

UNIDAD V

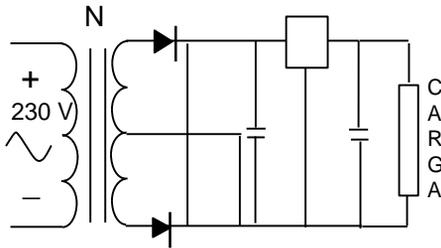
CONVERTIDORES CD/CD



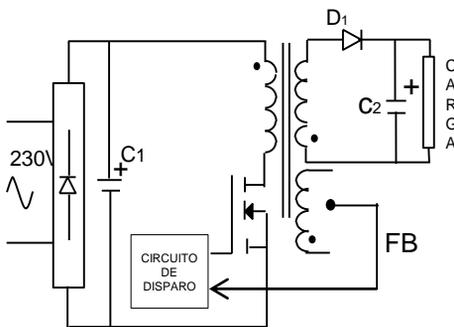
FUENTES DE POTENCIA BASADAS EN CONVERTIDORES CD/CD

CONVERTIDORES CD/CD DE ALTA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

5.1 FUENTES CD LINEALES VS FUENTES CONMUTADAS 6



a) Fuente lineal (6)



b) Fuente conmutada(6)

Fig. 5.01 Fuentes CD lineales y conmutadas

La mayoría de sistemas electrónicos, de equipos de electrónica de consumo e industriales, requieren de **fuentes reguladas de bajo voltaje y baja potencia** por ejemplo 12V-20W, alimentadas por voltajes de distribución(120,208,230V)

La solución a esta necesidad fue hasta la década de los ochenta, el uso de un transformador con núcleo de acero al silicio, con un bobinado secundario con derivación intermedia, para reducir el voltaje de distribución(230 V) a 24/12V, un rectificador de onda completa(2 diodos), un filtro con capacitor electrolítico, un circuito integrado regulador lineal(con transistores) y un capacitor de tantalio(fig. 5.01a). Esta solución es pesada y voluminosa, por el transformador de baja frecuencia, e ineficiente por el transistor

Para resolver estos aspectos negativos, se desarrollaron las fuentes conmutadas(fig.5.01b). Se rectifica el voltaje y se filtra(capacitor electrolítico), para alimentar un mosfet, que conmuta a alta frecuencia(decenas de kHz), en serie con un transformador de alta frecuencia(núcleo de ferrita , liviano y pequeño) .Se rectifica en el secundario y se usa un filtro pequeño por la alta frecuencia

5.2 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES CD/CD CONMUTADOS 3

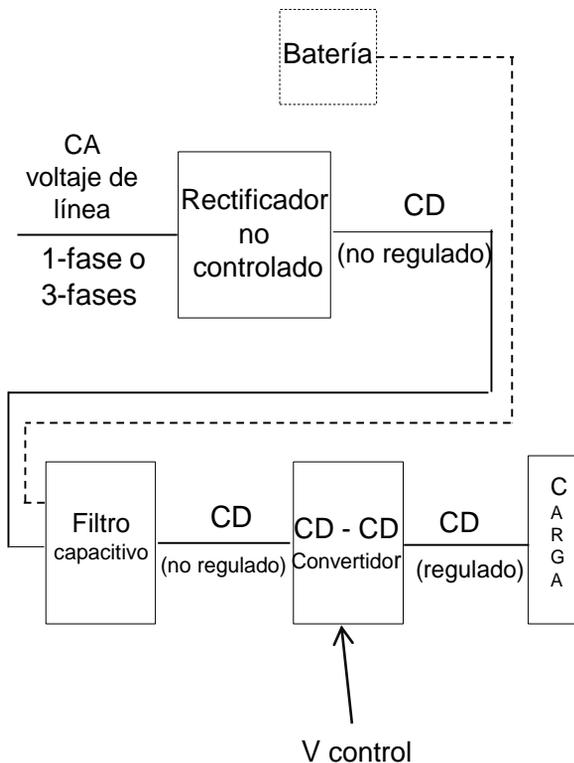


Fig. 5.02 Diagrama de bloques de un convertidor CD/CD conmutado no aislado(3)

Los convertidores CD/CD se utilizan en las fuentes conmutadas de alta frecuencia (convertidores aislados) y para alimentar motores CD (convertidores no aislados)

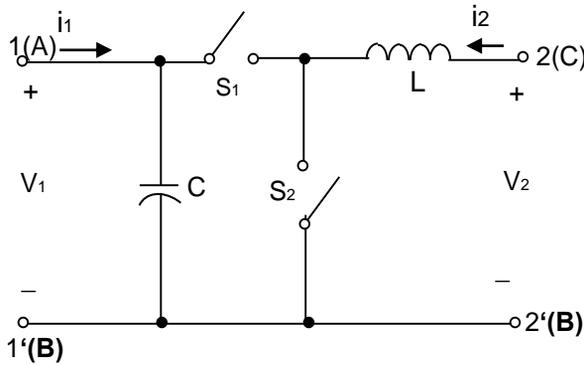
La fig. 5.02 muestra un diagrama de bloques del convertidor no aislado. El voltaje alterno se rectifica, y se reduce el rizado mediante un filtro capacitivo, el cual también reduce la impedancia interna de la fuente, o se utiliza una batería. La entrada al convertidor es un voltaje CD no regulado. El convertidor regula (controla) el voltaje y lo transforma al nivel deseado.

Se estudiarán en régimen permanente, y en condiciones ideales (se ignoran las pérdidas, se asume nula la impedancia de la fuente, y el efecto de los filtros es ideal), los siguientes convertidores no aislados

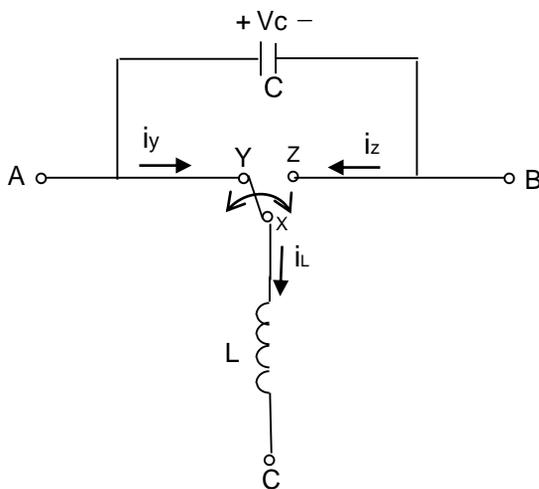
1. Convertidor reductor (buck)
2. Convertidor elevador (boost)
3. Convertidor buck-boost
4. Convertidor tipo puente

El convertidor reductor y el elevador, se clasifican como convertidores directos y el buck / boost indirecto

5.3 CELDA CANÓNICA DE CONMUTACIÓN 1



a) Topología más simple del convertidor CD/CD y el filtro pasa bajo(1)



b) Celda canónica de conmutación(1)

Fig. 5.03 Topología más elemental del convertidor CD/CD

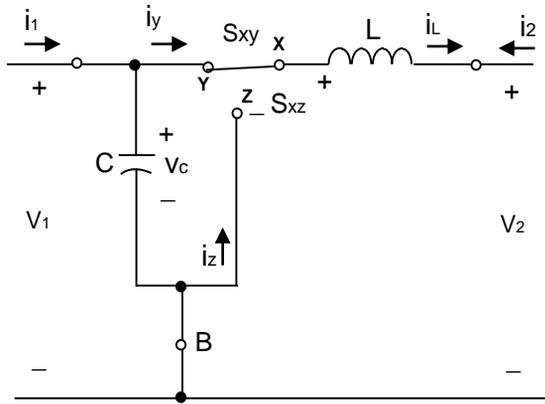
En la topología del circuito de la fig.5.03a), se asume que el voltaje de entrada (V_1) es constante, pero la corriente (i_1) posee rizo, debido a la conmutación de S_1 . De manera análoga, se asume que la corriente de salida es constante ($i_2=i_L$) pero el voltaje de salida (v_2) si posee rizo. Para que la corriente de entrada, y el voltaje de salida disminuyan el rizo, se deben insertar filtros pasa-bajo en la entrada (C) y la salida (L) del circuito.

El flujo de energía puede ser en cualquier dirección :de 1 a 2 o viceversa , dependiendo de cómo se controlen los interruptores.

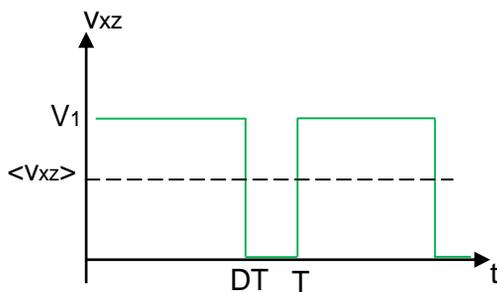
La figura 5.03a) es idéntica a la 5.03b), (celda canónica) con la diferencia que se sustituyen los interruptores S_1 y S_2 , por un interruptor de un polo y doble tiro. Las 2 posibles maneras como se interconectan los 3 terminales de la celda canónica, dan origen a las dos topologías básicas de los convertidores CD/CD : directo e indirecta

5.4 CONVERTIDOR CD/CD DIRECTO REDUCTOR

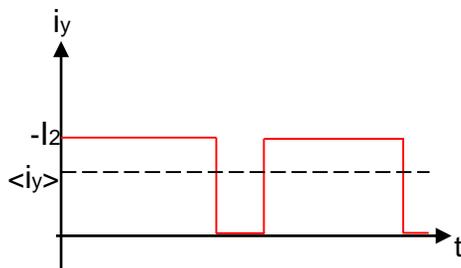
5.4.1 MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO 1



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de $v_{xz}(1)$



c) Forma de onda de $i_y(1)$

Sí en la celda canónica se conecta el terminal B, común al puerto de entrada y al de salida, se obtiene lo que se conoce como el convertidor directo (fig. 5.04a), ya que existe un camino para la corriente CD entre el puerto de entrada y el de salida.

Porque inicialmente se debe cargar el inductor, el interruptor serie (S_{xy}) es el controlado, con una relación de trabajo en régimen permanente (D),

Si se asume el flujo de energía de 1 a 2, se tiene:

$$\begin{aligned} v_1 i_1 > 0 \quad \text{y} \quad v_2 i_2 < 0 \\ i_1 > 0 \quad \quad \quad i_2 < 0 \end{aligned} \quad (5.01)$$

La forma de onda del voltaje del interruptor paralelo (S_{xz}) se muestra en la figura 5.04b), y la corriente del interruptor serie se muestra en la fig. 5.04c). Aplicando la ley de Kirchhoff de voltajes en valores medios, en la salida se obtiene: :

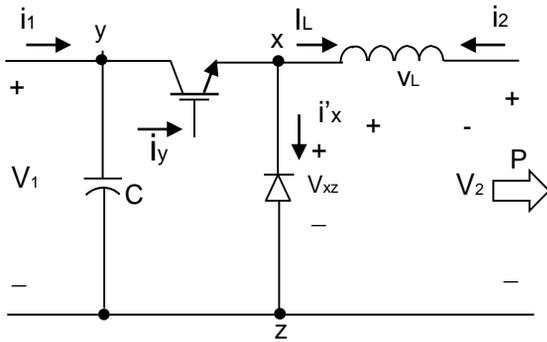
$$\begin{aligned} \langle v_{xz} \rangle &= \langle v_L \rangle + \langle v_2 \rangle \\ \langle v_L \rangle &= 0 \quad \text{y} \quad \langle v_2 \rangle = V_2 \\ \langle v_{xz} \rangle &= DV_1 = V_2 \end{aligned} \quad (5.02)$$

La aplicación de Kirchhoff de corrientes, permite obtener:

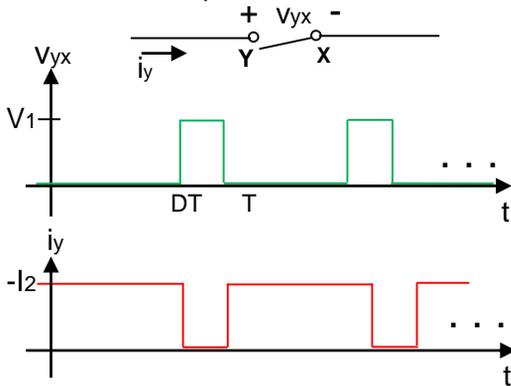
$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{1}{D} \quad (5.03)$$

Fig. 5.04 Convertidor directo

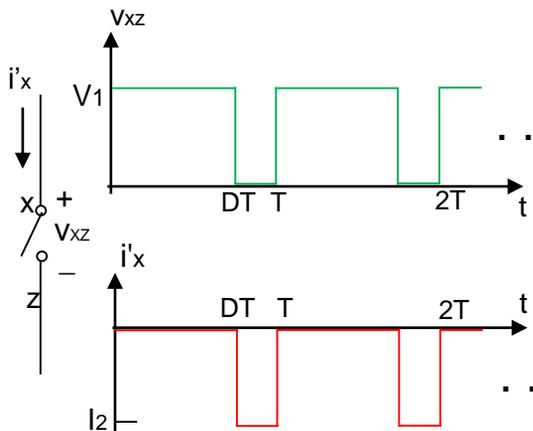
5.4.2 IMPLEMENTACIÓN DE INTERRUPTORES 1



a) Circuito(1)



b) Formas de onda de S_{xy}



c) Formas de onda de S_{xz}

Fig. 5.05 Implementación de interruptores

Para implementar los interruptores del convertidor directo, con dispositivos semiconductores de potencia, se siguen los siguientes pasos:

1). Se determinan del circuito (fig. 5.04 a) los gráficos v-t para S_{xy} y S_{xz} . Los resultados para S_{xz} se muestran en la figura 5.05c) y el de S_{xy} en la figura 5.05b)

2). De los gráficos anteriores se determina el gráfico v-i, de cada interruptor.

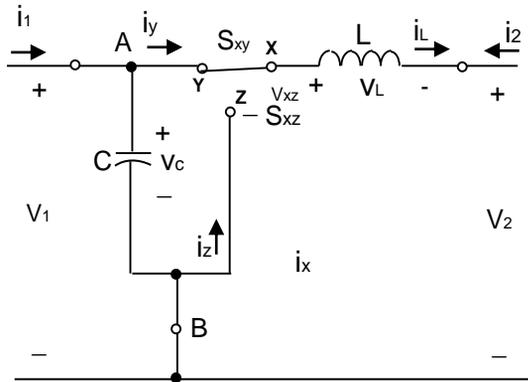
El interruptor S_{xy} debe tener capacidad para transportar corriente positiva (de y hacia x) y soportar voltaje positivo ($V_{yx} > 0$). El cuadrante de trabajo del semiconductor en el gráfico v-i es el I. El interruptor S_{xz} debe tener capacidad para transportar corriente negativa (de z a x) y capacidad para soportar voltaje positivo ($V_{xz} > 0$)

3). Se comparan los requerimientos de los interruptores con las características ideales de los semiconductores (Tabla 1.01) y se seleccionan los que se adecuen.

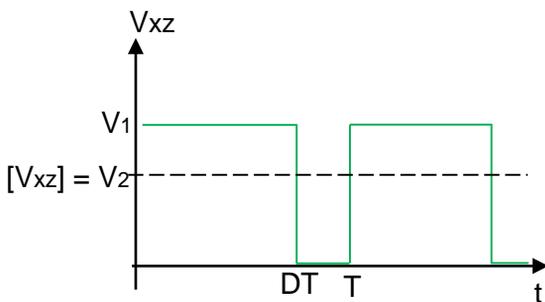
El resultado de la comparación se muestra en la fig. 5.05a). S_{xy} corresponde a un BJT npn o un MOSFET canal n, y S_{xz} corresponde a un diodo con polarización inversa

5.5 CONVERTIDOR CD/CD DIRECTO ELEVADOR 1

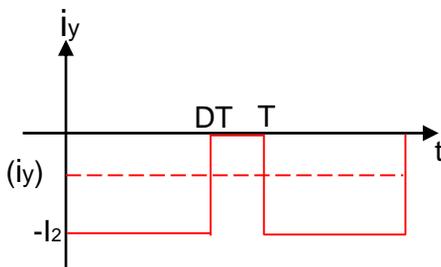
5.5.1 MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de $v_{xz}(1)$



c) Forma de onda de $i_y(1)$

Primero se debe cargar el inductor y S_{xz} , debe ser el interruptor controlado. Se asume para el interruptor serie (S_{xy}) una relación de trabajo en régimen permanente (D), y el flujo de energía de 2 a 1

$$\begin{aligned} v_1 i_1 < 0 \quad \text{y} \quad v_2 i_2 > 0 \\ i_1 < 0 \quad \quad \quad i_2 > 0 \end{aligned} \quad (5.04)$$

La forma de onda del voltaje del interruptor paralelo (S_{xz}) se muestra en la fig. 5.06b), y la corriente del interruptor serie se muestra en la fig. 5.06c)

Aplicando la ley de Kirchhoff de voltajes en valores medios, en la salida, se obtiene .

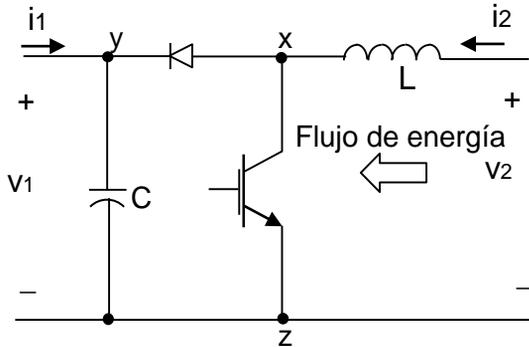
$$\begin{aligned} \langle v_{xz} \rangle &= \langle v_L \rangle + \langle v_2 \rangle \\ \langle v_L \rangle &= 0 \quad \text{y} \quad \langle v_2 \rangle = V_2 \\ \langle v_{xz} \rangle &= DV_1 = V_2 \end{aligned} \quad (5.05)$$

La aplicación de Kirchhoff de corrientes al nodo A, recordando que el valor promedio de la corriente en un capacitor es 0, permite obtener:

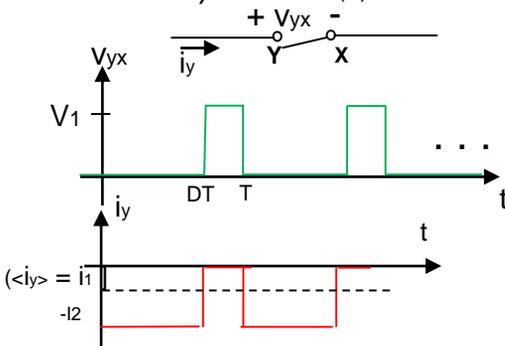
$$\frac{i_2}{I_1} = -\frac{1}{D} \quad (5.06)$$

Fig .5.06 Convertidor elevador

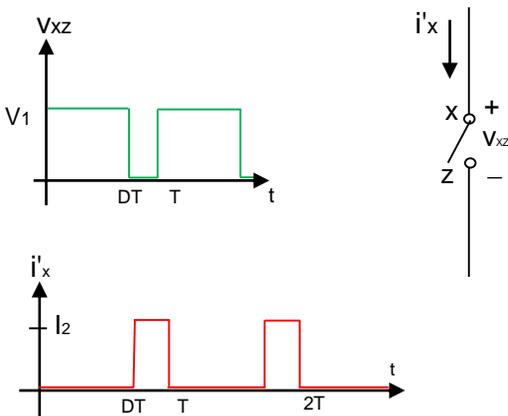
5.5.2 IMPLEMENTACIÓN DE INTERRUPTORES CONVERTIDOR ELEVADOR 1



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de $S_{xy}(1)$



c) Formas de onda de $S_{xz}(1)$

Fig. 5.07 Implementación de interruptores

Para implementar los interruptores del convertidor directo, con dispositivos semiconductores de potencia, se siguen los siguientes pasos:

1-Se determinan del circuito (fig. 5.04 a) los gráficos v-t para S_{yx} y S_{xz} . Los resultados para S_{xz} se muestran en la figura 5.07c) ,y el de S_{yx} en la fig. 5.07b)

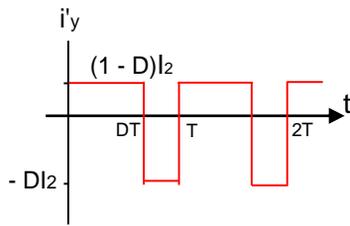
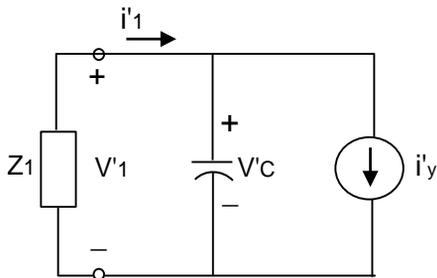
2-De los gráficos anteriores se determina el gráfico v-i, de cada interruptor.

El interruptor S_{yx} debe tener capacidad para transportar corriente negativa(de y hacia x) y soportar voltaje positivo ($V_{yx} > 0$). El cuadrante de trabajo del semiconductor en el gráfico v-i es el IV. El interruptor S_{xz} debe tener capacidad para transportar corriente positiva(de x a z) y capacidad para soportar voltaje positivo ($V_{xz} > 0$)

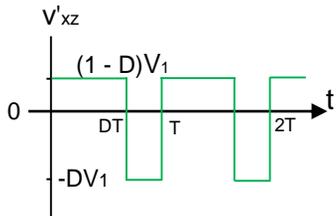
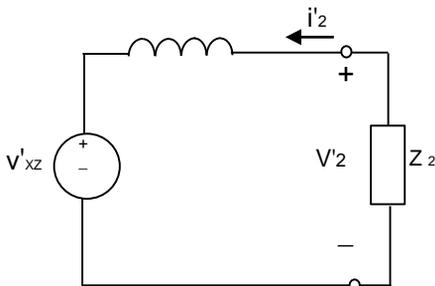
3.Se comparan los requerimientos de los interruptores con las características ideales de los semiconductores(Tabla 1.01)) y se seleccionan los que se adecuen .

El resultado de la comparación se muestra en la fig. 5.07a). S_{xz} corresponde a un BJT npn o un MOSFET canal n y S_{yx} corresponde a un diodo con polarización inversa.

5.6 MODELO CIRCUITAL DEL CONVERTIDOR DIRECTO PARA RIZADO DE VOLTAJE Y CORRIENTE 1



a) Modelo para rizado de corriente(1)



b) Modelo para rizado de Voltaje(1)

Fig. 5.08 Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor directo

En el circuito del convertidor directo(fig.5.05a), las corrientes y voltajes se consideran formadas por una componente continua (valor medio) más una componente alterna.

$$i_y = \langle i_y \rangle + i'_y ; \quad i_z = \langle i_z \rangle + i'_z$$

$$v_{XZ} = \langle v_{XZ} \rangle + v'_{XZ} \quad (5.07)$$

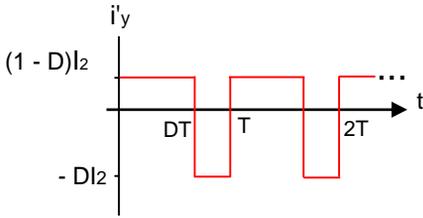
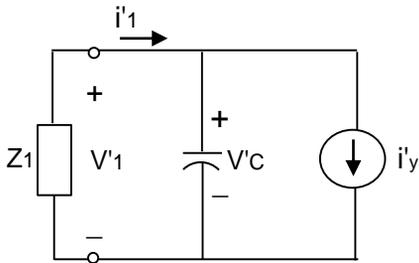
Se considera ideal el efecto de L(circuito abierto) ,para impedir el paso de las componentes alternas , por lo que:

$$i_2 = I_2 ; \quad i'_y = -i'_z = i'_x$$

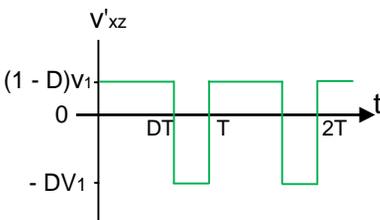
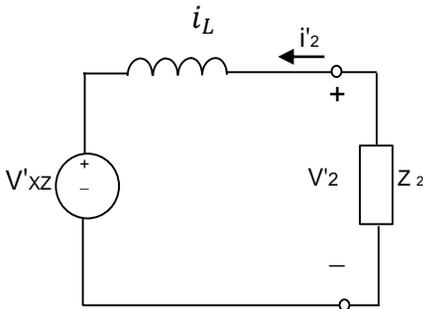
La conmutación del interruptor S_{xy} , que origina las corrientes alternas ,se modela por una fuente de corriente(i'_y) y la fuente V_1 por su impedancia interna Z_1 (fig.5.08 a)

En el modelo circuitual para el rizado de voltaje en el puerto 2, la conmutación del interruptor S_{xz} , que origina los voltajes alternos, se modela por una fuente de voltaje(v'_{xz}).Se considera ideal el efecto del capacitor a alta frecuencia(cortocircuito) y por ello las componentes alternas de voltaje, no aparecen en el puerto 1. Z_2 modela la carga del puerto 2 (fig. 5.08 b)

5.6.1 CÁLCULO DE L Y C MÍNIMOS DEL CONVERTIDOR DIRECTO 1



a) Modelo para rizado de corriente(1)



b) Modelo para rizado de voltaje(1)

De la fig. 5.09 a) se infiere ,que el rizado en el capacitor (v_c) aparece como rizado de primer orden en v_1 , y de la fig. 5.09b),se infiere que el rizado de i_L aparece como rizado de primer orden en i_2 .

Los rizados de v_c y de i_L son independientes , de las impedancias de los sistemas externos

Se asume para el cálculo del rizado de v_c (v_1) que $i_1=I_1$ y para el cálculo del rizado en i_2 , que $v_2=V_2$

En la fig. 5.06a),cuando S_{xy} está abierto, i_1 carga al capacitor durante

$$\Delta t=(1-D)T$$

$$i_1 = I_1 = C \frac{dv}{dt} \approx C \frac{\Delta V_1}{\Delta t} =$$

$$C \frac{\Delta V_1}{(1-D)T} ; C \geq \frac{I_1(1-D)T}{\Delta V_1} \quad (5.08a)$$

Para S_{xy} abierto (S_{xz} cerrado),se le aplica al inductor el voltaje V_2 , y la corriente en el inductor disminuye.

$$v_L = v_2 \approx V_2 = -L \frac{\Delta i_2}{\Delta t}$$

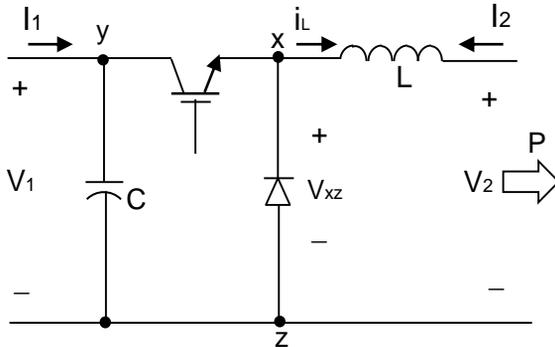
$$V_2 = -L \frac{\Delta i_2}{(1-D)T}$$

$$L \geq -\frac{V_2(1-D)T}{\Delta i_2} \quad (5.08b)$$

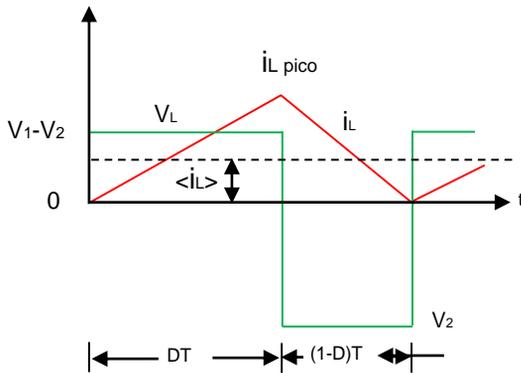
Δi_2 es negativo

Fig. 5.09 Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor directo

5.6.2 INDUCTANCIA CRÍTICA



a) Circuito(1)



b) Formas de onda de i_L y V_L (3)

Fig. 5.10. Límite de operación continua del convertidor directo

El modo de conducción continuo ($i_2 > 0$, para cualquier t), ocurre cuando la componente pico de rizado de la corriente de la carga ($i_2 = i_L$), es más pequeña que el valor medio de la corriente, y la ec. 5.02 regula la operación del convertidor

Sí el valor medio de la corriente es menor al valor pico de rizado, la corriente desaparece durante una parte del ciclo (modo discontinuo).

El valor de la inductancia, que hace cambiar el modo de operación de continuo a discontinuo, se denomina inductancia crítica (L_c). La corriente es nula al terminar el período (fig. 5.10b)

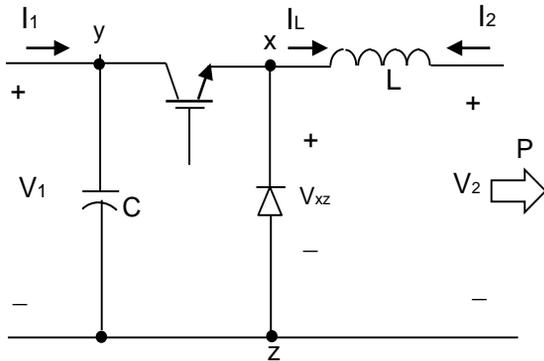
$$\langle i_L \rangle = \frac{i_{Lp}}{2} = \frac{t_{on}}{2L_c} (V_1 - V_2)$$

$$\langle i_L \rangle = \frac{DT}{2L_c} (V_1 - V_2) = \langle i_2 \rangle$$

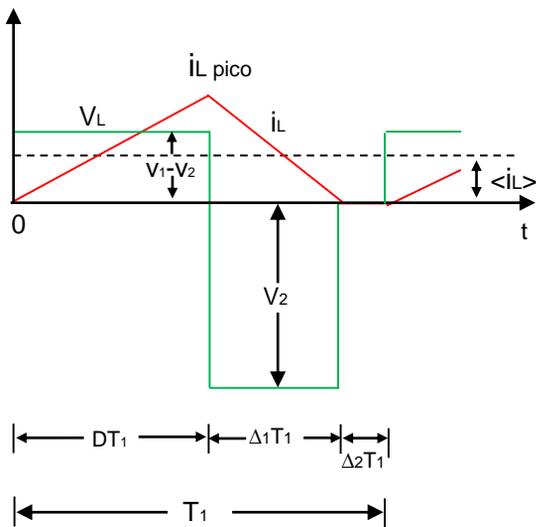
$$L_c = \frac{DT}{2\langle i_2 \rangle} (V_1 - V_2)$$

$$L_c = \frac{DV_1 T}{2\langle i_2 \rangle} (1 - D) \quad (5.09)$$

5.7 CONDUCCIÓN DISCONTINUA CON V_1 CONSTANTE, DEL CONVERTIDOR DIRECTO REDUCTOR



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de i_L y v_L (3)

Fig.5.11 Convertidor directo
Operación discontinua

Dados los valores operativos del convertidor directo reductor : L , T_s , V_1 , y D , el valor de la corriente promedio de la carga ,que mantiene al convertidor operando en modo continuo ,se obtiene de la ec. 5.09:

$$\langle i_2 \rangle = \frac{DT}{2L} (V_1 - V_2) \quad (5.10)$$

Sí decrece la potencia de la carga, se reduce $\langle i_2 \rangle$ y ocurre la operación discontinua (fig.5.11b).

Durante el intervalo $\Delta_2 T_1$, $i_L=0, v_L=0$, (fig. 5.11b)

El voltaje promedio en el inductor es cero:

$$\langle v_L \rangle = (V_1 - V_2)DT_1 - V_2\Delta_1 T_1 = 0$$

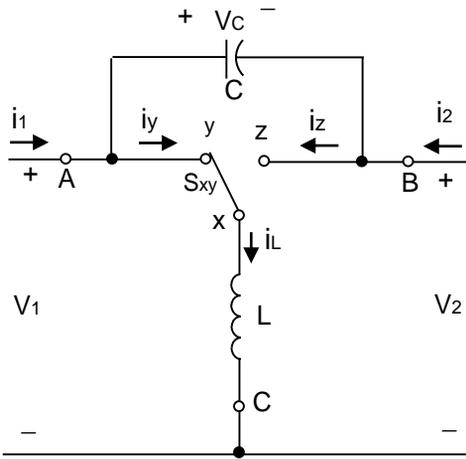
$$V_2 = \frac{D}{D + \Delta_1} V_1 \quad (5.11)$$

La relación de conversión de voltaje, no depende exclusivamente de la relación de trabajo.

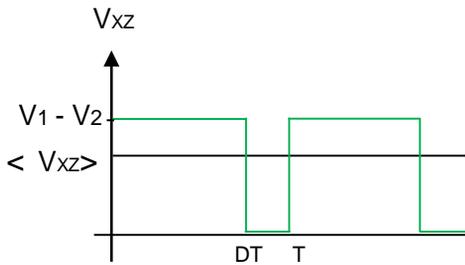
Generalmente los convertidores CD/CD no se diseñan para operación discontinua, debido al mayor esfuerzo (V_{plp}), que deben soportar los semiconductores en operación discontinua. La eventualidad de operación discontinua, debe ser impedida por el circuito de control

5.8. CONVERTIDOR INIRECTO (REDUCTOR/ELEVADOR)

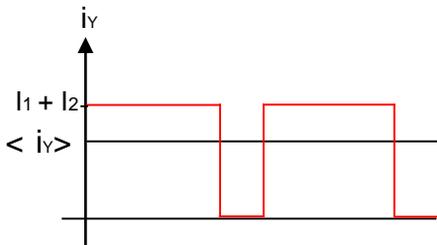
5.8.1 MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO 1



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de $v_{xz}(1)$



c) Forma de onda de $i_y(1)$

Si se conecta en la celda canónica el terminal C, común al puerto de entrada y al de salida, (fig. 5.12a), y no existe un camino para la corriente CD entre el puerto de entrada y el de salida (convertidor indirecto).

Se debe cargar inicialmente el inductor y entonces S_{xy} es el interruptor controlado (D). Si el flujo de energía es de 1 a 2, entonces:

$$v_1 i_1 > 0 \quad \text{y} \quad v_2 i_2 < 0$$

$$i_1 > 0 \quad i_2 < 0, \text{ si } v_2 > 0 \quad (5.12)$$

Aplicando Kirchhoff de voltajes:

$$\langle V_{XZ} \rangle = \langle V_L \rangle - \langle V_2 \rangle = (V_1 - V_2)D$$

pero $\langle V_L \rangle = 0$ y $\langle V_2 \rangle = V_2$, entonces:

$$V_2 = -V_1 \frac{D}{(1-D)} \quad (5.13)$$

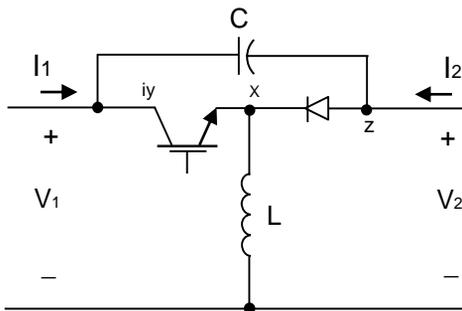
Se invierte la polaridad. Si $D < 0.5$, $|V_2| < V_1$ (reductor). Si $D > 0.5$, $|V_2| > V_1$ (elevador). Al invertir la polaridad el voltaje v_2 , entonces i_2 resulta positiva. Analizando el proceso de carga y descarga del capacitor, se infiere que al cerrar S_{xy} , se descarga el capacitor y su corriente entra al nodo A, y es igual a i_2 .

De las relaciones de potencias en el primario y el secundario del transformador se deduce:

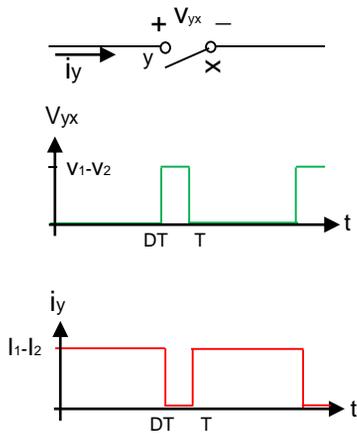
$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{(1-D)}{D} \quad (5.14)$$

Fig. 5.12 Convertidor indirecto

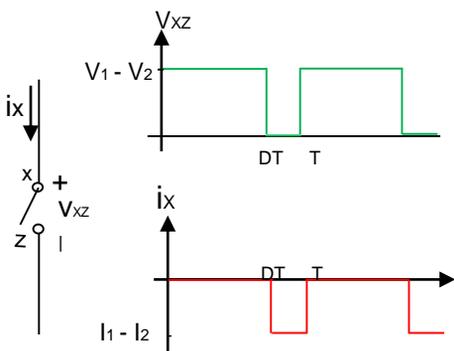
5.8.2 IMPLEMENTACIÓN DE INTERRUPTORES 1



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de $S_{xy}(1)$



c) Formas de onda de $S_{xz}(1)$

Fig. 5.13 Implementación de interruptores

Para implementar los interruptores del convertidor indirecto, con dispositivos semiconductores de potencia, se siguen los siguientes pasos:

1. Se determinan del circuito (fig. 5.12a), los gráficos $v-t$, y $i-t$ para S_{yx} y S_{xz} . Los resultados para S_{xz} se muestran en la figura 5.13c), y el de S_{yx} en la figura 5.13b).

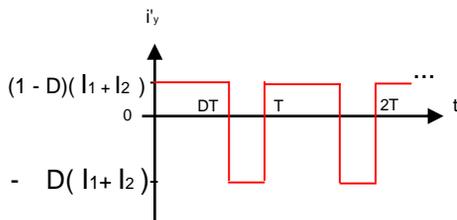
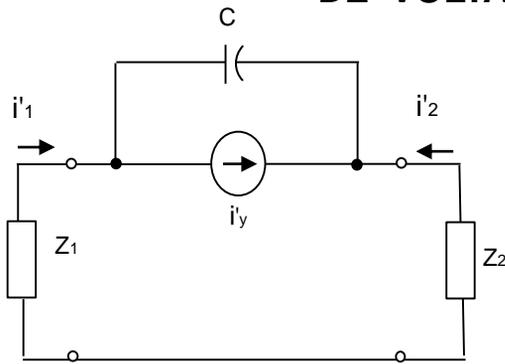
2. De los gráficos anteriores, se determina el gráfico $v-i$ de cada interruptor.

El interruptor S_{yx} debe tener capacidad, para transportar corriente positiva (de y hacia x) y soportar voltaje positivo ($V_{yx} > 0$). El cuadrante de trabajo del semiconductor, en el gráfico $v-i$ es el I. El interruptor S_{xz} debe tener capacidad, para transportar corriente negativa (de z a x) y capacidad para soportar voltaje positivo ($V_{xz} > 0$).

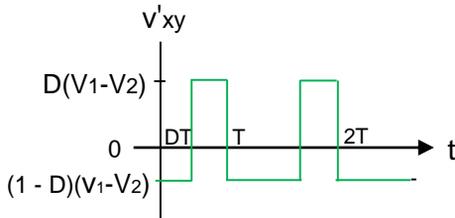
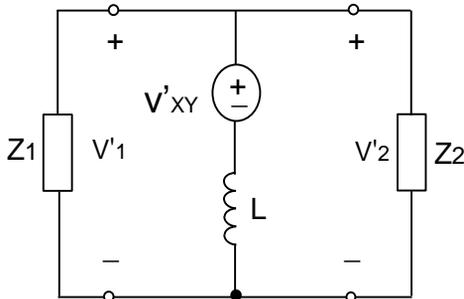
3. Se comparan los requerimientos de los interruptores, con las características ideales de los semiconductores (tabla 1.01), y se seleccionan los que se adecuen.

El resultado de la comparación se muestra en la fig. 5.13a). S_{xz} corresponde a un diodo con polarización inversa, y S_{yx} corresponde a un BJT npn, o a un transistor mosfet canal n

5.8.3 MODELO CIRCUITAL PARA RIZADO DE VOLTAJE Y CORRIENTE 1



a) Modelo para rizado de corriente(1)



b) Modelo para rizado de Voltaje(1)

En el circuito del convertidor indirecto(fig. 5.12a), las corrientes y voltajes se consideran formadas, por una componente continua(valor medio) más una componente alterna.

$$i_y = \langle i_y \rangle + i'_y$$

$$i_z = \langle i_z \rangle + i'_z$$

$$v_{xz} = \langle v_{xz} \rangle + v'_{xz} \quad (5.15)$$

Se considera ideal el efecto de L, para impedir el paso de las componentes alternas, por lo que $i'_L = 0$; $i'_y = -i'_z$. La conmutación del interruptor S_{xy} , que origina las corrientes alternas, se modela por una fuente de corriente i'_y y los sistemas externos por su impedancias Z_1 (fig.5.14a). **Para que el capacitor no sea muy grande, se debe cumplir**

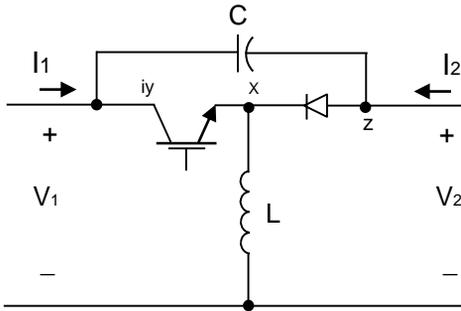
$$X_c \ll Z_1 + Z_2 \quad (5.16)$$

A la frecuencia de conmutación, el capacitor ideal se comporta como un cortocircuito, $v'_{xz} = v'_{yx}$. La conmutación del interruptor S_{xz} , que origina los voltajes alternos, se modela por una fuente de voltaje v'_{yx} . **Para que el inductor no sea muy grande, se debe cumplir**

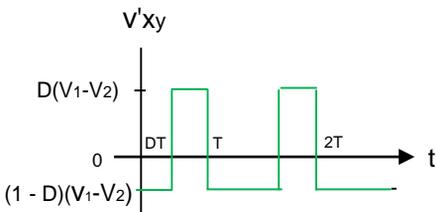
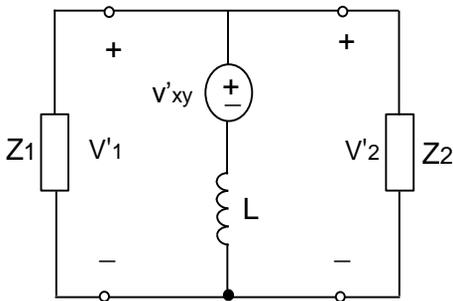
$$X_L \gg \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (5.17)$$

Fig. 5.14 Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor indirecto

5.8.4 CÁLCULO DE L Y C MÍNIMOS DEL CONVERTIDOR INDIRECTO 1



a) Convertidor indirecto)



b) Modelo para rizado de Voltaje(1)

Fig. 5.15 Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor indirecto

De la fig. 5.15 a) se infiere ,que el rizado en el capacitor (v_c), aparece como rizado de primer orden en V_1 y V_2 , y de 5.13b) el rizado en i_L , aparece como rizado de primer orden en I_1 y I_2 .

Los rizados de v_c y de i_L son independientes , de las impedancias de los sistemas externos

Se asume para el cálculo del rizado de v_c (v_1) que $i_1 \approx I_1$ y para el cálculo del rizado en i_2 , $v_2 \cong V_2$

En la fig. 5.15a),cuando S_{xy} está abierto, i_1 carga al capacitor durante $\Delta t=(1-D)T$

$$I_1 \approx i_1 = C \frac{dv}{dt} \approx C \frac{\Delta v_c}{\Delta t} = C \frac{\Delta v_c}{(1-D)T}$$

$$C \geq \frac{I_1(1-D)T}{\Delta v_c} \quad (5.18)$$

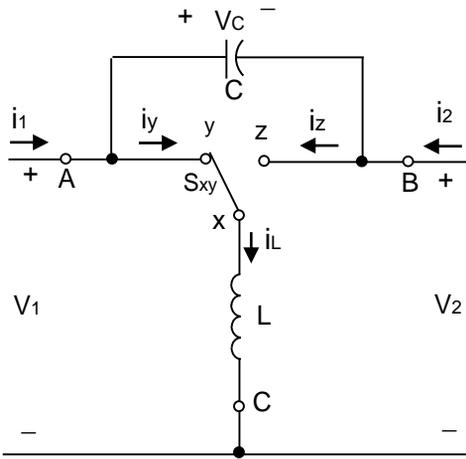
Para S_{xy} abierto (S_{xz} cerrado), se le aplica al inductor el voltaje $-V_2$, y la corriente en el inductor disminuye.

$$v_L = -v_2 \approx -V_2 = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

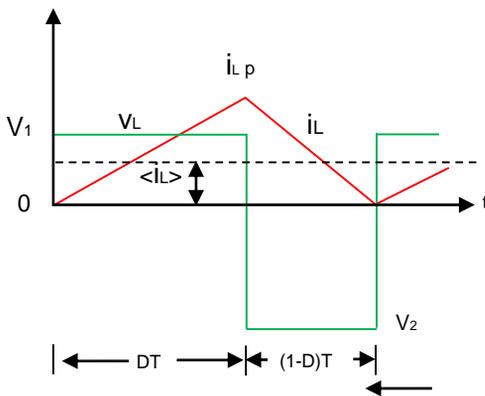
$$V_2 = -L \frac{\Delta i_L}{(1-D)T}$$

$$L \geq \frac{V_2(1-D)T}{-\Delta i_L} \quad (5.19)$$

5.8.5 INDUCTANCIA CRÍTICA



a) Circuito(1)



b) Forma de onda de $i_L(3)$

El modo de conducción continuo, $i_2 > 0$, para cualquier t , ocurre cuando la componente pico de rizado de la corriente del inductor, es más pequeña que el valor medio de la corriente, y la ec. 5.16 regula la operación del convertidor

El valor de la inductancia, que hace cambiar el modo de operación de continuo a discontinuo, se denomina inductancia crítica (L_c). La corriente es nula al terminar el período (fig. 5.16b)

Aplicando Kirchhoff de corrientes en el nodo A, y reconociendo que $\langle i_c \rangle = 0$, se obtiene $\langle i_1 \rangle = \langle i_y \rangle$, y

$$\langle i_y \rangle = \frac{D i_{L,p}}{2} = \langle i_1 \rangle$$

$$i_{L,p} = \frac{V_1 D T}{L_c}$$

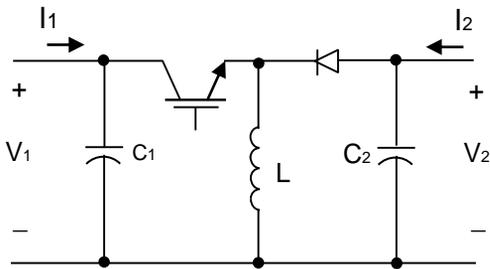
$$\langle v_1 \rangle \langle i_1 \rangle = \langle v_2 \rangle \langle i_2 \rangle$$

$$\langle i_1 \rangle = \langle i_2 \rangle \frac{D}{(1-D)} = \frac{D^2 V_1 T}{2 L_c}$$

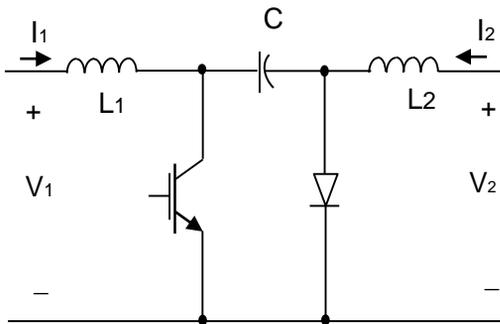
$$L_c = \frac{(1-D) D V_1 T}{2 \langle i_2 \rangle} \quad (5.20)$$

Fig 5.16 Límite de operación continua en el convertidor indirecto

5.9 VARIANTES TOPOLÓGICAS DEL CONVERTIDOR INDIRECTO 3



a) Convertidor buck/boost (1)



b) Convertidor CUK(1)

Fig 5.17. Modelos circuitales para los rizados de voltaje y corriente del convertidor indirecto

Para que los filtros del convertidor indirecto sean de tamaño reducido se requiere que una de las redes externas sea de baja impedancia y la otra alta.

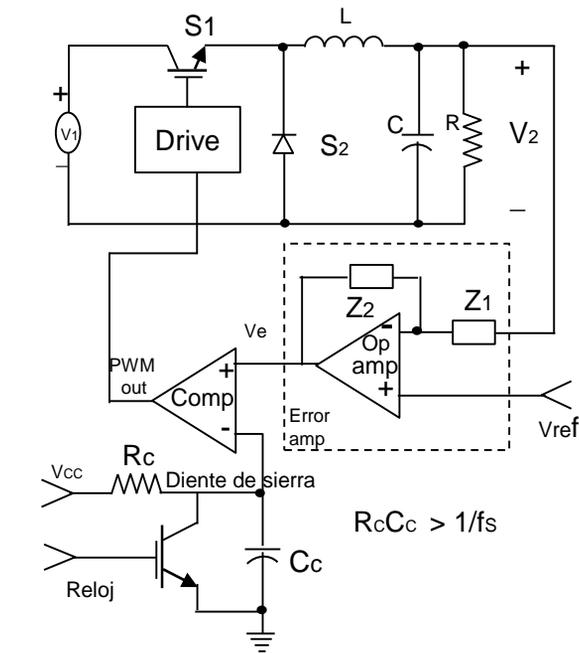
En la práctica es frecuente que ambas redes sean de alta impedancia, cuando se utilizan alambres de conexión largos y altas frecuencias de conmutación.

Para reducir el tamaño del inductor se propuso la topología conocida como buck/boost (fig. 5.17a). Se adiciona un capacitor (C_1) para reducir la impedancia del puerto de entrada(1) y además participar junto con C_2 en el filtraje de las corrientes alternas de alta frecuencia. Se puede demostrar que las energías pico de los dos capacitores es igual a la del capacitor original.

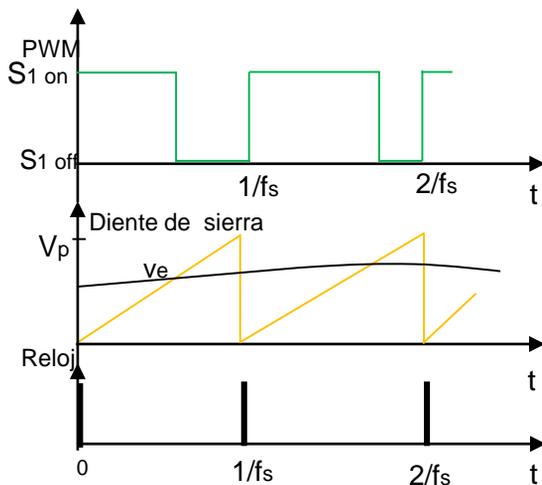
Si ambas redes tienen baja impedancia, el capacitor resulta demasiado grande. Para reducir su tamaño se propuso la topología conocida como CUK (nombre del ingeniero que la propuso) .

Se adiciona un inductor (L_1) en el puerto de entrada (1) para aumentar la impedancia, y además participar junto con L_2 en el filtrado de las armónicas de voltaje, tarea realizada originalmente por L_1

5.10 CIRCUITOS DE CONTROL - CONVERTIDOR NO AISLADO 4



a) Diagrama de bloques(4)



b) Formas de onda(4)

Fig. 5.18 Control de modo voltaje de convertidores no aislados

El convertidor CD/CD se controla con la relación de trabajo del transistor.

$$d = \frac{t_{on}}{t_{off} + t_{on}} \quad (5.21)$$

Este control puede ser de frecuencia variable o fija. Se prefiere la frecuencia fija (facilita la reducción de interferencia electromagnética) y variar el tiempo de encendido y apagado del transistor (PWM). Esto se realiza con circuitos integrados de bajo costo, por ejemplo el TL 494 o el SG3526.

La fig. 5.18a) muestra el diagrama de bloques de un controlador PWM de frecuencia fija. Se reconocen los siguientes elementos: 1) Reloj para ajustar el periodo de conmutación (T_s) de conmutación; 2) Generador diente de sierra sincronizado con el reloj; 3) Voltaje de control (activación del transistor) generado por la comparación del voltaje diente de sierra y el voltaje de error (V_e , de lenta variación con respecto a T_s) generado por el amplificador de error. Este compara el voltaje deseado con el existente. Si V_p es la amplitud del voltaje diente de sierra, entonces

$$d = \frac{V_e}{V_p} \quad (5.22)$$

ALGUNAS CONSIDERACIONES PRÁCTICAS PARA EL DISEÑO DE LOS CONVERTIDORES

En los análisis realizados para los convertidores, se asumen componentes ideales para los interruptores y los filtros, y se ignoran las componentes de rizado del voltaje de salida.

El inductor presenta pérdidas en el núcleo y en el cobre, y es importante garantizar en el diseño, que se trabaje en la zona lineal, para todo el rango de corrientes de trabajo.

Un capacitor presenta una resistencia serie equivalente (ESR) y una inductancia serie equivalente (ESL), la cual puede generar con la capacitancia el fenómeno de resonancia .

Los capacitores de salida son electrolíticos, debido a su elevado valor de capacitancia en los cuales el ESR además de reducir la eficiencia, afecta el comportamiento del lazo dinámico del convertidor. En estos capacitores es frecuente encontrar que el ESR predomina sobre la reactancia capacitiva, con frecuencias superiores a 20 KHz, y para altas frecuencias (200 KHz) se debe tener en consideración en el circuito equivalente del capacitor el ESL.

La mayor fuente de pérdidas son los dispositivos semiconductores de conmutación.

Los interruptores presentan **pérdidas de saturación** durante el tiempo que están cerrados, **pérdidas de fuga** durante el tiempo que están abiertos, y **pérdidas durante la conmutación**, al momento de cerrar cuando la corriente aumenta y el voltaje disminuye, o cuando abre el interruptor y la corriente decrece y el voltaje aumenta.

Las pérdidas de saturación del diodo son parecidas a las del transistor. El tiempo de recuperación del diodo puede generar en el transistor impulsos de corriente, que a su vez producen impulsos de voltaje, que pueden destruir al transistor si no se les protege con circuitos snubber.

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD NO AISLADO

Diseñar un convertidor CD/CD de las siguientes características: Voltaje de entrada $12 \pm 25\%$, lo que permite trabajar con una batería. El voltaje de salida es de $+24 \text{ V} \pm 50 \text{ mV}$, el cual debe permanecer aún en condición de vacío, la potencia de salida es de 120W y el rizado de la corriente de salida debe ser menor a $200 \text{ mA}_{\text{pico-pico}}$. Se permite una tierra común para la entrada y la salida y el rango de operación de temperatura es entre 10°C y 40°C .

Solución:

SELECCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

El nivel de **potencia y los requerimientos de voltaje** se ajustan a la utilización de un mosfet, y se asume como frecuencia de conmutación 100KHz . La topología a utilizar será un convertidor directo elevador, cuya corriente de salida no excederá los 5 A . La corriente de entrada depende de la carga y será máxima, para carga máxima y mínimo voltaje de entrada.

Si se asume una eficiencia de 85% , se requiere para plena carga una potencia de entrada de 140 W . Para un voltaje de entrada de 9V , la corriente de entrada es casi de 16 A .

Se selecciona para el transistor, el mosfet MPT50N06V, que tiene un $R_{ds(on)}$ de típico de $0,0375 \Omega$, a 25°C , y puede transportar desde 20 A en régimen continuo, hasta 60 A , con pulsos menores a $10\mu\text{s}$. $V_{DS}=1,4 \text{ V}$, un V_{GS} típico de 10 V , que garantiza el funcionamiento con baja $R_{ds(on)}$. $R_{ds(on)}$ aumenta significativamente con la temperatura de la unión, por ejemplo para una temperatura de la unión de 100°C , la resistencia aumenta en 40% .

Para el diodo se selecciona un diodo Schottky, que es un par de dispositivos con cátodo común, conectados en paralelo, para minimizar la caída de voltaje con una corriente pico de 24 A .

De las características del fabricante, se puede modelar el diodo por una fuente de $0,2 \text{ V}(V_d)$, en serie con un resistor de $0,015 \Omega(R_d)$.

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD NO AISLADO

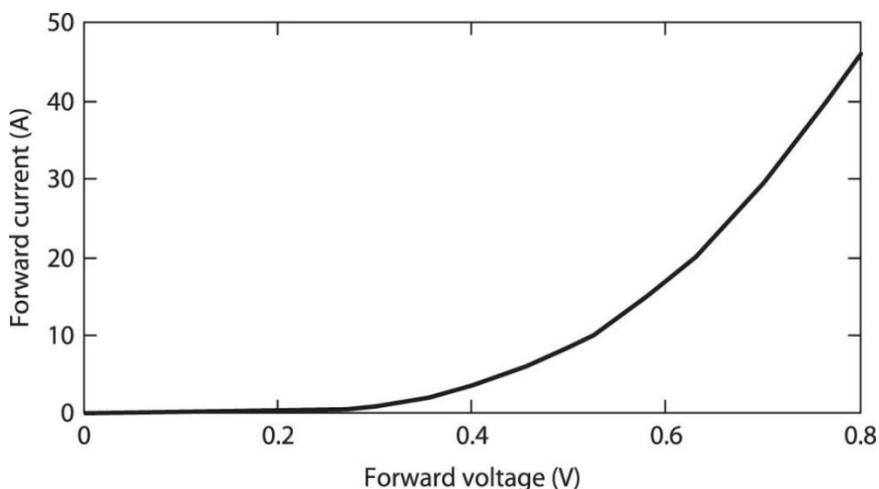
CARACTERÍSTICAS DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

Data Sheet Specifications for NTD20N06 MOSFET

Rating	Value
Off-state drain-source voltage	60 V minimum
Gate-source voltage	± 20 V maximum
Continuous drain current, 25°C ambient	20 A
Pulsed drain current (pulse duration less than 10 μ s)	60 A
Operating and storage temperature range	-55°C to +175°C
Thermal resistor, junction to ambient, mounted on a circuit board with suitable pad size	80°C/W
Off-state leakage current (tested at 60 V drain to source)	10 μ A max at 150°C
Gate threshold	3 V max
On-state channel resistance	37.5 m Ω typical
Transconductance measured at 6 A and 7 V	13.2 S
Rise time	61 ns typical
Fall time	37 ns typical
Reverse body diode on-state voltage at 20 A	1.0 V typical
Diode reverse recovery time	43 ns typical

Data Summary for MBRB1545CTG Diode

Rating	Value
Blocking voltage	45 V
Average forward current	7.5 A per leg, 15 A total
Operating and storage temperature	-65°C to +175°C
Thermal resistance, junction to ambient mounted on board with adequate pad size	50°C/W
On-state voltage at 15 A and 125°C	0.72 V
Off-state current at 45 V and 125°C	15 mA
Configuration	Two parts per package, common cathode



Característica v_f - i_f del diodo Schottky

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD.

OPERACIÓN EN ESTADO ESTABLE

El circuito equivalente estático del convertidor elevador, utilizando los modelos circuitales reales de los elementos que componen el convertidor, se muestra en la figura 5.19. De la característica v-i, en conducción del diodo Schottky, se puede deducir, que en el modelo circuitual V_d vale 0,2V, y $R_d = 0,015\Omega$. El transistor se modela con el resistor entre fuente y drenador. El modelo del capacitor incluye el ESR.

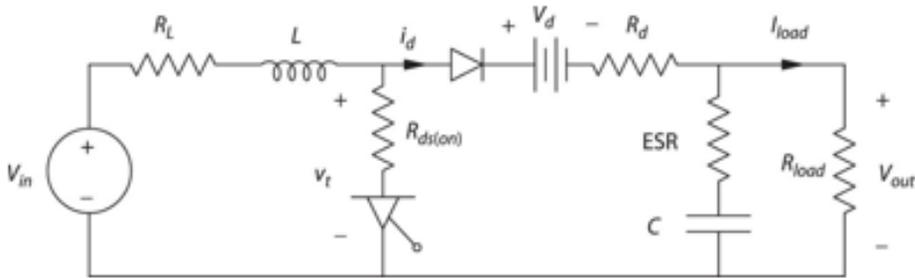


Fig.5.1

ión en

Se asume que el convertidor opera en modo continuo. Del gráfico del voltaje en el transistor, para condición cerrada y abierta se obtiene el valor medio del voltaje en el transistor:

$$\langle v_t \rangle = D_1 I_L R_{ds(on)} + (1 - D_1)(V_{out} + I_L R_d + V_d) \quad (5.23a)$$

La aplicación de la ley de Kirchhoff con valores medios, a la malla conformada por la fuente, el inductor y el transistor, permite escribir:

$$\langle v_t \rangle = V_{in} - I_L R_L \quad (5.23 b)$$

La aplicación de la ley de Kirchhoff de corriente en el nudo de la carga permite escribir:

$$\langle i_d \rangle = (1 - D_1) I_L = I_{load} \quad (5.24).$$

Estas ecuaciones determinan el comportamiento del convertidor. Como no se conocen algunos valores de los parámetros de esas ecuaciones, se deben proponer valores aproximados.

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD ■

De las características del alambre magneto, el conductor del inductor debe ser calibre #12 AWG. La resistencia de este conductor es de 5,3 mΩ/m, por lo tanto el valor de R_L es de unos cuantos mili ohmios. El valor de la resistencia interna de la batería y de los cables puede ser superior a la del inductor por lo que se asume para R_L un valor de 20 mΩ.

Se asume un $R_{ds(on)}$ de 0,04 Ω para tener en cuenta el incremento en la temperatura de la unión.

De la ecuación 5.24, se determina la corriente en el inductor:

$$I_L = \frac{I_{load}}{1-D} = \frac{5}{(1-D)}$$

De la ecuación 5.23 a) y b), se deduce:

$$V_{in} = \frac{0,2D}{(1-D)} + (1-D)(24,2 + 0,075) + \frac{0,1}{(1-D)} \quad (5.25)$$

La ecuación 5.25, se representa en la figura 5.20

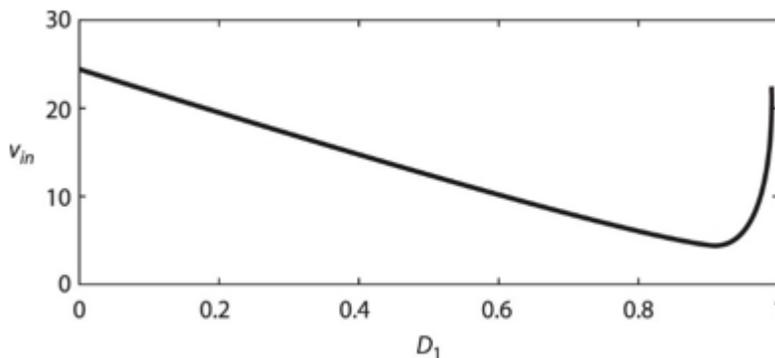


Fig. 5.20 Voltaje de entrada al convertidor, en función de la relación de trabajo (D), para obtener en la salida 24 V

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD. NO AISLADO

Los parámetros operativos del convertidor se muestran en la tabla adjunta, en donde las pérdidas de potencia, corresponden únicamente a pérdidas estáticas. Las pérdidas por conmutación y las pérdidas debidas al ESR del capacitor se deben estimar posteriormente

Operating Parameters for Boost Converter

Input Voltage	Load Current (A)	Duty Ratio	Input Current (A)	Power Loss (W)
9 V	0.5	0.635	1.37	0.32
	2	0.645	5.62	2.64
	5	0.667	15.01	15.10
12 V	0.5	0.511	1.02	0.26
	2	0.517	4.14	1.73
	5	0.531	10.67	8.05
15 V	0.5	0.387	0.82	0.24
	2	0.392	3.29	1.35
	5	0.402	8.36	5.39

DETERMINACIÓN DEL VALOR DEL INDUCTOR

La selección del inductor responde a dos criterios: a)Requerimientos de rizado; b)Inductancia crítica.

REQUERIMIENTO DE RIZADO.

Puesto que se desea mantener el voltaje de salida(24 V) aun cuando no haya carga, se requiere de una carga de lastre, para que la corriente de carga sea diferente de cero, sin carga conectada a los terminales del puerto de salida

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD. NO AISLADO

Para minimizar el efecto de la carga de lastre sobre la eficiencia, esta se selecciona como el 1% de la carga nominal, 1,2 W, lo que corresponde a un resistor de 470 Ω .

Al colocar la carga de lastre, la corriente mínima de la carga es de 0,051 A, y la corriente mínima de entrada será 0,082 A.

Se asume para el rizado de la corriente en la carga un valor de $\mp 0,082 A$, valor inferior al límite establecido en el diseño. Entonces, $\Delta i_L \leq 0,164 A$.

Cuando se cierra el transistor (figura 5.19), el voltaje en el inductor es ligeramente inferior al voltaje de entrada, por lo que:

$$V_{in} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad \therefore L \geq \frac{V_{in} D T}{\Delta i_L} \quad (5.26)$$

V_{in} y D , no son independientes, ya que si el voltaje de entrada varía, debe modificarse la relación de trabajo, para mantener el voltaje de salida en 24 V, por lo que se debe determinar cuando el producto $V_{in} D$, es máximo. Este valor se puede determinar de la ecuación 5.25.

El valor máximo ocurre para $V_{in} = 12,0 V$ con $D = 0,520$, para carga nominal (plena carga).

El valor del inductor debe ser $L \geq \frac{(12)(0,520)T}{0,164} = 38 T$.

Para una frecuencia de 100 KHz, el valor del inductor es de 380 μH .

REQUERIMIENTO DE INDUCTANCIA CRÍTICA

$$\text{De la ec. 5.2} \quad L_c = \frac{(1-D)DV_1T}{2 \langle i_{load\ min} \rangle} = \frac{(1-0,520)(0,520)(12)}{(100)(10^3)(2)(0,051)} = 294 \mu H \quad (5.27)$$

Se asume una inductancia de $10 L_c = 2940 \mu H$.

Predomina la condición de inductancia crítica

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD/CD. NO AISLADO

DETERMINACIÓN DEL VALOR DEL CAPACITOR

El capacitor debe restringir el rizado del voltaje de salida en 100mV pico-pico.

Cuando el diodo está desconectado, el capacitor debe entregar a la carga la corriente de plena carga.

La condición mas adversa es para máxima carga y máxima relación de trabajo.

$$i_{load} = C \frac{\Delta v_{out}}{D_1 T} \qquad \Delta v_{out} < 100mV$$

El caso extremo es para la relación de trabajo máximo, lo que corresponde al menor valor del voltaje de entrada (9V) y máxima carga(5 A).De la tabla de operación este valor corresponde a D=0,667

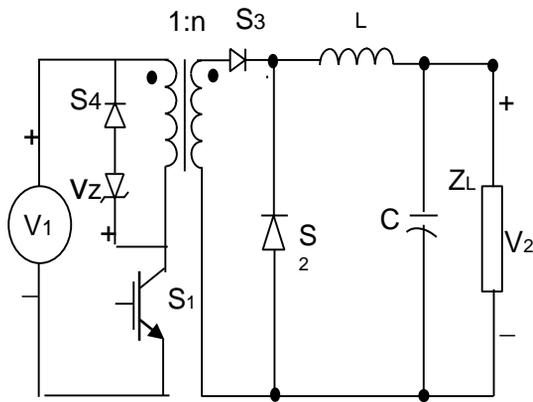
$$C > (5A) \frac{0,667}{100 mV} T \qquad (5.28)$$

Para una frecuencia de 100 KHz, $C = 326\mu F$

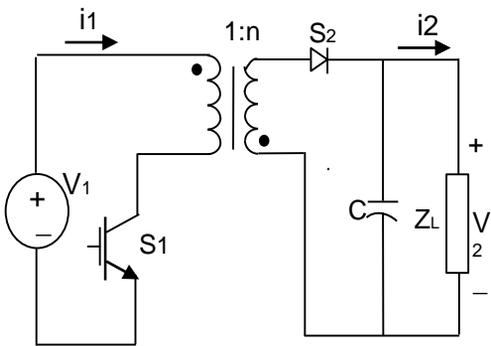
Si se asume un factor de pérdidas de 0,2, a 100KHz,el ESR resulta de 0,98 mohm, si se le adiciona la resistencia de los cables se obtiene una resistencia de 2 mohm, lo que genera a 5 A, una caída de 10mV el rizado en el capacitor resulta de 90mV ,y de la ecuación 5.28 se obtiene un capacitor de $362\mu F$, por lo que se selecciona un capacitor comercial de $470\mu F$

CONVERTIDORES AISLADOS

5.11 INTRODUCCIÓN A LOS CONVERTIDORES AISLADOS⁴



a) Convertidor directo⁽⁴⁾



b) Convertidor flyback⁽⁴⁾

Fig. 5.19 Convertidores aislados derivados del convertidor reductor

En los convertidores CD/CD de alta frecuencia se adicionan a la topología un transformador por dos razones:

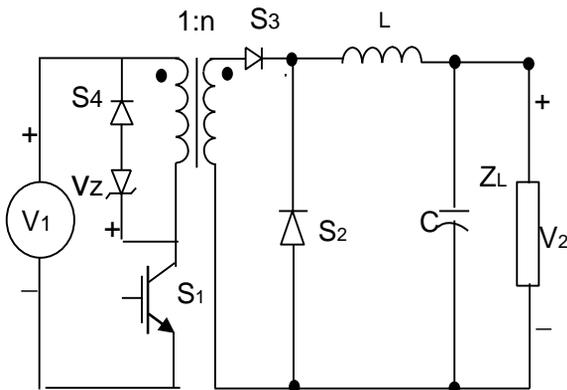
- 1) Para proveer aislamiento eléctrico entre dos sistemas externos
- 2) Para reducir los esfuerzos eléctricos sobre los componentes, que resultan cuando la relación de conversión de voltaje entre la salida y la entrada es grande, por ejemplo en el orden de 10.

Existen dos topologías para convertidores CD/CD con transformadores: El convertidor directo, en donde el transformador se diseña con mínima corriente magnetizante y el convertidor flyback (convertidor indirecto), en el cual la inductancia magnetizante debe tener un valor específico para almacenar energía el transformador se diseña con

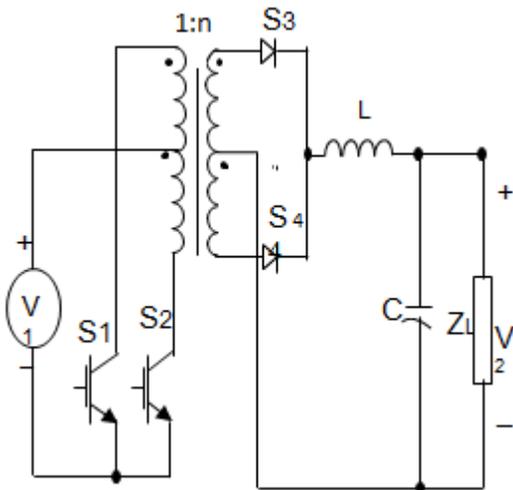
En el convertidor directo, la suma algebraica de las potencias instantáneas de todos los devanados es igual a cero y por lo tanto no se requiere que el transformador almacena una cantidad significativa de energía.

En el convertidor flyback si se requiere almacenar energía. Durante la primera parte del ciclo de conmutación el arrollamiento primario absorbe energía de la fuente de entrada y la almacena en la inductancia de magnetización. Durante la segunda parte del ciclo, un segundo arrollamiento remueve esta energía y la entrega a la carga

5.11 CONVERTIDORES AISLADOS “BUCK-DERIVED” 4



a) Convertidor directo(4)



b) Convertidor push-pull(4)

Fig. 5.19 Convertidores aislados derivados del convertidor reductor

Los convertidores aislados “buck-derived”, denominados así por Severns y Bloom, se pueden modelar como convertidores reductores.

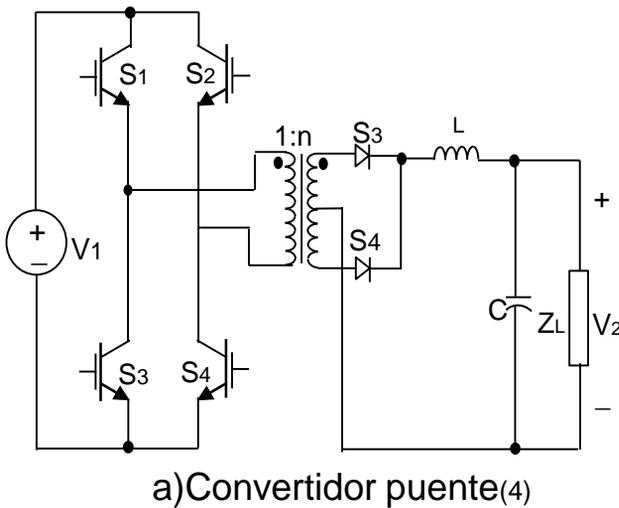
La topología directa (fig. 5.19a) se usa con baja potencia, menor a 100w. Utiliza un solo interruptor controlado (S_1). Si $L > L_c$, al conducir S_1 , conduce S_3 . S_4 y el diodo zener (V_z) conducen cuando se apaga S_1 . Para des-magnetizar el transformador se debe cumplir que

$$|V_z t_{off}| > |V_1 t_{on}| \quad (5.23)$$

El transformador opera en el cuadrante I del plano B-H, y por lo tanto se debe reducir el B_{max} de trabajo

La topología push-pull utiliza 2 interruptores controlados (S_1, S_2), con operación complementaria, para que el transformador opere en los cuadrantes I y III. S_2 y S_3 cierran simultáneamente, al igual que S_1 y S_4 . Si no hay simetría en los interruptores, se requiere un diodo de rueda libre, para el inductor. El D del convertidor y la frecuencia de operación, son el doble del de cada uno de los interruptores. Se utiliza para bajas potencias, pero superiores a 100w.

5.12 CONVERTIDOR TIPO PUENTE 4



En la topología puente(fig. 5.20 a) S_1 y S_4 están sincronizados al igual que S_2 y S_3 . La operación de los interruptores está desfasada en el tiempo, el equivalente a 180° .

Cada interruptor debe soportar un voltaje igual al de la fuente y por ello se utilizan con voltajes altos. La complejidad del circuito de control y el costo de los 4 interruptores determinan su utilización en aplicaciones de potencias superiores a 1Kw.

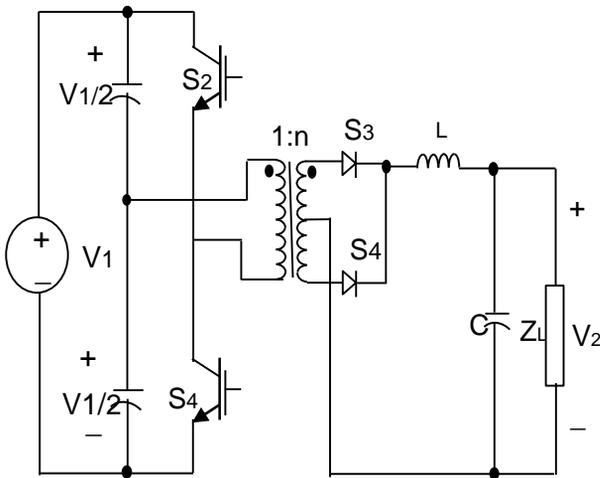
El cálculo de L , se determina en base al criterio de la inductancia crítica. Se selecciona un valor de 10 veces la inductancia crítica. Para $L = L_c$, el rizado de corriente (Δi_{Lp}) en el inductor es dos veces el valor de la corriente media de la carga..

Si selecciona $10 L_c$, el nuevo rizado de corriente es inversamente proporcional al valor de la inductancia

b) Formas de onda del voltaje en el primario y a la entrada del filtro

Fig. 5.20 Convertidor tipo puente

5.12 CONVERTIDOR TIPO SEMIPUENTE 4



a) Convertidor semi-puente(4)

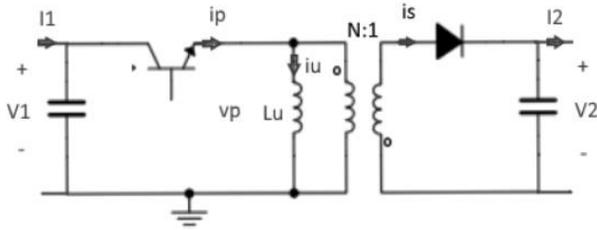
b) Formas de onda del voltaje en el primario y a la entrada del filtro

La topología semi-puente (fig. 5.21a) se utiliza frecuentemente en aplicaciones monofásicas, en las cuales se rectifica y se filtra el voltaje alterno para obtener V_1 . Para el filtraje se requiere una alta capacitancia, y por tanto la utilización de los capacitores mostrada en el circuito no implica costos adicionales. Los interruptores, al igual que en la topología puente, soportan el voltaje de la fuente, pero deben transportar el doble de la corriente. El transformador opera con $V_1/2$.

Para la selección del capacitor se debe tener en cuenta, que por el debe circular la componente alterna de la corriente del inductor (rizado de corriente). Esta componente alterna es aproximadamente una onda triangular de amplitud pico-pico de Δi_{Lp} . La corriente de rizado produce una caída de voltaje de $ESR_x \Delta i_{Lp}/2$, la que determina el rizado de voltaje en la carga. Como existe una relación entre el ESR y C, entonces se determina el valor de la capacitancia

Fig. 5.21 Convertidor tipo semipuente

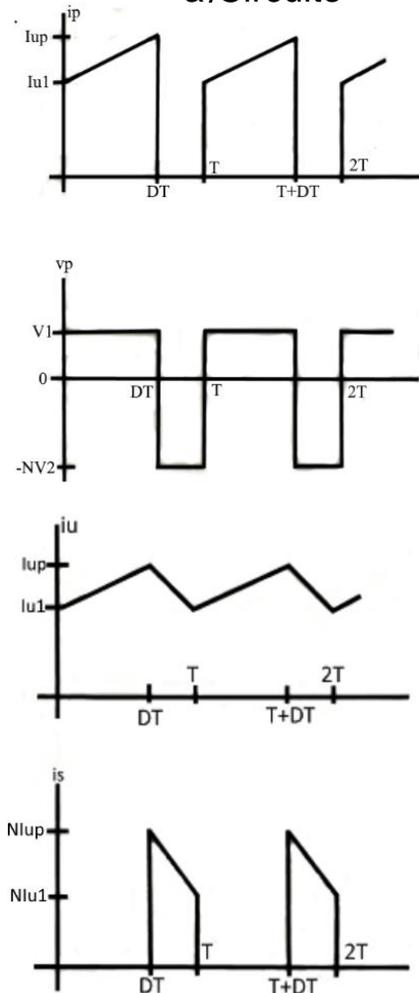
5.13 CONVERTIDOR AISLADO FLY-BACK 4



Se conoce al convertidor flyback como convertidor single ended, porque la potencia fluye a través del transformador por una sola polaridad.

Cuando Q se enciende, el diodo se apaga y la energía fluye hacia el inductor. Cuando Q se apaga el diodo se enciende y la energía magnética almacenada en la inductancia magnetizante se transfiere a la carga, (flies back) a través del devanado secundario.

a) Circuito



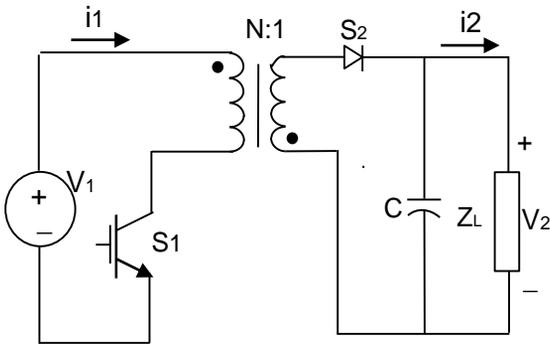
b) Formas de onda de voltaje y corriente

Si no fuera por la inductancia de dispersión, la operación del convertidor flyback sería idéntica a la del convertidor buck/boost no aislado, con la diferencia de la elevación o reducción de voltaje generado por el transformador. La inductancia de dispersión del primario almacena energía que no se transfiere cuando Q se apaga, y por eso se debe utilizar un snubber.

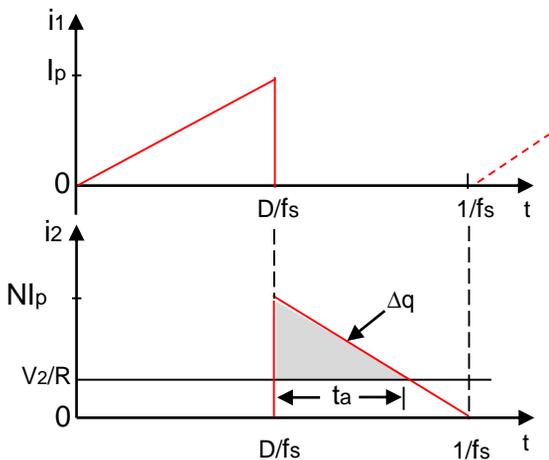
La figura 5.21 b) muestra las formas de onda de la corriente y voltaje en el primario, la corriente en el secundario y la corriente magnetizante. ¿Que ocurre con la corriente magnetizante al apagar Q? ¿Qué se debe modificar en el circuito?

Fig. 5.22 Convertidor fly-back

5.13 CONVERTIDOR AISLADO FLY-BACK 4



a) Circuito



b) Formas de onda de corriente para operación con inductancia crítica

Fig. 5.22 Convertidor fly-back

El transformador del convertidor flyback debe tener la capacidad de almacenar una cierta cantidad de energía, y por ello la corriente de magnetización tiene un valor significativo

El transformador se diseña con un entrehierro adecuado, para que sirva con doble propósito: inductor y transformador.

Sí en el circuito de la figura 5.22 a) la relación de transformación es $N:1$, entonces el voltaje aplicado al primario del transformador en un período es:

$$(V_1 - V_{s1})DT - (V_2 + V_{s2})(1 - DT)N = 0 \quad (5.24)$$

Sí $L = L_c$ las formas de onda de las corrientes en el primario y el secundario se muestran en la fig. 5.22 b).

Cuando S_1 se desconecta, el valor de i_2 descende linealmente desde NI_p a 0 ($t = T_s$) y descende el voltaje de salida

$$C\Delta v_2 = \Delta q ; \Delta q = \left(NI_p - \frac{V_2 t_a}{R} \right) \quad (5.25)$$

BIBLIOGRAFÍA

1)Kassakian. J.G. Schlecht M.F. Verghese G.C. PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS 1991. Editorial Addison Wesley.

2)P T. Krein. ELEMENTS OF POWER ELECTRONICS 1998.Editorial Oxford. University Press

3)Mohan N; Undeland T.M.Robbins W.P. POWER ELECTRONICS Converters, application and design. 2003. Editorial John Wiley & Sons Inc.

4)Mitchell D.C. DC-DC SWITCHING REGULATOR ANALYSIS 1988 Editorial Mc Graw -Hill

5)Texas Instruments. DESIGNING WITH THE TL5001 PWM CONTROLLER. Application Report 1995.

6)INDIAN INSTITUTE OF TECHNOLOGY POWER ELECTRONIC pdf.www.onlinefreebooks.net. Julio 13 2008.

7) Texas Instruments. DESIGN SWITCHING VOLTAGE REGULATORS WITH THE TL494. Application Report 2003

ACTIVIDADES

TEORÍA

- 1) Hacer un análisis comparativo entre una fuente lineal regulada y un fuente conmutada
- 2) Enumerar algunas aplicaciones de los convertidores CD/CD
- 3) ¿Qué es un convertidor aislado?
- 4) Interpretar el diagrama de bloques de un convertidor CD/CD.
- 5) ¿Qué se entiende por celda canónica de conmutación?
- 6) Deducir la ecuación 5.03..
- 7) Dibujar la forma de onda del voltaje en el inductor en la fig. 5.04
- 8) Deducir la implementación de los interruptores del convertidor directo reductor.
- 9) ¿Cómo se transforma un convertidor directo reductor en elevador?
- 10) Deducir la implementación de los interruptores del convertidor directo elevador.
- 11) Deducir los valores mínimos de L y C para el convertidor directo.
- 12) Deducir los modelos circuitales para determinar el rizado de corriente y voltaje del convertidor directo.
- 13) Deducir los valores mínimo y máximo de la inductancia y capacitancia del convertidor directo.
- 14) ¿Qué es la inductancia crítica? ¿Por qué es importante?
- 15) ¿Cuál es el criterio para determinar la inductancia crítica de un convertidor CD-CD?
- 16) Deducir la expresión para la inductancia crítica de un convertidor directo reductor.
- 17) Deducir las expresiones de voltaje y corriente de un convertidor indirecto .
- 18) Deducir la implementación de los interruptores de un convertidor directo elevador mediante semiconductores.
- 19) Deducir las ecuaciones 5.15 y 5.16.
- 20) Determinar los valores mínimos de L y C de un convertidor indirecto.
- 21) Determinar la inductancia crítica del convertidor indirecto.
- 22) Analizar y comparar el convertidor buck/boost con el Cuk.
- 23) Analizar e interpretar el diagrama de bloques de control del convertidor directo reductor

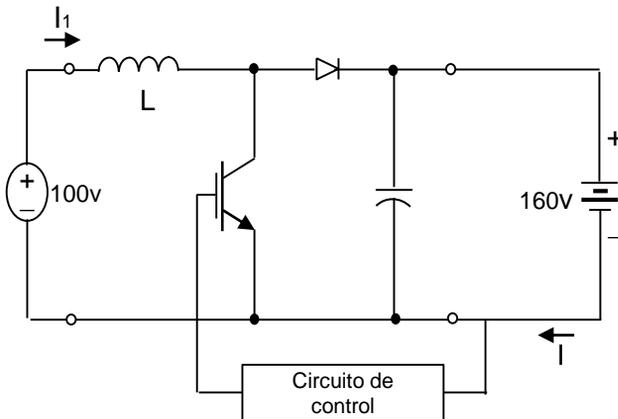
ACTIVIDADES

TEORÍA

24) ¿Qué es un convertidor aislado? ¿Donde se utiliza?

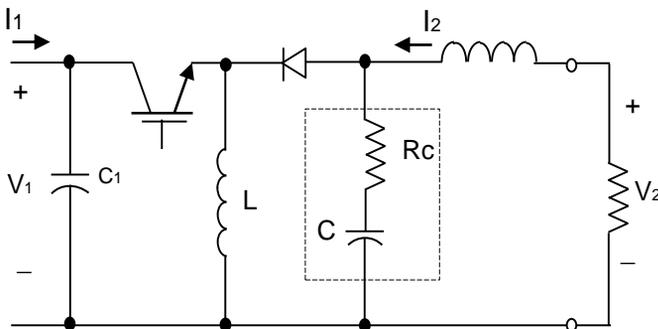
25) Analizar y describir el funcionamiento de los siguientes convertidores: push-pull, puente y fly-back.

PROBLEMAS



Problema 1(1)

1) El convertidor directo elevador de la figura, se utiliza como cargador de baterías. El circuito de control provee una corriente de carga constante con una frecuencia de conmutación de 20 KHz. La corriente i_L es continua. Se pide determinar el valor de L para una corriente de rizado pico-pico menor a 100 mA. Si $I=20$ A ¿cual es el valor promedio de la corriente en el inductor?



Problema 2(1)

2) En el convertidor indirecto de la figura el capacitor de salida se modela con un $ESR = R_c$.

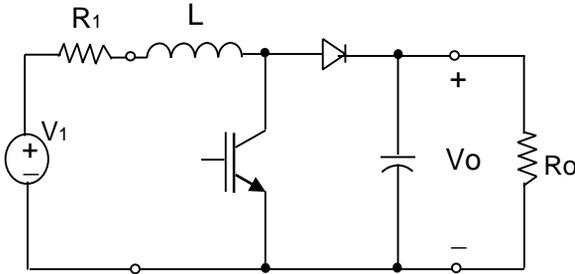
Se asume que las inductancias y capacitancias son ideales y se pide:

a) Determinar V_2 en función de V_1 .

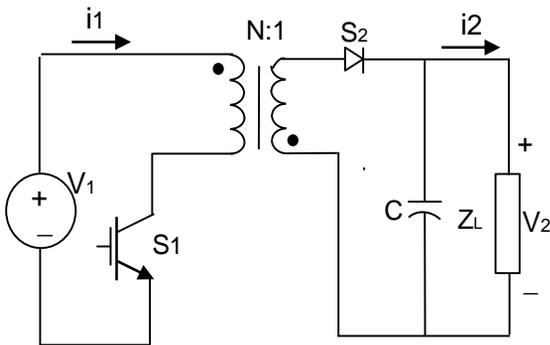
b) Si $I_1=10$ A, $D=0.5$ y $R_L = 0.5 \Omega$, se pregunta: ¿cuanto vale V_2 ?

Fig 5.23 Convertidor fly-back

PROBLEMAS



Problema 3(1)



Problema 4(4)

3) El convertidor directo elevador de la figura, conecta dos sistemas externos tal como se muestra en la figura adjunta. Se supone que L y C son muy grandes para ignorar los rizados de corriente y voltaje. Se pide :

a) Determinar en función de R_0/R_1 y de D la expresión para V_0/V_1

B) La eficiencia del sistema.

c) El valor de D que maximiza el voltaje de salida.

4) En el convertidor fly-back de la figura, se asume $V_2=100V$, para voltajes en la entrada que varían entre 10 y 14 V. Se asume de 0.8 V la caída de voltaje en el diodo y el transistor y $D=0.5$ para $V_1=12V$; $Z_L=R_2=100\Omega$; $f_c=24kHz$.

Se pide:

a) Determinar el valor de la inductancia crítica en el primario. b) Dibujar la forma de onda de la corriente en el capacitor, para $L=L_c$.

c) Determinar el valor mínimo de la capacitancia, que permite obtener un valor pico-pico de rizado inferior al 1%, del valor CD , para $L=L_c$. d) Describir y justificar las características del transformador.

- 5) Para el circuito convertidor CD/CD de la figura, se supone que C es muy grande para considerar la función de L y C .
- Determinar la clase del convertidor.
 - Determinar la naturaleza de los semiconductores que implementan a S_1 y S_2 .
 - Determinar el valor de V_2 en función de V_1 .

