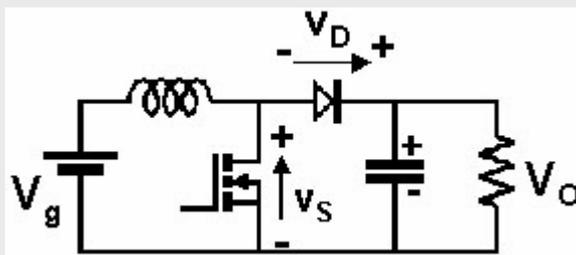
Donde $\tau = RC$.



PROBLEMA 10.3

Sea el convertidor boost (indirecto-elevador) de la figura en el que $V_g = 40V$, $V_0 = 150V/25\Omega$, $L = 200\mu H$, $T = 200\mu s$. Determinar:

- Valor del ciclo de trabajo y formas de onda más importantes.
- Valor de I_{max} e I_{min} .
- Corriente media por el diodo.
- Valor eficaz de la corriente por la capacidad.
- Inductancia crítica.
- Valor de la capacidad para obtener un rizado de tensión de 0.5V.



Solución: A) 0.733; B) 7,83A, 37.17A; C) 6A; D) 10.87A; E) 0.13mH; F) 1760μF.



Problema10_3.cir

[Fisher]

PROBLEMA 10.4

Diseñar un convertidor elevador que presente una salida de 30V a partir de una fuente de 12 V. La corriente en la bobina será permanente y el rizado de la tensión de salida debe ser menor que el 1%. La carga es una resistencia de 50 Ω y se supone que los componentes son ideales.

Solución:

En primer lugar calculamos el ciclo de trabajo

$$\delta = 1 - \frac{V_s}{V_o} = 1 - \frac{12}{30} = 0,6$$

Si seleccionamos una frecuencia de conmutación de 25kHz, superior al rango auditivo, podemos obtener la inductancia mínima para corriente permanente

$$L_{min} = \frac{\delta \cdot (1 - \delta)^2 R}{2f} = \frac{0,6 \cdot (1 - 0,60)^2 \cdot 50}{2 \cdot 25000} = 96\mu H$$

Con el fin de tener un margen para asegurar corriente permanente, definimos $L = 120\mu H$. Observar que L y f se han seleccionado arbitrariamente, y que existen otras combinaciones que producirán corriente permanente.

$$I_L = \frac{V_s}{(1 - \delta)^2 R} = \frac{12}{(1 - 0,6)^2 \cdot 50} = 1,5 A$$

...

...

$$\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_S \delta T}{2L} = \frac{12 \cdot 0,6}{2 \cdot 120 \cdot 10^{-6} \cdot 25000} = 1,2 \text{ A}$$

$$I_{\max} = 1,5 + 1,2 = 2,7 \text{ A}$$

$$I_{\min} = 1,5 - 1,2 = 0,3 \text{ A}$$

Calculamos el rizado de la tensión de salida

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\delta}{RCf} < 1\%$$

$$C > \frac{\delta}{Rf(\Delta V_o/V_o)} = \frac{0,6}{50 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 0,01} = 48 \mu\text{F}$$

10.2.3 CONVERTIDOR BUCK-BOOST (ELEVADOR-REDUCTOR)

Introducción

En esta configuración básica, la salida del convertidor puede ser mayor o menor que la tensión de entrada.

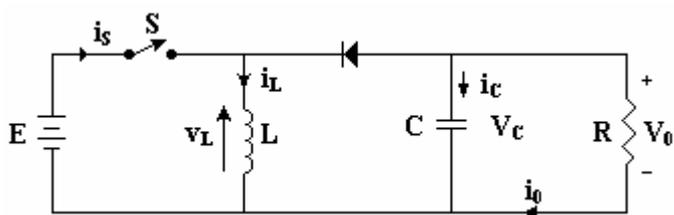


Fig. 10. 21
Convertidor BUCK-BOOST.

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta}{1 - \delta}$$

E 10. 37

Modo de operación

En la figura 10.22 se ofrece los dos modos de funcionamiento en los que puede operar este convertidor. Cuando el interruptor S se cierra (figura 10.22.a), la fuente primaria de tensión se conecta a la bobina, al mismo tiempo que el diodo D queda polarizado en inverso. Como consecuencia de esto, la intensidad que circula por la inductancia crece linealmente, almacenando la bobina energía. Transcurrido el T_{ON} del convertidor, el interruptor se abre (figura 10.22.b), con lo que la energía almacenada previamente en la bobina se transfiere a través del diodo, al resto del circuito. Durante este intervalo, T_{OFF} del convertidor, la fuente no suministra ningún tipo de energía.

Régimen C.C.

Relación de tensiones. Razón de conversión.

Como ya se ha dicho, al cerrarse el interruptor, la tensión de la fuente se refleja sobre la bobina, por lo que la intensidad circulante por esta misma quedará definida por la siguiente ecuación:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L}$$

E 10. 38

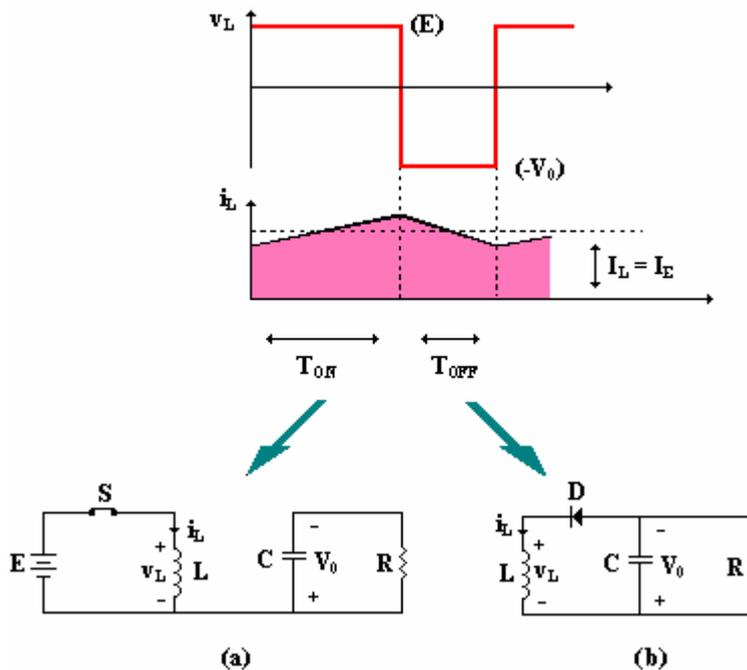


Fig. 10.22 Tensión e intensidad en la bobina. Circuito equivalente para cada estado del interruptor: a) cerrado y b) abierto.

Integrando entre 0 y T_{ON} :

$$I_{L(MAX)} - I_{L(MIN)} = \frac{E}{L} \delta T \quad \text{E 10.39}$$

Por otro lado, cuando el interruptor se abre, la pendiente de i_L vendrá dada por:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_C}{L} \quad \text{E 10.40}$$

y por tanto:

$$I_{L(MIN)} - I_{L(MAX)} = -\frac{V_C}{L} (1 - \delta) T \quad \text{E 10.41}$$

Igualando la ecuación [E 10.39] con esta última resulta la siguiente relación de voltajes que adelantábamos anteriormente:

$$\boxed{V_C = V_O = \frac{\delta}{1 - \delta} E} \quad \text{E 10.42}$$

De esta ecuación se extrae que para valores de $\delta < 0.5$, la tensión de salida es inferior a la de al salida, mientras que si $\delta > 0.5$, la tensión de salida será superior.

Si se considera que la potencia entregada por la fuente es equivalente a la existente a la salida del convertidor, entonces:

$$\boxed{\begin{aligned} P_E &= P_O \\ \frac{I_O}{I_E} &= \frac{1 - \delta}{\delta} \end{aligned}} \quad \text{E 10.43}$$

Corrientes circulantes por el circuito.

En la figura 10.23 se ofrecen las formas de onda de las corrientes que circulan por cada uno de los elementos del circuito. Como puede observarse, es preciso calcular $I_{L(MIN)}$ e $I_{L(MAX)}$ para determinar el valor de las mismas.

TEMA 10: INTRODUCCIÓN A LAS CONFIGURACIONES BÁSICAS DE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN CONMUTADAS

A partir de esta misma figura se puede deducir la corriente media circulante por el interruptor S, que es la misma que la entregada por la fuente.

$$I_S = I_E = \left(\frac{I_{L(MIN)} + I_{L(MAX)}}{2} \right) \delta$$

Por tanto, la potencia media entregada por la fuente puede expresarse como:

$$P_E = E I_E = \left(\frac{I_{L(MIN)} + I_{L(MAX)}}{2} \right) \delta E$$

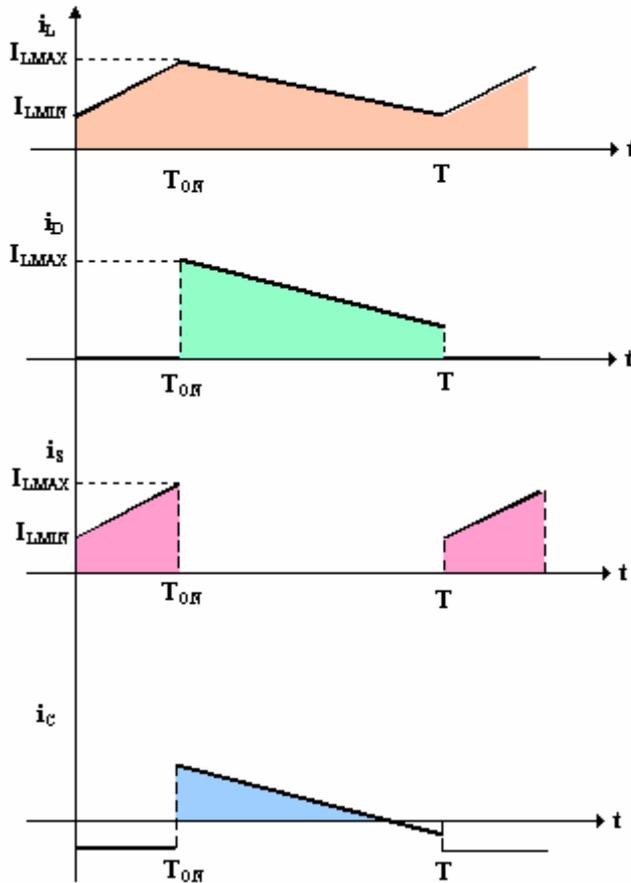


Fig. 10. 23 Intensidades características de un convertidor BUCK-BOOST.

Si se iguala la expresión de la potencia de entrada, expresada anteriormente, con la entregada a la salida del convertidor, y utilizando la ecuación [E 10.42], entonces se puede deducir el valor de $I_{L(MIN)} + I_{L(MAX)}$:

$$I_{L(MIN)} + I_{L(MAX)} = \frac{2 \delta E}{R(1 - \delta)^2}$$

Aprovechando la ecuación [E 10.41] y combinándola con la anterior se puede decir:

$$I_{L(MIN)} = \frac{\delta E}{R(1 - \delta)^2} - \frac{E \delta T}{2} L = I_L - \frac{\Delta I_2}{2} \quad \text{E 10. 44}$$

$$I_{L(MAX)} = \frac{\delta E}{R(1 - \delta)^2} + \frac{E \delta T}{2} L = I_L + \frac{\Delta I_2}{2} \quad \text{E 10. 45}$$

Condición de corriente continuada.

Como ya se ha indicado, para asegurar el régimen de corriente continuada, la corriente no debe hacerse cero dentro del periodo del convertidor. El caso crítico, que configura frontera entre ambos modos de operación, vendrá determinado por la anulación de la corriente en el mismo instante en el que concluye el periodo del convertidor. Por lo tanto, a partir de la ecuación [E 10.44] se puede calcular el valor de inductancia mínima para asegurar un modo de operación C.C.

$$I_{L(MIN)} = 0 = \frac{\delta E}{R(1-\delta)^2} - \frac{\delta E T}{2} L$$

$$L_{CRITICA} = \frac{RT}{2}(1-\delta)^2 \quad \text{E 10. 46}$$

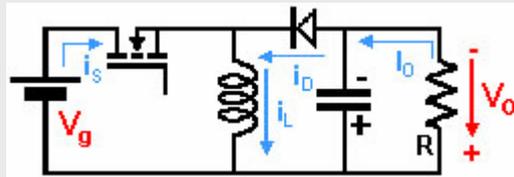
Rizado de la tensión de salida.

Se puede demostrar que: $\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{\delta}{RCf}$

PROBLEMA 10.5

Sea el convertidor de la figura, que se usa para obtener un voltaje negativo V_0 desde una fuente positiva V_g . Datos: $V_0=60V$; $L=400\mu H$; $f=1KHz$. Determinar:

- A) Expresar V_0/V_g en función de t_{on}/T y dibujar la tensión en extremos de la bobina para $V_g=40V$, sabiendo que el valor medio de la corriente por la bobina es de 100A.
- B) Dibujar la corriente instantánea a través del transistor y del diodo.
- C) Valor medio de la corriente por el transistor.
- D) Calcular la corriente de salida
- E) Dibujar la corriente instantánea en extremos del condensador.



Solución: C) 60A; D) 40A.

[Fisher]



PROBLEMA 10.6

El circuito reductor-elevador de la figura 10.21 presenta los siguientes parámetros:

$$V_s = 24V; \delta = 0,4; R = 5 \Omega; L = 100\mu; C = 400\mu F; f = 20kHz$$

Calcular la tensión de salida, la corriente en la bobina y el rizado de salida.

Solución: $V_O = -16V$; $I_L = 5,33A$, $I_{max} = 7,73A$, $I_{min} = 2,93A$; $\Delta V_O / V_O = 1\%$



En la práctica las formas de onda reales no son perfectamente cuadradas como las que se han visto anteriormente. Hay que tener en cuenta la no idealidad de los elementos empleados (transistor, bobina, condensador). Además la presencia de capacidades parásitas en los componentes, inductancias parásitas en las conexiones y el layout del circuito que producen resonancia de las formas de onda.



Dimensionado de los semiconductores [10_3]



No idealidades en el convertidor a [10_4]



No idealidades en el convertidor b [10_5]



Ejemplo [10_6]



Formas de onda reales [10_7]

10.3 Resumen convertidores estudiados

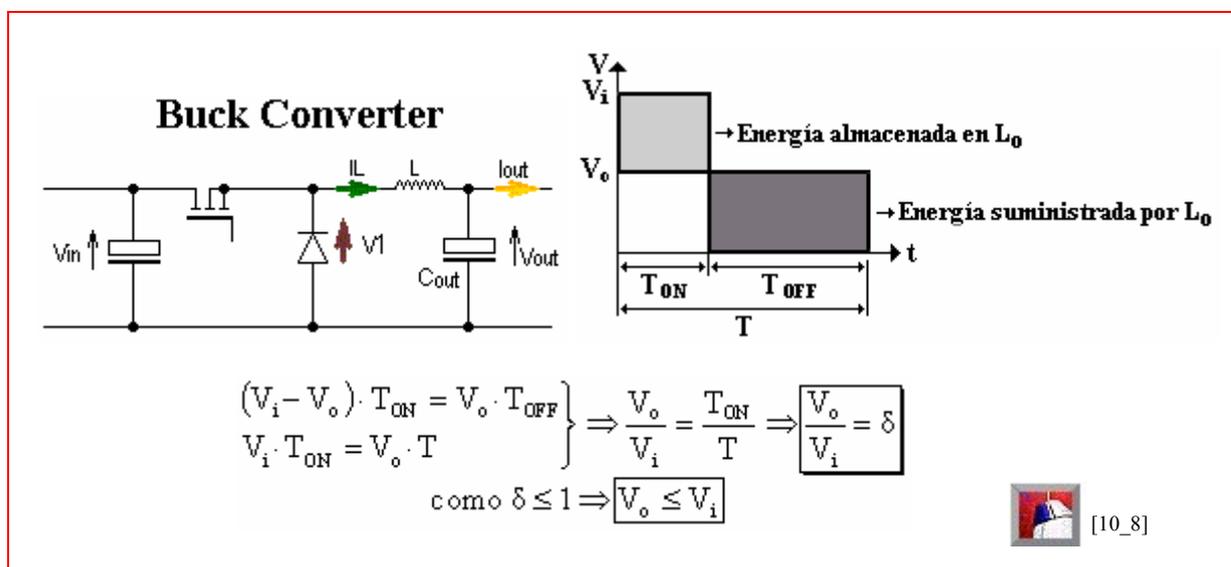


Fig. 10. 24 Buck Converter

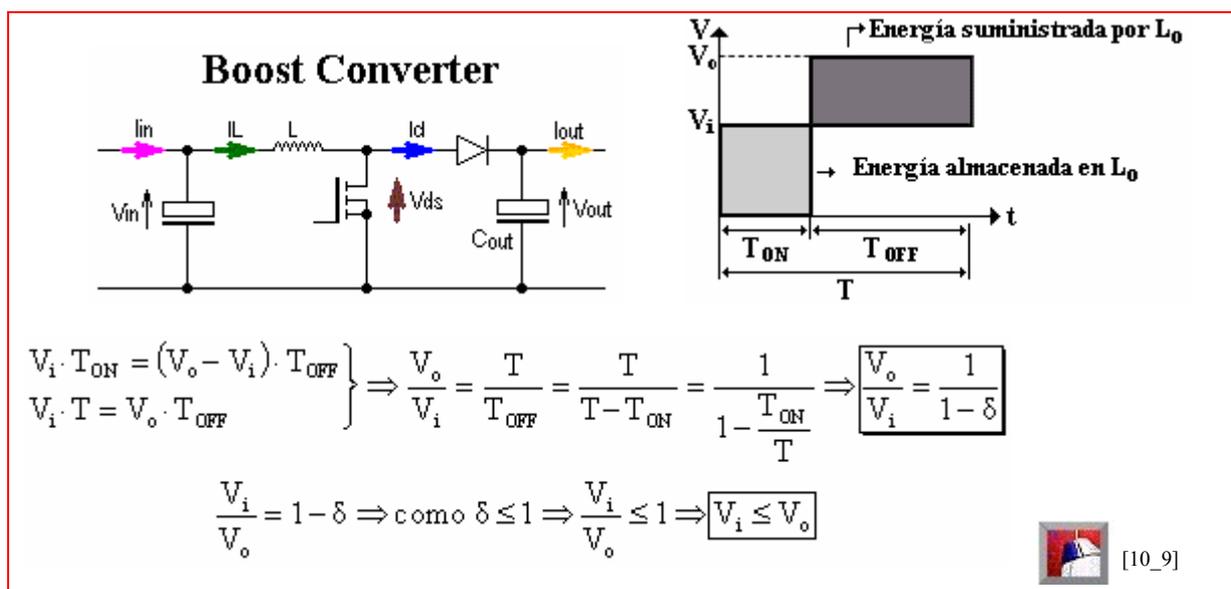


Fig. 10. 25 Boost Converter

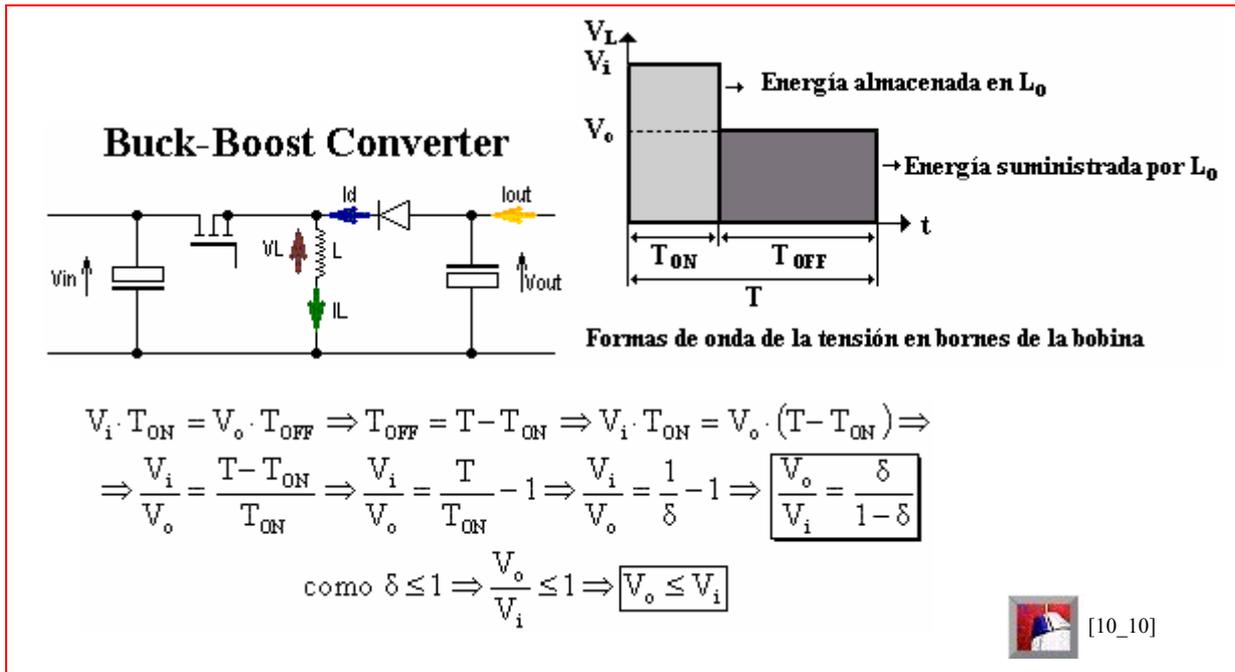


Fig. 10. 26 Buck-Boost Converter

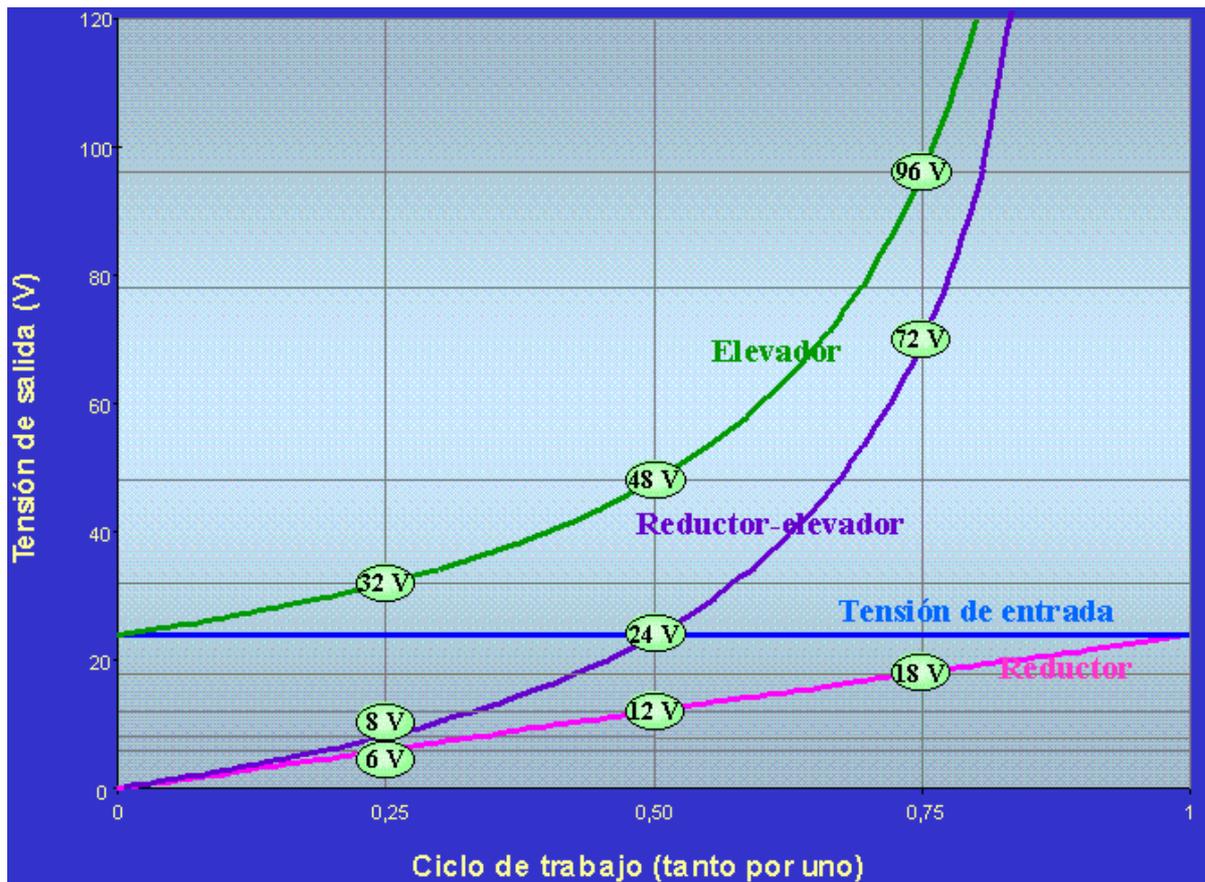


Fig. 10. 27 Variación de la tensión de salida en función del ciclo de trabajo para los distintos convertidores



LM78S40
[10_11]



Bibliografía básica para estudio

HART, Daniel W. *Electrónica de Potencia*. Ed. Prentice Hall. Madrid 2001. ISBN 84-205-3179-0

FISHER, M. *Power electronics*. PWS-KENT, 1991

Bibliografía ampliación

GARCERÁ G. *Convertidores conmutados: circuitos de potencia y control*. SPUPV 1998.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS W. P. *Power electronics: Converters, Applications and Design*. Ed. John Wiley & Sons, Inc., 1989.

MUÑOZ, J. L.; HERNANDEZ J. *Sistemas de alimentación conmutados*. Paraninfo, 1997.

SIMON S. ANG. *Power-switching converters*. Ed. Marcel Dekker, 1995.

RASHID, M. H. *Electrónica de Potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. 3ª Edición. Prentice Hall, 2004.