

Guía 1

Convertidores DC-DC

Prof: Roberto Cárdenas
 Auxiliar: Felipe Herrera

P1.- En un convertidor reductor (buck), considere que todos los componentes son ideales. Suponga que $v_o \approx V_o$ se mantiene constante a 5 V mediante el control de la relación de trabajo D del interruptor. Calcule la inductancia mínima L requerida para mantener la operación del convertidor en un modo de conducción continua en todas las condiciones si V_d es 10 - 40 V, $P_o \geq 5$ W y f_s es 50 kHz.

P2.- En un convertidor elevador (boost), $V_d = 12$ V, $V_o = 24$ V, $I_o = 0.5$ A, $L = 150$ μ H, $C = 470$ μ F y $f_s = 20$ kHz. Calcule ΔV_o (peak-to-peak).

P3.- En un convertidor DC-DC de puente completo con conmutación por voltaje bipolar, $v_{control} = 0.5 \hat{V}_{tri}$. Obtenga V_o e I_d en términos de V_d e I_o dados. Por medio del análisis de Fourier, calcule las amplitudes de los armónicos de frecuencia de conmutación en v_o e i_d . Suponga que $i_o \approx I_o$.

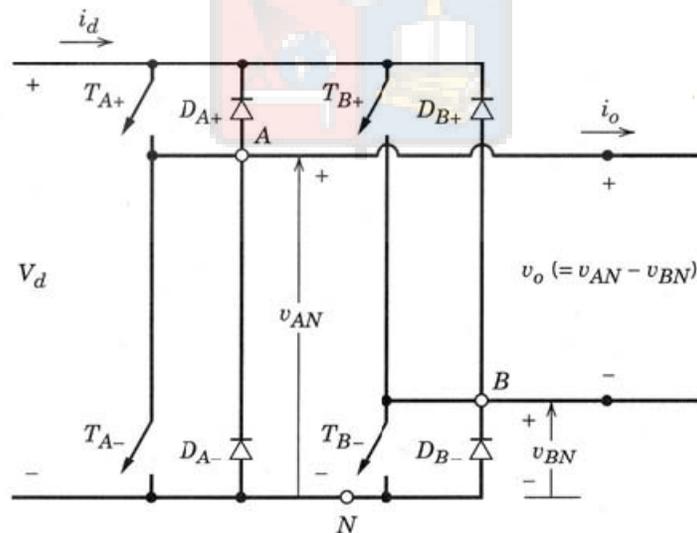


Figura 1: Convertidor DC-DC de puente completo.

P4.- La forma de onda que se muestra en la Fig. 2 corresponde a la corriente por el diodo de libre circulación del convertidor reductor (buck) en modo de conducción continuo, medido con una onda AC (10 mA/mV).

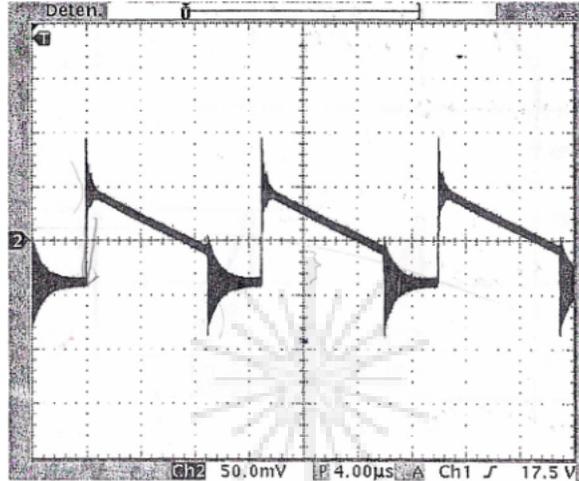


Figura 2: Corriente en el diodo.

Sabiendo que la resistencia de carga $R = 5.6 \Omega$ y suponiendo que la caída de tensión directa en el diodo es $V_F = 0.6 \text{ V}$. Obtener:

1. La frecuencia de conmutación f_s del conmutador (MOSFET).
2. El tiempo de encendido t_{on} y el tiempo de apagado t_{off} del conmutador.
3. El ciclo de trabajo D del conmutador.
4. El valor medio I_{Dm} y el valor peak I_{Dp} de la corriente por el diodo de libre circulación. No considerar las resonancias durante las conmutaciones.
5. El rizado de la corriente por la bobina de filtrado, Δi_L .
6. El valor medio de la corriente por la carga, I_{Rm} .
7. La tensión de salida V_o .
8. La potencia en la resistencia de carga P_o .
9. La tensión de entrada V_G .
10. La inductancia del filtro de salida L .

P5.- Uno de los principales inconvenientes del convertidor elevador (boost) reside en la naturaleza pulsante de la corriente de salida, lo cual ocasiona un elevado rizado de conmutación en la tensión de salida, así como un alto nivel de interferencias electromagnéticas. El convertidor boost en paralelo (que se muestra en la Fig. 3) garantiza que las discontinuidades en la corriente de salida se reduzcan y que el rizado de la tensión de salida sea considerablemente menor que un convertidor boost convencional. A partir del esquema circuital y suponiendo que se trabaja en modo continuo, resolver:

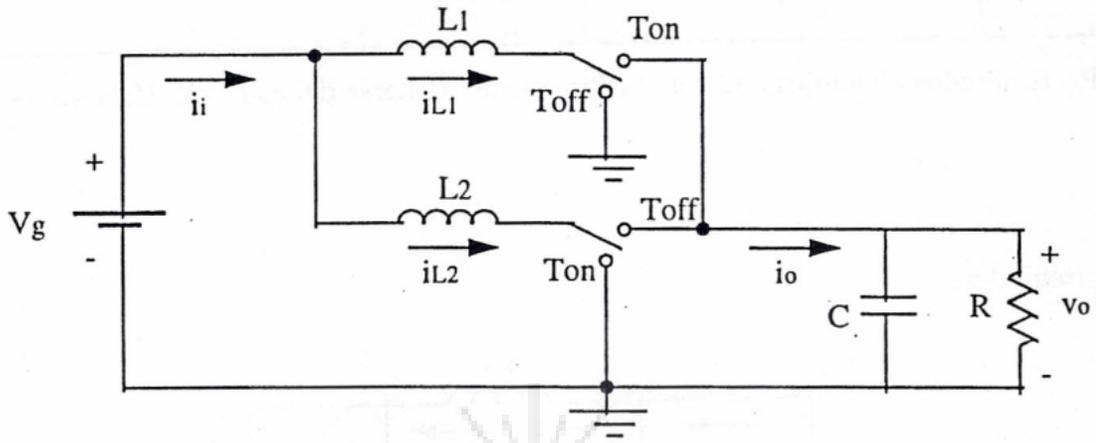


Figura 3: Diagrama circuital del convertidor boost paralelo.

1. Determinar la relación V_o/V_g en estado estacionario. Demostrar que para lograr un correcto funcionamiento debe cumplirse que el ciclo de trabajo sea $D = 0.5$.
2. Calcular las expresiones de los valores medios de las corrientes de inductor (I_r e I_{L2}), la corriente de entrada (I_r) y de la corriente de salida (I_o) en estado estacionario.
3. Obtener las expresiones de los rizados de las corriente de inductor (Δi_{L1} e Δi_{L2}), la corriente de entrada (Δi_r) y de la corriente de salida (Δi_o) en estado estacionario.
4. Suponiendo inductores iguales ($L_1 = L_2$), determinar la expresión de la inductancia límite de modo de conducción continuo.
5. Suponiendo inductores iguales ($L_1 = L_2$), calcular el rizado de la tensión de salida (Δv_o) en estado estacionario.
6. A fin de comparar el convertidor boost en paralelo con el convertidor boost convencional, finalizar la tabla adjunta considerando comportamiento doblador de tensión, así como inductores iguales ($L_1 = L_2$).

	Boost convencional		Boost paralelo ($L_1 = L_2$)
		Doblador	Doblador
I_o	$\frac{V_g}{R \cdot (1-D)}$	$\frac{2 \cdot V_g}{R}$	
Δi_o	$V_g \cdot \left(\frac{1}{R \cdot (1-D)^2} + \frac{D \cdot T}{2 \cdot L} \right)$	$V_g \cdot \left(\frac{4}{R} + \frac{T}{4L} \right)$	
I_i	$\frac{V_g}{R \cdot (1-D)^2}$	$\frac{4 \cdot V_g}{R}$	
Δi_i	$\frac{V_g \cdot D \cdot T}{L}$	$\frac{V_g \cdot T}{2 \cdot L}$	
I_L	$\frac{V_g}{R \cdot (1-D)^2}$	$\frac{4 \cdot V_g}{R}$	

Figura 4: Tabla de comparación.

P6.- Dado el convertidor DC-DC reductor-elevador sin pérdidas de la Fig. 5.

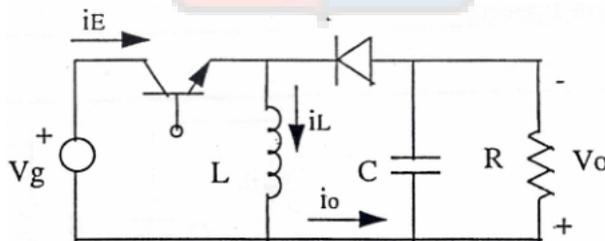


Figura 5: Convertidor DC-DC reductor-elevador.

1. Dibujar las configuraciones circuitales correspondientes al modo de conducción continuo. Indicar el estado del transistor y del diodo en cada configuración. Suponer en todo el ejercicio que se trabaja en modo de conducción continuo.
2. Representar gráficamente el comportamiento de las corrientes i_E , i_o e i_L , en régimen estacionario.
3. Determinar la relación V_o/V_g en régimen estacionario.
4. Calcular el rizado de la tensión de salida Δv_o .

5. Calcular las ecuaciones de estado de las configuraciones circuitales correspondientes del apartado (1). Tomar como variables de estado i_L , y v_c ($v_c = v_o$). ¿Qué similitud existe con las ecuaciones de estado de otros convertidores?.
6. Representar por un solo sistema de ecuaciones de estado en función de la variable u ($u = 0$ ó $u = 1$) el comportamiento dinámico del convertidor. Razonar si el sistema es lineal.
7. Calcular el sistema de ecuaciones de estado del convertidor mediante la promediación en el espacio de estados. Razonar si el sistema es lineal.
8. Si la señal de entrada es de la forma $v_g(t) = V_g + \hat{v}_g(t)$. Determinar el valor de las variables de estado en régimen estacionario.
9. Para el modelo dinámico en pequeña señal del convertidor encontrar las funciones de transferencia $\left. \frac{\hat{V}_c(s)}{\hat{D}(s)} \right|_{\hat{V}_g(s)=0}$, $\left. \frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{V}_g(s)} \right|_{\hat{D}(s)=0}$ y $\left. \frac{\hat{V}_c(s)}{\hat{V}_g(s)} \right|_{\hat{D}(s)=0}$.

