



**Facultad de Ingeniería,
Área Departamental Electrotecnia,
Universidad Nacional de La Plata**

Cuadernillo, Electrónica de Potencia, E218-02, Marzo de 2007.

Monografía Tema:

Conceptos sobre Fuentes Conmutadas

Autor:

Martín Pantaleo

Ayudante alumno de la cátedra Electrónica de Potencia

Supervisión: Sergio A. González,
Prof Interino de Electrónica de Potencia

Marzo de 2007

CONTENIDO

INTRDUCCIÓN.....	2
------------------	---

CONVERTIDORES DIRECTOS

1. CONVERTIDOR REDUCTOR(BUCK).....	4
1.1- MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA.....	4
1.2- MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA.....	7
1.3- RIPPLE EN LA TENSIÓN DE SALIDA V_o	13
2. CONVERTIDOR ELEVADOR (BOOST).....	15
2.1- MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA.....	15
2.2- MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA.....	18
2.3- RIPPLE EN LA TENSIÓN DE SALIDA V_o	22

CONVERTIDORES INDIRECTOS

3. CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR.....	23
3.1- MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA.....	23
3.2- MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA.....	25
3.3- RIPPLE EN LA TENSIÓN DE SALIDA V_o	29

CONVERTIDORE AISLADOS DE LÍNEA

4. CONVERTIDOR FLYBACK.....	32
5. CONVERTIDOR FORWARD.....	37
6. CONVERTIDOR PUSH-PULL.....	43
7. CONVERTIDOR HALF-BRIDGE.....	49
8. CONVERTIDOR FULL-BRIDGE.....	52
9. BIBLIOGRAFÍA.....	54

Conceptos sobre Fuentes Conmutadas

INTRODUCCIÓN

Un regulador de tensión provee un voltaje de salida constante, bajo cambios en la línea de alimentación o condición de carga. Los reguladores lineales tienen poca eficiencia, puesto que una significativa cantidad de la potencia de entrada es disipada en el elemento de paso del regulador.

En ciertas aplicaciones, estas dificultades pueden ser resueltas usando una fuente de tensión de modo conmutado, también llamada fuente switching.

Los reguladores lineales serie controlan el voltaje de salida, variando la caída de tensión en el elemento de paso conectado en serie con la carga, con lo cual sólo puede esperarse regulación de tensiones menores a la de entrada. El transistor de potencia está operando en la región lineal, y conduce corriente continua.

Los reguladores de conmutación, por el contrario, controlan el flujo de potencia a la carga, cerrando o abriendo una o más llaves de potencia conectadas en serie o en paralelo con la carga y haciendo uso de elementos que almacenan energía inductiva y capacitiva para convertir la corriente pulsante en continua. Estos reguladores permiten entregar a la carga tensiones mayores o menores que la de entrada, e inclusive invertir el sentido de corriente (convertidores de 4 cuadrantes).

La forma de operación de un regulador de modo conmutado difiere del de un regulador lineal, puesto que en el primero el transistor de paso se utiliza como llave y opera en estado de saturación o corte.

De esta forma, la potencia es transmitida a través del dispositivo de paso en pulsos de corriente, en lugar de transmitirse como un flujo de corriente ininterrumpida.

La mayor ventaja de los reguladores de conmutación sobre los lineales es su mayor eficiencia. Cuando el elemento de paso está cortado, no hay corriente a través de él, y así no disipa potencia; cuando está saturado, su caída de tensión es despreciable, y así éste disipa sólo una pequeña cantidad de potencia.

Por lo tanto en ambos casos, muy poca potencia es disipada en el elemento de paso, y casi toda la potencia es transferida a la carga. Así es como se logra una alta eficiencia, típicamente entre 70 y 90%.

COMPARACIÓN ENTRE FUENTES LINEALES Y FUENTES CONMUTADAS

FUENTES LINEALES:

En los reguladores lineales la función de aislamiento de la red la realiza un transformador de 50 Hz antes de la rectificación, resultando el mismo, un elemento pesado y voluminoso.

La regulación de tensión se realiza por medio de un transistor operando en la región activa, lo cual trae aparejado una gran disipación de potencia alcanzándose rendimientos de un 30 a 60%.

Utilizan circuitos simples de menor costo los cuales pueden ser considerados a la hora de trabajar con bajas potencias (<25w).

No producen EMI.

FUENTES CONMUTADAS:

En las fuentes de tensión en modo conmutado el transformador está ubicado luego de la llave, de forma de trabajar a una frecuencia mucho mayor y por consiguiente, su tamaño y su peso se reducen notablemente.

Utiliza dispositivos semiconductores operando como llaves lo cual produce baja disipación de potencia. Puede alcanzarse eficiencias de entre 70 y 90%.

Generan mas ruido y mas ripple.

Su respuesta transitoria es más lenta ante cambios en la línea o en la carga.

Los circuitos que implementan estas fuentes son mas complejos.

Deben tomarse medidas adecuadas para la prevención de EMI.

En la Figura 1 se muestran dos esquemas, uno de reguladores lineales y otro de conmutación. En el primero (Figura 2a), la señal de error controla el elemento de paso, dando como salida la tensión continua aplicada a la carga. En el segundo caso (Figura 2b), el elemento de paso genera un tren de pulsos de amplitud y frecuencia constante modulados en ancho, requiriéndose una red que los transforme en una tensión continua (filtrado).

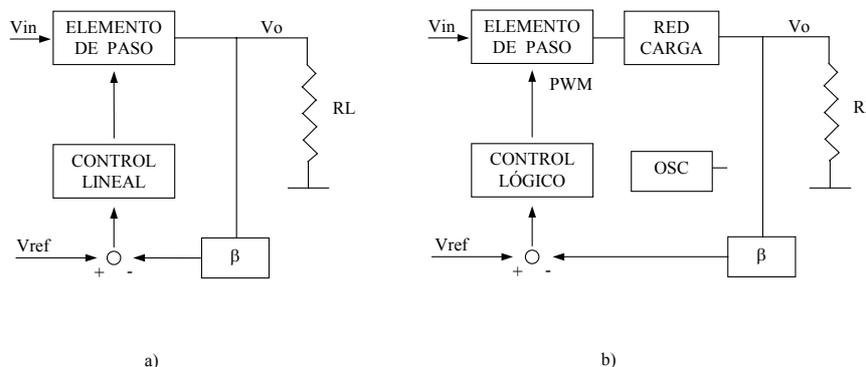


Figura 1

El voltaje de salida es sentido por medio de un divisor resistivo y conectado a la entrada del amplificador de error. Este amplificador compara esta señal con la tensión de referencia. Su salida, por intermedio de un circuito lógico, provoca el cambio en el ancho del pulso para mantener la tensión de salida constante.

Si la frecuencia con que conmuta la llave es lo suficientemente elevada, el tamaño del inductor, transformador y capacitor, disminuye considerablemente.

La tensión continua requerida para alimentar estos reguladores puede provenir de la tensión de línea rectificadas con poco filtrado, puesto que el ripple de tensión de entrada puede ser rechazado si el control varía adecuadamente el tiempo de conducción del transistor.

CONVERSORES DIRECTOS

1. CONVERTIDOR REDUCTOR(BUCK)

Un convertidor reductor básico se muestra en la Figura 1. Como su nombre lo indica el convertidor reductor, también llamado “*forward*”, establece una tensión de salida V_o menor que la tensión de entrada V_i . El convertidor puede funcionar de dos modos dependiendo de la continuidad de la corriente sobre el inductor L . Cuando la corriente es diferente de cero durante el período de conmutación el convertidor opera en modo de conducción continua (MCC). En cambio cuando la corriente del inductor es cero durante un intervalo de tiempo dentro del período de conmutación se está en presencia del modo de conducción discontinua (MCD).

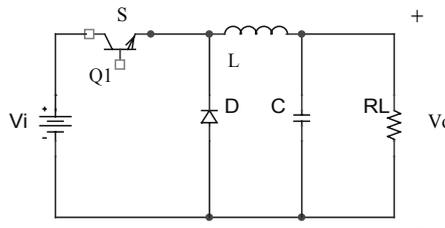


Figura 2: Topología de un convertidor reductor

Se analizara cada modo de operación por separado siguiendo las siguientes suposiciones

1. El análisis se realizará considerando régimen permanente o en estado estacionario de funcionamiento del convertidor.
2. La tensión de salida V_o está libre de ondulación o ripple. Se supone que la frecuencia impuesta por L y C , es suficientemente menor que la frecuencia de conmutación de la llave.
3. Tanto las llaves como los elementos pasivos son ideales. Significa que se desprecia la caída de tensión sobre los dispositivos semiconductores y no existen pérdidas de potencia en la conmutación de las llaves, ni pérdidas de potencia en los elementos pasivos.

1.1. MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA

En la Figura 3a) se muestra el comportamiento del convertidor durante el

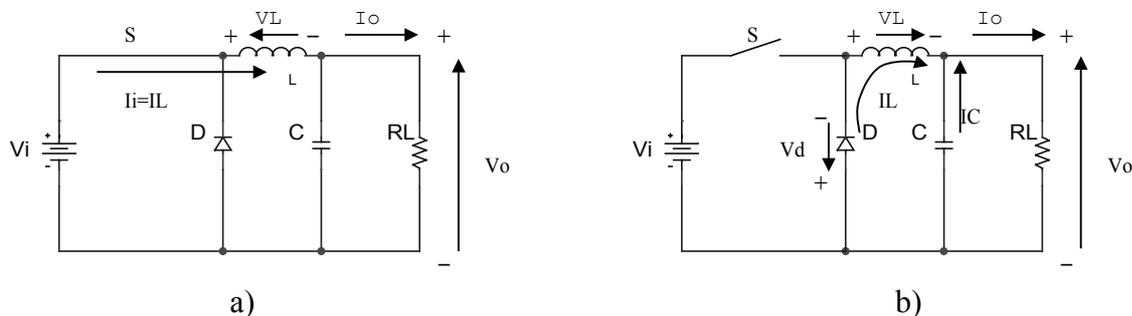


Figura 3: a) Circuito resultante del convertidor con S ON, b) Circuito resultante del convertidor con S OFF

intervalo de tiempo (t_c) en que la llave S permanece cerrada, y en la Figura 3b) se muestra el comportamiento del convertidor durante el intervalo de tiempo ($T-t_c$) en que

la llave S permanece abierta, siendo T el período de conmutación. Se define el ciclo de trabajo D como el cociente entre tc y el tiempo total T de la forma:

$$D = \frac{tc}{T}$$

con $T = \frac{1}{f_{conmutación}}$.

Observando la Figura 3a), la tensión de alimentación Vi se aplica a un extremo del inductor L. Bajo la suposición de que Vo es constante entonces la tensión sobre L toma el valor Vi – Vo. Por definición la corriente en un inductor se expresa como:

$$iL = \frac{1}{L} \int v_l dt \quad (1)$$

En el instante inicial en que se cierra la llave se supone que la corriente por el inductor tiene el valor inicial i_{Lmin} . Por otro lado el diodo queda polarizado en inversa y la corriente se cierra a través de S. Resolviendo la ecuación (1) y considerando que la corriente inicial por el inductor es distinta de cero, resulta la siguiente expresión de iL:

$$iL(t) = \frac{(Vi - Vo) t}{L} + i_{Lmin} \quad 0 < t < tc \quad (2)$$

Como Vi es mayor a Vo la corriente crece linealmente en el tiempo, produciendo un incremento de la energía almacenada en el inductor. En la Figura 4 A) se aprecia la tensión aplicada al inductor como resultado del cierre de S y en la Figura 4 D) se observa la corriente por el inductor. Al cabo del tiempo tc, la corriente por el inductor se habrá incrementado el siguiente valor:

$$\Delta iL = \frac{(Vi - Vo)}{L} DT \quad (3)$$

respecto de su valor inicial i_{Lmin} .

Cuando la llave S se abre la corriente por el inductor alcanzó el valor $i_{Lmáx} = i_{Lmin} + \Delta iL$. En este instante la corriente por el inductor es distinta de cero por lo tanto se induce una tensión sobre L, para sostener dicha corriente. El signo de la tensión inducida es tal que polariza en directa al diodo D, y su valor se enclava al valor de tensión Vo de salida, impuesta por el capacitor C, Figura 4A).

Tomando nuevamente la definición dada por (1), la corriente por el inductor toma la forma:

$$iL(t) = i_{Lmáx} - \frac{Vo}{L} (t - tc) \quad tc < t < T \quad (4)$$

Durante este intervalo de tiempo la corriente por el inductor decrece linealmente según (4) hasta alcanzar el valor de i_{Lmin} , al final del intervalo. Como se observa en Figura 4C) la corriente del diodo D es la corriente del inductor, durante este intervalo de tiempo. En estado estacionario toda la energía acumulada en el inductor L durante tc, es entregada durante el intervalo T-tc, de tal modo que la corriente disminuye en la cantidad:

$$\Delta iL = \frac{Vo}{L} (1 - D)T \quad (5)$$

Por lo tanto en estado estacionario las expresiones (4) y (5) son iguales, la energía almacenada durante tc es la misma que la liberada en T-tc, por lo tanto:

$$\frac{(V_i - V_o)}{L} DT = \frac{V_o}{L} (1 - D)T$$

$$(V_i - V_o)D = V_o(1 - D)$$

Resolviendo se obtiene:

$$V_o = D.V_i$$

Por lo tanto la **relación de conversión** del convertidor reductor, resulta

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = D} \quad (6)$$

La relación de conversión dada por (6) es lineal entre la tensión media de salida V_o y la tensión media de entrada V_i , cuya proporcionalidad está dada por el ciclo de trabajo D . En la Figura 5 se representa la variación relativa de V_o respecto de V_i al varía el ciclo de trabajo D de la llave S , que es siempre mayor que cero. Cuando $D = 0$, la llave está abierta durante todo el período de conmutación y la tensión a la salida es nula. Mientras que cuando $D = 1$, S está permanentemente cerrada y la tensión de salida es exactamente V_i , que es el máximo valor de tensión posible a la salida. En la practica los rangos de D se ven restringidos entre un 10% a un 90% del rango total.

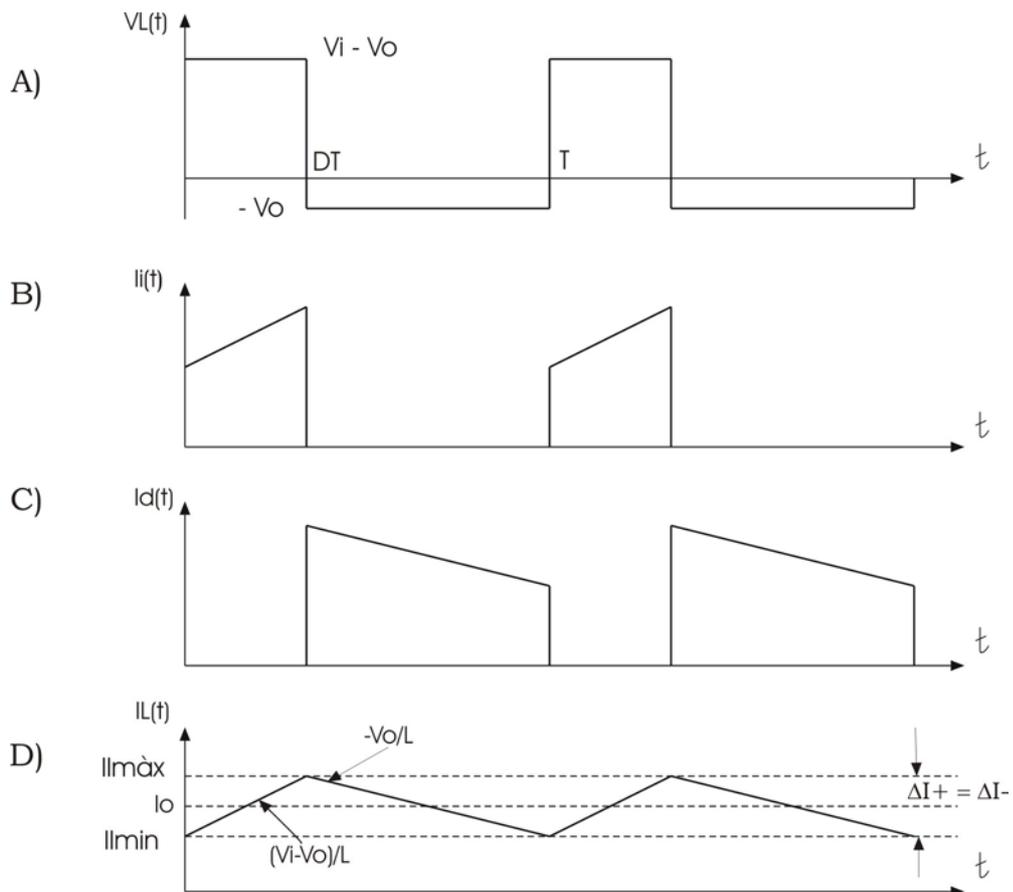


Figura 4: Formas de onda; A) Tensión v_L sobre el inductor, B) Corriente de batería, C) Corriente por el diodo, D) Corriente por el inductor L.

Una manera diferente de encontrar la relación de conversión es calculando el valor medio de tensión sobre el inductor, Figura 4A). En estado estacionario la tensión media sobre el inductor debe ser nula, por lo tanto se puede expresar que:

$$VL = \frac{1}{T} \int_T vL \cdot dt = 0 \quad (7)$$

Resolviendo la integral resulta

$$VL = (Vi - Vo)DT + (-Vo)(1-D)T = 0$$

Despejando Vo de esta ecuación resulta nuevamente la expresión (6)

$$\frac{Vo}{Vi} = D$$

Considerando que el convertidor posee un rendimiento del 100% la potencia consumida en la carga es igual a la tomada de la fuente Vi, por lo tanto se puede escribir que:

$$Pi = Po$$

$$Vi \cdot Ii = Vo \cdot Io$$

Finalmente de esta igualdad resulta la relación entre corrientes medias de entrada y salida como

$$\boxed{\frac{Ii}{Io} = D} \quad (8)$$

Esta relación de conversión de corrientes es exactamente inversa a la de tensiones dada en (6). De las relaciones (6) y (8) se desprende que el convertidor de CC a CC reductor actúa como un “transformador” en corriente continua cuya relación de conversión es D.

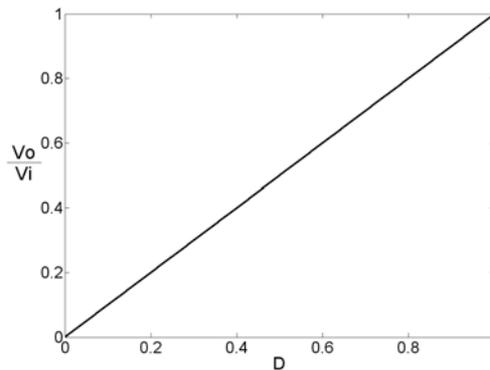


Figura 5: Relación Vo/Vi en función del ciclo de trabajo D

1.2. MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA

En la Figura 6 se muestra diferentes condiciones de carga del convertidor reductor. Siendo la corriente de carga Io igual al valor medio de corriente en el inductor IL a medida que se reduce Io se reduce IL como se ve en los casos (1), (2) y (3). La condición (1) corresponde a una corriente de carga que establece el modo de conducción continua sobre el inductor. La condición de carga (2) es una condición particular donde la corriente IL se anula al final el ciclo de conmutación y es denominada modo de conducción crítica. En este caso IL es exactamente la mitad de la variación de corriente por el inductor. Si la corriente demandada por la carga se reduce, entonces también lo debe hacer el área encerrada bajo la curva de la corriente por el

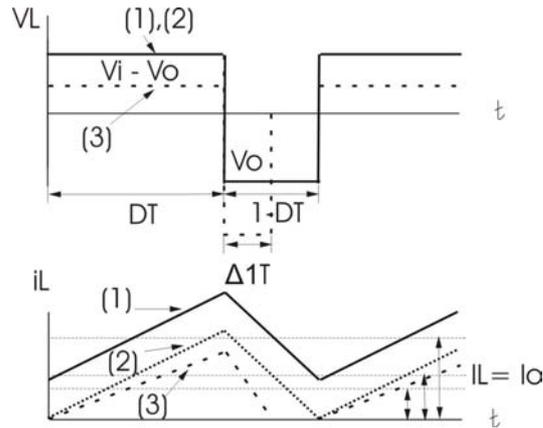


Figura 6: Tensión y corriente por el inductor en MCC, modo crítico y en MCD.

inductor, como lo indica la condición de carga (3). En este caso el convertidor pasa a operar en MCD. En realidad el inductor intenta invertir el sentido de la corriente, antes de finalizar el ciclo de conmutación, pero la presencia del diodo D en serie con la inductancia lo impide, forzando a permanecer nula hasta iniciarse el próximo ciclo de conmutación. Al cortarse el diodo, la tensión de salida V_o queda completamente aplicada sobre éste, por lo tanto la tensión sobre el inductor L se anula como se ve en la Figura 6. En estado estacionario se debe seguir cumpliendo la condición (7), por lo tanto la tensión V_o debe crecer respecto de su valor en MCC.

Es útil saber, para un dado valor de inductancia cual es la corriente crítica del inductor, o sea la mínima corriente i_L para permanecer en conducción continua.

Observando la corriente de la Figura 6 y planteando el valor de ΔIL , obtenemos:

$$I_{L_{crit}} = \frac{1}{2} \Delta IL = \frac{DT}{2L} (V_i - V_o) \quad (9)$$

Dado que aún en condición crítica $V_o = D V_i$, entonces

$$I_{L_{crit}} = \frac{D T V_i}{2L} (1 - D) = I_{o_{crit}} \quad (10)$$

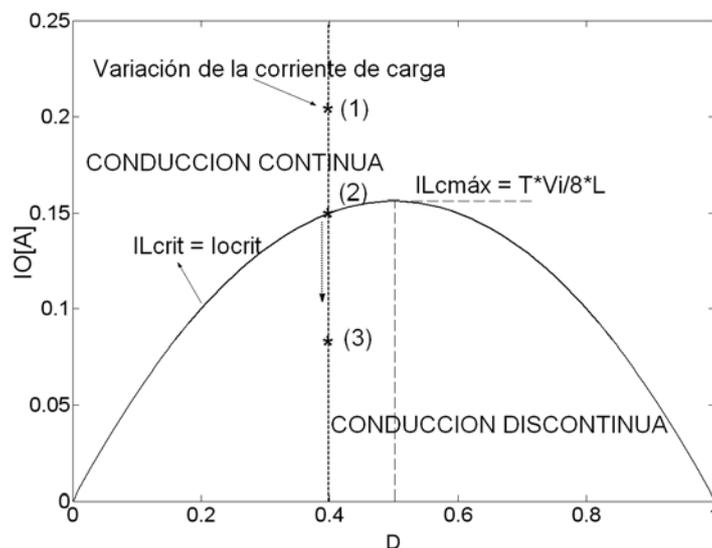


Figura 7: Variación de la corriente crítica en función del ciclo de trabajo D

En la Figura 7 se ilustra la relación (10) llevando en el eje de ordenadas el valor de IL_{crit} en función del ciclo de trabajo D , manteniendo constante a V_i , L y T . La curva representa el límite entre MCC y MCD. En la figura se muestra como se comporta el convertidor frente a una reducción de la corriente de carga. Suponiendo que la tensión de salida se mantiene constante entonces a medida que la corriente de carga se reduce, el punto de operación del convertidor se desplazará por un vertical marcada en línea punteada sobre la grafica de la Figura 7. En el punto 1 el convertidor se encuentra en MCC. La corriente de carga I_o es superior al valor $\Delta IL/2$. A medida que la corriente de carga se reduce se desciende por la vertical de $D = cte$, hasta alcanzar la condición $I_o = \Delta IL/2 = IL_{crit} = I_{o,crit}$, (punto 2). En este caso el punto de operación del convertidor está en modo crítico de funcionamiento. Si la corriente de carga continua reduciéndose y el ciclo de trabajo no cambia, entonces I_o será menor a $I_{o,crit}$ ingresando en MCD (punto 3). Dado que el ciclo de trabajo se mantuvo constante, en este punto de operación la tensión de salida V_o se elevó. (Figura 6)

Se observa que los valores críticos de la corriente de carga varían de acuerdo al valor del ciclo de trabajo empleado. Cuando $D = 0$, V_o es cero y por lo tanto no hay corriente de salida y en consecuencia no existe la condición crítica. Algo similar ocurre cuando $D = 1$. Sin embargo en el intervalo 0-1, D va cambiando el valor de corriente crítica sobre la carga. La condición más extrema se cuando $D = 0.5$. En esta situación el valor máximo de $IL_{Cmáx}$

$$IL_{Cmáx} = \frac{V_i T}{8L} \quad (11)$$

Este valor es un parámetro útil de diseño del convertidor. Para cualquier valor de corriente de carga por encima de este valor, y para cualquier valor de D , el convertidor siempre trabaja en MCC.

Bajo cualquier condición de diseño $D = 0.5$, define el máximo valor de ΔIL o ripple de corriente sobre el inductor. Este valor depende de la inductancia de diseño como se observa en la Figura 8. A medida que la inductancia de diseño crece el máximo ripple decrece.

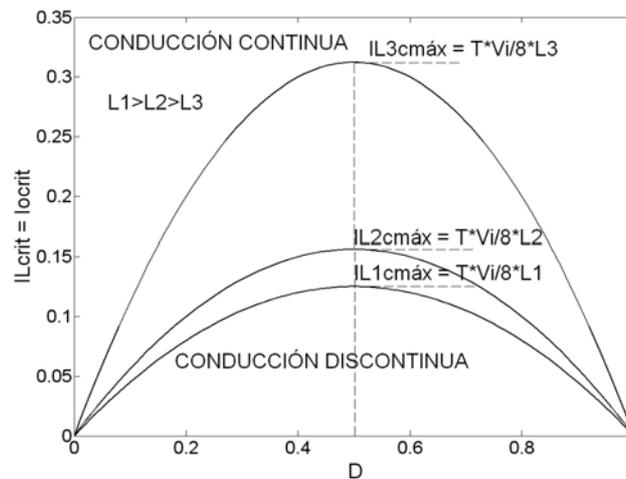


Figura 8 Corriente crítica Vs. D , para diferentes valores de inductancia L_1 , L_2 y L_3 .

Desde otro punto de vista se puede calcular la mínima inductancia requerida para permanecer en conducción continua, ante una dada corriente de carga mínima. Tomando la ecuación (10) y despejando la inductancia resulta:

$$L_{crit} = \frac{(V_i - V_o)D}{2f I_{o_{min}}} \quad (12)$$

La expresión (12) da la mínima inductancia posible para permanecer en MCC con la corriente de carga. Un valor inferior de inductancia hace ingresar al convertidor en MCD

La Figura 9 muestra diferentes condiciones posibles de operación. En las Figura 9 a), b) y c) se aprecian las formas de onda de corriente en el inductor cuando para una misma corriente de carga I_o manteniendo V_i y V_o constantes, se reduce el valor de inductancia. En a) se observa que con $L > L_{crit}$ se consigue operar en MCC, en b) se da el caso en que $L = L_{crit}$ en cuyo caso se está operando en modo crítico y en c) cuando $L < L_{crit}$ en donde se aprecia que el convertidor ingresa en MCD. También puede observarse que a medida que la inductancia decrece crece el ripple de corriente sobre ella, como es de esperar.

En las Figura 9 d, e y f) se presenta el caso visto en la Figura 7. Manteniendo V_i , V_o y los parámetros del convertidor fijo, se va reduciendo la corriente de carga. Conforme se analizó previamente podemos asociar a d) con el punto 1 de la Figura 7, a e) con el punto 2 y finalmente a c) con el punto 3). Es importante observar aquí que el ripple de corriente por el inductor se mantiene constante hasta el modo crítico y luego en MCD se reduce su amplitud.

Por lo tanto se puede concluir que si se modifica la inductancia y se mantiene constante la corriente de salida I_o , la tensión de salida V_o y la tensión de entrada V_i , estaremos

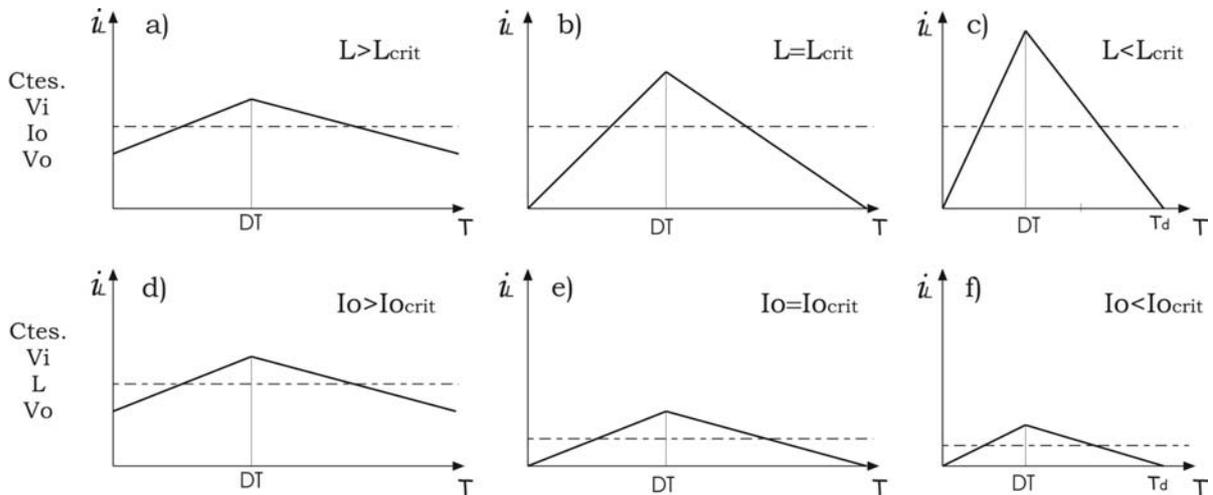


Figura 9: Corriente por el inductor; MCC para los casos a) y d), Modo crítico para los casos b) y e), MCD para los casos c) y f).

variando el ripple de corriente ΔI . Mientras que si dejamos fija la inductancia y variamos la resistencia de carga, estaremos variando la corriente media I_L sin afectar el ripple de la misma. Es por esto que para una dada inductancia L , o sea un dado ripple, obtendremos una $I_{o_{min}}$ para mantenernos en conducción continua y para una dada $I_{o_{min}}$ de carga especificada obtendremos un máximo ripple de corriente, o sea una L_{min} .

Relación de conversión en MCD

Una vez que el convertidor ingresa en MCD la relación de conversión dada por (6) dejará de ser válida. Como se indicó previamente en estado estacionario y operando el convertidor en MCD debe cumplirse la condición (7). Con ayuda de la Figura 6, resulta:

$$(V_i - V_o)DT + (-V_o)\Delta_1 T = 0$$

donde $\Delta_1 T$ es el tiempo de conducción del diodo D. Por lo tanto la relación de conversión queda:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (13)$$

Se deberá encontrar el valor de Δ_1 , que puede plantearse a partir de establecer la variación de corriente en la inductancia en función de V_o

$$\Delta IL = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T \quad (14)$$

Por otro lado la corriente media sobre el inductor es igual a la corriente I_o , por lo tanto se puede expresar que:

$$I_o = \frac{\Delta IL}{2} (D + \Delta_1) \quad (15)$$

Introduciendo (14) en (15), resulta:

$$I_o = \frac{V_o T}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad (16)$$

De la expresión (13) se despeja $(D + \Delta_1)$ y se reemplaza en (16) resultando:

$$I_o = \frac{V_i T}{2L} D \Delta_1 \quad (17)$$

Tomando la expresión del valor de corriente crítica máxima dada por (11), es posible parametrizar I_o con este valor de corriente, por lo tanto

$$I_o = 4 I_{L_{C\text{Máx}}} D \Delta_1 \quad (18)$$

Despejando Δ_1 de (18) y reemplazando en (14), se obtiene la relación de conversión en MCD

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} (I_o / I_{L_{C\text{Máx}}})} \quad (19)$$

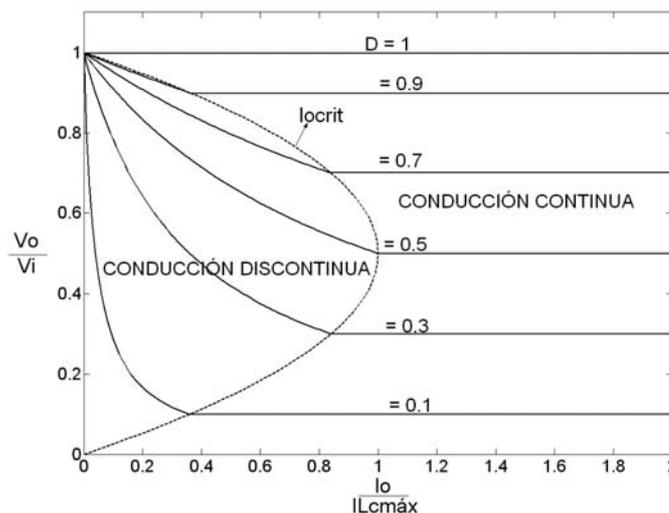


Figura 10: Característica de salida del convertidor reductor

En la ecuación (19) se aprecia claramente la dependencia de la tensión de salida V_o en función de la corriente de carga I_o para un dado valor de fuente V_i , manteniendo constante el ciclo de trabajo. En la Figura 10 se muestra la característica de salida $V_o = f(I_o)$ del convertidor reductor para ambos modos de operación MCC y MCD, manteniendo V_i constante y para varios valores del ciclo de trabajo D .

En general los convertidores CC-CC poseen un lazo de control para regular la tensión de salida y mantener V_o constante. Mientras el convertidor esté en MCC, D se mantendrá constante con cambios en la corriente de carga. Cuando el convertidor ingrese en MCD la tensión de salida tenderá a crecer. En esta situación el lazo de control de la tensión V_o ajustará el ciclo de trabajo para seguir una dada referencia. Por lo tanto es de utilidad observar como se comporta el convertidor bajo estas circunstancias.

Como se vio anteriormente en el límite entre MCC y MCD la relación entre V_o y V_i sigue siendo D . Por lo tanto la ecuación (10) se puede describir en función de V_o , de la forma:

$$I_{o_{crit}} = \frac{T}{2L} V_o (1-D) \quad (20)$$

Dado que V_o es constante se define el valor $I_{o_{LIMITE}} = \frac{TV_o}{2L}$ como el valor de corriente de carga crítica máxima posible que mantiene al convertidor en el límite entre MCC y MCD.

Si el convertidor regula la tensión de salida entonces se puede considerar que la relación V_o/V_i se mantiene constante aun en MCD (en la medida que V_i sea constante). Por lo tanto es posible graficar la variación de D con la corriente de carga I_o para valores fijos de V_o/V_i como se observa en la Figura 11. Se puede ver que mientras la corriente de carga esté por encima de $I_{o_{LIMITE}}$ el convertidor trabaja en MCC, para cualquier relación entre V_o y V_i . En consecuencia D es una horizontal. Cuando I_o está por debajo de $I_{o_{LIMITE}}$ el convertidor puede pasar al MCD, dependiendo de la relación V_o/V_i y a partir del valor de corriente I_o dado por la expresión (20).

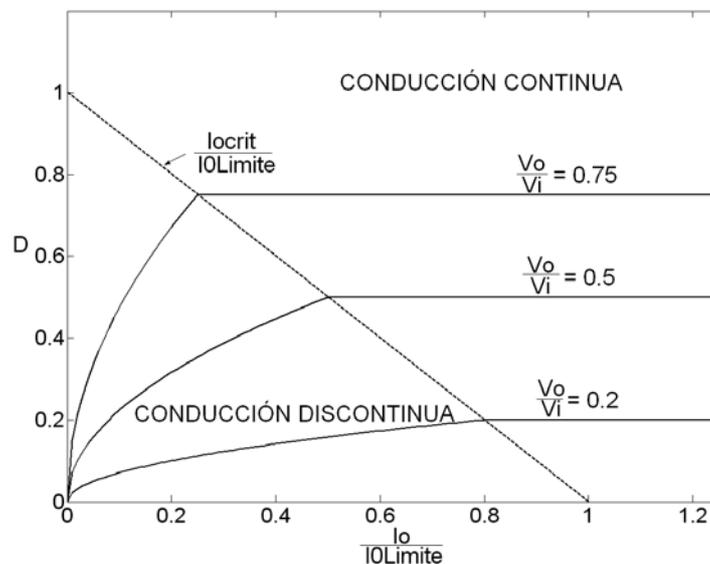


Figura 11: Ciclo de trabajo D en función de la corriente de carga considerando que la tensión V_o es constante

Una vez que el convertidor ingresa en MCD para poder sostener una tensión de salida constante es necesario que D se reduzca y su variación se puede obtener a partir de la expresión (19). Tomando (19) y escribiéndola de la forma

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \frac{I_o}{V_i T} \frac{V_o}{8L}} \quad (21)$$

Luego se despeja D en función de V_o/V_i e $I_o/I_{oLIMITE}$, resultando

$$D = \frac{V_o}{V_i} \sqrt{\frac{I_o/I_{oCMAX}}{(1 - V_o/V_i)}} \quad (22)$$

La expresión (22) determina la ley de variación de D que debe seguir el convertidor en estado estacionario para mantener la tensión de salida constante al reducir la corriente de carga I_o .

1.3. RIPPLE EN LA TENSIÓN DE SALIDA V_o

En el análisis anterior se supuso que el capacitor de salida es de tal valor que la tensión V_o permanece constante. Sin embargo por el capacitor circula gran parte de la corriente de ripple del inductor. Esta corriente produce una variación de tensión sobre el capacitor que establece el ripple de tensión a la salida del convertidor.

Para determinar la amplitud del ripple de tensión a la salida se considerará que el convertidor opera en MCC y que toda la componente de ripple de la corriente i_L se deriva por el capacitor. En la Figura 12 se aprecia la corriente por el inductor y se indica la cantidad de carga ΔQ que absorbe el capacitor durante el intervalo de tiempo $t_1 - t_2$. Así la variación de tensión en este intervalo de tiempo se expresa como:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c(t) dt = \frac{\Delta IL}{8 f C} \quad (23)$$

Se observa que la amplitud del ripple depende directamente del incremento o amplitud de ripple de corriente sobre el inductor, inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación e inversamente proporcional a la capacidad C. Esto significa que a menor

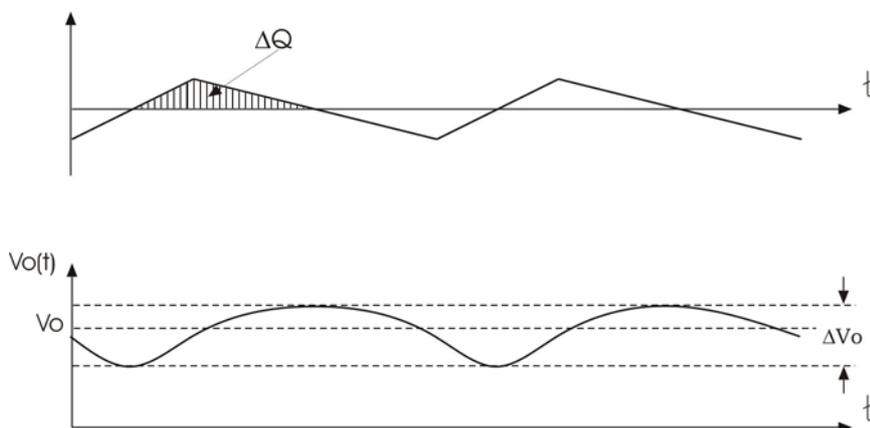


Figura 12: Formas de onda de tensión y corriente por el capacitor y tensión de salida V_o

amplitud del ripple de corriente o mayor frecuencia de conmutación, para una misma capacidad, menor será la amplitud de ripple de tensión.

Tomando la expresión de ΔI_L dada por (5) y reemplazando en la (23), se obtiene:

$$\Delta V_o = \frac{TV_o}{8CL} (1-D)T$$

Definiendo el ripple como la relación relativa de ΔV_o respecto de V_o resulta

$$R(\%) = \frac{\Delta V_o}{V_o}(\%) = 100 \cdot \frac{T^2(1-D)}{8L C} \quad (24)$$

Siendo $LC = \frac{1}{(2\pi f_c)^2}$, con f_c frecuencia de resonancia entre el inductor y la capacidad

del filtro de salida, el ripple queda

$$\frac{\Delta V_o}{V_o}(\%) = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \quad (25)$$

Esta expresión muestra que el ripple de V_o puede ser minimizado seleccionando una frecuencia de resonancia del filtro pasa bajos de salida f_c mucho menor a la frecuencia de conmutación. Esto se condice con el hecho supuesto de considerar que la capacidad mantiene el valor de tensión V_o constante y permitir realizar el análisis de funcionamiento del convertidor.

2. CONVERTIDOR ELEVADOR (BOOST)

Un convertidor elevador se muestra en la Figura 13. Como su nombre lo indica el convertidor elevador, también llamado “boost”, establece una tensión de salida V_o superior a la tensión de entrada V_i y al igual que el convertidor reductor, el convertidor elevador puede funcionar en MCC y en MCD.

Se analizará en lo sucesivo cada modo de operación por separado teniendo en cuenta las siguientes suposiciones.

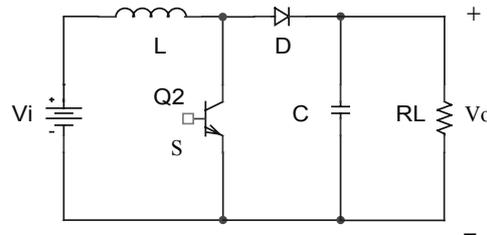


Figura 13: Topología de un convertidor elevador

1. El análisis se realizará en estado estacionario.
2. La tensión de salida V_o está libre ripple. Se supone que la constante de tiempo impuesta entre el capacitor de salida C y la resistencia de carga es muy superior al periodo de conmutación.
3. No existen pérdidas de potencia en el convertidor.

2.1. MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA

En la Figura 14a) se observa como funciona el convertidor cuando la llave S está cerrada durante un tiempo t_c . En este estado de la llave se impone la tensión V_i sobre el inductor y el diodo queda polarizado en inversa con la tensión V_o de salida.

Durante este intervalo de tiempo la corriente de carga es suministrada por el capacitor

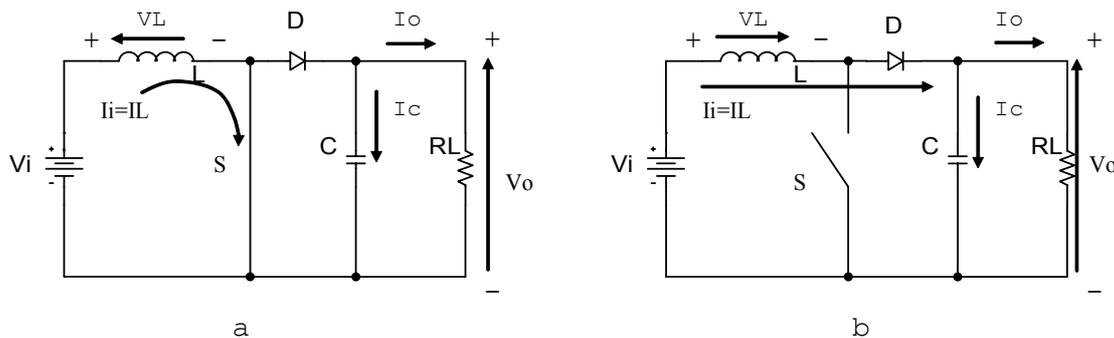


Figura 14 a) Circuito resultante del convertidor con S ON, b) Circuito resultante del convertidor con S OFF

de salida. Por otro lado la corriente por el inductor puede determinarse a partir de la ecuación (1). Suponiendo que la corriente inicial del inductor es diferente de cero y de valor iL_{min} , entonces la corriente por el inductor toma la forma:

$$iL(t) = \frac{V_i}{L}t + iL_{min} \quad 0 < t < t_c \quad (26)$$

Por lo tanto la corriente crece linealmente y al finalizar el intervalo t_c ($= DT$) la corriente se incrementa en un valor igual a:

$$\Delta IL = \frac{V_i}{L}DT \quad (27)$$

Cuando se abre la llave el circuito resulta como se indica en la Figura 14b). En el instante inicial en que la llave se abre el inductor induce una tensión para sostener el valor de corriente del instante previo a la apertura de S. En consecuencia D se pone en directa enclavando la tensión del inductor al valor dado por la diferencia entre V_o y V_i .

En la Figura 15 se indican algunas formas de onda de tensiones y corrientes sobre el convertidor para un par de ciclos de conmutación. La forma de onda A y B corresponden a la tensión y corriente del inductor respectivamente. La forma de onda C corresponde a la corriente por el diodo D. Como se aprecia en la Figura 14a), durante el intervalo en que la llave S está cerrada la corriente del inductor se cierra a través de S, quedando D polarizado en inversa. Cuando S permanece abierta el inductor polariza en directa a D y la corriente de L se cierra a través del mismo. Para que esto suceda la tensión resultante en V_o debe ser superior a V_i .

Durante el intervalo de tiempo $T-t_c$ el inductor descarga su energía a través del diodo, y al aplicar (1), se determina la variación de corriente por el inductor como

$$iL(t) = iL_{m\acute{a}x} - \frac{V_o - V_i}{L}(t - t_c) \quad t_c < t < T \quad (28)$$

El decremento de corriente resulta

$$\Delta IL = \frac{V_i - V_o}{L} (1 - D)T \quad (29)$$

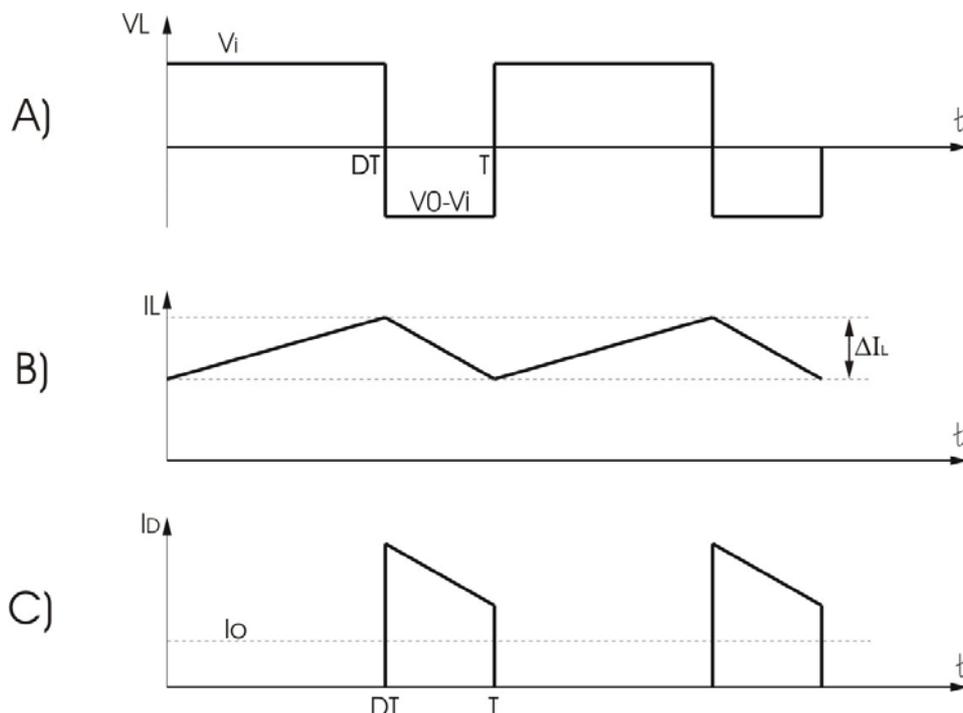


Figura 15 : Formas de onda; A)Tensión v_L sobre el inductor, B)Corriente por el inductor L, C)Corriente por el diodo,

En estado estacionario el incremento de la corriente en L dado por (27), es igual al decremento según (29). Al igualar ambas expresiones se puede obtener la relación de conversión entre la tensión de entrada y la tensión de salida:

$$\frac{V_i}{L} DT = \frac{V_i - V_o}{L} (1 - D)T$$

Simplificando y despejando se llega a la **relación de conversión** de tensión para el convertidor elevador.

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D}} \quad (30)$$

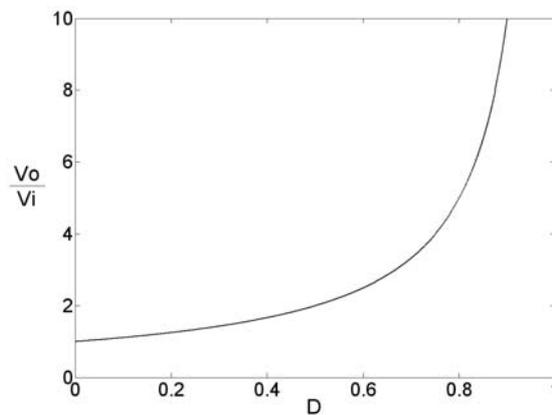


Figura 16: Relación V_o/V_i en función del ciclo de trabajo D

La relación de conversión muestra que V_o/V_i es siempre mayor que la unidad dado que $0 \leq D \leq 1$. En la Figura 16 se representa la relación (30). Cuando $D = 0$ se aprecia que la llave S está permanentemente abierta y por lo tanto en estado estacionario la tensión V_o es igual a la tensión de entrada V_i . Mientras que cuando D es cercano a la unidad implica que la llave S está la mayor parte del tiempo cerrada almacenando energía en el inductor. Durante el breve tiempo en que S se abre toda esa energía debe ser entregada rápidamente y por lo tanto la tensión de salida se debe elevar tanto como sea necesario. Cuando D tienda a uno, V_o tiende a infinito. Igualando la potencia de entrada a la potencia de salida, como se hizo con el convertidor reductor, se obtiene la relación de conversión de corriente que resulta inversa a la de tensión, como sigue

$$\boxed{\frac{I_o}{I_i} = (1 - D)} \quad (31)$$

Por lo tanto a medida que la tensión de salida crece también lo hace la corriente de batería I_i , para la misma potencia de salida.

Es interesante destacar en este caso que cuando D es muy alto la tensión V_o y la corriente I_i crecen. En la practica tanto el inductor como las llaves de conmutación involucradas poseen resistencias series equivalentes que producen una caída de tensión significativa sobre V_o y la relación de conversión decae a cero cuando D tiende a la unidad.

2.2. MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA

En la Figura 17 se aprecia que sucede sobre la tensión y la corriente del inductor cuando el valor medio de corriente por el inductor decrece, manteniendo constante el ciclo de trabajo. La condición 1) corresponde al MCC el cual se mantiene hasta que la corriente media por el inductor alcanza la condición 2) donde la forma de onda de tensión no cambia y la de corriente solo reduce su valor medio. Si la corriente media del inductor continua descendiendo el convertidor ingresa en el MCD como se ve en el caso 3) en línea a trazos. Se aprecia claramente que cuando la corriente media por el inductor esta por debajo de cierto valor crítico, también el área encerrada bajo la corriente debe ser menor. Considerando que V_i y D son fijos, solo es posible reducir el área si la pendiente de decaimiento de i_L aumenta. Por lo tanto es necesario que crezca la tensión V_o respecto del MCC, como se aprecia en la Figura 17.

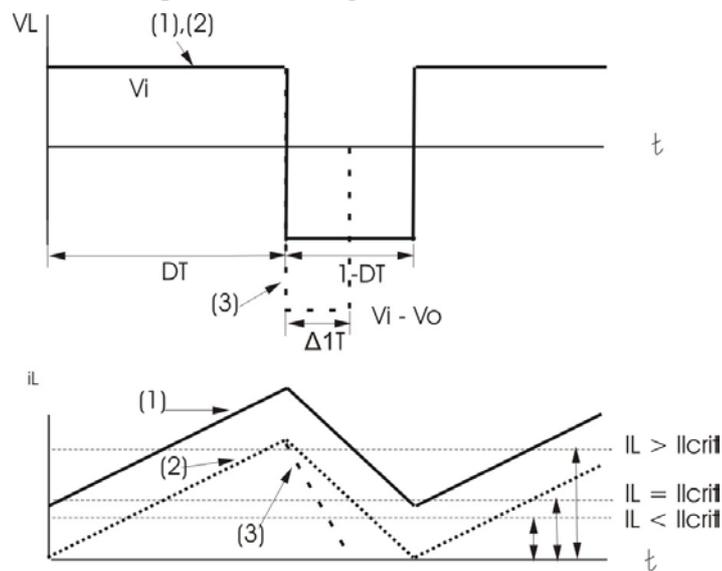


Figura 17: Variación de la tensión y corriente por el inductor para diferentes estados de carga

La condición de operación 2) corresponde al límite entre MCC y MCD. En este caso particular se cumple que:

$$\begin{aligned} I_{L_{crit}} &= \frac{1}{2} \Delta I_L \\ &= \frac{1}{2} \frac{V_i}{L} TD \end{aligned} \quad (32)$$

$I_{L_{crit}}$ se denomina corriente crítica por el inductor expresada en función de V_i y D . Este valor de corriente determina los valores mínimos posibles antes de que el convertidor ingrese en MCD. Considerando que V_i , T y L son constantes de diseño, se desprende de (32) que su variación es lineal con D . El valor de corriente crítica máxima sobre el inductor se da cuando $D = 1$ y vale $I_{L_{CMax}} = \frac{V_i T}{2L}$.

Es importante también determinar que ocurre con la corriente de carga I_o . Aún en el límite entre MCC y MCD la relación entre I_L e I_o está dada por (31). (esto se debe a que en este convertidor $I_i = I_L$). por lo tanto $I_{o_{crit}}$ puede expresarse como:

$$I_{o_{crit}} = I_{L_{crit}} (1 - D)$$

Utilizando las ecuación (32) y reemplazando por $I_{L_{Cmax}}$, se obtiene finalmente:

$$I_{o_{crit}} = \frac{1}{2} \frac{V_i T}{L} D(1-D)$$

$$I_{o_{crit}} = I_{L_{cmáx}} D(1-D) \quad (33)$$

El límite entre MCC y MCD establecido a partir de la corriente de carga I_o presenta un valor máximo exactamente en $D = 0.5$, de valor $I_{o_{CMáx}} = \frac{1}{4} I_{L_{CMáx}} = \frac{V_i T}{8L}$.

En el caso en que la tensión V_o sea constante (a través de un lazo de control), $I_{L_{crit}}$ puede expresarse a partir de (29) obteniéndose:

$$I_{L_{crit}} = \frac{T V_o}{2L} D(1-D) \quad (34)$$

El máximo se da para $D = 1/2$ y toma el valor $I_{L_{LIMITE_Máx}} = \frac{TV_o}{8L}$

La relación entre el valor crítico de corriente por la inductancia y el valor crítico de corriente por la carga ($I_{o_{crit}}$) está dado por la relación de conversión de corrientes (31) por lo tanto reemplazando en (34), resulta:

$$I_{o_{crit}} = \frac{T V_o}{2L} D(1-D)^2 \quad (35)$$

Entre estos extremos el valor de $I_{o_{crit}}$ es mayor que cero y alcanzará un máximo en $D = 1/3$, que vale $I_{o_{LIMITE_Máx}} = \frac{2}{27} \frac{T V_o}{L}$.

Puede apreciarse que el máximo valor de la corriente crítica en el inductor y el máximo valor de la corriente crítica de salida ocurren para distintos valores de D .

Suponiendo que el lazo de control de la tensión de salida está actuando manteniendo a V_o constante, se puede representar el valor de $I_{o_{crit}}$ (respecto del valor máximo posible) en función del ciclo de trabajo D como se muestra en la Figura 18. La Figura 18 también compara (34) y (35), relativas al valor $I_{o_{LIMITE_Máx}}$ conforme varía el ciclo de trabajo.

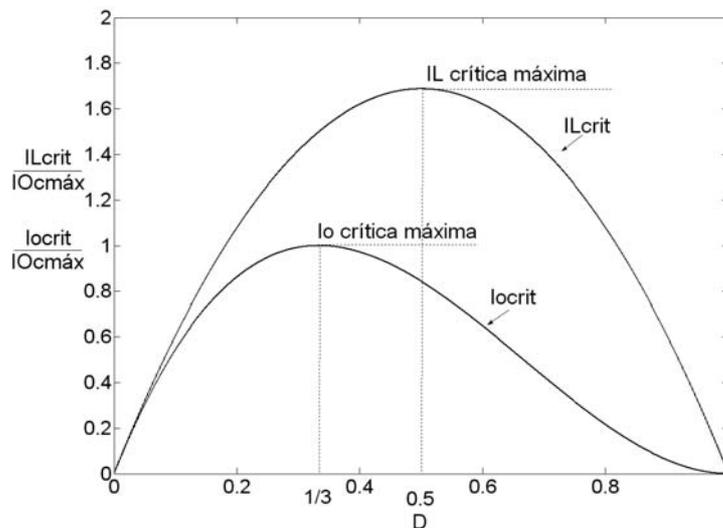


Figura 18 Corriente crítica Vs. D.

Se observa que el convertidor puede permanecer en MCC con corriente de carga nula tanto para $D = 0$ como para $D = 1$. Esto sucede porque en ambos extremos el ripple de corriente por el inductor es nulo debido a que la llave no conmuta durante todo el periodo de conmutación.

Relación de conversión en MCD

Igualando a cero la tensión media en el inductor se obtiene:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad (36)$$

Como se deduce del análisis en MCD y siendo Δ_1 el tiempo de conducción del diodo del convertidor, la relación (36) depende de la corriente de carga, por tal motivo se buscará que la relación de conversión este en función del ciclo de trabajo y de I_o .

Igualando la potencia tomada de la batería con la potencia gastada en la carga, resulta la siguiente relación entre la corriente media por el inductor y la corriente de carga.

$$\frac{I_o}{IL} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (37)$$

Por otro lado el valor medio de corriente IL se puede expresar, a partir de la Figura 17, de la forma.

$$IL = \frac{V_i}{2L} DT(D + \Delta_1) \quad (38)$$

Despejando I_o de (37) y reemplazando $IL/(D + \Delta_1)$, obtenido a partir de (38), resulta:

$$I_o = \left(\frac{TV_i}{2L} \right) D\Delta_1 \quad (39)$$

Despejando Δ_1 de (39), reemplazando en (36), se obtiene

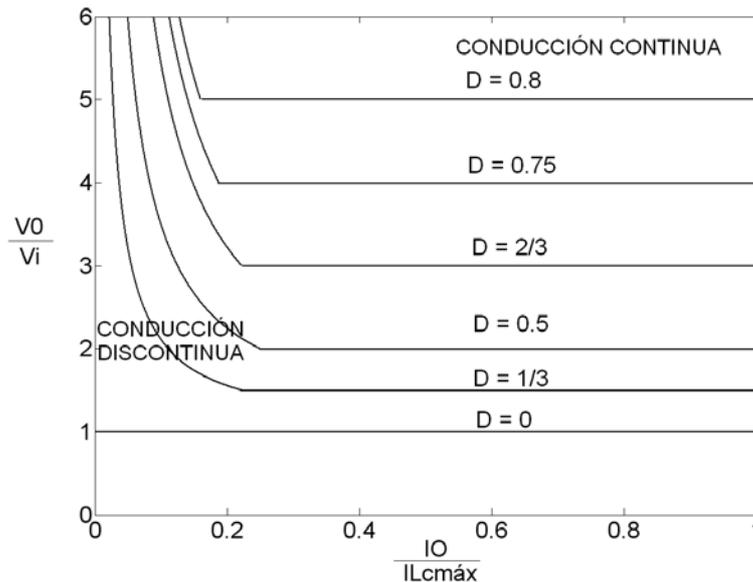


Figura 19: Característica de salida del convertidor boost en MCC y MCD para diferentes valores de D

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{D^2}{I_o / I_{L_{CMáx}}} \quad (40)$$

La expresión (40) determina la relación de tensión V_o/V_i en MCD de un convertidor elevador en función del ciclo de trabajo y de I_o .

La Figura 19 resume el comportamiento del convertidor elevador en todos los modos de operación. Mientras el convertidor entregue una corriente de carga I_o mayor a $\frac{V_i T}{8L} =$

$I_{o_{CMáx}}$ (valor característico de diseño del convertidor), siempre se opera en MCC para cualquier valor de D . En cambio cuando la corriente I_o es inferior a $I_{o_{CMáx}}$, dependiendo del valor de D , el convertidor puede trabajar en MCC o en MCD. La línea de puntos marca la condición de operación crítica para los diferentes valores de D .

Una manera de observar el comportamiento del convertidor es representando al ciclo de trabajo en función de la corriente I_o , cuando se pretende mantener la tensión V_o constante. Como lo indica la Figura 20, cuando I_o es mayor que $I_{o_{crit}}$, el convertidor opera en MCC. Si la tensión de entrada es constante, el ciclo de trabajo no cambia y su valor está dado por la relación de conversión (30). Cuando I_o es inferior a $I_{o_{crit}}$, el

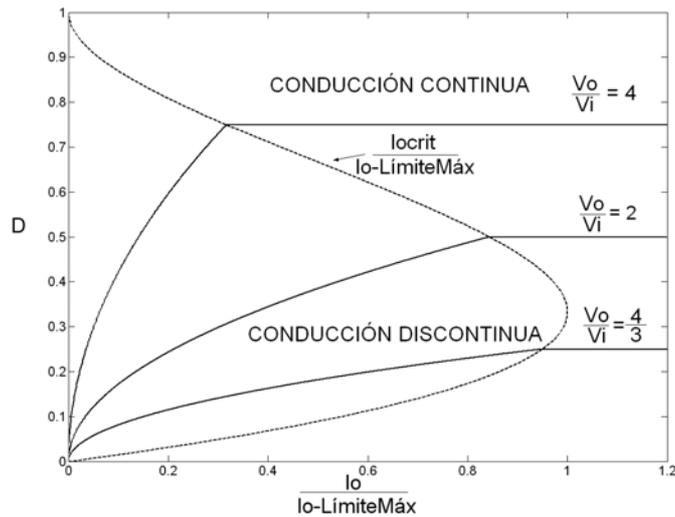


Figura 20 Característica de salida del convertidor reductor

convertidor ingresa en MCD. En esta condición el lazo de control reduce el ciclo de trabajo para que V_o no cambie y por lo tanto la relación V_o/V_i se mantenga constante.

Retomando la ecuación (40) y reacomodando términos, puede expresarse en función de $I_o/I_{o_{LIMITE_Max}}$ de la forma

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{D^2}{\left(\frac{V_o}{V_i}\right) \frac{2}{27} \frac{I_o}{I_{o_{LIMITE_Max}}}} \quad (41)$$

Despejando D de esta última se obtiene

$$D = \sqrt{\frac{2}{27} \frac{V_o}{V_i} \left(\frac{V_o}{V_i} - 1\right) \frac{I_o}{I_{o_{LIMITE_Max}}}} \quad (42)$$

La expresión (42) determina como cambia el ciclo de trabajo en MCD al variar la corriente de carga, manteniendo la relación V_o/V_i constante.

2.3. RIPPLE EN LA TENSIÓN DE SALIDA V_o

El modo de determinar la amplitud de ripple sobre la tensión de salida, es a través de establecer la corriente por el capacitor de salida. Asumiendo que el convertidor opera en MCC y que la corriente por el capacitor es la corriente por el diodo sin su componente media, resulta la corriente que se muestra en la Figura 21.

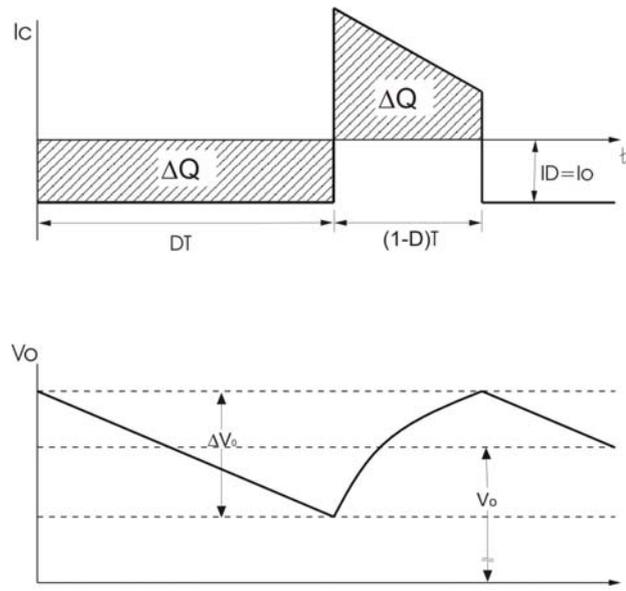


Figura 21 Formas de onda de tensión y corriente por el capacitor y tensión de salida V_o

La expresión (23) aplicada a este caso, en el intervalo de tiempo DT resulta.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = -\frac{I_o D T}{C} = -\frac{V_o}{R} \frac{DT}{C}$$

Donde el signo menos denota un decremento de la tensión de salida, debido a que en este intervalo el capacitor se está descargando, entregando en este intervalo de tiempo la corriente de carga necesaria. Por lo tanto el ripple resulta

$$R(\%) = 100 \frac{\Delta V_o}{V_o} = 100 \frac{DT}{RC} \quad (43)$$

Como RC es la constante de tiempo del capacitor ($\tau = RC$) y reemplazando en (43) obtenemos:

$$R = D \frac{T}{\tau} \quad (44)$$

Puede verse que si el período de conmutación es mucho menor que la constante de tiempo del capacitor, el ripple de tensión será muy pequeño respecto del valor medio V_o .

La amplitud del ripple de tensión y la forma de onda resultante sobre la tensión de salida, también se aprecia en la Figura 21.

CONVERSORES INDIRECTOS

3. CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR

Este convertidor es un convertidor indirecto porque la transferencia de energía entre la fuente de entrada y la carga se hace a través de un elemento reactivo. La topología básica de este convertidor se muestra en la Figura 22. Su característica permite obtener

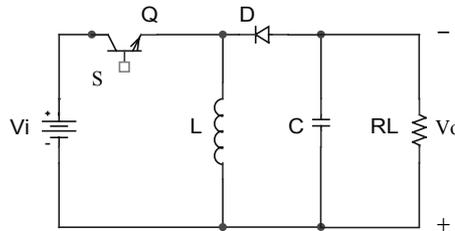


Figura 22: Topología de un convertidor reductor-elevador

tensiones de salida mayores o menores que la tensión de entrada. Bajo las mismas hipótesis de análisis utilizadas para los convertidores directos se determinará el MCC y el MCD.

3.1. MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA

En la Figura 23 a) se observa el esquema del convertidor reductor-elevador cuando la llave S se encuentra cerrada durante el intervalo de tiempo t_c . Sobre el inductor queda impuesta una tensión V_i , y al mismo tiempo el diodo D queda polarizado en inversa. De este modo la corriente que entrega la fuente circula por la inductancia almacenando energía en el inductor. Mientras que la corriente de carga es proporcionada por el capacitor.

Planteando (1) en este caso, resulta la variación de corriente por el inductor durante el intervalo de tiempo t_c .

$$i_L = I_{L_{\min}} + \frac{V_i}{L} t \quad (45)$$

Por lo tanto el incremento de corriente en este intervalo resulta,

$$\Delta I_L = \frac{V_i}{L} DT \quad (46)$$

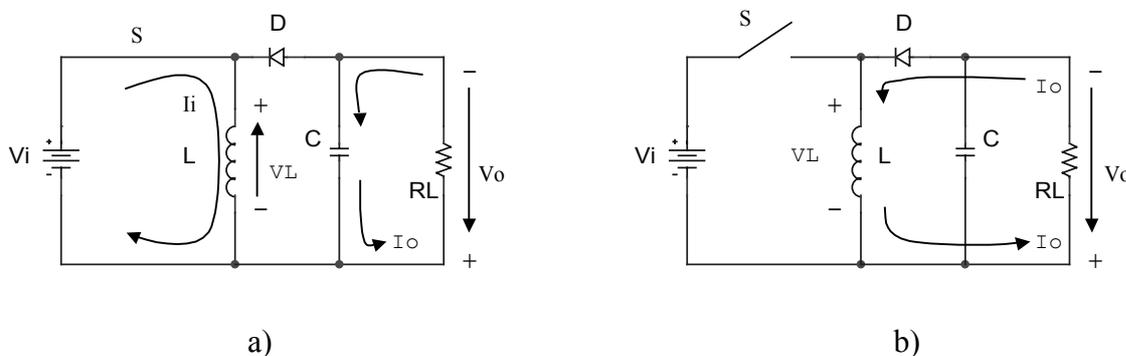


Figura 23 a) Circuito resultante del convertidor con S ON, b) Circuito resultante del convertidor con S OFF

Al abrirse la llave S el circuito resultante se observa en la Figura 23b). Al interrumpirse la corriente en la llave, el inductor induce una tensión cuyo signo intenta sostener la corriente que conduce. En consecuencia el diodo se polariza en directa enclavando la tensión del inductor a la tensión de salida V_o . Para que la inductancia descargue su energía el signo de V_o debe coincidir con el inducido. Así el signo de la tensión se invierte respecto de la de batería.

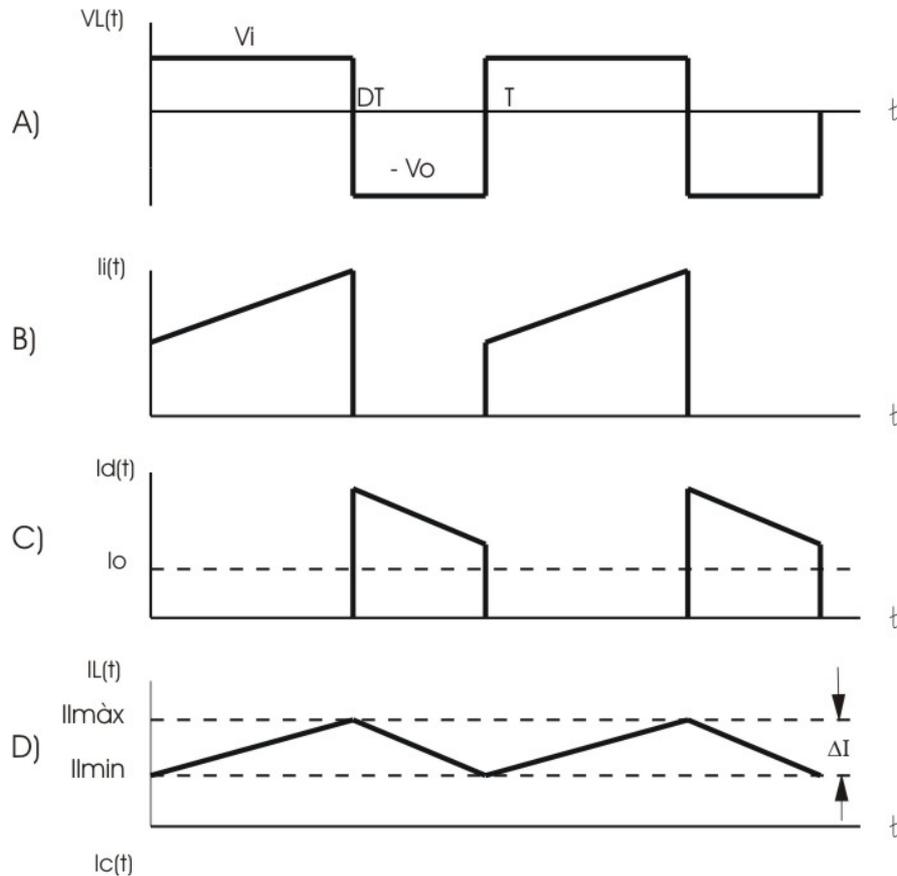


Figura 24 : Formas de onda; A) Tensión v_L sobre el inductor, B) Corriente de entrada I_i , C) Corriente por el diodo, D) Corriente por el inductor L.

En esta condición la tensión sobre la bobina es $-V_o$ por lo tanto se obtiene la siguiente expresión para la corriente:

$$i_L = I_{L_{\max}} - \frac{V_o}{L}(t - DT) \quad (47)$$

La variación de la corriente en el inductor durante el intervalo de tiempo $T-t_c$, vale

$$\Delta I_L = - \frac{V_o (1-D)T}{L} \quad (48)$$

Cuando el circuito trabaja en régimen permanente (46) es igual a (48) obteniendo así la **relación de conversión** de tensión del convertidor reductor elevador

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D}} \quad (49)$$

Esta relación muestra que la magnitud de la tensión de salida del convertidor reductor-elevador es menor que la magnitud de la tensión de entrada cuando el ciclo de trabajo $D < 0.5$. En este caso el convertidor **reduce** tensión. Cuando $D > 0.5$ entonces la tensión

de salida es superior a la tensión de entrada. En este otro caso el convertidor *eleva* tensión. La relación entre V_o y V_i en función del ciclo de trabajo D se presenta en la Figura 25.

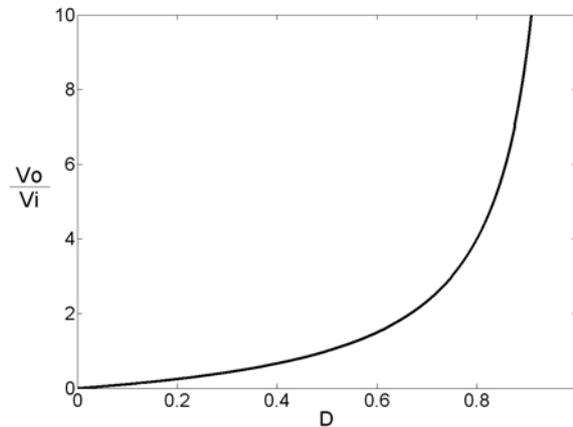


Figura 25: Relación V_o/V_i en función del ciclo de trabajo D

Igualando la potencia de entrada a la de salida y utilizando (49) se obtiene la relación de conversión de corrientes.

$$\boxed{\frac{I_o}{I_i} = \frac{1-D}{D}} \quad (50)$$

Como se indicó previamente en este tipo de conversor no hay transferencia simultánea de energía desde la fuente V_i hacia la carga. En este caso, la energía que suministra V_i es almacenada en L cuando la llave está cerrada, para luego fluir hacia la carga cuando la llave está abierta.

En la Figura 24 se observan las formas de onda de tensiones y corrientes en el convertidor reductor-elevador.

3.2 MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA

En la Figura 26 se observa como cambia la corriente sobre el inductor partiendo de la condición de operación 1) MCC, 2) condición crítica y 3) MCD.

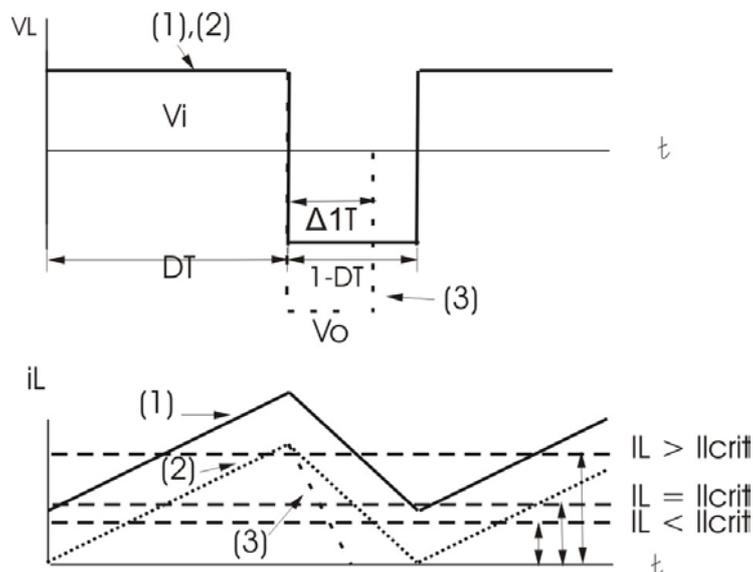


Figura 26 Variación de la tensión y corriente por el inductor para diferentes estados de carga

Al igual que en los convertidores directos, el límite entre MCC y MCD se produce cuando la corriente media por el inductor es la mitad de la variación total sobre la corriente del inductor. Por lo tanto

$$I_{L_{crit}} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (51)$$

El valor de la corriente crítica sobre el inductor y sobre la corriente de carga en término de V_i , toma la misma forma que en el convertidor elevador dado por la expresión (32)

$$I_{L_{crit}} = \frac{1}{2} \frac{V_i T}{L} D \quad (52)$$

En función de la corriente en la carga, resulta:

$$I_o = I_i \frac{(1-D)}{D}$$

Y considerando que $I_i/D = I_L$

$$I_{o_{crit}} = I_{L_{crit}} (1-D) \quad (53)$$

Considerando un control de lazo cerrado sobre V_o , se puede expresar el valor de corriente crítica sobre el inductor, en términos de V_o .

$$I_{L_{crit}} = \frac{TV_o}{2L} (1-D) \quad (54)$$

A partir de (54) se puede encontrar la corriente de carga crítica. Teniendo en cuenta que

$$I_o = I_L - I_i \quad (55)$$

y considerando la relación de conversión (50), se puede expresar la variación de $I_{o_{crit}}$ en función de D

$$I_{o_{crit}} = \frac{TV_o}{2L} (1-D)^2 \quad (56)$$

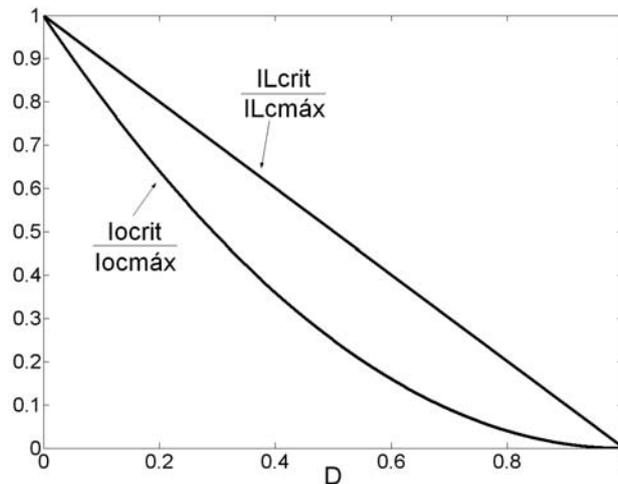


Figura 27: Comparación entre $I_{o_{crit}}/(TV_o/2L)$ e $I_{L_{crit}}/(TV_o/2L)$ vs D .

En la Figura 27 se representan las expresiones (54) y (56) respecto del valor crítico máximo de corriente de carga $I_{O_LIMITE_Max} = \frac{TV_o}{2L}$ correspondiente al convertidor elevador-reductor, cuando se mantiene constante la tensión de salida.

Como se observa el valor de corriente crítica tanto sobre el inductor y sobre la corriente de carga decrecen con el incremento de D. Cuando $D = 1$, ambas corrientes son nulas. A diferencia de los convertidores directos el convertidor indirecto presenta su condición crítica mas desfavorable para $D = 0$. Bajo la condición de que V_o es constante, el ripple máximo sobre la corriente del inductor se da cuando $D = 0$. En el extremo $D = 1$, por el contrario, ocurre que el ripple es nulo.

Relación de conversión en MCD

La relación de conversión de tensiones en MCD se obtiene a partir de igualar a cero la tensión media sobre el inductor. De la Figura 28 se plantea que:

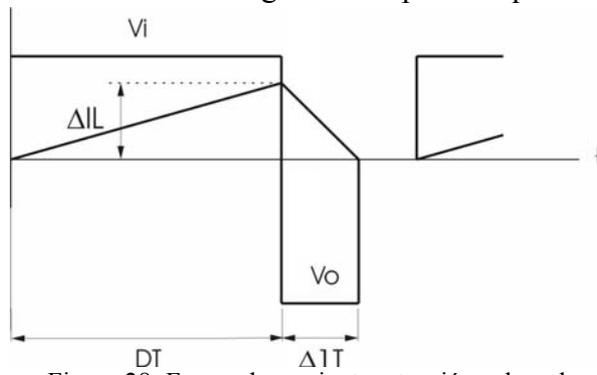


Figura 28: Forma de corriente y tensión sobre el inductor en MCD

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{\Delta t} \quad (57)$$

Por otro lado la corriente media por el inductor puede calcularse a partir del área encerrada bajo la forma de onda de corriente de la Figura 28

$$I_L = \frac{V_i}{2L} DT(D + \Delta t) \quad (58)$$

Considerando que $P_i = P_o$, resulta

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\Delta t}{D} \quad (59)$$

y teniendo en cuenta (55), resulta a partir de (58) el valor de Δt

$$\Delta t = I_o \frac{2L}{V_i D T} \quad (60)$$

Reemplazando en (57) se obtiene

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{\frac{I_o}{I_{L_{CMax}}}} \quad (61)$$

con $I_{L_{CMax}} = \frac{V_i T}{2L}$. La expresión (61) establece la relación de conversión del convertidor elevador-reductor en función de la corriente de carga. En la Figura 29 se observa la característica de salida del convertidor al variar la corriente de carga, parametrizado con valores de D. En MCC la tensión de salida no cambia para un mismo valor de D. Cuando la corriente está por debajo de $V_i T / 8L$, el convertidor ingresa en MCD y si la tensión V_i se mantiene constante la tensión de salida V_o crece.

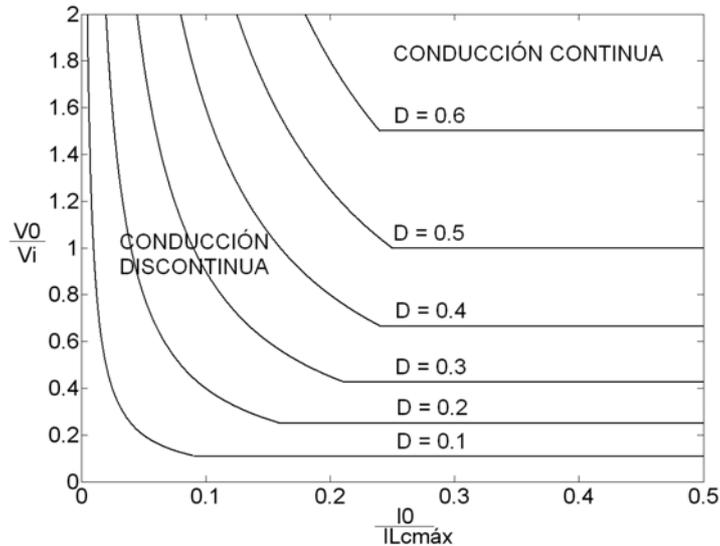


Figura 29 Característica de salida del convertidor reductor-elevador en MCC y MCD para diferentes valores de D

Como se discutió en los convertidores directos mantener V_o constante aún en MCD implica cerrar un lazo de realimentación. Se puede observar como debe cambiar D para cumplir con esta condición a medida que la corriente de carga va variando. De (60) podemos expresar I_o de la forma

$$I_o = \frac{V_i}{2L} DT \Delta I \quad (62)$$

Teniendo en cuenta (57), multiplicando y dividiendo por V_o , resulta

$$I_o = \left(\frac{V_i}{V_o} \right)^2 \frac{V_o T}{2L} D^2 \quad (63)$$

Finalmente despejando D

$$D = \frac{V_o}{V_i} \sqrt{\frac{I_o}{I_{o_{LIMITE_Máx}}}} \quad (64)$$

La Figura 30 representa el comportamiento del convertidor cuando manteniendo la relación V_o/V_i constante cambia el valor de D conforme la corriente de carga está por debajo de su valor límite máximo, con lo cual el convertidor ingresa en MCC. Mientras

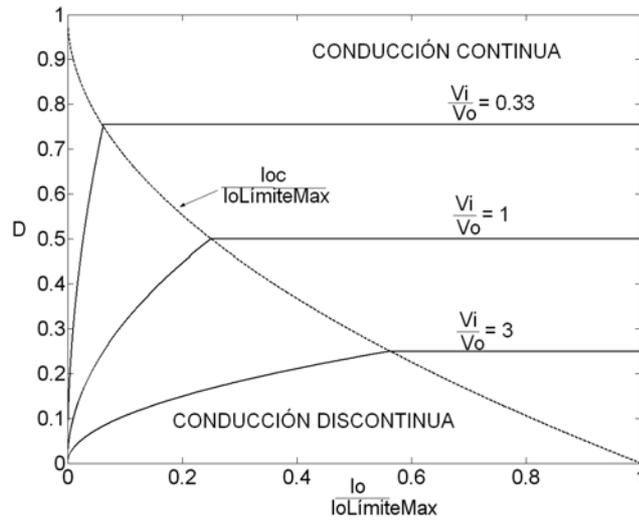


Figura 30 Característica de salida del convertidor reductor

la corriente I_o esté por encima de este valor máximo el convertidor opera en MCC para cualquier relación de V_o/V_i .

3.3. RIPPLE EN LA TENSIÓN DE SALIDA V_o

Como en los convertidores directos la amplitud de ripple de tensión a la salida del convertidor puede obtenerse a partir de establecer la corriente por el capacitor.

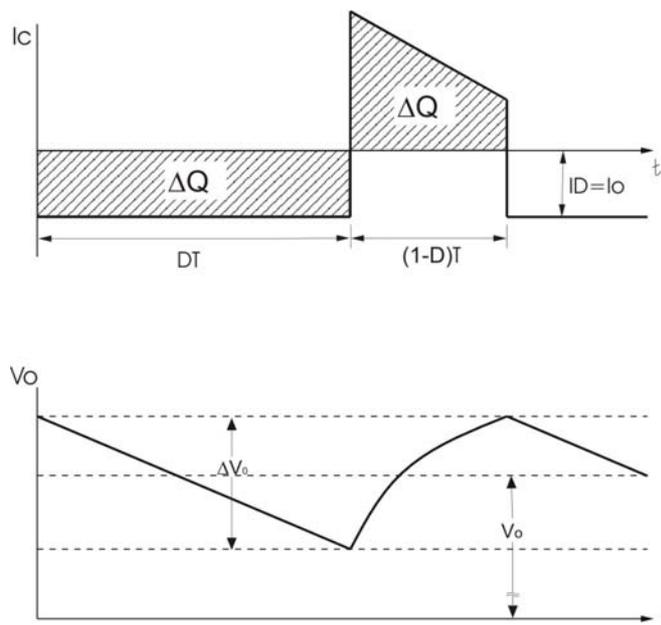


Figura 31 Formas de onda de tensión y corriente por el capacitor y tensión de salida V_o

Considerando el convertidor en MCC entonces la corriente resulta igual a la del diodo sin valor medio como lo muestra la Figura 31. Tomando el intervalo de tiempo en que la llave S esta cerrada se determina la variación de tensión aplicando (23). Por lo tanto

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o D T}{C} = \frac{V_o D T}{R C}$$

Finalmente el valor del ripple queda:

$$R = \frac{DT}{RC} \quad (65)$$

Al igual que en un convertidor elevador el ripple puede expresarse en función de la constante de tiempo formada por el capacitor de salida y la resistencia de carga.

$$R = D \frac{T}{\tau} \quad (66)$$

Donde $\tau = RC$. Igual comentario al realizado para el convertidor elevador.

CONVERTIDORES AISLADOS DE LINEA

La desventaja de los convertidores CC-CC vistos anteriormente es la conexión eléctrica que existe entre la entrada y la salida. Si la fuente de entrada se encuentra conectada a masa, esta misma se encontrará presente a la salida. Una forma de solucionar este problema es aislando galvánicamente la entrada de la salida mediante un transformador. En los reguladores lineales esta función la realiza un transformador de 50Hz antes de la rectificación, resultando el mismo un elemento pesado y voluminoso.

En las fuentes de tensión conmutadas, el transformador está ubicado luego de la llave de conmutación y al ser la frecuencia de conmutación mucho mayor que la frecuencia de línea, el tamaño y el peso del transformador se reducen notablemente.

EL TRANSFORMADOR DE AISLACIÓN

Los transformadores tienen básicamente dos funciones: proporcionar aislamiento galvánico e incrementar o reducir tensiones.

En la Figura 32 se muestra el modelo circuital de un transformador:

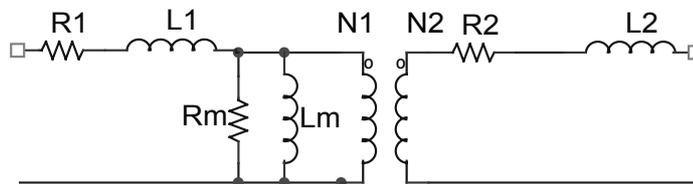


Figura 32: Modelo completo del transformador.

Las resistencias r_1 y r_2 representan las resistencias de los conductores las cuales tienen en cuenta las pérdidas de potencia que se producen en los devanados, L_1 y L_2 representan las inductancias de dispersión de los devanados y tienen en cuenta el flujo disperso, L_m representa la inductancia magnetizante y por último la resistencia r_m representa las pérdidas en el núcleo.

Para el análisis de los convertidores aislados se utilizará la representación del transformador como el indicado en la Figura 33. Será suficiente para esto, representarlo mediante un modelo simple que contemple solamente la inductancia de magnetización L_m y despreciar todo tipo de pérdidas de potencia e inductancias de dispersión.

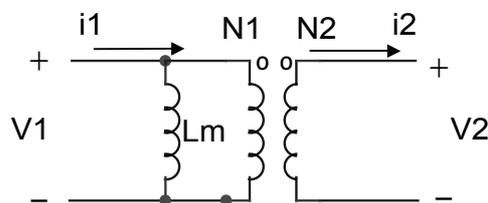


Figura 33 : Modelo del transformador utilizado en los convertidores.

4. CONVERTIDOR FLYBACK

En la Figura 34 se muestra el circuito de un convertidor Flyback donde el modelo del transformador incluye la inductancia de magnetización L_m .

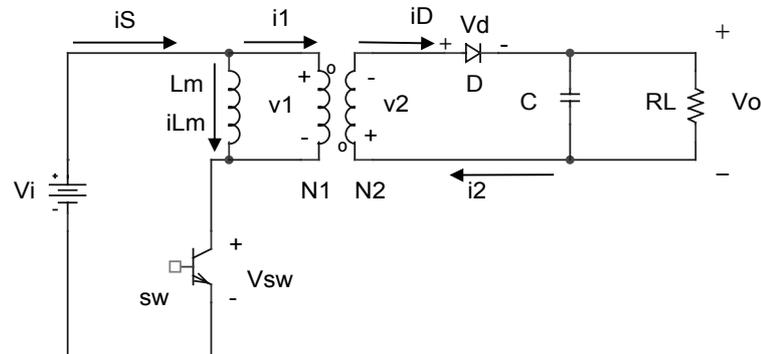


Figura 34: Topología de un convertidor Flyback

Para el análisis de este convertidor y de los convertidores que se tratarán posteriormente se realizarán las siguientes suposiciones.

1. El periodo de conmutación de las llaves es mucho mas pequeño que la constante de descarga del capacitor, o visto de otra forma, el capacitor es lo suficientemente grande para considerar a V_o constante.
2. El circuito opera en régimen permanente. Por lo que todas las tensiones y corrientes son periódicas y la energía almacenada por los capacitores e inductores en un periodo es nula.
3. Todos los elementos son ideales, por lo que se puede considerar al convertidor sin pérdidas de potencia.
4. El análisis se hace en modo de conducción continua (MCC).

El análisis de este circuito es similar al del conversor reductor-elevador visto anteriormente. En este caso, al igual que en el convertidor reductor-elevador, no hay transferencia simultanea de energía desde la fuente V_i hacia la carga. La energía proporcionada por V_i es almacenada en la inductancia de magnetización L_m cuando el interruptor está cerrado y entregada a la carga cuando el interruptor se encuentra abierto.

Análisis con interruptor cerrado:

Al cerrarse la llave en el intervalo de tiempo DT , el circuito se comporta como lo indica la Figura 35. Se observa que la tensión de entrada V_i queda aplicada sobre el bobinado primario del transformador. Esta tensión se refleja en el secundario de modo tal que el diodo D queda polarizado en inversa bloqueando la circulación de corriente hacia la carga. En estas condiciones, la corriente de carga es proporcionada por el capacitor de salida C .

Siendo V_i la tensión de batería, la corriente sobre L_m crece linealmente desde un valor inicial i_{Lm} mínimo.

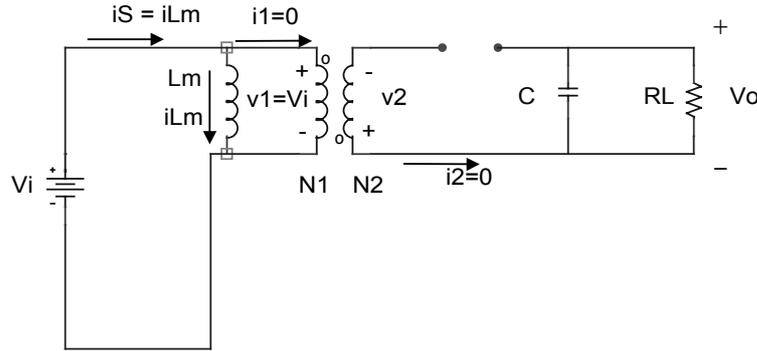


Figura 35 :Circuito resultante del convertidor con Sw en ON

En el intervalo de tiempo DT se plantea sobre el primario del transformador lo siguiente

$$v_1 = V_i = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (67)$$

Por lo tanto

$$\frac{V_i}{L_m} = \frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{DT} \quad (68)$$

Despejando Δi_{Lm} , se obtiene la siguiente expresión.

$$(\Delta i_{Lm})_{\text{cerrado}} = \frac{V_i DT}{L_m} \quad (69)$$

En el secundario del transformador resulta:

$$v_2 = -v_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right) = -V_i \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (70)$$

por lo tanto la tensión de bloque inverso sobre el diodo de salida es:

$$v_D = -V_o + v_2$$

Finalmente reemplazando (70) en la expresión anterior, queda

$$v_D = -V_o - V_i \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (71)$$

Análisis con interruptor abierto:

Cuando la llave se abre, la tensión en el bobinado primario se invierte para tratar de mantener la corriente por la inductancia de magnetización L_m . También se invierte sobre el secundario, poniendo en directa al diodo D_1 tomando la tensión $-v_2$ el valor V_o .

Como puede apreciarse en la Figura 36, el camino de conducción de la corriente i_{Lm} es a través del devanado primario del transformador entrando por el terminal sin punto homólogo del primario, saliendo por el terminal sin punto homólogo del secundario y

circulando a través del diodo hacia la carga. De esta forma la energía es transferida a la carga a través del bobinado secundario.

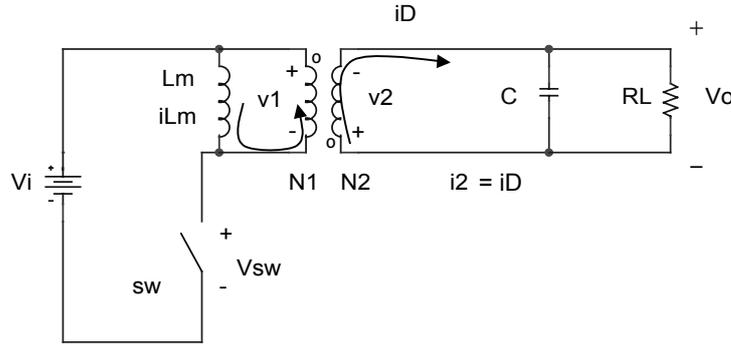


Figura 36 Circuito resultante del convertidor con Sw en OFF

La tensión sobre el primario es $-V_o \frac{N_1}{N_2}$, provocando que la corriente i_{Lm} disminuya linealmente durante este intervalo.

Cuando el interruptor se encuentra abierto se obtienen las siguientes expresiones:

$$V_2 = -V_o \quad (72)$$

$$V_1 = V_2 \frac{N_1}{N_2} = -V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (73)$$

$$L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = -V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (74)$$

Dado que V_o es constante y la llave se encuentra abierta durante el intervalo $(1-D)T$, puede remplazarse en (74), de la siguiente forma.

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{(1-D)T} = \frac{-V_o}{L_m} \frac{N_1}{N_2} \quad (75)$$

Despejando la variación de corriente sobre la inductancia magnetizante de la ecuación (75) se obtiene la siguiente expresión.

$$(\Delta i_{Lm})_{abierto} = \frac{-V_o(1-D)T}{L_m} \frac{N_1}{N_2} \quad (76)$$

La variación de corriente sobre la inductancia debe ser nula durante un periodo y en estado estacionario. Igualando (69) con (76), se despeja la relación de tensiones V_o/V_i en MCC

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} \frac{N_2}{N_1}} \quad (77)$$

La ecuación (77) muestra que la relación de entrada-salida en el convertidor Flyback es similar a la del convertidor reductor-elevador, pero incluye el factor N_2/N_1 debido a la relación de transformación.

En la Figura 37 se aprecian las formas de onda resultantes en estado estacionario durante dos ciclos de conmutación de la llave.

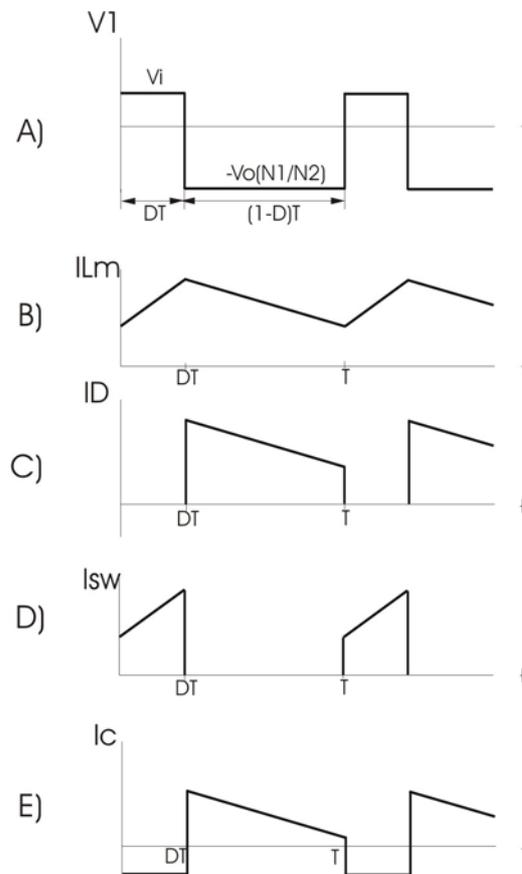


Figura 37: Formas de onda; A) Tensión en el primario, B) Corriente por el inductor L_m , C) Corriente por el diodo, D) Corriente por la llave, E) Corriente por el capacitor de salida

Como puede observarse en la Figura 34, la configuración del circuito de salida del convertidor Flyback es la misma que la del convertidor reductor-elevador. Es por esto que obtenemos la misma forma de corriente sobre el capacitor de salida (Figura 37E). De esta forma el análisis del ripple de la tensión de salida es el mismo en ambos convertidores obteniéndose la expresión

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{RC} \quad (78)$$

TENSIÓN DE BLOQUEO SOBRE LA LLAVE:

La tensión de bloque sobre la llave queda expresada por la siguiente ecuación.

$$V_{sw} = V_i + \frac{N_1}{N_2} V_o \quad (79)$$

Reemplazando V_o en función de la tensión de entrada V_i resulta

$$V_{sw} = V_i + \frac{N_1}{N_2} V_i \frac{D}{1-D}$$

Finalmente, operando algebraicamente

$$V_{sw} = \frac{V_i}{1-D} \quad (80)$$

Se observa a partir de (80) que para valores de D cercanos a la unidad, la tensión de bloqueo sobre la llave se eleva a valores extremadamente altos. Es por esto que en este convertidor el máximo ciclo de trabajo queda impuesto por la máxima tensión que puede soportar la llave. Generalmente se toma $D_{\text{máx}}=0.5$ y así la tensión de llave alcanzará como límite el valor de $2V_i$.

5. CONVERTIDOR FORWARD

En la Figura 38 se observa el esquema de un convertidor aislado con tercer bobinado.

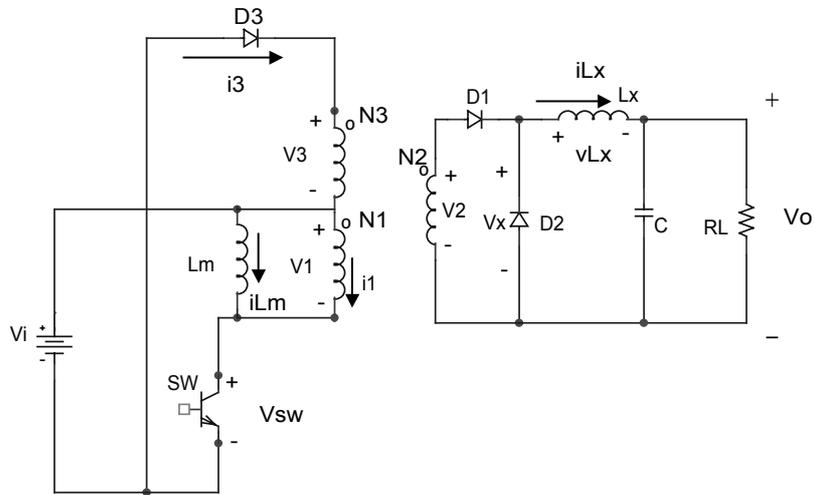


Figura 38: Topología de un convertidor Forward

El convertidor directo aislado es conformado básicamente con la llave Sw conectada al arrollamiento N1 y su secundario N2 que vincula la salida del convertidor. A diferencia del convertidor flyback, es necesario disponer de un tercer arrollamiento N3 para descargar la energía de magnetización del transformador.

Análisis con interruptor cerrado:

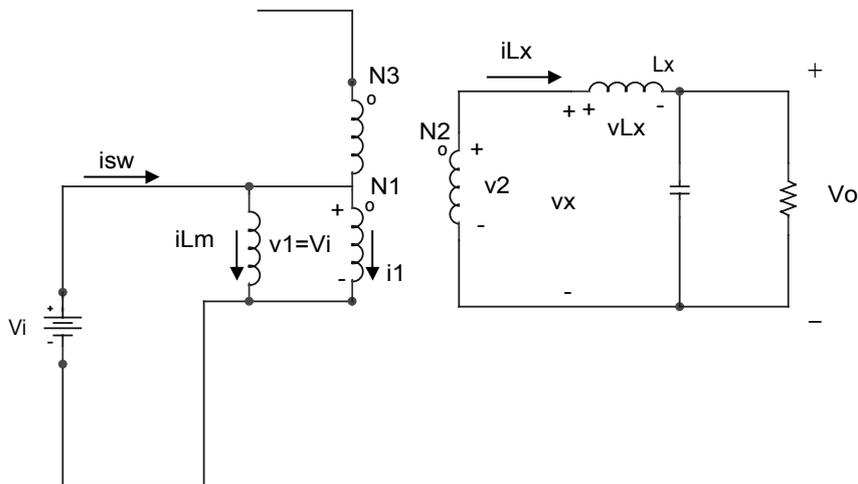


Figura 39: Circuito resultante del convertidor con Sw en ON

En la Figura 39 se muestra el circuito equivalente del convertidor cuando el interruptor está cerrado. En esta condición se aplica sobre el primario del transformador una tensión igual a V_i . Teniendo en cuenta la polaridad de los puntos homólogos, obtenemos en el secundario del transformador una tensión v_2 que polariza al diodo D_1 en directa y al diodo D_2 en inversa, quedando el circuito como se indica en la Figura 39. Por otro lado la tensión impuesta sobre D_3 también polariza a este diodo en inversa. Finalmente, sobre

la inductancia L_x queda establecida una tensión positiva $v_x - V_o$ la cual provoca que la corriente i_{Lx} se incremente linealmente.

Del análisis anterior podemos obtener las siguientes expresiones para este estado de la llave.

$$V_1 = V_i \quad (81)$$

$$V_2 = V_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (82)$$

$$V_3 = V_1 \left(\frac{N_3}{N_1} \right)$$

Analizando la corriente sobre la bobina L_x , y remplazando las tensiones de v_x y V_o por sus respectivos valores, en este intervalo se obtiene.

$$V_{Lx} = v_x - V_o = v_2 - V_o$$

Por lo tanto

$$V_{Lx} = V_i \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - V_o = L_x \frac{di_{Lx}}{dt}$$

Considerando V_o constante podemos obtener la expresión para la variación de corriente sobre L_x en el intervalo $0 < t < DT$.

$$\frac{di_{Lx}}{dt} = \frac{V_i \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - V_o}{L_x} = \frac{\Delta i_{Lx}}{DT}$$

Despejando Δi_{Lx} de la expresión anterior.

$$(\Delta i_{Lx})_{cerrado} = \left[V_i \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - V_o \right] \frac{DT}{L_x} \quad (83)$$

La tensión V_i también es impuesta a la inductancia de magnetización L_m por lo cual su corriente comienza a crecer en forma lineal con una pendiente de V_i/L_m . Considerando que el núcleo del transformador fue descargado totalmente en el intervalo anterior, lo cual posteriormente comprobaremos que efectivamente sucede, se puede suponer que la corriente crece de un valor inicial igual a cero hasta un valor máximo $i_{Lm-m\acute{a}x}$.

Análisis con interruptor abierto:

Cuando el interruptor se abre, la tensión en los bobinados del primario del transformador se invierten para mantener el flujo de corriente. Para mantener la continuidad de i_{Lm} sobre L_m se induce una tensión sobre el arrollamiento N_1 poniendo en directa al diodo D_3 , descargando la energía almacenada en el transformador hacia la fuente de tensión V_i como se observa en la Figura 40.

$$V_3 = -V_i \quad (84)$$

$$V_1 = V_3 \left(\frac{N_1}{N_3} \right) = -V_i \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \quad (85)$$

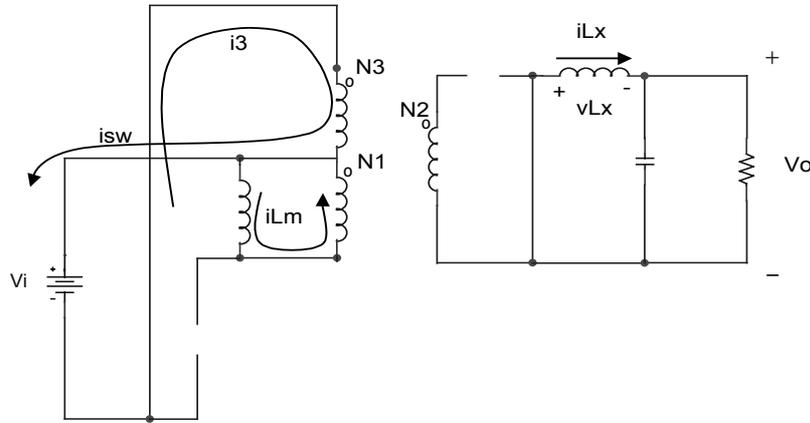


Figura 40: Circuito resultante del convertidor con Sw en OFF

Esta tensión reflejada en el secundario polariza en inversa al diodo D_1 , el cual hace que la corriente en el secundario sea cero.

La continuidad de corriente sobre L_x impone una tensión sobre el inductor la cual polariza a D_2 en directa, obteniéndose sobre el mismo $v_{Lx} = v_x - V_o = -V_o$. En consecuencia, al ser esta tensión negativa la corriente i_{Lx} disminuye linealmente.

Por lo tanto la tensión sobre el bobinado 3 queda enclavada por la fuente de tensión y sobre el resto de los arrollamientos se inducen los siguientes valores:

$$V_2 = V_3 \left(\frac{N_2}{N_3} \right) = -V_i \left(\frac{N_2}{N_3} \right) \quad (86)$$

Como se dijo en el análisis anterior, cuando el interruptor se encuentra abierto D_2 conduce, obteniéndose sobre L_x la siguiente tensión.

$$V_{Lx} = -V_o = L_x \frac{di_{Lx}}{dt}$$

Haciendo un análisis similar al realizado para el interruptor cerrado podemos obtener la expresión de la corriente para el intervalo $DT < t < T$.

$$(\Delta i_{Lx})_{abierto} = \frac{-V_o(1-D)T}{L_x} \quad (87)$$

En la Figura 41 pueden observarse las formas de onda de las corrientes y tensiones representativas del convertidor Forward.

Operando en régimen permanente, la variación neta de corriente sobre el inductor debe ser nula. Igualando (83) y (87) y resolviendo para V_o/V_i , se obtiene la relación de conversión de tensión de entrada a tensión de salida para el convertidor.

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = D \left(\frac{N_2}{N_1} \right)} \quad (88)$$

Puede observarse que la expresión guarda igual relación de entrada-salida que en el caso del convertidor reductor, multiplicado por un factor de escala N_2/N_1 que puede ser mayor o menor a la unidad

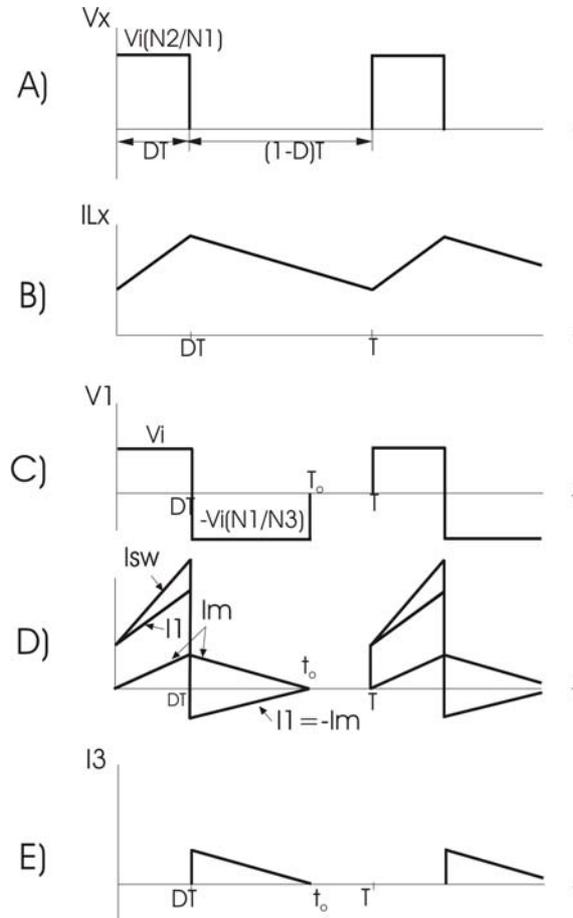


Figura 41 : Formas de onda; A) Tensión sobre D_2 , B) Corriente por el inductor L_x , C) Tensión en el primario, D) Corriente por la llave, por el bobinado primario y por la inductancia de magnetización L_m E) Corriente por el capacitor de salida

ANÁLISIS DEL CICLO DE CONMUTACIÓN MÁXIMO:

Para evitar la acumulación de campo magnético hasta alcanzar la saturación del núcleo, es necesario anular la corriente sobre L_m en cada ciclo de conmutación de la llave.

El siguiente análisis establece cuales son las condiciones que han de cumplirse para que la corriente de magnetización efectivamente se anule antes de comenzar el siguiente ciclo de conducción.

Cuando la llave está abierta la tensión en L_m es negativa y de valor $-V_i \left(\frac{N_1}{N_3} \right)$.

Conociendo esta tensión podemos obtener el valor de la corriente sobre L_m a partir del siguiente análisis.

$$v_{L_m} = -V_i \left(\frac{N_1}{N_3} \right) = L_m \frac{di_{L_m}}{dt}$$

Dado que la tensión sobre L_m es constante.

$$\frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = -\frac{V_i}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \quad (89)$$

La ecuación anterior (89) indica que cuando el interruptor se abre, la corriente i_{Lm} decrece linealmente y, como D_3 impide que dicha corriente se haga negativa; la ecuación será válida siempre que i_{Lm} sea positiva.

Para que la corriente se anule una vez abierto el interruptor, la disminución de corriente debe ser igual al incremento de la misma .

$$\Delta i_{Lm \text{ cerrado}} = \frac{V_i DT}{L_m}$$

$$\frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = -\frac{V_i DT}{\Delta t L_m} = -\frac{V_i}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \quad (90)$$

Resolviendo (90) para Δt .

$$\Delta t = DT \left(\frac{N_3}{N_1} \right) \quad (91)$$

Llamando t_o al instante en que se anula la corriente, podemos expresar el mismo de la siguiente forma.

$$t_o = DT + \Delta t$$

Remplazando por (91).

$$t_o = DT + DT \left(\frac{N_3}{N_1} \right) = DT \left(1 + \frac{N_3}{N_1} \right)$$

Considerando que la corriente debe anularse antes del inicio del siguiente periodo obtenemos:

$$t_o < T$$

$$\therefore DT \left(1 + \frac{N_3}{N_1} \right) < T$$

Llamando $D_{\text{máx}}$ al valor límite de D que satisface dicha expresión.

$$D_{\text{máx}} = \frac{1}{1 + \frac{N_3}{N_1}} \quad (92)$$

La expresión (92) representa el máximo ciclo de conmutación que se podrá implementar para una cierta relación de transformación, para poder lograr desmagnetizar al núcleo del transformador y así evitar la saturación del mismo.

Es interesante analizar la dependencia de $D_{\text{máx}}$ con la relación entre N_1 y N_3 , para determinar de que manera influye la misma y como podría evitarse los inconvenientes que provoca.

Se observa que si N_1 fuera mucho mas grande que N_3 se estaría ante una situación en la que prácticamente se podría utilizar cualquier valor de D y no correr el peligro de

saturar el transformador. Por otro lado si N_3 fuera mucho mas grande que N_1 el rango de D se vería reducido en gran medida por la necesidad de evitar la saturación.

Esto puede explicarse analizando la pendiente con que se descarga la corriente a través del bobinado 3, dada por la expresión (89).

Si N_1 es mucho mayor que N_3 la tensión que se refleja sobre L_m al abrirse la llave es $-V_i \frac{N_1}{N_3}$ mucho mayor en valor absoluto que V_i , tensión con la cual L_m fue cargado. Por

esto es que la pendiente de descarga es mucho mayor que la pendiente de carga del inductor, descargándose rápidamente y logrando llevar a cero altas corrientes de magnetización.

Dicha corriente de magnetización elevada se obtiene cargando L_m durante un ciclo de trabajo largo, lo cual significa poder llevar a D a valores cercanos a la unidad.

Por otra parte, si N_1 es mucho menor que N_3 sucede todo lo contrario. En este caso la pendiente de descarga del inductor es mucho menor que la pendiente de carga, por lo que será necesario un tiempo elevado para descargar al mismo. Esto conlleva a trabajar con corrientes de magnetización pequeñas, teniendo como consecuencia una gran restricción en el rango del ciclo de trabajo D .

Teniendo en cuenta el análisis anterior parecería que la solución a este problema es muy sencilla. Se utiliza una relación de N_1 a N_3 muy elevada y así nunca se estaría en peligro de saturar el transformador.

Aunque esta solución puede ser realmente efectiva para el problema de la saturación, se estaría comprometiendo en gran medida a las llaves de conmutación.

Como se observa en la Figura 40, la tensión en el interruptor abierto es $V_i - v_1$ obteniéndose para los distintos estados de la llave.

$$V_{sw} = V_i - V_o = V_i - \left(-V_i \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \right) = V_i \left(1 + \frac{N_1}{N_3} \right) \quad DT < t < t_o \quad (93)$$

$$V_{sw} = V_i \quad t_o < t < T$$

Puede apreciarse en la expresión (93), que efectivamente, aumentar en forma desmedida la relación entre N_1 y N_3 impone tener tensiones de llave muy elevadas en el circuito.

Estas dos expresiones (92) y (93) muestran que la relación de vueltas entre bobinados primario y terciario determina la tensión máxima aplicada a la llave y el ciclo de trabajo máximo ($D_{m\acute{a}x}$) que permite desmagnetizar totalmente al núcleo antes del inicio del siguiente período de conducción.

Estos dos valores son compromisos de diseño, ya que aumentar el valor de $D_{m\acute{a}x}$ para poder lograr un mayor rango de conversión, conlleva inevitablemente a aumentar la tensión máxima que deberá soportar el interruptor.

En la práctica es común tomar una relación primario a terciario igual a 1 obteniéndose un $D_{m\acute{a}x} = 0.5$ y una tensión máxima sobre la llave de $2V_i$.

6. CONVERTIDOR PUSH-PULL

En la Figura 42 puede observarse el esquema de este convertidor.

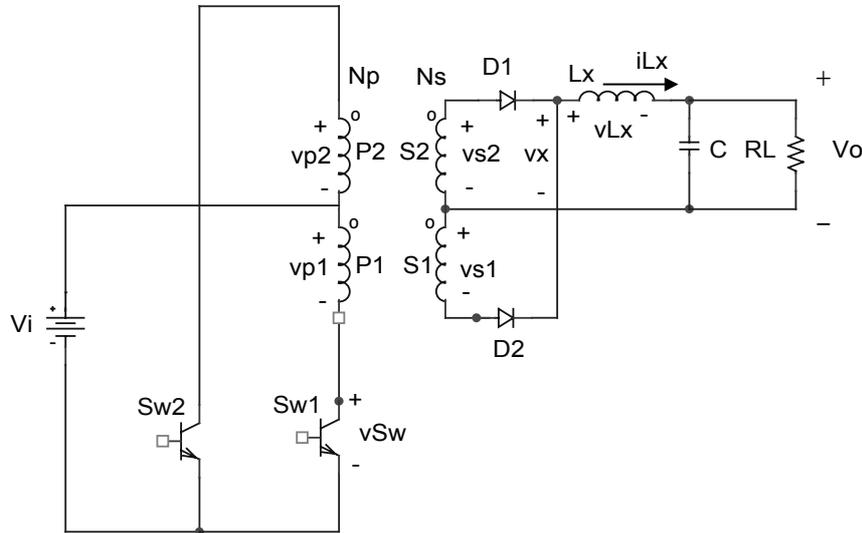


Figura 42: Topología de un convertidor Push-Pull

Para el análisis de este circuito se harán las mismas suposiciones que en los convertidores anteriores. Además, cabe destacar la presencia de dos llaves de conmutación (sw_1 y sw_2) las cuales se activarán y desactivarán siguiendo la secuencia representada en la Figura 43.

El ciclo máximo de trabajo permitido para cada llave será de 0.5 para evitar un cortocircuito en la fuente de alimentación.

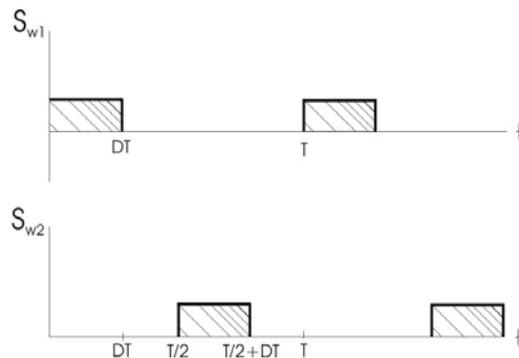


Figura 43: Conmutación de las llaves

Análisis con interruptor sw_1 cerrado:

Durante el primer estado, la llave sw_1 está cerrada y sw_2 abierta. Esta condición trae como consecuencia que se establezca una tensión V_i en los devanados p_1 y p_2 del transformador. Dicha tensión reflejada en el secundario hace que D_2 se corte y D_1 conduzca, como puede apreciarse en la Figura 44.

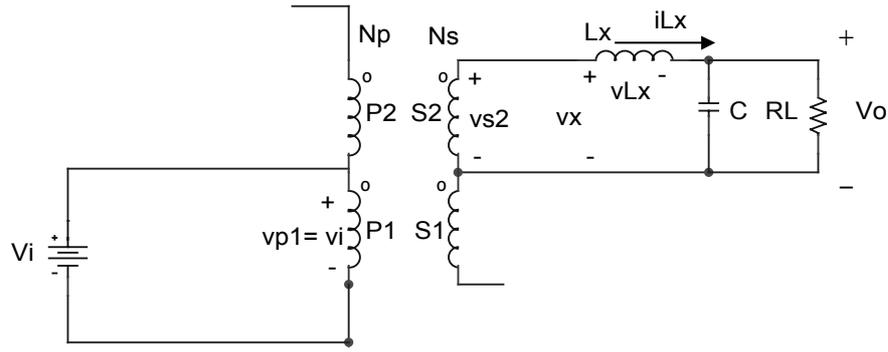


Figura 44: Circuito resultante del convertidor con Sw_1 en ON

Reflejando la tensión sobre p_1 en los otros devanados se obtienen las siguientes expresiones:

$$v_{s1} = V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (94)$$

$$v_{s2} = V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (95)$$

$$v_{p2} = V_i$$

$$v_{sw2} = 2V_i \quad (96)$$

Observando la Figura 44 se aprecia que $v_x = v_{s2}$, y reemplazando por (95) se obtiene.

$$v_x = V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad (97)$$

Analizando la tensión sobre el inductor L_x y teniendo en cuenta el valor de v_x dado por (97).

$$v_{Lx} = v_x - V_o = V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o \quad (98)$$

Esta tensión positiva provoca que la corriente sobre L_x crezca linealmente mientras la llave sw_1 permanece cerrada.

Utilizando la expresión anterior, podemos plantear lo siguiente.

$$\frac{\Delta i_{Lx}}{\Delta T} = \frac{\Delta i_{Lx}}{DT} = \frac{V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o}{L_x} \quad (99)$$

Resolviendo (99) para Δi_{L_x} obtenemos la expresión para la corriente en este periodo.

$$(\Delta i_{L_x})_{\text{cerrado}} = \left(\frac{V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o}{L_x} \right) DT \quad (100)$$

Análisis con ambos interruptores abiertos

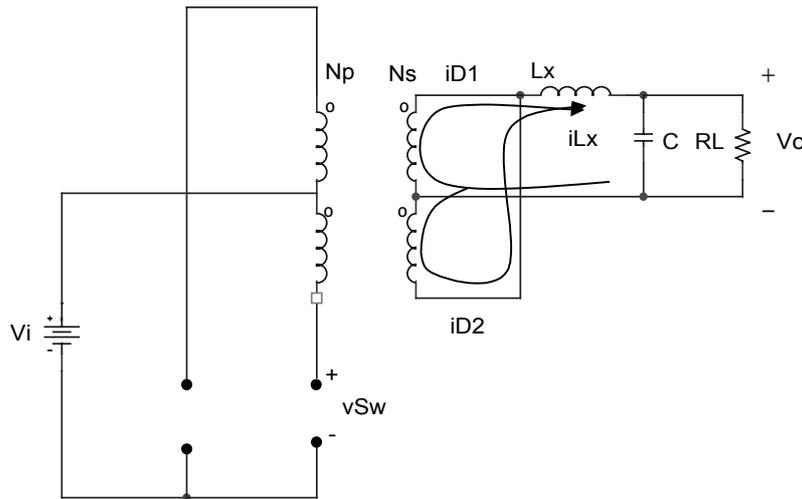


Figura 45 Circuito resultante del convertidor con Sw_1 y Sw_2 en OFF

Al abrirse sw_1 , con sw_2 también abierta como se muestra en la Figura 45, la corriente en los devanados primarios se anula. Sobre el inductor L_x se induce una tensión inversa a la presente en la condición de sw_1 cerrada para mantener el flujo de corriente circulante. Esta tensión aumenta su valor hasta poner en directa a los diodos, los cuales comienzan a conducir, trabajando como diodos de rueda libre.

La tensión en cada devanado secundario es nula ya que las corrientes i_{D1} e i_{D2} son de igual magnitud y de sentidos opuestos.

Como las tensiones en los bobinados secundarios son nulas y ambos diodos se encuentran polarizados en directa v_x toma un valor nulo.

$$v_x = 0$$

$$v_{L_x} = 0 - V_o = -V_o \quad (101)$$

Esta tensión produce una disminución lineal de la corriente en L_x cuya expresión considerando (101) es la siguiente.

$$\frac{\Delta i_{L_x}}{\Delta T} = \frac{\Delta i_{L_x}}{\frac{T}{2} - DT} = \frac{V_o}{L_x} \quad (102)$$

Resolviendo (102) para Δi_{Lx} .

$$(\Delta i_{Lx})_{abierto} = -\left(\frac{V_o}{L_x}\right)\left(\frac{1}{2} - D\right)T \quad (103)$$

Análisis con interruptor sw2 cerrado.

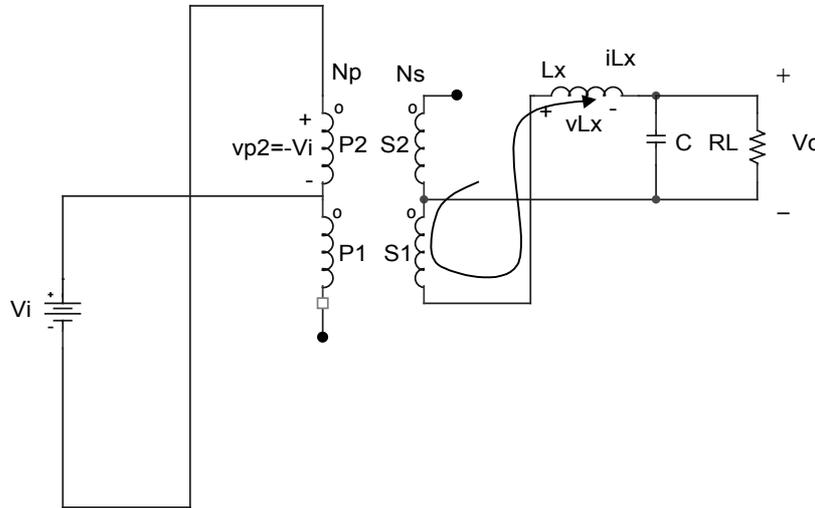


Figura 46 Circuito resultante del convertidor con Sw₂ en ON

Como se observa en la Figura 46, cuando se cierra sw₂ se establece una tensión en el devanado primario p₂ de valor $-V_i$. Esta tensión reflejada en los otros tres devanados origina las siguientes tensiones.

$$v_{p1} = -V_i$$

$$v_{s1} = -V_i \left(\frac{N_s}{N_i}\right) \quad (104)$$

$$v_{s2} = -V_i \left(\frac{N_s}{N_i}\right) \quad (105)$$

$$v_{sw1} = 2V_i$$

Estos valores de las tensiones v_{s1} y v_{s2} dados por las ecuaciones (104) y (105) hacen que D₁ se corte y D₂ conduzca obteniéndose sobre L_x la siguiente tensión.

$$v_x = V_i \left(\frac{N_s}{N_p}\right)$$

$$v_{Lx} = v_x - V_o = V_i \left(\frac{N_s}{N_i}\right) - V_o \quad (106)$$

Como V_{L_x} es constante y positiva, la corriente sobre L_x aumenta linealmente mientras sw_2 permanece cerrada y su expresión utilizando (106) es la siguiente.

$$(\Delta i_{L_x})_{cerrado} = \left(\frac{V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o}{L_x} \right) DT$$

En la Figura 47 pueden apreciarse los resultados obtenidos del análisis anterior, donde se muestran las variaciones de la tensión v_x y la corriente por el inductor L_x .

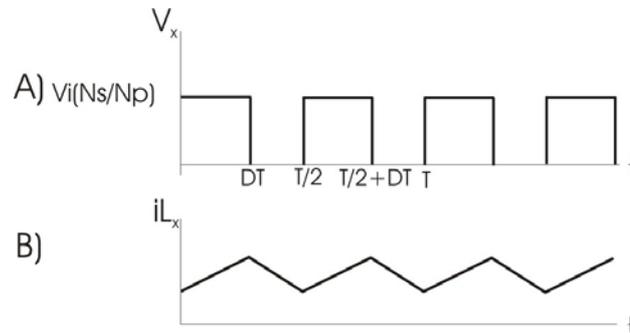


Figura 47: Formas de onda; A) Tensión rectificada en el secundario,
B) Corriente sobre el inductor L_x

Como la variación neta de corriente sobre la bobina durante un periodo de conducción debe ser cero.

$$(\Delta i_{L_x})_{cerrado} + (\Delta i_{L_x})_{abierto} = 0$$

$$\left(\frac{V_i \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o}{L_x} \right) DT + \left(\frac{V_o}{L_x} \right) \left(\frac{1}{2} - D \right) T = 0 \quad (107)$$

Resolviendo (107) para V_o/V_i obtenemos la relación de tensión de entrada a tensión de salida para el convertidor PUSH-PULL.

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = 2 \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D} \quad (108)$$

En el análisis anterior se despreció la inductancia de magnetización del transformador. Si la misma se incluye en el circuito, la corriente sobre L_m aumentará linealmente cuando se encuentre cerrada sw_1 , ya que en este caso se impone a la misma una tensión constante y positiva de valor V_i . Mientras estén abiertos sw_1 y sw_2 , la tensión aplicada sobre L_m será nula por lo que la corriente mantendrá su valor constante. Finalmente la

corriente disminuirá linealmente cuando se cierre sw_2 , al quedar aplicada sobre L_m una tensión negativa de valor V_i .

Como sw_1 y sw_2 permanecerán cerrados iguales intervalos de tiempo, la variación neta de i_{Lm} será nula, desmagnetizándose el transformador en cada periodo de conmutación.

En la Figura 48 se ilustra la corriente i_{Lm} donde puede apreciarse este proceso.

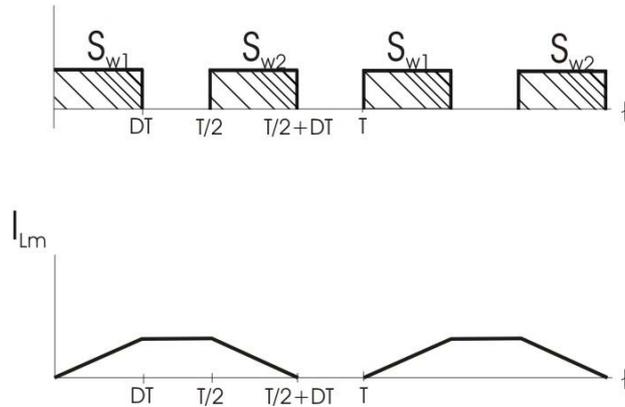


Figura 48: Forma de onda de la corriente de magnetización i_{Lm}

Este convertidor presenta la ventaja que dada una determinada frecuencia de conmutación en el primario del transformador, en el filtro de salida existirá el doble de dicha frecuencia, con lo cual obtendremos filtros de elementos mas pequeños y livianos. Además es de destacar que presenta como inconveniente la limitación en el voltaje que deben soportar las llaves, expresión (96), el cual es independiente de los parámetros del transformador como así también del ciclo de conmutación.

Este valor es igual al doble de la tensión de entrada más el pico que se producirá por la inductancia de dispersión del transformador. Lo cual representa un problema en conversores de alta potencia donde se requiere manejar altas corrientes, puesto que los transistores usados como llaves son de alto costo.

Otro problema importante de esta configuración es la saturación del núcleo, ya que una pequeña cantidad de polarización de continua puede llevarlo a esta situación. Esto sucede cuando los intervalos de conducción de las llaves no son iguales, debido a la dispersión de las características de los transistores utilizados.

7. CONVERTIDOR HALF-BRIDGE

En la Figura 49 se muestra el circuito del convertidor semi-puente (Half-Bridge).

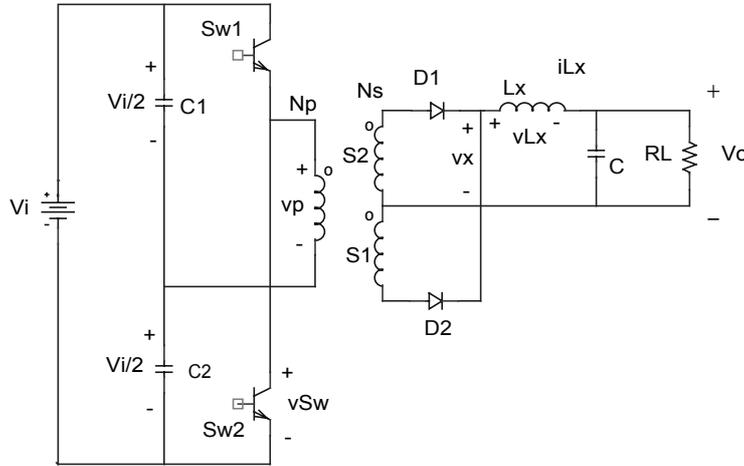


Figura 49 Topología de un convertidor Half-Bridge

Como puede observarse en la Figura 49, este convertidor incluye dos capacitores C_1 y C_2 de gran tamaño y de mismo valor. Su propósito es distribuir la tensión de salida de igual manera, obteniéndose $V_i/2$ sobre C_1 y $V_i/2$ sobre C_2 .

Básicamente la forma de funcionamiento de este convertidor es la siguiente :

Cuando se cierra la llave sw_1 , se establece sobre el primario del transformador la tensión $V_i/2$ y cuando lo hace sw_2 se establece sobre el mismo $-V_i/2$. Así se genera en el secundario del transformador una onda cuadrada (tensión v_x) que luego es rectificadada y filtrada para obtener la tensión continua de salida V_o .

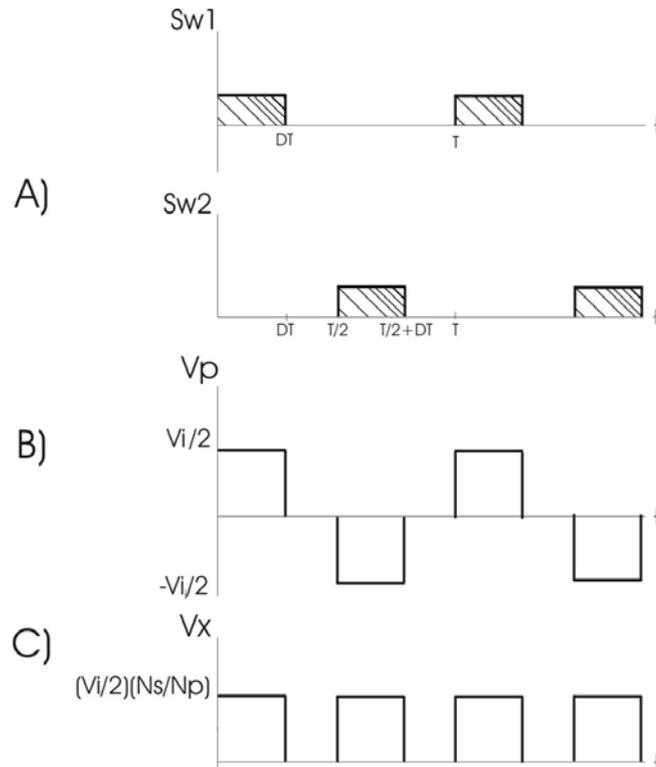


Figura 50: Formas de onda; A) Secuencia de conmutación de las llaves, B) Tensión en el primario del transformador, C) Tensión rectificadada en el secundario del transformador

Puede apreciarse en la Figura 50 la secuencia de conmutación de las llaves, como así también las formas de onda de tensión v_p y v_x .

Análisis con sw_1 cerrado:

Cuando se cierra la llave sw_1 se impone en el primario del transformador la tensión $V_i/2$. Esta tensión reflejada en el secundario, pone en directa al diodo D_1 y en inversa al diodo D_2 .

En esta condición la tensión v_x será:

$$v_x = \frac{v_i}{2} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \tag{109}$$

Y como v_{Lx} es igual a $v_x - V_o$ y teniendo en cuenta la ecuación anterior (109), obtenemos la siguiente expresión para la tensión sobre el inductor en el periodo $0 < t < DT$.

$$v_{Lx} = v_x - V_o = \frac{V_i}{2} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o \tag{110}$$

Esta tensión positiva hará que la corriente sobre L_x crezca linealmente mientras sw_1 se encuentre cerrada.

Análisis con sw_2 cerrado:

Al cerrarse la llave sw_2 se impone en el primario del transformador la tensión $-V_i/2$. Esta tensión reflejada en el secundario, pone en directa al diodo D_2 y en inversa al diodo D_1 .

En esta condición la tensión v_x tomará el mismo valor que al cerrarse sw_1 cuya expresión viene dada por (109). Teniendo esto en consideración, el análisis con sw_2 en ON será el mismo que con sw_1 en ON, obteniéndose para v_{Lx} la expresión (110).

Análisis con interruptores abiertos:

Cuando ambas llaves se encuentran abiertas no hay circulación de corriente por los devanados del primario del transformador. La corriente en la bobina L_x debe mantener la continuidad, provocando que ambos diodos se pongan en directa funcionando como diodos de rueda libre y aportando cada uno la mitad de la corriente de carga. La tensión en cada devanado secundario es nula ya que las corrientes por D_1 y por D_2 son de igual magnitud y de sentidos opuestos.

Dado que la tensión v_x es nula, se puede plantear para la tensión v_{Lx} la siguiente expresión en el intervalo $DT < t < T/2$.

$$v_x = 0$$

$$v_{Lx} = v_x - V_o = -V_o \tag{111}$$

Como indica (111) la tensión v_{Lx} es negativa por lo tanto en este intervalo la corriente sobre L_x disminuirá linealmente.

Igualando a cero la tensión media sobre el inductor en un periodo y despejando V_o/V_i obtenemos la relación de tensión de entrada a tensión de salida para este convertidor.

$$\left(\frac{V_i}{2} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_o \right) DT - V_o \left(\frac{T}{2} - DT \right) = \frac{V_i}{2} \left(\frac{N_s}{N_p} \right) DT - \frac{V_o T}{2} = 0$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{N_s}{N_i} \right) D} \quad (112)$$

En este convertidor, al igual que en el PUSH-PULL, el ciclo de trabajo D podrá tomar valores entre 0 y 0.5 para no cortocircuitar la fuente de alimentación.

Volcando el análisis anterior sobre una gráfica (Figura 51) podemos obtener la siguiente forma de onda para la corriente sobre L_x .

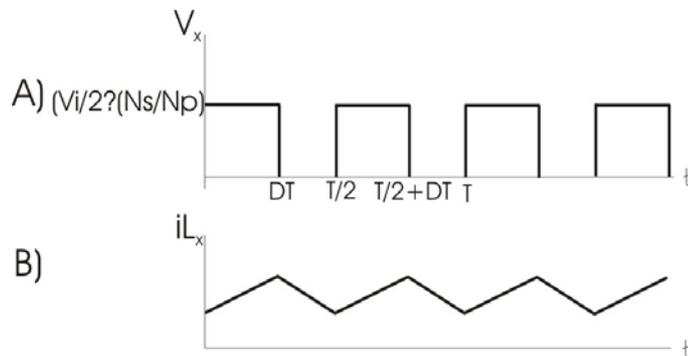


Figura 51: Formas de onda; A) Tensión rectificada en el secundario, B) Corriente sobre el inductor L_x

Vale destacar que en este caso la tensión que debe soportar cada una de las llaves es V_i , menor que en el caso anterior donde el convertidor push-pull debía soportar $2V_i$ sobre las mismas.

8. CONVERTIDOR FULL-BRIDGE

En la Figura 52 se observa este convertidor.

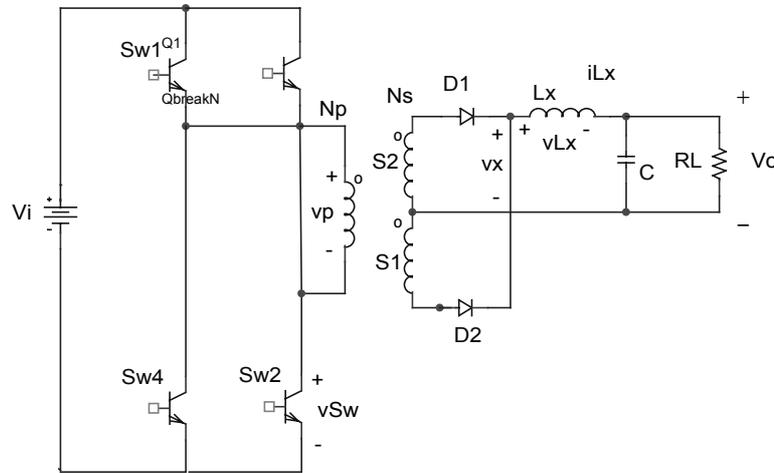


Figura 52: Topología de un convertidor Full-Bridge

En este caso las llaves sw_1 y sw_4 o sw_2 y sw_3 son simultáneamente cerradas, obteniéndose en el primario del transformador una onda cuadrada de amplitudes V_i y $-V_i$. Esta tensión es reflejada en el secundario del transformador para luego ser rectificadora y filtrada y así obtener la tensión de salida V_o .

En la Figura 53 se muestra la secuencia de conmutación de las llaves y las formas de onda de tensión v_p y v_x .

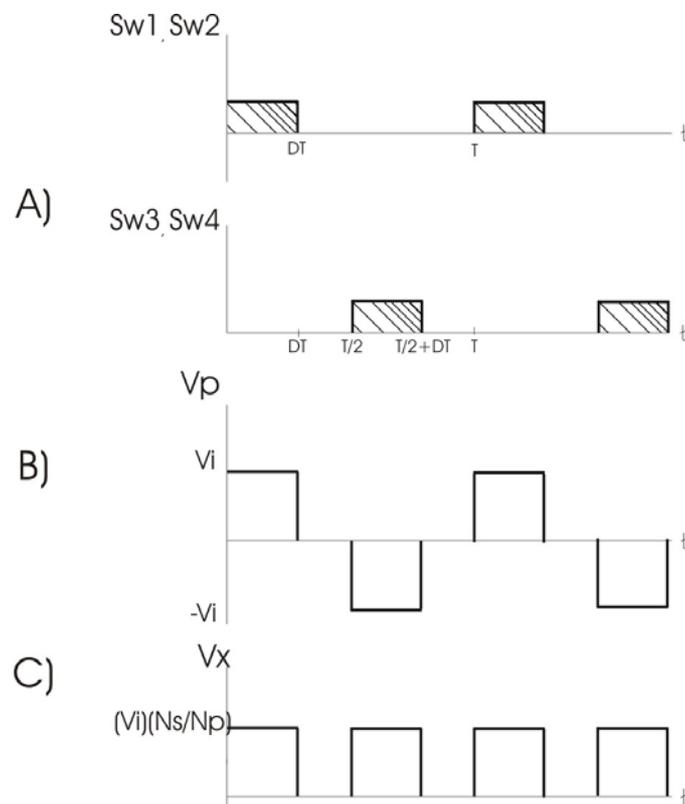


Figura 53: Formas de onda; A) Secuencia de conmutación de las llaves, B) Tensión en el primario del transformador, C) Tensión en el secundario del transformador rectificadora.

Los diodos D_1 y D_2 del secundario rectifican esta forma de onda para producir la tensión v_x . Como puede apreciarse en la Figura 53 la tensión v_x es idéntica a la tensión v_x del convertidor PUSH-PULL, (Figura 47). En consecuencia, la salida del convertidor de puente completo puede analizarse de igual manera que la correspondiente a dicho convertidor, obteniéndose la misma expresión de tensión de entrada a tensión de salida (42).

$$\frac{V_o}{V_i} = 2 \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D$$

Si realizamos una comparación con el convertidor de medio puente, para iguales tensiones de entrada y de salida, se puede obtener la siguiente igualdad.

$$\left(\frac{N_2}{N_1} \right)_{HB} = 2 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)_{FB}$$

Despreciando el ripple de corriente de salida y asumiendo que las corrientes de magnetización son también despreciables en ambos circuitos, se obtiene para una dada corriente de salida que.

$$I_{SWHB} = 2 I_{SWFB} \quad (113)$$

La expresión (113) nos indica que la corriente por cada una de las llaves del circuito semi-puente será el doble que la corriente por las llaves del circuito de puente completo. Por lo tanto aunque en el circuito semi-puente utilicemos menor cantidad de llaves, las mismas deberán ser de mayor calidad al tener que soportar mayor intensidad de corriente.

En cuanto a la tensión máxima que debe soportar cada llave, puede verse que la misma sigue siendo de V_i al igual que en el convertidor anterior (HALF-BRIDGE).

9. BIBLIOGRAFÍA

1. *“Power Electronics. Converters, Applications and Design”* Second Edition.
Mohan, Underlan, Robbins.
2. *“Introducción a la electrónica de Potencia”*
Daniel W Hart.
3. *“Electrónica de Potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones”* Segunda Edición.
Muhammed H. Rashid.
4. *“Fuentes Conmutadas”*, Publicación LEICI 12-92-01, Mayo 1992
Sergio A. González, Julio R. Lorenzo