

Configuraciones "entrelazadas" o "en contrafase".

Cuando se opera con corrientes elevadas, y/o se desea minimizar el rizado, es posible llegar a requerir filtros cuyos componentes resultan inaceptables por su tamaño; también es posible que se requieran diodos y transistores prohibitivamente grandes y costosos, o que ocurran ambas cosas a la vez.

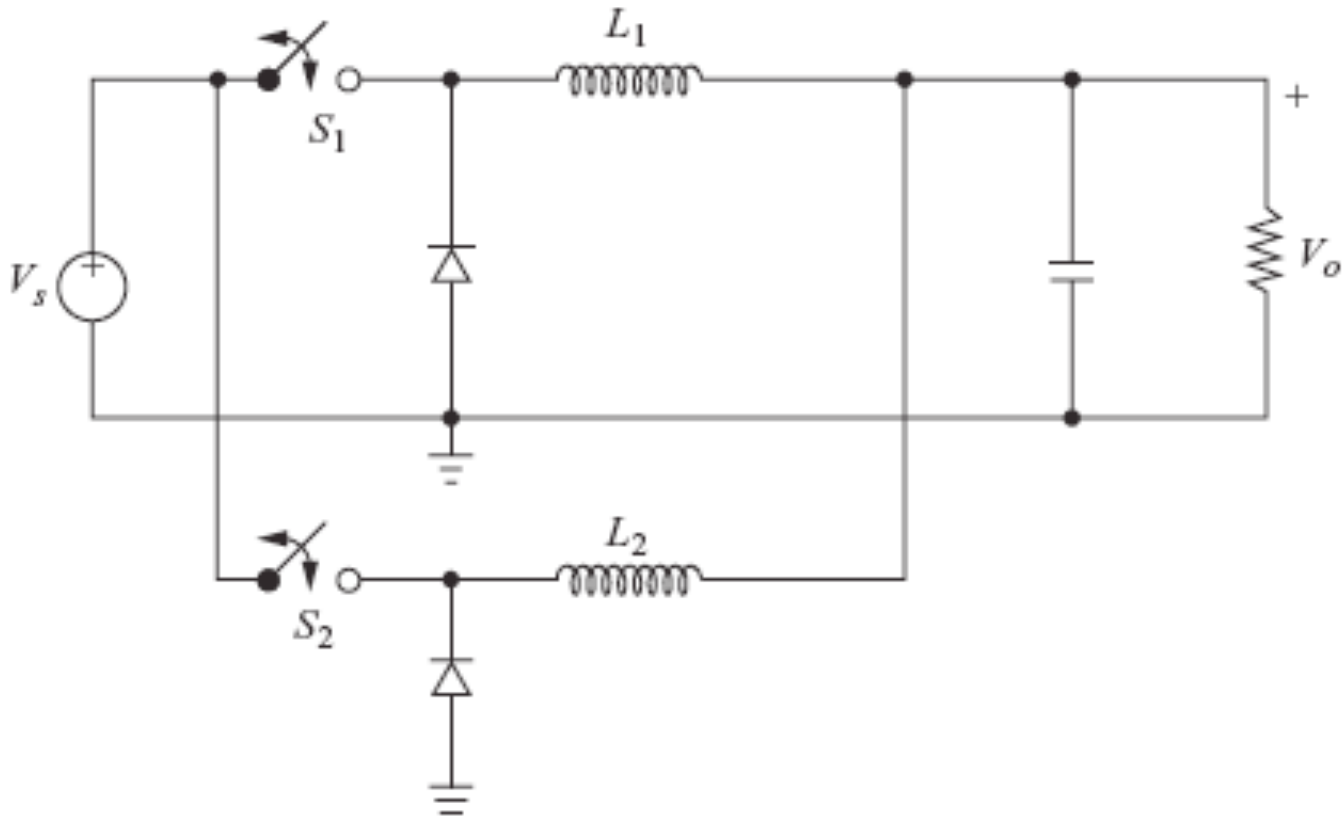
En estos casos especiales el problema se puede reducir haciendo uso del tipo de conversor considerado en el diseño original, pero en "configuración entrelazada" (también llamado "de operación en contrafase").

Estas configuraciones consisten en la conexión en paralelo de los componentes de manejo de potencia de dos convertidores básicos del tipo seleccionado, que comparten la carga y el filtro de salida, sobre el cual se realiza la suma de los aportes de corriente de los convertidores básicos, los cuales deben de estar conmutando a la misma frecuencia y con el mismo valor de  $k$ , pero con un desfase relativo de  $180^\circ$ ; cada uno de los dos convertidores básicos maneja la mitad de la corriente promedio total de la carga, y por lo tanto cada convertidor básico entrega la mitad de la potencia consumida por la carga.

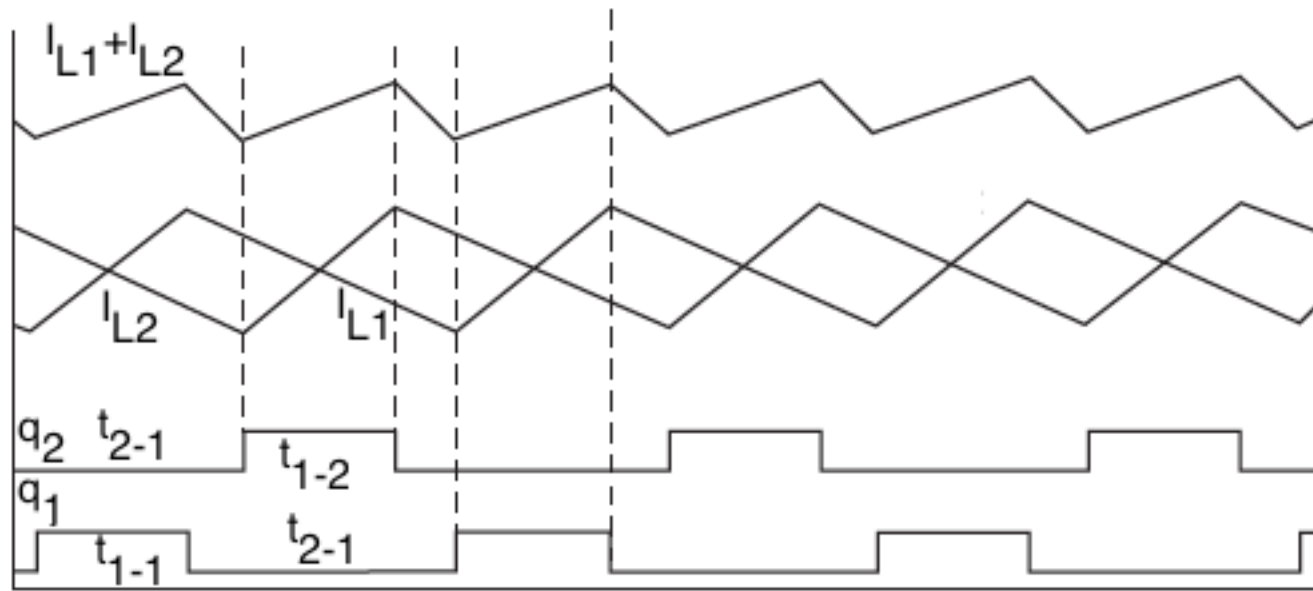
En estas condiciones la corriente resultante sobre el filtro tiene un rizado cuya amplitud es igual a la mitad de la amplitud del rizado de cada convertidor individual, a una frecuencia efectiva de rizado igual al doble de la frecuencia de conmutación de los convertidores individuales.

De ser necesario, se puede llegar a agrupar  $N$  convertidores individuales idénticos, cada uno de los cuales entregará  $1/N$  de la potencia y manejará  $1/N$  de la corriente promedio en la carga. En el arreglo de  $N$  convertidores el defasaje entre convertidor y convertidor debe ser  $360^\circ/N$ .

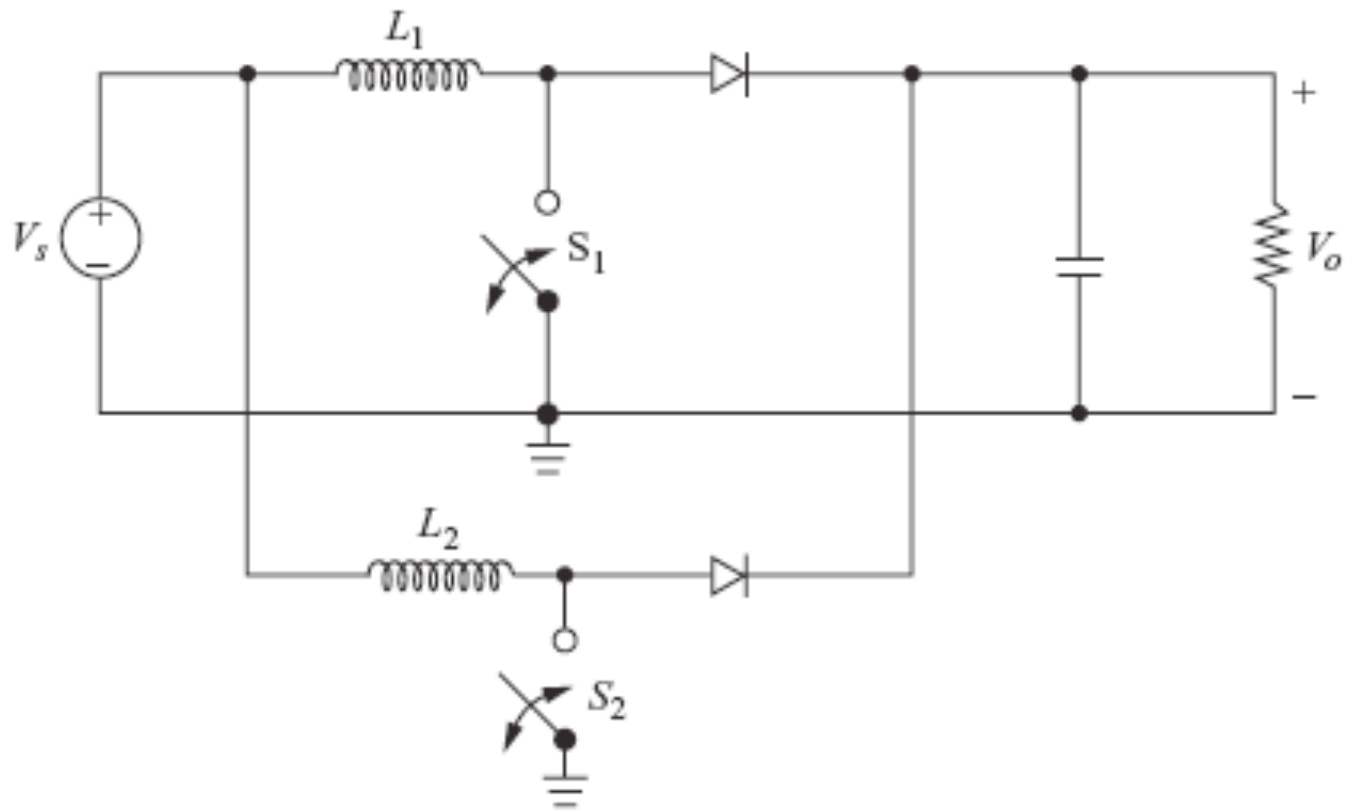
Las ecuaciones de cálculo de la tensión de salida del convertidor básico empleado en el arreglo no se afectan como resultado de la operación entrelazada, y las de la corriente base también son válidas, pero considerando el valor de la corriente promedio individual, no la corriente total de carga.



Convertor reductor en configuración entrelazada  
( $N=2$ ).



Formas de onda en el conversor reductor en configuración entrelazada (N=2).



Convertor elevador en configuración entrelazada  
( $N=2$ ).



**Operación con componentes no ideales.**

**I.- Caídas de tensión disipativas en los componentes:**

**El efecto de la resistencia parásita en las inductancias ya ha sido considerado para tres de los cuatro conversores considerados.**

**Por un procedimiento similar se puede evaluar el efecto de la caída en conducción de los componentes electrónicos de potencia.**

Tomando como ejemplo el caso del conversor reductor, la tensión aplicada al inductor cuando el transistor está conduciendo y se considera una caída en conducción de valor  $V_T$  resulta:

$$v_L = V_S - V_O - V_T \quad (128)$$

Y la tensión aplicada sobre el inductor cuando el transistor está abierto y se considera la caída en conducción del diodo,  $V_D$ , resulta:

$$v_L = -V_O - V_D \quad (129)$$

Como la caída de tensión promedio en el inductor durante el período completo de conducción debe ser cero:

$$v_L = (V_S - V_O - V_T)k + (-V_O - V_D)(1 - k) = 0 \quad (130)$$

Y, resolviendo para  $V_o$ :

$$V_O = V_S k - V_T k - V_D(1 - k) \quad (131)$$

Valor que es menor al calculado idealmente:

$$V_O = V_S k$$

Por supuesto el efecto de esta diferencia es relativo al valor deseado de la tensión de salida  $V_o$ , y será cada vez mas importante a medida que se trabaje con tensiones de salida menores.

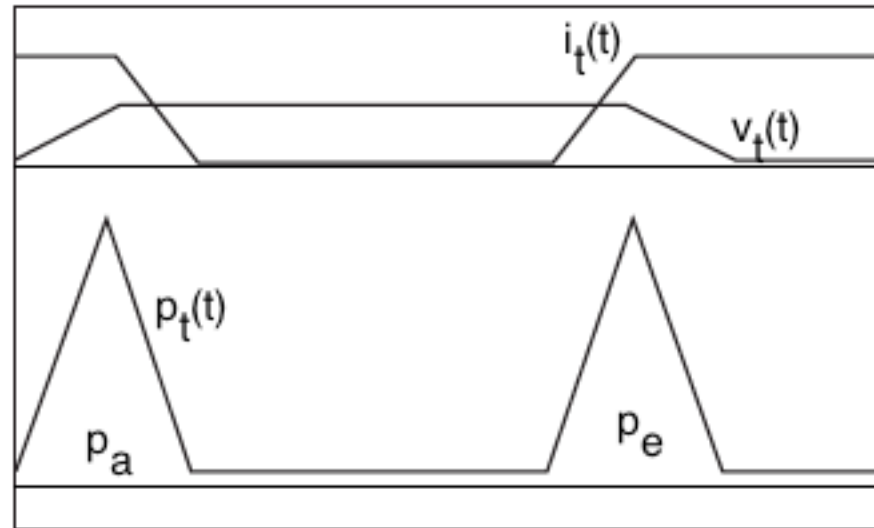
## II.- Pérdidas por conmutación en los transistores de paso.

Las pérdidas por conmutación aumentan la potencia consumida por el conversor que no es transmitida a la carga, lo que reduce la eficiencia de operación del conversor.

El cálculo exacto de las pérdidas por conmutación requiere del manejo de un modelo lo mas preciso posible del comportamiento del transistor de paso, que puede no estar disponible.

En todo caso el valor de las pérdidas por conmutación se puede estimar en función de los la información sobre los tiempos máximos de subida y bajada de los voltajes y corrientes presentados en la hoja de características del dispositivo, considerando que los cambios se producen en forma lineal durante las conmutaciones, y que el transistor está conmutando conectado a una carga inductiva con un diodo auxiliar de libre conmutación.

En estas condiciones las formas de onda ideales de interés son:



$i_t(t)$ : corriente en el transistor;  $v_t(t)$ : tensión en el transistor;  $p_t(t)$ : potencia instantánea disipada en el transistor;  $p_a$ : pérdidas en el apagado;  $p_e$ : pérdidas en el encendido.

Las pérdidas instantáneas en el transistor son:

$$p_t(t) = v_t(t)i_t(t) \quad (132)$$

Le energía disipada durante la conmutación de apagado en el peor caso (máxima corriente y máximo voltaje en el transistor) es:

$$E_a = \int_0^{t_{rv}} I_{tM} v_t(t) dt + \int_0^{t_{fc}} V_{tM} i_t(t) dt \quad (133)$$



Y, usando la aproximación lineal a los cambios en el transistor en el transistor:

$$E_a = \frac{I_{tM} V_{tM} t_{rv}}{2} + \frac{I_{tM} V_{tM} t_{fc}}{2} \quad (134)$$

Le energía disipada durante la conmutación de encendido en el peor caso (máxima corriente y máximo voltaje en el transistor) es:

$$E_e = \int_0^{t_{ri}} V_{tM} i_t(t) dt + \int_0^{t_{fv}} I_{tM} v_t(t) dt \quad (135)$$

Y, usando la aproximación lineal a los cambios en el transistor en el transistor:

$$E_a = \frac{I_{tM} V_{tM} t_{rc}}{2} + \frac{I_{tM} V_{tM} t_{fv}}{2} \quad (136)$$

La energía disipada en cada conmutación,  $E_c$ , es:

$$E_c = E_e + E_a \quad (137)$$

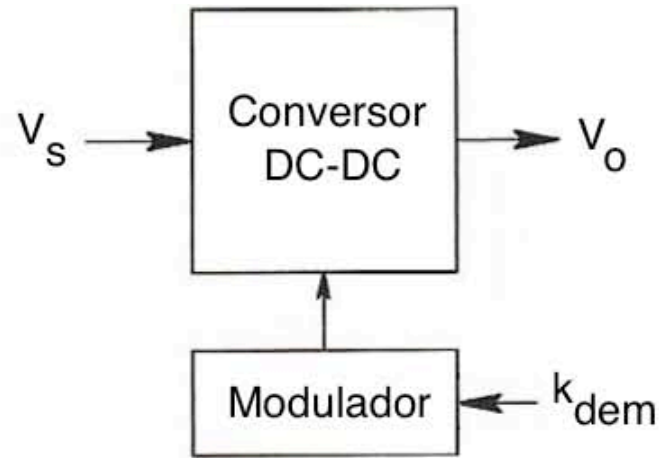
Y la potencia disipada por conmutación cuando se opera a la frecuencia  $f$  es:

$$P_c = E_a f \quad (138)$$

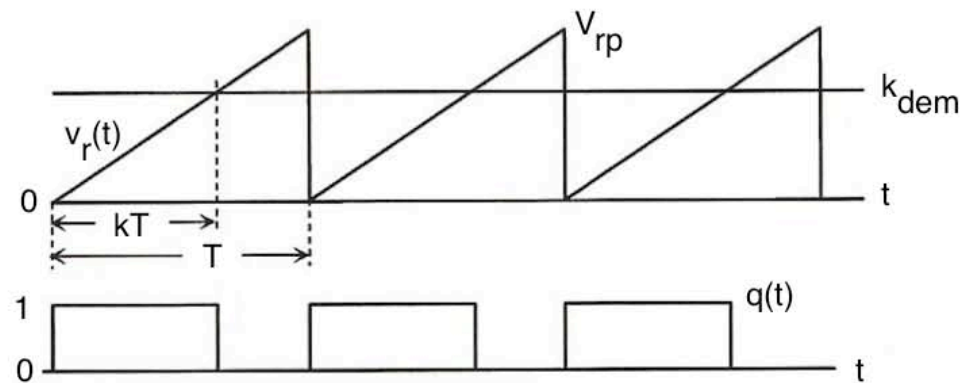
Modulador de ancho de pulso (PWM) básico operando a frecuencia de conmutación constante.

La operación de cualquiera de las configuraciones convertoras consideradas requiere de un mecanismo que convierta la demanda del ciclo de trabajo  $k$  que produce la tensión  $V_o$  de salida deseada en una señal de disparo con una duración específica  $t_1$  que cumpla con:

$$t_1 = kT = \frac{k}{f}$$



La implementación mas sencilla para el modulador es un comparador con dos señales de entrada:



En esta estructura la referencia de tiempo esta dada por la onda "diente de sierra",  $v_r(t)$  de frecuencia  $f$  igual a la frecuencia de conmutación deseada, y la demanda de tiempo de conducción por la señal  $k_{dem}$ , que usualmente en un conversor DC-DC variará mucho mas lentamente (mostrada aquí como una señal DC pura).

En estas condiciones se cumple:

- 1- Si  $k_{dem} > v_r(t)$ ,  $q(t) = "1"$  (conmutador encendido)
- 2- Si  $k_{dem} < v_r(t)$ ,  $q(t) = "0"$  (conmutador apagado)

Donde:

$k_{dem}$  es el valor de la demanda de ciclo de trabajo.

$v_r(t)$  es el valor instantáneo de la onda "diente de sierra" de referencia de tiempo del modulador.

$q(t)$  es el valor lógico instantáneo de la señal de control que debe ser aplicado al conmutador controlado del conversor DC-DC

Esta estructura puede ser implementada tanto en forma analógica, con un generador de onda diente de sierra y un comparador de voltaje, o en forma digital, con un contador y un comparador numérico.

En los convertidores medio puente y puente H con una sola señal de control, se puede usar una configuración similar para el modulador, haciendo los siguientes cambios:

- 1.- Se cambia el valor mínimo de la onda "diente de sierra" para que sus valores extremos sean simétricos:  $-V_{rp}$ ,  $+V_{rp}$
- 2.- Se usa una demanda de ciclo de trabajo,  $k_{dem}(t)$  también bipolar:

$$-V_{rp} < k_{dem}(t) < +V_{rp}$$

En estas condiciones la tensión de salida del convertidor cubre todo el rango posible:

$$-V_s \leq V_o(k_{dem}) \leq V_s \quad \text{para} \quad -V_{rp} \leq k_{dem} \leq V_{rp}$$

para  $k_{demmin} = -V_{rp}$  se tiene  $t_1 = 0$ ,  $V_{omin} = -V_s$

para  $k_{dem} = 0$  se tiene  $t_1 = 0,5$ ,  $V_{omin} = 0$

para  $k_{demMax} = +V_{rp}$  se tiene  $t_1 = 1$ ,  $V_{omin} = +V_s$



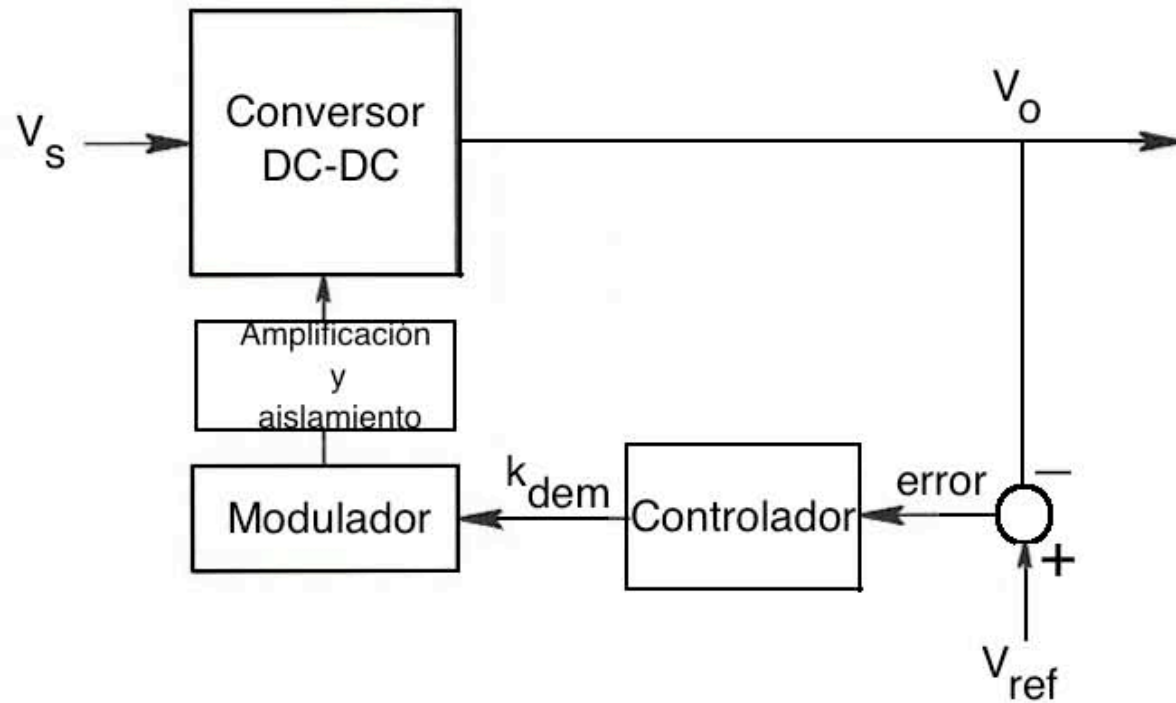


Diagrama de bloques de una fuente conmutada capaz de operar en lazo cerrado.

La señal de referencia puede ser fija, cuando la fuente debe entregar una tensión de salida fija, o variable, si la tensión de salida debe ser ajustable.

El bloque controlador puede ser un simple amplificador de error, para tener un control proporcional (error estacionario constante), proporcional-integral, para lograr un error estacionario nulo, o mas complejo, para optimizar también la respuesta transitoria ante cambios en la carga.

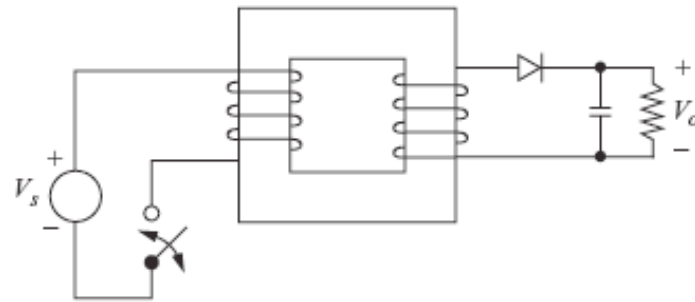
El bloque de amplificación y aislamiento es necesario cuando los conmutadores requieren tensiones y/o corrientes elevadas, y también cuando es preciso cambiar la referencia de tierra de la señal de control del conmutador (por ejemplo, en el convertidor reductor y en los convertidores puente).

**Reguladores por conmutación.**

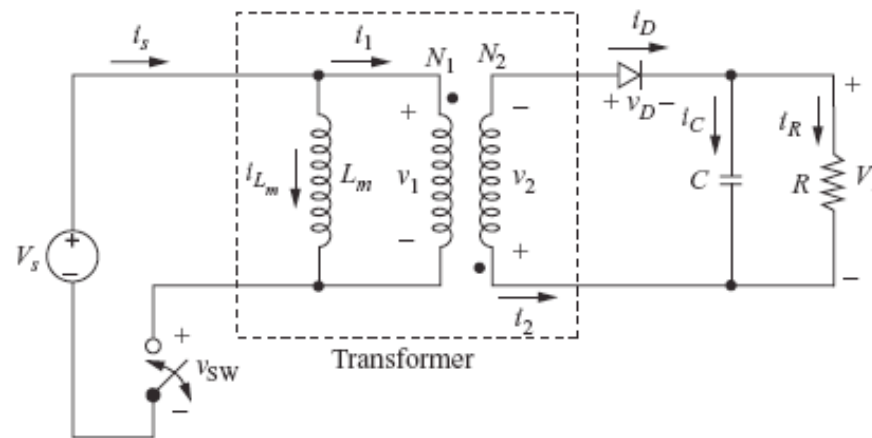
**Configuraciones con transformador de aislamiento.**

**Operación en el régimen de corriente no interrumpida.**

# I-Regulador "de retroceso" ("flyback").



(a)



(b)

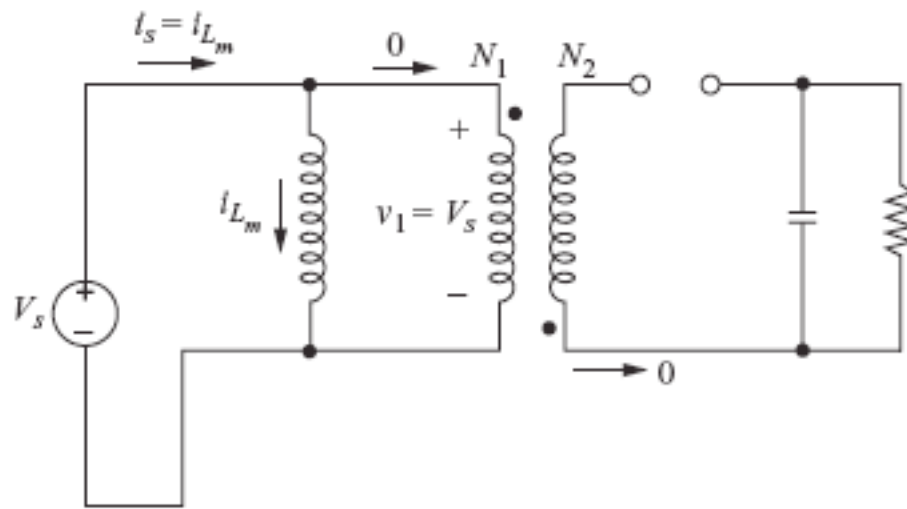
a) Configuración. b) Circuito equivalente.

## Condiciones de análisis:

- 1.- Operación en estado estacionario.
- 2.- El condensador de salida es grande y mantiene la tensión de salida en la carga,  $V_o$ , a un valor constante durante el ciclo de operación.
- 3.- Se opera con un período de conmutación fijo,  $T$ .

A- Q esta conduciendo ( $0 < t < t_1$ )

El circuito equivalente es:



$$v_1 = V_s = v_m \quad (139)$$

donde  $v_1$  es la tensión de entrada y  $v_m$  es la tensión de magnetización del transformador

La tensión en el secundario del transformador es:

$$v_2 = v_1 \left( \frac{N_2}{N_1} \right) = V_s \left( \frac{N_2}{N_1} \right) \quad (140)$$

Y la tensión sobre el diodo en el circuito del secundario es:

$$v_{AK} = -v_2 - V_o = -V_s \left( \frac{N_2}{N_1} \right) - V_o < 0 \quad (141)$$

el diodo está polarizado en inverso y no circula corriente en el secundario del transformador.



La tensión aplicada sobre el primario del transformador hace que la corriente de magnetización de incremento, aumentando la energía almacenada en el núcleo:

$$V_S = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = L_m \frac{\Delta i_{Lm}^+}{\Delta t} = L_m \frac{\Delta i_{Lm}^+}{t_1} \quad (142)$$

donde  $\Delta i_{Lm}^+$  es el incremento de corriente en el intervalo  $t_1$ .

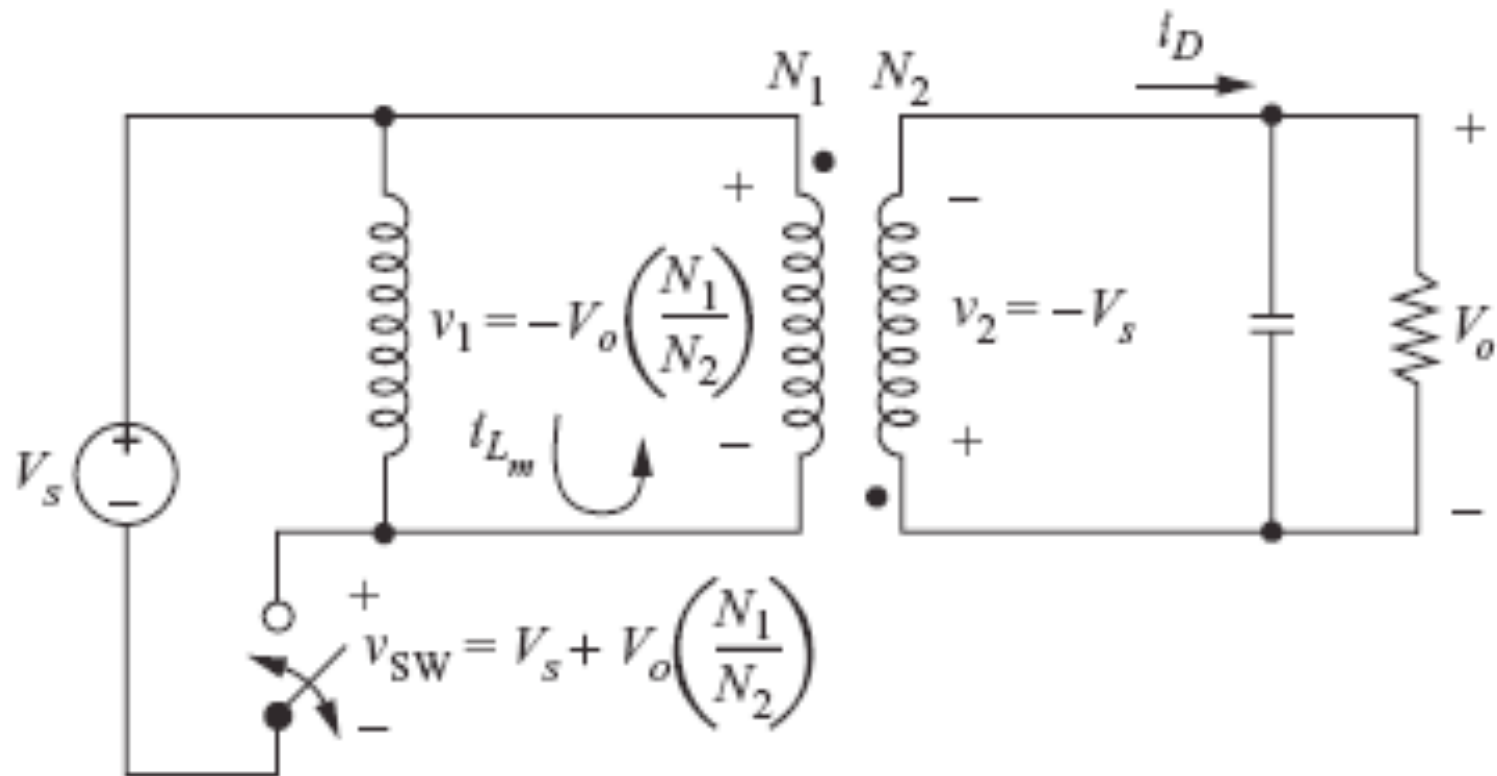
Si  $t_1$  y  $t_2$  se definen en función del período  $T$  y el ciclo de trabajo  $k$  como:

$$t_1 = kT \quad (143)$$

$$t_2 = (1-k)T \quad (144)$$

$$\Delta i_{Lm}^+ = \frac{V_s k T}{L_m} \quad (145)$$

B- Q esta apagado ( $t_1 < t < t_2$ )



La energía atrapada en el núcleo del transformador al final del intervalo  $t_1$  es:

$$E = \frac{1}{2} L_m [i_{Lm}(t_1)]^2 \quad (146)$$

Dado que esta energía debe conservarse, al apagarse Q debe circular por el secundario una corriente  $i_2$ ; esta corriente fuerza la entrada en conducción del diodo D.

Por lo tanto la tensión en el secundario es:

$$v_2 = -V_o \quad (147)$$

Y en el primario la tensión reflejada desde el secundario es:

$$v_1 = V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (148)$$

Esta tensión se aplica sobre la inductancia de magnetización y obliga a que la corriente de magnetización se reduzca. Esto transfiere energía almacenada en el núcleo del transformador al circuito del secundario:

$$v_1 = v_m = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = L_m \frac{\Delta i_{Lm}^-}{\Delta t} = -V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (149)$$

$$\Delta i_{Lm}^- = -\frac{V_o}{L_m} \frac{N_1}{N_2} \Delta t = -\frac{V_o}{L_m} \frac{N_1}{N_2} t_2$$

$$\Delta i_{Lm}^- = -\frac{V_o}{L_m} \frac{N_1}{N_2} (1-k)T \quad (150)$$

donde  $\Delta i_{Lm}^-$  es la reducción de corriente en el intervalo  $t_2$ .

Si se está operando en estado estacionario, se cumple que:

$$\Delta i_{Lm}^+ + \Delta i_{Lm}^- = 0 \quad (151)$$

$$\frac{V_s k T}{L_m} - \frac{V_o}{L_m} \frac{N_1}{N_2} (1 - k) T = 0 \quad (152)$$

$$V_o = \frac{V_s k N_2}{(1 - k) N_1} \quad (153)$$



Para definir las características de los componentes semiconductores hay que considerar que:

$$i_D(t_1^+) = i_2(t_1^+) = |i_{Lm}(t_1)| \frac{N_1}{N_2} = |i_1(t_1)| \frac{N_1}{N_2} \quad (154)$$

$$V_{ceQ}(t_1^+) = V_s - v_1(t_1^+) = V_s + V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (155)$$

donde  $t_1^+$  es el instante siguiente a la conmutación de apagado del conmutador Q, cuando comienza el intervalo  $t_2$ .

Si la corriente en la salida  $I_o$  es constante, se puede considerar que la carga es una resistencia equivalente  $R_o$  de valor:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} \quad (156)$$

La corriente en el condensador es:

$$i_c(t) = i_D(t) - I_o = |i_{Lm}(t)| \frac{N_1}{N_2} - \frac{V_o}{R_o} \quad (157)$$

Dado que se consideran componentes ideales:

$$P_s = P_o \quad (158)$$

$$V_s \bar{I}_s = V_o \bar{I}_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (159)$$

Como el valor promedio de la corriente de magnetización se puede definir como:

$$\bar{I}_{Lm} = \frac{\bar{I}_s}{k} \quad (160)$$

reemplazando en (159) se tiene:

$$\bar{I}_{Lm} = \frac{V_o^2}{V_s k R_o} \quad (161)$$

y reemplazando  $V_o$  de la ecuación (153):

$$\bar{I}_{Lm} = \frac{\left( \frac{V_s k N_2}{(1-k) N_1} \right)^2}{V_s k R_o} = \frac{V_s k N_2^2}{(1-k)^2 N_1^2 R_o} \quad (162)$$

o, en función del voltaje de salida:

$$\bar{I}_{Lm} = \frac{V_o N_2}{(1-k) N_1 R_o} \quad (163)$$

Los valores extremos de la corriente de magnetización son:

$$I_{Lm \max} = \bar{I}_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (164)$$

$$I_{Lm \min} = \bar{I}_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (165)$$

$$I_{Lm \max} = \frac{V_o N_2}{(1-k)N_1 R_o} + \frac{V_s k T}{2L_m} \quad (166)$$

$$I_{Lm \min} = \frac{V_o N_2}{(1-k)N_1 R_o} - \frac{V_s k T}{2L_m} \quad (167)$$

El caso límite para que la corriente de magnetización no se anule viene dado por:

$$I_{Lm \text{ min}} = 0 = \frac{V_o N_2}{(1-k)N_1 R_o} - \frac{V_s k T}{2L_m} \quad (168)$$

$$L_m = \frac{(1-k)^2 R_o T}{2} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (169)$$

y como:  $T = \frac{1}{f}$

$$L_m = \frac{(1-k)^2 R_o}{2f} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (170)$$

La cantidad de carga que sale del condensador durante el intervalo  $t_1$  es:

$$\Delta Q_c = \int_0^{t_1} i_o(\tau) d\tau \quad (171)$$

Si la tensión de salida se mantiene constante:

$$i_o(t) = \frac{V_o}{R_o} \quad (172)$$

$$\Delta Q_c = \frac{V_o}{R_o} t_1 = \frac{V_o}{R_o} kT \quad (173)$$



pero como:

$$V = \frac{Q}{C} \quad (174)$$

$$\frac{\Delta Q_c}{C} = \Delta V_o \quad (175)$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o k T}{R_o C} = \frac{V_o k}{R_o C f} \quad (176)$$

En términos de la entrada:

$$\Delta V_o = \frac{V_s k^2 N_2}{(1-k) R_o f C N_1} \quad (177)$$

Y, si se desea un rizado máximo específico, el valor del condensador mínimo necesario para asegurarlo es:

$$C_{\min} = \frac{V_s k^2 N_2}{(1 - k) R_0 f \Delta V_{oMax} N_1} \quad (178)$$

**Operación con corriente interrumpida:**

**Si se opera con corriente de magnetización interrumpida, la corriente al comienzo del intervalo de conducción es cero, por lo que:**

$$\Delta I_{Lm} = \frac{V_s k T}{L_m} = I_{Lm \max} k \quad (179)$$

**El valor de la corriente de magnetización promedio se puede calcular en base a la forma de onda como:**

$$\bar{I}_s = \frac{1}{T} \int_0^T i_{Lm}(\tau) d\tau = \frac{1}{2} I_{Lm \max} k = \frac{V_s k^2 T}{2L_m} \quad (180)$$

Luego, en base al equilibrio de las potencias:

$$V_s \left( \frac{V_s k^2 T}{2L_m} \right) = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (181)$$

$$V_o = V_s k \sqrt{\frac{TR_o}{2L_m}} = V_s k \sqrt{\frac{R_o}{2fL_m}} \quad (182)$$

## Ejercicio.

Considere un conversor tipo "flyback" con los siguientes datos:

Tensión de entrada: 12V

Tensión de salida: 48V

Frecuencia de conmutación: 100kHz

Número de vueltas del primario,  $N_p$ : 100

Número de vueltas del secundario,  $N_2$ : 200

Inductancia de magnetización,  $L_m$ : 100 $\mu$ H

Resistencia de carga: 9,6 $\Omega$

Rizado máximo aceptado a la salida: 0,5%

El conversor opera en condiciones estacionarias y en régimen de conducción continua.

Determine:

k para obtener el voltaje de salida deseado  
Valor promedio de la corriente que circula por el diodo.

El valor medio de la corriente entregada por la fuente de alimentación.

El valor máximo de la tensión soportada por el transistor.

El valor máximo de la tensión soportada por el diodo.

El valor del condensador necesario para asegurar el rizado deseado.

1. k

$$V_o = \frac{V_s k N_2}{(1-k)N_1}$$

$$48V = \frac{12V * k * 200}{(1-k)100} \rightarrow \frac{k}{(1-k)} = 2 \rightarrow k = \frac{2}{3}$$

2.- Corriente promedio en el diodo.

La corriente en la carga es:

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{48V}{9,6\Omega} = 5A$$

En estado estacionario se tiene que cumplir:

$$\bar{I}_D = I_o = 5A$$



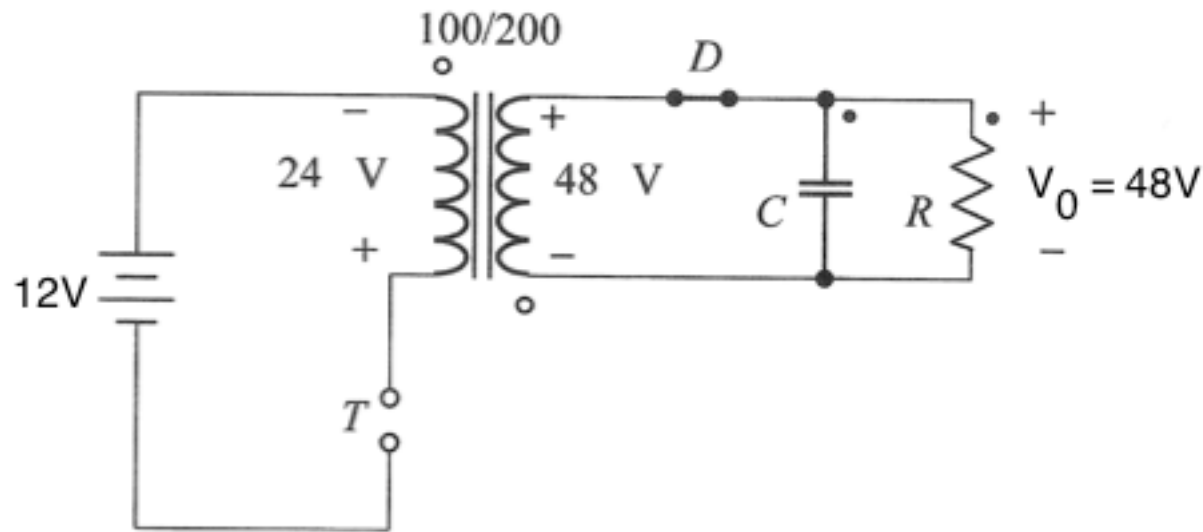
### 3.- Corriente promedio en la fuente de alimentación.

Por conservación de la energía en el circuito ideal:

$$P_S = P_O \rightarrow V_S \bar{I}_S = V_O I_O$$

$$\bar{I}_S = \frac{V_O I_O}{V_S} = \frac{48V * 5A}{12V} = 20A$$

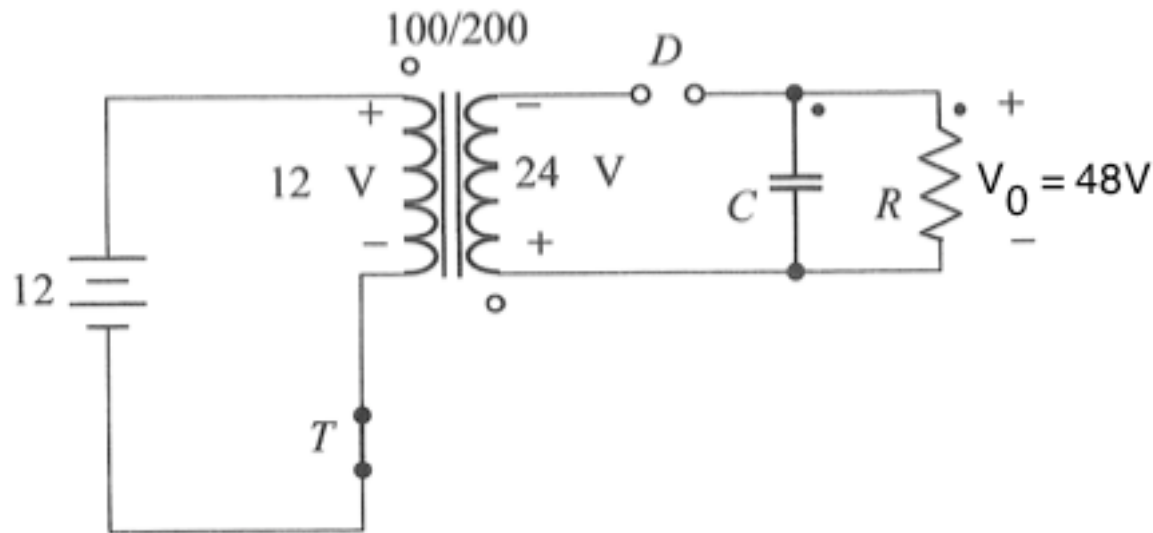
#### 4.- Tensión máxima en el transistor.



Dado el circuito, la tensión máxima en el transistor ocurre cuando el transistor está abierto y la tensión del secundario se refleja sobre el primario.

$$V_{Tp} = V_s + V_p = 12 + 24V = 36V$$

## 5.- Tensión máxima en el diodo.



Dado el circuito, la tensión máxima en el diodo ocurre cuando el transistor está cerrado y la tensión del primario se refleja sobre el secundario.

$$V_{Dp} = V_0 - V_{se} = 48V - (-24V) = 72V$$

6.- Valor del condensador necesario para que el rizado máximo a la salida sea de 0,5%.

$$\Delta V_{Max} = \frac{0,5 * 48V}{100} = 0,24V$$

El condensador mínimo es:

$$C_{min} = \frac{V_s k^2 N_2}{(1 - k) R_0 f \Delta V_{oMax} N_1}$$

$$C_{min} = \frac{12 * \left(\frac{2}{3}\right)^2 * 200}{\left(1 - \frac{2}{3}\right) * 9,6\Omega * 100 * 10^3 Hz * 0,24V * 100}$$

$$C_{\min} = 138,88\mu F$$

El valor no es estándar.

Se puede usar un arreglo paralelo de un condensador de  $120\mu F$  con uno de  $22\mu F$ , o un solo condensador del valor estándar más cercano por arriba a  $133,88\mu F$  que es  $220\mu F$ .