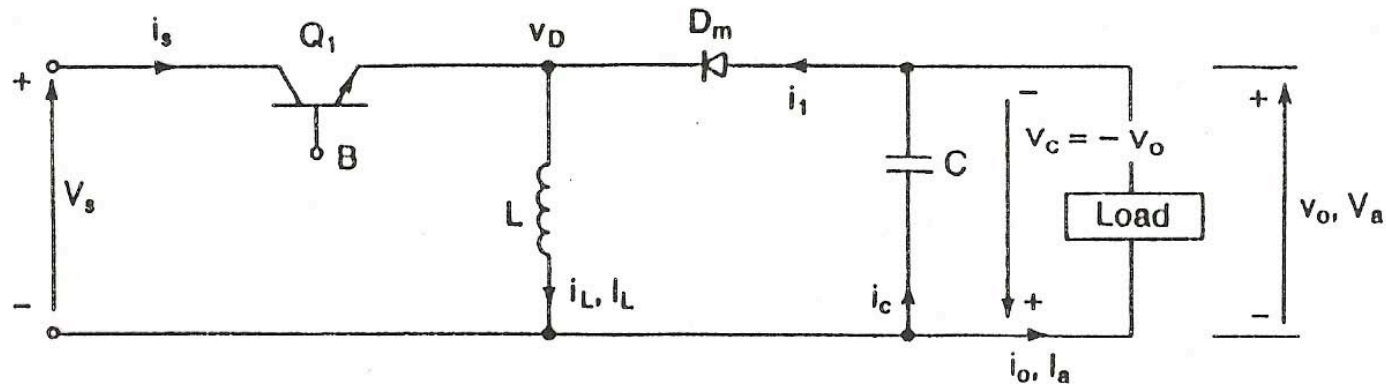


III-Regulador reductor-elevador inversor de voltaje (buck-boost).



Circuito conversor elevador-reductor de tensión inversor de polaridad.

Hay un solo conmutador completamente controlado (el dispositivo Q_1), por lo que el circuito tiene solo dos modos de operación, según Q_1 este encendido o apagado. Cada uno de los modos de operación esta caracterizado por un circuito equivalente.

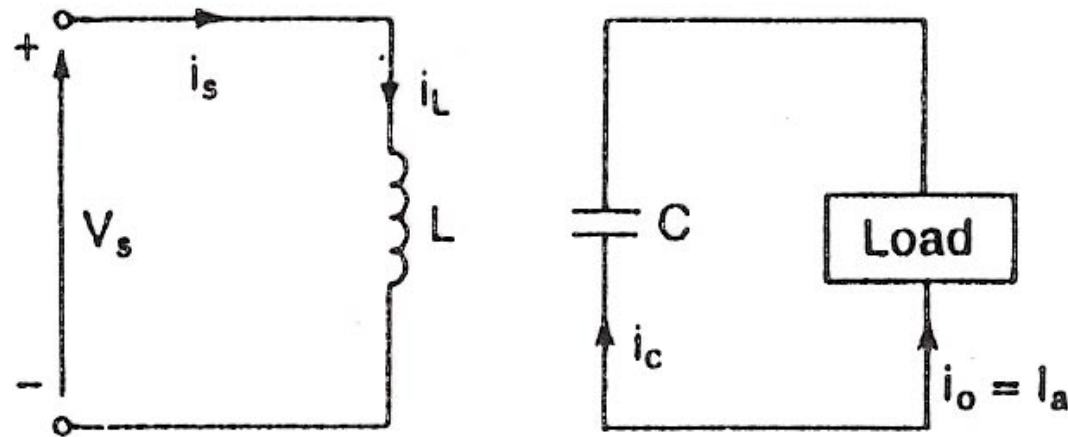
Operación en modo de corriente no interrumpida.

Modo de operación 1.

El conmutador Q_1 encendido.

En el modo 1 el conmutador Q_1 está encendido, por lo que puede ser reemplazado en primera aproximación por un cortocircuito. El cátodo del diodo D_m queda conectado a la fuente DC de entrada, por lo que el diodo queda polarizado en inverso y puede ser reemplazado en primera aproximación por un circuito abierto.

El circuito equivalente de este modo de operación es por lo tanto:



Circuito equivalente del modo 1 de operación.

La corriente i_L crece cuando Q_1 esta conduciendo y D_m está polarizado en inverso. Si t_1 es el tiempo de conducción, I_1 el valor inicial de la corriente e I_2 el valor final, se cumple:

$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (71)$$

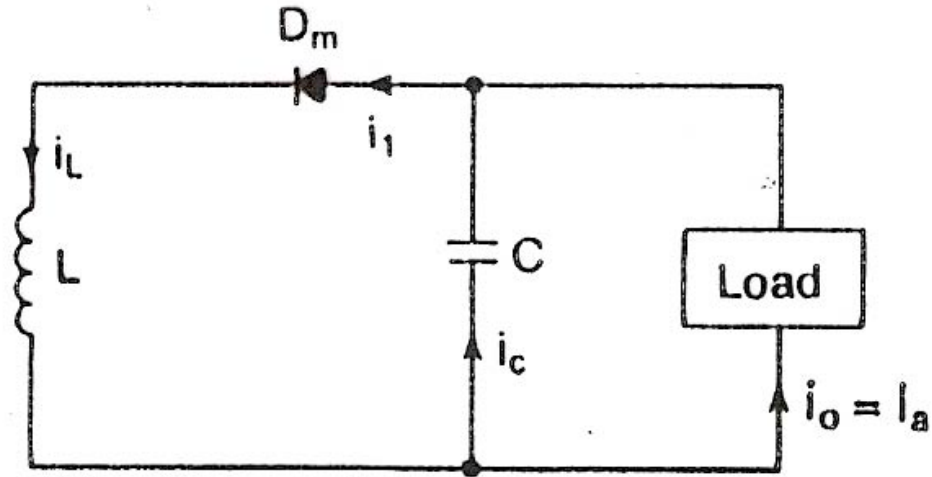
$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} \quad (72)$$

Modo 2 de operación.

El conmutador Q_1 apagado.

En el modo 2 el conmutador Q_1 está apagado, por lo que puede ser reemplazado en primera aproximación por un circuito abierto. Dado que la energía atrapada en el campo magnético de la inductancia L obliga a que la corriente i_L siga circulando, el diodo D_m queda forzado a entrar en conducción, por lo que puede ser reemplazado en primera aproximación por un cortocircuito.

El circuito equivalente de este modo de operación es por lo tanto:



Circuito equivalente del modo 2 de operación.

En esas condiciones, cuando Q_1 esta apagado conduce el diodo D_m , y la corriente i_L se reduce. Si el intervalo de apagado es t_2 , y el circuito opera en estado estacionario, la corriente final en este intervalo será igual a la inicial en el intervalo anterior, luego:

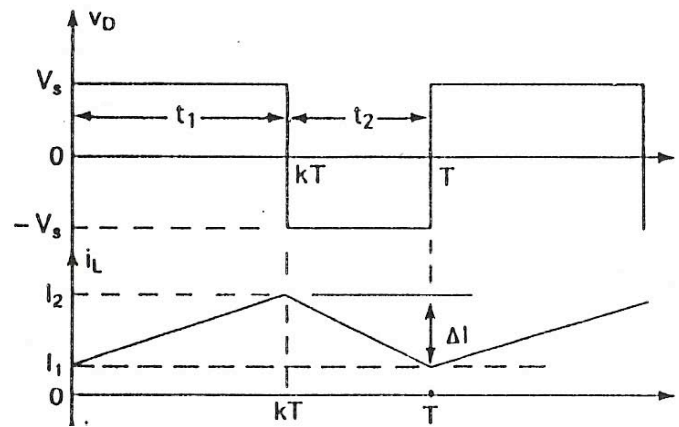
$$V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (73)$$

$$\Delta I = -\frac{V_a t_2}{L} \quad (74)$$

donde $\Delta I = I_2 - I_1$ es el rizado pico a pico de la corriente.

De las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{-V_a t_2}{L} \quad (75)$$



Formas de onda ideales en el regulador DC/DC inversor de polaridad.

Arriba: Tensión aplicada a la inductancia.

Abajo: Corriente en la inductancia.

Para la corriente en la fuente, $i_s(t)$, durante el intervalo t_1 , se cumple:

$$i_s(t) = i_L(t) \quad \text{en} \quad 0 \leq t \leq t_1 \quad (76)$$

Y, durante el intervalo t_2 se cumple:

$$i_s(t) = 0 \quad \text{en} \quad 0 \leq t \leq t_2 \quad (77)$$

Para la corriente en el diodo, $i_d(t)$, durante el intervalo t_1 , se cumple:

$$i_d(t) = 0 \quad \text{en} \quad 0 \leq t \leq t_1 \quad (78)$$

Y, durante el intervalo t_2 se cumple:

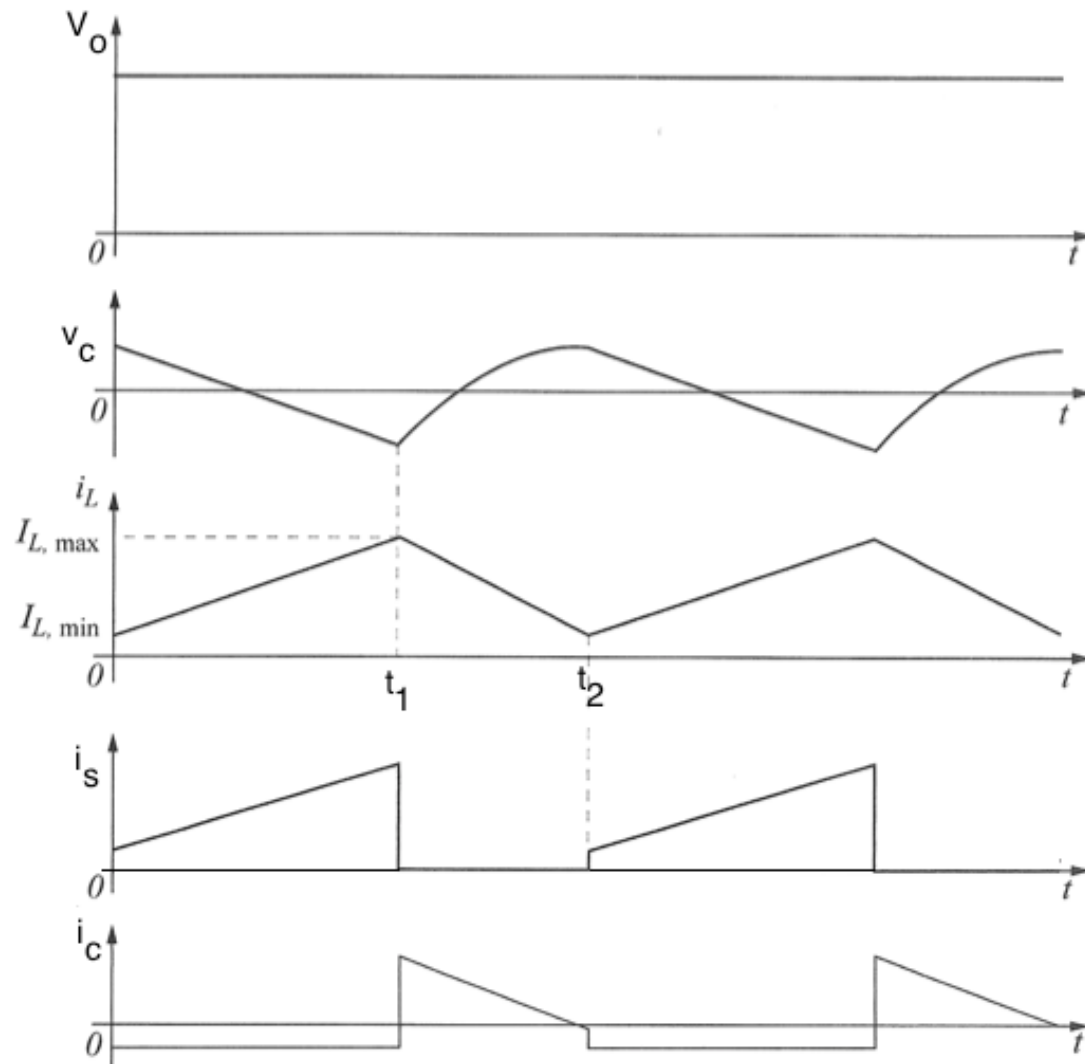
$$i_d(t) = i_L(t) \quad \text{en} \quad 0 \leq t \leq t_2 \quad (79)$$

Además, durante el intervalo t_2 también se cumple:

$$i_d(t) = i_c(t) + i_o(t) \quad \text{en} \quad 0 \leq t \leq t_2 \quad (80)$$

Y, por hipótesis en el caso ideal:

$$i_o(t) = K = \frac{V_a}{R_{Load}} \quad \text{en} \quad 0 \leq t \leq t_1 + t_2$$



Corrientes y voltajes en el elevador-reductor.

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

$$t_1 = kT \quad (76)$$

$$t_2 = (1 - k)T \quad (77)$$

se tiene:

$$V_a = -\frac{V_s k}{1 - k} \quad (78)$$

Dado que $0 \leq k \leq 1$, se cumple matemáticamente que $0 \leq V_a \leq \infty$, con polaridad inversa a la de V_s , valor que no tiene sentido físico como en el caso anterior.

Si se sigue considerando que todos los elementos son ideales y por lo tanto sin pérdidas, las potencias son iguales en la entrada y la salida, luego:

$$P = V_s \bar{I}_s = -V_a \bar{I}_a = \frac{k V_s \bar{I}_a}{1 - k} \quad (79)$$

Y la corriente promedio de entrada se relaciona con la corriente promedio (constante) de salida como:

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{I}_a k}{1 - k} \quad (80)$$

La corriente $I_s(t)$ es idéntica a la corriente $I_L(t)$ durante el intervalo de conducción t_1 , y nula durante el resto del tiempo de ciclo T .

Por lo tanto:

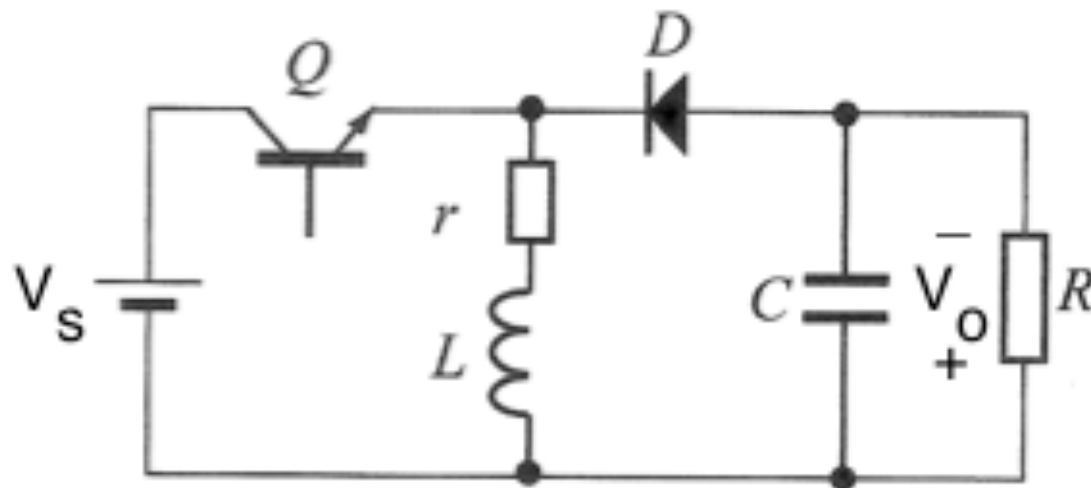
$$\bar{I}_S = k\bar{I}_L \quad (81)$$

Reemplazando esta expresión en la ecuación (80)

$$k\bar{I}_L = \frac{\bar{I}_a k}{1-k} \rightarrow \bar{I}_a = \bar{I}_L(1-k) \quad (82)$$

Para resolver la inconsistencia física observada en las ecuaciones 78 y 80, se debe abandonar el modelo totalmente ideal y considerar que en toda implementación física la inductancia tendrá una cierta resistencia parásita en serie.

En estas condiciones el circuito a considerar es:



Tomando en cuenta las pérdidas en la resistencia parásita de la inductancia la ecuación de conservación de la energía resulta:

$$P = V_S \bar{I}_S = \bar{I}_a V_a + r \bar{I}_L^2 \quad (83)$$

$$V_S k \bar{I}_L = \bar{I}_L (1 - k) V_a + r \bar{I}_L^2$$

$$V_S k = (1 - k) V_a + r \bar{I}_L$$

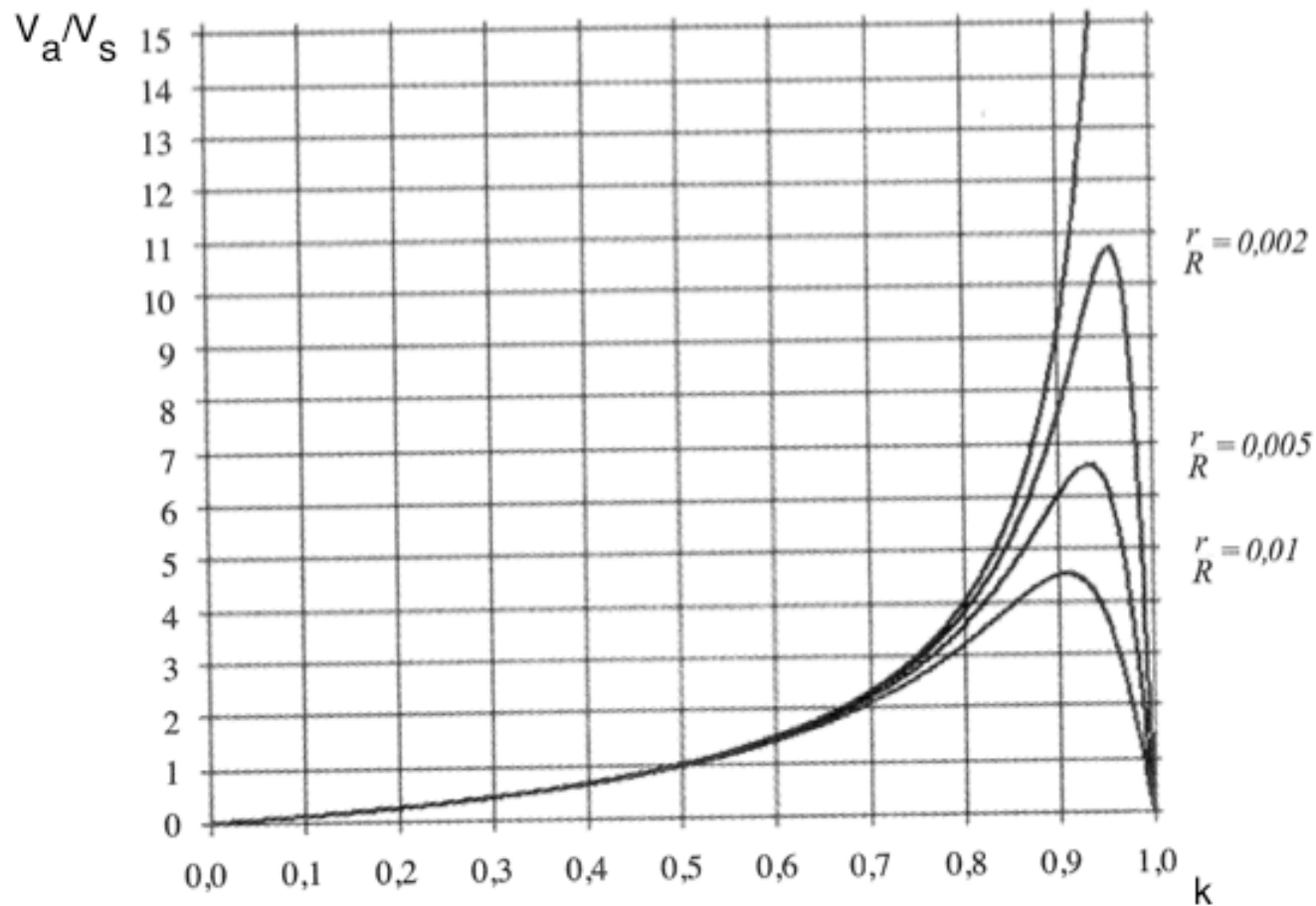
$$V_S k = (1 - k) V_a + r \frac{\bar{I}_a}{1 - k}$$

$$V_s k = (1 - k)V_a + r \frac{V_a}{R(1 - k)}$$

$$V_s k = V_a \left[(1 - k) + \frac{r}{R(1 - k)} \right]$$

$$\frac{V_a}{V_s} = \frac{k}{\left[(1 - k) + \frac{r}{R(1 - k)} \right]} \quad (84)$$

Lo que demuestra que la situación es equivalente a la demostrada para la configuración elevadora.



Gráfica normalizada de V_a/V_s en función de k y del cociente entre la resistencia parásita serie del inductor y la resistencia de carga equivalente.

El período de operación, T , puede ser expresado en función de las variables de conmutación como:

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta IL}{V_s} - \frac{\Delta IL}{V_a} = \frac{\Delta IL(V_a - V_s)}{V_a V_s} \quad (85)$$

de donde el rizado de corriente, ΔI puede expresarse como:

$$|\Delta I| = \frac{V_s V_a}{fL(V_a - V_s)} \quad (86)$$

$$|\Delta I| = \frac{kV_s}{fL} \quad (87)$$

El rizado de corriente es inversamente proporcional al valor de la inductancia y al de la frecuencia de conmutación.

Adicionalmente se observa que el rizado crece monótonamente con k , y que el rizado máximo ocurre con $k=1$:

$$\Delta I(k = 1) = \Delta I_M = \frac{V_s}{fL} \quad (88)$$

Dado que no es deseable operar con $k=1$, el valor máximo de rizado de corriente permisible en el diseño, ΔI_{Mo} , se producirá cuando se opere con el valor máximo permisible de k , k_M , y la inductancia mínima necesaria para asegurar que el rizado sea siempre menor a igual al valor máximo, L_m , es, reemplazando en la ecuación 71:

$$L_m = \frac{k_M V_s}{f \Delta I_{Mo}} \quad (89)$$

Para asegurar que el valor de L_m dado por la ecuación anterior es efectivamente el menor técnicamente posible, debe por supuesto operarse a la frecuencia de conmutación máxima que resulte práctica con los dispositivos electrónicos que se empleen en el diseño, f_{mp} .

Durante el intervalo t_1 , cuando el conmutador Q está encendido, el condensador suministra la corriente de carga. El rizado pico a pico en V_c es:

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_a dt = \frac{I_a t_1}{C} \quad (90)$$

de la ecuación 78 se obtiene:

$$t_1 = \frac{V_a}{(V_a - V_s)f} \quad (91)$$

reemplazando esta expresión en 90 se tiene que el rizado en el condensador puede expresarse como:

$$\Delta V_c = \frac{I_a V_a}{(V_a - V_s) f C}$$

$$\Delta V_c = \frac{I_a k}{f C} \quad (92)$$

El rizado de voltaje es inversamente proporcional al valor de la capacidad y al de la frecuencia de conmutación, pero no depende de la inductancia.

Adicionalmente se observa que el rizado crece monótonamente con k , y que el rizado máximo teórico ocurre con $k=1$:

$$\Delta V_c(k=1) = \Delta V_{cM} = \frac{I_a}{fC} \quad (93)$$

Dado que no es deseable operar con $k=1$, el valor máximo de rizado de voltaje permisible en el diseño, ΔV_{cMo} , se producirá cuando se opere con el valor máximo permisible de k , k_M , y la capacidad mínima necesaria para asegurar que el rizado sea siempre menor a igual al valor máximo deseado, C_m , es, tomando en cuenta el valor f_{mp} ya definido:

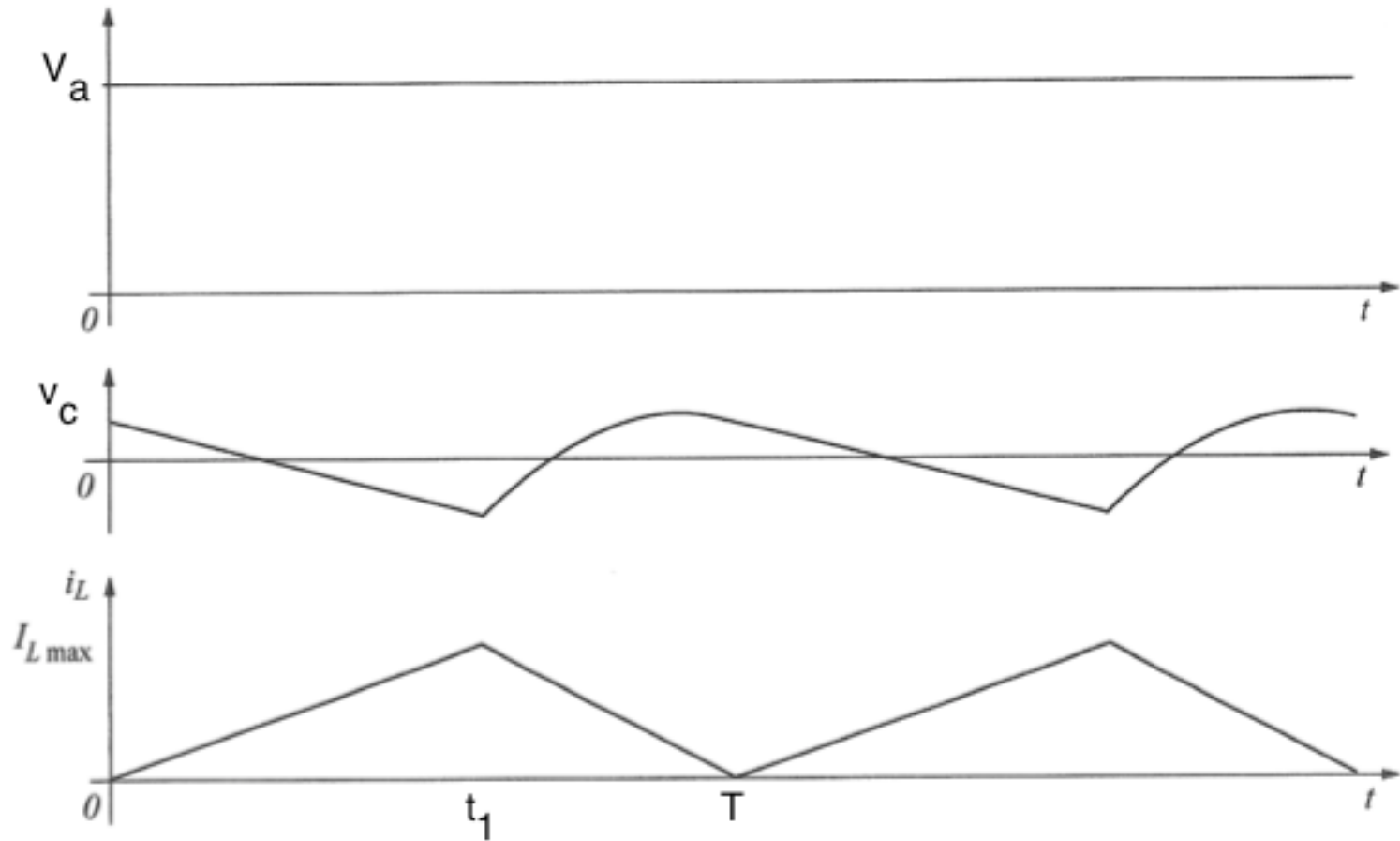
$$C_m = \frac{k_M I_a}{f_{mp} \Delta V_{cMo}} \quad (94)$$

Condición de conducción crítica.

El punto de conducción crítica, a partir del cual se entra en el régimen de operación con corriente interrumpida en la inductancia se alcanza cuando:

$$I_{L\min} = \bar{I}_{L\min} - \frac{\Delta I_{Lcri}}{2} = 0$$

$$\Delta I_{Lcri} = 2\bar{I}_{L\min} \quad (95)$$



Formas de onda en condiciones de conducción crítica.

Especificaciones de los componentes

I.- Q_1

1.-Tensión de bloqueo directa, V_{Q1b} . Como mínimo debe ser igual a:

$$V_{Q1b} = (V_{s\max} + V_{c\max} + V_{AKD})(1 + fsv) \quad (95)$$

donde fsv es el margen de seguridad considerado en el diseño, expresado como decimal.

2.- Corriente pico, I_{Q1p} . Como mínimo debe ser igual a:

$$I_{M1p} = \left(I_{s\max} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) (1 + fsi) = \left(I_{s\max} + \frac{V_{s\max}}{2fL} \right) (1 + fsi) \quad (96)$$

donde fsi es el factor de seguridad en corriente considerado en el diseño, expresado como decimal.

II.- D_m

1.- Tensión de bloqueo inversa, V_{KAm} . Como mínimo debe ser igual a:

$$V_{KAm} = (V_{s\max} + V_{c\max})(1 + fsv) \quad (97)$$

donde fsv es el margen de seguridad considerado en el diseño, expresado como decimal.

2.- Corriente pico, I_{Dmp} . Como mínimo debe ser igual a:

$$I_{Dmp} = \left(I_{s\max} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) (1 + fsi) = \left(I_{s\max} + \frac{V_{s\max}}{2fL} \right) (1 + fsi) \quad (98)$$

donde fsi es el factor de seguridad en corriente considerado en el diseño, expresado como decimal.

III.- L

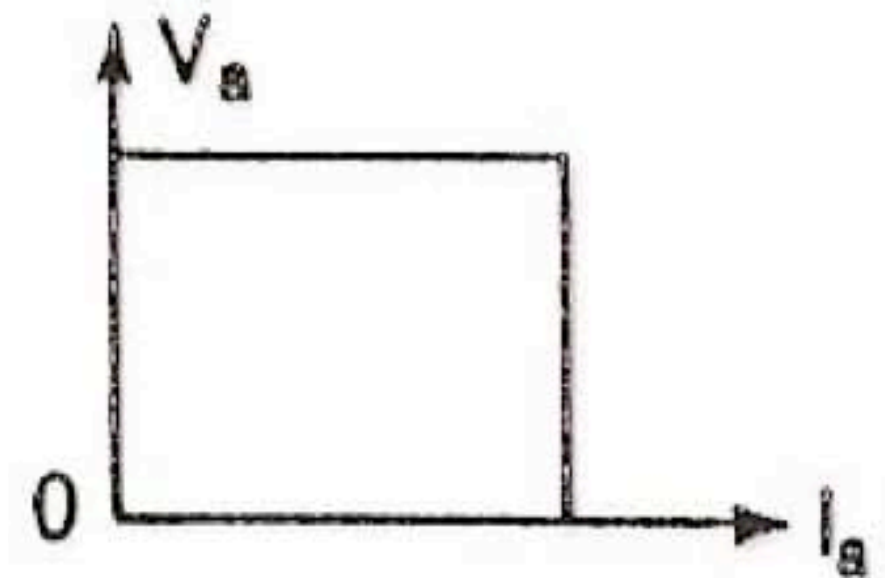
El valor pico de la corriente en la inductancia es igual al valor pico de la corriente en los dispositivos semiconductores.

IV.- C

El valor de tensión de bloqueo debe ser, como mínimo, igual a la máxima tensión de salida deseada, más el factor de seguridad de voltaje considerado en el diseño.

Debe calcularse el valor rms máximo de la corriente en el condensador en base a la forma de onda de corriente mostrada en la gráfica correspondiente para determinar la capacidad de corriente rms del condensador.

Si la carga es pasiva, esto implica que la corriente de carga i_o será también siempre negativa, por lo que el conversor, desde el punto de vista de la salida trabajará en el primer cuadrante del plano V, I (voltaje y corriente de la misma polaridad, fuente entregando energía a la carga).



Cuadrante natural de operación del conversor DC/DC inductor de polaridad básica con carga pasiva.

Por supuesto, desde el punto de referencia de la fuente de entrada, dada la inversión de polaridad de la tensión y la corriente de salida, se puede considerar que el conversor DC/DC inversor de polaridad básico opera en el tercer cuadrante (sentido de referencia anti-horario).

Ejercicios.

I.- Análisis.

Considere un convertor reductor-elevador inversor de voltaje con las siguientes características:

Tensión de alimentación: 100V

Frecuencia de conmutación: 1kHz.

Inductancia: 120mH

Condensador: 300 μ F

resistencia de carga equivalente: 500 Ω

Tiempo de encendido: 0,6ms

Asuma operación en régimen de corriente no interrumpida y:

A.- Determine las tensiones y corrientes de interés y el rizado de voltaje en la salida.

B.- Pruebe que efectivamente se opera en régimen de corriente no interrumpida.

A.-

1.- Período de operación y k:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1 * 10^3 \text{ Hz}} = 1 \text{ ms}$$

$$k = \frac{t_1}{T} = \frac{0,6 * 10^{-3}}{1 * 10^{-3}} = 0,6$$

2.-De la gráfica de la relación entre las tensiones de entrada y salida, k y las resistencias parásita y de carga se tiene que para $k=0,6$ es válida la aproximación ideal, por lo tanto:

$$V_a = -\frac{V_s k}{1-k} = -\frac{100V * 0,6}{1-0,4} = -150V$$

3.- Corriente en la carga:

$$I_a = \frac{150V}{500\Omega} = 0,3A$$

4.- Corriente promedio en la fuente de entrada:

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{I}_a k}{1 - k} = \frac{0,3A * 0,6}{1 - 0,6} = 0,45A$$

5.- Corriente promedio en la inductancia:

$$\bar{I}_L = \frac{\bar{I}_s}{k} = \frac{0,45A}{0,6} = 0,75A$$

6.- Rizado de voltaje en la salida:

$$\Delta V_c = \frac{I_a k}{fC} = \frac{0,3A * 0,6}{1 * 10^3 Hz * 300 * 10^{-6}F} = 0,6V$$

Rizado porcentual:

$$\%r = \frac{\Delta V_a}{V_a} * 100 = \frac{0,6V}{150V} * 100 = 0,4\%$$

B.-

1.- Rizado de corriente:

$$|\Delta I| = \frac{kV_s}{fL} = \frac{0,6 * 100V}{1 * 10^3 Hz * 120 * 10^{-3} H} = 0,5 A$$

2.-Condición de corriente crítica:

$$\bar{I}_L - \frac{\Delta I_L}{2} = 0,75A - \frac{0,5A}{2} = 0,5A > 0$$

El circuito opera efectivamente en la zona de conducción con corriente no interrumpida, tal como se desea.

II.- Diseño.

Se dispone de una alimentación DC de 15V a partir de una batería para polarizar un OPAM que requiere polarización simétrica de +/-15V @20mA.

Diseñe el circuito conversor necesario.

Se desea una tensión de igual amplitud pero signo contrario a la entrada, luego se puede usar un convertidor reductor-elevador inversor de tensión.

$$\text{Si } |V_a| = V_s$$

y

$$V_a = -\frac{V_s k}{1-k} \Rightarrow k = 0,5$$

En estas condiciones la corriente promedio en la entrada, asumiendo corriente constante de 20mA en la carga será:

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{I}_a k}{1 - k} = \frac{20 * 10^{-3} A * 0,5}{1 - 0,5} = 20 * 10^{-3} A$$

La corriente en la fuente es de 20mA.

Dado que se opera a baja tensión y baja corriente, es evidente que se debe usar un MOSFET, y que interesa trabajar a alta frecuencia, por lo que se puede asumir una frecuencia de conmutación del orden de 1MHz

La corriente promedio en la inductancia es:

$$\bar{I}_L = \frac{\bar{I}_s}{k} = \frac{20 * 10^{-3} A}{0,5} = 40 * 10^{-3} A = 40mA$$

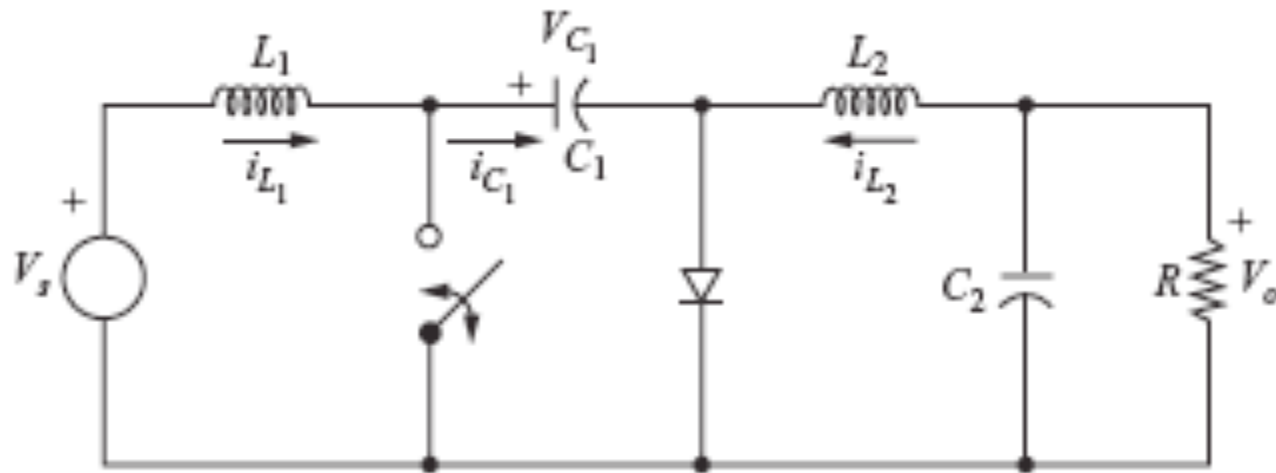
Asumiendo un rizado del orden de 4mA, la inductancia necesaria resulta:

$$L_m = \frac{kV_s}{f\Delta I} = \frac{0,5 * 15V}{1 * 10^6 \text{ Hz} * 4 * 10^{-3} \text{ A}} = 0,001875 \text{ H} \approx 2 \text{ mH}$$

La aplicación requiere un rizado de voltaje pequeño, así que se puede intentar lograr un rizado de 1mV.

$$C_m = \frac{kI_a}{f\Delta V} = \frac{0,5 * 20 * 10^{-3} \text{ A}}{1 * 10^6 \text{ Hz} * 1 * 10^{-3} \text{ V}} = 1 * 10^{-5} \text{ F} = 10 \mu\text{F}$$

IV-Regulador reductor-elevador inversor de voltaje tipo Cuk (regulador Cuk).



Circuito conversor elevador-reductor de tensión inversor de polaridad tipo Cuk (conversor Cuk).

Hay un solo conmutador completamente controlado (el dispositivo Q_1), por lo que el circuito tiene solo dos modos de operación, según Q_1 este encendido o apagado. Cada uno de los modos de operación esta caracterizado por un circuito equivalente.

Esta configuración se diferencia de las tres anteriores en que ahora la energía es transferida entre la entrada y la salida por medio del condensador C_1 , no de las inductancias.

Las condiciones del análisis son las siguientes:

- 1.- Los componentes reactivos y los semiconductores son ideales.
- 2.- El circuito opera en estado estacionario.
- 3.- Las inductancias son grandes y se puede asumir que las corrientes que circulan por ellas son constantes durante el intervalo de análisis.
- 4.- Los condensadores son grandes y se puede asumir que a tensión entre sus terminales son constantes durante el intervalo de análisis.

En estado estacionario la caída de tensión promedio en las inductancias es cero, y por lo tanto la tensión en el condensador C1 se puede determinar por Kirchoff en la maya externa como:

$$V_{c1} = V_s - V_o \quad (99)$$

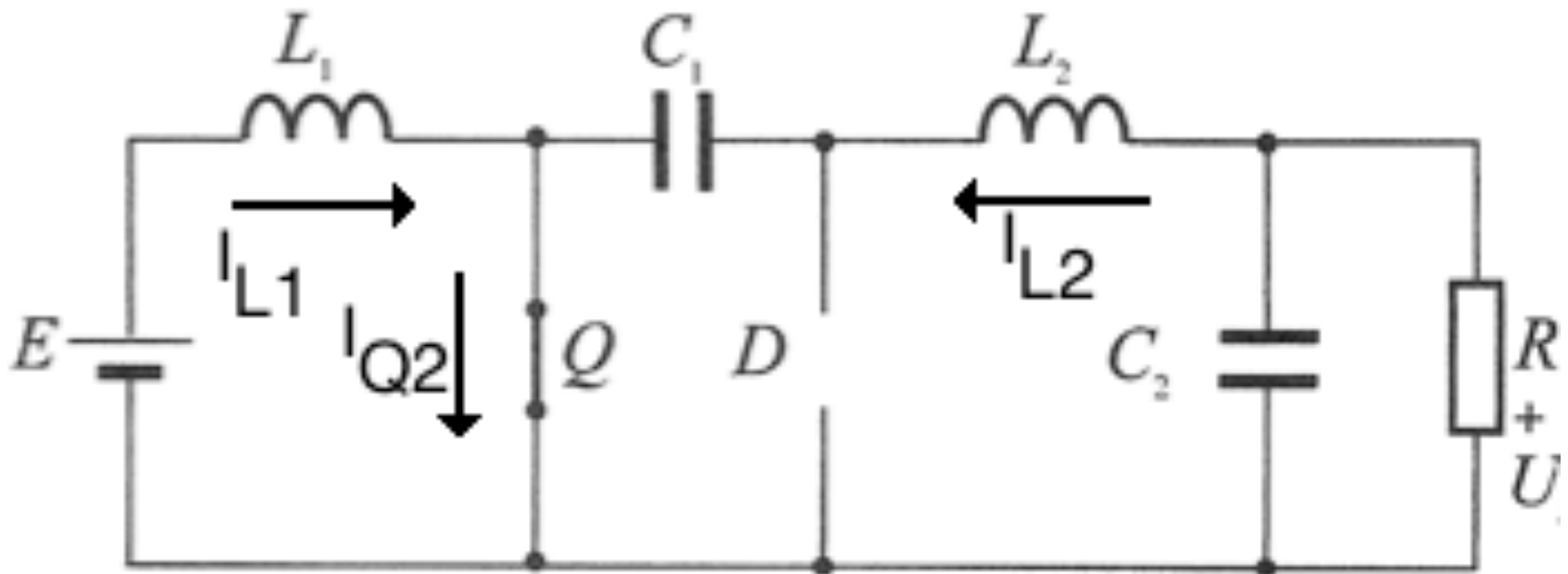
Y, en todo momento:

$$I_s \equiv I_{L1} \quad (100)$$

$$I_{L2} \equiv I_{C2} + I_R \quad (101)$$

Modo de operación 1.

El conmutador cerrado.



El diodo esta abierto, la corriente en el condensador C_1 ,
 i_{C1} es:

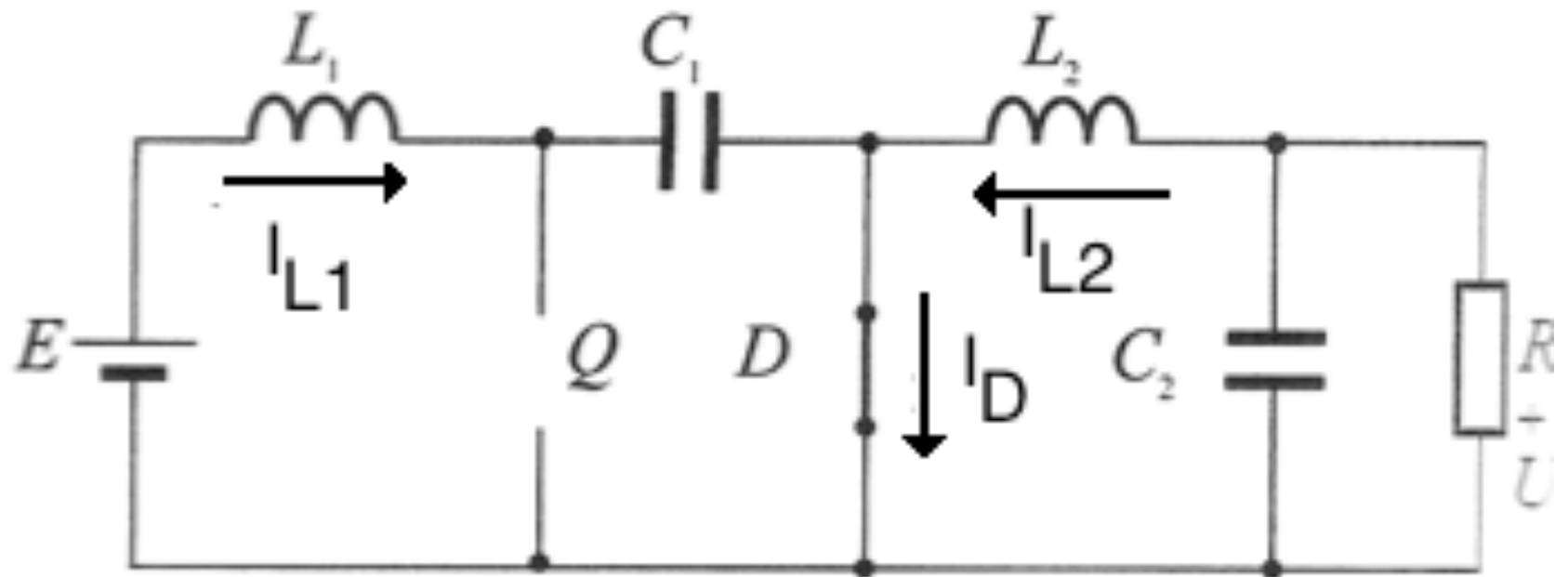
$$i_{C1} = I_{L2} \quad (102)$$

La corriente en el interruptor, i_Q es:

$$i_Q = I_{L1} + I_{L2} \quad (103)$$

Modo de operación 2.

El conmutador abierto.

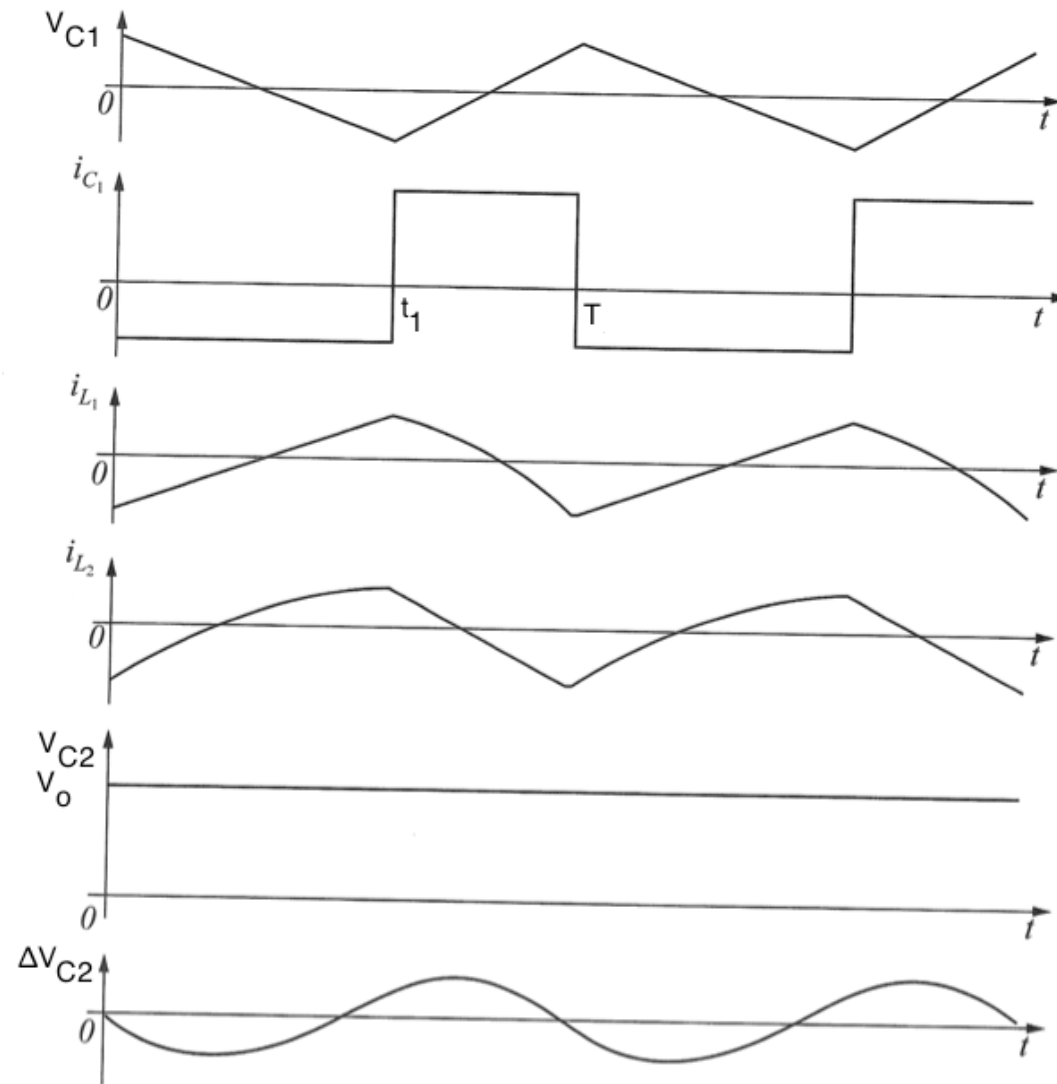


Dado que las corrientes en las inductancias no pueden cambiar durante el tiempo del análisis, al abrirse el interruptor controlado el diodo entra en conducción y se cumple:

$$i_{C1} = I_{L1} \quad (104)$$

$$i_D = I_{L1} + I_{L2} \quad (105)$$

Teniendo en cuenta que para la operación en estado estacionario las tensiones promedio en los condensadores no pueden variar, lo que implica que las corrientes promedio en los condensadores deben de ser iguales a cero.



Conversor Cuk. Formas de onda de interés.

Por lo tanto, definiendo t_1 y t_2 en función del período T y el ciclo de trabajo k como:

$$t_1 = kT \quad (106)$$

$$t_2 = (1 - k)T \quad (107)$$

resulta:

$$(i_{C1 \text{ mod } o1})kT + (i_{C1 \text{ mod } o2})(1 - k)T = 0 \quad (108)$$

$$I_{L2}kT - I_{L1}(1 - k)T = 0 \quad (109)$$

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{k}{1 - k} \quad (110)$$

Dado que todos los componentes son ideales en primera aproximación, debe cumplirse:

$$P = V_s \bar{I}_{L1} = -V_o \bar{I}_{L2} \quad (111)$$

$$\frac{\bar{I}_{L1}}{\bar{I}_{L2}} = \frac{-V_o}{V_s} \quad (112)$$

Y, combinando las ecuaciones 110 y 112:

$$V_o = -\frac{V_s k}{1-k} \quad (113)$$

Como en casos anteriores, las ecuaciones 111 y 113 indican que el modelo ideal no es adecuado para explicar la operación del convertidor en todo el rango.

El valor de cada una de las dos corrientes en las inductancias tendrá un rizado a lo largo del ciclo de operación que se puede calcular como sigue:

$$1.- \Delta I_{L1}.$$

La corriente I_{L1} se incrementa durante el intervalo de conducción del interruptor Q, de acuerdo con:

$$\Delta I_{L1} = \frac{\Delta V_{L1} \Delta t}{L_1} = \frac{V_s k T}{L_1} = \frac{V_s k}{f L_1} \quad (114)$$

Si se desea asegurar un nivel de rizado mínimo ΔI_{L1m} , el valor mínimo de la inductancia que lo asegura es:

$$L_{1 \min} = \frac{V_s k}{f \Delta I_{L1 \min}} \quad (115)$$

2.- ΔI_{L2} .

La corriente I_{L2} se incrementa durante el intervalo de conducción del diodo, de acuerdo con:

$$\Delta I_{L2} = \frac{\Delta V_{L2} \Delta t}{L_2} = \frac{V_o(1-k)T}{L_2} = \frac{V_o(1-k)}{fL_2} \quad (116)$$

o, reemplazando:

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_o(1-k)}{fL_2} = \frac{V_s k}{fL_2} \quad (117)$$

Si se desea asegurar un nivel de rizado mínimo ΔI_{L2m} , el valor mínimo de la inductancia que lo asegura es:

$$L_{2 \min} = \frac{V_s k}{f \Delta I_{L2 \min}} \quad (118)$$

El valor de cada uno de los voltajes de los condensadores tendrá un rizado durante el ciclo de operación del conversor, que se puede calcular como sigue:

$$1.- \Delta V_{C1}.$$

El condensador C_1 se carga con la corriente I_{L2} durante mientras el interruptor Q está cerrado.

En estas condiciones:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{kT} i_{L2}(\tau) d\tau \approx \frac{1}{C_1} \int_0^k \bar{I}_{L2} d\tau = \frac{\bar{I}_{L2}}{C_1} kT$$

Pero como la corriente promedio en el condensador C_2 debe ser cero, la corriente promedio en la inductancia debe ser igual a la corriente promedio en la carga:

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_{L2}}{fC_1} k = \frac{kV_o}{fC_1 R} \quad (119)$$

Si se desea asegurar un nivel de rizado mínimo ΔV_{C1m} , el valor mínimo del condensador que lo asegura es:

$$C_{1\min} = \frac{kV_o}{f\Delta V_{C1\min} R} \quad (120)$$

2.- ΔV_{C2} .

La manera mas rápida de determinar el valor de este rizado es proceder por analogía, al observar que la configuración formada por el condensador C2, la resistencia equivalente de carga y la inductancia L2 en el conversor Cuk es topológicamente equivalente a la formada por el condensador C, la resistencia equivalente de carga y la inductancia L en el conversor reductor.

Por lo tanto el rizado en el condensador C2 del conversor Cuk debe ser equivalente al rizado en el condensador del conversor reductor, dado que el cambio de signo en la corriente no puede influir en el valor del módulo del rizado de voltaje en el condensador.

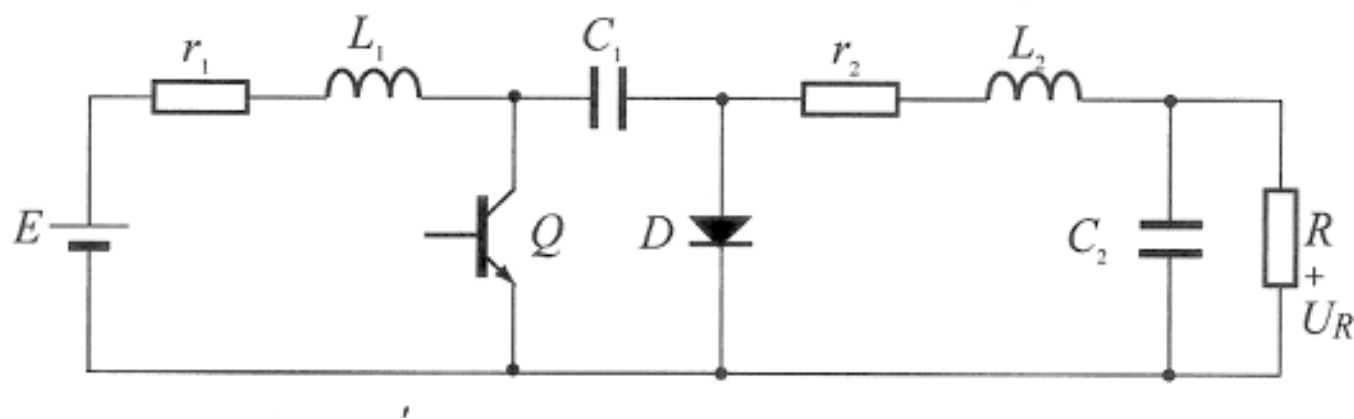
En estas condiciones:

$$\Delta V_{C2} = (1 - k) \frac{V_o}{8f^2 L_2 C_2} \quad (121)$$

Si se desea asegurar un nivel de rizado mínimo $\Delta V_{C2\min}$, el valor mínimo del condensador que lo asegura es:

$$C_{2\min} = (1 - k) \frac{V_o}{8f^2 L_2 \Delta V_{C2\min}} \quad (122)$$

Para explicar completamente la operación del conversor Cuk es preciso incluir por lo menos un elemento de no idealidad en el modelo la resistencia parásita serie de las inductancias.



Modelo no ideal del conversor Cuk incluyendo las resistencias parásitas serie de las inductancias L_1 y L_2 .

En estas condiciones la ecuación del balance de las potencias resulta:

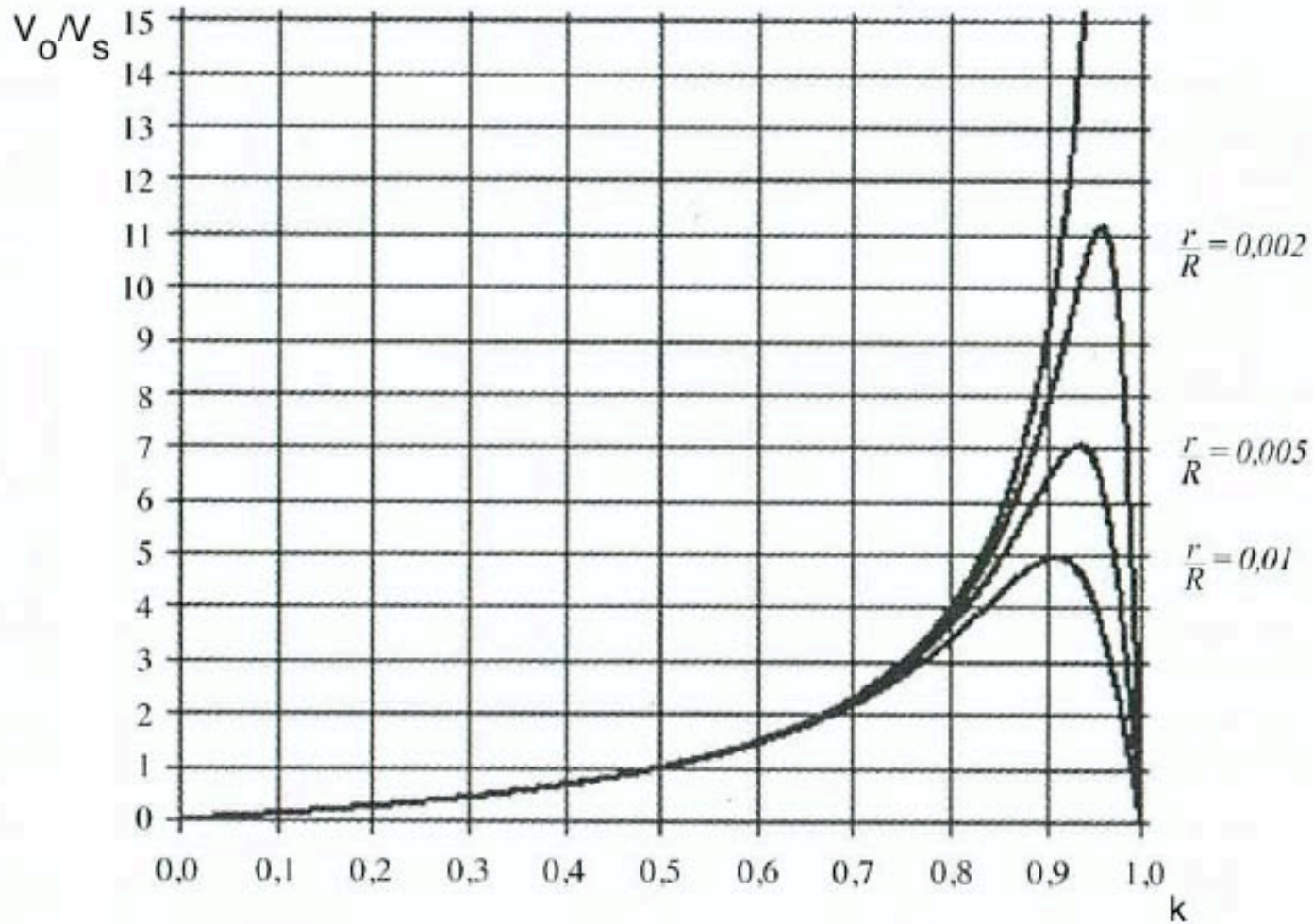
$$V_s \bar{I}_s = V_o \bar{I}_o + r_{L1} I_{L1}^2 + r_{L2} I_{L2}^2 \quad (123)$$

Donde:

$$\bar{I}_{L1} = \bar{I}_s \quad \bar{I}_{L2} = \bar{I}_o \quad (124)$$

Reflejando todas las variables intermedias:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{k}{(1-k)} \frac{1}{1 + \frac{r_{L1}}{R} \frac{k^2}{(1-k)^2} + \frac{r_{L2}}{R}} \quad (125)$$



Gráfica normalizada de V_a/V_s en función de k y del cociente entre la resistencia parásita serie del inductor y la resistencia de carga equivalente.

Operación en condición crítica.

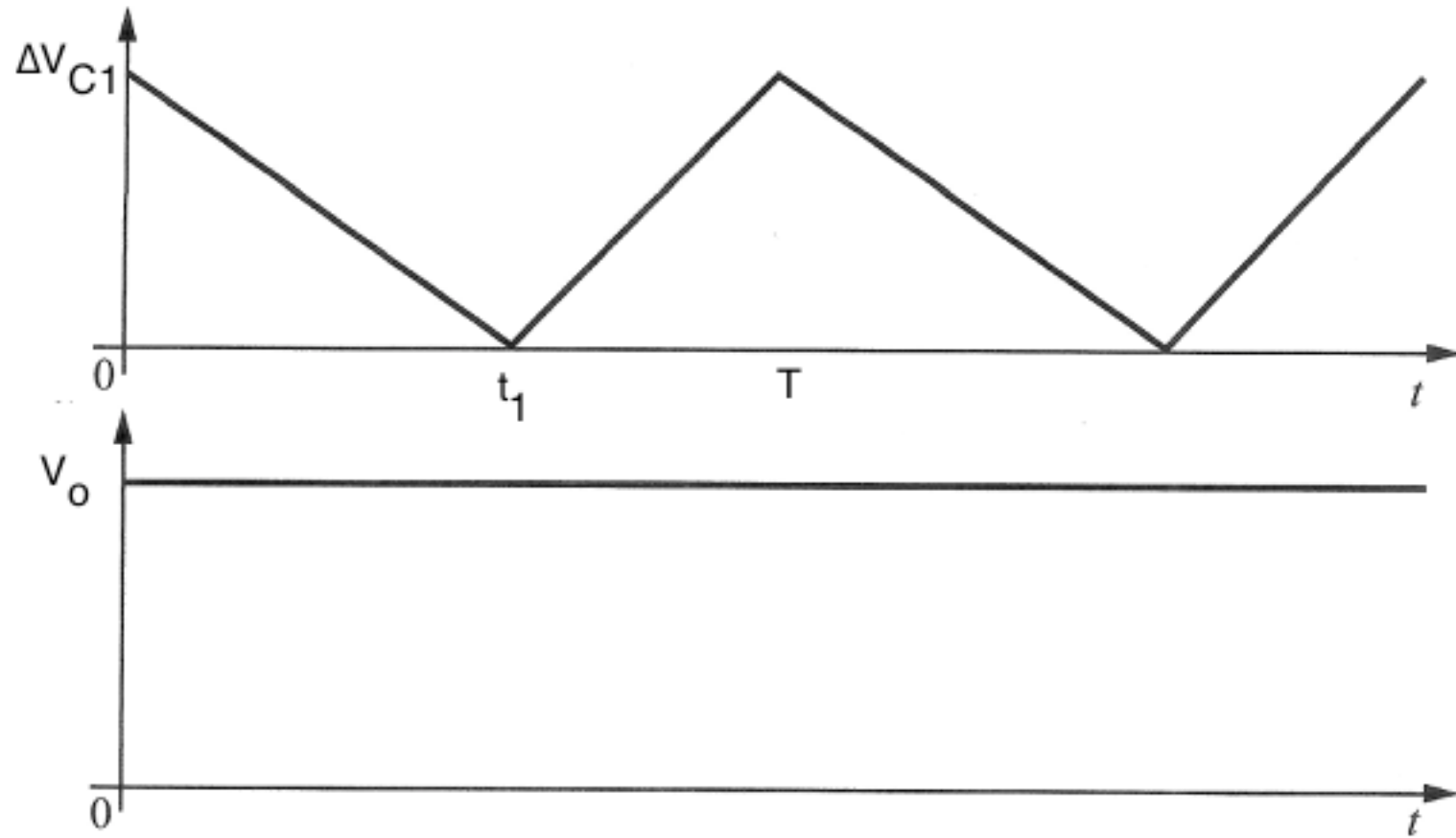
En forma dual con respecto a las configuraciones anteriores, en las cuales la condición crítica de operación no interrumpida ocurría cuando la corriente en la inductancia de transferencia se hacía cero en el instante final del ciclo de conducción, la condición de operación en condición crítica de operación no interrumpida en el conversor Cuk ocurre cuando la tensión en el condensador de transferencia de energía, $C1$, se hace cero en el instante final del ciclo de operación.

En estas condiciones el conversor opera en condición crítica cuando:

$$V_{C1\min} = \bar{V}_{C1} - \frac{\Delta V_{C1}}{2} = 0 \quad (126)$$

Esto es, el circuito está en condición crítica si:

$$\bar{V}_{C1} = \frac{\Delta V_{C1}}{2} \quad (127)$$



Formas de onda de interés en el conversor Cuk operando en la condición crítica.

Ejercicios.

I.- Análisis.

En un conversor Cuk se tiene:

$$V_s: 100V$$

$$L_1: 10mH$$

$$L_2: 10mH$$

$$C_1: 0,5mF$$

$$C_2: 1mF$$

$$f: 1kHz$$

$$t_1: 0,6ms$$

Asuma que se está operando en el régimen no interrumpido.

Determine los valores de interés de corrientes y voltajes.

Determine el valor del rizado a la salida
Demuestre que el conversor opera en el régimen no interrumpido.

1.-

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1 * 10^3 \text{ Hz}} = 1 * 10^{-3} = 1 \text{ ms}$$

$$k = \frac{t_1}{T} = \frac{0,6 * 10^{-3}}{1 * 10^{-3}} = 0,6$$

El valor de k permite usar la aproximación ideal.

$$V_o = -\frac{V_s k}{1-k} = -\frac{100V * 0,6}{1-0,6} = -150V = V_{C2}$$

En la malla externa:

$$V_{c1} = V_s - V_o = 100V - (-150V) = 250V$$

La tensión media de bloqueo en el transistor de paso es:

$$\bar{V}_Q = V_s = 100V$$

La tensión media de bloqueo en el diodo es:

$$\bar{V}_D = V_o = 150V$$

La corriente en la carga es:

$$|I_R| = \frac{150V}{1\Omega} = 150A$$

La corriente promedio en el diodo y en la inductancia L_2 es:

$$\bar{I}_D = \bar{I}_{L2} = I_R = 150A$$

La corriente promedio en la fuente, en L_1 y en el transistor de paso es:

$$\frac{\bar{I}_{L1}}{\bar{I}_{L2}} = \frac{k}{1-k} \Rightarrow \bar{I}_{L1} = \frac{\bar{I}_{L2}k}{1-k} = \frac{150A * 0,6}{1-0,6} = 225A$$

El rizado de tensión en el condensador C_1 es:

$$\Delta V_{C1} = \frac{kV_o}{fC_1R} = \frac{0,6 * 150V}{1 * 10^3 Hz * 0,5 * 10^{-3} F * 1\Omega} = 180V$$

El rizado de tensión en el condensador C_2 y en la salida es:

$$\Delta V_{C2} = (1 - k) \frac{V_o}{8f^2 L_2 C_2}$$

$$\Delta V_{C2} = (1 - 0,6) \frac{150V}{8(1 * 10^3 Hz)^2 * 10 * 10^{-3} H * 1 * 10^{-3} F}$$

$$\Delta V_{C2} = 0,75V$$

Para determinar si se opera en la zona sin interrupción:

$$\bar{V}_{C1} - \frac{\Delta V_{C1}}{2} = 250V - \frac{180V}{2} = 160V > 0$$

Se opera en la zona no interrumpida, con un margen de 160V.

2.-Diseño.

Se dispone de una alimentación DC de 15V a partir de una batería para polarizar un OPAM que requiere polarización simétrica de +/-15V @20mA.

Diseñe el circuito conversor necesario.

Ahora se intentará el diseño con un conversor Cuk.

Se desea:

$$V_o = -V_s = -15V$$

$$V_o = -\frac{V_s k}{1-k}$$

$$-V_s = -\frac{V_s k}{1-k} \Rightarrow k = 0,5$$

Se puede operar con el modelo ideal.

Dado que la corriente de carga son 20mA, la resistencia de carga equivalente es:

$$R = \frac{15V}{20 * 10^{-3} A} = 0,75 * 10^3 \Omega = 750\Omega$$

Por conexión se cumple:

$$\bar{I}_{L2} = I_o = 20mA$$

$$\bar{I}_{L1} = \frac{\bar{I}_{L2}k}{1-k} = \frac{20 * 10^{-3} A * 0,5}{1-0,5} = 20mA$$

La corriente y la tensión son pequeñas, se puede operar cómodamente con un MOSFET, y se puede usar una frecuencia de conmutación alta, del orden de 1MHz.

Hay que asumir valores para las inductancias.

En primera aproximación se puede considerar:

$$L_1 = L_2 = 1mH$$

El rizado de corriente en ambas inductancias será:

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = \frac{V_s k}{fL} = \frac{15V * 0,5}{1 * 10^6 \text{ Hz} * 1 * 10^{-3} \text{ H}} = 7,5 \text{ mA}$$

Si este valor se estima alto, se puede reducir subiendo el valor de la inductancia, o el de la frecuencia de conmutación, o ambos.

Rizados de tensión en la salida:

No hay un valor especificado, pero es interesante que ese rizado sea pequeño porque es el rizado en la alimentación de un OPAM.

Intentemos en primera aproximación obtener un rizado de 1mV.

$$C_{2\min} = (1 - k) \frac{V_o}{8f^2 L_2 \Delta V_{C_{2\min}}}$$

$$C_{2\min} = (1 - 0,5) \frac{15V}{8(1 * 10^6 \text{ Hz})^2 * 1 * 10^{-3} \text{ H} * 1 * 10^{-3} \text{ V}}$$

$$C_{2\min} = 1,875\mu F$$

Este valor no es estándar. Se puede implementar, redondeando hacia arriba con un arreglo paralelo de 2 condensadores estándar de $1\mu F$ o, mejor aún, con un solo condensador estándar de $2,2\mu F$.

Usando esta solución, el valor del rizado de voltaje a la salida será:

$$\Delta V_{C2} = (1 - k) \frac{V_o}{8f^2 L_2 C_2}$$

$$\Delta V_{C2} = (1 - 0,5) \frac{15V}{8 \left(1 * 10^6 \text{ Hz} \right)^2 * 1 * 10^{-3} \text{ H} * 2,2 * 10^{-6} \text{ F}}$$

$$\Delta V_{C2} = 0,852 * 10^{-3} \text{ V} = 0,852 \text{ mV}$$

En la malla externa:

$$V_{c1} = V_s - V_o = 15V - (-15V) = 30V$$

Para tener un margen amplio de operación en la zona no interrumpida conviene que este rizado sea pequeño, pero también es interesante que el condensador C1 no sea muy grande.

Se hace un primer tanteo con:

$$\Delta V_{C1} = 1V$$

$$C_{1\min} = \frac{kV_o}{f\Delta V_{C1\min}R}$$

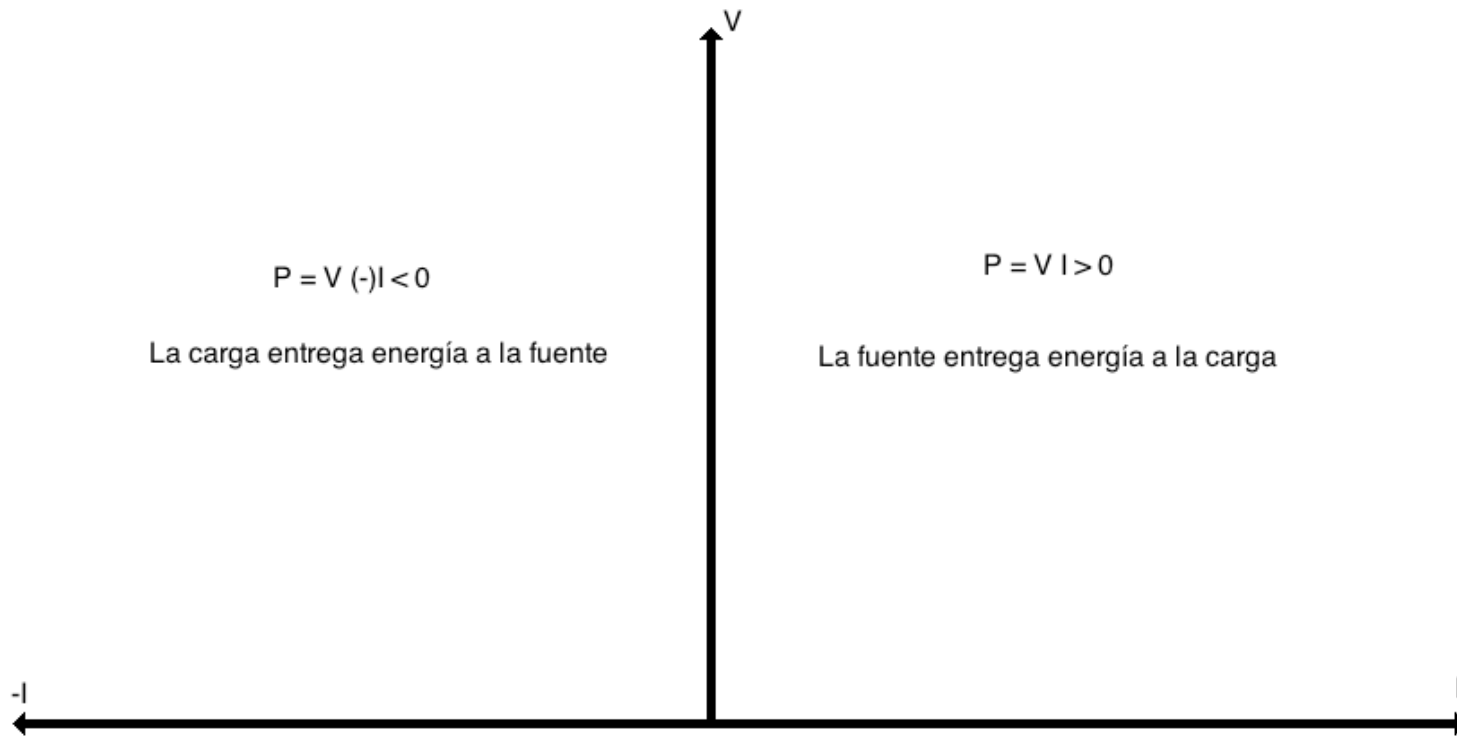
$$C_{1\min} = \frac{0,5 * 15V}{1 * 10^6 F * 1V * 750\Omega} = 0,01\mu F$$

Y, por supuesto:

$$\bar{V}_{C1} - \frac{\Delta V_{C1}}{2} = 30V - \frac{1V}{2} = 29,5V > 0$$

Conversor elevador-reductor de dos cuadrantes para cargas activas.

Si se desea manejar una carga activa capaz de entregarle energía a la fuente (por ejemplo una máquina DC actuando como generador durante el frenado dinámico) aplicando una tensión de salida de signo constante, es necesario emplear una conversora configuración capaz de operar en dos cuadrantes.

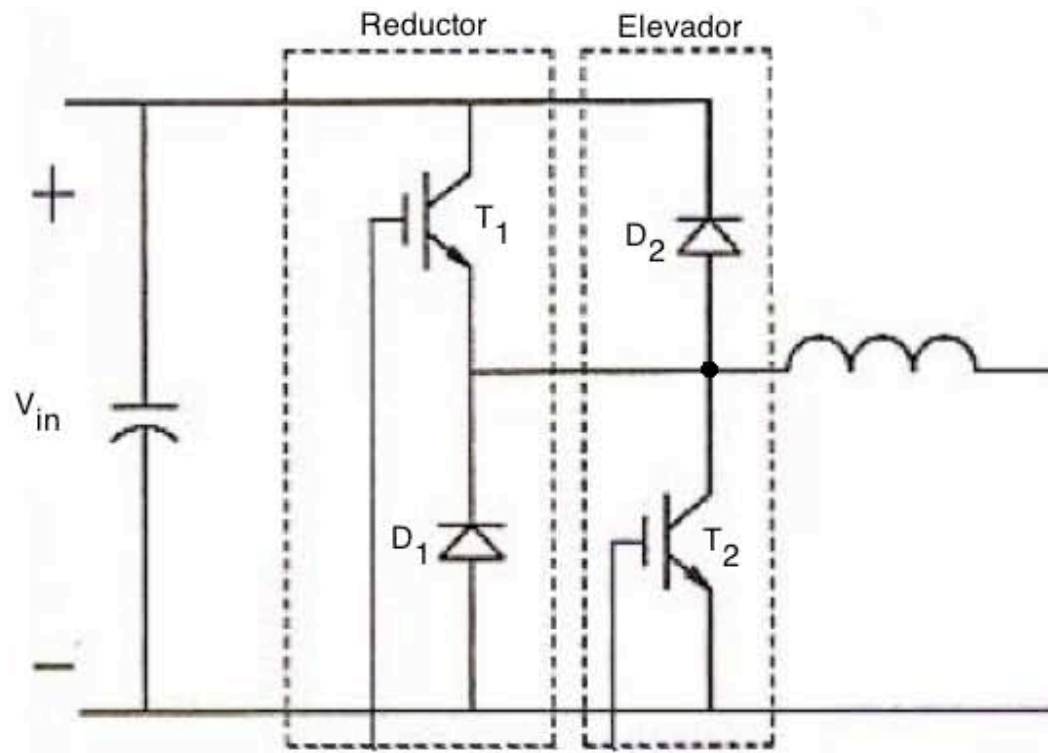


Operación en dos cuadrantes con la misma polaridad de voltaje y recuperación de energía.

Las configuraciones conversoras básicas son capaces de operar en un solo cuadrante, por lo que es necesario emplear una combinación de dos conversores básicos para lograr el rango de operación necesario.

La combinación requerida esta formada por formada por un conversor DC-DC tipo reductor de tensión para operar la carga en el primer cuadrante y un conversor DC-DC tipo elevador de tensión para operar la máquina en el segundo cuadrante.

Esta configuración conversora combinada se conoce como conversor medio puente.



Convertor DC-DC reductor-elevador (medio puente) básico.

En teoría, dado que existen dos dispositivos completamente controlados, existen cuatro estados posible:

1.- T_1 encendido; T_1 encendido

2.- T_1 apagado; T_2 apagado

3.- T_1 encendido; T_2 apagado

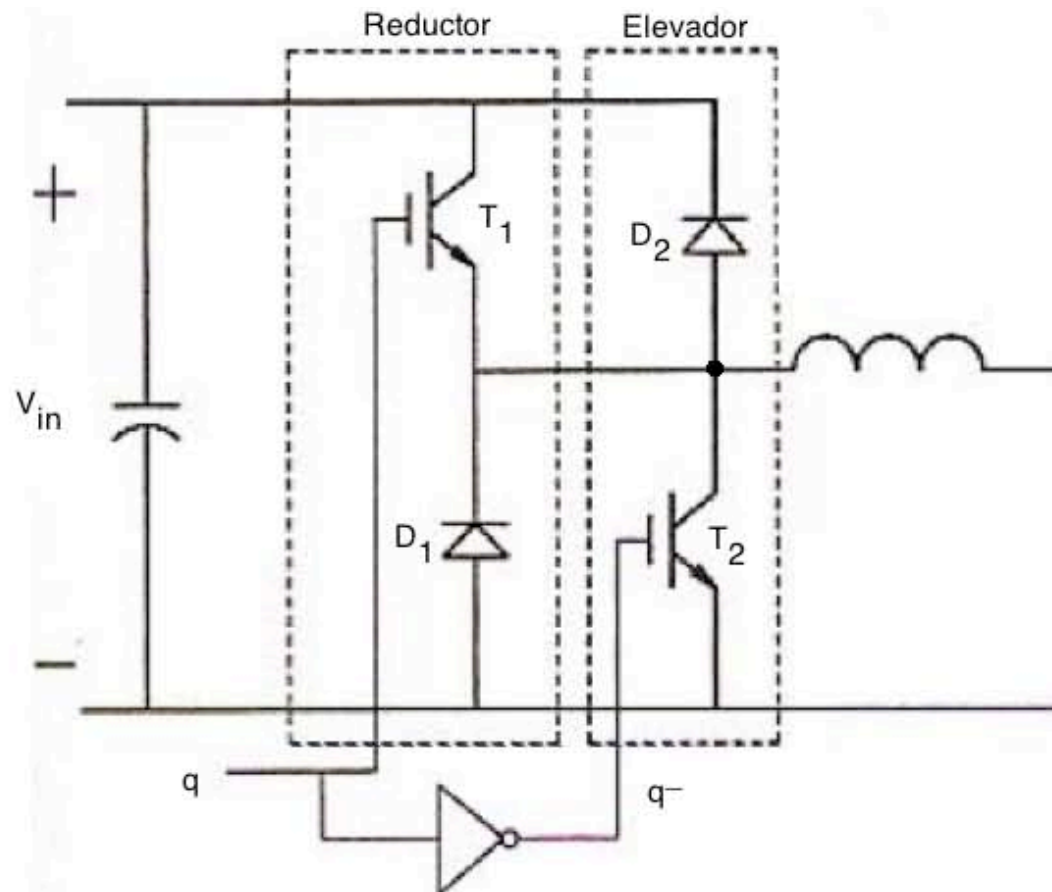
4.- T_1 apagado; T_1 encendido

El primer estado no es físicamente posible, ya activa simultáneamente a los dos conversores, lo que cortocircuita la fuente a través de los dos transistores.

El segundo estado no es útil, ya que no activa a ninguno de los dos conversores.

Cada uno de los otros dos estados es necesario, porque activa a uno de los dos conversores.

Adicionalmente, desde el punto de vista lógico, cada una de las dos señales de control es el negado de la otra, por lo que la lógica de control del circuito se puede configurar en base a una sola línea de control, lo que no solo simplifica, sino que minimiza la posibilidad de activar el estado "corto-circuito" por accidente.



Convertor DC-DC reductor-elevador (medio puente) básico mostrando la relación lógica de control de ambos dispositivos controlados.

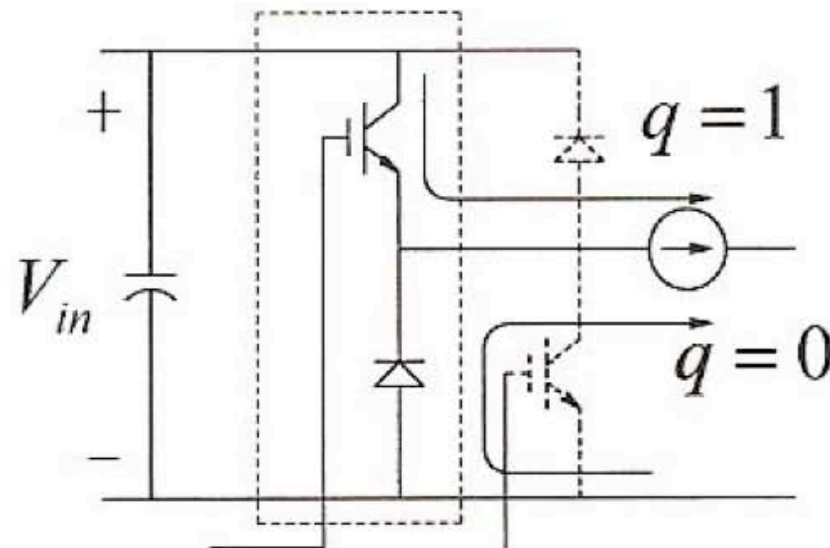
El análisis, como en todo circuito regulador conmutado se inicia considerando que el circuito está operando en estado estacionario y que existe una corriente circulando a través de la inductancia.

La diferencia es que en este caso la corriente puede ser "positiva", esto es corriente que sale del conversor hacia la carga, o "negativa", esto es corriente que entra de la carga al conversor.

En estas condiciones, y por la topología de las configuraciones, se cumple que:

Si la corriente es saliente, solo puede operar el conversor reductor.

Si la corriente es entrante, solo puede operar el convertidor elevador



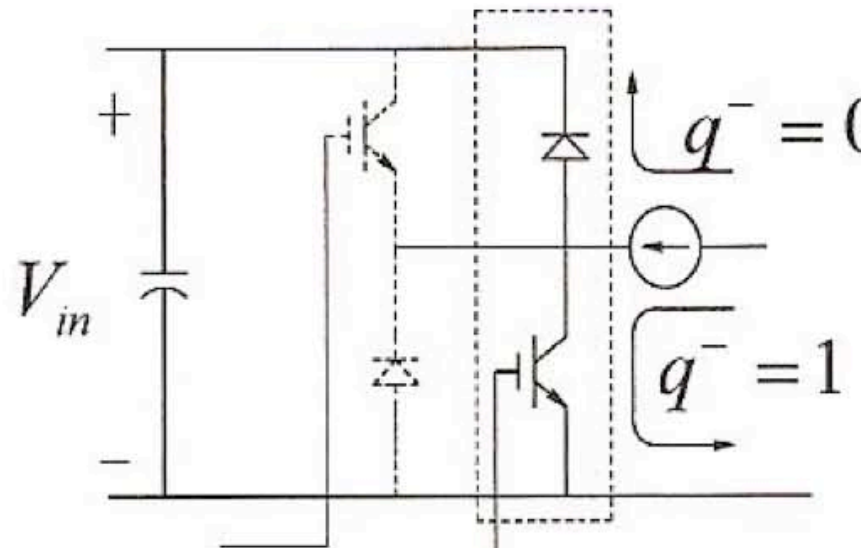
Caminos posibles de circulación de la corriente saliente; los componentes punteados no pueden entrar en conducción con corriente saliente. Solo el convertidor reductor esta en condiciones de operar. Operación con corriente saliente. Casos posibles:

a.- Cuando la señal de control q es igual a “1”, el conmutador del conversor reductor recibe la orden de encenderse, y el conmutador del conversor elevador recibe la orden de apagarse (q^- es “0”). El conmutador del conversor elevador conduce la corriente de carga, y la fuente está entregando energía, operando en el primer cuadrante.

b.- Cuando la señal de control q es igual a “0”, el conmutador del convertidor reductor recibe la orden de apagarse, y el conmutador del convertidor elevador recibe la orden de encenderse (q^- es “1”). El conmutador del convertidor reductor no puede entrar en conducción, ya que la corriente de carga debe continuar circulando en el sentido saliente (condición impuesta por la energía almacenada en la reactancia de carga). En estas condiciones la corriente de carga se transfiere al diodo del convertidor reductor (diodo inferior), recirculando la energía de la carga.

El ciclo de trabajo de la señal de control q permite controlar el valor promedio de la tensión aplicada a la carga, controlando la potencia entregada.

Si la corriente es entrante, solo puede operar el convertidor elevador



Camino posible de circulación de la corriente entrante; los componentes punteados no pueden entrar en conducción con corriente entrante. Solo el convertidor elevador está en condiciones de operar.

Operación con corriente entrante. Casos posibles:

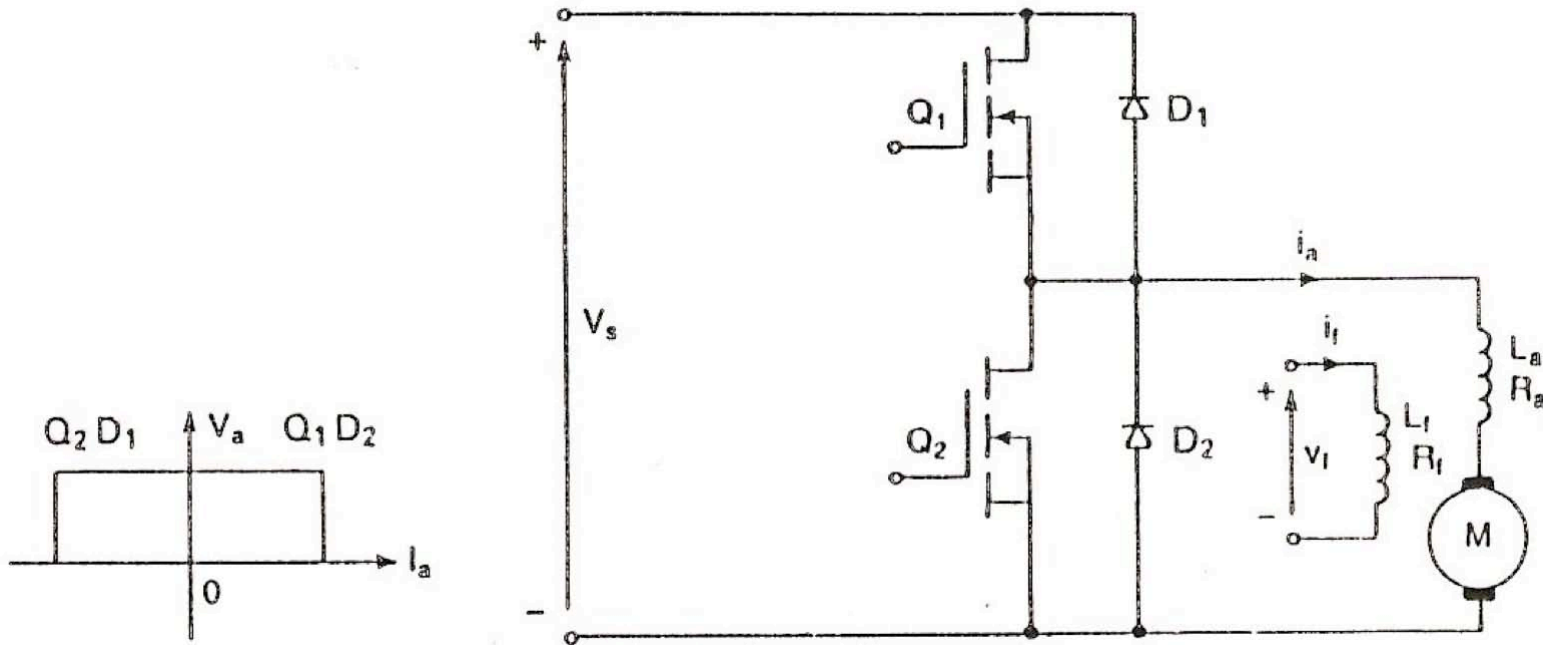
a.- Cuando la señal de control q es igual a “1”, el conmutador del conversor reductor recibe la orden de encenderse, y el conmutador del conversor elevador recibe la orden de apagarse (q^- es “0”). El conmutador del conversor reductor no puede entrar en conducción, ya que la corriente de carga debe continuar circulando en el sentido entrante (condición impuesta por la energía almacenada en la reactancia de carga). En estas condiciones la corriente de carga se transfiere al diodo del conversor elevador (diodo superior), y la fuente recibe energía de la carga, operando en el segundo cuadrante.

b.- Cuando la señal de control q es igual a “0”, el conmutador del convertidor reductor recibe la orden de apagarse, y el conmutador del convertidor elevador recibe la orden de encenderse (q es “1”). El conmutador del convertidor elevador entra en conducción, y se inicia un nuevo proceso de acumulación de energía en la reactancia.

El ciclo de trabajo de la señal de control q permite controlar el valor promedio de la corriente extraída de la carga, controlando la potencia recuperada.

Tanto cuando se opera con corriente saliente como con corriente entrante es el sentido de la corriente el que determina cual de los dos convertidores entra en operación.

En ambas situaciones el ciclo de trabajo de la señal de control define el nivel de transferencia de energía que puede ocurrir entre la fuente y la carga, cuando se opera con de operar con corriente saliente, o entre la carga y la fuente, cuando se opera con de operar con corriente entrante.



(A)

(B)

Convertor DC-DC de dos cuadrantes (reductor-elevador) de tensión configurado como actuador de una máquina DC.

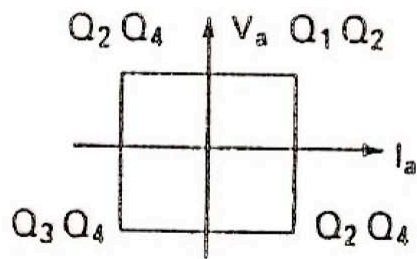
(A) Cuadrantes de operación

(B) Circuito

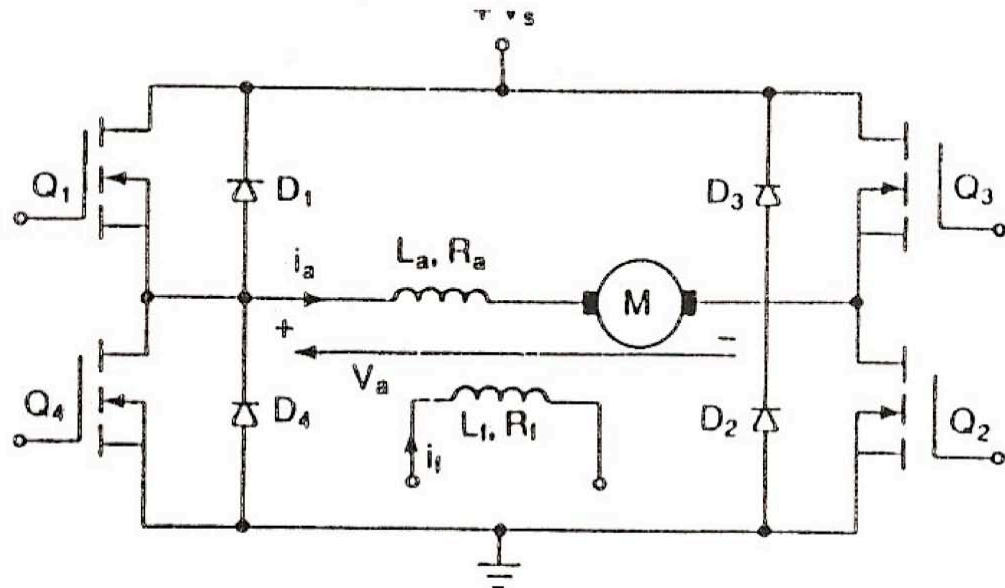
Actuador elevador reductor de cuatros cuadrantes para cargas activas.

Si se desea emplear un conversor DC/DC capaz de aplicar tensiones positivas o negativas para manejar una carga activa capaz de producir recuperación de energía (por ejemplo una máquina DC), es necesario emplear una combinación formada por dos conversores DC-DC de dos cuadrantes (conversor reductor-elevador tipo medio puente).

Esta configuración conversora DC-DC de cuatro cuadrantes se conoce generalmente como conversor “Puente H” o conversor puente completo.



(A)



(B)

Conversor DC-DC de cuatro cuadrantes (“Puente H”) de tensión configurado como actuador de una máquina DC.

(A) Cuadrantes de operación

(B) Circuito

Por razones evidentes, para evitar cortocircuitos en el medio puente de la derecha, la fuente la señal de control del conmutador Q_4 debe ser el negado de la señal de control del conmutador Q_1 .

Lo mismo ocurre en el medio puente de la izquierda con las señales de control de los conmutadores Q_2 y Q_3 .

El conversor DC/DC puente puede operar de dos modos:

- 1.- Con una sola variable de control.
- 2.- Controlando las columnas.

1.-Con una sola variable de control q .

Los conmutadores Q_1 y Q_2 se encienden con la señal $q=1$
y se apagan con la señal $q=0$.

Los conmutadores Q_3 y Q_4 se encienden con la señal $q=0$
y se apagan con la señal $q=1$.

Esto es, en cada instante de tiempo solo esta encendida
la diagonal Q_1Q_2 o la diagonal Q_3Q_4

La tensión aplicada a la carga es una onda cuadrada de
dos niveles:

$$V_o = V_s, \text{ cuando } q=1$$

$$V_o = -V_s, \text{ cuando } q=0$$

En este modo de control la corriente de carga circula como sigue:

Cuando $q=1$, si la corriente es positiva, circula por Q_1Q_2 , si es negativa, circula por D_3D_4 .

Cuando $q=0$, si la corriente es positiva, circula por D_1D_2 , si es negativa, circula por Q_3Q_4 .

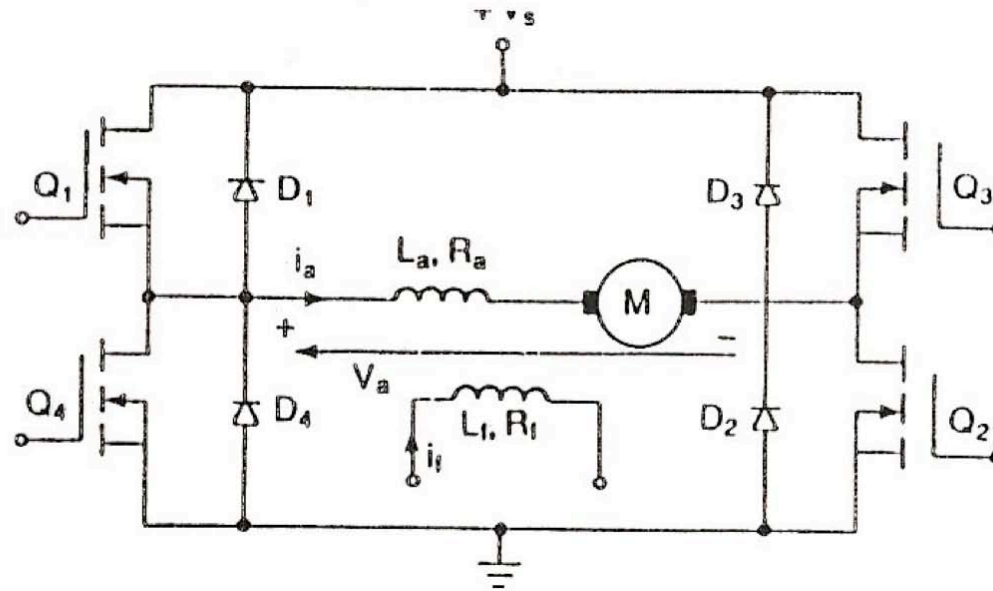
1.-Con cuatro variables de control q_1, q_2, q_3, q_4 .

En todo caso se debe cumplir que el par Q_1 - Q_4 no puede estar encendido simultáneamente, ni tampoco el par Q_3 - Q_2 .

Esta forma de control permite aplicarle a la carga una forma de onda de tensión de tres niveles: $V_s, 0, -V_s$.

El proceso de operación es como sigue.

I.- Tensión positiva a la carga ($V_o=V_s$).



Se aplican las señales de encendido a los conmutadores Q_1 y Q_2 y se mantienen apagados Q_3 y Q_4 .
Si la corriente es positiva, circula por Q_1 y Q_2 , si es negativa, por D_3 y D_4 .

2.- Tensión negativa a la carga ($V_o = -V_s$).

Se aplican las señales de encendido a los conmutadores

Q_3 y Q_4 y se mantienen apagados Q_1 y Q_2

Si la corriente es positiva, circula por D_1 y D_2 , si es negativa, por Q_3 y Q_4 .

3.- Tensión nula a la carga ($V_o=0$).

Hay dos alternativas igualmente válidas:

a.- Se aplican las señales de encendido a los conmutadores Q_1 y Q_3 y se mantienen apagados Q_2 y Q_4 .
Si la corriente es positiva, circula por Q_1 y D_3 , si es negativa, por D_1 y Q_3 .

b.- Se aplican las señales de encendido a los conmutadores Q_2 y Q_4 y se mantienen apagados Q_1 y Q_3 .
Si la corriente es positiva, circula por Q_2 y D_4 , si es negativa, por Q_4 y D_2 .