

## Reguladores por conmutación.

Un regulador por conmutación es un circuito conversor DC/DC que produce una salida de tensión (o corriente) continua de valor regulado en base a una alimentación continua no necesariamente regulada.

El proceso de regulación se realiza en base a la acción de dispositivos electrónicos de control de potencia actuando como conmutadores.

La conversión puede ser directa DC/DC, sin aislamiento galvánico, o indirecta, DC/AC/DC, con aislamiento galvánico mediante un transformador intercalado en el enlace AC.

El proceso de conmutación introduce discontinuidades en la forma de onda de salida que requieren de una etapa de filtraje inherente al conversor para eliminar las armónicas incluídas y obtener el nivel de DC deseado.

Los conversores sin aislamiento se usan principalmente tanto en aplicaciones tipo fuente de alimentación como en aplicaciones de control de motores DC.

Los conversores con aislamiento se usan principalmente en aplicaciones tipo fuente de alimentación.

## Consideraciones generales de análisis.

En general el análisis inicial de cada configuración convertora se realizará considerando que está operando en estado estacionario sin interrupción de la corriente de regulación (la corriente interna en el convertor); esto es que el valor de la corriente de regulación es distinto de cero e igual al comienzo y al final del ciclo de encendido-apagado de los elementos de control de energía del circuito de regulación.

Si la corriente de carga en el régimen sin interrupción de corriente es menor a un valor crítico mínimo se entra en el otro estado estacionario posible: el régimen de operación con corriente interrumpida, en el cual la corriente de regulación se hace nula antes de terminar el intervalo de apagado en cada ciclo de conmutación. Cada uno de los regímenes estacionarios están definidos por un sistema de ecuaciones específico.

Cuando resulta necesario estudiar estados no estacionarios, en los cuales el valor final de la corriente de regulación es distinto en cada intervalo de conmutación, por ejemplo para analizar el proceso de encendido o el de apagado, se debe partir de un estado estacionario estable y estudiar la evolución de los parámetros voltaje y corriente en el tiempo hasta que se alcance el estado estacionario estable final deseado. Este análisis puede ser muy laborioso si se realiza a mano, por lo que es aconsejable emplear un simulador circuital que opere en tiempo real, tal como SPICE.

Durante el proceso de análisis para determinar el comportamiento del circuito todos los componentes del convertidor analizado se considerarán ideales. De ser necesario las fórmulas básicas así obtenidas pueden modificarse incluyendo los elementos no ideales que interesen en el análisis exacto del comportamiento del circuito para propósito del cálculo de las pérdidas.

Específicamente, dada la hipótesis de idealidad, los procesos de conmutación se consideran instantáneos.

Para calcular las pérdidas por conmutación será necesario tomar en cuenta las características reales de conmutación de los dispositivos, y la interacción entre ellos.

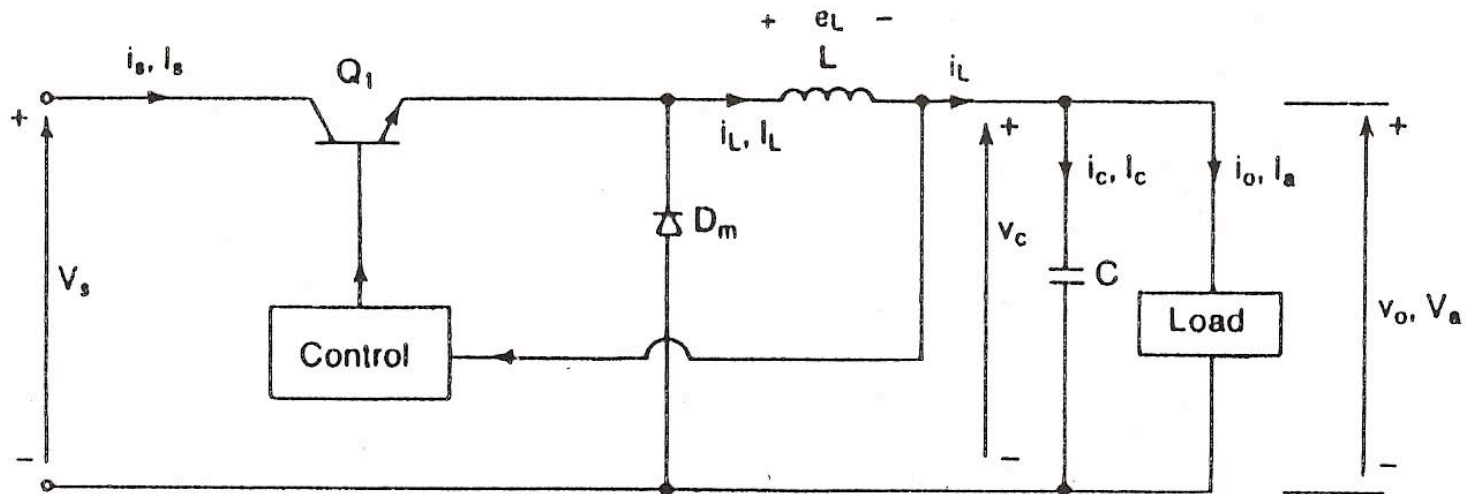
Se recomienda ayudarse en estos cálculos con programas de simulación circuital en tiempo real que permitan emplear modelos reales de los dispositivos, tales como SPICE, y comprobar los resultados previstos por la simulación con mediciones hechas sobre un prototipo real del conmutador bajo estudio.

Dado que las trayectorias de conmutación son afectadas por componentes parásitos en el circuito, las mediciones relacionadas con los procesos de conmutación sobre un circuito de pruebas que no sea igual a la versión final (por ejemplo, en ProtoBoard, o incluso armado en una tarjeta de prototipo soldada) pueden dar resultados no aplicables a la versión final.



**Configuraciones sin transformador de aislamiento.**

## I-Regulador reductor de voltaje (regulador "buck").



Circuito conversor DC/DC reductor (Buck converter) en la configuración básica de fuente de tensión regulada.

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 está caracterizado por un circuito equivalente.

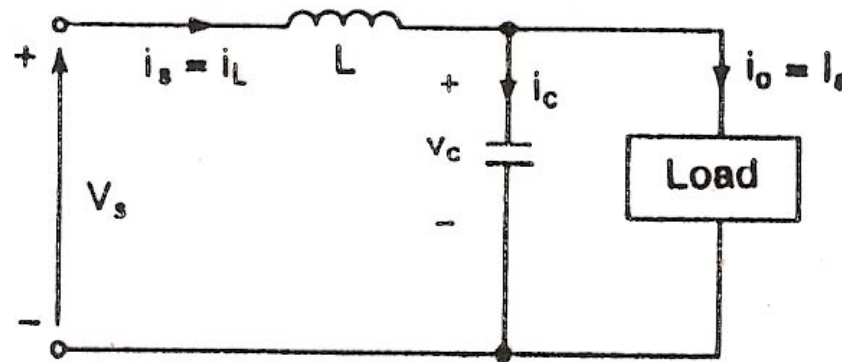
Operación en modo de corriente no interrumpida.

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. La tensión de alimentación  $V_s$  queda aplicada entre el cátodo y el ánodo del diodo  $D_m$ , el cual queda polarizado en inverso, por lo que puede ser reemplazado en primera aproximación por un circuito abierto.

El circuito equivalente de este modo de operación es:



Circuito equivalente del modo 1 de operación.

La tensión sobre la inductancia es:

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

Si  $V_s > V_a$ , la corriente  $i_L$  crece cuando Q esta conduciendo.

Si  $t_1$  es el tiempo de conducción,  $I_1$  el valor inicial de la corriente e  $I_2$  el valor final, se cumple:

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

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

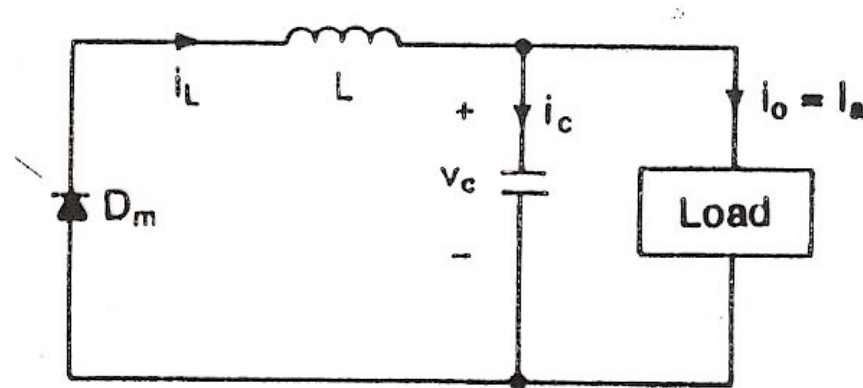
donde  $\Delta I$  es la variación de corriente en el intervalo, esto es, el rizado de corriente.

## Modo de operación 2.

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. La energía atrapada en el campo magnético de la inductancia  $L$  obliga a que la corriente  $i_L$  siga circulando, lo que fuerza al diodo  $D_m$  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:



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:

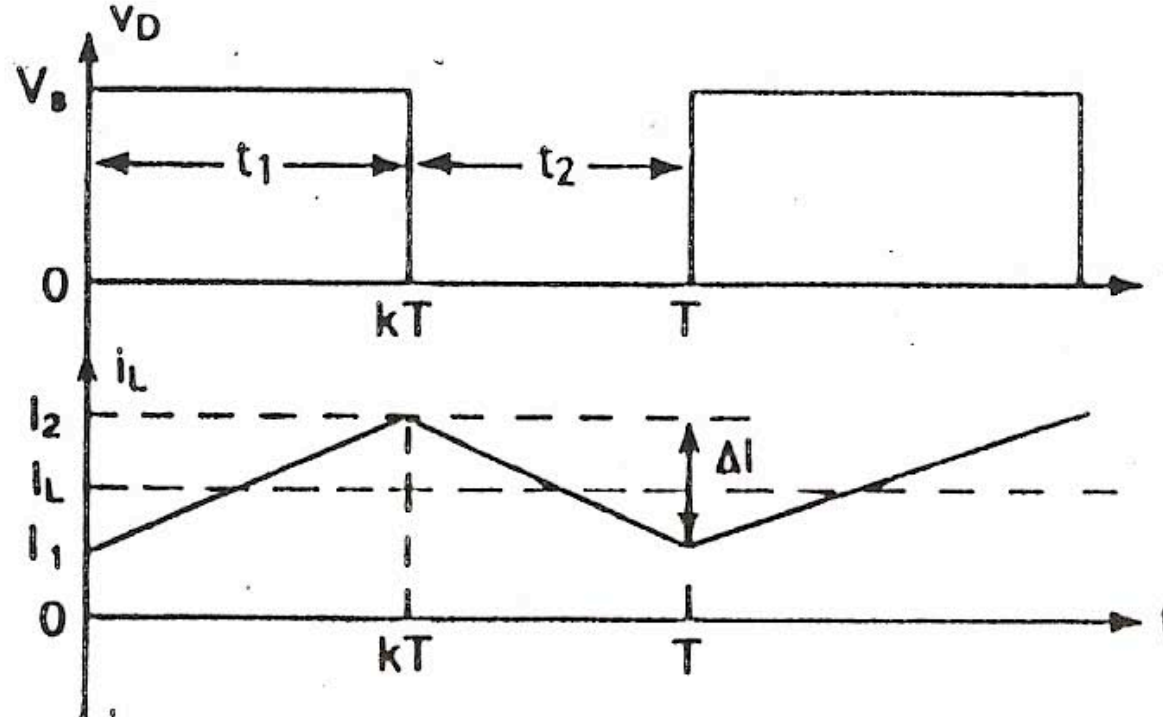
$$-V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (4)$$

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

de donde, para que la operación sea cíclica:

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





Formas de onda ideales de corriente y voltaje en el regulador DC/DC reductor.

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

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

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

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

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

Dado que  $0 \leq k \leq 1$ , se cumple que  $0 \leq V_a \leq V_s$

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

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

y la corriente promedio de entrada es:

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

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

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

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

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

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

El rizado de corriente es 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.

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 o igual al valor máximo,  $L_m$ , es:

$$L_m = \frac{V_s}{4f\Delta I_M} \quad (18)$$

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,  $f_{mp}$ .



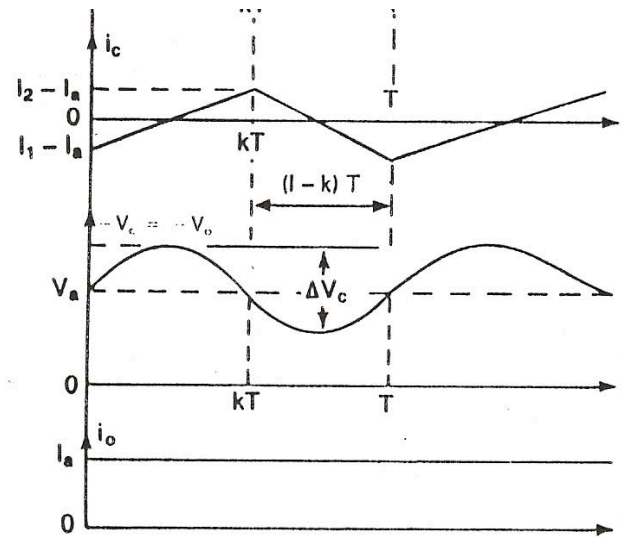
Por Kirchoff, la corriente en la inductancia,  $i_L$ , es:

$$i_L = i_C + i_o \quad (19)$$

Si se supone carga constante y variaciones pequeñas en el voltaje de salida, se puede asumir que la variación en la corriente de salida es despreciable, luego se cumple en todo momento:

$$\Delta i_L = \Delta i_C \quad (20)$$

Pero en un ciclo completo  $\Delta i_C = 0$ , ya que de lo contrario hay cambios en el voltaje de salida.



## Formas de onda ideales de corriente y voltaje en el filtro del regulador DC/DC reductor

Por lo tanto el valor de la corriente que carga el condensador en un semi-período (y lo descarga en el otro) es:

$$I_c = \frac{\Delta I}{4} \quad (21)$$

La tensión en el condensador es:

$$v_c = \frac{1}{C} \int i_c dt + v_c(t = 0) \quad (22)$$

y el rizado pico a pico de voltaje en el condensador es:

$$\Delta V_c = v_c(t) - v_c(t = 0) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I dt}{4} = \frac{\Delta I T}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC} \quad (23)$$

y, reemplazando  $\Delta I$  por su expresión calculada en las ecuaciones 13 o 14, e incluyendo los valores ya definidos de  $L_m$ , y  $f_{mp}$ , se tiene:

$$\Delta V_c = \frac{V_a(V_s - V_a)}{8L_m C f_{mp}^2 V_s} \quad (24)$$

$$\Delta V_c = \frac{V_s k(1-k)}{8L_m C f_{mp}^2} \quad (25)$$

El rizado de voltaje es inversamente proporcional al valor de la inductancia, al del condensador y al de la frecuencia de conmutación.

Adicionalmente se observa que:

$$\Delta V_c(k=0) = \Delta V_c(k=1) = 0 \quad (26)$$

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

$$\frac{d[\Delta V_c(k)]}{dk} = 0 = \frac{d\left[\frac{V_s k(1-k)}{8L_m C f_{mp}^2}\right]}{dk} \quad (27)$$

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

$$\Delta V_c(0,5) = \Delta V_{cM} = \frac{V_s 0,5(1-0,5)}{8LC f^2} = 0,25 \frac{V_s}{8L_m C f_{mp}^2}$$

$$\Delta V_c(0,5) = \Delta V_{cM} = \frac{V_s}{32L_m C f_{mp}^2} \quad (28)$$

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

Dado un valor máximo de rizado de voltaje permisible en el diseño,  $\Delta V_{cM}$ , la capacidad mínima necesaria para asegurar que el rizado sea siempre menor a igual al valor máximo,  $C_m$ , es:

$$C_m = \frac{V_s}{32L_m \Delta V_{cM} f_{mp}^2} \quad (29)$$

En una situación de diseño, las especificaciones deben definir los valores máximos permisibles para los rizados de corriente y de tensión, en base a los cuales se calcularán los valores críticos de las reactancias ( $L_m$  y  $C_m$ ).

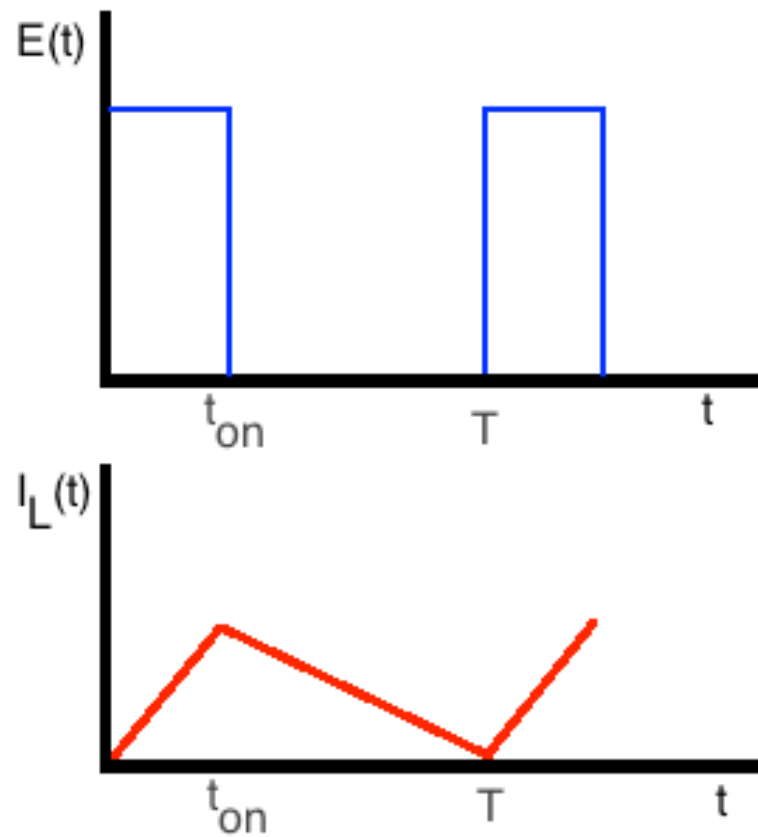
Nótese que los valores  $L_m$  y  $C_m$  dados por las ecuaciones 18 y 29 son los menores que permiten cumplir con las condiciones de rizado de corriente y voltaje consideradas. Emplear valores más grandes que éstos simplemente reduce el nivel de rizado por debajo del especificado, lo cual es generalmente aceptable, si no resulta en componentes demasiado grandes.



Por otra parte, como lo que se suele desear es minimizar el volumen y el peso del filtro, es posible que el tamaño del filtro pueda ser reducido aún más, operando por ensayo y error a partir de éstos valores, usando una inductancia mayor que  $L_m$ , para forzar un condensador más pequeño que el  $C_m$  calculado según (29).

## Condición de conducción crítica.

El circuito conversor entra en la situación crítica cuando el valor de la corriente promedio en la inductancia alcanza el valor  $\bar{I}_{Lm}$ , con el cual la corriente en la inductancia se anula exactamente en el instante final del intervalo de apagado del dispositivo de control de potencia.



Formas de onda de voltaje y corriente en la inductancia en condición de corriente crítica.

El valor de la corriente crítica,  $\bar{I}_{Lm}$ , es:

$$0 = \bar{I}_{Lm} - \frac{\Delta I_L}{2} \rightarrow \bar{I}_{Lm} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (30)$$

$$\bar{I}_{Lc} = \frac{(1-k)kV_s}{2fL} \quad (31)$$

Existen dos posibilidades:

1.- Si ya se ha definido un valor de L, por ejemplo el  $L_{\min}$  definido para mantener el rizado por debajo de un valor de rizado máximo permitido, de acuerdo con la ecuación 18, en cuyo caso el valor de la corriente crítica está definido por:

$$\bar{I}_{Lc} = \frac{(1-k)kV_s}{2fL_{\min}} \quad (32)$$

2.- Si no está definido un valor de L, se puede definir el valor de inductancia que produzca un valor específico de corriente crítica:

$$L_{\min c} = \frac{(1-k)V_s}{2f\bar{I}_{Lc}} \quad (33)$$

## Especificaciones de los componentes

### I.- $Q_1$

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

$$V_{Q1b} = (V_{s\max} + V_{onD1})(1 + fsv) \quad (34)$$

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:

$$I_{Q1p} = \left( I_{0\max} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) (1 + fsi) = \left( I_{0\max} + \frac{V_{s\max}}{8fL} \right) (1 + fsi) \quad (35)$$

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:

$$V_{KAm} = V_{s\max}(1 + fsv) \quad (36)$$

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:

$$I_{Dmp} = \left( I_{0\max} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) (1 + fsi) = \left( I_{0\max} + \frac{V_{s\max}}{8fL} \right) (1 + fsi) \quad (37)$$

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.

## Ejemplo 1: Análisis.

Dado un circuito regulador reductor que se asume operando en régimen de corriente no interrumpida, en el cual:

Tensión de alimentación: 100V

$L=120\text{mH}$

$C=300\mu\text{F}$

Frecuencia de conmutación: 1kHz

Tiempo de encendido: 0,6ms

Carga equivalente:  $500\Omega$

**Determine:**

- 1.- Valores de tensiones y corrientes de interés.**
- 2.- Valor del rizado de corriente en la inductancia.**
- 3.- Pruebe que se opera en el régimen de corriente no interrumpida.**
- 4.- Rizado de voltaje en la salida.**

1.- Valores de interés:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1 * 10^3} = 1 * 10^{-3} s$$

De acuerdo con la ec. 7, el ciclo de trabajo es:

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

De acuerdo con la ec. 9, la tensión de salida es:

$$V_a = kV_s = 0,6 * 100V = 60V$$

La corriente promedio en la carga es:

$$\bar{I}_R = \frac{V_a}{R} = \frac{60V}{500\Omega} = 0,12A$$

En régimen estacionario la corriente promedio en el condensador es cero, luego la corriente promedio en la carga es igual a la corriente promedio en la inductancia, luego:

$$\bar{I}_L = \bar{I}_R = 0,12A$$

De acuerdo con ec.11, la corriente promedio en el transistor de paso es:

$$\bar{I}_s = k\bar{I}_a = 0,6 * 0,12A = 0,072mA$$

2.- valor del rizado de corriente en la inductancia.

De acuerdo con ec.3, el rizado de corriente es:

$$\Delta I_L = \frac{(V_s - V_a)t_{on}}{L} = \frac{(100V - 60V)0,6 * 10^{-3}}{120 * 10^{-3} H} = 0,2A$$

3.- Pruebe que se opera en el régimen de corriente no interrumpida.

De acuerdo con la ec. 30:

$$\bar{I}_{L\min} = \bar{I}_{Lc} - \frac{\Delta_L}{2} = 0,12A - \frac{0,2A}{2} = 0,02 > 0$$

La corriente mínima al final del intervalo es mayor que cero, luego se cumple la condición de operación en régimen de corriente no interrumpida.

4.- Rizado de voltaje en la salida.

De acuerdo con la ec. 23:

$$\Delta V_c = \frac{\Delta I_L}{8fC} = \frac{0,2A}{8 * 1 * 10^3 Hz * 300 * 10^{-6} F} = 0,08V$$

## Ejemplo 2: Diseño.

Diseñar un circuito regulador reductor con las siguientes características.

Tensión de entrada: 160VDC con un rizado de +/-10V

Tensión de salida: 20VDC

Rizado de tensión de salida: 1% máximo.

Corriente de salida: variable entre 5A y 10A

Operación a 25kHz (ultrasónica)

Se debe operar siempre en régimen de corriente no interrumpida.

Defina los componentes a usar.



## 1.- Rango de tensión de entrada:

$$V_{sM} = 170V$$

Este es el voltaje mínimo que deben soportar los componentes semiconductores (diodo y transistor de paso).

$$V_{sm} = 150V$$

## 2.- factor k

$$V_a = kV_s \rightarrow k = \frac{V_a}{V_s}$$

$$k_M = \frac{V_a}{V_{sm}} = \frac{20V}{150V} = 0,1333$$

$$k_m = \frac{V_a}{V_{sM}} = \frac{20V}{170V} = 0,1176$$

$$0,1176 \leq k \leq 0,1333 \leq 0,5$$

### 3.- Rizado de corriente.

Este valor no queda definido por las especificaciones, ya que es un factor interno y, por lo tanto, queda a criterio del diseñador.

Se tiene que la corriente máxima en la carga son 10A y, como se trabaja en estado estacionario, se cumple que la corriente promedio en la inductancia debe siempre ser igual a la corriente de carga.

Por lo tanto la corriente máxima que deben soportar los dispositivos semiconductores es:

$$I_{pS} = \bar{I}_{LM} + \frac{\Delta I_L}{2} = 10A + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Una revisión (rápida y no exhaustiva<sup>9</sup> de los MOSFETs disponibles en el mercado (DigiKey) presenta dos candidatos con mas de 10A de corriente pico, el STD20FN20, con 11A de corriente continua a 100°C de temperatura de juntura, a \$0,86 (precio unitario) y el PHP20NQ20T, con 14A de corriente continua a 100°C de temperatura de juntura, a \$1,34 (precio unitario).

Cualquiera de los dos es técnicamente aceptable, pero seleccionando el segundo se podrá aceptar un rizado de corriente mayor, lo que requerirá una inductancia menor, lo que puede ser de interés, así que el segundo será usado en el diseño (en un caso real se deben considerar ambos en dos diseños paralelos y comparar los resultados finales).

Para tener un margen de seguridad se asigna:

$$\frac{\Delta I_L}{2} = 3A \rightarrow \Delta I_L = 6A$$

Para una corriente pico en los semiconductores del orden de 13A.

#### 4.- inductancia:

El valor mínimo de la inductancia que asegura el rizado deseado es:

$$L_m = \frac{V_{sM}}{4f\Delta I_{LM}} = \frac{170V}{4 * 25 * 10^3 Hz * 6A} = 0,2833 * 10^{-3} H$$

$$L_m = 283,3mH \rightarrow L \geq 283,3mH$$

5.- Prueba que se opera en el régimen de corriente no interrumpida.

$$I_{L\min} = \bar{I}_{L\min} - \frac{\Delta I_L}{2} = 5A - \frac{6A}{2} = 2A > 0$$

El margen es amplio.

## 6.- Condensador.

El rizado máximo a la salida es el 1% del voltaje de salida:

$$\Delta V_{cM} = 0,01 * 20V = 0,2V$$

El valor mínimo del condensador esta dado por:

$$C_m = \frac{V_{sM}}{32L_m \Delta V_{cM} f^2}$$

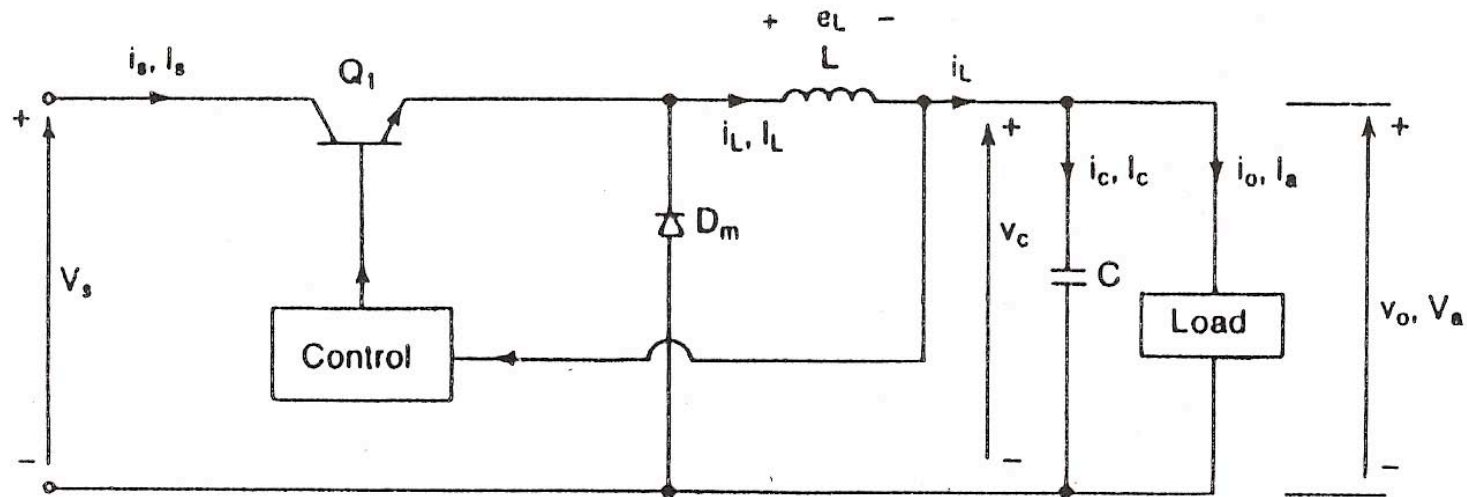
$$C_m = \frac{170V}{32 * 0,2833 * 10^{-3} H * 0,2V * (25 * 10^3 Hz)^2}$$



$$C_m = 0,15 * 10^{-3} F = 150 \mu F$$

$$C \geq 150 \mu F$$

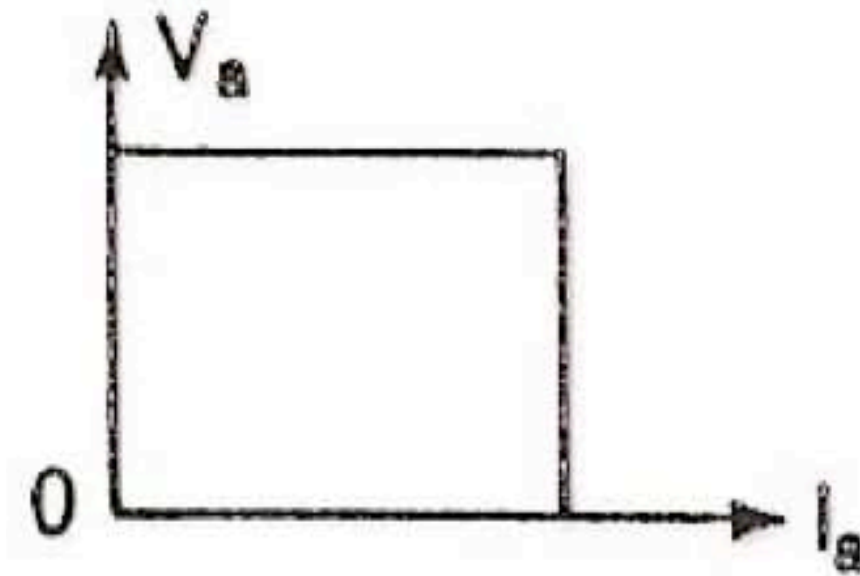
## Cuadrantes de operación.



Circuito conversor DC/DC reductor básico.

Por construcción en el conversor DC/DC reductor básico la tensión  $V_o$  es siempre positiva.

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



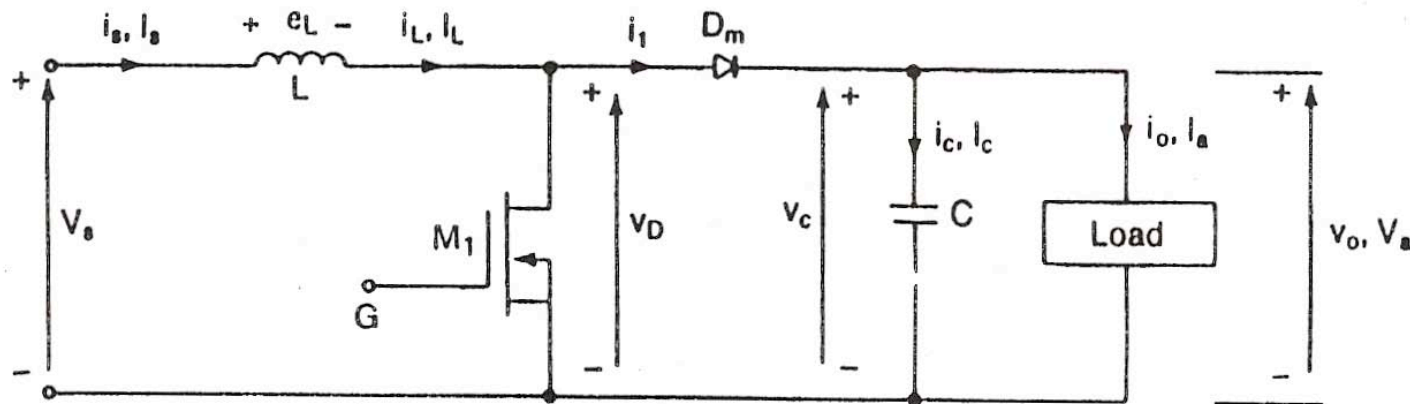
Cuadrante natural de operación del conversor DC/DC reductor básico con carga pasiva.

Si la carga es activa y trata de inyectar corriente en la fuente, cambiando el sentido de  $i_o$ , esta corriente entrante solo podrá circular a través del condensador, el cual se cargará a una tensión superior a la deseada, interfiriendo con la operación del circuito convertidor y, eventualmente, produciendo una falla por sobre tensión.

Dado que esta forma de operación no debe ser permitida, cuando el convertidor DC/DC reductor trabaja con cargas activas, el diseñador debe intercalar un diodo auxiliar de bloqueo de corriente inversa para asegurar que también con cargas activas el convertidor DC/DC reductor opere siempre solo en el primer cuadrante.

Si a priori no se conoce la naturaleza de la carga que será conectada, el diodo de auxiliar de bloqueo de corriente inversa debe incluirse como medida genérica de protección.

## II-Regulador elevador de voltaje (regulador "boost").



Circuito conversor DC/DC elevador (Boost converter) en la configuración básica de fuente de tensión regulada.

Hay un solo conmutador completamente controlado (el dispositivo  $M_1$ ), por lo que el circuito tiene solo dos modos de operación, según  $M_1$  este encendido o apagado. Cada uno de los modos de operación está caracterizado por un circuito equivalente.

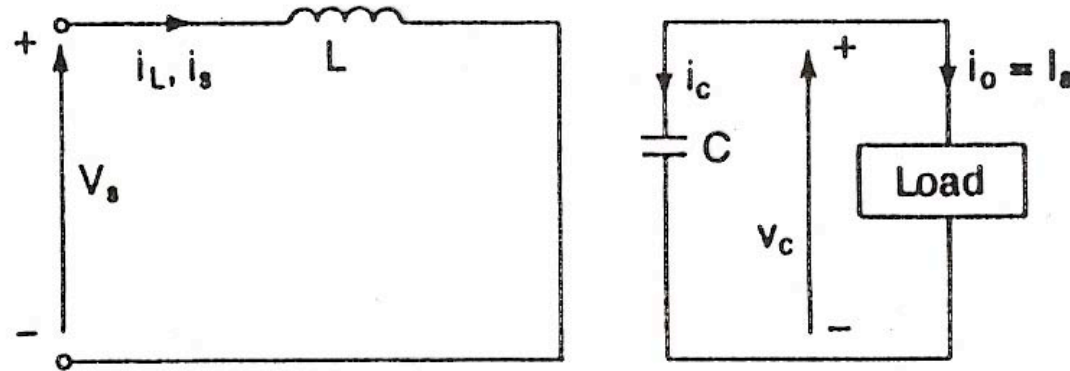
Operación en régimen de corriente no interrumpida.

Modo de operación 1.

El conmutador  $M_1$  encendido.

En el modo 1 el conmutador  $M_1$  está encendido, por lo que puede ser reemplazado en primera aproximación por un cortocircuito. El ánodo del diodo  $D_m$  queda conectado a tierra, 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  $M_1$  esta conduciendo. Si  $t_1$  es el tiempo de conducción,  $I_1$  el valor inicial de la corriente e  $I_2$  el valor final, se cumple:

$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (38)$$

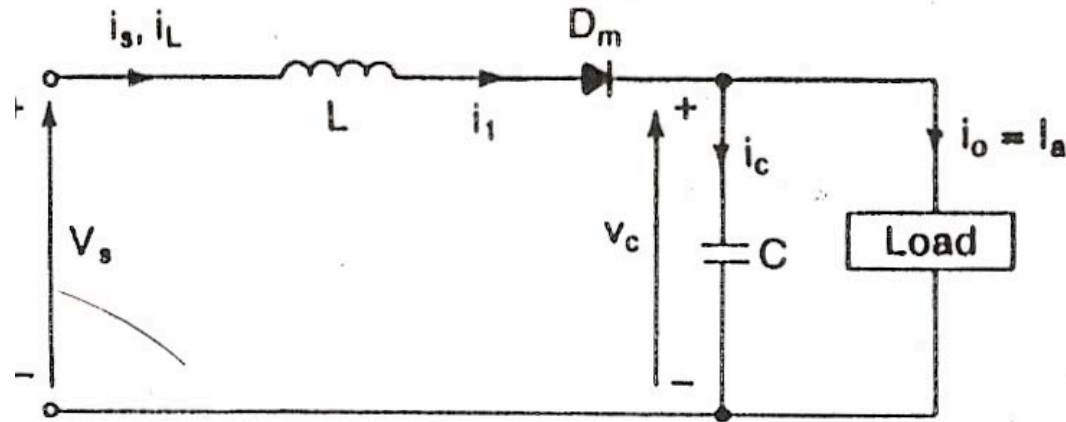
$$\Delta I = \frac{t_1 V_s}{L} \quad (39)$$



## Modo 2 de operación El conmutador $M_1$ apagado.

En el modo 2 el conmutador  $M_1$  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 ánodo del diodo  $D_m$  queda conectado a una tensión igual a  $V_s + e_L > V_c$ , lo que fuerza al diodo  $D_m$  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.

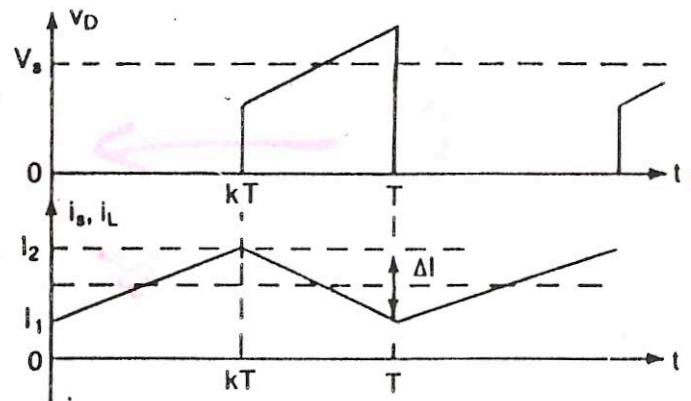
En esas condiciones, cuando  $M_1$  está apagado conduce el diodo  $D_m$ , y la corriente  $i_L$  se reduce. Si el intervalo de apagado es  $t_2$ , y el circuito opera en estado estacionario, la corriente final en este intervalo será igual a la inicial en el intervalo anterior, luego:

$$V_s - V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (40)$$

$$\Delta I = \frac{t_2(V_a - V_s)}{L} \quad (41)$$

de donde, para que la operación sea cíclica:

$$|\Delta I| = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{(V_a - V_s) t_2}{L} \quad (42)$$



Formas de onda ideales en el regulador DC/DC elevador

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

$$t_1 = kT \quad (43)$$

$$t_2 = (1 - k)T \quad (44)$$

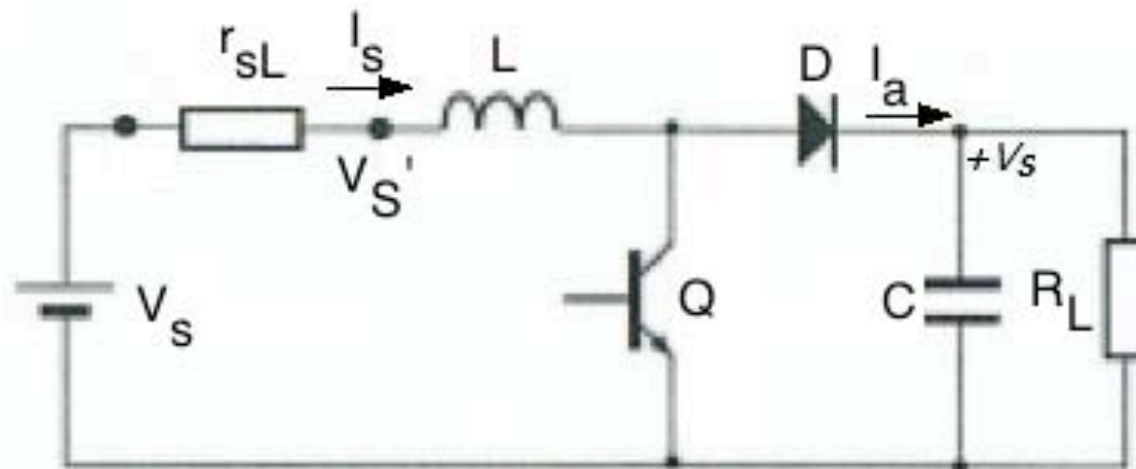
la ecuación (42) permite expresar la tensión de salida,  $V_a$ , como:

$$V_a = V_s \frac{T}{t_2} = \frac{V_s}{1 - k} \quad (45)$$

Dado que  $0 \leq k \leq 1$ , se cumple matemáticamente que

$$V_s \leq V_a \leq \infty$$

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 mas completo, en el cual se incorpora la resistencia serie de la inductancia,  $r_{sL}$ .



Circuito convertidor elevador considerando la resistencia serie de la inductancia.

Considerando el bloque conversor ideal:

$$V_a = \frac{V_s'}{1-k} \rightarrow V_s' = V_a(1-k) \quad (46)$$

$$V_s' = V_s - r_{sL}I_s = V_a(1-k) \quad (47)$$

$$I_s = \frac{I_a}{1-k} \quad (48)$$

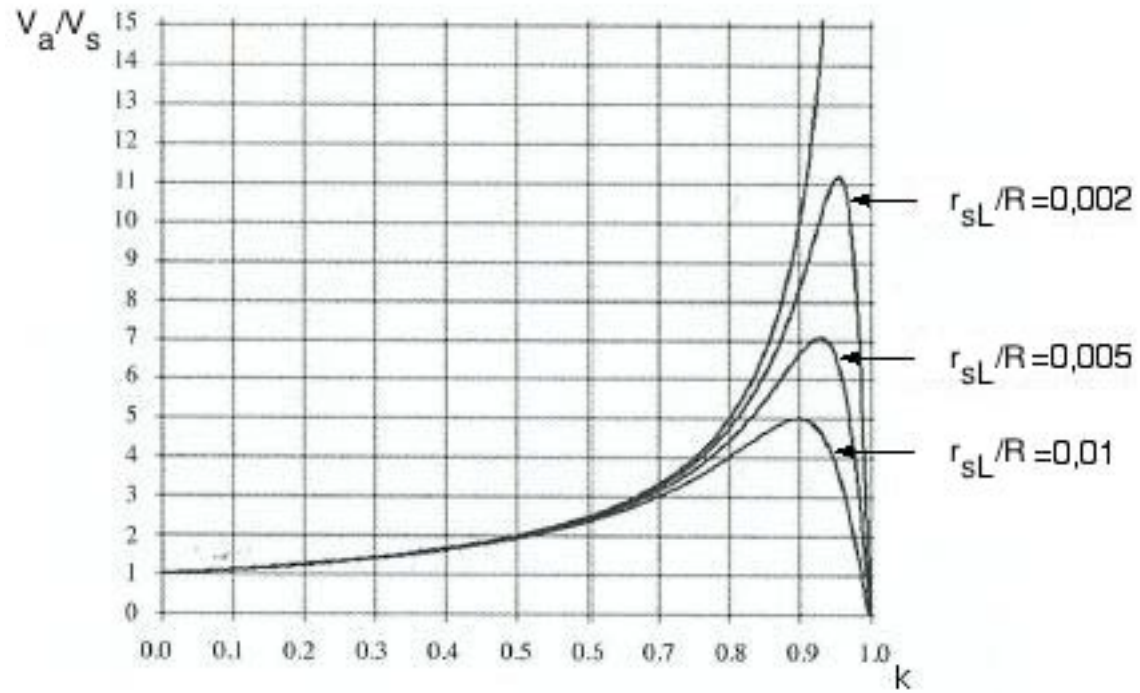
y, operando:

$$\frac{V_a}{V_s} = \frac{1}{(1-k) + \frac{r_{sL}}{R}(1-k)} \quad (49)$$

En estas condiciones, para cualquier  $r_{sL} > 0$  se cumple:

$$\frac{V_a}{V_s} \Rightarrow 0 \quad \text{cuando} \quad k \Rightarrow 1 \quad (50)$$





Relaciones  $V_a/V_s$  obtenibles para distintas relaciones  $r_{sL}/R$ , en función de  $k$ .

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

$$\frac{d\left(\frac{V_a}{V_s}\right)}{dk} = 0 = \frac{d\left(\frac{1}{(1-k) + \frac{r_{sL}}{R}\left(\frac{1}{1-k}\right)}\right)}{dk} \quad (51)$$

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 del conversor elevador queda acotado en el intervalo  $0 \leq k \leq k_M$ , en el cual la tensión de salida es monótonamente creciente, aunque la función de crecimiento evidentemente no es lineal.

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

$$P = V_s I_s = V_a I_a = \frac{V_s I_a}{1-k} \quad (52)$$

y la corriente promedio de entrada es:

$$I_s = \frac{I_a}{1-k} \quad (53)$$

Por supuesto esta ecuación solo se puede aplicar para:

$$0 \leq k \leq k_M$$

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

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_a - V_s} + \frac{\Delta I L}{V_a} = \frac{\Delta I L V_s}{V_a (V_a - V_s)} \quad (54)$$

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

$$\Delta I = \frac{(V_a - V_s) V_s}{f L V_a} \quad (55)$$

$$\Delta I = \frac{k V_s}{f L} \quad (56)$$

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 teórico ocurre con  $k=1$ :

$$\Delta I(k=1) = \Delta I_M = \frac{V_s}{fL} \quad (57)$$

Dado que no es posible operar con  $k=1$ , el rizado máximo en operación,  $\Delta I_{MO}$ , ocurrirá cuando se opere con el  $k$  máximo alcanzable,  $k_M$  (con  $k_M < 1$ ), la inductancia mínima necesaria para asegurar que el rizado teórico sea siempre menor o igual al valor máximo,  $L_m$ , es, reemplazando en la ecuación 56:

$$L_m = \frac{V_s k_M}{f \Delta I_{MO}} \quad (58)$$

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 M está encendido, el condensador suministra la corriente de carga. El rizado pico a pico en  $V_c$  es:

$$\Delta V_c = v_c(t) - v_c(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_a dt = \frac{I_a t_1}{C} \quad (59)$$

de las ecuaciones 42 y 45 se obtiene:

$$t_1 = \frac{(V_a - V_s)}{V_a f} \quad (60)$$



Reemplazando esta expresión en 57 se tiene que el rizado en el condensador puede expresarse como:

$$\Delta V_c = \frac{I_a(V_a - V_s)}{V_a f C} \quad (61)$$

$$\Delta V_c = \frac{I_a k}{f C} \quad (62)$$

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 ocurre con  $k=1$ :

$$\Delta V_c(k=1) = \Delta V_{cM} = \frac{I_a}{fC} \quad (63)$$

Dado que no es posible operar con  $k=1$ , el rizado máximo en operación,  $\Delta V_{cMo}$ , ocurrirá cuando se opere con el  $k$  máximo alcanzable,  $k_M$  (con  $k_M < 1$ ), y la capacidad mínima necesaria para asegurar que el rizado sea siempre menor o igual al valor máximo deseado,  $C_m$ , es, tomando en cuenta el valor  $f_{mp}$  ya definido y reemplazando en la ecuación 56:

$$C_m = \frac{I_a k_M}{f_{mp} \Delta V_{cMo}} \quad (64)$$

## Condición de conducción crítica.

El circuito conversor entra en la situación crítica cuando el valor de la corriente promedio en la inductancia alcanza el valor  $\bar{I}_{Lm}$ , con el cual la corriente en la inductancia se anula exactamente en el instante final del intervalo de apagado del dispositivo de control de potencia.

$$\bar{I}_{L\min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = 0 \quad (65)$$

En base a las ecuaciones 39 y 48

$$0 = \frac{I_a}{1-k} - \frac{V_s t_1}{2L} \quad (66)$$

Y la inductancia para la que se hace cero la corriente,  
 $L_{mc}$ , es:

$$L_{mc} = \frac{V_s t_1 (1 - k)}{2I_a} \quad (67)$$

## Especificaciones de los componentes

### I.- $M_1$

1.-Tensión de bloqueo directa,  $V_{M1b}$ . Como mínimo debe ser igual a:

$$V_{M1b} = (V_{C\max} + V_{AKD1})(1 + fsv) \quad (68)$$

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:

$$I_{M1p} = \left( I_{S\max} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) (1 + fsi) = \left( I_{S\max} + \frac{V_{s\max}}{2fL} \right) (1 + fsi) \quad (69)$$

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:

$$V_{KAm} = V_{c\max} (1 + fsv) \quad (70)$$

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:

$$I_{Dmp} = \left( I_{s\max} + \frac{\Delta I_M}{2} \right) (1 + fsi) = \left( I_{s\max} + \frac{V_{s\max}}{2fL} \right) (1 + fsi) \quad (71)$$

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.

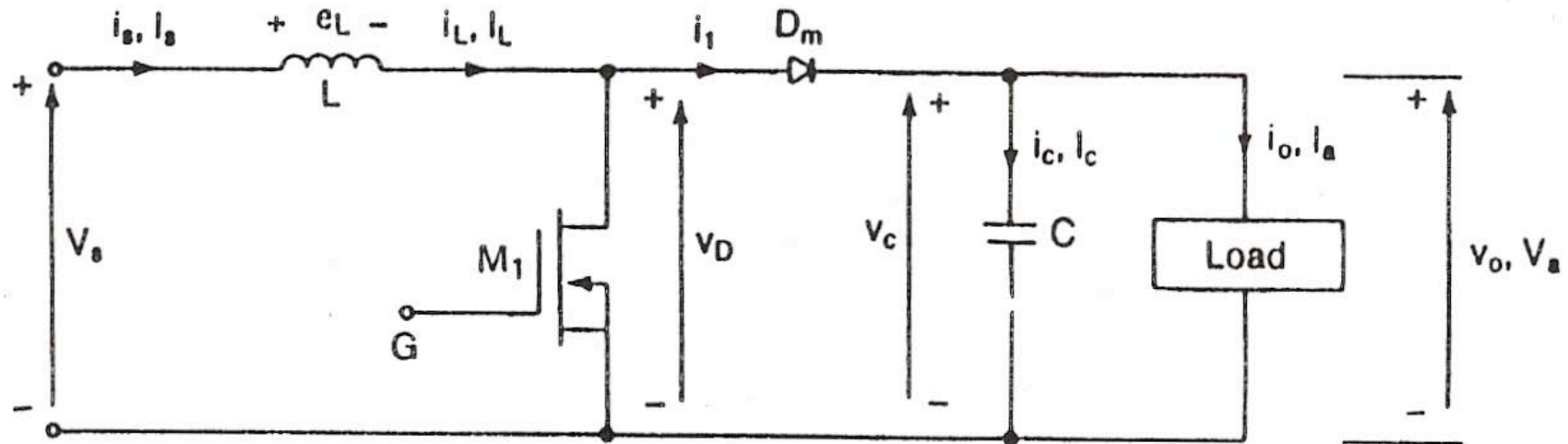
### IV.- C

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.



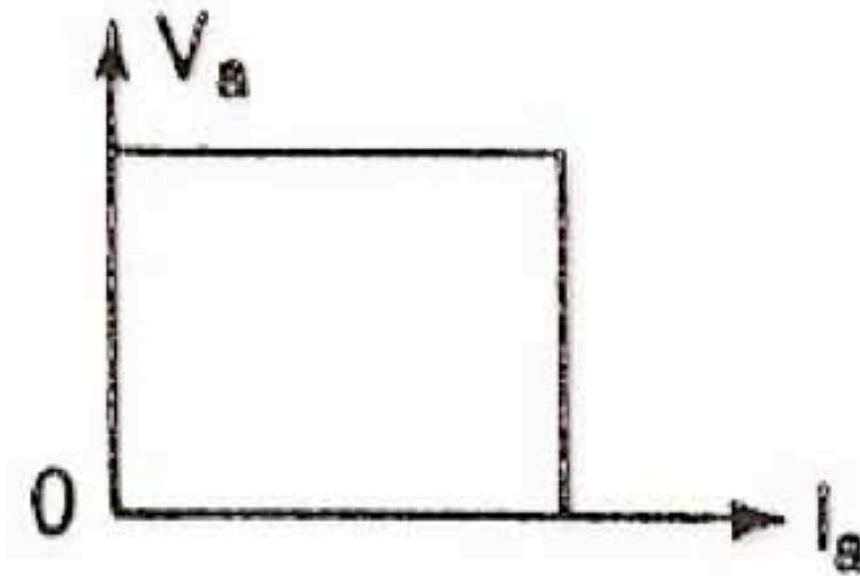
## Cuadrantes de operación.



Circuito conversor DC/DC elevador básico.

Por construcción en el conversor DC/DC reductor básico la tensión  $V_o$  es siempre positiva.

Si la carga es pasiva, esto implica que la corriente de carga  $i_o$  será también siempre positiva, por lo que el conversor trabajará naturalmente siempre 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 elevador básico con carga pasiva.

Si la carga es activa y trata de inyectar corriente en la fuente, cambiando el sentido de  $i_o$ , esta corriente entrante solo podrá circular a través del condensador, el cual se cargará a una tensión superior a la deseada, interfiriendo con la operación del circuito convertidor y, eventualmente, produciendo una falla por sobre tensión.

Dado que esta forma de operación no debe ser permitida, cuando el convertidor DC/DC reductor trabaja con cargas activas, el diseñador debe intercalar un diodo auxiliar de bloqueo de corriente inversa para asegurar que también con cargas activas el convertidor DC/DC reductor opere siempre solo en el primer cuadrante.

Si a priori no se conoce la naturaleza de la carga que será conectada, el diodo auxiliar de bloqueo de corriente inversa debe incluirse como medida genérica de protección.

## Ejemplo 1: Análisis

### Ejemplo 1: Análisis.

Dado un circuito regulador reductor que se asume operando en régimen de corriente no interrumpida, en el cual:

Tensión de alimentación: 100V

$L=120\text{mH}$

$C=300\mu\text{F}$

Frecuencia de conmutación: 1kHz

Tiempo de encendido: 0,6ms

Carga equivalente:  $500\Omega$

**Determine:**

- 1.- Valores de tensiones y corrientes de interés.**
- 2.- Valor del rizado de corriente en la inductancia.**
- 3.- Pruebe que se opera en el régimen de corriente no interrumpida.**
- 4.- Rizado de voltaje en la salida.**

1.- Valores de interés:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1 * 10^3} = 1 * 10^{-3} s$$

De la ec. 43 el ciclo de trabajo es:

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

De acuerdo con la ec. 45, la tensión de salida es:

$$V_a = \frac{V_s}{1 - k} = \frac{100V}{1 - 0,6} = 250V$$

La corriente promedio en la carga es:

$$\bar{I}_R = \frac{V_a}{R} = \frac{250V}{500\Omega} = 0,5A$$

En régimen estacionario la corriente promedio en el condensador es cero, luego la corriente promedio en la carga es igual a la corriente promedio en el diodo, luego:

$$\bar{I}_D = \bar{I}_R = 0,5A$$

De acuerdo con ec.55, la corriente promedio en la inductancia y la fuente es:

$$\bar{I}_s = \bar{I}_L = \frac{I_a}{1-k} = \frac{0,5A}{1-0,6} = 1,25A$$

La corriente promedio en el transistor es:

$$\bar{I}_Q = \bar{I}_s - \bar{I}_D = 1,25A - 0,5A = 0,75A$$



2.- valor del rizado de corriente en la inductancia.

De acuerdo con ec.56, el rizado de corriente es:

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

3.- Pruebe que se opera en el régimen de corriente no interrumpida.

De acuerdo con la ec. 65:

$$\bar{I}_{L\min} = \bar{I}_L - \frac{\Delta_L}{2} = 1,25 \text{ A} - \frac{0,5 \text{ A}}{2} = 1 > 0$$

La corriente mínima al final del intervalo es mayor que cero, luego se cumple la condición de operación en régimen de corriente no interrumpida.

4.- Rizado de voltaje en la salida.

De acuerdo con la ec. 62:

$$\Delta V_c = \frac{I_a k}{fC} = \frac{0,5A * 0,6}{1 * 10^3 Hz * 300 * 10^{-6} F} = 1V$$

$$V_o = 250V \pm 0,5V$$

El rizado es igual al 0,4% de la tensión de salida.

## Ejemplo 2.- Diseño.

Se desea obtener una tensión de 48VDC @ 1A con un rizado máximo de voltaje a la salida de 0,1V, a partir de una tensión de entrada que puede variar entre 24 y 20VDC.

Se debe operar en régimen de corriente no interrumpida y con una frecuencia de conmutación ultrasónica de 30kHz.

1.- Valores de k.

Asumiendo caso ideal

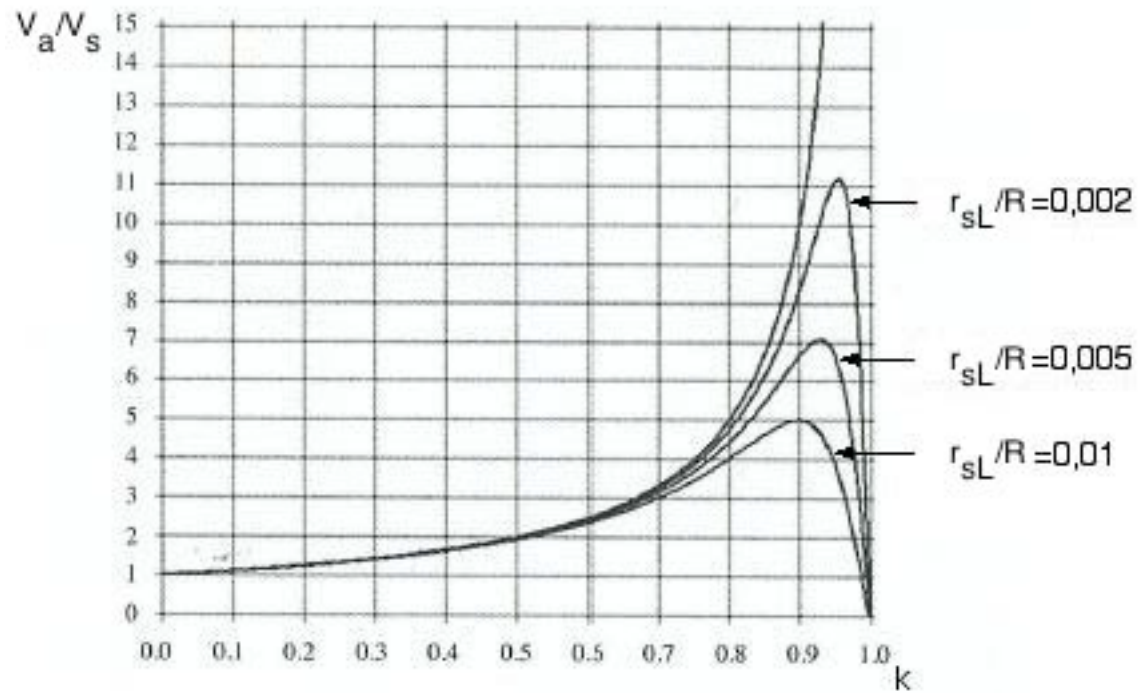
$$V_o = \frac{V_i}{1-k} \Rightarrow k = 1 - \frac{V_i}{V_o}$$

a.-  $k_{\min}$  debe ocurrir cuando la entrada tiene un valor máximo.

$$k_{\min} = 1 - \frac{V_{iMax}}{V_o} = 1 - \frac{24V}{48V} = 0,5$$

b.-  $k_{Max}$  debe ocurrir cuando la entrada tiene un valor máximo.

$$k_{Max} = 1 - \frac{V_{i\min}}{V_o} = 1 - \frac{20V}{48V} = 0,5833$$



Relaciones  $V_a/V_s$  obtenibles para distintas relaciones  $r_{sL}/R$ , en función de  $k$ .

Revisando la curva de relaciones  $V_a/V_s$  obtenibles para distintas relaciones  $r_{sL}/R$ , en función de  $k$  parece claro que para los dos valores de  $k$  calculados el comportamiento ideal no se diferencia del real, así que se pueden usar las fórmulas simplificadas del caso ideal.

2.- Corrientes en la inductancia y la fuente de alimentación de entrada.

La corriente promedio es:

$$\bar{I}_S = \bar{I}_L = \frac{I_o}{1-k}$$

a.-  $\bar{I}_{LMax}$  ocurre cuando  $k=k_{Max}$

$$\bar{I}_{sMax} = \bar{I}_{LMax} = \frac{I_o}{1 - k_{Max}} = \frac{1A}{1 - 0,5833} = 2,3998 A \approx 2,4 A$$

b.-  $\bar{I}_{Lmin}$  ocurre cuando  $k=k_{min}$

$$\bar{I}_{smin} = \bar{I}_{Lmin} = \frac{I_o}{1 - k_{Max}} = \frac{1A}{1 - 0,5} = 2A$$

El valor del rizado crítico que haría que el regulador operase en la condición crítica de frontera con el régimen de corriente interrumpida es:

$$0 = \bar{I}_{Lmin} - \frac{\Delta I_{Lcri}}{2} \Rightarrow \Delta I_{Lcri} = 2\bar{I}_{Lmin} = 2 * 1A = 2A$$

El margen de operación en régimen de corriente no interrumpida es amplio, la selección de un valor de rizado no es crítica.

Como primera alternativa se puede seleccionar un rizado de 1A, valor que es el 50% del rizado crítico.

Con esta selección el valor máximo de la corriente en los semiconductores resulta:

$$I_{TMax} = I_{DMax} = I_{oMax} + \frac{\Delta I_L}{2} \approx 2,4A + 0,5A = 2,9A \approx 3A$$

Dada la frecuencia requerida, lo más adecuado es seleccionar un MOSFET como transistor de paso.



Para tener amplio margen de seguridad en corriente y voltaje, busco MOSFETs con por lo menos 4A de corriente continua y 60V de tensión de bloqueo, ambos a 100°.

En el mercado se encuentra el IRFR024 con 60V y 9A @ 100° características y un costo de \$0,89 (precio unitario); la corriente es bastante mayor de la deseada, pero al no encontrarse otro se le selecciona, porque el precio es razonable.

### 3.- Inductancia.

La inductancia mínima que produce el rizado deseado en todo el rango de voltajes de entrada es:

$$L_m = \frac{V_{sMax} k_M}{f \Delta I} = \frac{24V * 0,5833}{30kHz * 1A} = 0,000466H = 466\mu H$$

#### 4.-Condensador.

El condensador que produce el rizado deseado es:

$$C_m = \frac{I_o k_M}{f \Delta V_c} = \frac{1A * 0,5833}{30kHz * 0,1V} = 0,000194F = 194\mu F$$