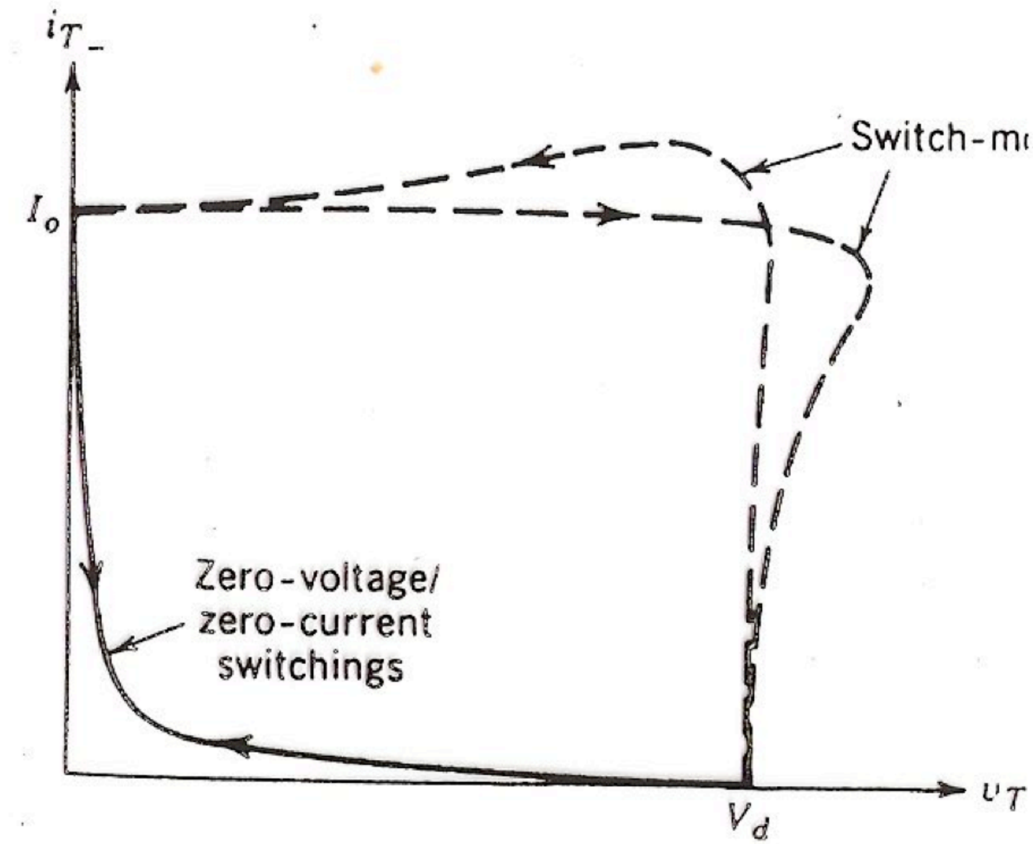
Conversores DC-AC ("inversores") de pulso resonante.

En el caso de una carga genérica LR, las conmutaciones de encendido y apagado de los dispositivos electrónicos de potencia ocurren en condiciones de altas pérdidas, operando en trayectorias críticas en las fronteras de la zona de operación segura.

Esta situación puede ser mejorada notablemente si la carga es un circuito resonante (serie o paralelo).



Comparación de las trayectorias de conmutación.
Conmutación dura: líneas puntadas.
Conmutación suave (resonante): líneas continuas.

En este caso, la aplicación de un pulso de voltaje produce una oscilación sinusoidal de las variables circuitales, por lo que la conmutación se puede producir en el momento que una de las dos variables (corriente o voltaje) en el conmutador cruzan naturalmente por cero, reduciendo las pérdidas de conmutación al mínimo.

Los llamados “inversores resonantes” (o “de pulso resonante”) aprovechan este principio, incluyendo en el circuito los elementos reactivos necesarios para lograr la resonancia.

De acuerdo a su topología, los conversores resonantes se clasifican en los siguientes tipos:

1-Inversores resonantes serie.
2- Inversores resonantes paralelo.
3-Convertidor resonante por conmutación a cero voltaje (conmutación “ZVS”).
4-Convertidor resonante por conmutación a cero corriente (conmutación “ZCS”).
5- Convertidor resonante “ZVS” a dos cuadrantes.
6-Inversores de enlace DC resonante.
7-Convertidor resonante en clase E.
8- Rectificador resonante en clase E.

Inversores resonantes serie.

Esta configuración opera en base a una oscilación resonante de la corriente en la carga.

Los componentes resonantes auxiliares y el dispositivo de conmutación se conectan en serie con la carga, formando un circuito resonante serie sub-amortiguado.

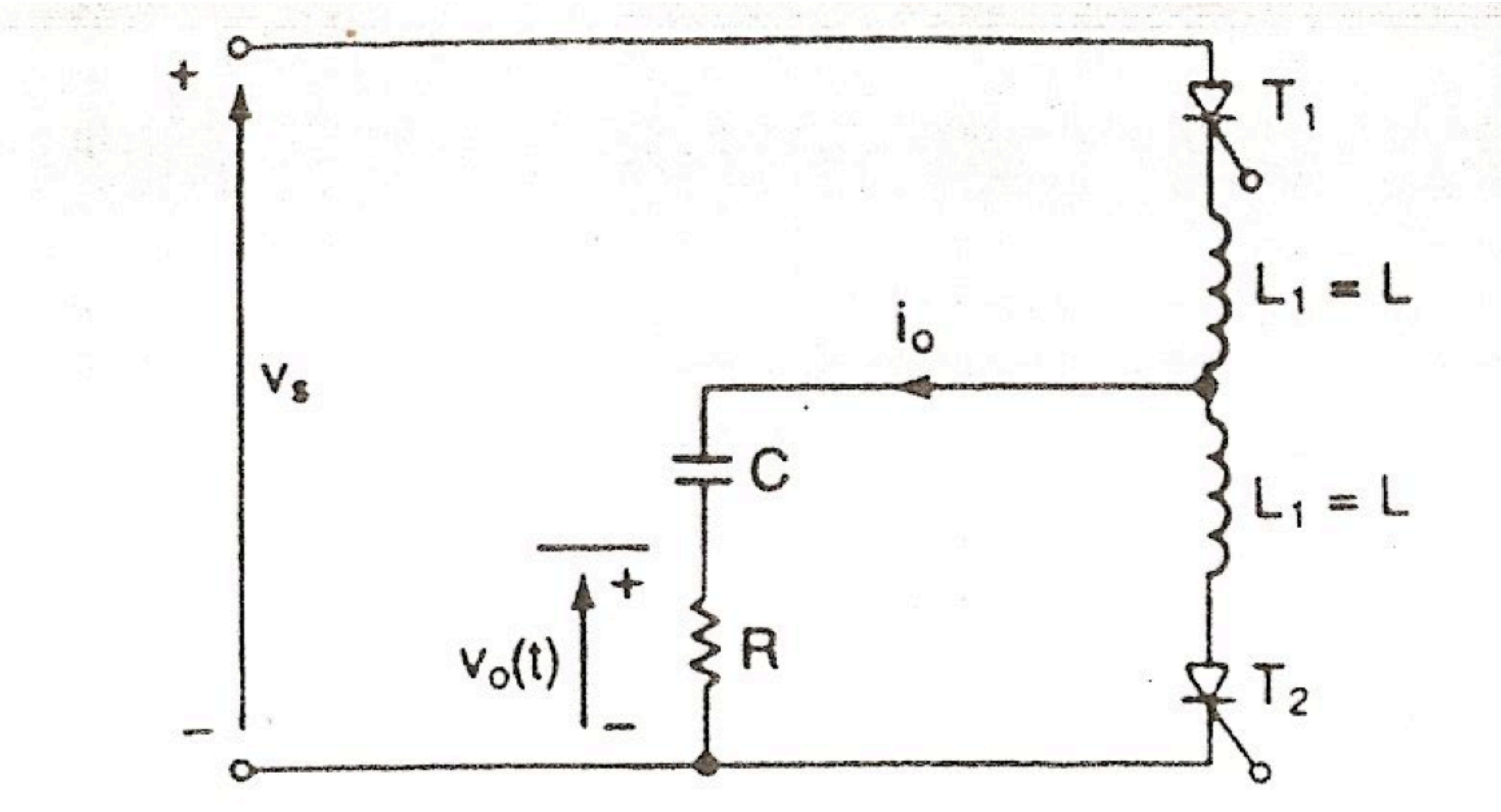
Existen dos alternativas de implementación básicas:

1-Con interruptores unidireccionales.
2- Con interruptores bidireccionales.

Y en cada una de estas dos implementaciones es posible considerar por lo menos tres configuraciones:

1-Inversor resonante serie básico.
2-Inversor resonante serie de medio puente.
3-Inversor resonante serie de puente completo.

Análisis de la operación de un inversor resonante serie básico con dispositivo de control unidireccional.



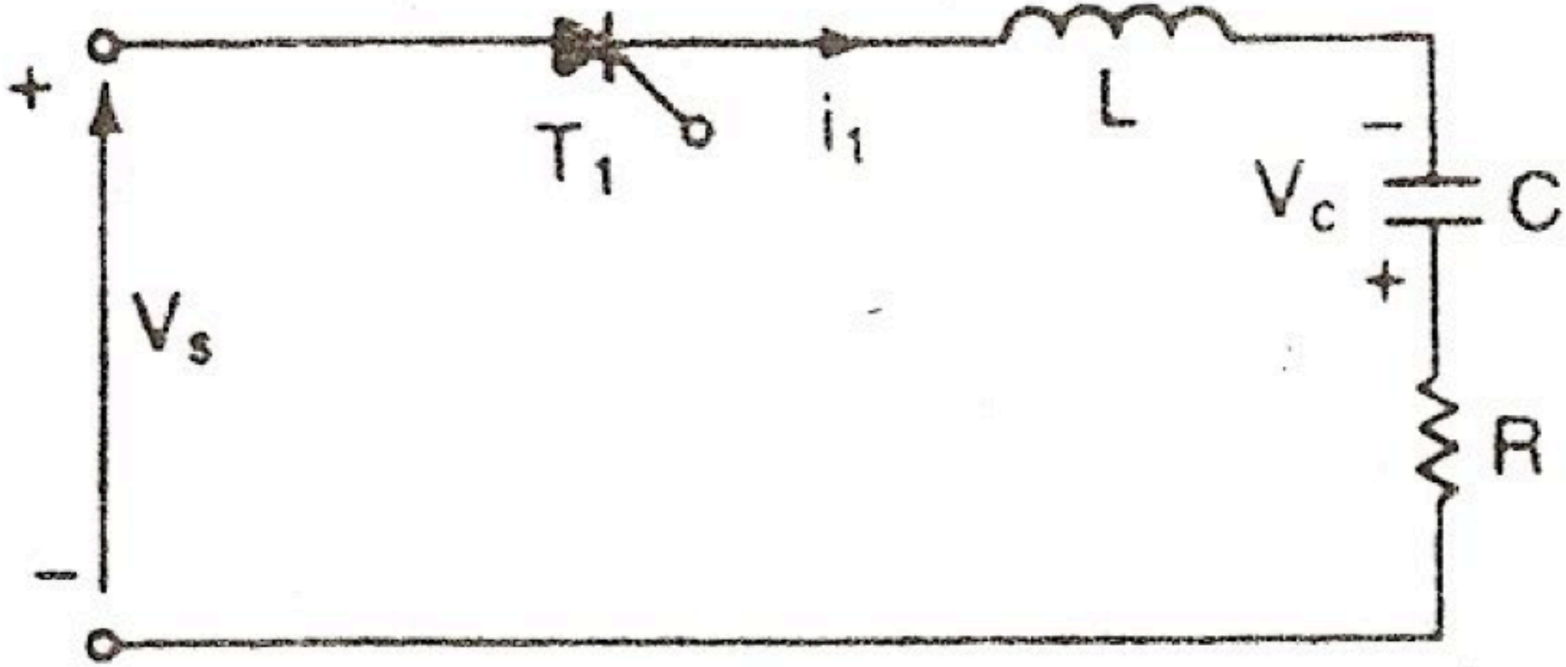
Circuito inversor resonante serie básico con dispositivo de control unidireccional.

Se considera que el circuito es subamortiguado por diseño, esto es:

$$R^2 < \frac{4L}{C}$$

El circuito se analiza considerando que opera en estado estacionario, y que los dispositivos conmutadores son ideales.

Modo 1.



Circuito equivalente en el modo 1.

Operación en modo 1

En t=0 se dispara T_1, iniciando una corriente definida por:

$$L\frac{di_1(t)}{dt}+Ri_1(t)+\frac{1}{C}\int i_1(\tau)d\tau+v_{c1}(0)=V_s$$

Las condiciones iniciales son:

$i_1(0)=0$

$v_c(0)=-V_c$

La solución genérica es:

$$i_1(t) = A_1 e^{-\frac{tR}{2L}} sen\omega_r t$$

donde la frecuencia de resonancia, ω_r es:

$$\omega_r = \left(\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2} \right)^{\frac{1}{2}}$$

La constante A_1 se puede determinar en base a la condición inicial de la corriente y su derivada:

$$\left.\frac{di_1(t)}{dt}\right|_{t=0} = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L}$$

por lo que la corriente resulta:

$$i_1(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} sen\omega_r t$$

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

El voltaje en el condensador es:

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i_1(\tau)d\tau + v_{c1}(0)$$

$$= \frac{-\left(V_s + V_c\right)}{\omega_r} e^{-\alpha t}\left(\alpha sen\omega_r t + \omega_r \cos\omega_r t\right) + V_s$$

En este intervalo la corriente alcanza su valor máximo en el instante t_m, cuando:

$$\left.\frac{di_1(t)}{dt}\right|_{t=t_m} = 0$$

lo que implica:

$$\omega_r e^{-\alpha t_m} \cos \omega_r t_m - \alpha e^{-\alpha t_m} sen \omega_r t_m = 0$$

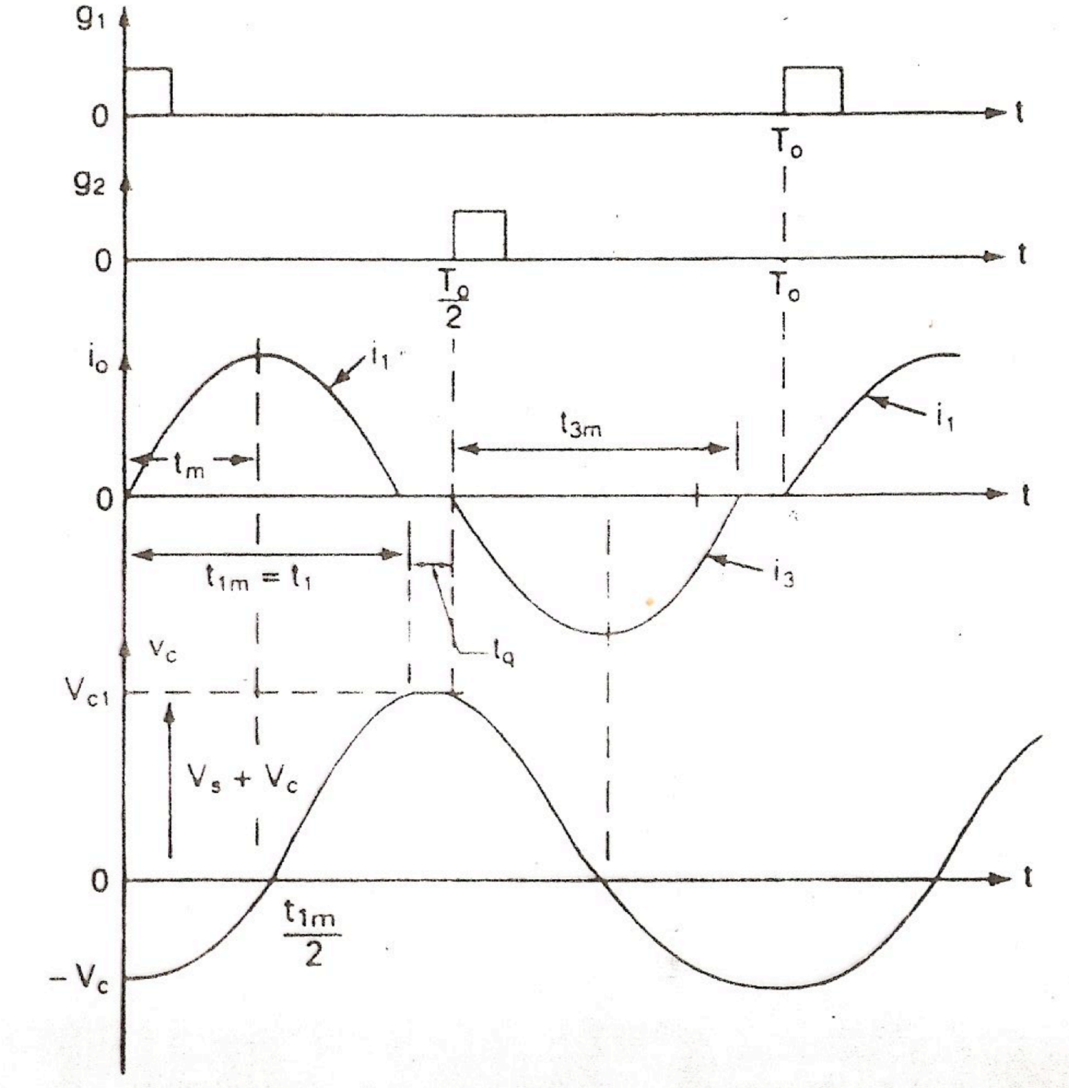
$$t_m = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1}\left(\frac{\omega_r}{\alpha}\right)$$

El modo 1 es válido en el intervalo $0 \leq t \leq t_{1m} = \dfrac{\pi}{\omega_r}$

En $t=t_{1m}$ se cumple $i_1(t_{1m})=0$, y el dispositivo conmutador se apaga naturalmente ya que la corriente entre sus terminales principales se anula (ZCS).

La tensión en el condensador, $v_c(t)$ en $t=t_{1m}$ es:

$$v_c(t_{1m}) = V_{c1} = \left(V_s + V_c\right)e^{-\alpha\frac{\pi}{\omega_r}} + V_s$$



Formas de onda ideales

Modo 2.

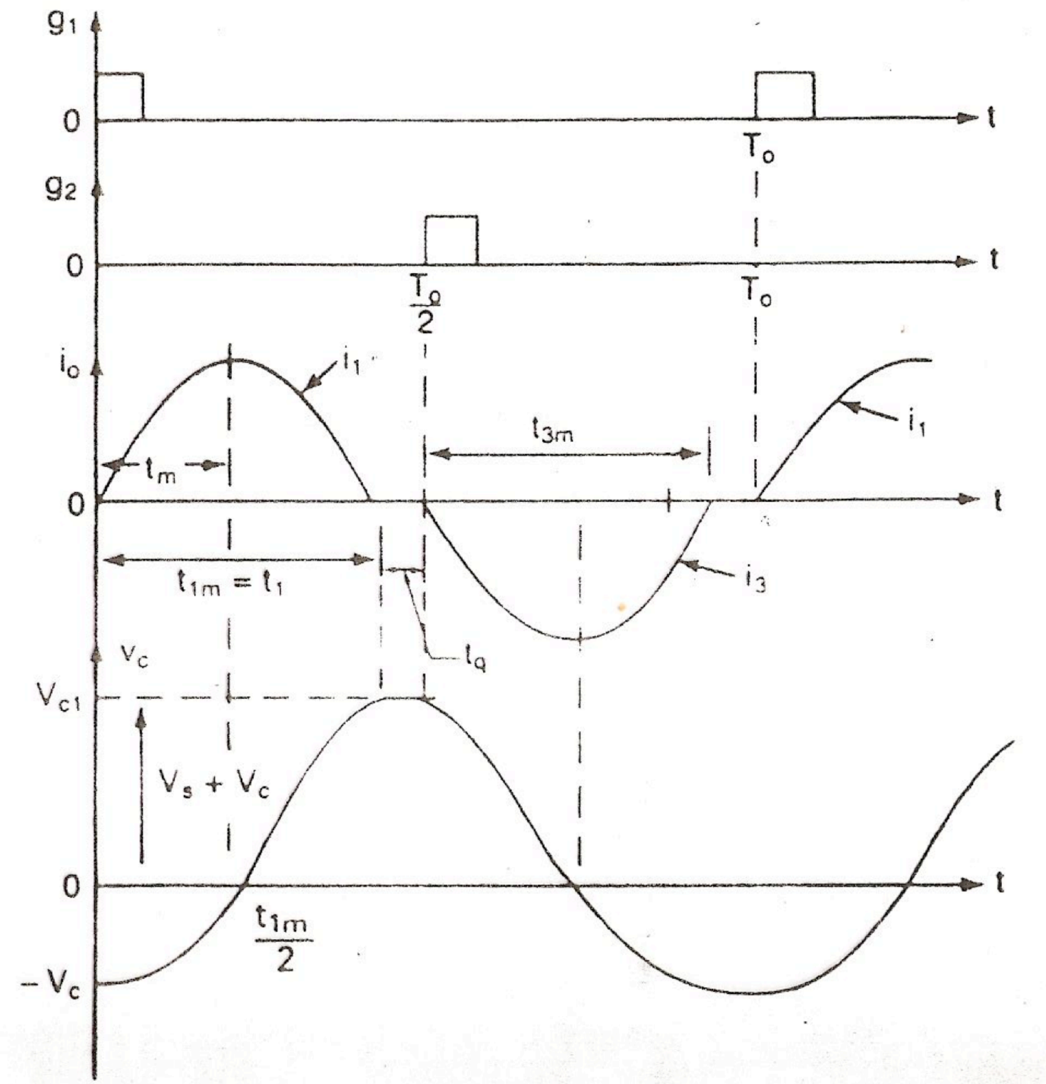
Ambos conmutadores permanecen apagados durante este intervalo, de duración arbitraria t_{2m}.

Al estar apagados los dos conmutadores, y mientras se considere que todos los componentes son ideales, se cumple que la corriente $i_2(t)$ es nula en el intervalo

$$t_{1m} \le t \le t_{2m}$$

y que

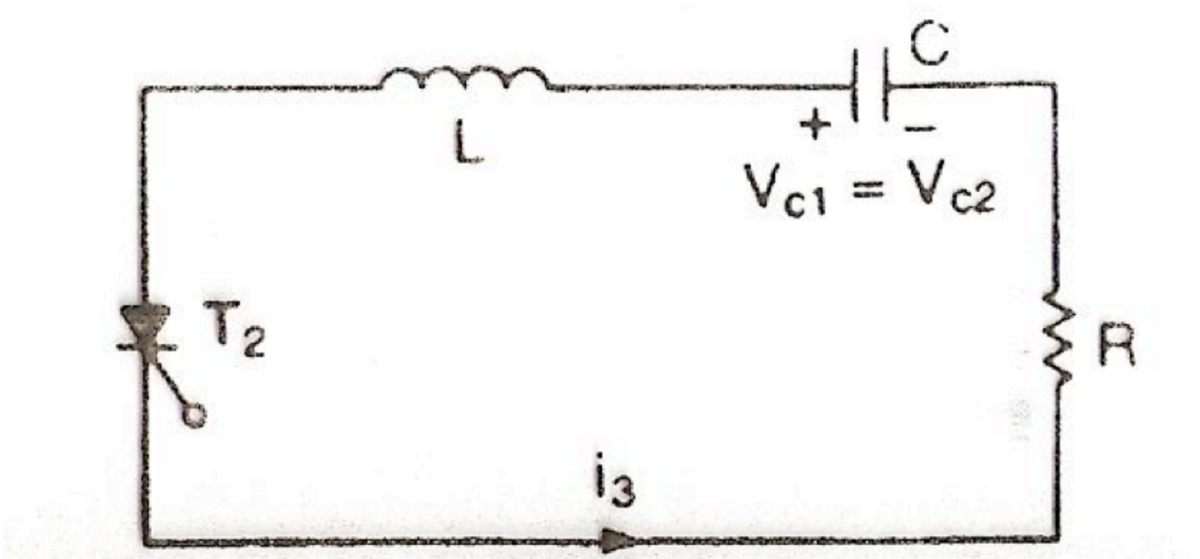
$$v_c(t_{1m}) = V_{c1} = v_c(t_{2m}) = V_{c2}$$



Formas de onda ideales

Modo 3.

Este modo se inicia cuando se activa el conmutador T_2, lo que inicia la circulación de un pulso de corriente en dirección inversa al que circuló en el modo 1.



Circuito equivalente en el modo 3.

Redefiniendo el origen del tiempo al inicio de este modo, para simplificar las ecuaciones, la corriente $i_3(t)$ es:

$$L\frac{di_3(t)}{dt} + Ri_3(t) + \frac{1}{C}\int i_3(\tau)d\tau + v_c(0) = 0$$

con $i_3(0)=0$, $v_{c3}(0)=V_{c2}=V_{c1}$

resolviendo para la corriente:

$$i_3(t) = \frac{V_{c1}}{\omega_r L} e^{-\alpha t} sen \omega_r t$$

y la tensión en el condensador en este intervalo es:

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i_3(\tau)d\tau - V_{c1}$$

Este modo es válido para $0 \le t \le t_{3m} = \dfrac{\pi}{\omega_r}$

al final del intervalo se cumple:

$$i_3(t_{3m}) = 0$$

y el conmutador T_2 se apaga naturalmente (ZCS)

El valor final de la tensión en el condensador al final del modo 3 es:

$$v_c(t_{3m}) = V_{c3} = V_{c1}e^{-\alpha t_{3m}} = V_{c1}e^{-\frac{\alpha\pi}{\omega_r}}$$

Si opera en estado estacionario, el valor de la tensión en el condensador al final del modo 3 debe ser igual al valor inicial al comienzo del modo 1:

$V_c = V_{c3}$

De las ecuaciones para V_{c1} y V_{c3} se obtiene:

$$V_c = V_s \frac{1+e^{-z}}{e^{z}-e^{-z}} = V_s \frac{e^{z}+1}{e^{2z}-1} = \frac{V_s}{e^{z}-1}$$

$$V_{c1} = V_s \frac{1+e^{z}}{e^{z}-e^{-z}} = V_s \frac{e^{z}(1+e^{z})}{e^{2z}-1} = \frac{V_s e^{z}}{e^{z}-1}$$

donde: $z=\alpha\pi/\omega_r$

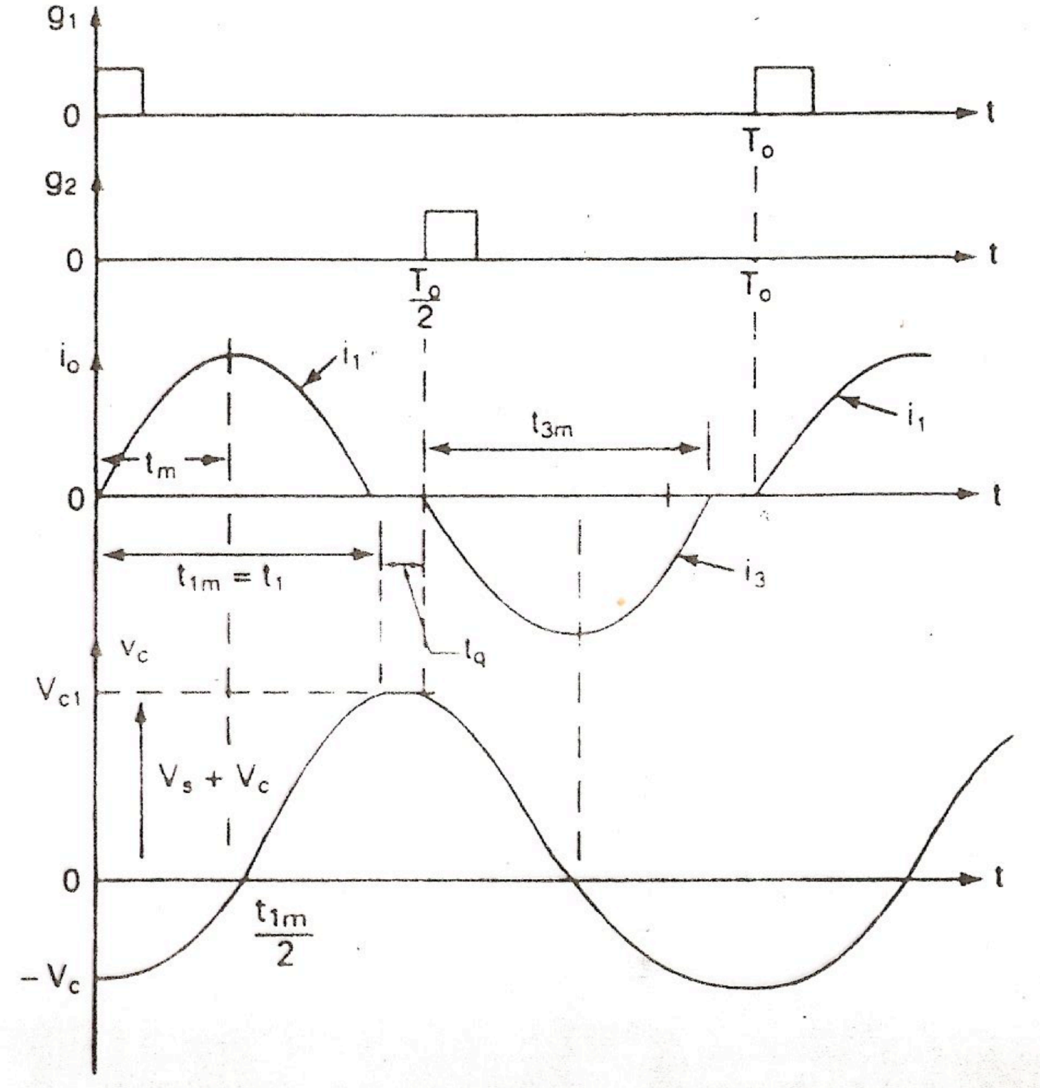
de donde:

$$V_{c1} = V_s + V_c$$

por lo tanto:

$$i_3(t) = \frac{V_{c1}}{\omega_r L} e^{-\alpha t} sen\omega_r t = \frac{V_c + V_s}{\omega_r L} e^{-\alpha t} sen\omega_r t$$

esto es, los pulsos de corriente en los modos 1 y 3 tienen la misma forma y magnitud pico (aunque la polaridad inversa).



Formas de onda ideales

En el caso de que los dispositivos de conmutación sean controlados solo en encendido (dispositivos del segundo tipo o SCRs), es imprescindible que el dispositivo saliente esté totalmente apagado antes de que se encienda el dispositivo entrante.

Si no se cumple esta condición ambos dispositivos quedarán en el estado de conducción, lo que significará que se ha perdido el control sobre la salida, y que la corriente en la fuente crecerá indefinidamente, con posibles efectos destructivos.

Para evitar esta falla de apagado, la duración mínima del modo 2, llamado "zona muerta" debe cumplir con la condición:

$$t_{2\,\mathrm{min}} \geq t_{qm}$$

donde t_{qm} es el tiempo de apagado máximo de los dispositivos de conmutación empleados en el circuito.
En otras palabras, la frecuencia máxima sobre la carga, f_o debe cumplir con:

$$f_o \leq f_{\mathrm{max}} = \frac{1}{2\left(t_{qm} + \dfrac{\pi}{\omega_r}\right)}$$

Ventajas:

El circuito es sumamente simple, y puede operar empleando solo conmutadores del segundo tipo.

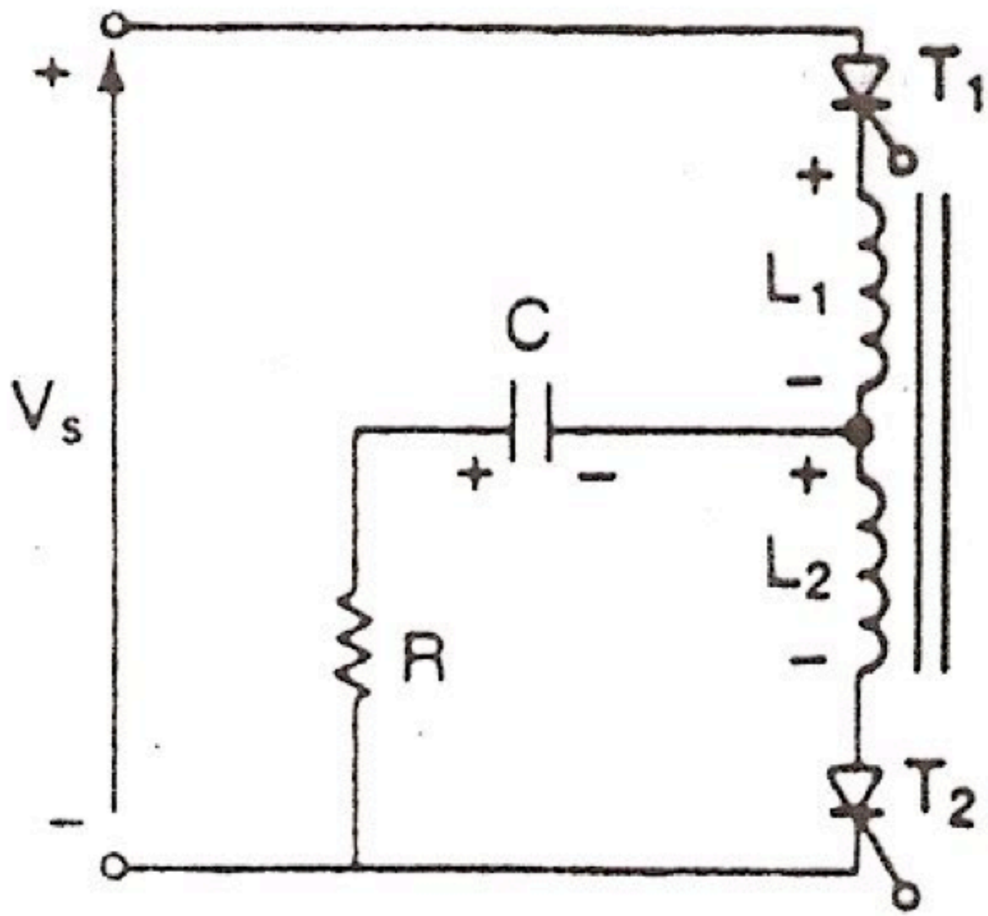
Desventajas:

1-La fuente de alimentación entrega energía a la carga solo durante el modo 1. La corriente en la fuente es pulsante y el valor pico puede ser elevado. El rizado de corriente en la fuente es alto.

2-Existe la posibilidad de una falla catastrófica si se produce un error de temporización y se intenta superar la frecuencia f_{max}.

Inversor resonante serie básico con inductancias acopladas y dispositivo de control unidireccional.

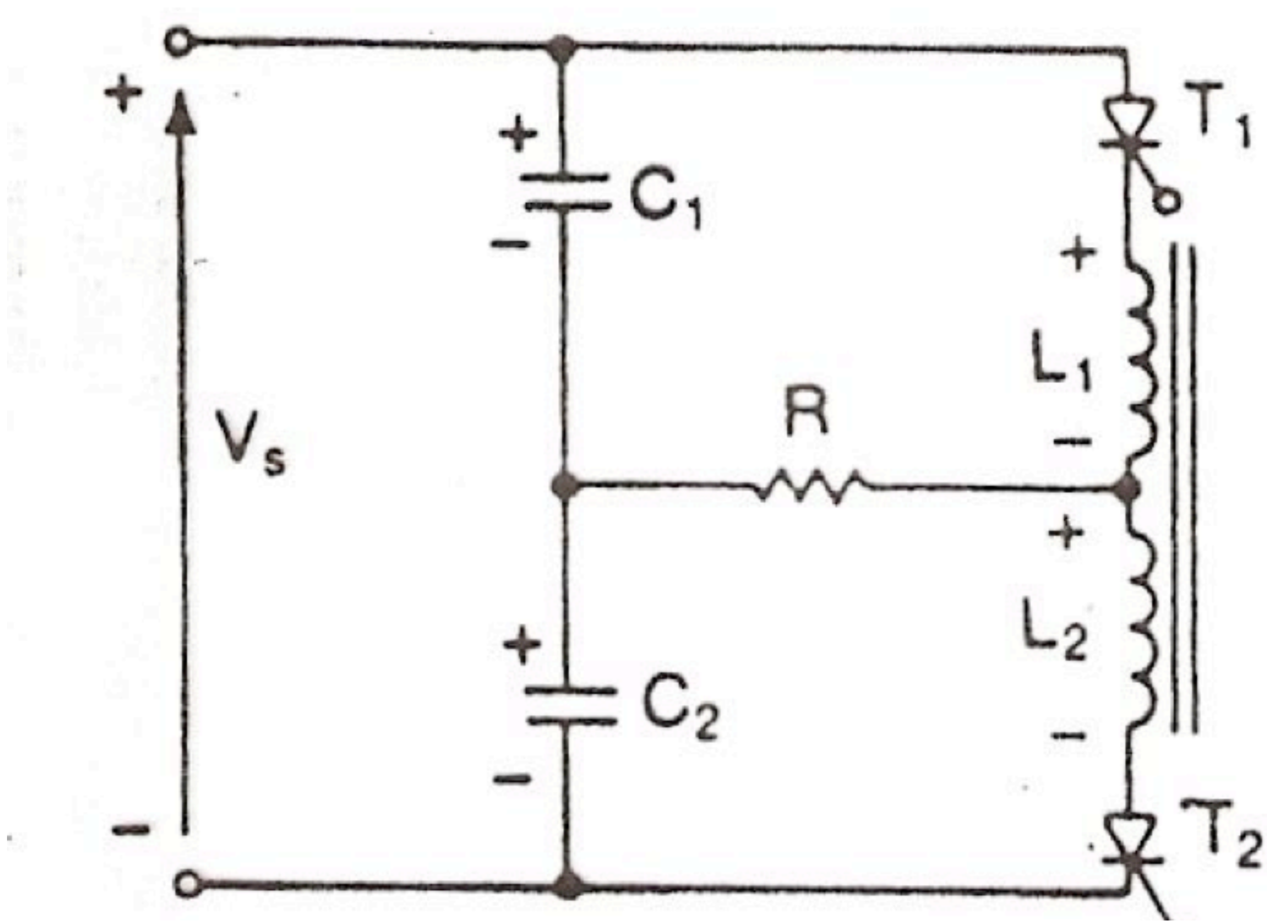
La configuración es esencialmente igual a la considerada en el caso básico, pero las dos inductancias están acopladas magnéticamente.



Inversor resonante serie básico con inductancias acopladas y dispositivo de control unidireccional

La operación del circuito es equivalente, pero al encenderse un dispositivo, la tensión aplicada sobre la inductancia en serie con éste se refleja, con la misma polaridad, sobre la inductancia en serie con el otro, lo que contribuye a polarizarlo en inverso y forzar su apagado incluso en el caso de que el tiempo muerto disponible sea inferior a t_{qmax}.

Inversor resonante serie medio puente con dispositivo de control unidireccional.



La condición de diseño usual, para asegurar simetría en la forma de onda sobre la carga es:

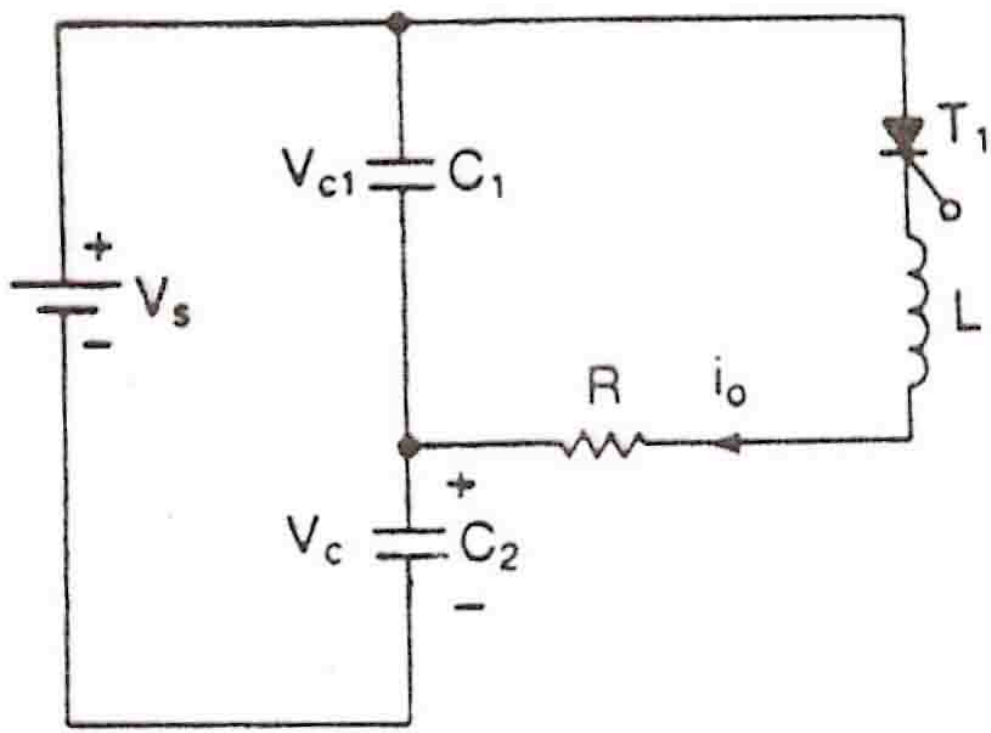
$$C_1=C_2$$

$$L_1=L_2$$

El circuito opera cumpliendo con los tres modos definidos en la configuración básica, pero en este caso la fuente Vs proporciona energía a la carga en ambos modos activos (1 y 3). Se produce un pulso de corriente en la fuente DC por cada pulso de corriente en la carga, reduciendo el rizado de la corriente en la fuente.

Modo1.

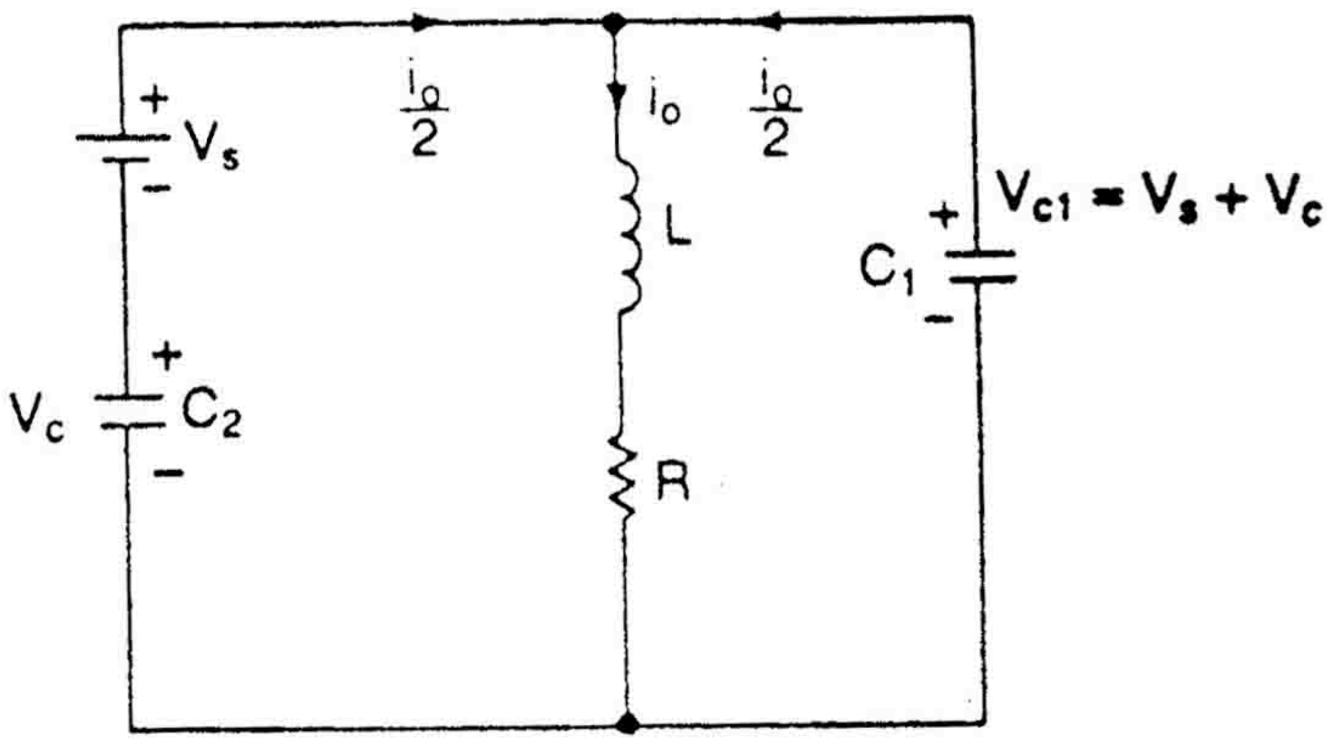
Se inicia cuando entra en conducción el conmutador T_1.



Modo 1. Disparo del tiristor superior

Esto inicia un pulso de corriente, $i_o(t)$ que circula a través de T_1, la inductancia L y la resistencia R, entrando al nodo A.

La corriente saliente de A se divide en dos partes, $i_{c1}(t)$ e $i_{c2}(t)$, cada una de las cuales circula por el correspondiente condensador.



Circuito equivalente, modo 1.

Para definir esta división, se debe analizar la forma como puede variar en el tiempo la tensión en los condensadores.

$$V_s = V_{c1}(0) - \Delta V_{c1}(t) + V_{c2}(0) + \Delta V_{c2}(t)$$

Inicialmente, si C_1=C_2:

$$V_{c1}(0) = V_{c2}(0) = \frac{V_s}{2}$$

luego:

$$V_s = \frac{V_s}{2} - \Delta V_{c1}(t) + \frac{V_s}{2} + \Delta V_{c2}(t)$$

$$\Delta V_{c1}(t) = \Delta V_{c2}(t)$$

pero:

$$\Delta V_c(t) = \frac{\Delta I(t)}{t}$$

luego:

$$\frac{\Delta I_1(t)}{t} = \frac{\Delta I_2(t)}{t}$$

$$\Delta I_1(t) = \Delta I_2(t)$$

Esto es, las corrientes en los condensadores son iguales en magnitud y los atraviesan en sentido contrario, cargando a C_2 en la misma proporción que se descarga C_1.

Esto significa que, desde el punto de vista de la corriente $i_o(t)$, los condensadores C_1 y C_2 operan como si estuviesen conectados en paralelo.

La ecuación de la corriente es entonces:

$$L\frac{di_o(t)}{dt} + Ri_o(t) + \frac{1}{2C}\int i_o(\tau)d\tau + V_{c2}(0) - V_s = 0$$

Las condiciones iniciales, como en el resonante serie básico son:

$i_o(0)=0$, $V_{c1}(0)=-V_c$

$$i_o(t) = \frac{V_s + V_c}{\omega_r L} e^{-\alpha t} sen\omega_r t$$

donde:

$$\omega_r = \left(\frac{1}{2LC} - \frac{R^2}{4L^2}\right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

La tensión en el condensador C_2 es:

$$v_{C2}(t) = \frac{1}{2C}\int_0^t i_o(\tau)d\tau - V_{C2}(0)$$

$$v_{C2}(t) = \frac{-(V_s + V_c)e^{-\alpha t}\left(\alpha sen\omega_r t + \omega_r \cos\omega_r t\right)}{\omega_r} + V_s$$

Modo 2

El circuito permanece en reposo, no circula ninguna corriente, y las tensiones en los condensadores no varían (caso ideal).

Este modo debe durar un tiempo t_{2m} mínimo igual al tiempo de apagado de los conmutadores empleados.

Modo 3

Este modo es equivalente al modo 1, pero ahora se dispara el conmutador T_2, y la tensión en el condensador C_2 es el valor alcanzado al final del modo 1.

Las ecuaciones de corriente y voltaje son las empleadas para el modo 1, y los valores exactos de las tensiones finales de los condensadores se calculan empleando el principio de operación en ciclo repetitivo, tal como se hizo en el inversor resonante básico.

Ventajas:

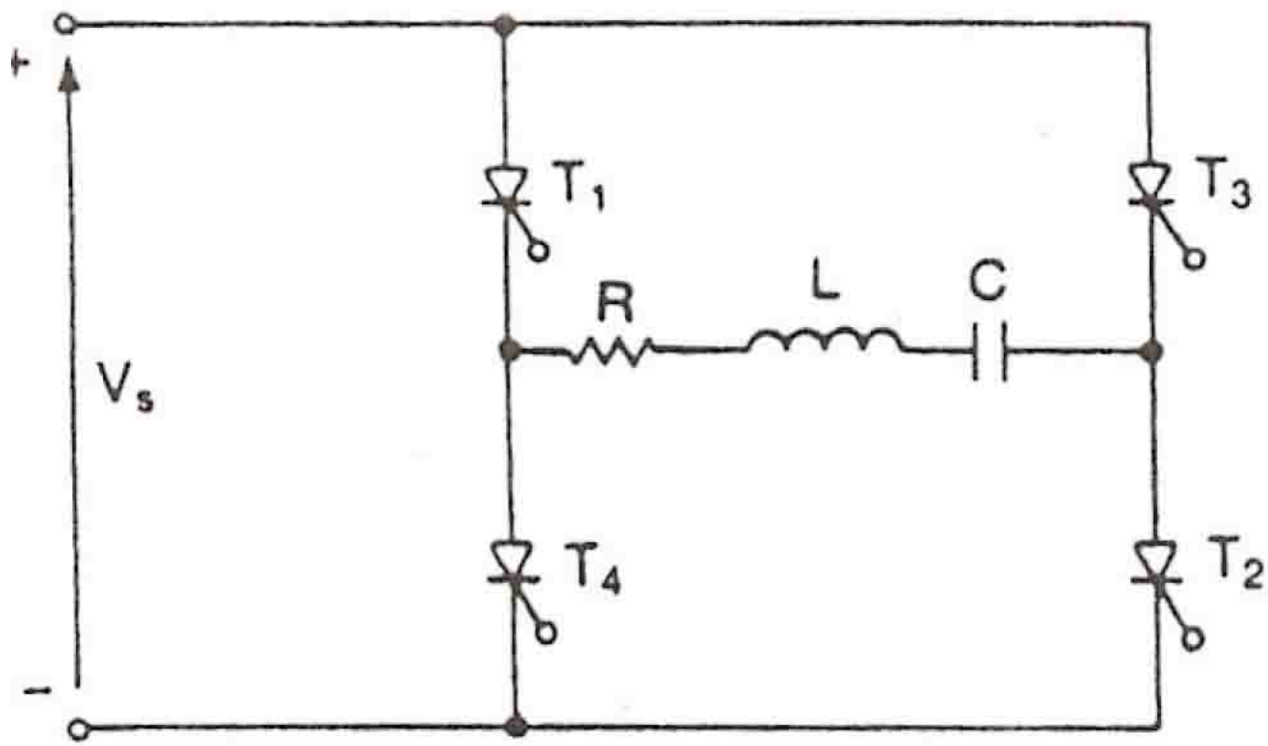
1-La fuente de alimentación entrega energía a la carga durante los modos 1 y 3. El rizado de corriente en la fuente es menor.

2.- La tensión aplicada sobre la inductancia en serie con éste se refleja, con la misma polaridad, sobre la inductancia en serie con el otro, lo que contribuye a polarizarlo en inverso y forzar su apagado incluso en el caso de que el tiempo muerto disponible sea inferior a t_{qmax}.

Desventajas:

El circuito es ligeramente más complejo ya que requiere de dos condensadores.

Inversor resonante puente completo con dispositivo de control unidireccional.



El análisis de la operación de esta configuración es similar al de la configuración básica, con la diferencia de que en este caso el modo 3 de operación es totalmente equivalente al modo 1, ya que en ambos casos el circuito R-L-C queda conectado a la fuente de entrada a través de una de las dos parejas diagonales de conmutadores (T_1 y T_2 o T_3 y T_4).

Inversores resonantes serie con válvulas de control bidireccionales.

Dado el estado de la tecnología de los dispositivos electrónicos de potencia, las válvulas bidireccionales empleadas están formadas por un dispositivo conmutador controlado unidireccional y un diodo en antiparalelo.

En estas condiciones el encendido de la válvula solo es controlado en una dirección, y cada vez que se enciende la válvula circula un ciclo completo (bidireccional) de corriente de carga.

El diodo en conducción polariza en inverso al dispositivo controlado, por lo que este puede ser del segundo tipo, controlado solo en encendido, siempre que la duración de un semiciclo de la forma de onda de salida sea superior al tiempo de apagado (t_q) del dispositivo controlado.

En estas condiciones no es necesario que exista un tiempo muerto de seguridad, por lo que la frecuencia máxima de salida es:

$$f_{o\max} = f_r = \frac{1}{2t_q}$$

Dado que es necesario que actúe como conmutador, si el dispositivo controlado es del tercer tipo (BJT, POWERFET, IGBT, etc.), su tiempo mínimo de conducción, t_{swm}, será:

$$t_{swm} = t_d + t_r + t_s + t_f$$

por lo que la máxima frecuencia teórica de conmutación (sin tiempo de conducción ni de reposo), calculada desde el punto de vista del conmutador resulta:

$$f_{o\max} = \frac{1}{2t_{swm}}$$

Conocida la máxima frecuencia de conmutación impuesta por el dispositivo conmutador empleado, la frecuencia máxima de resonancia de carga resulta:

$$f_{r\,\max} = \frac{\omega_{r\,\max}}{2\pi} = f_{o\,\max}$$

Nótese que en todos los cálculos anteriores se asume que los tiempos de encendido y apagado del diodo de libre conducción son menores que los tiempos correspondientes de los dispositivos controlados.

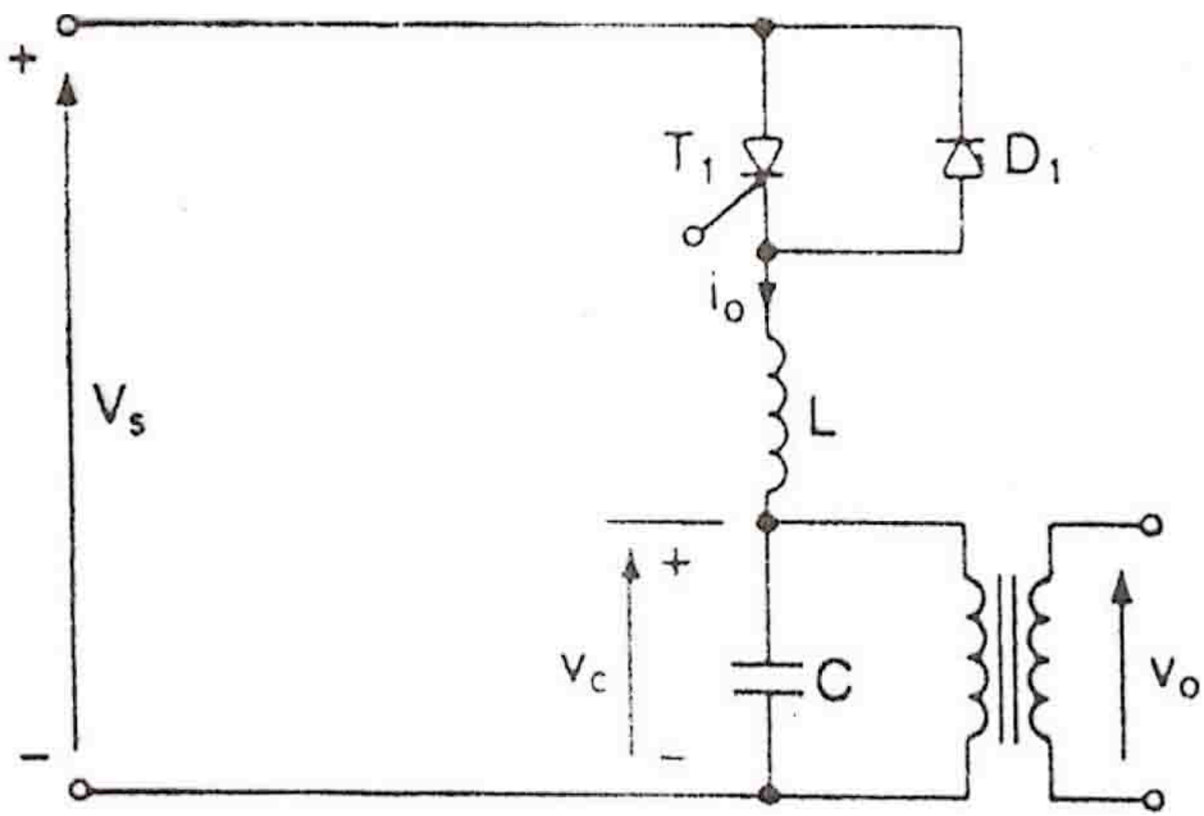
En todo caso debe tenerse particular cuidado en el ensamblaje de los componentes que forman la válvula bidireccional, para minimizar el efecto de las inductancias parásitas.

Estas serán particularmente peligrosas en el caso de conmutadores del segundo tipo, ya que pueden reducir la tensión inversa aplicada sobre el dispositivo, reduciendo la efectividad del intento de apagado.

En todo caso, si es posible deben preferirse dispositivos que contengan el diodo de libre conducción en el mismo módulo que el conmutador controlado.

En el caso de los SCR, estos arreglos se conocen, de forma un tanto imprecisa, como RCT, o “tiristores de conducción inversa” (Reverse Conducting Thyristors).

Inversor resonante serie básico con válvulas de control bidireccionales.



Inversor resonante serie básico con válvulas de control bidireccionales

Modo de operación.

En t=0 se dispara T_1, iniciando la circulación de una corriente resonante serie, cuyo primer semiciclo circula a través de T_1 y cuyo segundo semiciclo, de polaridad inversa, circula a través del diodo D_1.

Si al concluir el semiciclo de conducción de D_1 no se aplica una nueva señal de conducción a T_1, el circuito queda en la condición de reposo inicial. Si se aplica una nueva señal de disparo el ciclo de conducción se repite exactamente.

Si se considera que el circuito de carga es un circuito LC resonante puro, sin componente resistiva, la corriente de carga esta definida por:

$$L\frac{di_O(t)}{dt}+Ri_O(t)+\frac{1}{C}\int i_O(\tau)d\tau+v_C(0)=V_s$$

Las condiciones iniciales son:

$i_1(0)=0$

$v_c(0)=0$

La solución genérica es:

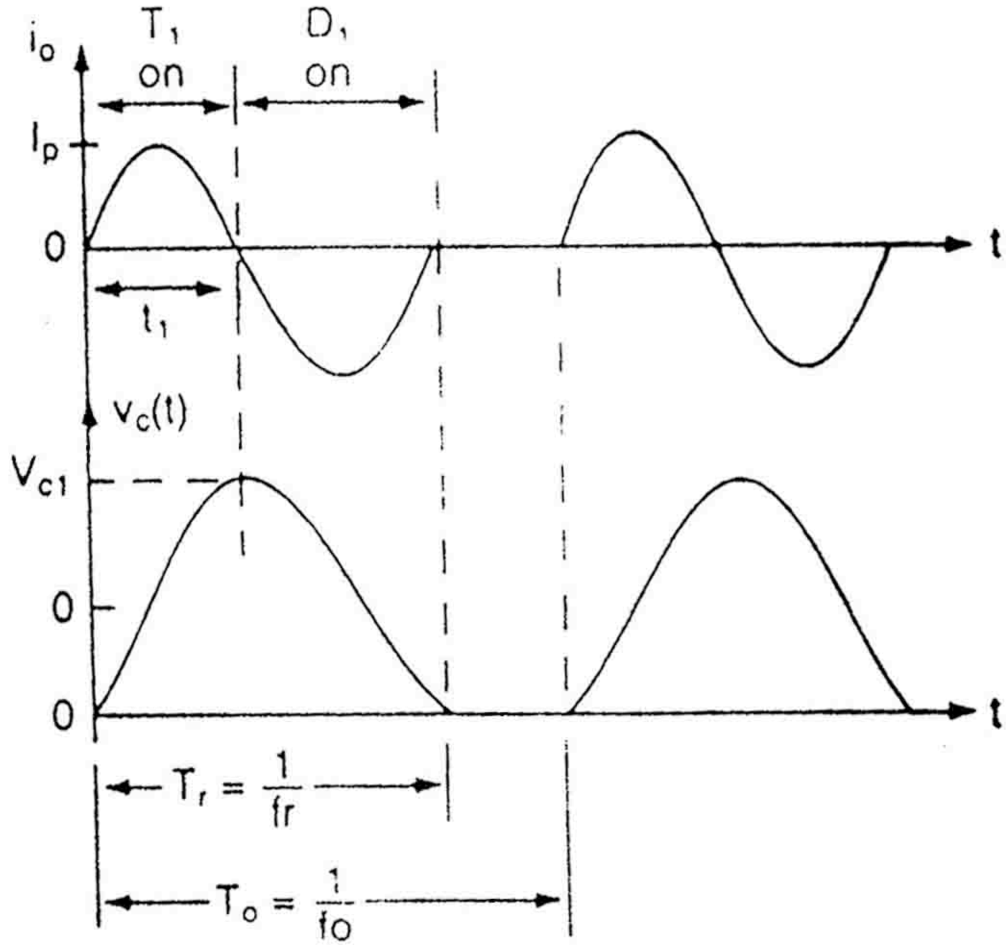
$$i_O(t) = V_s\sqrt{\frac{C}{L}}sen\omega_r t$$

donde la frecuencia de resonancia, ω_r es:

$$\omega_r = \left(\frac{1}{LC}\right)^{\frac{1}{2}}$$

El voltaje en el condensador es:

$$v_C(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i_1(\tau)d\tau = V_s(1 - \cos\omega_r t)$$

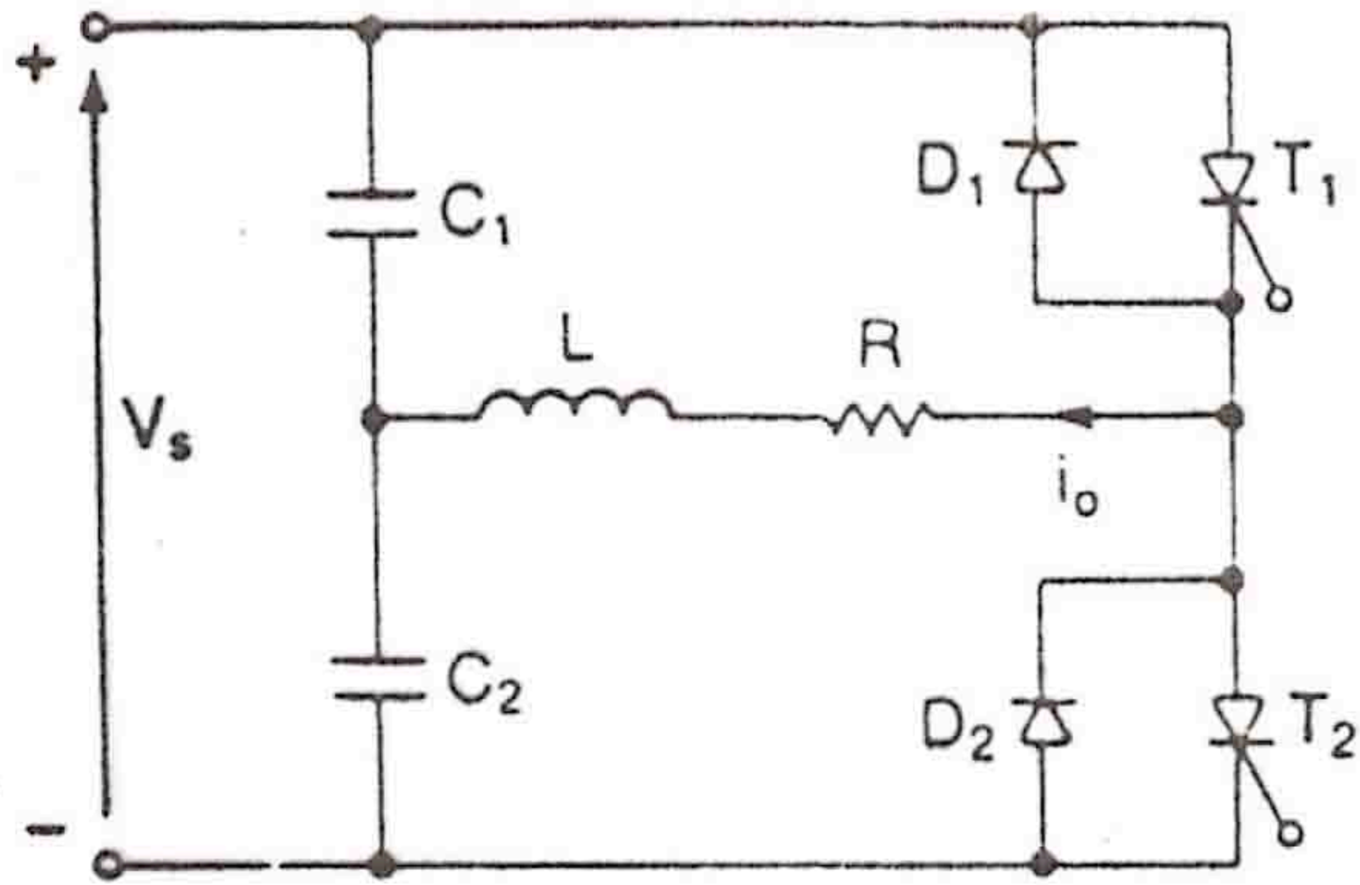


Formas de onda en el inversor resonante serie básico con válvulas de control bidireccionales

Nótese que la señal de voltaje en el condensador es un coseno sumado a una señal DC de valor V_s, por lo que la tensión máxima en el condensador llega al valor 2 V_s.

Si la carga contiene un elemento resistivo significativo (pero sigue siendo sub amortiguada), el análisis es equivalente al realizado en el inversor resonante serie básico, en el entendido de que no existe tiempo muerto, y que los pulsos de corriente calculados para los modos 1 y 3 del circuito básico circulan un a continuación del otro (uno por T_1 y el otro por D_1) sin solución de continuidad.

Inversor resonante serie medio puente con válvulas de control bidireccionales.



Inversor resonante serie medio puente con válvulas de control bidireccionales.

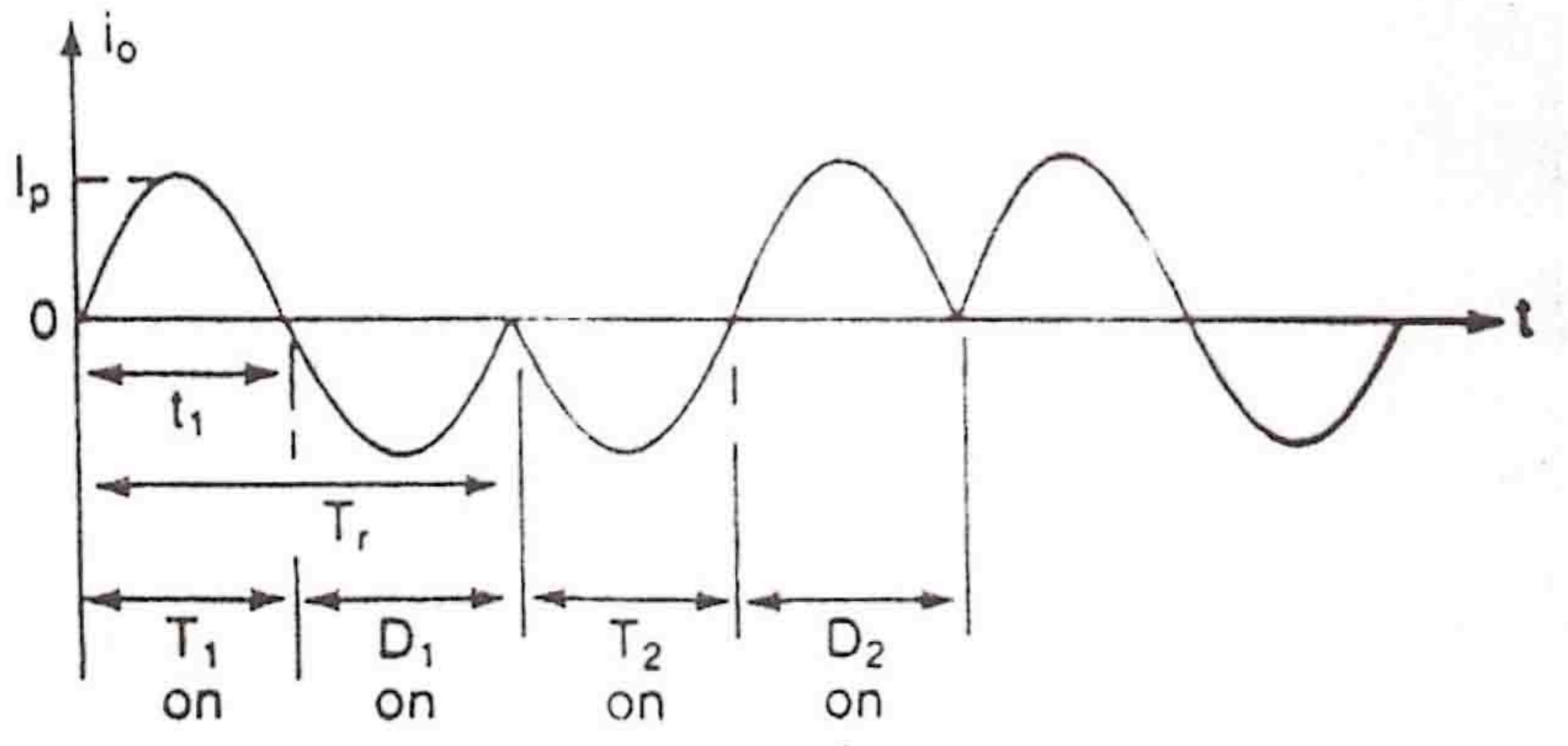
Modo de operación.

Operando a frecuencia máxima, la secuencia de conducción es:

T_1-D_1-T_2-D_2-T_1....

La secuencia de disparo alternativo de los dos dispositivos controlados es necesaria para asegurar que la tensión en el punto medio del divisor capacitivo tiene el valor promedio $V_s/2$

El ciclo de repetición completo está formado por dos pulsos de corriente sinusoidal cuya frecuencia es la de resonancia del circuito, pero que tienen simetría especular, por lo que la frecuencia de salida resultante es la mitad de la frecuencia de resonancia.



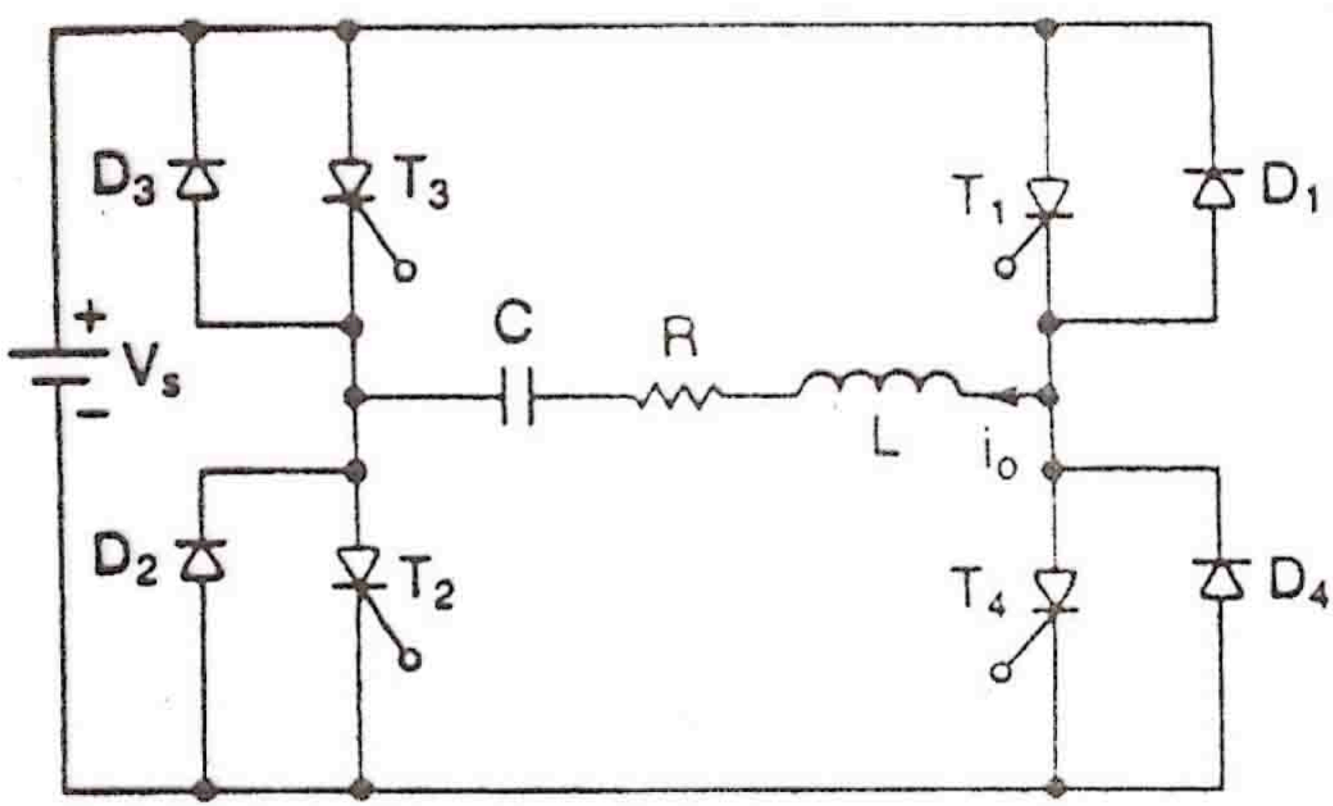
Formas de onda del inversor resonante serie medio puente con válvulas de control bidireccionales.

Ecuaciones de análisis:

1-Si la resistencia de carga es despreciable, cada uno de los dos sub ciclos de operación es idéntico al caso considerado en el análisis del inversor resonante serie con válvula bidireccional y carga LC ya realizado.

2-Si la resistencia no es despreciable, cada uno de los dos sub ciclos es idéntico al caso considerado en el análisis del inversor resonante serie básico, cuando el tiempo muerto (duración del modo 2) se hace cero, y el modo 3 sigue al modo 1 sin solución de continuidad.

Inversor resonante serie puente completo con válvulas de control bidireccionales.



Inversor resonante serie puente completo con válvulas de control bidireccionales.

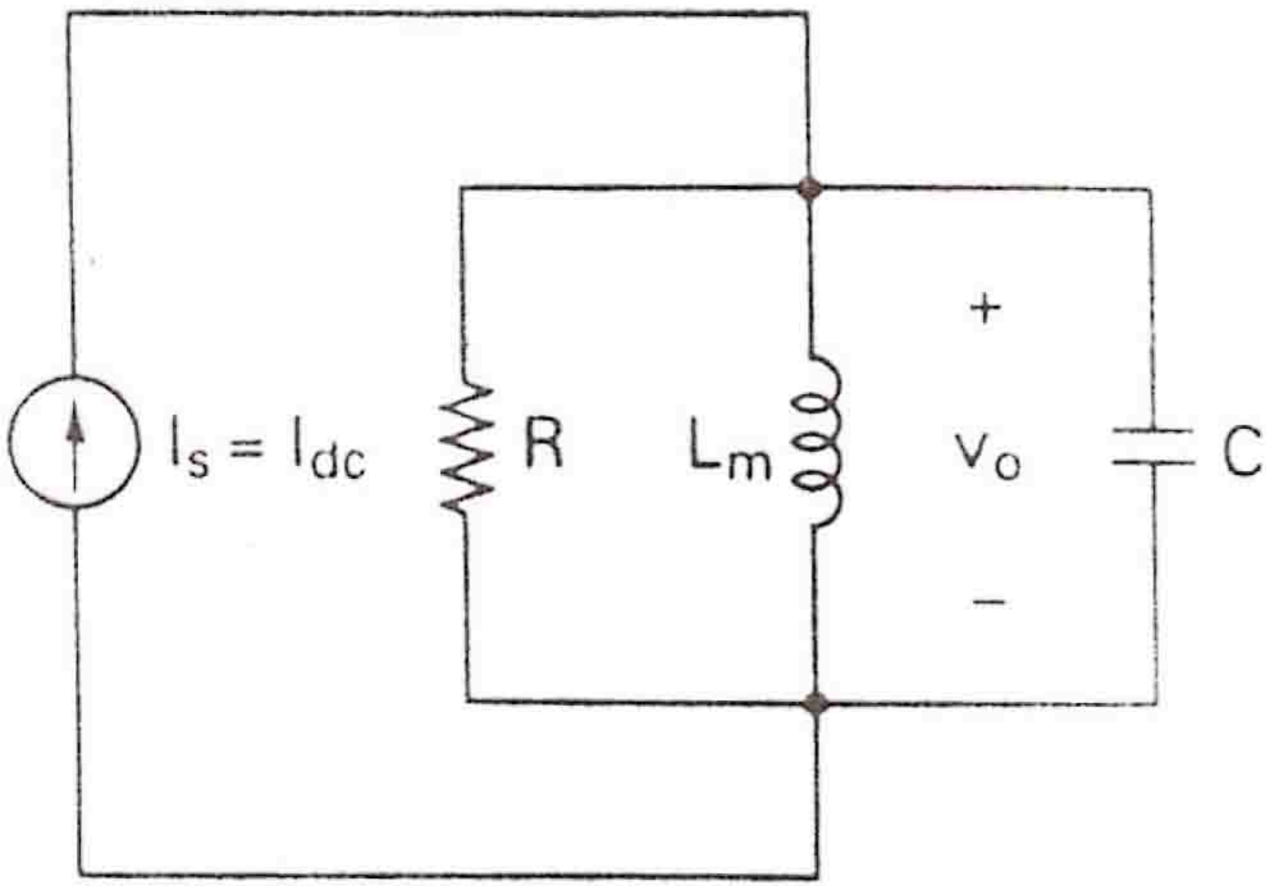
Un ciclo completo de operación del circuito (encendido sucesivo de las dos diagonales) produce dos pulsos sinusoidales, uno por cada diagonal, con simetría especular, como en el caso del semi puente.

Las ecuaciones son las consideradas en el caso básico con válvulas bidireccionales, con la diferencia de que en la corriente que circula por la rama R-L-C cuando se dispara la diagonal T_1-T_2 es de polaridad opuesta a la que circula cuando se dispara la diagonal T_3-T_4. Debido a esto el pulso de tensión en cada caso tiene la misma forma, pero las polaridades son opuestas, de forma que en un ciclo completo de operación del circuito (encendido sucesivo de las dos diagonales) la tensión sobre el condensador no tiene componente DC.

Inversor resonante paralelo.

Esta configuración, alimentada por una fuente de corriente de muy alta impedancia es la dual del circuito resonante serie alimentado con una fuente de voltaje de muy baja impedancia.

Dado que el control de la corriente de entrada es independiente de la estructura inversora resonante, la protección contra cortocircuitos en la carga es mucho mejor que en los resonantes serie.



Circuito resonante paralelo ideal.

En el nodo de entrada se tiene:

$$C\frac{dv(t)}{dt}+\frac{v(t)}{R}+\frac{1}{L}\int v(\tau)d\tau = I_s$$

con las condiciones iniciales:

v(0)=0

$i_L(0)= 0$

de donde:

$$v(t) = \frac{I_s}{\omega_r C} e^{-\alpha t} sen \omega_r t$$

donde:

$$\alpha = \frac{1}{2RC}$$

La frecuencia de resonancia para el caso subamortiguado es:

$$\omega_r = \left(\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}\right)^{\frac{1}{2}}$$

En estas condiciones, el voltaje alcanza su valor máximo en el instante t_m:

$$t_m = \frac{1}{\omega_r}\tan^{-1}\left(\frac{\omega_r}{\alpha}\right)$$

En general este valor puede ser aproximado a:

$$t_m = \frac{1}{\omega_r}\tan^{-1}\left(\frac{\omega_r}{\alpha}\right) = \frac{\pi}{\omega_r}$$

La impedancia de entrada del circuito resonante es:

$$Z(j\omega) = \frac{V_o}{I_i}(j\omega) = R\frac{1}{1 + \frac{jR}{\omega L} + j\omega CR}$$

donde I_i, el valor rms de la corriente de entrada es:

$$I_i = \frac{4I_s}{\sqrt{2}\pi}$$

El factor de calidad del resonador, Q, es:

$$Q = \omega_o CR = \frac{R}{\omega_o L} = R\sqrt{\frac{C}{L}} = 2\delta$$

donde δ es el factor de atenuación:

$$\delta = \frac{\alpha}{\omega_o} = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

Reemplazando R, L y C por estos factores, la impedancia se puede escribir también como:

$$Z(j\omega) = \frac{V_O}{I_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)} = \frac{1}{1 + jQ\left(u - \frac{1}{u}\right)}$$

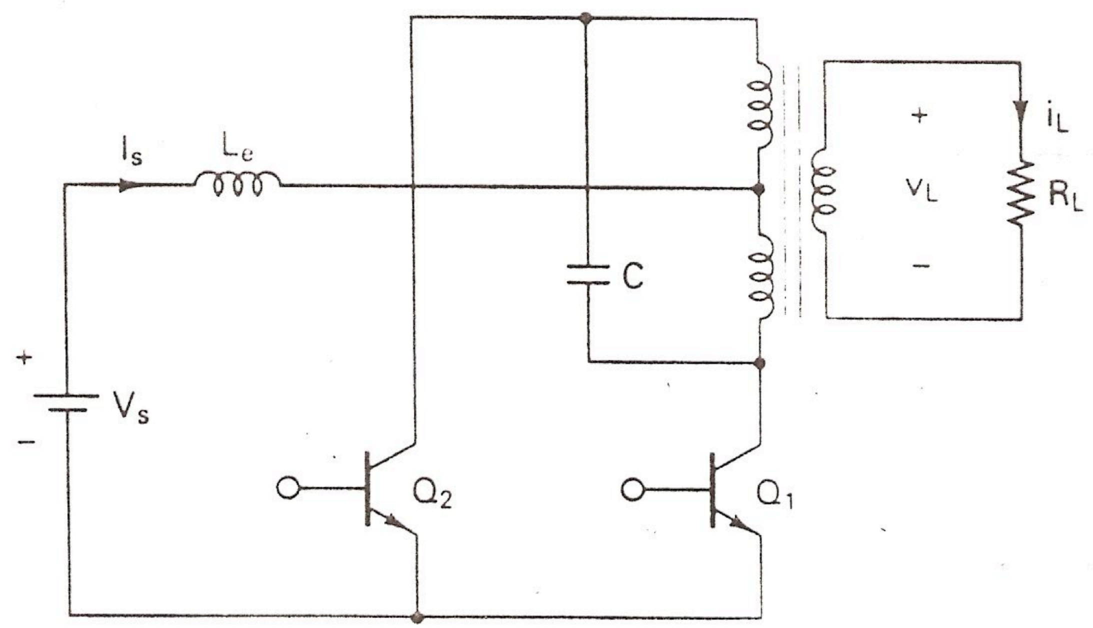
donde:

$$u = \frac{\omega_o}{\omega}$$

Y el módulo de Z(jω) resulta:

$$\left|Z(j\omega)\right| = \frac{1}{\left(1+Q^2\left(u-\frac{1}{u}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}}$$

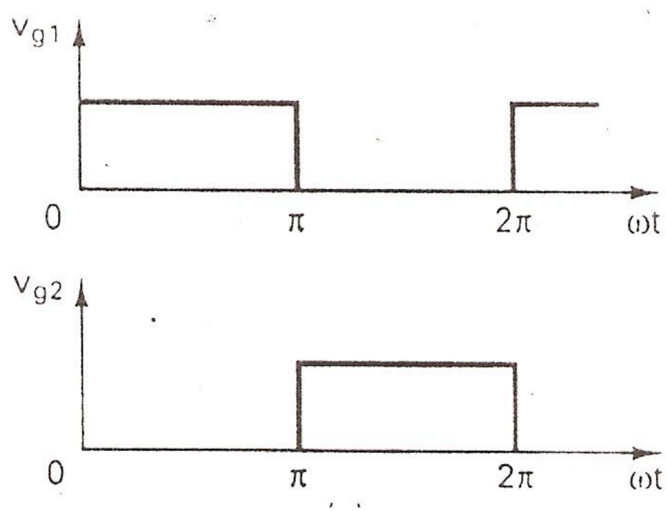
Ejemplo de implementación de inversores resonantes en paralelo: Inversor “push-pull”



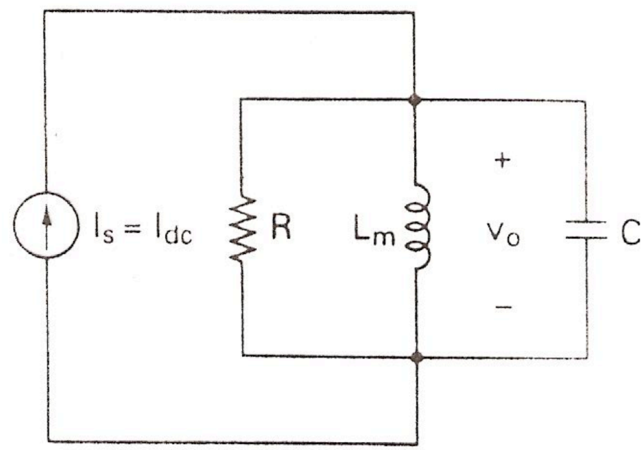
Configuración circuital

La inductancia L_e debe ser grande para que la corriente Is sea razonablemente constante.

Las señales de control son dos ondas cuadradas complementarias como se muestra en la figura:



y el circuito equivalente resulta:

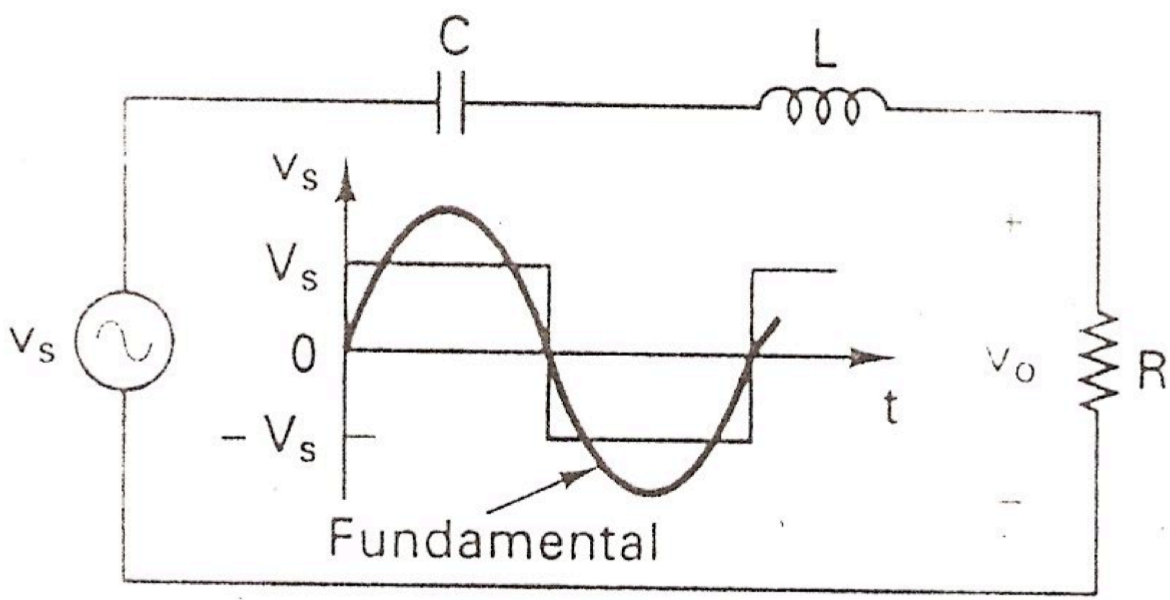


donde L_m es la inductancia de magnetización del transformador con toma central y R es el valor reflejado a través del transformador de la resistencia de carga R_L.

Control de inversores resonantes por variación de frecuencia.

I.- Respuesta en frecuencia para cargas resonantes serie.

La figura muestra el circuito equivalente a considerar:



El voltaje de alimentación es una onda cuadrada cuya componente fundamental tiene una tensión pico:

$$V_{i(pico)} = \frac{4V_s}{\pi}$$

y un valor rms:

$$V_i = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi}$$

La ganancia de voltaje, $G(j\omega)$, considerando que la salida es la tensión sobre la resistencia es:

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{1}{\omega CR}\right)}$$

si:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Y se define el factor de calidad del arreglo serie $Q_s = \dfrac{\omega_o L}{R}$

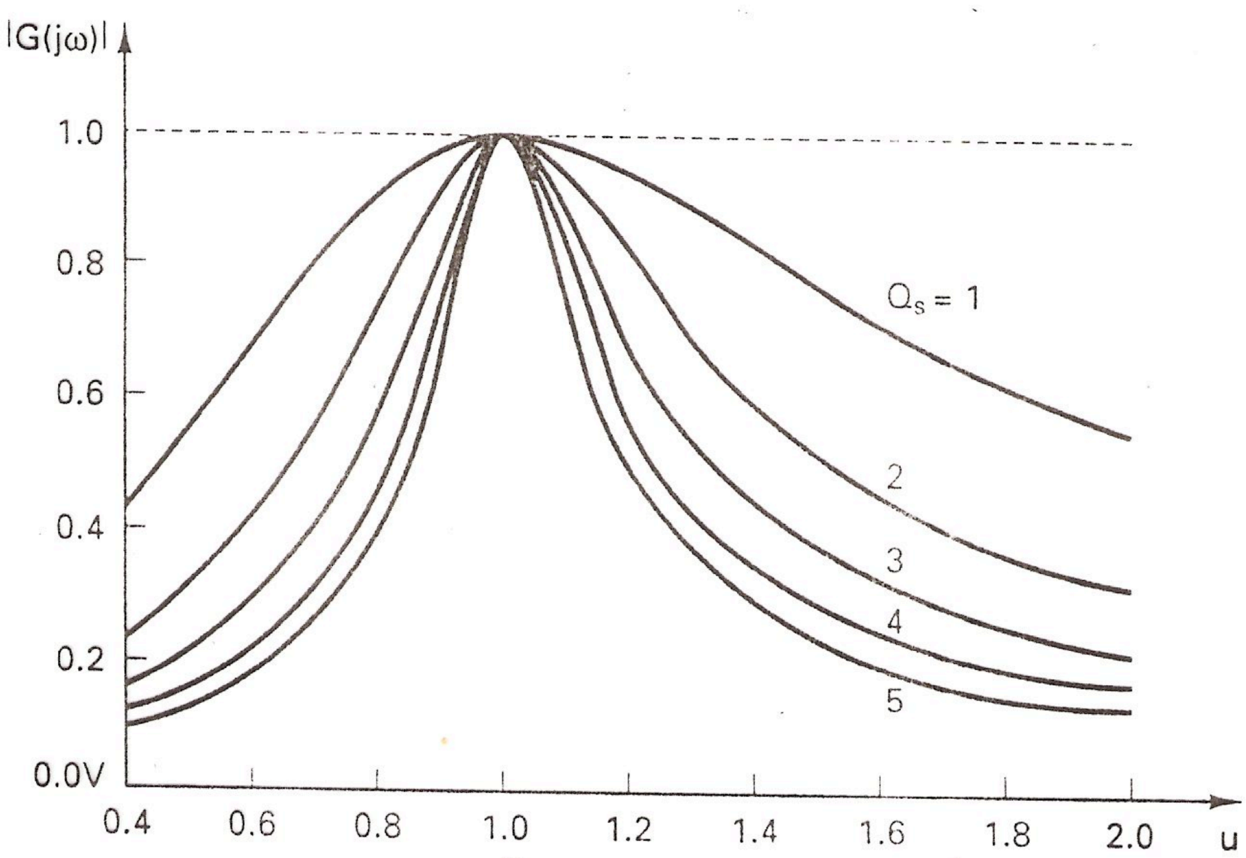
$$G(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ_S\left(\frac{\omega}{\omega_O} - \frac{\omega_O}{\omega}\right)} = \frac{1}{1 + jQ_S\left(u - \frac{1}{u}\right)}$$

donde: $u = \dfrac{\omega}{\omega_O}$

y el módulo de la ganancia es:

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\left[1 + Q_S^2\left(u - \frac{1}{u}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}}$$

El módulo de la ganancia del circuito se puede graficar normalizado en función del factor de calidad y de la relación de frecuencias u como:



Características obtenibles al variar la frecuencia de operación en la configuración resonante serie:

Si se opera cerca de resonancia, la corriente de cortocircuito puede ser muy elevada, pero se puede controlar subiendo la frecuencia de conmutación.

La corriente que pasa por los dispositivos es igual a la de carga, por lo que se reduce cuando se opera a cargas reducidas, dando una buena eficiencia con cargas parciales.

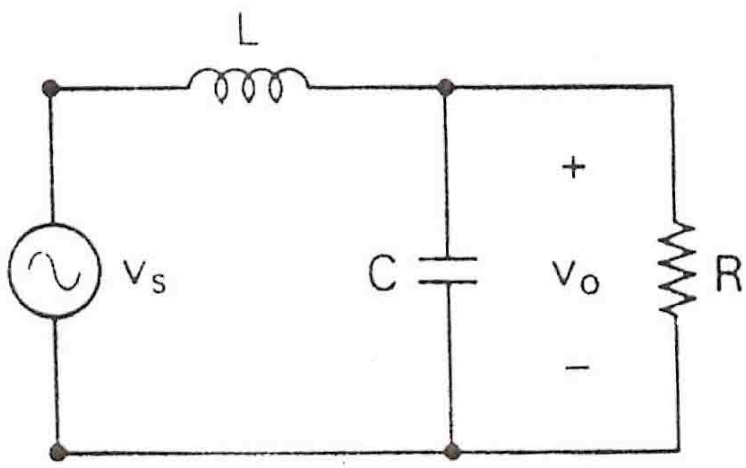
La variación de la ganancia con la carga es grande, lo que da una regulación pobre.

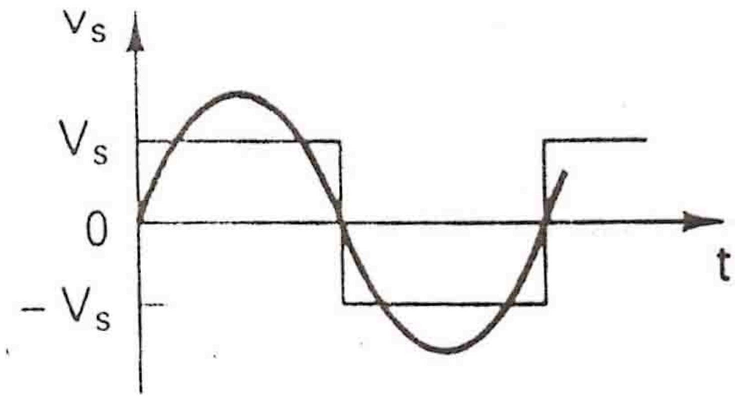
La salida máxima es en resonancia.

Esta configuración es preferible para operar con una tensión de salida fija.

2-Respuesta en frecuencia de una carga en arreglo inductancia en serie con el paralelo condensador-resistencia.

La figura muestra el circuito equivalente a considerar:





En este caso la ganancia del circuito es:

$$G(j\omega)=\frac{V_o}{V_i}(j\omega)=\frac{1}{1-\omega^2 LC+j\dfrac{\omega L}{R}}$$

Usando la misma definición de ω_o, pero con un factor de calidad Q definido por:

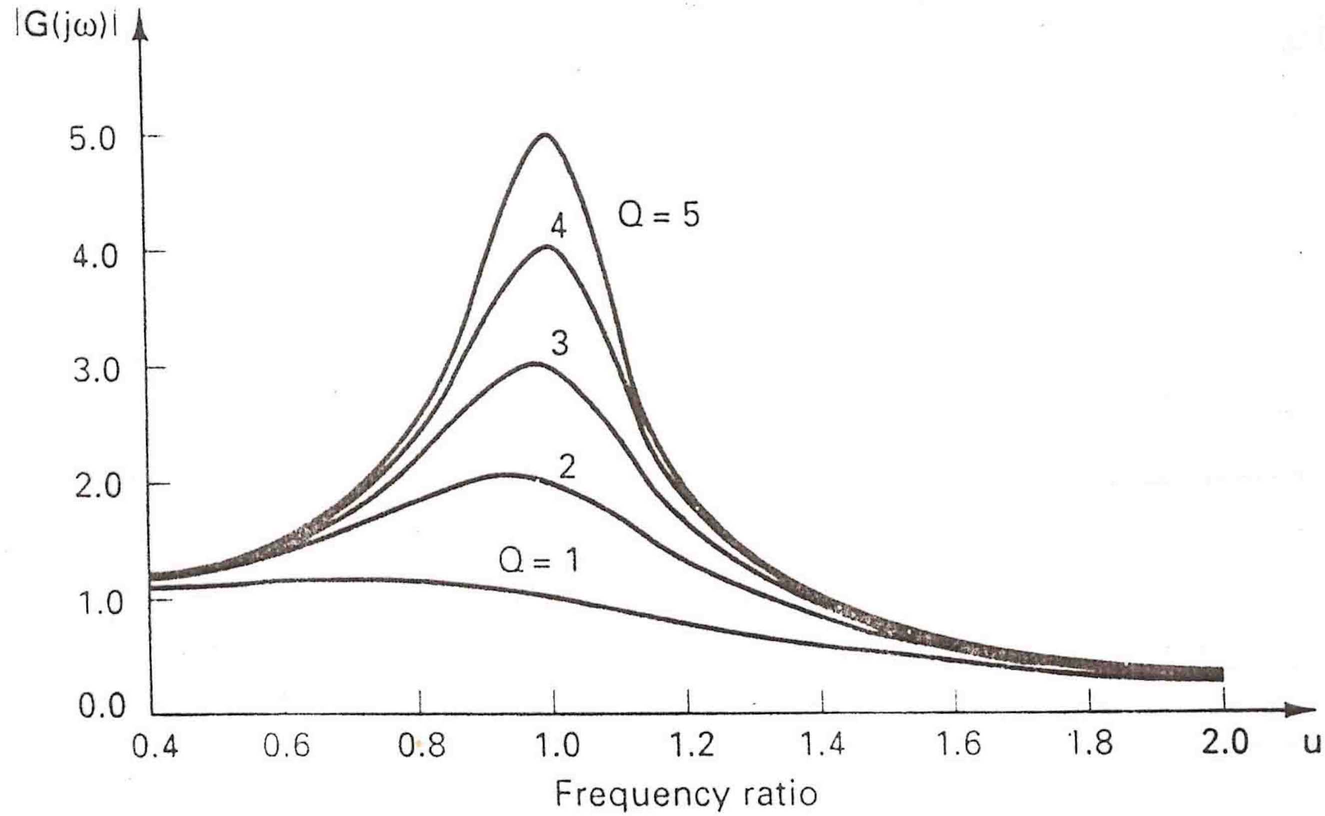
$$Q=\frac{1}{Q_s}=\frac{R}{\omega_o L}$$

$$G(j\omega)=\frac{V_o}{V_i}(j\omega)=\frac{1}{\left[1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right]+j\dfrac{\dfrac{\omega}{\omega_o}}{Q}}=\frac{1}{\left(1-u^2\right)+j\dfrac{u}{Q}}$$

y el módulo de la ganancia es:

$$\left|G(j\omega)\right| = \frac{1}{\left[\left(1-u^2\right)+\left(\frac{u}{Q}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}}$$

El módulo de la ganancia del circuito se puede graficar normalizado en función del factor de calidad y de la relación de frecuencias u como:



Características obtenibles al variar la frecuencia de operación en la configuración resonante inductancia en serie con el paralelo condensador-resistencia:

Si se abre la carga, Q tiende a infinito y la tensión sobre el condensador puede ser muy alta.

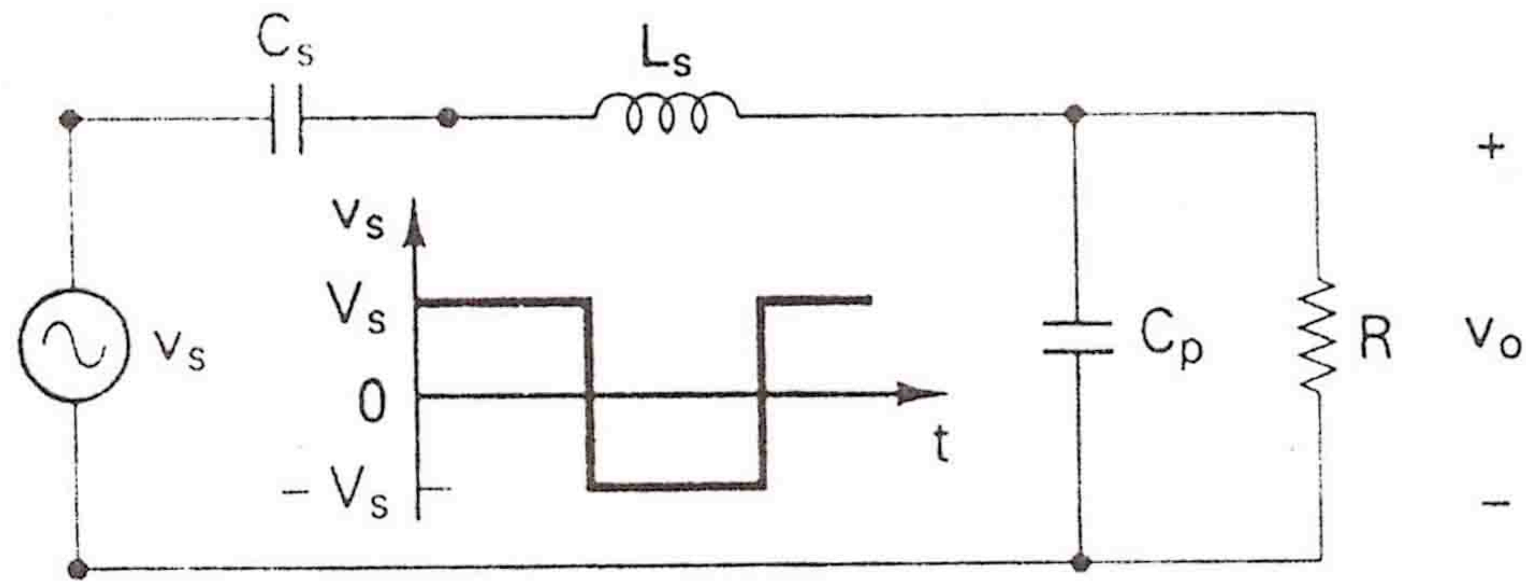
La corriente conducida por los dispositivos es independiente de la carga, pero aumenta con la tensión de alimentación. Las pérdidas son por lo tanto constantes, y la eficiencia es baja con baja carga.

Por otra parte, si la carga se cortocircuita, la pendiente de crecimiento de la corriente de cortocircuito queda limitado por L.

Esta configuración se prefiere en aplicaciones de baja tensión y alta corriente, donde la variación en la tensión de entrada es pequeña (+/-15% típico).

3-Respuesta en frecuencia de una carga en arreglo inductancia y condensador en serie con un paralelo condensador-resistencia.

La figura muestra el circuito equivalente a considerar:



En este caso la ganancia es:

$$G(j\omega)=\frac{V_o}{V_i}(j\omega)=\frac{1}{1+\frac{C_p}{C_s}-\omega^2 LC_p+j\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{1}{\omega C_s R}\right)}$$

Y, usando las definiciones anteriores:

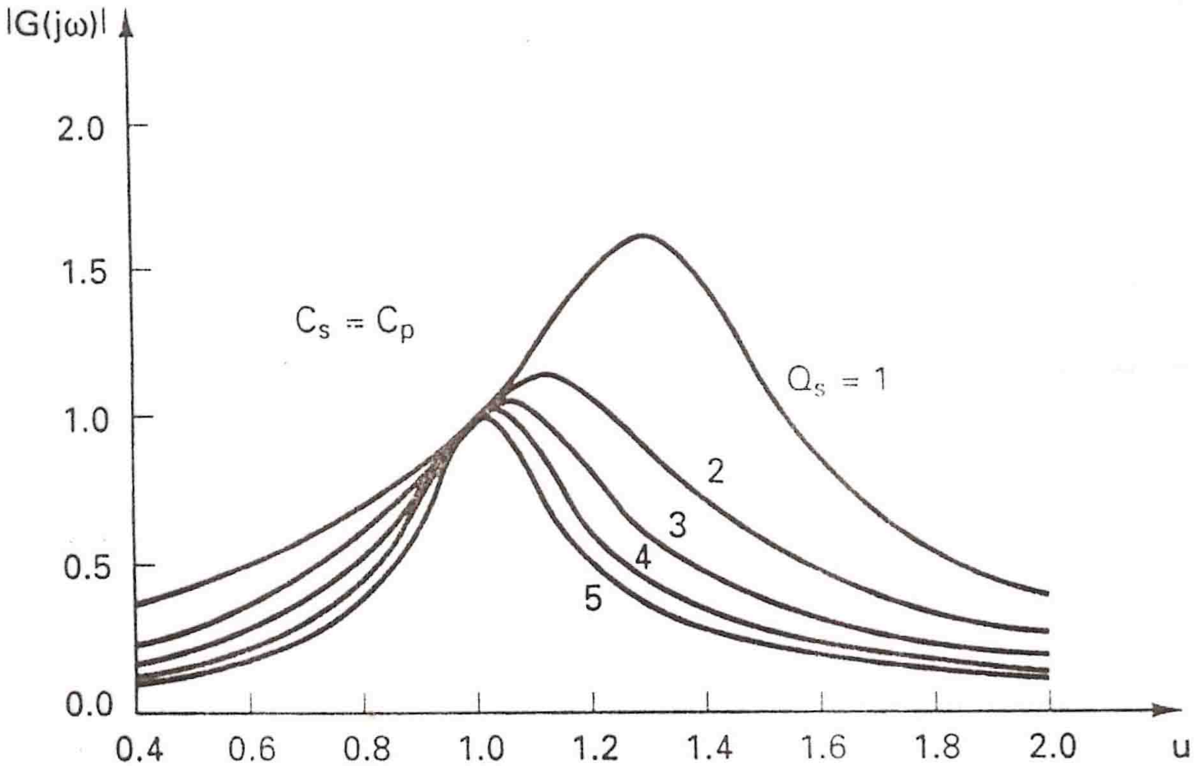
$$G(j\omega)=\frac{1}{1+\frac{C_p}{C_s}-\omega^2 LC_p+jQ_s\left(\frac{\omega}{\omega_o}-\frac{\omega_o}{\omega}\right)}$$

$$G(j\omega)=\frac{1}{1+\frac{C_p}{C_s}(1-u^2)+jQ_s\left(u-\frac{1}{u}\right)}$$

y el módulo de la ganancia es:

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\left\{\left[1+\frac{C_p}{C_s}(1-u^2)\right]^2 + Q_s^2\left(u-\frac{1}{u}\right)^2\right\}^{\frac{1}{2}}}$$

Para una relación determinada de las capacidades serie y paralelo (en este caso unitaria), el módulo de la ganancia del circuito se puede graficar normalizado en función del factor de calidad y de la relación de frecuencias u como:



Características obtenibles al variar la frecuencia de operación en la configuración resonante inductancia con condensador en serie en serie con el paralelo condensador-resistencia:

El efecto de elevación de voltaje al desaparecer la carga queda controlado.

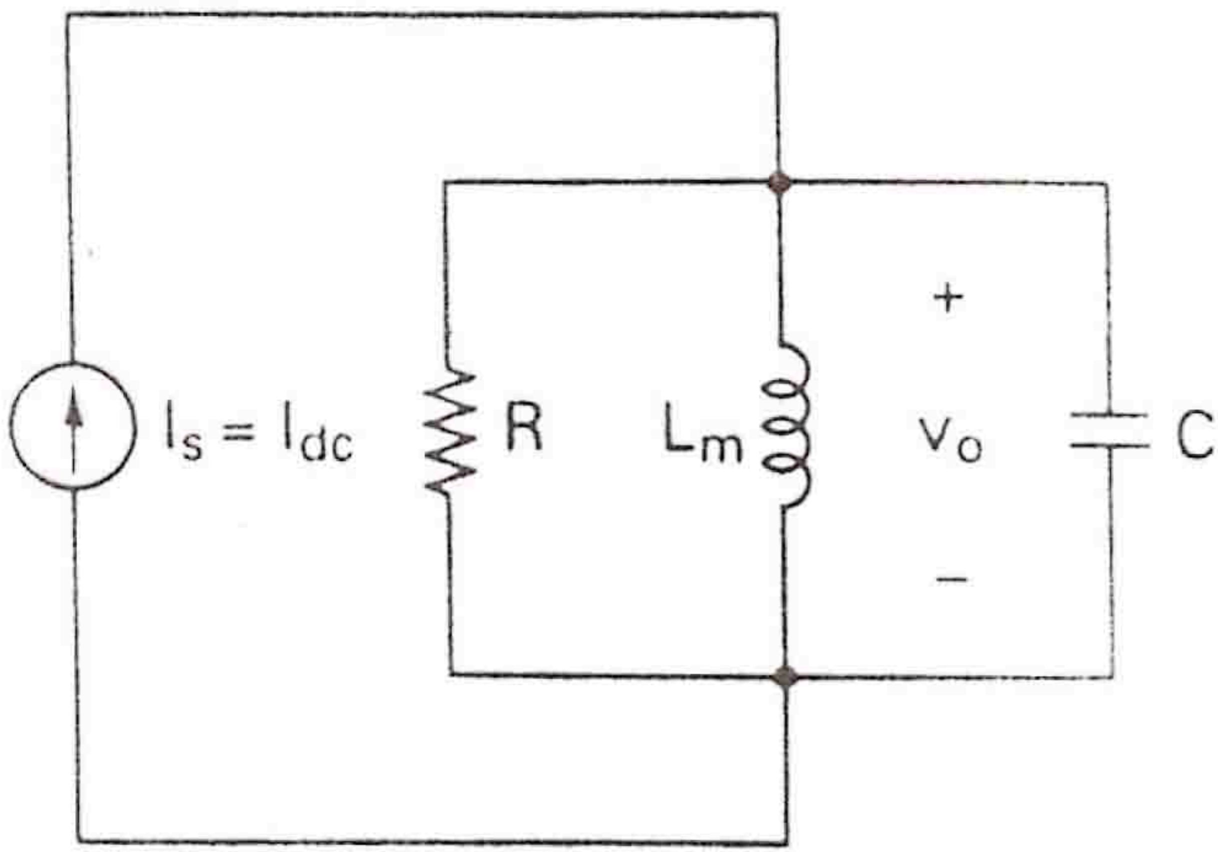
Las características cambian con C_p, pero en general $C_p=C_s$ es un buen compromiso.

Es conveniente que la Q sea alta (entre 4 y 5) para que la corriente disminuya al bajar la carga, manteniendo buena eficiencia con carga parcial.

Esta configuración puede funcionar con un rango mayor de variación de voltajes de entrada y de cargas, desde vacío a plena carga, manteniendo una eficiencia excelente.

4-Respuesta en frecuencia de una carga en paralelo.

El circuito equivalente a considerar es:



En este caso se trabaja con la impedancia de entrada, que es:

$$Z(j\omega) = \frac{V_o}{I_i}(j\omega) = \frac{R}{1 + j\left(\frac{R}{\omega L} + \omega CR\right)}$$

el factor de calidad del circuito resonante paralelo es:

$$Q_p = \omega_o CR = R\sqrt{\frac{C}{L}} = 2\delta$$

donde δ, el factor de amortiguamiento es:

$$\delta = \frac{\alpha}{\omega_o} = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

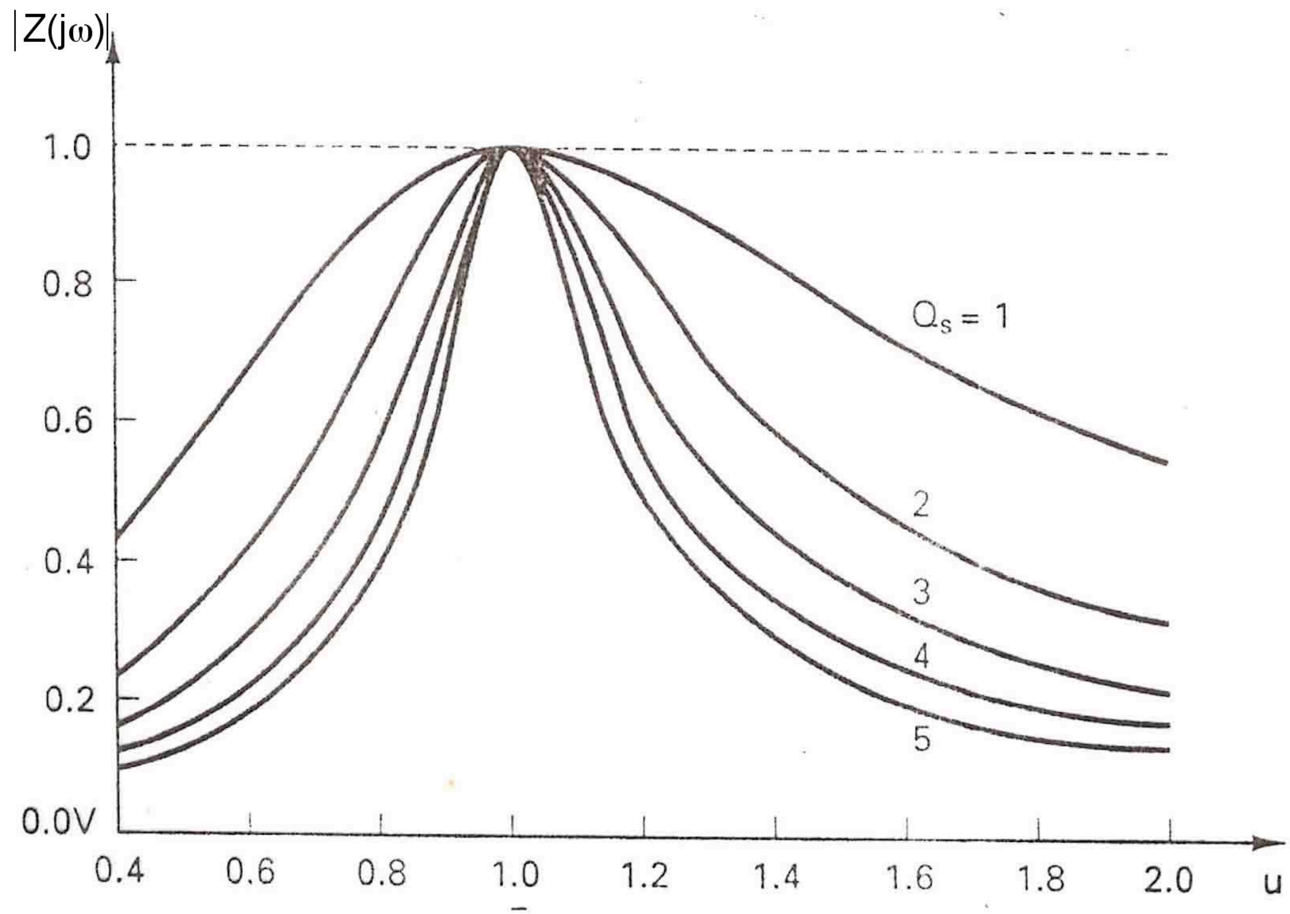
Reemplazando, la impedancia resulta:

$$Z(j\omega) = \frac{V_o}{I_i}(j\omega) = \frac{R}{1 + jQ_p\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)} = \frac{R}{1 + jQ_p\left(u - \frac{1}{u}\right)}$$

y el módulo de la impedancia es:

$$\left|Z(j\omega)\right| = \frac{1}{\left[1 + Q_p^2 (u - \frac{1}{u})^2\right]^{\frac{1}{2}}}$$

El módulo de la impedancia del circuito se puede graficar normalizado en función del factor de calidad y de la relación de frecuencias u como:

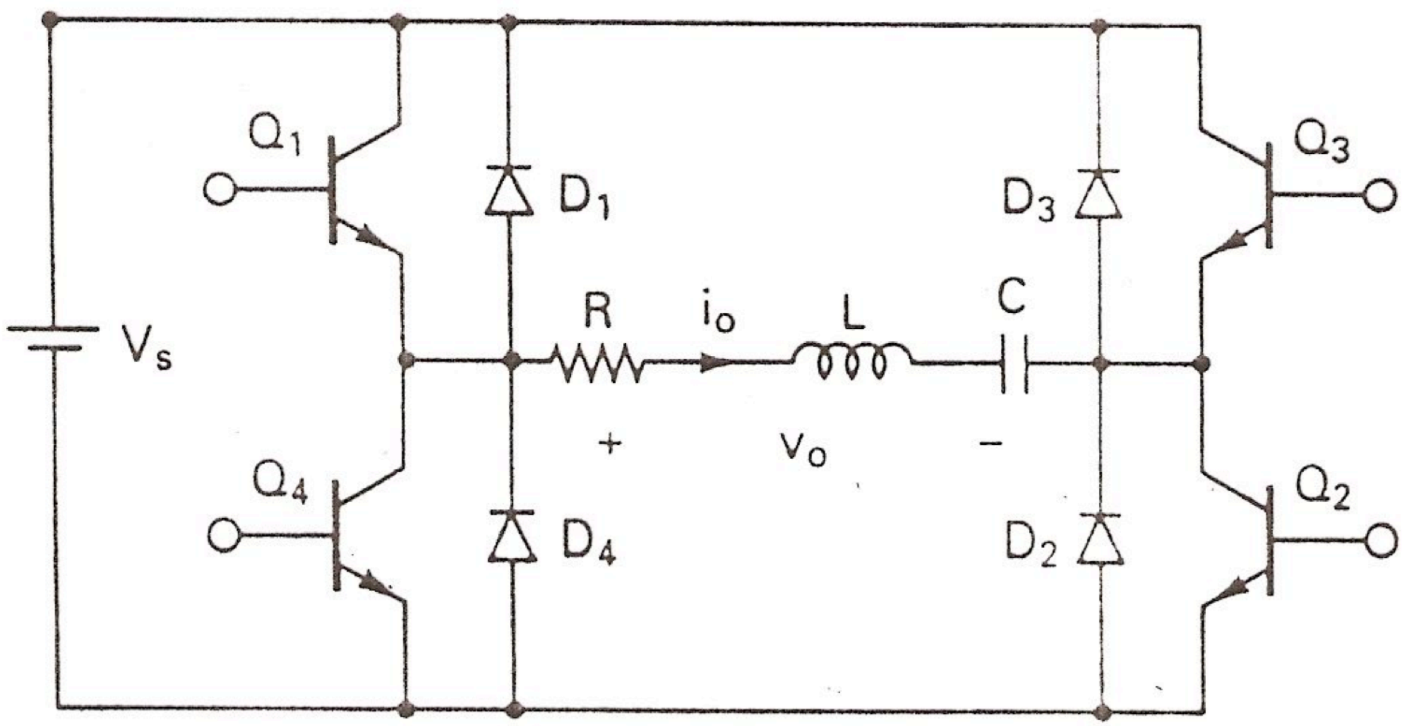


Nótese que la forma de ecuación de la impedancia y por lo tanto la de la gráfica de la impedancia del circuito resonante paralelo son iguales a las correspondientes para la ganancia del circuito resonante serie, por lo que las características de control por variación de frecuencia en el resonante paralelo son equivalentes a las ya mencionadas para el circuito resonante serie.

Inversores cuasi-resonantes (QRI, Quasi-Resonant Inverter)

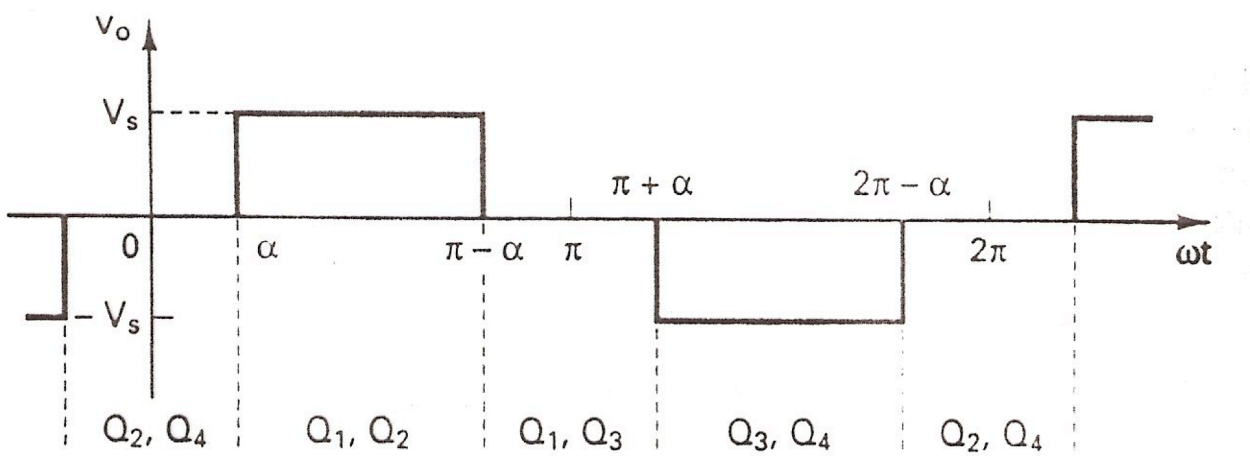
1- Carga resonante serie.

La configuración circuital es:



La variable a controlar es la tensión de excitación, V_i, aplicada sobre el resonador serie del circuito puente inversor, cuya tensión de entrada, V_s, se mantiene constante. Cada columna se activa a la frecuencia de resonancia, introduciendo un retardo controlado, α, entre la señal de control aplicada a una columna inversora y la aplicada a la otra.

La tensión aplicada a la carga es:



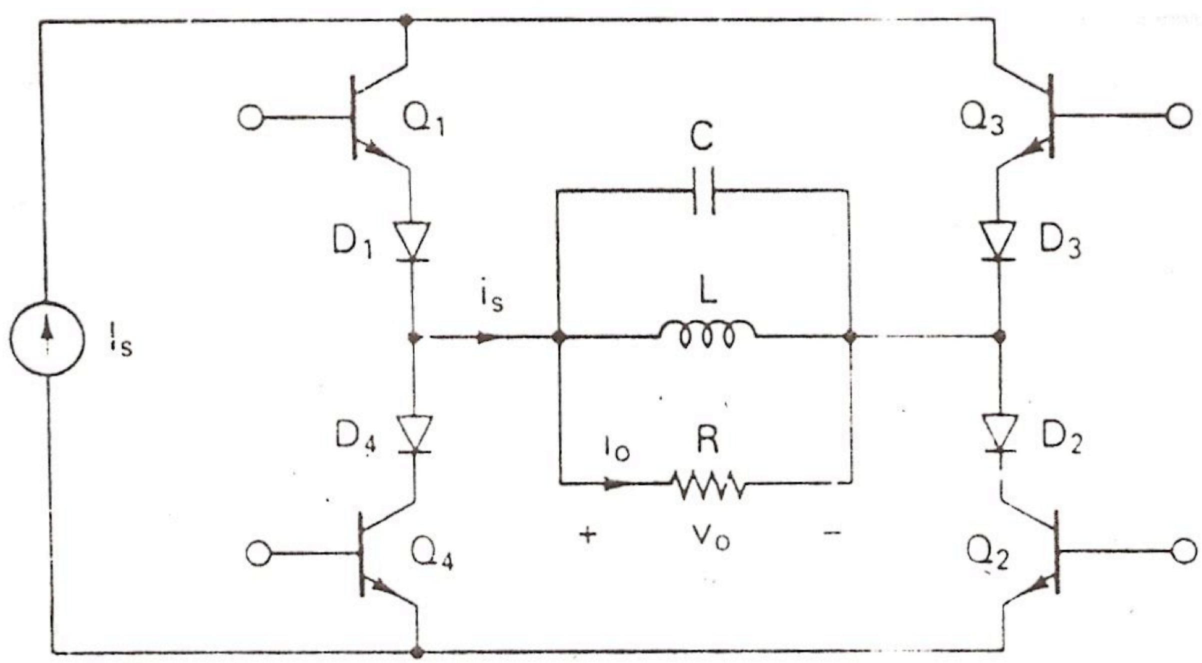
Con esto, el voltaje rms fundamental aplicado a la carga en función del defasaje α entre las dos columnas inversoras es:

$$V_i = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi}\cos\alpha$$

Por lo tanto la tensión de entrada se puede variar monótonamente entre el máximo, cuando el defasaje α es 0, y el sistema opera como un puente completo sin control de voltaje, y cero, cuando el defasaje α es π, y no se aplica tensión externa al circuito resonante.

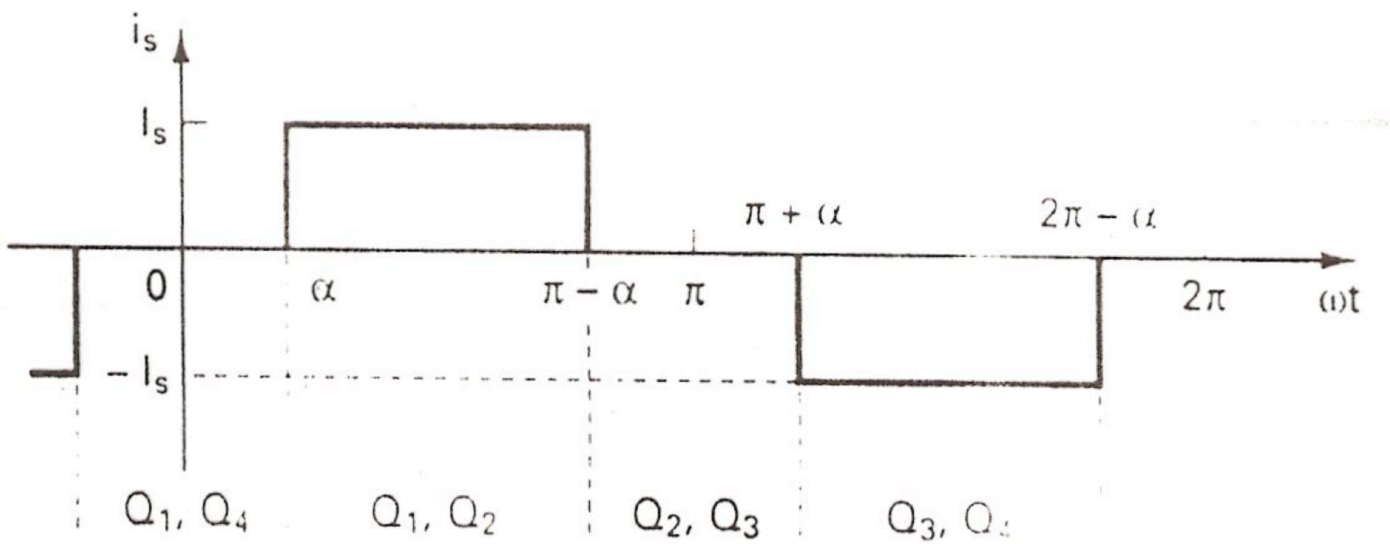
2-Carga resonante paralelo.

Dada la dualidad entre la tensión en la resonancia serie y la corriente en la resonancia paralelo, el mismo resultado se puede lograr en un circuito resonante paralelo puente completo como el mostrado en la figura.



En este caso la variable a controlar es el valor rms de la corriente de excitación del resonador paralelo, mientras el inversor opera con una corriente de entrada constante, I_s.

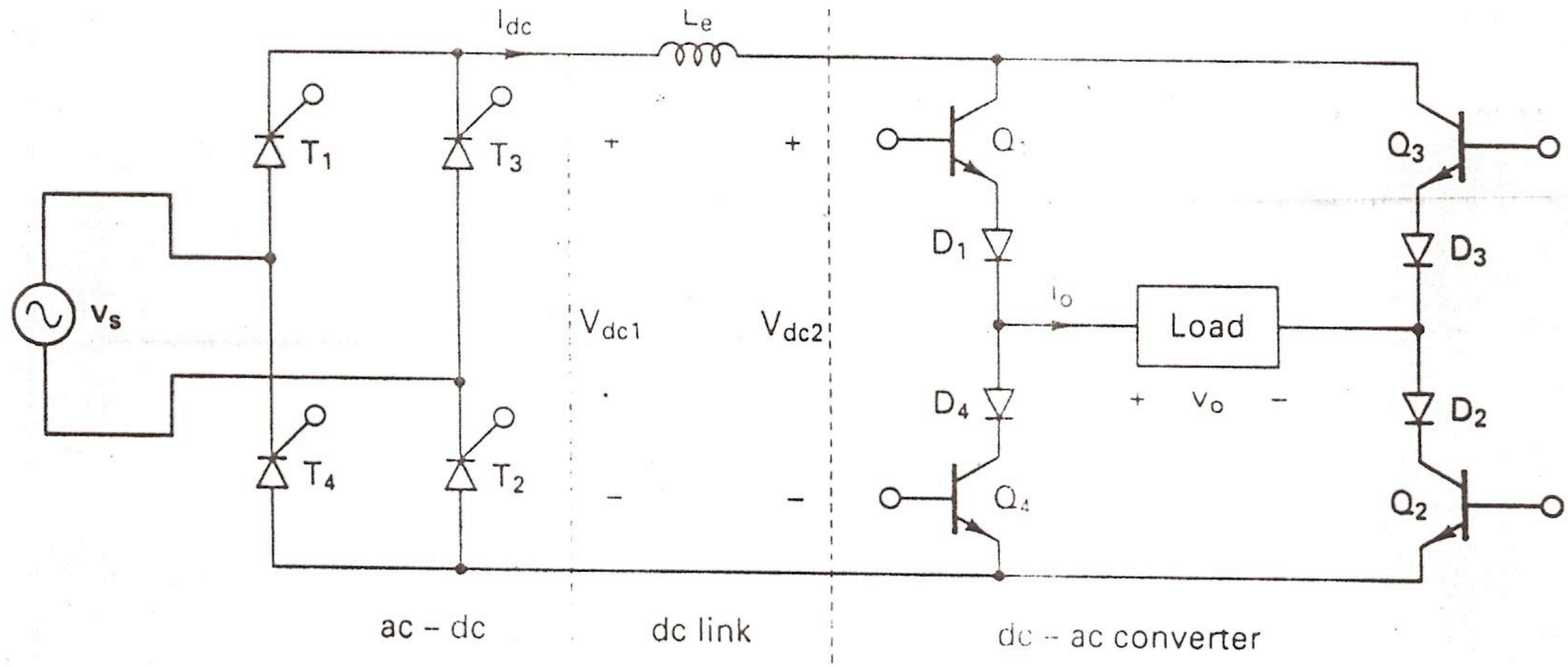
Los pulsos de corriente aplicados a la carga por las columnas inversoras del puente son:



El control por defasaje relativo, α, de una columna del puente inversor respecto a la otra, manteniendo la frecuencia de conmutación en el valor de la frecuencia de resonancia produce un pulso de corriente de excitación de ancho variable, cuyo valor rms, I_i, es:

$$I_i = \frac{4 I_s}{\sqrt{2}\pi} \cos \alpha$$

Por lo tanto la corriente de entrada se puede variar monótonamente entre el máximo, cuando el defasaje α es 0, y el sistema opera como un puente completo sin control de corriente, y cero, cuando el defasaje α es π, y no se aplica corriente externa al circuito resonante.

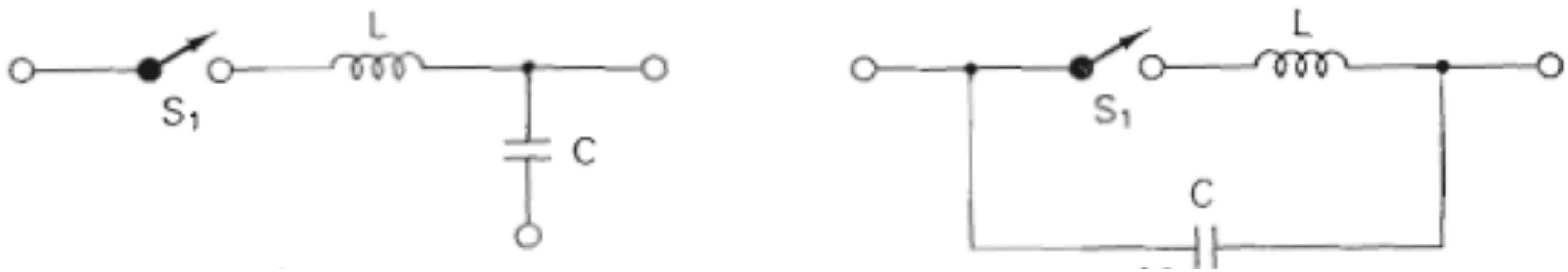


La figura muestra una posible implementación de un circuito conversor cuasi-resonante paralelo alimentado a partir de una tensión AC mediante un conversor AC-DC completamente controlado para controlar el valor de la corriente de entrada.

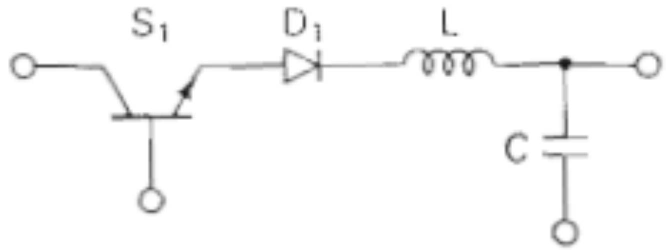
Inversores resonantes por conmutación a corriente cero (ZCS).

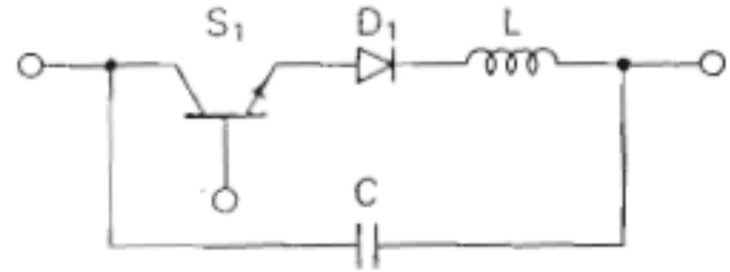
En estos circuitos se conecta un arreglo LC a una válvula completamente controlada para que las conmutaciones de encendido y apagado ocurran en coincidencia con el cruce por cero de la corriente en la válvula.

Existen dos tipos de arreglos LC, el “L” y el “M”, y ambos se pueden configurar para válvulas unidireccionales (“media onda”) o bidireccionales (“onda completa”).



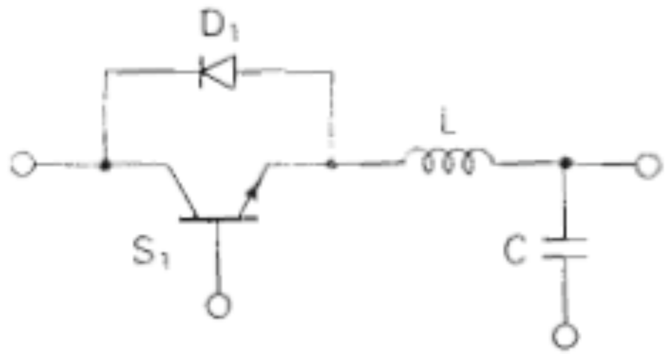
Configuraciones básicas de circuitos conmutadores para ZCS.
Izquierda tipo L, derecha tipo M

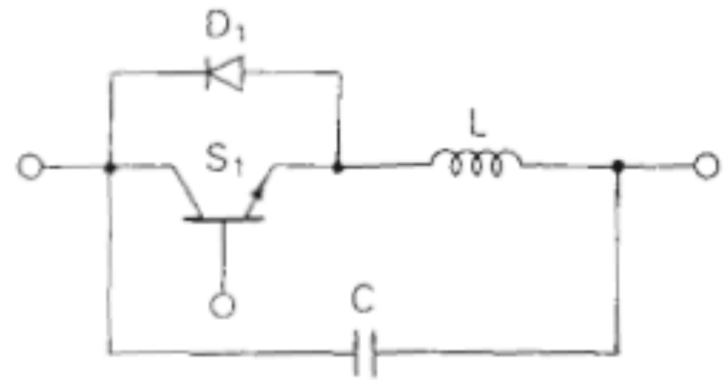




Implementaciones básicas de circuitos conmutadores para ZCS de media onda (corriente unidireccional en el conmutador).

Izquierda tipo L, derecha tipo M

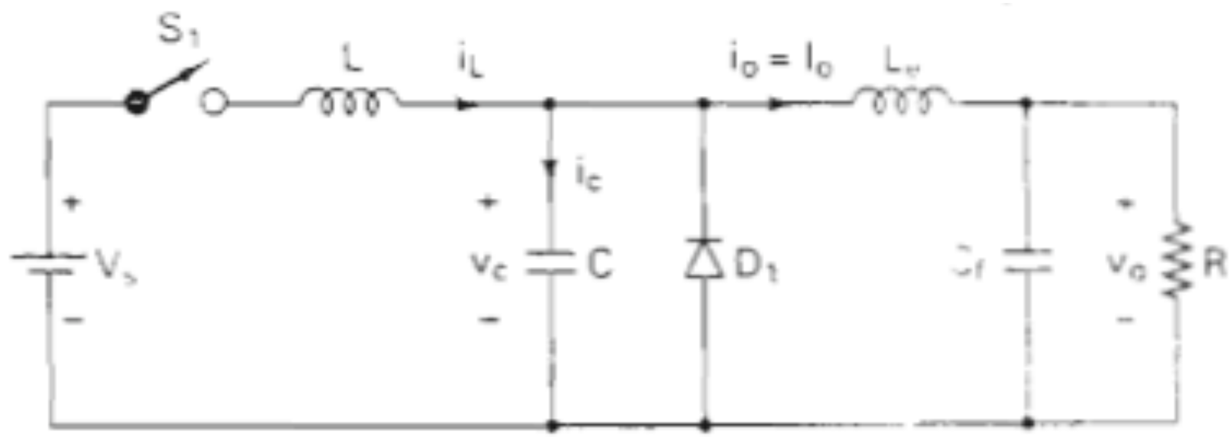




Implementaciones básicas de circuitos conmutadores para ZCS de onda completa (corriente bidireccional en el conmutador).
Izquierda tipo L, derecha tipo M

El principio general de operación es formar un circuito oscilante serie con el arreglo conmutador, inductancia y condensador para lograr una oscilación de corriente que haga que las conmutaciones de encendido y apagado del conmutador principal ocurran en condiciones de cero corriente y, por lo tanto, de cero pérdidas.

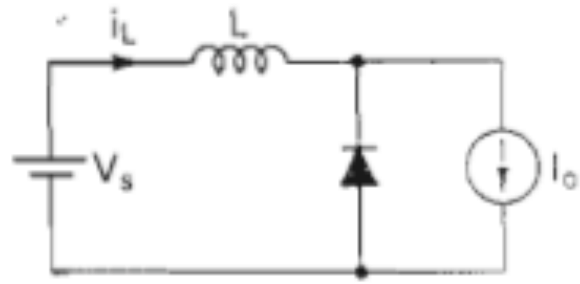
Convertidor resonante ZCS tipo “L”.



Circuito básico inversor resonante ZCS tipo "L"

Modos de operación

Modo 1.



Circuito equivalente del modo 1 de operación.

Se inicia cuando se activa la válvula S_1. Dado que no hay corriente en la inductancia L, esta conmutación es del tipo ZCS. La corriente de carga I_o, considerada constante, circula inicialmente a través de D_1, diodo que mantiene cortocircuitado al condensador C mientras conduce.

Considerando al diodo D_1 ideal, el encendido de S_1 aplica la tensión V_s sobre la inductancia L, y la corriente $i_L(t)$ crece linealmente según:

$$i_L(t) = \frac{V_s}{L} t$$

La corriente en D_1 es:

$$i_{D1}(t) = I_o - i_L(t)$$

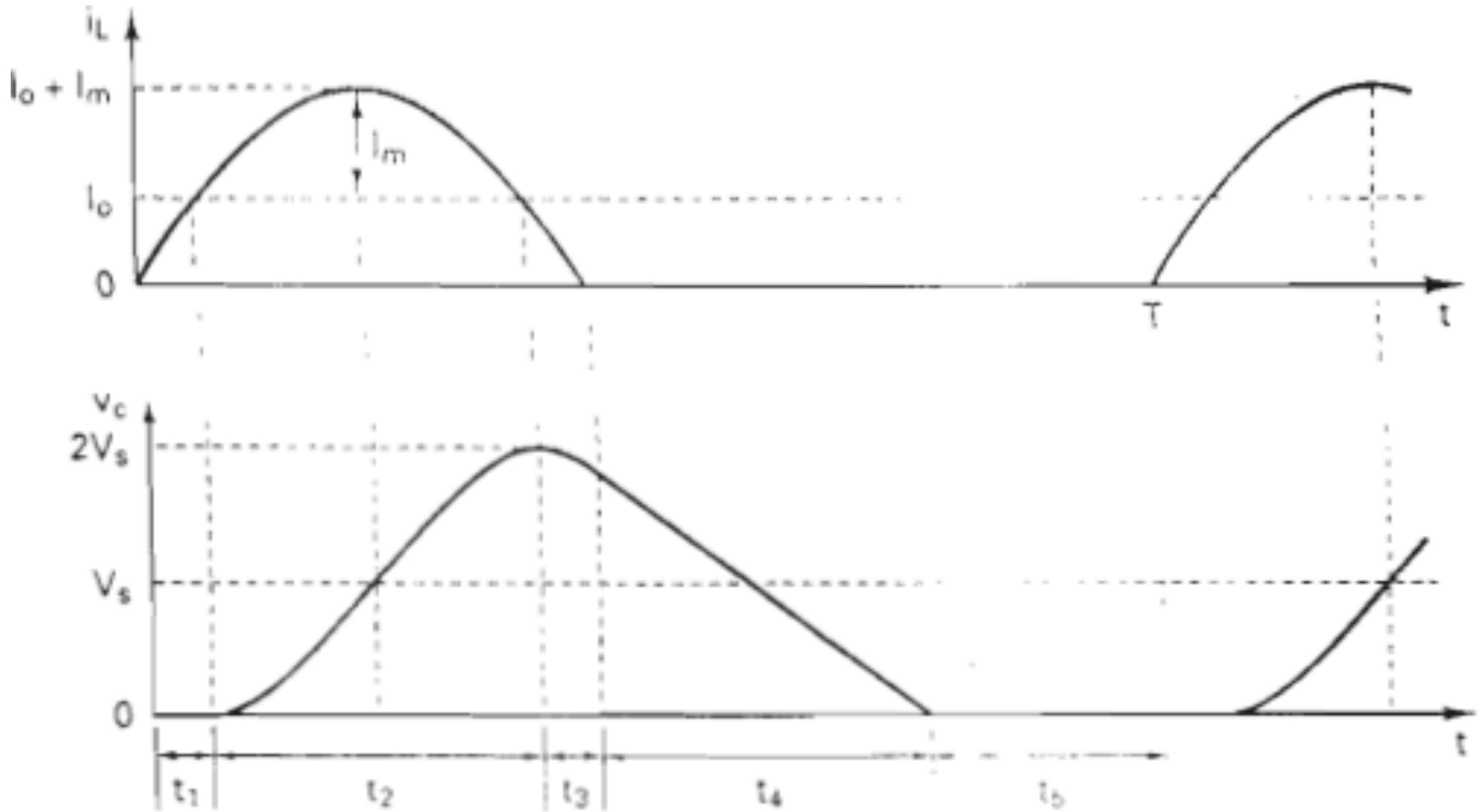
Este modo termina en $t=t_1$, cuando:

$$i_L(t_1) = \frac{V_s}{L} t_1 = I_o$$

esto es, la corriente en la inductancia iguala el valor de la corriente de carga I_o, por lo que el diodo D_1 sale de conducción.

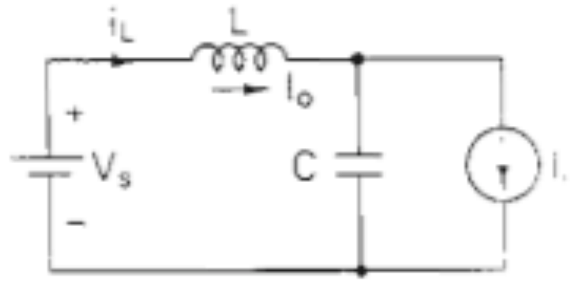
El tiempo t_1 es:

$$t_1 = \frac{LI_o}{V_s}$$



Formas de onda del circuito.

Modo 2.



Circuito equivalente del modo 2 de operación.

Al salir D_1 de conducción, se inicia una oscilación LC pura entre la inductancia L y el condensador C.

La corriente en el inductor L es:

$$i_L(t) = I_m sen\omega_o t + I_o$$

donde:

$$I_m = V_s \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

La tensión en el condensador es:

$$v_C(t) = V_s(1 - \cos\omega_o t)$$

La corriente pico en la válvula es:

$$I_p = I_m + I_o$$

esta corriente ocurre en el momento t_{iLpico}:

$$t_{iLpico} = \frac{\pi}{2}\sqrt{LC}$$

El voltaje pico en el condensador es:

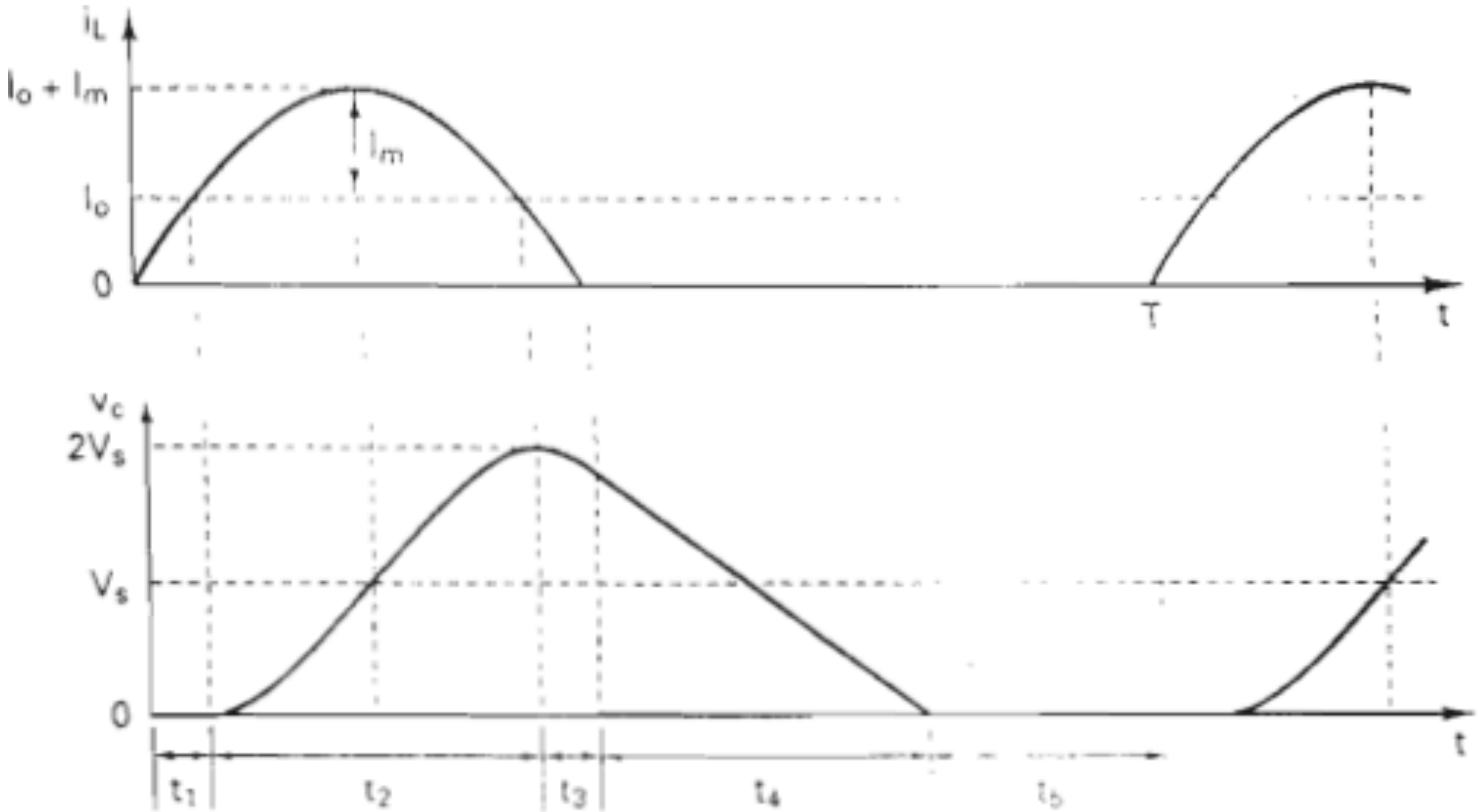
$$V_{cpico} = 2V_s$$

valor que ocurre en el instante t_2, cuando:

$$i_L(t_2) = I_o$$

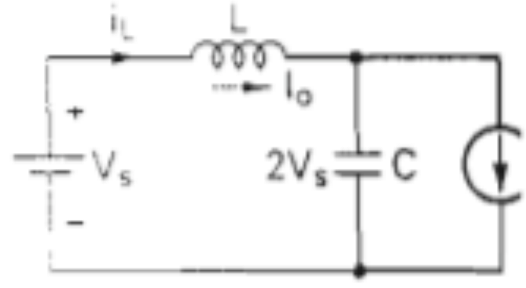
$$t_2 = \pi\sqrt{LC}$$

En $t=t_2$ concluye el modo 2 de operación y empieza el modo 3.



Formas de onda del circuito.

Modo 3.



Circuito equivalente del modo 3 de operación.

La corriente en la inductancia L es ahora:

$$i_L(t) = I_o - I_m sen\omega_o t$$

El voltaje en el condensador C es:

$$v_c(t) = 2V_s \cos\omega_o t$$

Este modo termina en $t=t_3$, cuando:

$$i_L(t_3) = 0$$

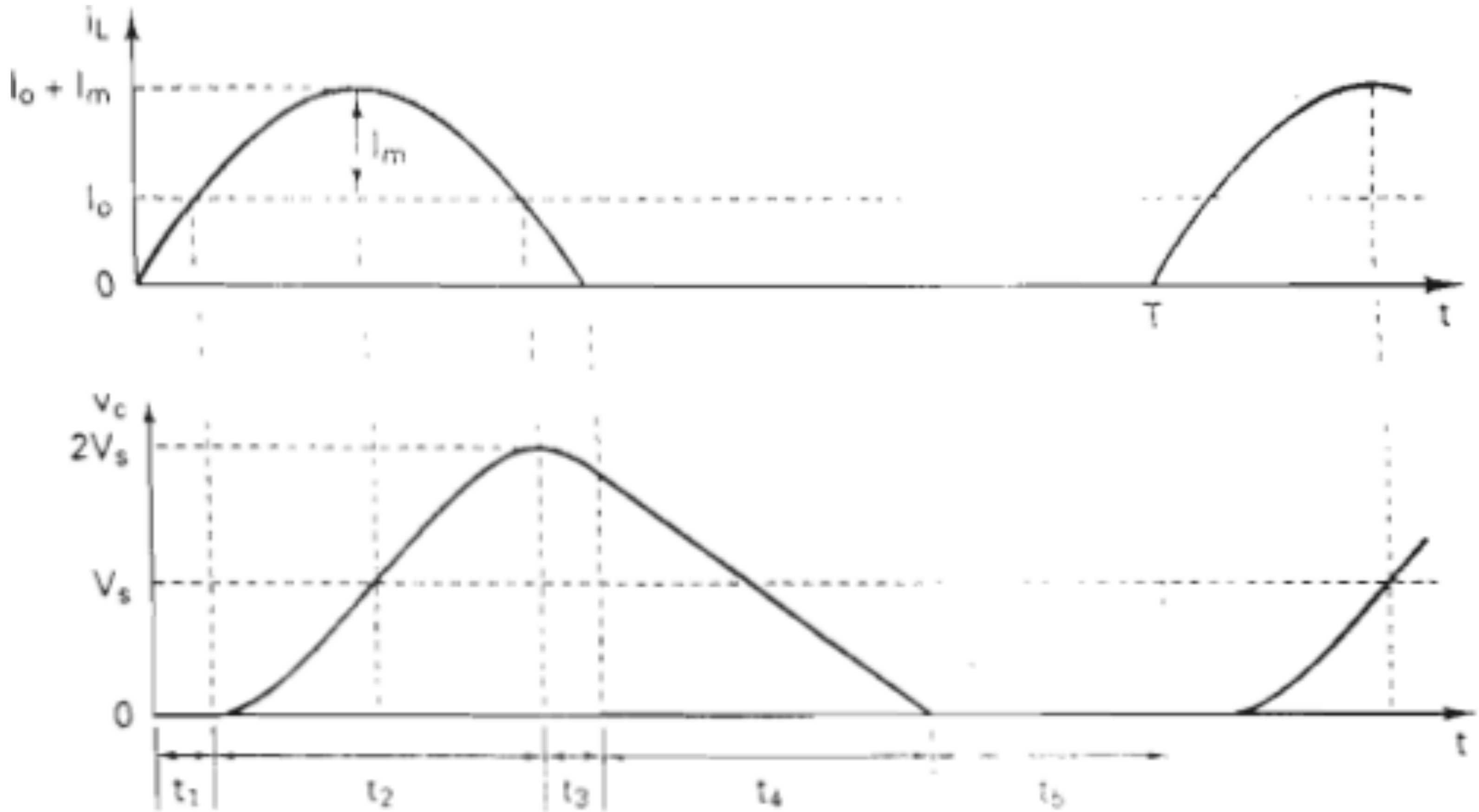
$$v_c(t_3) = V_{c3}$$

y el tiempo t_3 resulta:

$$t_3 = \sqrt{LC}\, sen^{-1}\left(\frac{1}{x}\right)$$

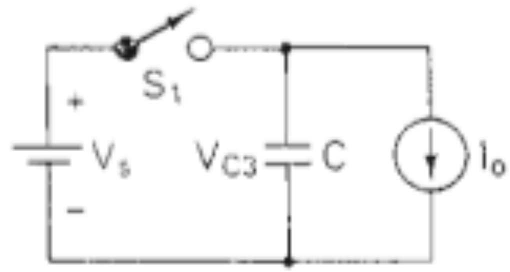
$$x = \frac{I_m}{I_o} = \frac{V_s}{I_o}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

Al anularse la corriente en la inductancia, también se hace cero la corriente en el conmutador principal S_1, con lo que este se apaga naturalmente en una conmutación del tipo ZCS, tal como se desea.



Formas de onda del circuito.

Modo 4.



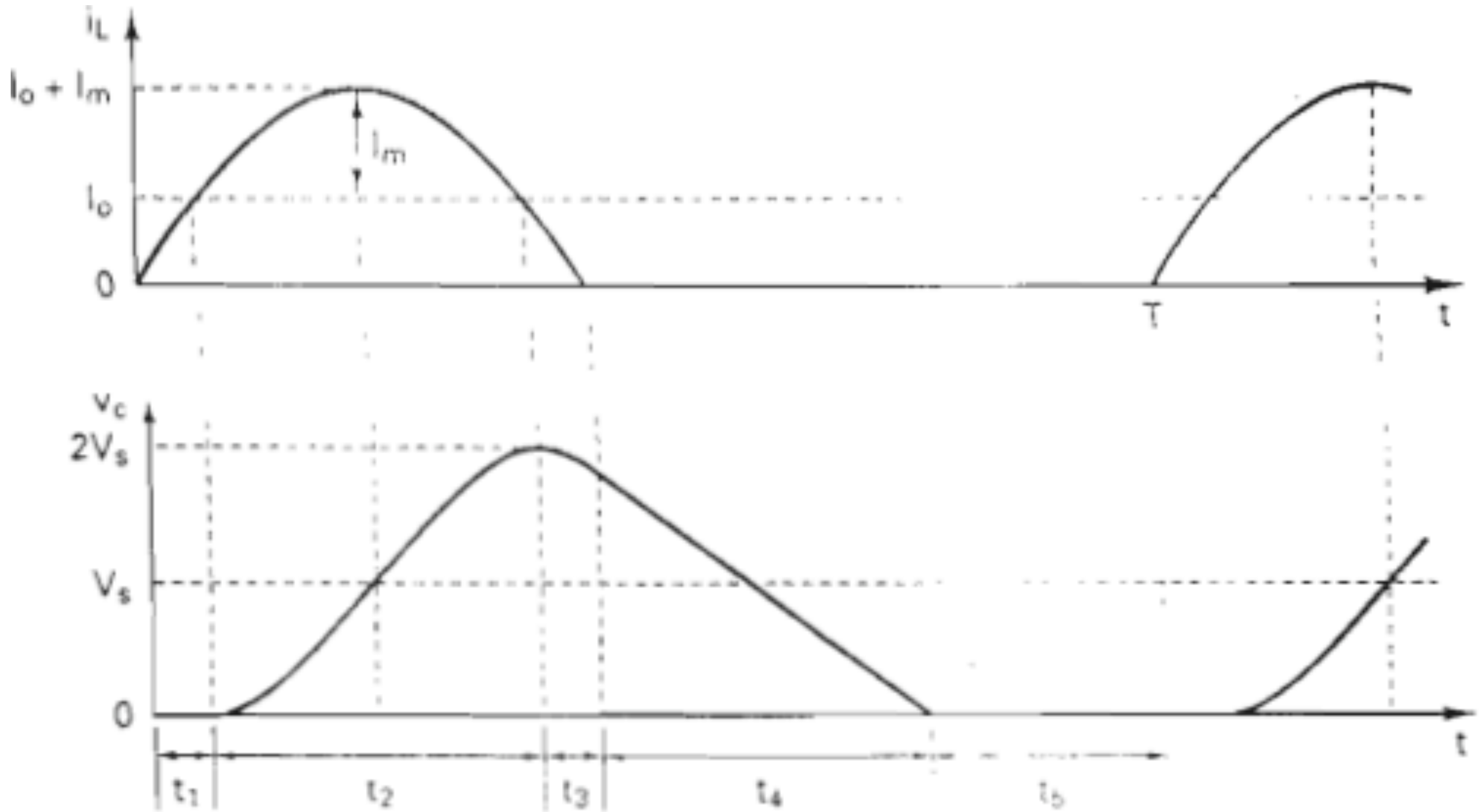
Circuito equivalente del modo 4 de operación.

En este modo la corriente I_o circula a través del condensador C, el cual se descarga linealmente, de acuerdo con:

$$v_C(t) = V_{C3} - \frac{I_O}{C} t$$

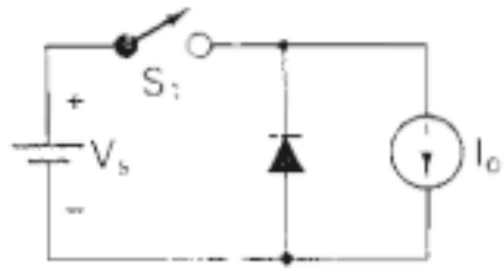
Este modo termina en $t=t_4$, cuando el voltaje del condensador llega a cero, y la corriente I_o se transfiere al diodo D_1.

$$t_4 = \frac{V_{c3}C}{I_o}$$



Formas de onda del circuito.

Modo 5.



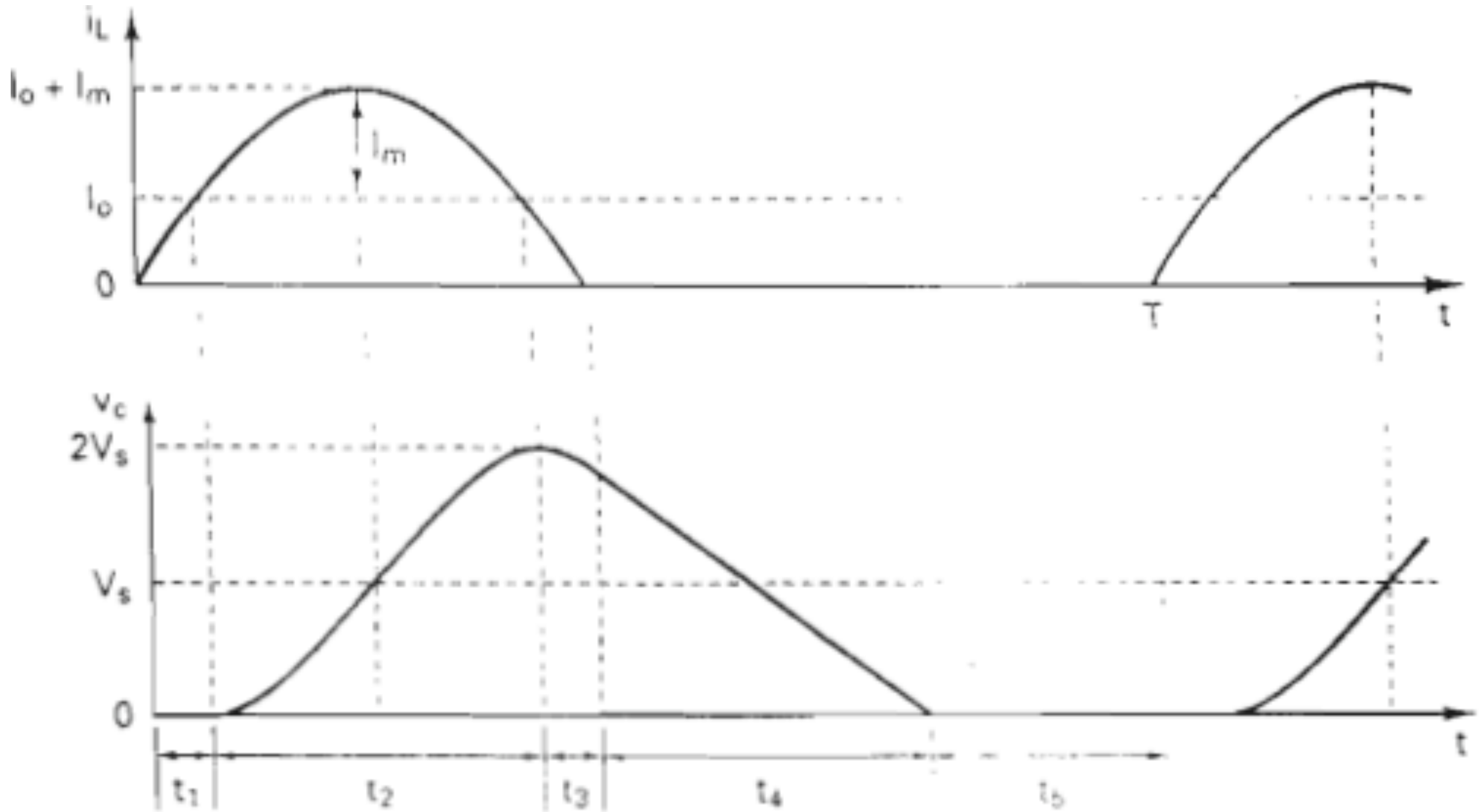
Circuito equivalente del modo 5 de operación.

En este modo la corriente de carga circula a través del diodo D_m.

El modo termina en $t=t_5$, cuando se vuelve a activar la válvula S_1.

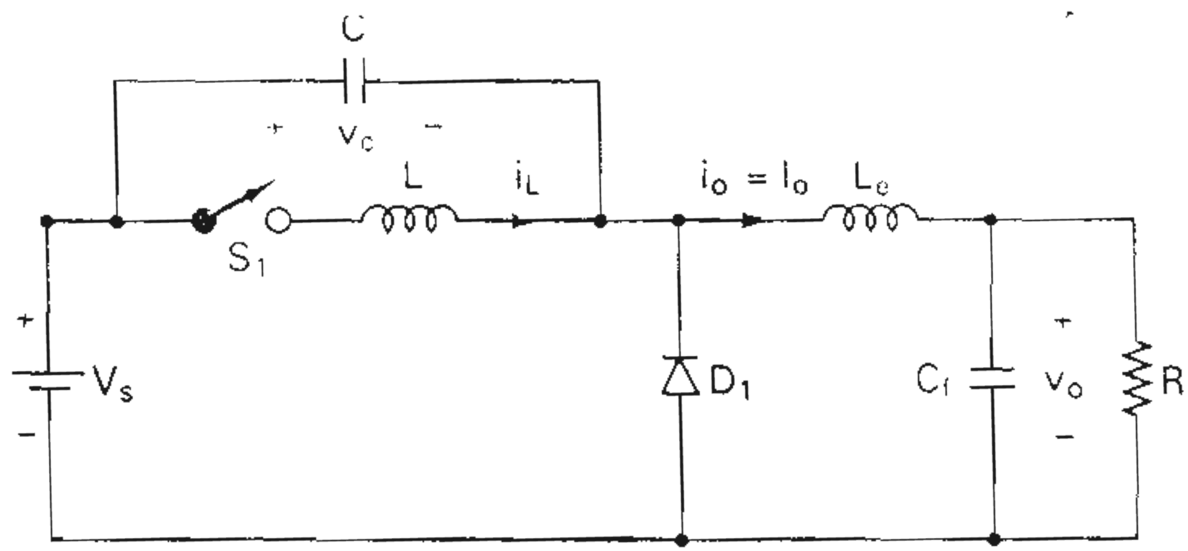
Si T es el tiempo de repetición del ciclo, entonces:

$$t_5 = T - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$$



Formas de onda del circuito.

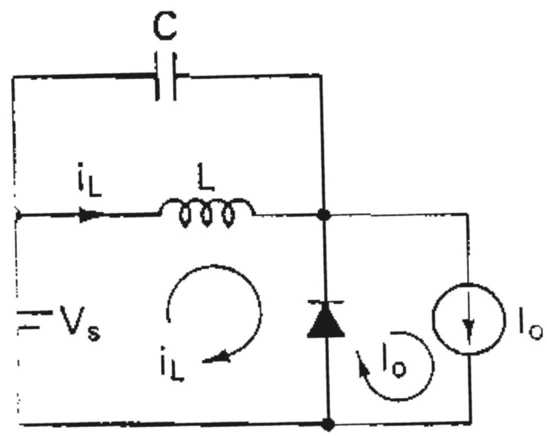
Convertidor resonante ZCS tipo "M".



Circuito básico inversor resonante ZCS tipo "M"

Modos de operación

Modo 1.



Circuito equivalente del modo 1 de operación.

Se inicia cuando se activa la válvula S_1. Dado que no hay corriente en la inductancia, esta es una conmutación del tipo ZCS.

Considerando al diodo D_1 ideal, la tensión V_s, cargada en el condensador C, se aplica sobre la inductancia L, y la corriente $i_L(t)$ crece linealmente según:

$$i_L(t) = \frac{V_s}{L} t$$

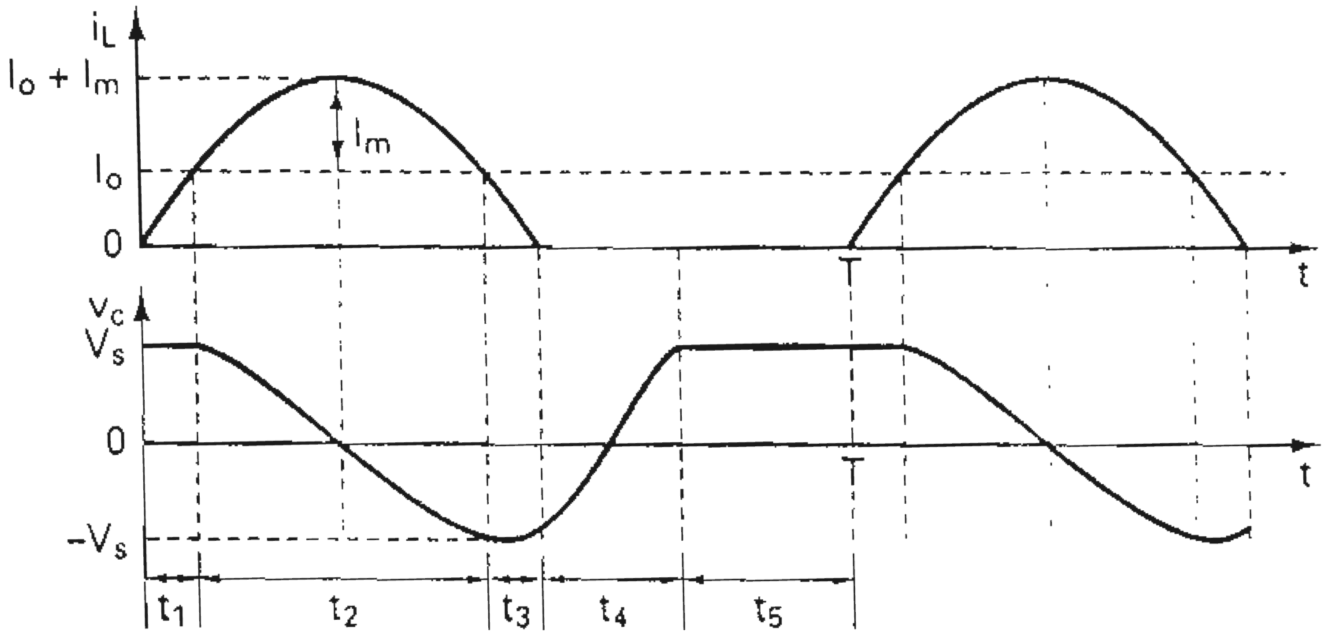
Este modo termina en $t=t_1$, cuando:

$$i_L(t_1) = \frac{V_s}{L} t_1 = I_o$$

esto es, la corriente en la inductancia iguala el valor de la corriente de carga I_o, por lo que el diodo D_1 sale de conducción.

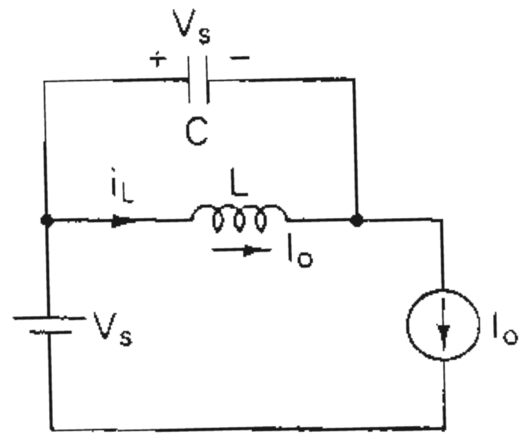
El tiempo t_1 es:

$$t_1 = \frac{LI_o}{V_s}$$



Formas de onda en el circuito.

Modo 2.



Circuito equivalente del modo 2 de operación.

Al salir D_1 de conducción, se inicia una oscilación LC pura entre la inductancia L y el condensador C.

La corriente en el inductor L es:

$$i_L(t) = I_m sen \omega_o t + I_o$$

donde:

$$I_m = V_s \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

La tensión en el condensador es:

$$v_C(t) = V_s \cos \omega_o t$$

La corriente pico en la válvula es:

$$I_p = I_m + I_o$$

esta corriente ocurre en el momento t_{iLpico}:

$$t_{iLpico} = \frac{\pi}{2}\sqrt{LC}$$

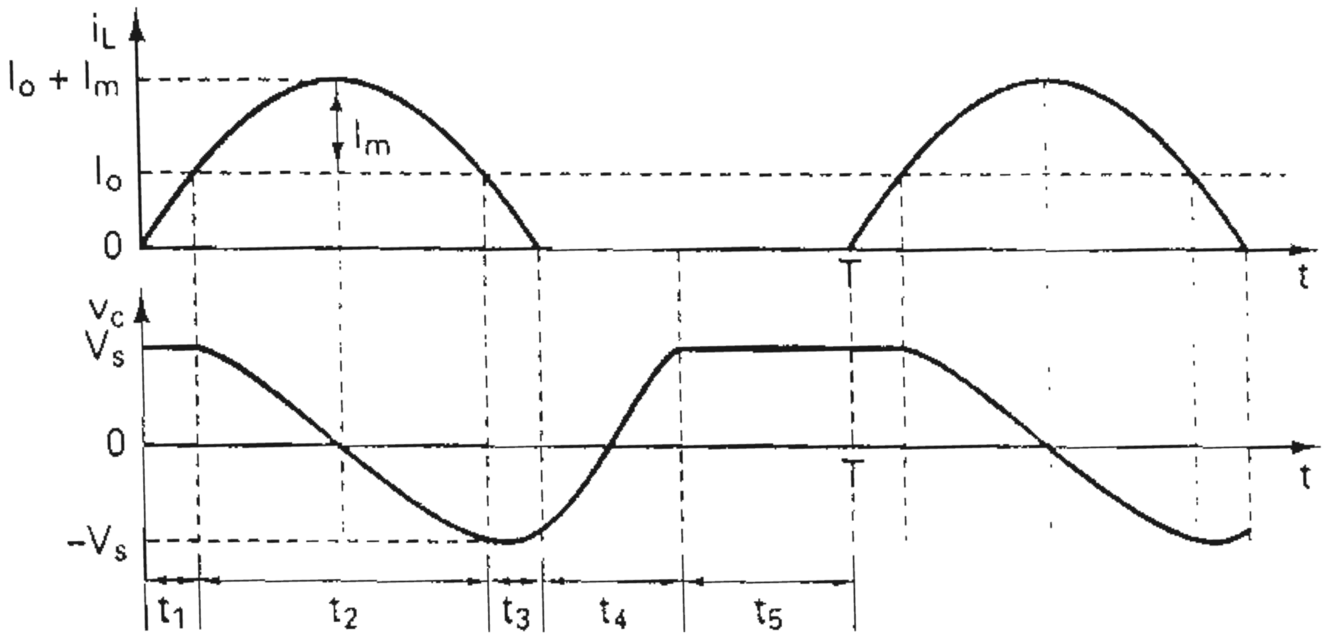
El voltaje pico en el condensador, que corresponde a la tensión inicial, es:

$$V_{cpico} = V_s$$

Y la tensión final en el condensador es:

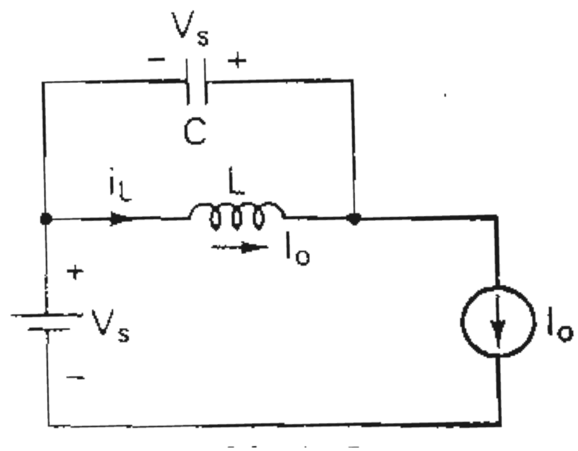
$$V_c(t_2) = -V_s$$

En $t=t_2$ concluye el modo 2 de operación y empieza el modo 3.



Formas de onda en el circuito.

Modo 3.



Circuito equivalente del modo 3 de operación.

La corriente en la inductancia L es ahora:

$$i_L(t) = I_o - I_m sen\omega_o t$$

El voltaje en el condensador C es:

$$v_c(t) = -V_s \cos\omega_o t$$

Este modo termina en t=t_3, cuando:

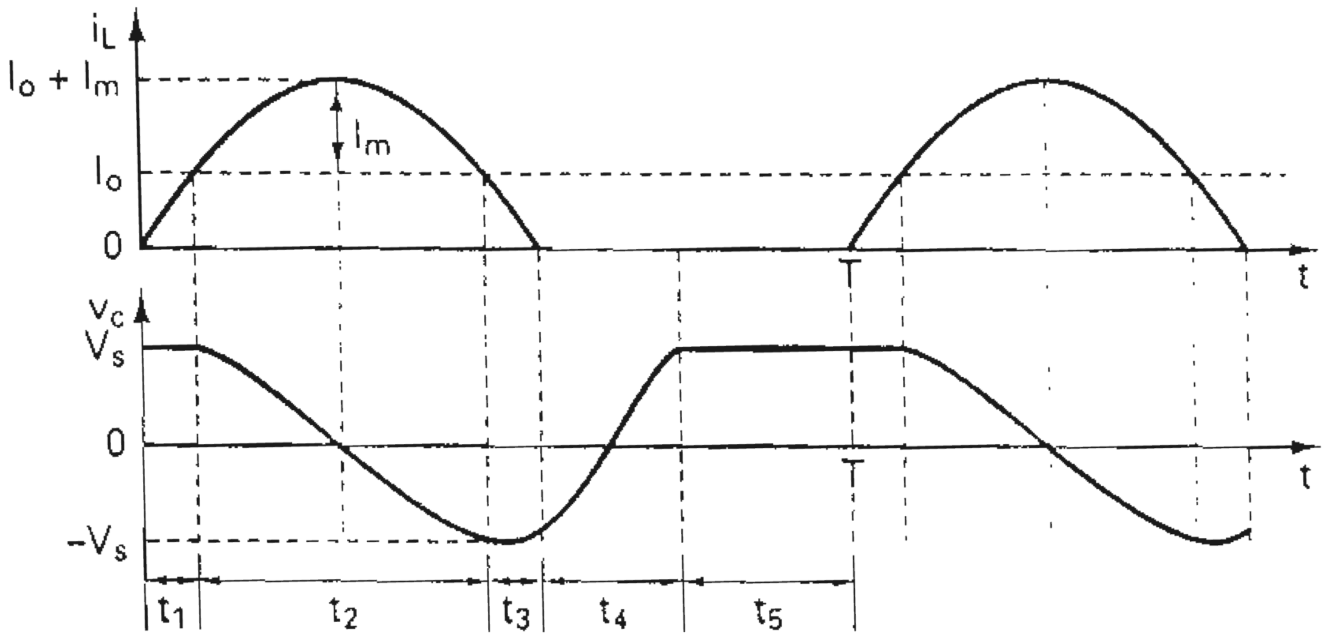
$$i_L(t_3) = 0$$
$$v_c(t_3) = V_{c3}$$

y el tiempo t_3 resulta:

$$t_3 = \sqrt{LC}\, sen^{-1}\left(\frac{1}{x}\right)$$

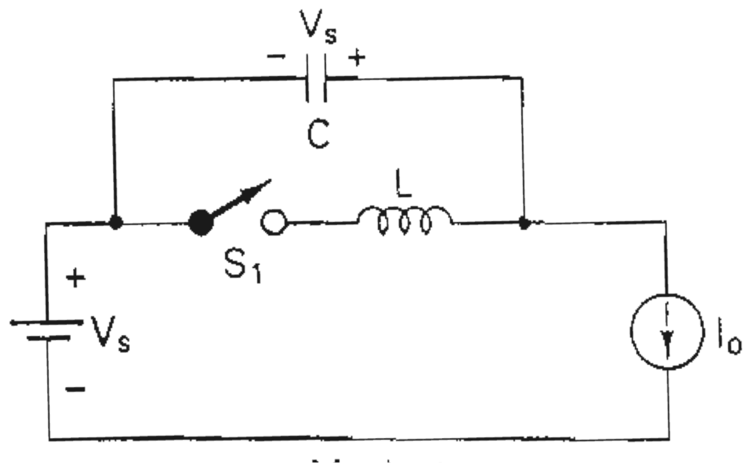
$$x = \frac{I_m}{I_o} = \frac{V_s}{I_o}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

Al anularse la corriente en la inductancia, también se hace cero la corriente en el conmutador principal S_1, con lo que este se apaga naturalmente en una conmutación tipo ZCS, tal como se desea.



Formas de onda en el circuito.

Modo 4.



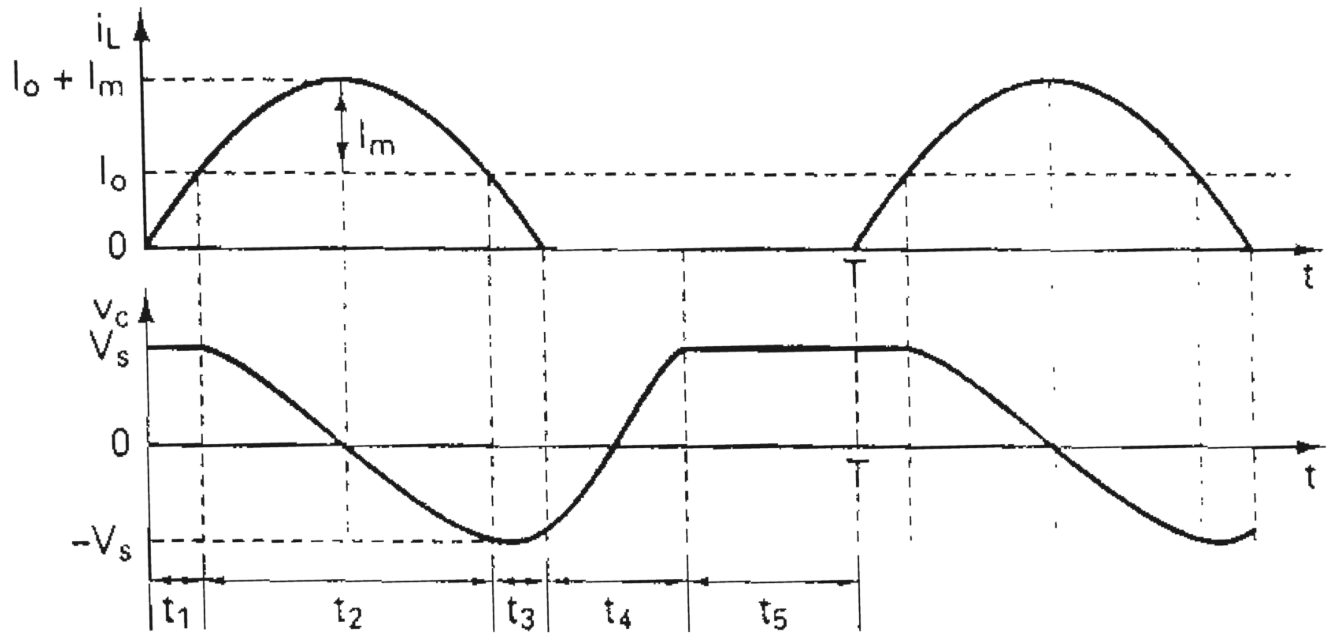
Circuito equivalente del modo 4 de operación.

En este modo la corriente I_o circula a través del condensador C, el cual se carga linealmente, de acuerdo con:

$$v_c(t) = V_{c3} + \frac{I_o}{C} t$$

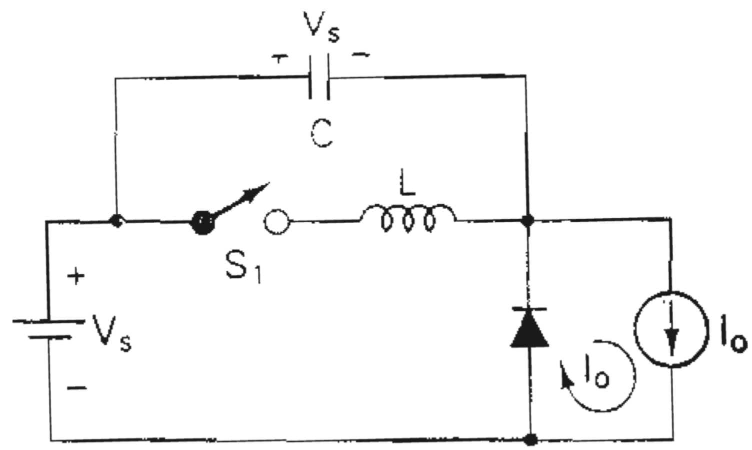
Este modo termina en $t=t_4$, cuando el voltaje del condensador llega a V_s, y la corriente I_o se transfiere al diodo D_1.

$$t_4 = \frac{(V_s - V_{c3})C}{I_o}$$



Formas de onda en el circuito.

Modo 5.



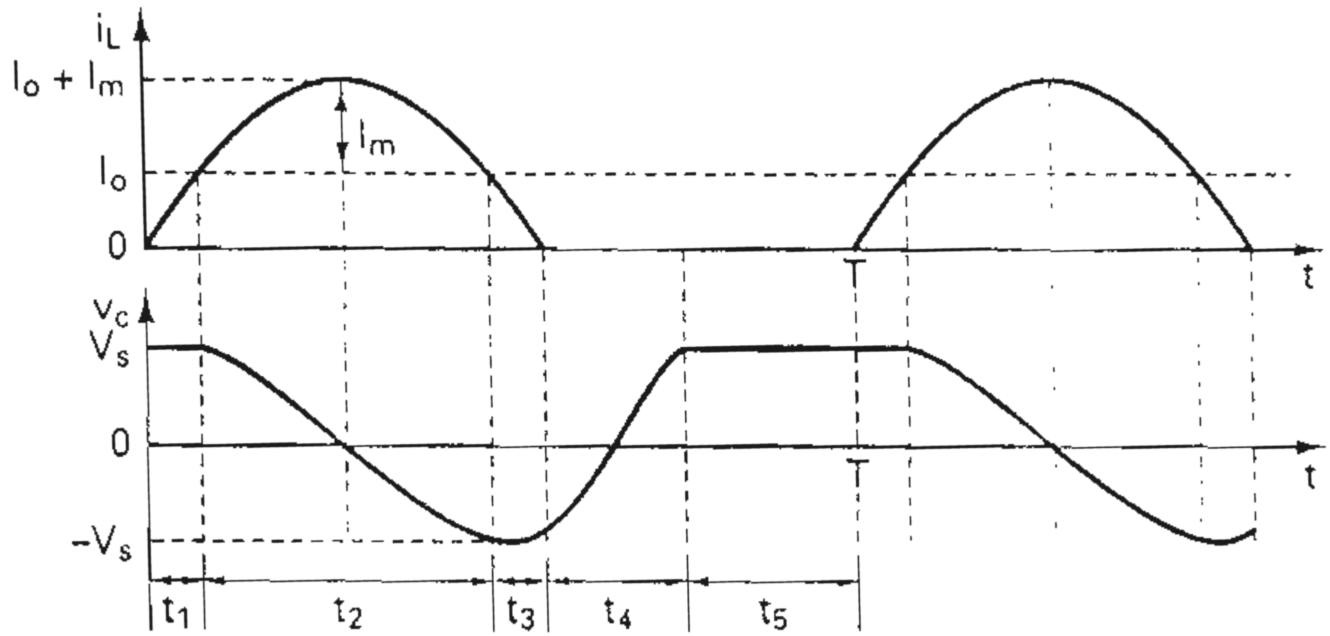
Circuito equivalente del modo 5 de operación.

En este modo la corriente de carga circula a través del diodo D_1.

El modo termina en $t=t_5$, cuando se vuelve a activar la válvula S_1.

Si T es el tiempo de repetición del ciclo, entonces:

$$t_5 = T - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$$

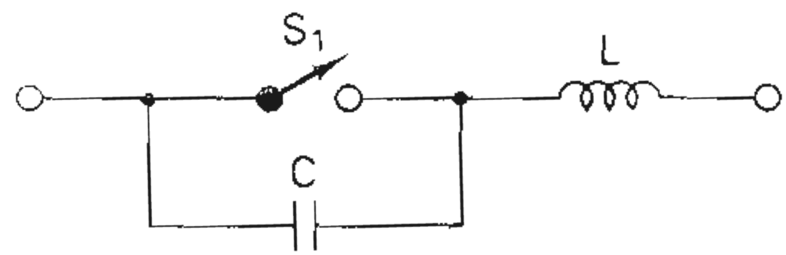


Formas de onda en el circuito.

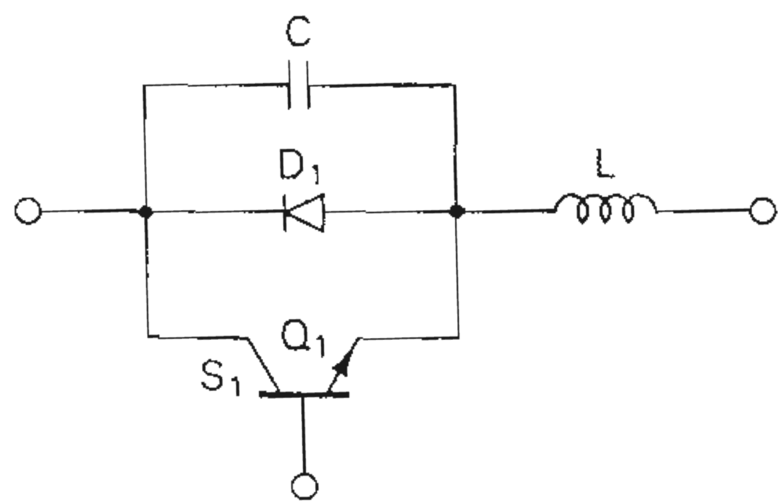
Inversores resonantes por conmutación a corriente voltaje (ZVS).

En estos circuitos se conecta un arreglo LC a una válvula completamente controlada para que las conmutaciones de encendido y apagado ocurran en coincidencia con el cruce por cero de la tensión en la válvula.

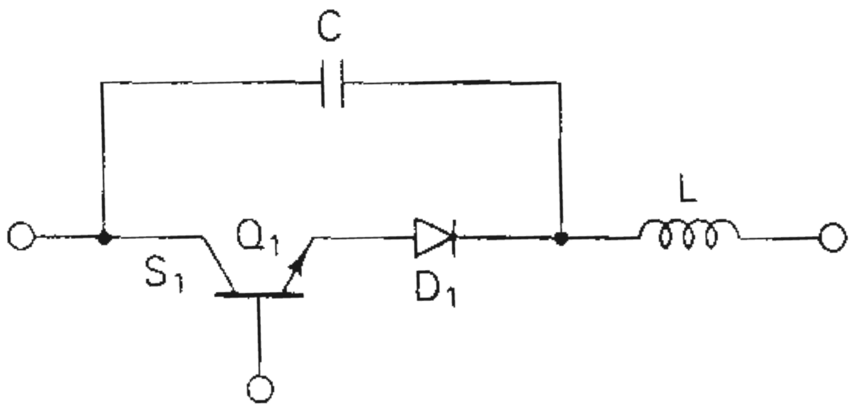
El conmutador ZVS se puede configurar para válvulas unidireccionales (“media onda”) o bidireccionales (“onda completa”).



Configuración básica del circuito conmutador para ZVS.



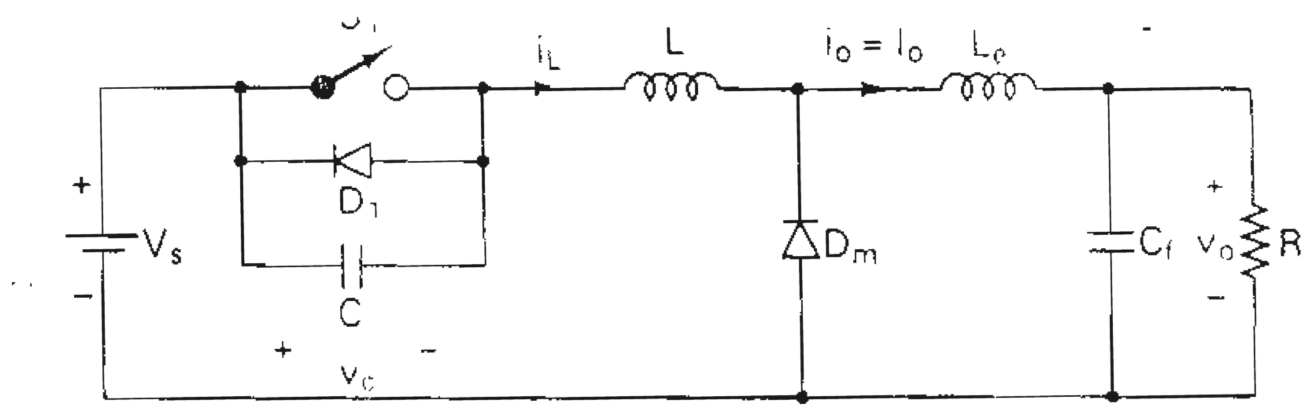
Implementación básica del circuito conmutador para ZVS de media onda (corriente unidireccional en el conmutador).



Implementación básica del circuito conmutador para ZVS de onda completa (corriente bidireccional en el conmutador).

El principio general de operación es formar un circuito oscilante con el arreglo conmutador, inductancia y condensador para lograr una oscilación de tensión que haga que las conmutaciones de encendido y apagado del conmutador principal ocurran en condiciones de cero voltaje y, por lo tanto, de cero pérdidas.

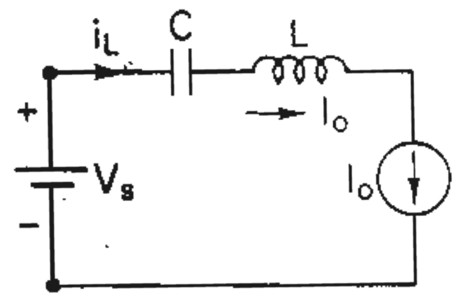
Inversor resonante ZVS.



Circuito inversor resonante ZVS.

Modos de operación.

Modo 1.



Circuito equivalente del modo 1 de operación.

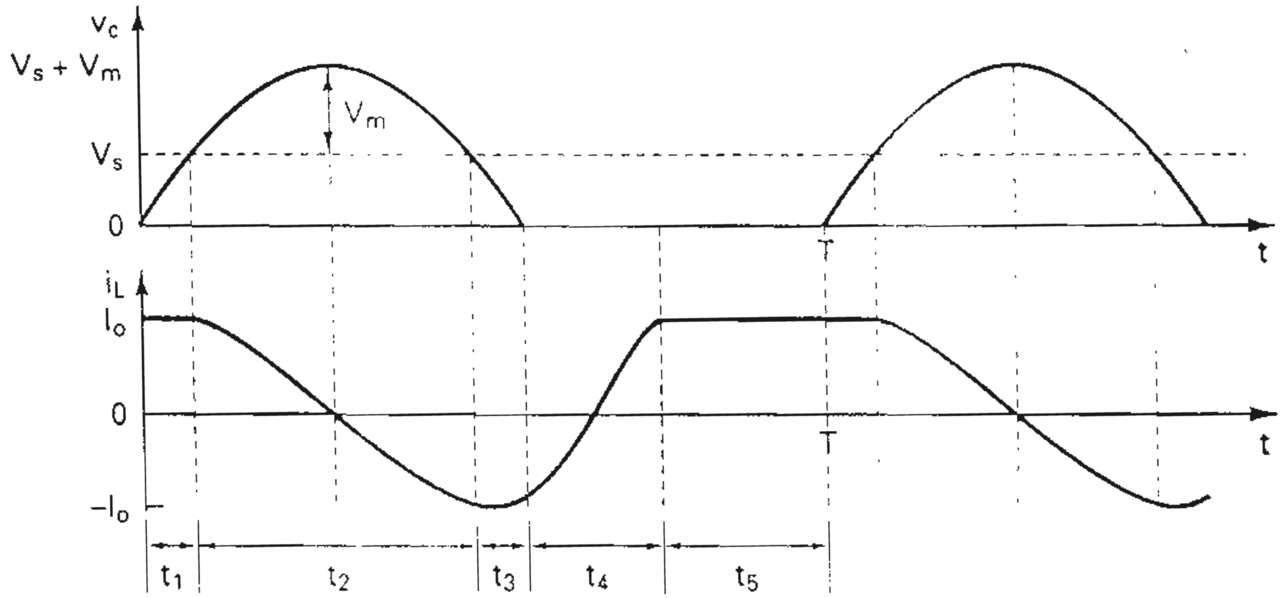
Tanto el conmutador S_1 como el diodo D_m están cortados. La corriente de carga I_o, asumida constante, circula a través del condensador C, cargándolo linealmente:

$$v_C(t) = \frac{I_O}{C} t$$

El modo 1 termina en el instante t_1, cuando

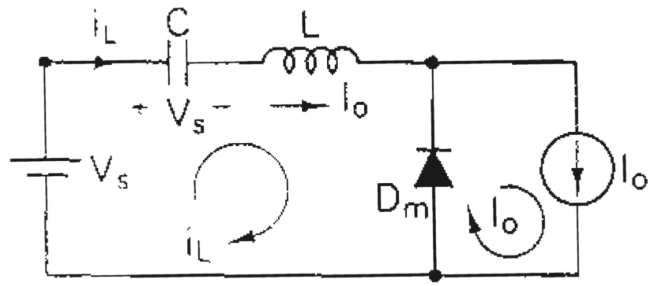
$$v_C(t_1) = V_s$$

$$t_1 = \frac{V_s C}{I_o}$$



Formas de onda del circuito.

Modo 2,



Circuito equivalente del modo 2 de operación.

El conmutador S_1 sigue cortado, pero el diodo D_m empieza a conducir. La entrada en conducción del diodo D_m abre un camino de conducción que permite que la corriente en el circuito oscilante LC serie empiece a reducirse sin que se afecte la corriente I_o en la carga.

$$I_o = k = i_L(t) + i_{Dm}(t)$$

La corriente en el inductor L es:

$$i_L(t) = I_o \cos \omega_o t$$

La tensión en el condensador C es:

$$v_C(t) = V_m sen \omega_o t + V_s$$

donde:

$$V_m = I_o \sqrt{\frac{L}{C}}$$

La tensión pico en el condensador ocurre en:

$$t_p = \frac{\pi}{2}\sqrt{LC}$$

$$v_C(t_p) = V_{Cpico} = I_o\sqrt{\frac{L}{C}} + V_s$$

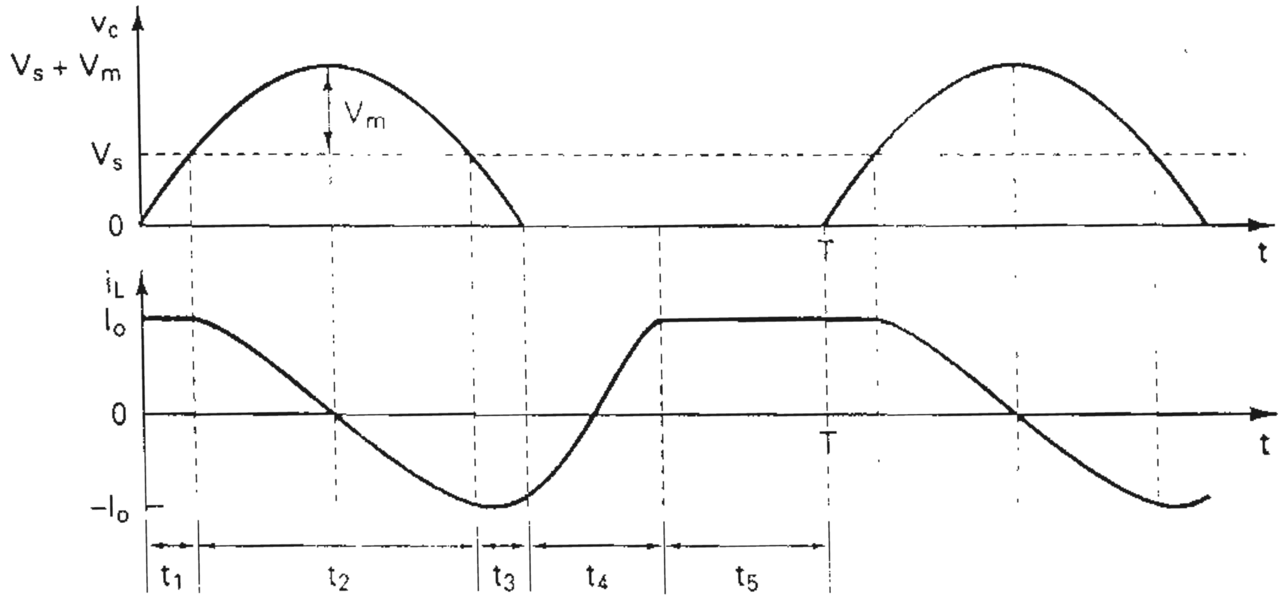
En este momento la corriente en la inductancia se hace cero y a continuación invierte su signo.

El modo 2 termina en el instante t_2, cuando:

$$v_C(t_2) = V_s$$

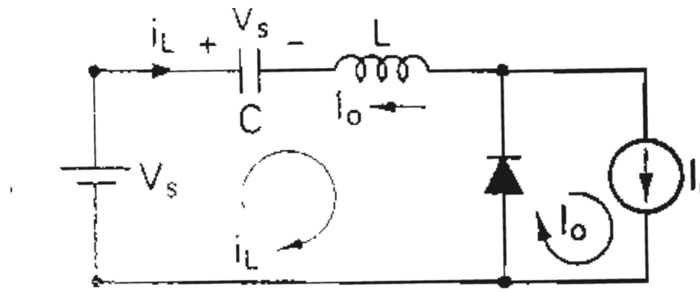
$$i_L(t_2) = -I_o$$

$$t_2 = \pi\sqrt{LC}$$



Formas de onda del circuito.

Modo 3



Circuito equivalente del modo 3 de operación.

El conmutador principal S_1 continua apagado y el diodo D_m continua conduciendo. La oscilación LC continua y tensión en el condensador C sigue cayendo hasta 0 de acuerdo con:

$$v_C(t) = V_s - V_m sen\omega t$$

La corriente en la inductancia L es:

$$i_L(t) = -I_o \cos\omega_o t$$

El modo 3 de operación termina en el instante t_3, cuando:

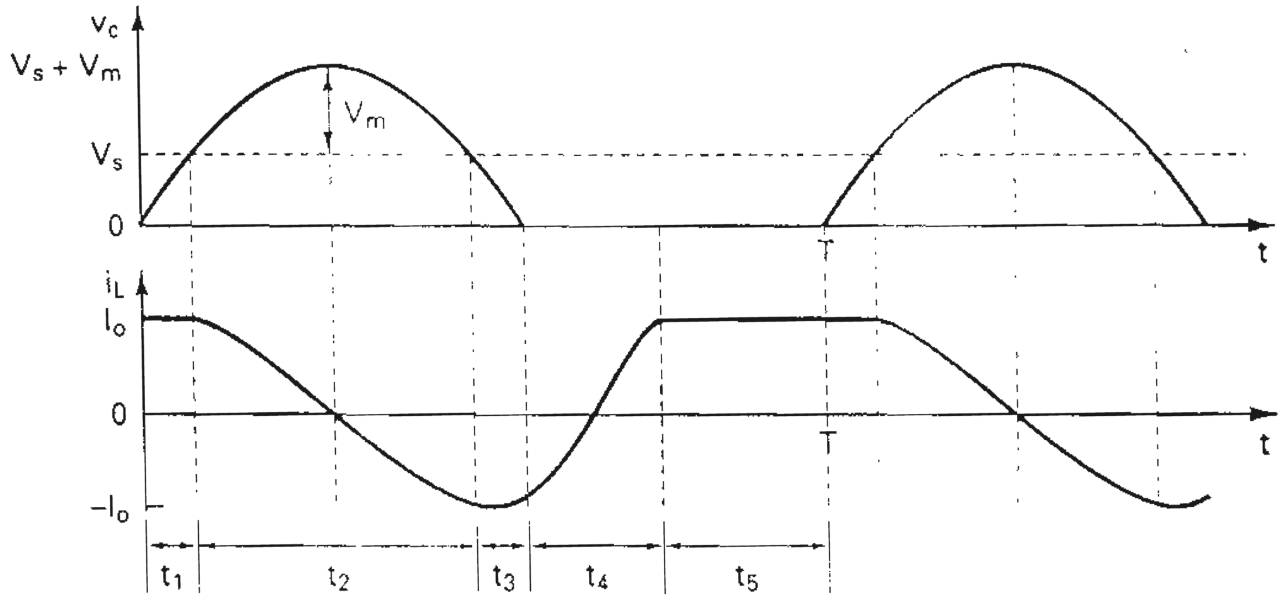
$$v_C(t_3) = 0$$

$$i_L(t_3) = I_{L3}$$

$$t_3 = \sqrt{LC}\, sen^{-1} \chi$$

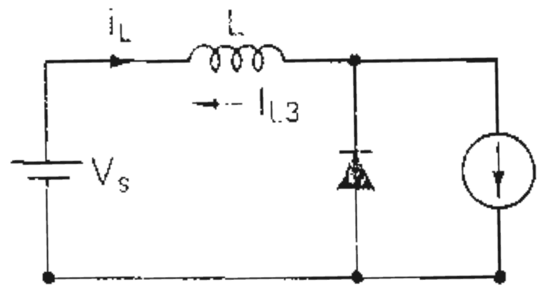
$$\chi = \frac{V_s}{V_m} = \frac{V_s}{I_o}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

En el momento en que la tensión en el condensador se hace cero el diodo D1 entra en conducción, abriendo un camino para la corriente en la inductancia, que es ahora negativa.



Formas de onda del circuito.

Modo 4



Circuito equivalente del modo 4 de operación.

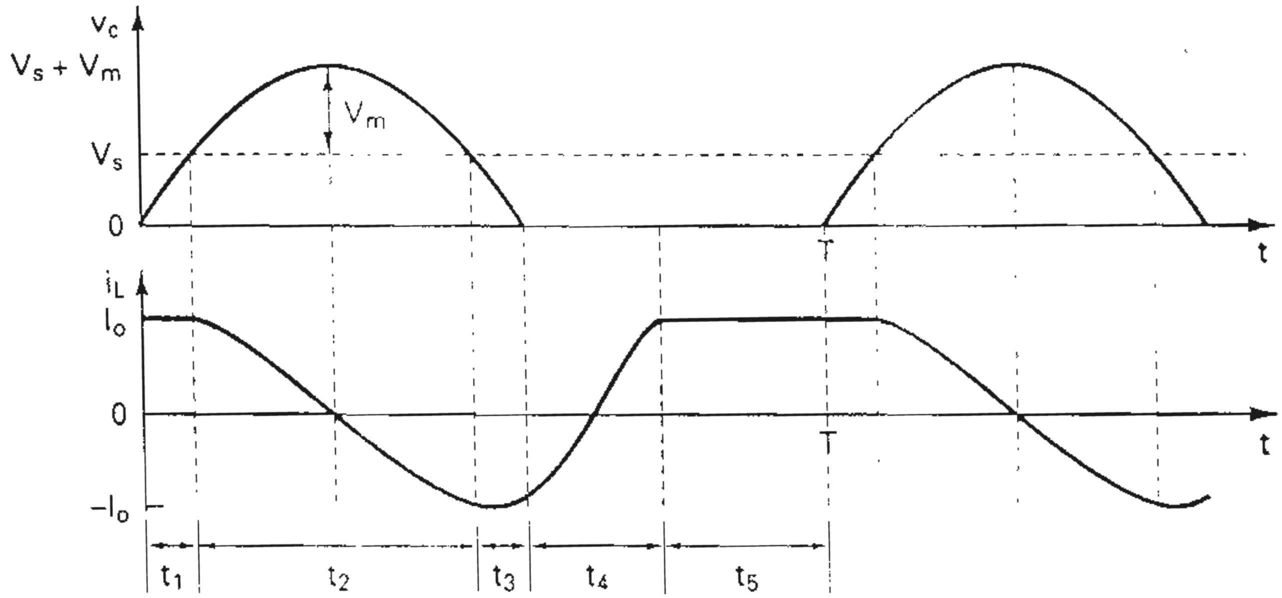
Cuando la tensión en el condensador C llega a cero se enciende el conmutador principal S_1 y el diodo D_m continua conduciendo. La corriente en la inductancia es inicialmente negativa (I_{L3}), por lo que circula durante un tiempo a través de D_1, hasta que llega a cero y, al cambiar de signo, empieza a circular por S_1. La tensión V_s se aplica sobre la inductancia L.

La corriente en la inductancia L es:

$$i_L(t) = I_{L3} + \frac{V_s}{L} t$$

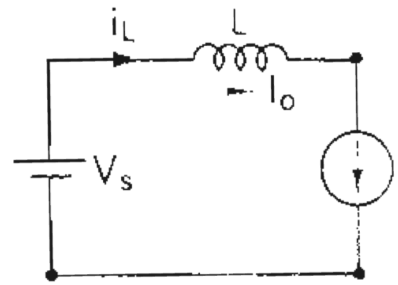
El modo 4 de operación termina en el instante t_4, cuando la corriente en la inductancia L alcanza el valor I_o y la corriente en el diodo D_m se hace cero. En estas condiciones:

$$t_4 = (I_o - I_{L3})\left(\frac{L}{V_s}\right)$$



Formas de onda del circuito.

Modo 5

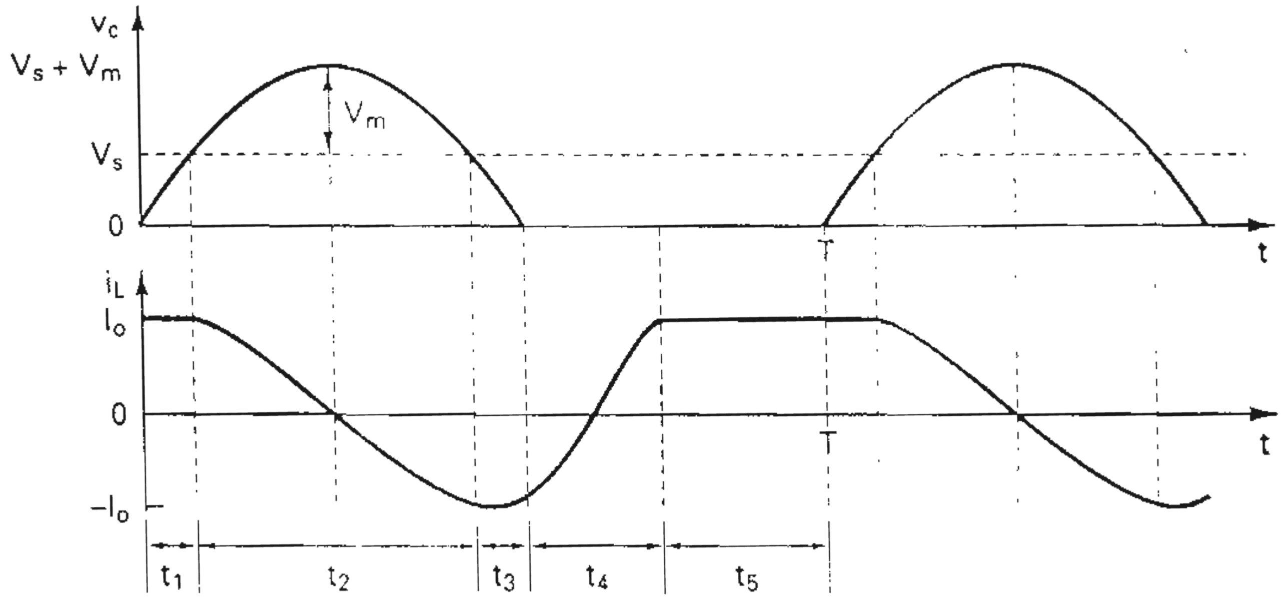


Circuito equivalente del modo 4 de operación.

El conmutador principal S_1 está encendido, alimentando a la carga, y el diodo D_m esta apagado. La corriente constante Io circula a través de S_1 y la inductancia L. El condensador C esta cortocircuitado por S_1, por lo que su tensión es cero.

El modo 5 de operación termina en el instante t_5, cuando el circuito de control da la orden de apagar a S_1. Esta es una conmutación del tipo ZVS y la corriente se transfiere a C. Si T es la duración de un ciclo completo de operación del inversor, entonces:

$$t_5 = T - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$$



Formas de onda del circuito.