

# USO DE CONVERSORES DC-DC COMO ACTUADORES PARA CONTROL DE MOTORES DC.

## Configuraciones conmutadoras conversoras DC/DC

### A.- Configuraciones básicas:

- I.- Configuración conversor DC/DC reductor de voltaje ("buck converter").
- II.- Configuración conversor DC/DC elevador de voltaje ("boost converter").
- III.- Configuración conversor DC/DC inversor de polaridad.

### B.- Configuraciones compuestas:

- I.- Conversor elevador-reductor de dos cuadrantes para cargas activas (conversor medio puente).
- II- Conversor elevador-reductor de cuatros cuadrantes para cargas activas (conversor puente completo).

## Consideraciones generales.

Desde el punto de vista de la fuente de alimentación una máquina DC es una carga R-L en serie con una fuente de tensión DC de amplitud variable (la fuerza contraelectromotriz).

Dado que la potencia necesaria es elevada, la fuente de alimentación debe ser de alta eficiencia, por lo que se usan exclusivamente fuentes de conmutación (convertidores DC-DC).

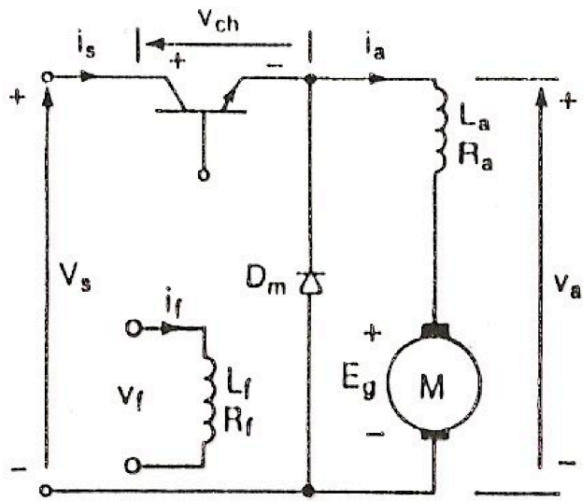
Dado que la carga es inductiva, en primera aproximación se trata de diseñar el circuito de potencia para que la inductancia de la máquina actúe al mismo tiempo como la inductancia del convertidor DC-DC. Solo en el caso de que la inductancia propia de la máquina sea pequeña se recurre a colocar una inductancia externa en serie para completar el valor de L necesario en el diseño.

En los convertidores DC-DC diseñados como actuadores para máquinas eléctricas no se incluye el condensador del filtro de salida, ya que la tensión de salida que se desea regular debe ser ajustada en función de la tensión contraelectromotriz de la máquina.

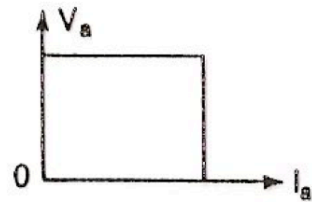
Actuador reductor de tensión para máquinas DC (regulador "buck").

Cuando se emplea como actuador para una máquina DC el regulador reductor de tensión se encarga de suministrar la tensión de trabajo de la máquina cuando esta opera como motor.

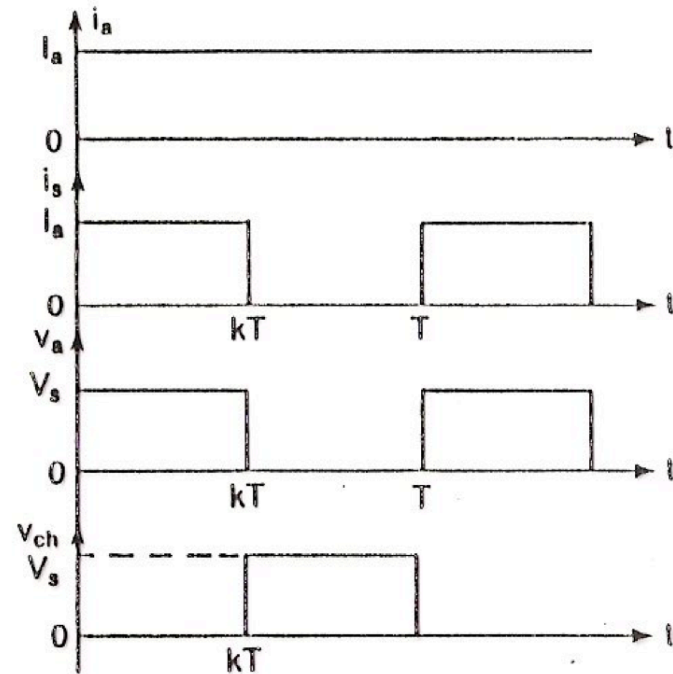
En esta configuración el regulador reductor toma energía eléctrica de la fuente externa y la entrega a la máquina para que esta la convierta en energía mecánica que mueve la carga conectada a su eje.



(a) Circuit



(b) Quadrant



(c) Waveforms

Conversor DC-DC reductor de tensión configurado como actuador de una máquina DC.

(a) Circuito

(b) Cuadrantes de operación

(c) Formas de onda

Se asume operación en estado estacionario. El análisis empieza ( $t=0$ ) cuando el conmutador controlado conmuta en encendido.

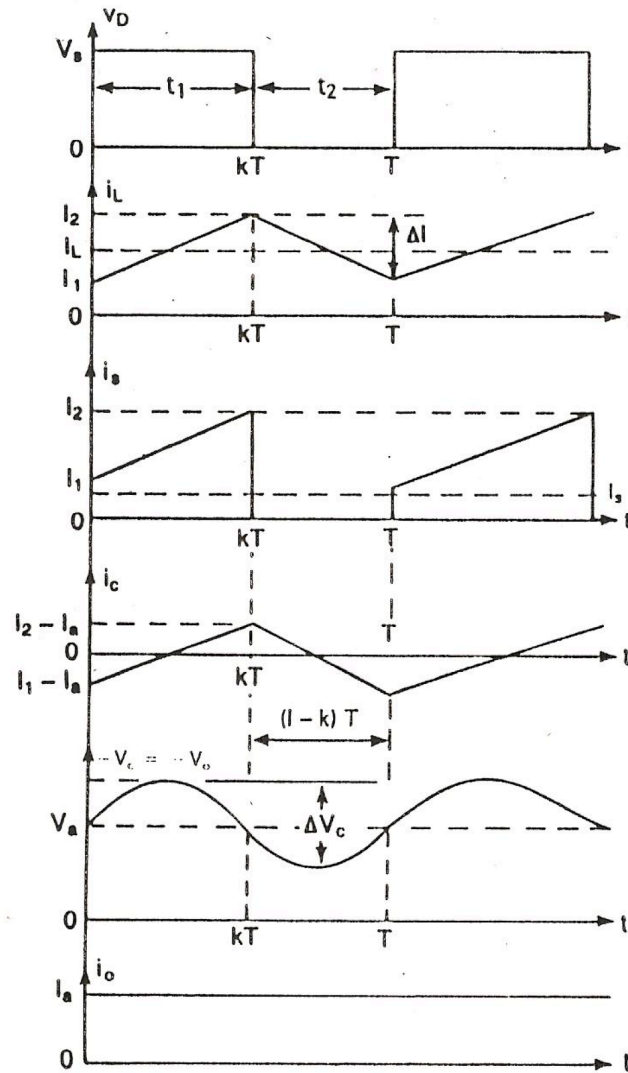
$$e_L = L \frac{di}{dt} \quad (1)$$

Si  $V_s > E_g$ , la corriente  $i_L$  crece cuando Q esta conduciendo. Si  $t_1$  es el tiempo de conducción del transistor,  $I_1$  el valor inicial de la corriente e  $I_2$  el valor final cuando el transistor conmuta en apagado, se cumple:

$$V_s - E_g = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (2)$$

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s - E_g} \quad (3)$$

donde  $\Delta I$  es la variación de corriente (incremento en este caso) en el intervalo de conducción  $0 \leq t \leq t_1$ .



Formas de onda del conversor reductor.

En esas condiciones, cuando el conmutador controlado se apaga conduce el diodo  $D_m$ , conectando a tierra la entrada del circuito de armadura; esto invierte la polaridad de la tensión aplicada sobre la inductancia y la corriente  $i_a$  se reduce. Si la duración del 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 la magnitud del cambio de corriente,  $\Delta I$  será la misma:

$$-E_g = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (4)$$

$$t_2 = \frac{\Delta I L}{E_g} \quad (5)$$

de donde, para que la operación sea cíclica:

$$\Delta I = \frac{(V_s - E_g)t_1}{L} = \frac{E_g t_2}{L} \quad (6)$$



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

$$t_1 = kT \quad (7)$$

$$t_2 = (1-k)T \quad (8)$$

la ecuación (6) permite expresar la tensión de salida,  $E_g$ , como:

$$E_g = V_s \frac{t_1}{T} = k V_s \quad (9)$$

Si se considera que todos los elementos son ideales y por lo tanto sin pérdidas, las potencias son iguales en el generador electromecánico y la fuente externa, luego:

$$P = V_s I_s = E_g I_a = k V_s I_a \quad (10)$$

y la corriente promedio entregada por la fuente externa es:

$$I_s = k I_a \quad (11)$$

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

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s - E_g} + \frac{\Delta I L}{E_g} = \frac{\Delta I L V_s}{E_g (V_s - E_g)} \quad (12)$$

de donde el rizado de corriente,  $\Delta I$ , puede expresarse como:

$$\Delta I = \frac{(V_s - E_g) E_g}{f L V_s} \quad (13)$$

$$\Delta I = \frac{(1 - k) k V_s}{f L} \quad (14)$$

El rizado de corriente es directamente proporcional a la tensión de entrada  $V_s$ , e inversamente proporcional al valor de la inductancia y al de la frecuencia de conmutación.

Adicionalmente se observa que:

$$\Delta I(k=0) = \Delta I(k=1) = 0 \quad (15)$$

Para determinar el valor de  $k$  para el cual el rizado de corriente se hace máximo se debe calcular el punto de inflexión de la función  $\Delta I(k)$ :

$$\frac{d[\Delta I(k)]}{dk} = 0 = \frac{d\left[\frac{(1-k)kV_s}{fL}\right]}{dk} \quad (16)$$

Lo que se cumple para  $k=0,5$ . Para este valor de  $k$  se tiene que:

$$\Delta I(0,5) = \Delta I_M = \frac{(1-0,5)0,5V_s}{fL} = 0,25 \frac{V_s}{fL} = \frac{V_s}{4fL} \quad (17)$$

Nótese que éste es un valor evidentemente mayor que 0, luego el punto de inflexión efectivamente corresponde a un máximo.

El control del rizado de corriente es importante en esta aplicación ya que al ser el par electromotriz generado por el motor,  $T_{em}$ , es:

$$T_{em} = k_{\phi} I_A \quad (18)$$

por lo que la amplitud del rizado de la corriente determina directamente la amplitud del rizado de par que se introduce en el sistema mecánico.

En general las características de la aplicación mecánica determinarán el nivel de rizado de par máximo que se puede permitir,  $\Delta T_M$ , y el sistema conversor debe ser diseñado para asegurar que el rizado de par producido por el rizado de corriente cumpla con esa especificación, de acuerdo con:

$$\Delta I_A = \frac{\Delta T_{em}}{k_{\phi}} \quad (19)$$

Dado un valor máximo de rizado de corriente permisible en el diseño,  $\Delta I_M$ , la inductancia mínima necesaria para asegurar que el rizado sea siempre menor a igual al valor máximo,  $L_m$ , es:

$$L_m = \frac{V_s}{4 f \Delta I_M} \quad (20)$$

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,  $f_{mp}$ .

Si el valor de  $L_m$  dado por la ecuación (20) es menor que el valor de la inductancia de armadura,  $L_a$ , el rizado de corriente será menor que el máximo especificado, lo que es perfectamente aceptable.

Si  $L_a < L_m$ , entonces será necesario aumentar la frecuencia de conmutación o, si esto no es deseable o posible, incluir una inductancia externa para completar el valor de inductancia requerido para asegurar que el rizado de corriente no supere el valor especificado.

## Consideraciones de dimensionamiento de los componentes.

1.- El conmutador controlado debe ser capaz de soportar una tensión de bloqueo por lo menos igual a  $V_{sM}$ , la máxima tensión de entrada que sea posible considerando los efectos de regulación de la fuente. En la práctica es conveniente incluir un factor de sobre dimensionamiento en la capacidad de bloqueo como factor de seguridad del diseño. Esta tensión es también la que debe soportar el diodo como tensión inversa.

2.- La corriente pico que deben soportar tanto el diodo como el conmutador controlado,  $I_{pM}$ , viene dada por:

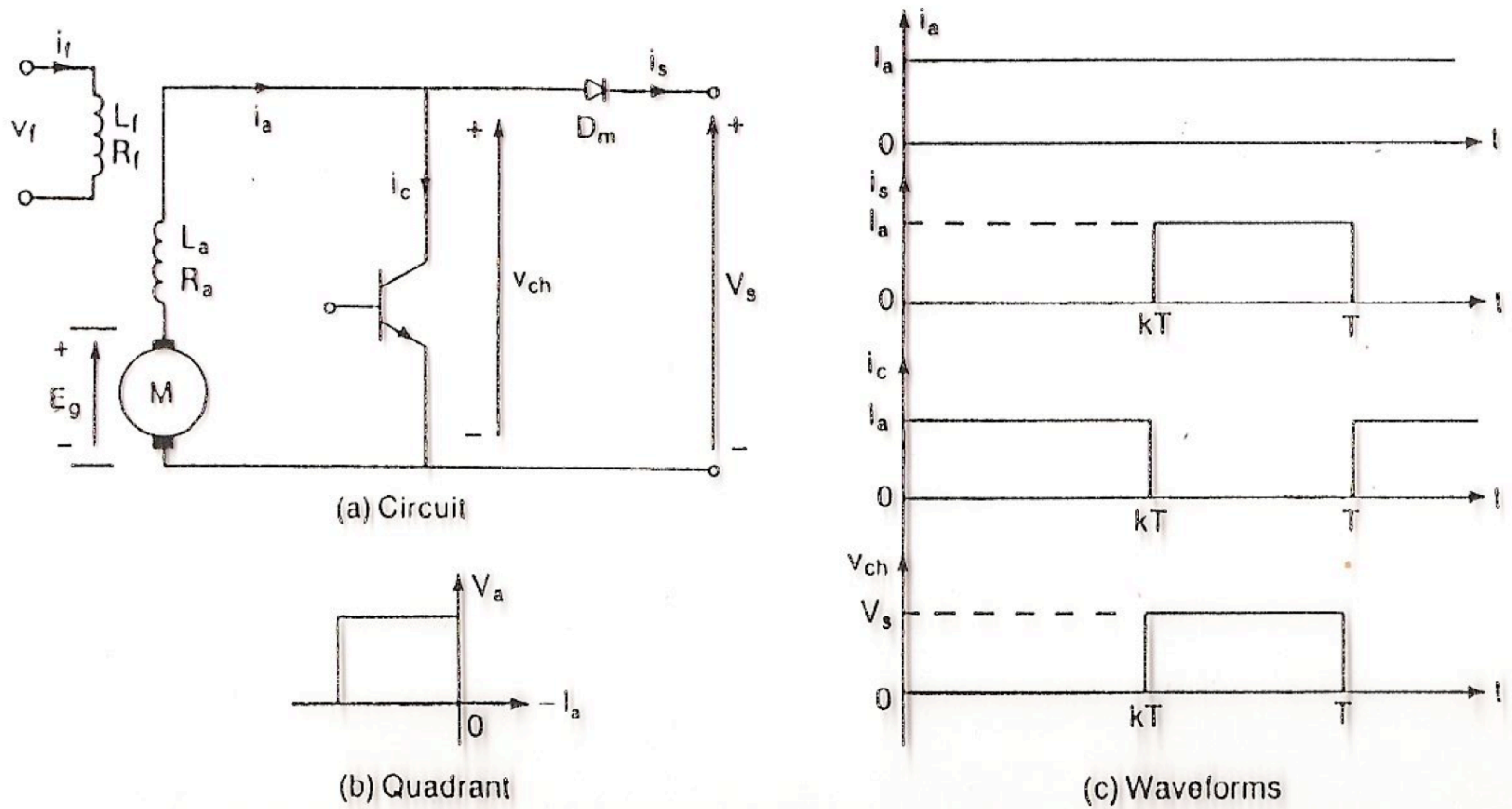
$$I_{pM} = I_{aM} + \frac{\Delta I_{LM}}{2} \quad (21)$$

donde  $I_{aM}$  es la máxima corriente de armadura considerada en el peor caso de operación del sistema con sobrecarga y  $\Delta I_{LM}$  es la máxima corriente de rizado de diseño. Como en el caso de las tensiones, es conveniente incluir adicionalmente un factor de sobre dimensionamiento en la capacidad de manejo de corriente de los dispositivos como factor de seguridad

Actuador elevador de tensión para máquinas DC (regulador "boost").

Cuando se emplea como actuador para una máquina DC el regulador elevador de tensión se encarga de suministrar la tensión de oposición a la máquina cuando esta opera como generador.

En esta configuración la máquina toma energía del sistema mecánico conectado a su eje y la convierte en energía eléctrica y el regulador reductor entrega la energía eléctrica a la fuente.



Conversor DC-DC elevador de tensión configurado como actuador de una máquina DC.

(a) Circuito

(b) Cuadrantes de operación

(c) Formas de onda



Se asume operación en estado estacionario. El análisis empieza ( $t=0$ ) cuando el conmutador principal entra en conducción.

La corriente  $i_a$  crece cuando el transistor esta conduciendo. Si  $t_1$  es el tiempo de conducción,  $I_1$  el valor inicial de la corriente e  $I_2$  el valor final alcanzado en el momento que el transistor conmuta en apagado, se cumple:

$$E_g = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (22)$$

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{E_g} \quad (23)$$

donde  $\Delta I$  es la variación de corriente (incremento en este caso) en el intervalo de conducción  $0 \leq t \leq t_1$ .

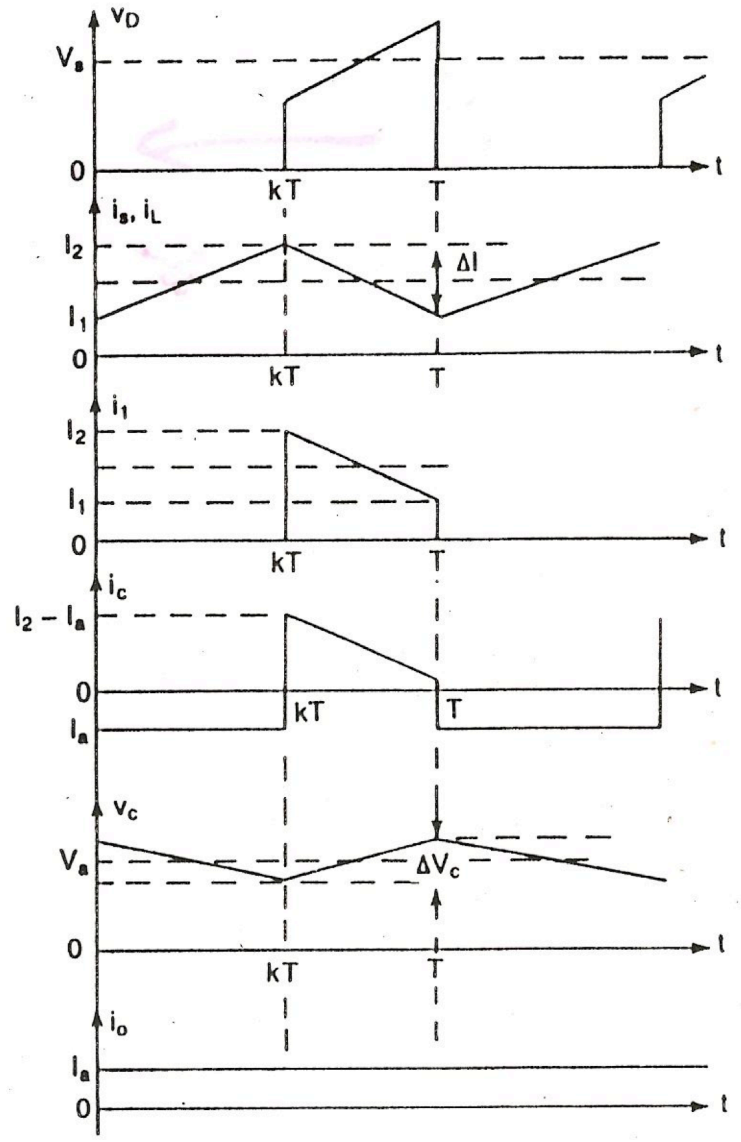
En esas condiciones, cuando el conmutador principal se apaga, conduce el diodo  $D_m$ , lo que aplica la tensión  $V_s$  al terminal de entrada de la armadura, invirtiendo la polaridad de la tensión aplicada a la inductancia, por lo que la corriente  $i_a$  se reduce. Si la duración del intervalo de 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 la magnitud del cambio de corriente,  $\Delta I$  será la misma:

$$E_g - V_s = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (24)$$

$$t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s - E_g} \quad (25)$$

de donde, para que la operación sea cíclica:

$$\Delta I = \frac{E_g t_1}{L} = \frac{(V_s - E_g) t_2}{L} \quad (26)$$



Formas de onda del conversor elevador

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

$$t_1 = kT \quad (27)$$

$$t_2 = (1 - k)T \quad (28)$$

la ecuación (21) permite expresar la tensión de salida,  $V_a$ , como:

$$V_s = E_g \frac{T}{t_2} = \frac{E_g}{1 - k} \quad (29)$$

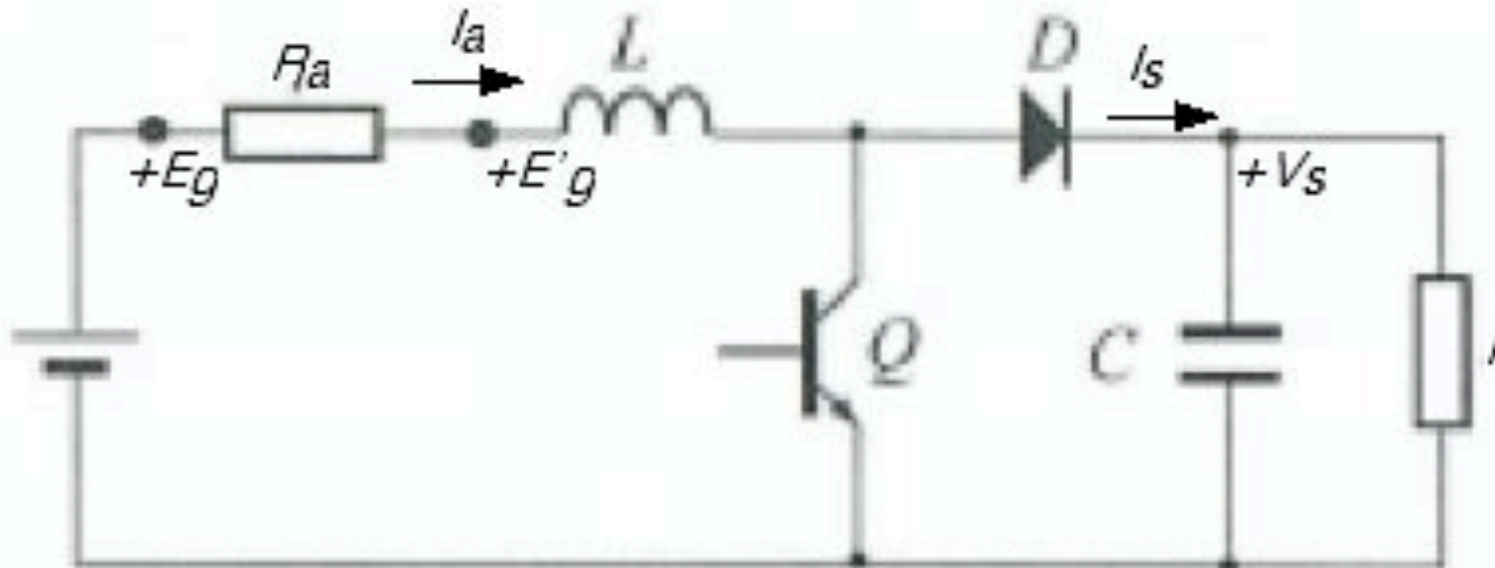
Esta fórmula ideal implica que, en el límite:

$$k \Rightarrow 1, V_s \Rightarrow \infty \quad (30)$$

Esto, por supuesto, no tiene sentido en el mundo físico. Para calcular con precisión la tensión de salida cuando se opera con valores de  $k$  altos (superiores a 0,6) es preciso emplear un modelo del convertidor más completo, en el cual se incorpora la resistencia del circuito; en el

caso del convertidor conectado a un motor DC, dicha resistencia en principio es la resistencia de armadura de la máquina.

En estas condiciones, el circuito se puede considerar como un convertidor elevador ideal alimentado con una fuente no ideal de salida resistiva, cuya carga es la fuente de alimentación del sistema, sobre la que se pretende recuperar energía, según se indica en la figura.



Circuito convertidor elevador con resistencia.

Para propósitos de este cálculo la fuente de alimentación del sistema, sobre la que se pretende recuperar energía puede modelarse como una condensador C (en principio de valor infinito) en paralelo con una resistencia  $R_{Se}$ , cuyo valor viene dado por :

$$R_{Se} = \frac{V_S}{I_S} \quad (31)$$

Considerando el bloque conversor ideal:

$$V_s = \frac{E'_g}{1-k} \Rightarrow E'_g = V_s(1-k) \quad (32)$$

$$E'_g = E_g - R_a I_a = V_s(1-k) \quad (33)$$

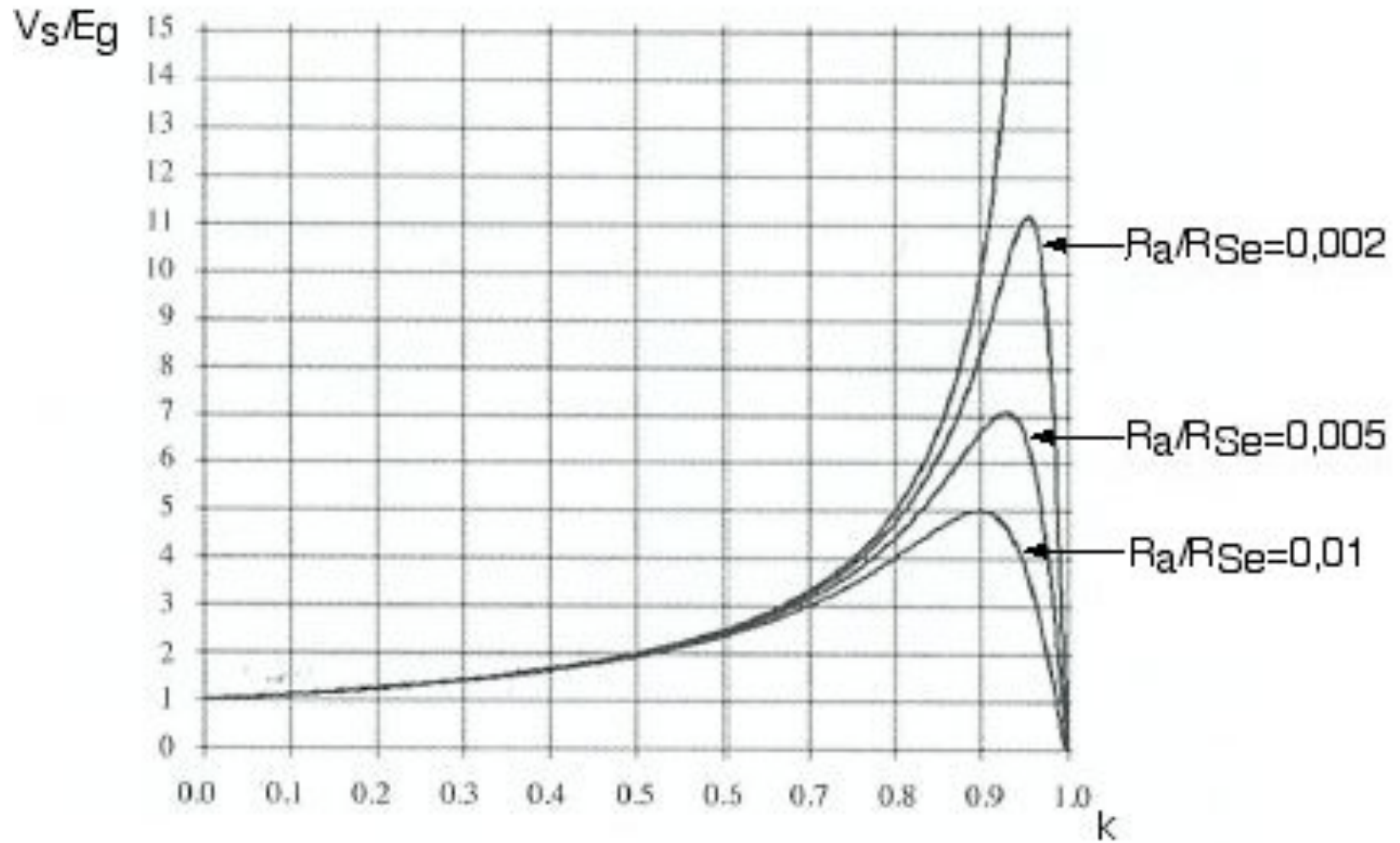
$$I_s = \frac{I_A}{1-k} \quad (34)$$

Y, operando:

$$\frac{V_s}{E_g} = \frac{1}{(1-k) + \frac{R_a}{R_{Se}} \frac{1}{(1-k)}} \quad (35)$$

En estas condiciones, para cualquier  $R_a \neq 0$ , se cumple que:

$$\frac{V_s}{E_g} \Rightarrow 0 \text{ cuando } k \Rightarrow 1 \quad (36)$$



Relaciones  $\frac{V_s}{E_g}$  obtenibles en función de  $k$  para distintas relaciones  $\frac{R_a}{R_{Se}}$



En estas condiciones, como se observa en la gráfica, la relación  $\frac{V_s}{E_g}$  queda acotada, y el valor de  $k$  que la maximiza,  $k_M$ , se encuentra resolviendo la siguiente ecuación:

$$\frac{d\left(\frac{V_s}{E_g}\right)}{dk} = 0 = \frac{d\left(\frac{1}{(1-k) + \frac{R_a}{R_{Se}} \frac{1}{(1-k)}}\right)}{dk} \quad (37)$$

Dado que si se trata de operar con un  $k > k_M$  la tensión de salida se reduce, en la práctica se acepta que el rango de variación del ciclo de trabajo queda acotado en el intervalo  $0 \leq k \leq k_M$

Si se considera que todos los elementos son ideales y por lo tanto sin pérdidas, las potencias son iguales en el generador electromecánico y la fuente externa, luego:

$$P = V_s I_s = E_g I_a = \frac{E_g I_a}{1-k} \quad (30)$$

y la corriente promedio entregada a la fuente externa es:

$$I_s = \frac{I_a}{1-k} \quad (31)$$

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

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s - E_g} + \frac{\Delta I L}{E_g} = \frac{\Delta I L V_s}{E_g (V_s - E_g)} \quad (32)$$

de donde el rizado de corriente,  $\Delta I$  puede expresarse como:

$$\Delta I = \frac{(V_s - E_g) E_g}{f L V_s} \quad (33)$$

$$\Delta I = \frac{k E_g}{f L} \quad (34)$$

El rizado de corriente es directamente proporcional al valor de la tensión de salida  $V_s$ , e 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 el máximo valor de  $k$ ,  $k_M$ :

$$\Delta I(k = k_M) = \Delta I_M = \frac{k_M E g}{fL} \quad (35)$$

Dado el valor máximo de rizado de corriente permisible en el diseño,  $\Delta I_M$ , calculado como el caso del convertidor reductor en base al máximo rizado de par permisible,  $\Delta T_M$ , la inductancia mínima necesaria para asegurar que el rizado sea siempre menor a igual al valor máximo,  $L_m$ , es:

$$L_m = \frac{E g}{f \Delta I_M} \quad (36)$$

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,  $f_{mp}$ .

Si el valor de  $L_m$  dado por la ecuación (36) es menor que el valor de la inductancia de armadura,  $L_a$ , el rizado de corriente será menor que el máximo especificado, lo que es perfectamente aceptable.

Si  $L_a < L_m$ , entonces será necesario aumentar la frecuencia de conmutación o, si esto no es deseable o posible, incluir una inductancia externa para completar el valor de inductancia requerido para asegurar que el rizado de corriente no supere el valor especificado.

## Consideraciones de dimensionamiento de los componentes.

1.- El conmutador controlado debe ser capaz de soportar una tensión de bloqueo por lo menos igual a  $V_{sM}$ , la máxima tensión de entrada que sea posible considerando los efectos de regulación de la fuente. En la práctica es conveniente incluir un factor de sobre dimensionamiento en la capacidad de bloqueo como factor de seguridad del diseño. Esta tensión es también la que debe soportar el diodo como tensión inversa.

2.- La corriente pico que deben soportar tanto el diodo como el conmutador controlado,  $I_{pM}$ , viene dada por:

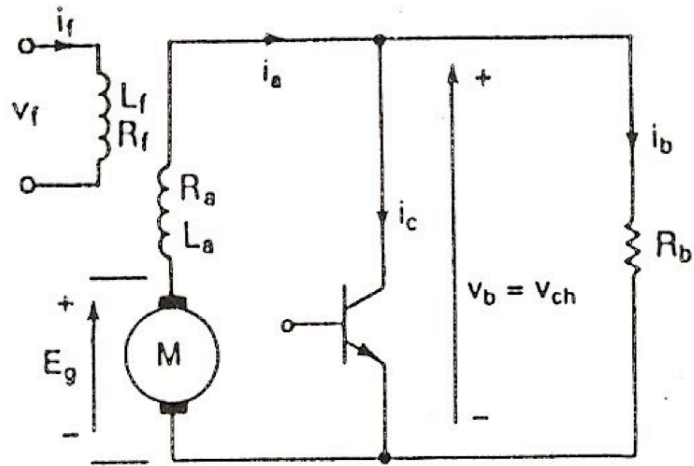
$$I_{pM} = I_{aM} + \frac{\Delta I_{LM}}{2}$$

donde  $I_{aM}$  es la máxima corriente de armadura considerada en el peor caso de operación del sistema con sobrecarga y  $\Delta I_{LM}$  es la máxima corriente de rizado de diseño. Como en el caso de las tensiones, es conveniente incluir adicionalmente un factor de sobre dimensionamiento en la capacidad de manejo de corriente de los dispositivos como factor de seguridad.

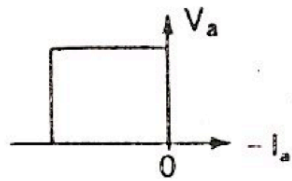
Como se ha indicado, la configuración elevadora de tensión permite operar la máquina eléctrica DC como generador, convirtiendo energía mecánica en energía eléctrica y elevar la tensión de salida hasta alcanzar el valor necesario para que la energía eléctrica sea transferible a la fuente externa.

Para que este proceso sea posible es necesario que la fuente externa sea bidireccional en el flujo de energía, esto es, que sea capaz tanto de entregar como de recibir energía en sus terminales DC.

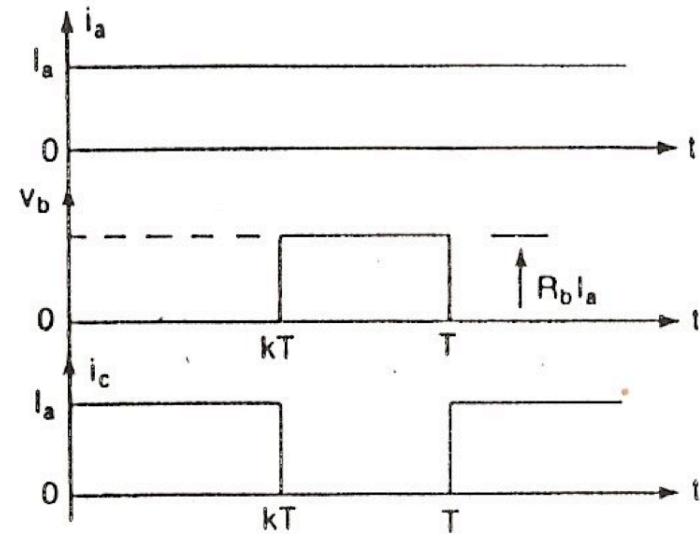
En el caso de que esto no sea posible (por ejemplo, si la fuente es un conversor AC-DC no controlado), el conversor se puede usar operar el motor como generador, convirtiendo energía mecánica en energía eléctrica, pero la energía eléctrica debe disiparse en una resistencia.



(a) Circuit



(b) Quadrant



(c) Waveforms

Frenado regenerativo con disipación de energía en resistencia auxiliar.

a) Configuración circuital.

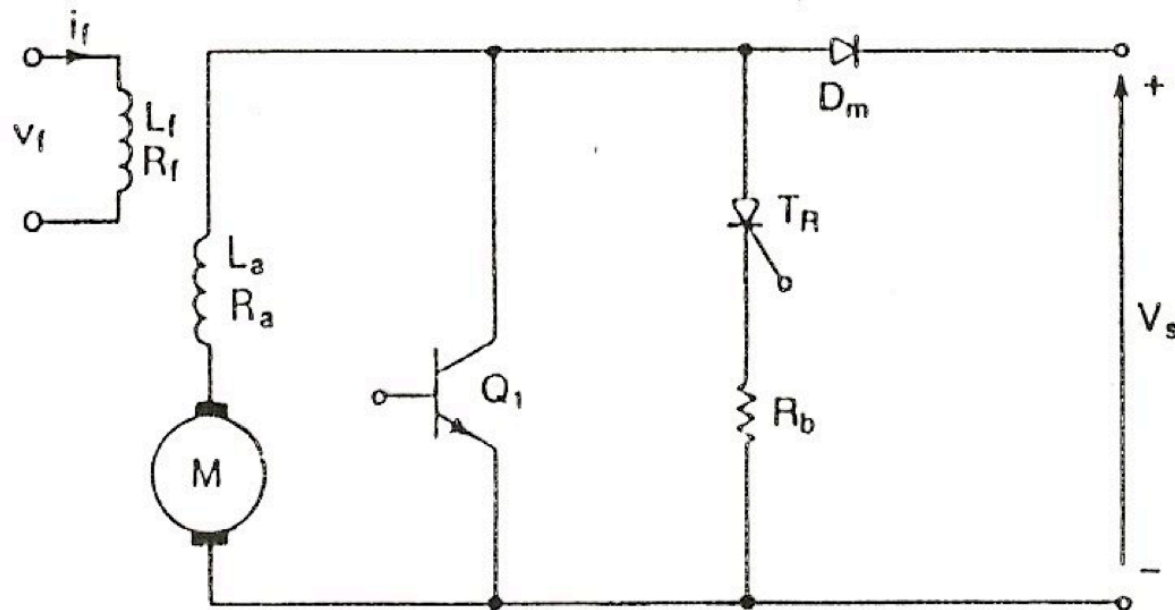
b) Cuadrante de operación.

c) Formas de onda.



En la práctica es frecuente un caso intermedio, en el cual la fuente externa tiene una capacidad limitada para recibir energía.

En estas condiciones el circuito se debe modificar incluyendo un camino auxiliar que permita la disipación del exceso de energía recuperado en una resistencia.

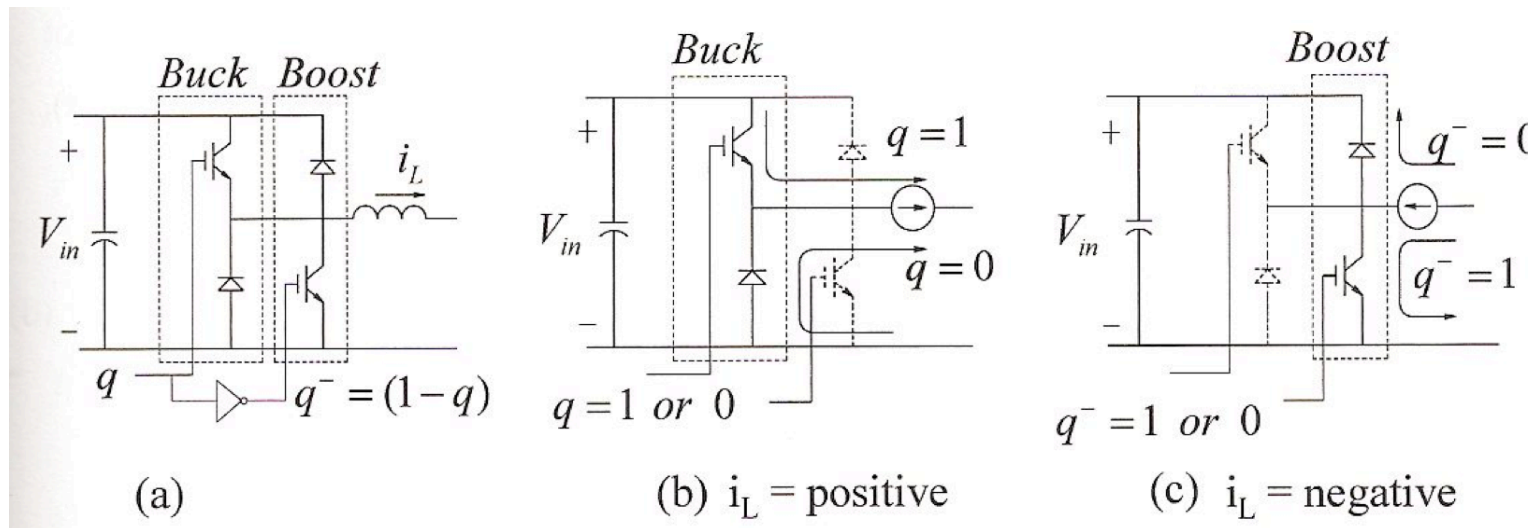


Frenado regenerativo genérico con respaldo con resistencia de disipación.

Actuador elevador-reductor de dos cuadrantes para cargas tipo máquina DC.

Si se desea acelerar y frenar con recuperación de energía una carga tipo máquina DC es necesario emplear una combinación formada por un convertor DC-DC tipo reductor de tensión para operar la máquina en el primer cuadrante (cuadrante motriz) y un convertor DC-DC tipo elevador de tensión para operar la máquina en el segundo cuadrante (cuadrante de frenado).

Esta configuración convertora se conoce como convertor medio puente.



### Conversor DC-DC reductor-elevador (medio puente)

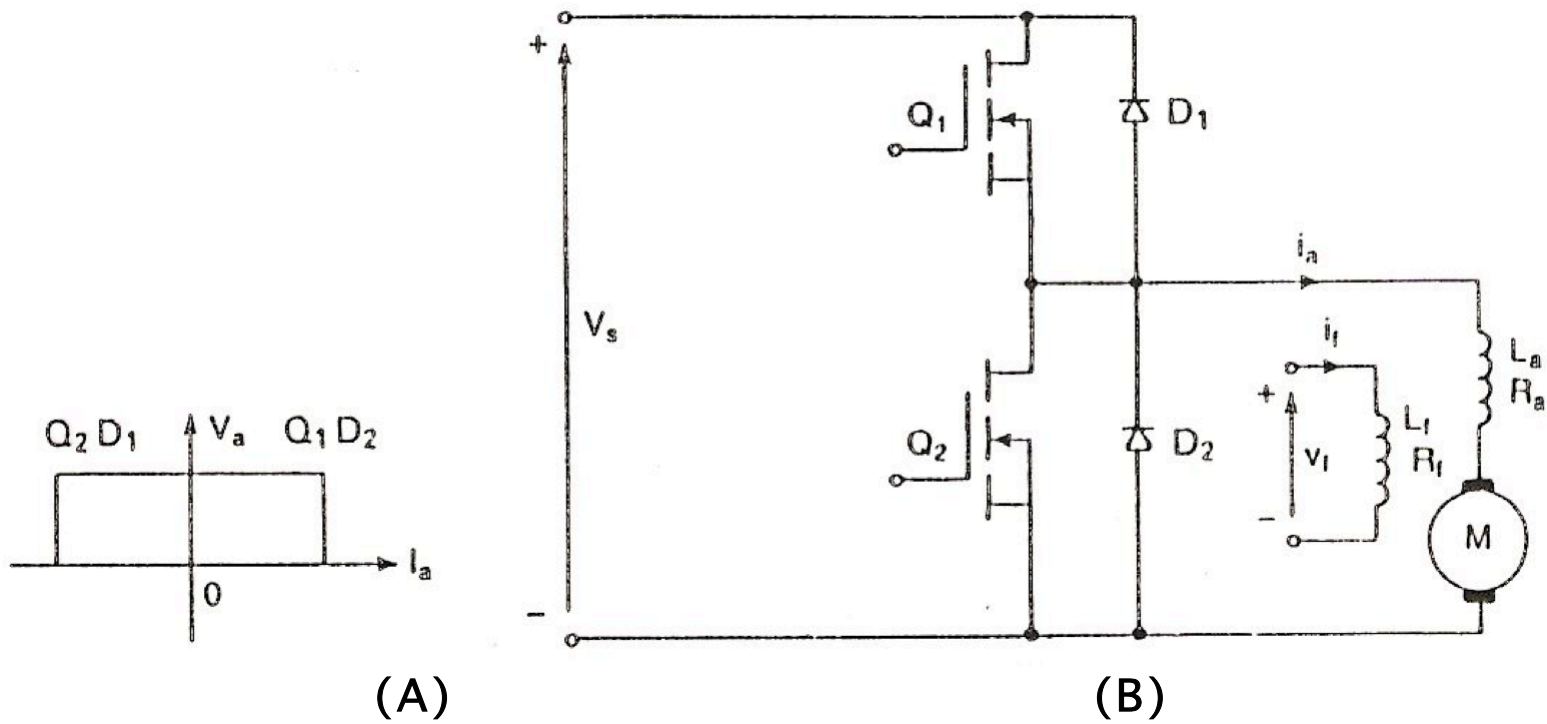
- a) Configuración en base a los dos conversores básicos, indicando la relación entre las variables de control de los conmutadores
- b) Operación en el ciclo de entrega de energía a la carga.
- c) Operación en el ciclo de recuperación de energía de la carga.

Para evitar cortocircuitar la fuente de entrada,  $V_{in}$ , es preciso asegurar que los dos conmutadores controlados nunca estén encendidos simultáneamente.

En principio es aceptable que ambos conmutadores controlados estén apagados simultáneamente, pero este estado no es imprescindible para la operación del conversor.

Por lo tanto lo más conveniente por seguridad es que la señal de control de uno de los dos conmutadores controlados sea la versión negada de la señal de control aplicada al otro conmutador controlado.

En general es costumbre considerar que la señal de control única,  $q$ , se aplica directamente al conmutador que ejecuta la función de conversión reductora (actuador motriz), y la señal negada de esta,  $q^-$ , es la que se aplica al conmutador que ejecuta la función de conmutación elevadora (actuador de frenado).



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

(A) Cuadrantes de operación  
(B) Circuito

En esta configuración el regulador entrega energía a la máquina cuando esta opera como motor y recibe energía de la máquina cuando esta actúa como generador para devolverla a la fuente durante los intervalos de frenado regenerativo.

En la conexión mostrada en la figura el convertidor elevador reductor opera en los cuadrantes I (cuadrante motriz), entregando energía de la fuente externa a la máquina DC, que opera como motor, y en el cuadrante II (cuadrante de frenado regenerativo), extrayendo energía de la máquina DC, que opera como generador, y entregándosela a la fuente externa.

Por supuesto esto presupone que la fuente externa debe ser capaz de aceptar la energía regenerada durante el frenado. Si esto no es posible, la energía regenerada debe ser disipada en una resistencia de frenado auxiliar.

Si las conexiones entre el motor y el conversor medio puente de dos cuadrantes se invierten, el sistema pasa a operar con la máquina DC girando en sentido contrario en los cuadrantes III (motriz) y IV (frenado regenerativo).

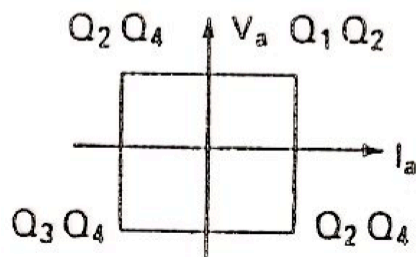
Estos cambios se pueden hacer manualmente o por medio de un juego de contactores electromecánicos.

Si la máquina DC es de campo bobinado con alimentación independiente, el paso de operar en los cuadrantes I-II a operar en los cuadrantes III-IV se puede hacer también invirtiendo el sentido de la corriente de campo.

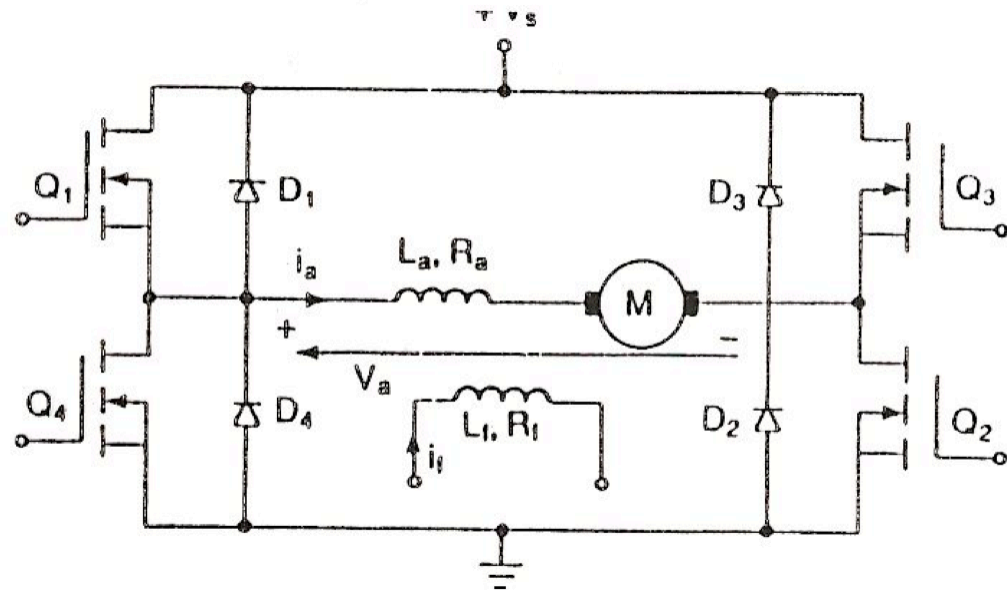
Actuador de cuatros cuadrantes para cargas tipo máquina DC.

Si se desea acelerar y frenar con recuperación de energía en ambas direcciones una carga tipo máquina DC es necesario emplear una combinación formada por dos convertidores DC-DC de dos cuadrantes (convertidor reductor-elevador). Esta configuración convertidora DC-DC de cuatro cuadrantes se conoce generalmente como convertidor “Puente H” o puente completo.





(A)



(B)

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

(A) Cuadrantes de operación  
(B) Circuito

Las restricciones de seguridad en este circuito son equivalentes a la indicada para el conversor medio puente. Para evitar cortocircuitar a la fuente  $V_s$ , los conmutadores  $Q_1$  y  $Q_4$  no pueden estar simultáneamente encendidos, y lo mismo ocurre con los transistores  $Q_2$  y  $Q_3$ , por lo que es conveniente que la señal de control de  $Q_4$  sea el negado de la de  $Q_1$ , y la de  $Q_3$  el negado de la de  $Q_2$ .

## Modos de operación

### I.- En el cuadrante I (motriz).

Asumiendo que la operación en el cuadrante I corresponde a las polaridades de corriente y tensión de armadura mostradas en la figura, la operación en este cuadrante requiere encender la diagonal  $Q_1-Q_2$ , alimentando corriente a la armadura de la máquina.

Una vez alcanzado el valor pico deseado en la corriente, se apaga esta diagonal, con lo que la corriente se transfiere a los diodos  $D_4-D_3$ .

Mientras la corriente de armadura es positiva la aplicación de las respectivas señales de encendido a los conmutadores de la diagonal  $Q_4-Q_3$  no produce efecto, ya que la conducción de los diodos  $D_4-D_3$  mantiene a los conmutadores  $Q_4-Q_3$  polarizados en inverso, impidiendo que conduzcan.

## II.- En el cuadrante II (frenado).

Una vez que la corriente de armadura positiva se ha hecho cero, el proceso de frenado se inicia aplicando las señales de encendido a los conmutadores  $Q_4$ - $Q_2$ . Esto hace que la corriente circule en el lazo cerrado armadura- $Q_4$ - $D_2$ , y el conmutador  $Q_2$  queda polarizado en inverso.

Una vez que la corriente de almacenamiento de energía de frenado alcanza su valor máximo, se apaga  $Q_4$ , manteniendo  $Q_2$ , lo que fuerza a la corriente que circulaba a través de este conmutador a transferirse al diodo  $D_1$ . La corriente circula ahora en el circuito armadura- $D_1$ - $V_s$ - $D_2$ , entrando por el terminal positivo de la fuente y, por lo tanto, transfiriendo energía de la máquina eléctrica a la fuente externa, y la corriente en la armadura se reduce. En este intervalo se está aplicando señal de encendido a  $Q_1$ , pero este no puede entrar en conducción porque está polarizado en inverso por el diodo  $D_1$ .

Cuando la corriente de armadura alcanza su valor mínimo, se enciende  $Q_4$ , y se inicia un nuevo pulso de frenado.

En esta modalidad la señal de encendido permanece permanentemente aplicada al conmutador  $Q_2$  durante todo el tiempo que dure el frenado, lo que requiere una lógica adicional de control.

III.- En el cuadrante III (motriz).

La operación es equivalente a la descrita para el cuadrante I, con los conmutadores  $Q_3$ - $Q_4$  activados en vez de  $Q_1$ - $Q_2$  para iniciar el ciclo.

IV.- En el cuadrante IV (frenado).

La operación es equivalente a la descrita para el cuadrante II, con los conmutadores  $Q_1$ - $Q_3$  activados en vez de  $Q_2$ - $Q_4$  para iniciar el ciclo.

## Nota final

Cuando se emplea como actuador para una máquina DC el regulador elevador-reductor de cuatro cuadrantes cumple dos funciones:

1.- Se encarga de suministrar la tensión de operación a la máquina cuando opera como motor en el primer o tercer cuadrante.

2.- Se encarga de suministrar la tensión de frenado a la máquina cuando esta opera como generador en el segundo o cuarto cuadrante.

En esta configuración el regulador entrega energía a la máquina cuando esta opera como motor y recibe energía de la máquina cuando esta actúa como generador para devolverla a la fuente durante los intervalos de frenado regenerativo.

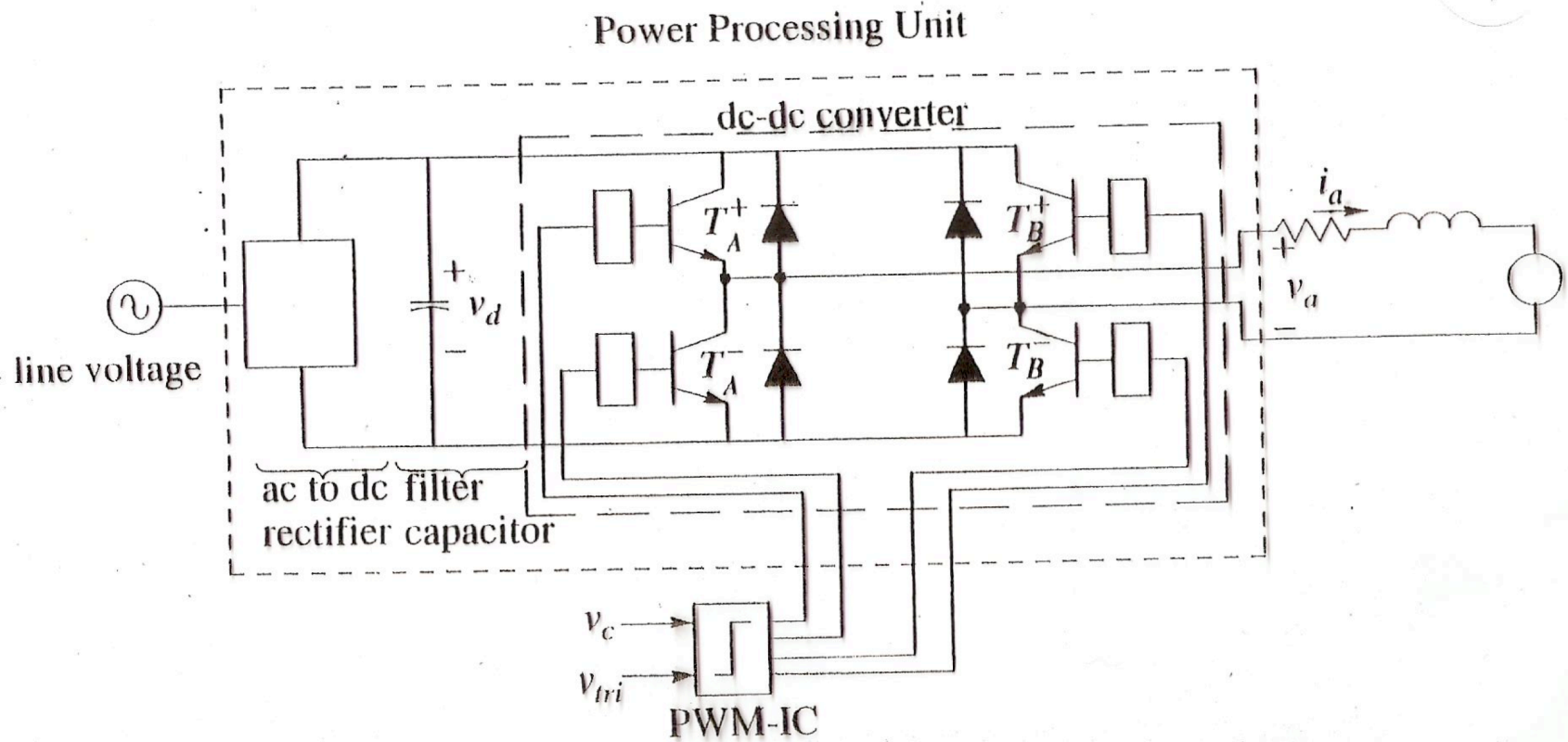
## Comparación del puente H como actuador para máquinas DC con los conversores AC-DC con tiristores.

- 1.- Opera en los cuatro cuadrantes en forma automática.
- 2.- Ofrece la mayor velocidad de respuesta posible, limitada solamente por el tipo de conmutador empleado; la velocidad de respuesta del conversor AC-DC a tiristores es del orden de la frecuencia de línea.
- 3.- Es capaz de operar directamente desde una línea DC o desde una batería.

### Desventaja:

- 1.- No es capaz de operar directamente desde una alimentación AC, requiere una etapa previa tipo conversor AC-DC y un filtro DC, en una configuración convertora AC-DC-DC.
- 2.- En esta configuración, si el conversor AC-DC de entrada es no controlado, se pierde la posibilidad de recuperar energía a la línea durante el frenado regenerativo, y se debe incluir una etapa adicional para disipar la energía recuperada.





Configuración conversora AC-DC-DC tipo puente H (“driver de motores” comercial)

## Consideraciones de flujo de energía en la configuración convertora AC-DC-DC con puente H

- 1.- El convertor DC-DC con puente H opera en los cuatro cuadrantes y es por lo tanto completamente bidireccional en el flujo de energía.
  - 2.- Durante la etapa de frenado regenerativo de la máquina DC la energía recuperada es transferida por el puente H al bus DC, donde se acumula en el condensador del filtro.
- 3.- Si el convertor AC-DC es bidireccional, esto es, capaz de entrar en inversión (los convertidores AC-DC completamente controlados son bidireccionales) la energía recuperada en el condensador del filtro puede ser devuelta a la red de alimentación y el proceso de frenado, a nivel del sistema completo es regenerativo.
- 4.- Si el convertor AC-DC es unidireccional, esto es, incapaz de entrar en inversión (los convertidores AC-DC no controlados y semi-controlados son unidireccionales) la energía recuperada en el condensador del filtro no puede ser devuelta a la red de alimentación y el proceso de frenado, a nivel del sistema completo no es regenerativo.

5.- Si el conversor AC-DC es unidireccional (por ejemplo un rectificador no controlado con diodos) la energía recuperada durante el frenado se acumula en el condensador del filtro DC y eleva la tensión DC en los terminales del mismo. Dado que no es aceptable que dicha tensión supere un determinado valor, será preciso incluir en el sistema actuador una etapa de descarga resistiva para disipar la energía acumulada durante el frenado. En este caso el frenado, a nivel del sistema actuador completo es disipativo, aunque a nivel de la combinación máquina DC-puente H el frenado sea regenerativo.

6.- Los conversores AC-DC no controlados son más simples y baratos que los completamente controlados, por lo que son los más usados actualmente, de forma que la mayoría de los actuadores (drivers) para motores DC son no regenerativos a nivel del sistema completo.

7.- La presión para aumentar la eficiencia energética de los equipos esta llevando a que los actuadores (drivers) de máquinas eléctricas de nueva generación tengan un rectificador completamente controlado, usualmente del tipo vectorial (otro puente H), para lograr además reducir la contaminación armónica inyectada a la línea y controlar el factor de potencia del sistema.

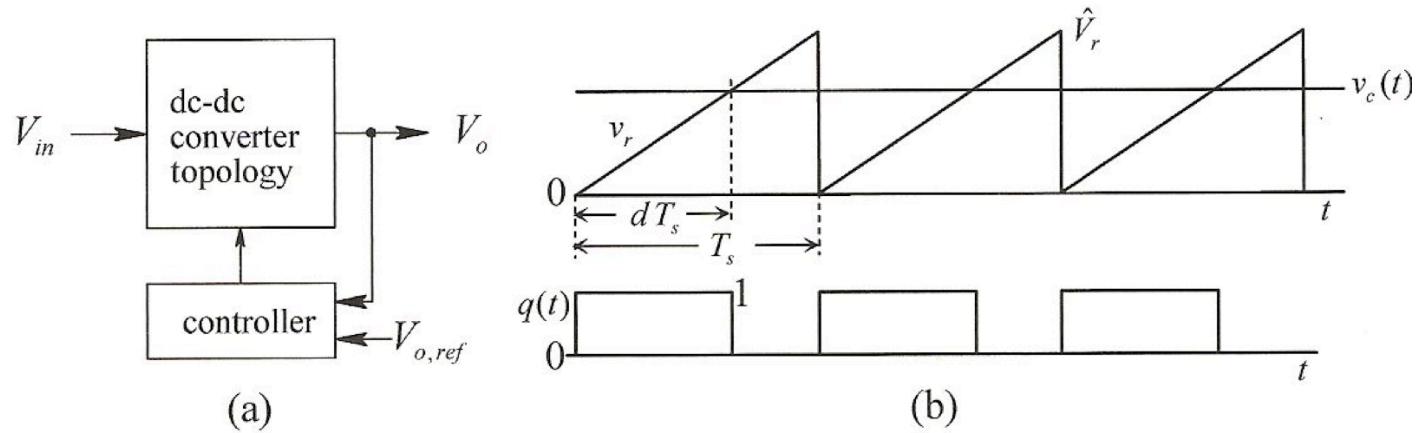
Generación de las señales de conmutación para los convertidores DC-DC de un solo cuadrante en aplicaciones de control de motores.

El esquema básico de generación de las señales de conmutación para los convertidores DC-DC en aplicaciones de control de motores emplea un esquema de modulación de ancho de pulso por comparación de la amplitud de la señal de demanda de voltaje,  $v_c(t)$ , con la salida de un generador de onda triangular,  $v_r(t)$ .

El período  $T$  de trabajo del convertidor DC-DC es igual al período de repetición de la onda triangular de referencia.

El valor pico de la onda triangular,  $\hat{V}_r$ , debe ser igual a la amplitud de la señal de demanda del 100% del voltaje de salida del convertidor DC-DC,  $V_{cM}$ .

El conmutador principal se enciende durante todo el tiempo en el cual la señal de demanda de voltaje es mayor que la señal triangular, y se apaga durante el resto del tiempo de ciclo de la onda triangular.



Esquema de modulación básico para operar un conversor DC-DC de un cuadrante a frecuencia constante ( $T_s=k$ )

a) Esquema de operación

b) Formas de onda:

b-1) Comparación entre la referencia triangular,  $v_r$ , y demanda de voltaje de salida deseado,  $v_c(t)$  (arriba).

b-2) Intervalos de conducción del conmutador (abajo).

El generador de la señal de conmutación puede implementarse con circuitería analógica o digital.

La salida del generador de la señal de conmutación se aplica a una etapa de impulsión que se encarga de ajustar las características del pulso de encendido a las necesarias para controlar el conmutador principal, y de proporcionar aislamiento necesario entre la etapa de control y la de potencia del conversor DC-DC.

## Representación promedio de un conversor DC-DC.

Tomando como ejemplo el sistema más sencillo de modulación por ancho de pulso, la comparación contra una señal triangular, la ley de formación de la salida es:

1- Si  $v_c(t) > v_{tri}(t)$ , existe pulso de encendido y  $v_{bn}(t) = V_{dc}$

2- Si  $v_c(t) < v_{tri}(t)$ , no existe pulso de encendido y  $v_{bn}(t) = 0$

donde:

$v_c(t)$  es la amplitud instantánea de la señal de demanda de voltaje de salida del conversor DC-DC.

$v_{tri}(t)$  es la amplitud instantánea de la señal del generador de onda triangular.

$v_{bn}(t)$  es la amplitud instantánea de la salida del conversor DC-DC.

La tensión promedio en la salida del conversor DC-DC es:

$$V_S = \frac{1}{T} \int v_S(t) dt = \frac{1}{T} \left[ \int_0^k V_{dc} d\tau \right] = kV_{dc}$$

donde:

T es el período de repetición de la onda triangular.

k es el tiempo de conducción del conmutador principal en cada ciclo T.



Si se considera además operación en la región lineal de la modulación, se cumple que:

$$0 \leq v_c(t) \leq V_{triM}$$

para  $v_c(t) = 0$  se tiene  $k = 0$ ,  $V_{bn} = 0$

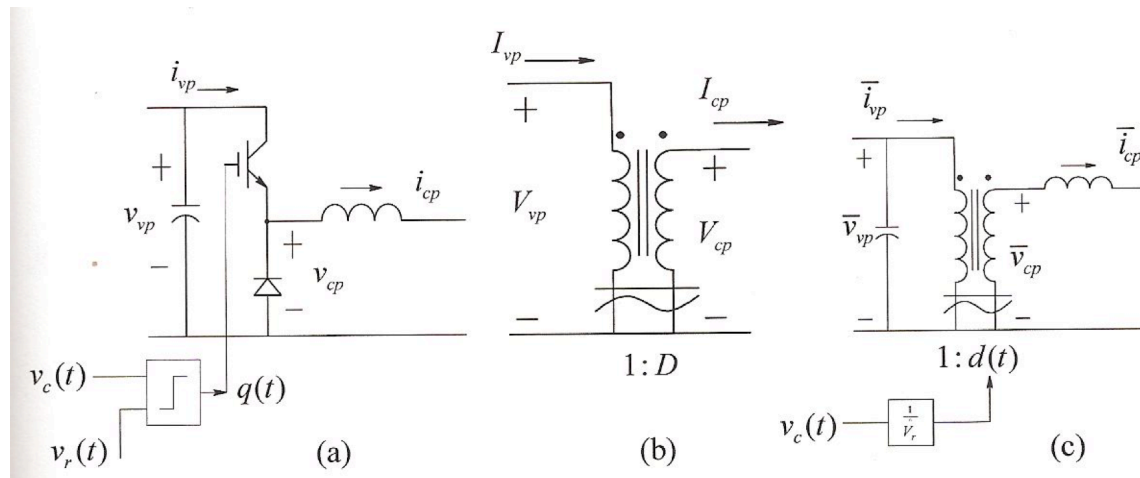
para  $v_c(t) = v_{triM}$  se tiene  $k = 1$ ,  $V_{bn} = V_{dc}$

$$\frac{\Delta k}{\Delta v_c} = \frac{1}{v_{triM}}$$

$$k = \frac{v_c(t)}{v_{triM}}$$

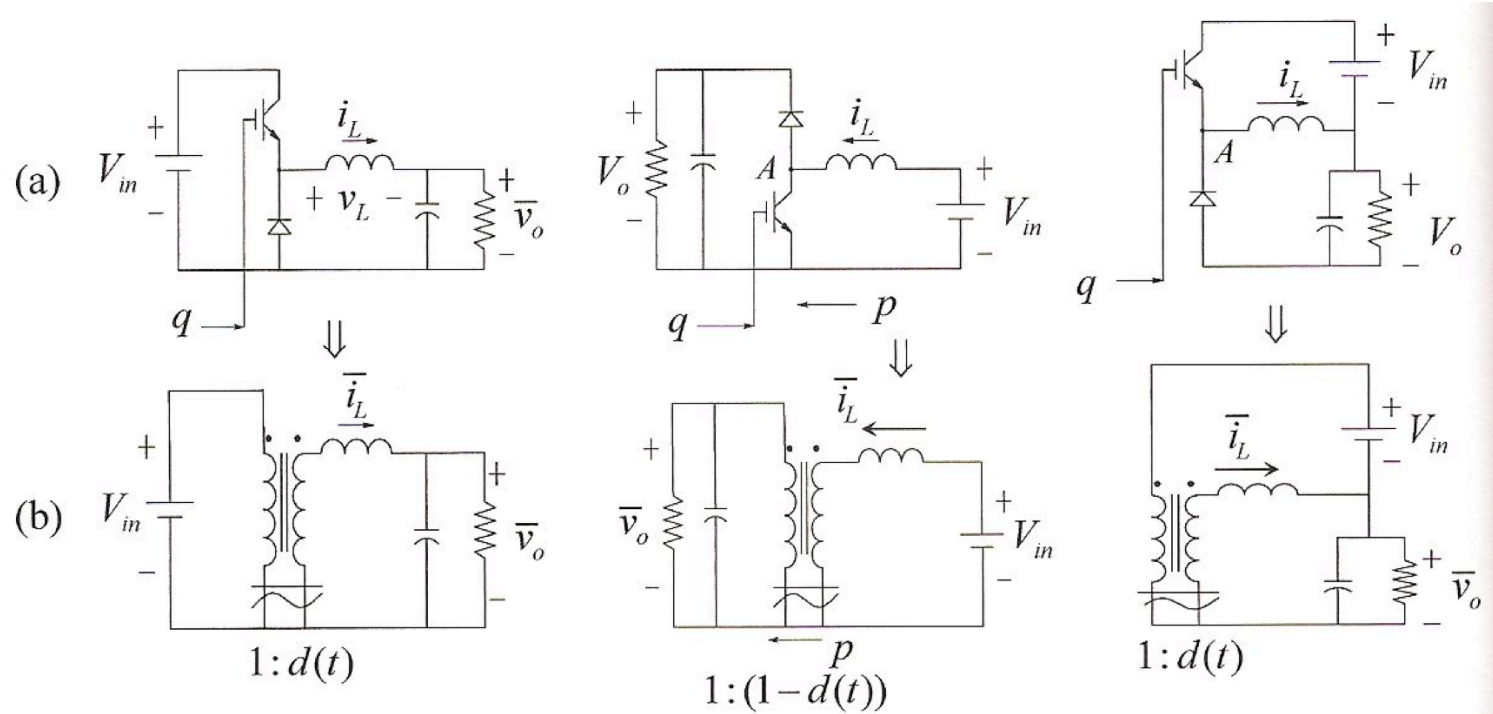
$$V_S = kV_{dc} = \left( \frac{V_{dc}}{v_{triM}} \right) v_c(t) = k_{PWM} v_c(t)$$

donde  $k_{PWM}$  es la función de transferencia voltaje-voltaje del conversor DC-DC.



## Linealización de un conversor DC-DC reductor

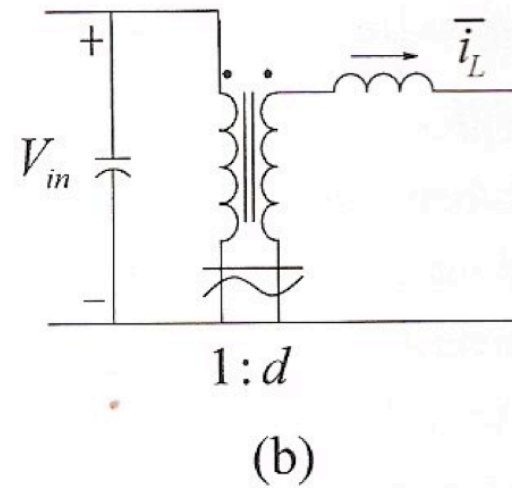
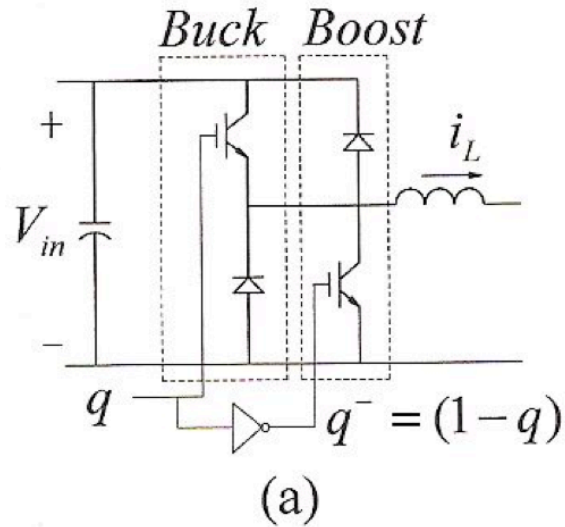
- a) Esquema circuital
- b) Circuito equivalente estacionario
- c) Modelo dinámico promedio.



Linearización de tres configuraciones convertoras básicas

a) Diagrama circuital

b) Modelo linearizado promedio equivalente



Modelo promedio linearizado del conversor medio puente

a) Esquema circuital

b) Modelo linearizado promedio.

Nótese que cuando se opera en una configuración puente, la salida promedio cambia entre  $V_{dc}$  y  $-V_{dc}$ , por lo que se debe cumplir:

$$-V_{triM} \leq v_c(t) \leq V_{triM}$$

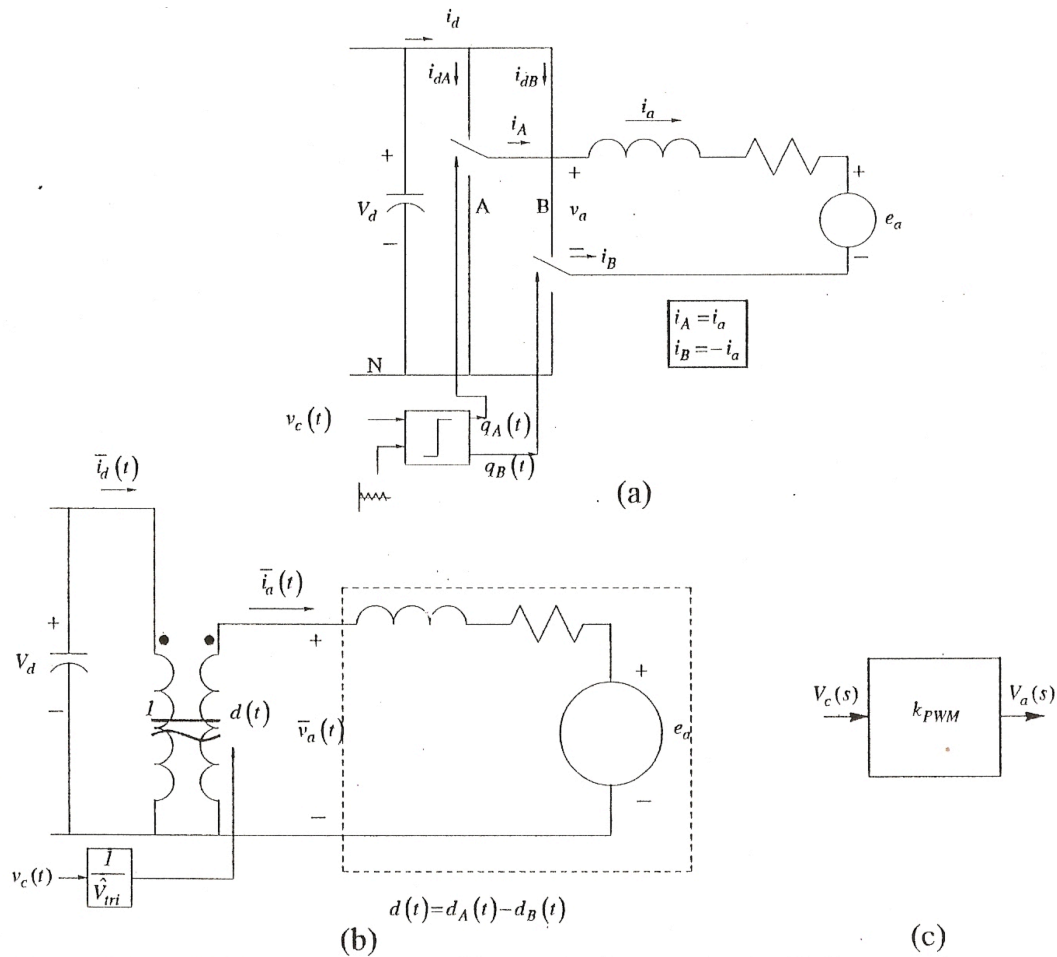
para  $v_c(t) = -V_{triM}$  se tiene  $k = 0$ ,  $V_{bn} = -V_{dc}$

para  $v_c(t) = 0$  se tiene  $k = 0,5$ ,  $V_{bn} = 0$

para  $v_c(t) = V_{triM}$  se tiene  $k = 1$ ,  $V_{bn} = V_{dc}$

$$V_S = kV_{dc} = \left( \frac{V_{dc}}{v_{triM}} \right) v_c(t) = k_{PWM} v_c(t)$$

donde  $k_{PWM}$  es la función de transferencia voltaje-voltaje del conversor DC-DC puente.



## Modelo promedio linealizado del conversor puente H

- a) Esquema de conmutación
- b) Modelo linealizado promedio
- c) Bloque equivalente