

# Capítulo 2 **Convertidores resonantes**

---

## **2.1 Introducción**

Aquellos convertidores cuyas topologías contengan circuitos resonantes L-C combinados con adecuadas estrategias de conmutación, logran que las llaves conmuten con cero de tensión (*zero voltage switch, ZVS*) y/o cero de corriente (*zero current switch, ZCS*), durante la transición de *ON* a *OFF* y/o viceversa. Esta propiedad es la característica principal de un convertidor resonante [27]-[29].

Los convertidores resonantes son ampliamente empleados en aplicaciones tales como, convertidores de continua a continua (cc-cc), equipos de tratamientos térmicos por autoinducción, excitadores de lámparas de gas para iluminación y otras. En un convertidor resonante de potencia la característica de conmutación suave de las llaves, permite trabajar con frecuencias de conmutación por encima de los 100KHz con alto rendimiento de potencia, disminuyendo la relación peso-potencia, y reduciendo además los costos en la construcción de los equipos. En este capítulo presentaremos los diferentes tipos de convertidores resonantes discutidos ampliamente en la bibliografía y resaltaremos las características de conmutación de los convertidores de carga resonante.

El capítulo está organizado de la siguiente manera. En la sección 2.2 clasificamos y describimos brevemente los diferentes tipos de convertidores resonantes [27][28]. En la sección 2.3 hacemos una revisión de los convertidores con carga resonante, observando sus características de funcionamiento más sobresalientes [29]-[42]. En la

sección 2.4 definimos y describimos los convertidores resonantes con enclave de tensión [43]-[46], identificando diferentes condiciones de operación de las llaves. Finalmente en la sección 2.5 concluimos el capítulo.

## **2.2 Clasificación de convertidores resonantes**

En esta sección describimos sucintamente los tipos de convertidores resonantes empleados en electrónica de potencia, clasificados según [27][29] del siguiente modo:

- a) *Convertidor de carga resonante*
- b) *Convertidor de llaves resonantes*
- c) *Convertidor de enlace resonante*
- d) *Convertidor con enlace de alta frecuencia e integrador de semiciclos*

### **2.2.1 Convertidores de carga resonante**

Los convertidores de carga resonante están constituidos por un inversor más un circuito resonante L-C serie o paralelo. Mediante la conmutación de las llaves del inversor, generan una forma de onda cuadrada a partir de una fuente de alimentación continua. Esta forma de onda es directamente aplicada al circuito resonante que da a la salida, una forma de onda próxima a una senoide. Al hacer resonar el circuito tanque se producen tensiones y corrientes oscilantes, dando como resultado, que las llaves del convertidor conmuten con *ZVS* o *ZCS*. Estos convertidores se emplean tanto en conversión de continua-continua (cc/cc), como en conversión de continua-alterna (cc/ca). El convertidor cc/cc se obtiene rectificando la forma de onda a la salida del circuito resonante. Un convertidor cc/ca resulta de aplicar la carga directamente sobre la salida del circuito resonante [27][28][29].

En este tipo de convertidores el control de la potencia entregada a la carga es realizado mediante la variación de la frecuencia de conmutación del convertidor. Este modo de control suele denominarse control de potencia por modulación de la frecuencia. A los convertidores de carga resonantes los sub-clasificamos de acuerdo a [27]-[29], como sigue:

- 1) *Convertidores resonantes con alimentación por tensión (Voltage source resonant converters, VSRC)*

A su vez dentro de los convertidores *VSRC* pueden encontrarse los siguientes convertidores:

- a) *Convertidor de carga resonante serie (serie-load resonant, SRL).*
  - b) *Convertidor de carga resonante paralelo (parallel-load resonant, PLR).*
  - c) *Convertidores resonantes serie-paralelo (combinación SRL-PLR)*
- 2) *Convertidores resonantes con alimentación por corriente (Current source resonant convertes, CSRC).*
  - 3) *Convertidores resonantes clase E.*

## **2.2.2 Convertidores de llaves resonantes**

En determinadas topologías en donde las llaves operan en conmutación forzada, pueden conformarse las formas de onda de tensión y corriente sobre las llaves para lograr que éstas conmuten en forma suave, esto es en modo de operación *ZVS* o *ZCS*, mediante un circuito L-C. En este tipo de convertidores encontramos que durante un intervalo de tiempo, del período de conmutación, existirá resonancia mientras que en el resto no, con lo cual es muy común en la literatura denominar a estos convertidores como *cuasi-resonantes* [27][29][47][48][51]. Éstos pueden subclasificarse en:

- a) *Convertidores resonantes de cc/cc ZVS.*
- b) *Convertidores resonantes de cc/cc ZCS.*
- c) *Convertidor ZVS con limitación de tensión.*

## **2.2.3 Convertidores de enlace resonante**

En un convertidor de cc/ca (inversor) la alimentación primaria es una fuente de tensión (o corriente) continua, luego al aplicar una secuencia de conmutación determinada se obtiene a la salida del inversor una forma de onda alternada. En los convertidores de enlace resonante, la fuente de alimentación al inversor es una forma de onda oscilante entre cero y un valor máximo [27][29][49][50]. Esta tensión de alimentación es obtenida mediante un circuito tanque L-C a la entrada del inversor. La característica de este modo de alimentación es que las llaves del inversor conmutan cuando la tensión de entrada al convertidor se hace cero, esto es con *ZVS*.

### **2.2.4 Convertidor con enlace de alta frecuencia e integrador de semiciclos**

Aquí el inversor es alimentado con una forma de onda sinusoidal de frecuencia muy superior a la de onda alternada de salida. Para la implementación de este convertidor es necesario el empleo de llaves bidireccionales en corriente. Se establece un secuenciamiento de llaves de tal modo de ir conformando la tensión de salida del inversor, con semiciclos consecutivos de la senoide de entrada. Esto es por ejemplo, para establecer un semiciclo positivo de la tensión de salida, se conmutan las llaves de tal modo que queden semiciclos positivos y consecutivos, o no. Cuando la tensión de entrada pasa por cero conmutamos las llaves del inversor logrando operar en ZVS [27].

## **2.3 Convertidores de carga resonante**

Cada uno de los convertidores resonantes descritos en la sección previa, tienen en general, aplicaciones específicas. Los convertidores con llaves resonantes se emplean básicamente en convertidores cc/cc o en inversores con diodos semi-controlados (SCR). Los convertidores con enlace resonante y con integrador de semiciclos se aplican exclusivamente en inversores. Cuando la aplicación requiere de una conversión de continua a alterna sinusoidal con muy baja distorsión armónica, como es el caso que nos interesa en el desarrollo de un amplificador de potencia de RF, el convertidor a emplear es un convertidor de carga resonante. Por esta razón dedicamos esta sección a caracterizar cada una de las posibles variantes en este grupo de convertidores. Existe una subdivisión básica dentro de los convertidores de carga resonantes que ya hemos señalado en la sección 2.2.1, ésta es; *convertidores VSRC*, *convertidores CSRC* y *convertidor clase E*. Los convertidores *VSRC* son aquellos que emplean una fuente de tensión continua como alimentación primaria. En cambio los convertidor *CSRC* emplean una fuente de corriente constante como fuente primaria. Los convertidores de alimentación con corriente son análogos a los de alimentación con tensión, cambiando tensión por corriente. Ambos tipos tienen aplicación tanto en conversión cc/cc como en conversión de cc/ca. Finalmente, como ya presentamos y descrito en el capítulo 1 el convertidor clase *E* (o amplificador clase *E*). El amplificador de potencia clase *E* no es otra cosa que un convertidor de cc/ca. También se encuentran aplicaciones de este convertidor en conversión cc/cc [34].

### 2.3.1 Convertidor de cc/ca con VSRC

Un convertidor VSRC de cc/ca con carga resonante serie suele ser denominado por algunos autores como amplificador clase *D*, igual al presentado en el capítulo 1. Existen diferentes topologías tales como semi-puente, push-pull, etc., empleadas en un convertidor con carga resonante [27][28][31][32][33][37]. En nuestro caso nos centramos en la configuración puente completo, alimentado con una fuente de tensión continua  $V_{CC}$  y conectado al circuito sintonizado serie R-L-C, como observamos en la fig. 2.1. Si bien una configuración puente debe ser implementada con un mayor número de llaves (y con ello, un mayor número de dispositivos) sigue siendo la topología elegida por su mayor aprovechamiento de la fuente de alimentación como ya hemos discutido en el capítulo 1. En un convertidor VSRC las llaves S1 a S4 deben ser bidireccionales en corriente pero no en tensión y cada una es implementada con un transistor y un diodo en paralelo.

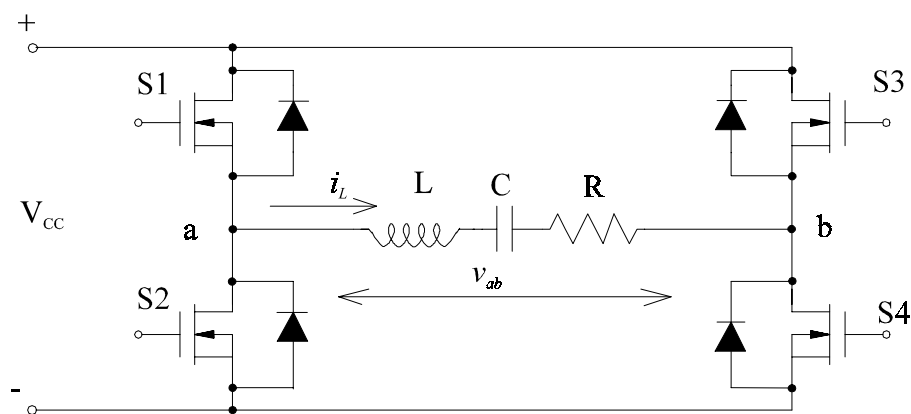


Figura 2.1: Convertidor VSRC de cc/ca con carga resonante serie

Las llaves son encendidas y apagadas como indicamos en la fig. 2.2, generando una forma de onda de tensión  $v_{ab}$  cuadrada, que se aplica directamente sobre el circuito tanque. Suponiendo que el factor de mérito  $Q_S$  del circuito resonante es elevado y siendo la frecuencia de conmutación  $f_S$  igual a la frecuencia de resonancia  $f_r$ , se establece una corriente  $i_L$  (indicada con línea llena en la fig. 2.2), cuya forma es muy próxima a una senoide y en fase con la componente fundamental de la onda cuadrada.

En el instante en que se encienden los transistores de S1 y S4, aparece un pulso de tensión  $+V_{CC}$  sobre la salida del puente. En este momento la corriente  $i_L$  pasa por cero sobre las llaves S1 y S4. Cuando encendemos los transistores de las llaves S2 y S3, la corriente vuelve a pasar por cero, mientras que la tensión  $v_{ab}$  pasa a ser  $-V_{CC}$ . Bajo esta

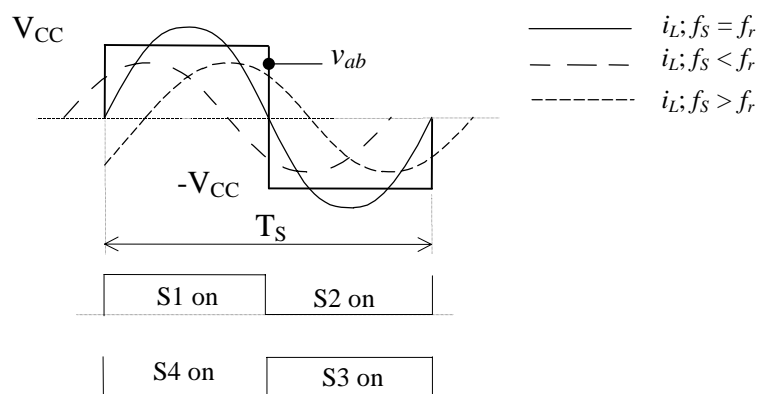


Figura 2.2: Formas de ondas de tensión y corriente a la entrada del circuito R-L-C

condición de operación las llaves pasan de corte a conducción y viceversa, con ZCS. De este modo no existen (teóricamente) pérdidas de potencia durante la conmutación de las llaves, dado que en este instante el producto tensión por corriente es nulo. Una ventaja al conmutar las llaves a la frecuencia de resonancia, es el uso de transistores sin la necesidad de emplear diodos de rueda libre.

Cuando trabajamos con  $f_s < f_r$  la carga presenta características capacitivas, adelantándose la corriente  $i_L$  (línea de trazos) respecto del armónico fundamental de tensión, como indicamos en la fig. 2.2. Un instante antes de encender los transistores de las llaves S1 y S4, la corriente por la carga tiene un valor mayor a cero que está siendo conducida por los diodos de rueda libre de las llaves S2 y S3. En este caso el producto corriente por tensión instantáneo, al encender los transistores, es diferente de cero originando pérdidas por conmutación. Estas pérdidas se agravan si los diodos de rueda libre no se cortan rápidamente. Como la corriente  $i_L$  se invierte, durante el intervalo de encendido de los transistores, este se corta naturalmente cuando  $i_L$  pasa por cero. En esta condición de operación el transistor se corta con ZCS, reduciéndose las pérdidas durante el corte del mismo.

El último caso que puede presentarse es cuando la  $f_s > f_r$ . En éste caso el circuito resonante presenta características inductivas, por lo tanto la corriente se atrasa en fase respecto de la componente fundamental de la tensión  $v_{ab}$  (línea de trazos cortos, en la fig.2.2). En el momento de encender los transistores de las llaves S1 y S4 la corriente  $i_L$  es negativa y los transistores no conducen inmediatamente sino que lo hacen los diodos de rueda libre de las llaves respectivas. En éstas condiciones los transistores pasan a conducir con ZCS y ZVS, sin pérdidas de potencia y sin necesidad de emplear diodos de rueda libre muy veloces. Cuando cortamos los transistores, la corriente  $i_L$  que está

siendo conducida por estos, pasa a ser conducida por los diodos de rueda libre de S2 y S3, generándose así pérdidas de potencia.

El modo de controlar la potencia sobre la carga del convertidor es mediante la variación de la frecuencia de conmutación. La potencia sobre la resistencia de carga, despreciando las pérdidas en llaves y elementos reactivos, toma la siguiente forma:

$$P_0 = \frac{8V_{CC}^2}{\pi^2 R \left[ 1 + Q_S^2 \left( \frac{f_S}{f_r} - \frac{f_r}{f_S} \right)^2 \right]} \quad (2.1)$$

Cuando la  $f_S = f_r$  la potencia máxima que podemos desarrollar en la carga es igual a:

$$P_{0\max} = \frac{8V_{CC}^2}{\pi^2 R} \quad (2.2)$$

donde  $\frac{8V_{CC}^2}{\pi^2}$  es el cuadrado del valor eficaz de la componente fundamental de la onda cuadrada. Como observamos de la ec (2.1), la manera de controlar el flujo de potencia hacia la carga es desplazar la frecuencia de conmutación  $f_S$ , respecto de la de resonancia  $f_r$ . Al apartarnos de  $f_r$  hacemos que el circuito resonante se comporte inductivamente o capacitivamente, reduciendo la amplitud del primer armónico de tensión. Así logramos una disminución de la potencia sobre la resistencia de carga. También observamos que si  $Q_S$  es elevado desplazando levemente la frecuencia de conmutación respecto de la de resonancia, se produce un gran cambio de la potencia sobre la resistencia.

Las formas de onda analizadas de la fig. 2.2, corresponden al caso de suponer a  $Q_S$  elevado. Esta característica presenta inconvenientes en el diseño de los elementos reactivos del circuito resonante. Aparecen sobretensiones en L y C a la frecuencia de resonancia, de valor

$$V_C = V_L = \frac{4V_{CC}}{\pi} Q_S \quad (2.3)$$

Podemos ver que la tensión es  $Q_S$  veces mayor que la amplitud máxima del armónico fundamental de la forma de onda cuadrada aplicada al circuito tanque. Este valor de sobretensión no es el máximo posible. En las inmediaciones de la frecuencia de resonancia la tensión sobre L o C es superior al valor dado en la ec. (2.3). Podríamos trabajar con factores de mérito más reducidos, con la consecuencia de aumentar la distorsión en la corriente  $i_L$ . Si el valor de  $Q_S$  es muy chico, los armónicos comienzan a tener peso en la forma de onda de la corriente resultante. Un caso similar se presenta cuando tomamos una frecuencia de conmutación muy por debajo de la de resonancia, si

el factor de mérito es elevado puede acentuar aún más el tercer armónico y apartarnos de una forma sinusoidal. Por otro lado tomar una  $f_s$  mucho más grande que  $f_r$  no afectaría tanto a la forma de onda sino a la amplitud, dado que la atenuación es importante y uniforme para todo los armónicos.

### 2.3.2 Convertidor de cc/ca con CSRC

Los convertidores CSRC son alimentados por una fuente de corriente constante que al aplicar una secuencia de excitación como mostramos en la fig. 2.2, se establece una corriente  $i_L$  de forma cuadrada con amplitudes  $\pm I_{CC}$ . Al pasar por un circuito

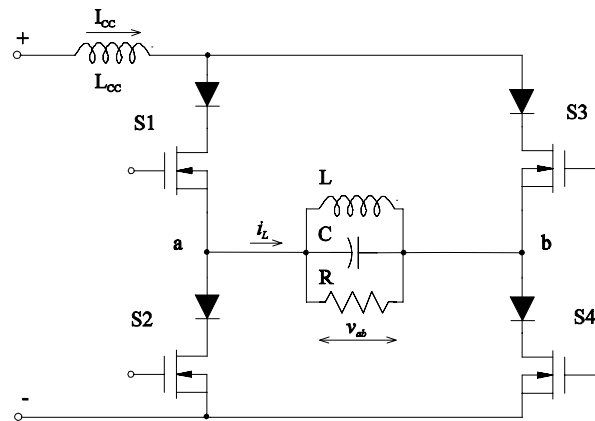


Figura 2.3: Convertidor CSPRC de cc/ca

sintonizado paralelo L-C de alto factor de mérito, da una forma de onda de tensión  $v_{ab}$  sinusoidal sobre la carga. Las formas de onda resultantes y las condiciones de funcionamiento, son completamente análogas a las del convertidor con fuente de tensión. El circuito se observa en la fig. 2.3 donde apreciamos el inductor  $L_{CC}$  que junto a una fuente de tensión  $V_{CC}$ , constituyen la fuente de alimentación por corriente  $I_{CC}$ . A diferencia de un convertidor por tensión las llaves S1 a S4 son bidireccionales en tensión y no en corriente, formadas por un transistor y un diodo de alta velocidad en serie.

En un VSRC las excitaciones a las llaves de una misma columna deben estar separadas por un pequeño tiempo denominado “*tiempo muerto*”, para evitar la conducción simultanea de ambas llaves, evitando grandes sobre corrientes por las mismas. Por el contrario en un CSRC aplicar un tiempo muerto entre las excitaciones puede generar elevadas tensiones sobre las llaves. Por lo tanto en un CSRC se debe



superponer durante un pequeño intervalo de tiempo, las excitaciones de las llaves de una misma columna [28][38].

### 2.3.3 Convertidor de cc/cc con carga resonante serie

El convertidor de cc/cc con carga resonante serie (SRL) es un VSRC en el que se reemplaza la resistencia de carga por un circuito rectificador puente, como observamos en la fig. 2.4. El circuito rectificador ve como fuente un generador de corriente sinusoidal impuesto por el circuito resonante L-C [32][35][36], cuando el convertidor opera con  $f_s$  próxima a  $f_r$ . Esta corriente es rectificadora y filtrada mediante un capacitor  $C_s$  para lograr una tensión continua a la salida del convertidor.

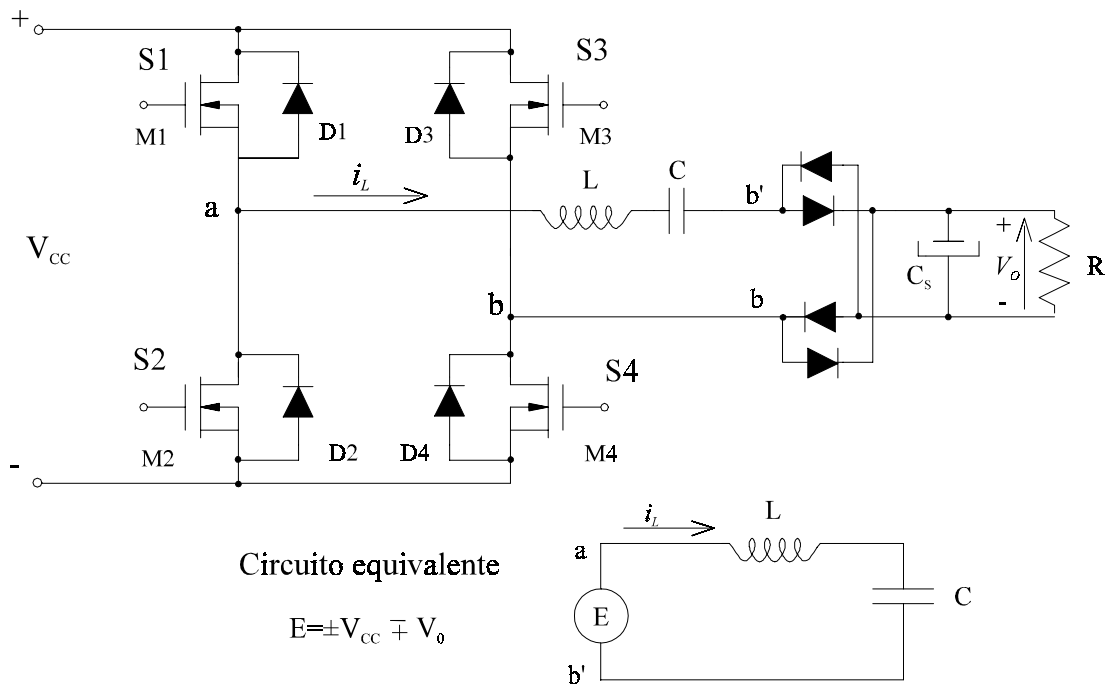


Figura 2.4: Convertidor de cc/cc con carga resonante serie.

Podemos analizar al convertidor de cc/cc en estado estacionario, resolviendo los diferentes circuitos lineales que quedan definidos por, el estado de conducción o de corte de las llaves del convertidor [27][28][39]. En la fig. 2.4 también mostramos el circuito equivalente válido para todos los intervalos del ciclo de conmutación. Este circuito queda constituido por el tanque L-C y un generador de tensión  $E$  igual a la suma o diferencia entre la tensión  $V_{cc}$  y la tensión de salida del convertidor  $V_o$ . Si el capacitor  $C_s$  es de valor elevado, podemos decir que  $V_o$  es prácticamente constante. Esta tensión se puede ver a la entrada del rectificador (extremos  $b'b$  de la fig. 2.4), como una

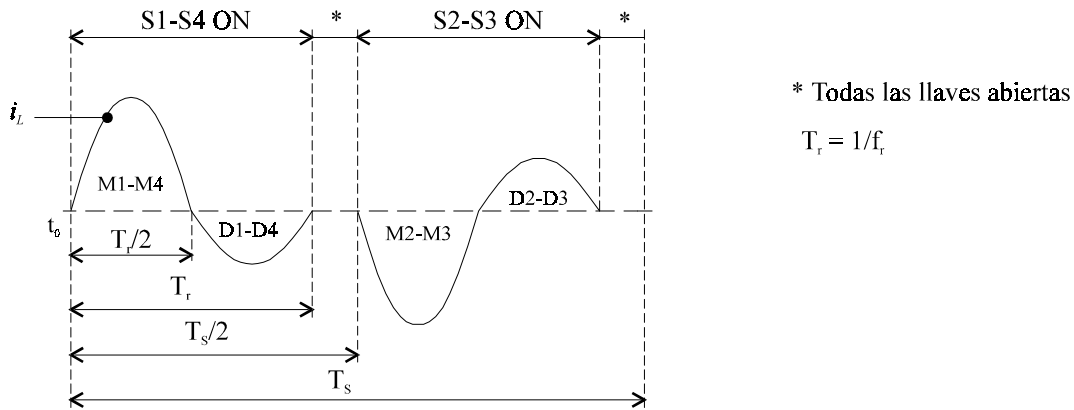


Figura 2.5: Forma de onda de corriente  $i_L$  para  $f_s < \frac{f_r}{2}$

batería cuyo signo dependerá del signo de la corriente  $i_L$  del inductor  $L$ . Es positiva ( $+V_0$  entre  $b'b$ ) cuando la corriente  $i_L$  es positiva (con los sentidos indicados en la figura), y es negativa ( $-V_0$  entre  $b'b$ ) cuando  $i_L$  es negativa.

Las formas de onda de tensión y corriente resultantes sobre los componentes del tanque, dependen fundamentalmente de la relación que existe entre la frecuencia de conmutación  $f_s$  y de la frecuencia de resonancia del circuito tanque  $f_r$ . Cuando  $f_s$  es menor a  $f_r/2$ , la corriente  $i_L$  sobre el inductor puede resultar discontinua durante el ciclo de conmutación. Mientras que cuando  $f_s$  es mayor a  $f_r/2$ ,  $i_L$  será continua durante el ciclo de conmutación. Estos dos modos de funcionamiento serán discutidos, haciendo hincapié en la condición de conmutación de las llaves.

Modo de conducción discontinuo: El modo de conducción discontinuo de corriente sobre el circuito tanque es posible cuando  $f_s < \frac{f_r}{2}$ . La forma de onda de corriente  $i_L$  durante un ciclo de conmutación  $T_s$ , se observa en la fig. 2.5.

En estado permanente todas las llaves del convertidor comienzan a conducir con ceros de corriente. En  $t_0$  se encienden los transistores M1 y M4, cerrándose las llaves S1 y S4. La corriente comienza a crecer alcanzando un pico máximo y luego decrece hasta cero, estableciéndose un semiciclo completo de oscilación a la frecuencia de resonancia del circuito tanque  $f_r$ . Al llegar a  $t = T_r/2$  la corriente  $i_L$  se invierte y comienza a circular a través de los diodos de S1 y S4. Bajo ésta condición se establece un cambio en el valor de la fuente de excitación  $E$  del circuito resonante (fig. 2.4), generándose una nueva condición de oscilación que completa el ciclo de oscilación  $T_r$ , como lo indica la fig. 2.5. Una vez alcanzado  $T_r$  la corriente vuelve a pasar por cero y mientras la excitación

de los transistores M1 y M4 no esté presente, la corriente  $i_L$  permanece nula hasta el comienzo del próximo semiciclo de conmutación [28][39]. En  $T_s/2$  se encienden los transistores de las llaves S2 y S3, comenzando el semiciclo de conmutación inverso. En

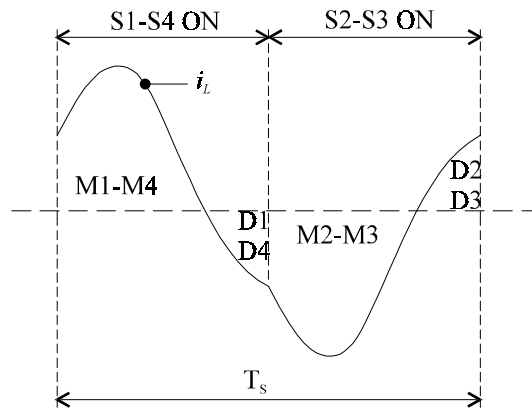


Figura 2.6: Forma de corriente  $i_L$  para  $f_r/2 < f_s < f_r$

este modo de operación todos los dispositivos de las llaves se cortan y se encienden con ZCS. Si bien las pérdidas por conmutación son extremadamente bajas, existe el inconveniente de que la corriente alcanza los picos máximos de oscilación, aumentando las pérdidas de conducción.

Modo de conducción continua: Si partimos del modo de conducción discontinua y vamos reduciendo el intervalo de tiempo de corriente nula (fig. 2.5), llegaremos al extremo en que este intervalo se anula cuando  $T_s = 2T_r$ . Si reducimos aún más el período de conmutación haciendo que  $T_s < 2T_r$ , ingresamos en modo de conducción continua de la corriente  $i_L$ . En el instante de encender las llaves, la corriente es distinta de cero, a diferencia del caso discontinuo. El signo de ésta depende de la relación entre la frecuencia de conmutación  $f_s$  y de la resonancia del circuito tanque  $f_r$ , diferenciando dos modos de conmutación de las llaves del convertidor.

Si se cumple que  $f_r/2 < f_s < f_r$ , la forma de onda de corriente del inductor tiene la apariencia de la fig. 2.6. Cuando los transistores de S1 y S4 son encendidos, la corriente por el inductor es positiva y comienza a crecer hasta un valor máximo. Luego se invierte siendo conducida por los diodos D1 y D4. Los transistores M2 y M3 son encendidos en la mitad del ciclo de conmutación, cortando a los diodos D1 y D4 respectivamente, e iniciando el semiciclo inverso de corriente  $i_L$ . En el inicio de cada semiciclo de conmutación, la corriente  $i_L$  es conducida por los transistores de las llaves, conmutando en forma forzada y por lo tanto se generan pérdidas de potencia por conmutación. En este modo de operación es necesario que los cuatro diodos empleados en las llaves, sean

muy rápidos para reducir los picos de corriente resultantes durante el corte de estos. Durante el intervalo de encendido de las llaves la corriente invierte su signo, en consecuencia los transistores de éstas se cortan en forma natural con ZCS. En este instante comienzan a conducir los diodos de rueda libres respectivos, fig. 2.6.

Si reducimos el período de conmutación hasta lograr que  $f_s > f_r$ , la forma de

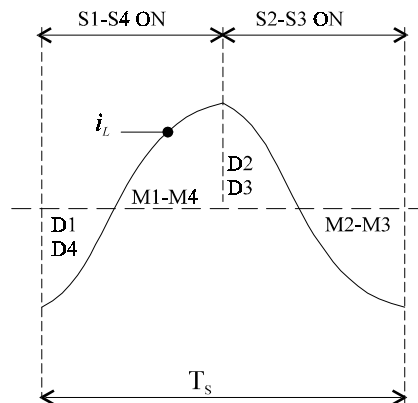


Figura 2.7: Corriente por el inductor cuando  $f_s > f_r$

onda de corriente resultante luce como en la fig. 2.7. A diferencia del modo anterior, la corriente  $i_L$  es conducida por los diodos de las llaves S1 a S4 en el comienzo de cada ciclo de conmutación. Ésta crece cruzando por cero y al invertirse, comienza a circular a través de los transistores de las llaves. En estas condiciones de operación los transistores se encienden con ZVS reduciendo las pérdidas durante el encendido, además no es necesario emplear diodos de rueda libre muy rápidos. En cambio, el corte de los transistores se realiza forzosamente generando pérdidas de potencia que pueden ser reducidas, empleando capacitores de snubber en paralelo a los transistores [27].

### 2.3.4 Convertidor de cc/cc con carga resonante paralelo

En la fig. 2.8 observamos el convertidor de cc/cc con carga resonante paralelo (PRL). Aquí el circuito rectificador es conectado en paralelo con el capacitor C, del circuito resonante. La tensión  $v_C$  resultante (al conmutar las llaves a una frecuencia próxima a la de resonancia), es rectificadora y filtrada mediante el inductor  $L_S$  y el capacitor  $C_S$ , estableciendo la tensión continua de salida aplicada a la carga resistiva, fig. 2.8.

Si el valor del inductor  $L_s$  es elevado, podemos considerar que la corriente  $I_0$  es constante y libre de ripple de conmutación. En la fig. 2.8 también vemos el circuito

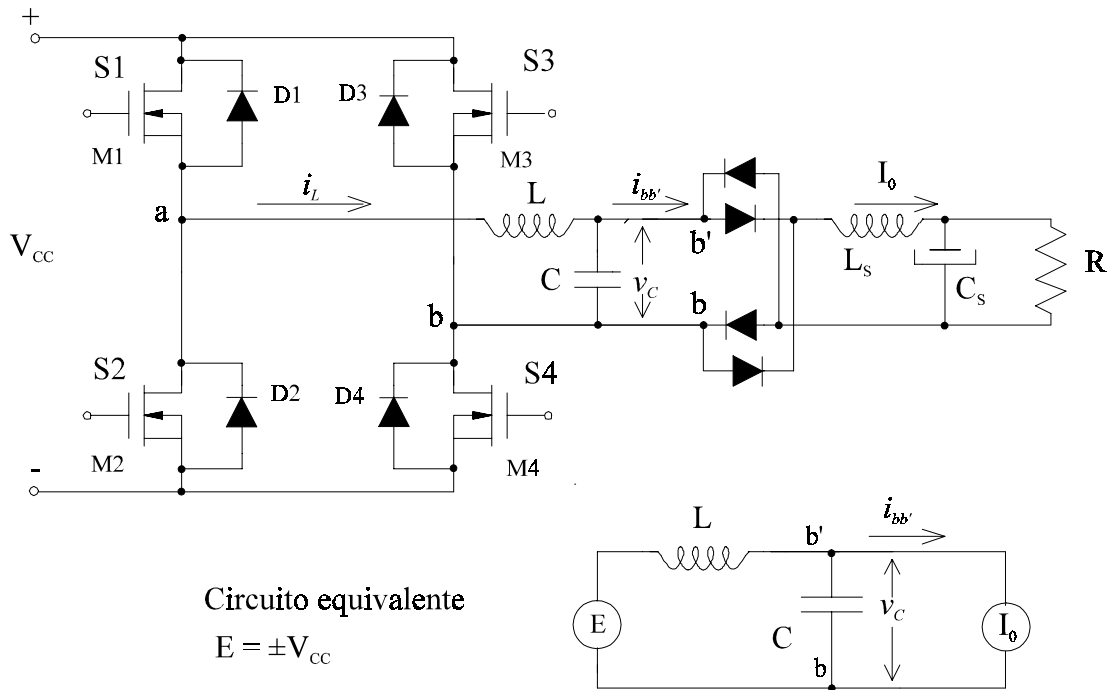


Figura 2.8: Convertidor de cc/cc con resonante paralelo

equivalente del convertidor, válido para todo los intervalos de conmutación. La corriente  $i_{b'b}$  será  $+I_0$  cuando la tensión  $v_C$  sea mayor que cero, mientras que la corriente  $i_{b'b}$  será  $-I_0$  cuando la tensión  $v_C$  sea menor que cero. Haciendo un análisis en estado estacionario, resolviendo los diferentes circuitos lineales, podemos observar que ocurre con la corriente  $i_L$  para las diferentes condiciones de operación.

Existe cierta similitud en términos de operación entre los convertidores con carga SRL y PRL. Al igual que en convertidores con carga SRL, podemos establecer un modo de conducción discontinua y un modo de conducción continua, en función de la relación entre  $f_s$  y  $f_r$  (Existen otros modos más que involucran discontinuidad en la corriente  $i_L$  y/o en la tensión  $v_C$  [41]). También las condiciones de funcionamiento de las llaves son similares al caso SRL, donde se da conmutación con ZCS o con ZVS [27][41].

### 2.3.5 Comparación entre las diferentes topologías de convertidores con carga resonante

La aplicación de un convertidor de cc/cc con carga PRL o SRL, esta condicionada a las características que presentan uno u otro tipo de topología resonante. En [42] se

presentan con detalle las diferencias entre ambas topologías en conversión cc/cc. Aquí sólo mencionamos las características esenciales que los distinguen.

El convertidor de cc/cc con carga PRL rectifica la tensión alternada tomada del capacitor del circuito resonante. Con un diseño adecuado del circuito resonante, la tensión de salida puede tener baja sensibilidad frente a una gran variación de la carga. En estas condiciones circula una gran corriente sobre el capacitor del circuito resonante, estableciendo una desventaja al afectar el rendimiento del convertidor. Las pérdidas resultan constantes al variar la carga, desmejorando mucho el rendimiento con bajas corrientes de carga. Una ventaja del convertidor con carga PRL es la protección natural por corto circuito cuando la carga es nula, quedando la corriente limitada por el inductor  $L$  del circuito resonante. En cambio, cuando la carga no está presente origina un aumento súbito de la tensión con lo que es necesario controlar la frecuencia de conmutación para limitar los valores de tensión. Estos convertidores son mayormente aplicados en baja tensión y alta corriente de salida y con poca variación de la tensión de alimentación.

El convertidor cc/cc con carga SRL rectifica la corriente resultante del circuito resonante. Por esta razón esta topología no es capaz de regular la tensión sin carga de salida y es incapaz de rechazar el contenido armónico de la tensión generada a la salida del inversor. Un corto circuito sobre la salida, hace que la corriente por el circuito tanque tienda a un valor muy alto y por lo tanto requiere de un control de la frecuencia de conmutación para salir de esta condición. Otra desventaja que presenta es la alta corriente de ripple que debe circular por el capacitor del filtro de salida, sobre todo en convertidores de tensión baja y alta corriente de salida. Por esto, son más usados en convertidores de cc/cc de alta tensión y baja corriente de salida. Una ventaja es la presencia de un capacitor en serie en el circuito resonante que permite bloquear cualquier tensión continua resultante del desbalance posible en las excitaciones de las llaves del convertidor.

### **2.3.6 Modo de control de potencia**

El modo de controlar la potencia en estos convertidores es mediante la variación de la frecuencia de conmutación, como hemos visto en la sección 2.3.1, denominados *convertidores modulados en frecuencia*. Este modo de control tiene algunas desventajas [28]. La primera son los límites de  $f_s$  en el entorno  $f_r$ . Reducir  $f_s$  muy por debajo de  $f_r$  reduce la atenuación sobre el tercer armónico de la forma de onda generada en el

inversor, aumentando la distorsión de la forma de onda de tensión y corriente a la salida del convertidor. Aumentar  $f_s$  muy por encima de  $f_r$  compromete la velocidad de conmutación de las llaves. La segunda desventaja tiene que ver con un bajo factor de mérito del circuito resonante. Si esto es así, el tanque no posee buena selectividad requiriendo grandes cambios en la frecuencia para obtener un amplio rango de control. Y la tercera está relacionada con el aspecto constructivo del filtro. El hecho de controlar la potencia de salida mediante el cambio de frecuencia, empobrece la utilización de los componentes magnéticos. Su dimensionamiento debe ser tal que, en el rango de frecuencias de funcionamiento, no se manifiesten las características no lineales de los materiales magnéticos.

## 2.4 Convertidores resonantes con enclave de tensión

En la sección previa hemos visto que la potencia de salida del convertidor de carga resonante se realiza modulando la frecuencia de conmutación respecto de la de resonancia del circuito tanque. Hemos resaltado las desventajas que presenta variar la potencia con la frecuencia. En esta sección veremos un tipo de convertidor con carga resonante que opera a frecuencia de conmutación fija perdiendo las desventajas antes vistas. En este convertidor el control de potencia de salida, se realiza mediante la modulación del ancho del pulso de una onda cuasi-cuadrada [43][44].

Tomemos el convertidor VSRC de la fig. 2.1. En este convertidor cada columna es excitada a la frecuencia  $f_s$  y con un ciclo de trabajo del 50%. Manteniendo el ciclo de trabajo de cada llave, modificamos la secuencia de excitación de conmutación introduciendo un retardo igual a  $\phi/\omega_s$ , entre las excitaciones de las llaves S1 y S4 (y entre S2 y S3). En la fig. 2.9 podemos ver el resultado de tal desplazamiento. Cuando las llaves S1 y S4 están encendidas la tensión resultante a la salida del inversor es un pulso de tensión positivo  $+V_{CC}$ . Mientras que manteniendo encendidas las llaves S2 y S3 resulta un pulso de tensión de valor  $-V_{CC}$ . Podemos observar de la figura que debido al desplazamiento introducido, durante un intervalo de tiempo  $\phi/\omega_s$  permanecen encendidas las llaves S1 y S3 o S2 y S4. Esto anula la tensión a la salida del inversor dando origen a la denominación de convertidores resonantes con enclave de tensión

(Clamp-mode resonante converter, CMRC). Con esta secuencia de excitación la tensión  $v_{ab}$  del convertidor resonante es una forma de onda cuasi-cuadrada de frecuencia fija, con pulsos de ancho  $\delta$  (o ciclo de trabajo  $\delta$ ) de tensión del CMRC.

Si la frecuencia de conmutación es muy cercana a la de resonancia del circuito tanque, sólo el primer armónico de la tensión  $v_{ab}$  estará presente sobre la resistencia de

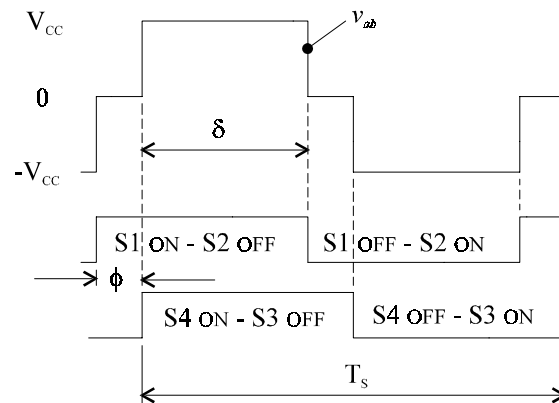


Figura 2.9: Secuencia de excitación y forma de onda resultante en un CMRC

carga (fig.2.1), y su valor está dado por:

$$V_{1^0} = \left( \frac{4V_{CC}}{\pi} \right) \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (2.4)$$

Apreciamos que la amplitud del primer armónico depende del ancho del pulso  $\delta$ . Modulando  $\delta$  (a través de modular el ángulo de desplazamiento  $\phi$ ) podemos controlar la amplitud de la tensión a la salida del convertidor y así la potencia de salida del convertidor. Es importante destacar que el enclave de tensión sólo es posible en una topología puente completo. No es posible realizar control de ancho de pulso con un semi-puente. Para esto se deben emplear dos inversores independientes conectados en paralelo o en serie, dependiendo del tipo de carga resonante, serie o paralela respectivamente [43].

### 2.4.1 Modos de operación del CMRC

En esta sección analizamos los modos de operación que se establecen en el CMRC desde el punto de vista del comportamiento de las llaves para el caso de carga SRL, pero que también podemos extender a cargas resonantes paralelo o serie-paralelo. En la fig. 2.10 mostramos nuevamente un convertidor de carga resonante, donde la carga puede ser simplemente una resistencia, en el caso de una conversión cc/ca, o un puente rectificador más el filtro de salida, para el caso de una conversión de cc/cc.



Dependiendo de las condiciones de carga del circuito resonante y de la relación

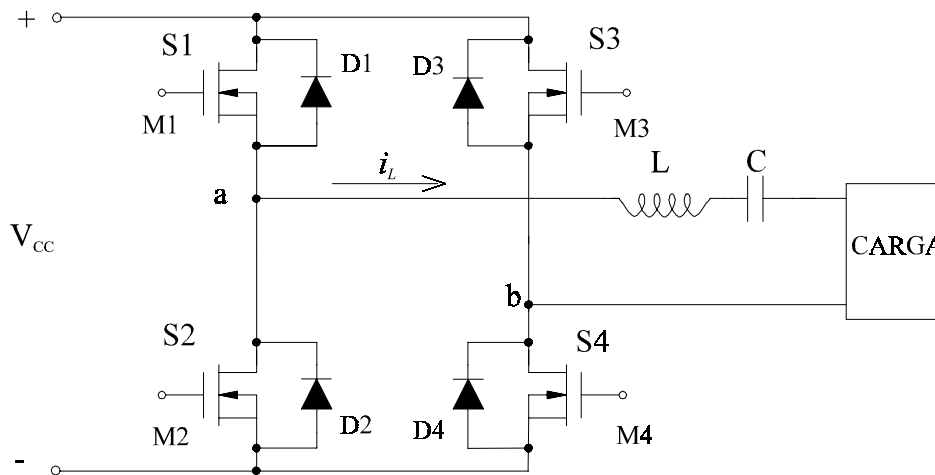


Figura 2.10: CMRC con carga en serie

entre la frecuencia de conmutación a la frecuencia de oscilación del circuito resonante, se pueden observar tres modos de operación de las llaves del convertidor [45][46]:

- las cuatro llaves se encienden con ZVS,
- las cuatro llaves se cortan con ZCS y
- dos llaves de una columna pueden operar con ZCS en el corte y las otras dos con ZVS en el encendido.

#### 2.4.1.1 Operación con $f_s$ menor que $f_r$

Veamos aquí los modos de operación que se presentan en las llaves del CMRC-SRL cuando conmutamos a una frecuencia menor que la frecuencia de resonancia. Con esta relación de frecuencias pueden darse conducción continua y discontinua. La discontinuidad de la corriente  $i_L$ , se da cuando la tensión instantánea sobre el capacitor del circuito resonante no posee el valor suficiente para mantener en conducción a los diodos de rueda libre de las llaves [43]. En lo que sigue sólo veremos el estado de conducción continua de la corriente por el inductor del circuito resonante. Si el ángulo de defasaje  $\phi$  es nulo sobre la tensión  $v_{ab}$  (fig.2.9), la forma de onda de corriente  $i_L$  para el caso de conducción continua, es de la forma vista en la fig. 2.2 para convertidores de cc/ca o de la forma dada en la fig. 2.6 en convertidores de cc/cc. En ambos casos existe una característica en común. La corriente  $i_L$  es positiva en el inicio del semiciclo positivo de la tensión  $v_{ab}$ . Como vimos en la sección 2.3.1 se generan considerables pérdidas de conmutación durante el encendido de los transistores de las llaves del convertidor, dado que conmutan en forma forzada. A medida que aumentamos el ángulo

de defasaje  $\phi$  aparece una porción de tensión nula en  $v_{ab}$  resultando una forma de onda de corriente por el circuito resonante, como se observa en la fig. 2.11a). En esta figura comparamos temporalmente la tensión  $v_{ab}$  con la corriente  $i_L$  e indicamos los dispositivos de las llaves que están conduciendo en cada intervalo de tiempo. Un instante antes que  $t_1$  la corriente  $i_L$  circula por M1 y D3 y al encender el transistor M4 en

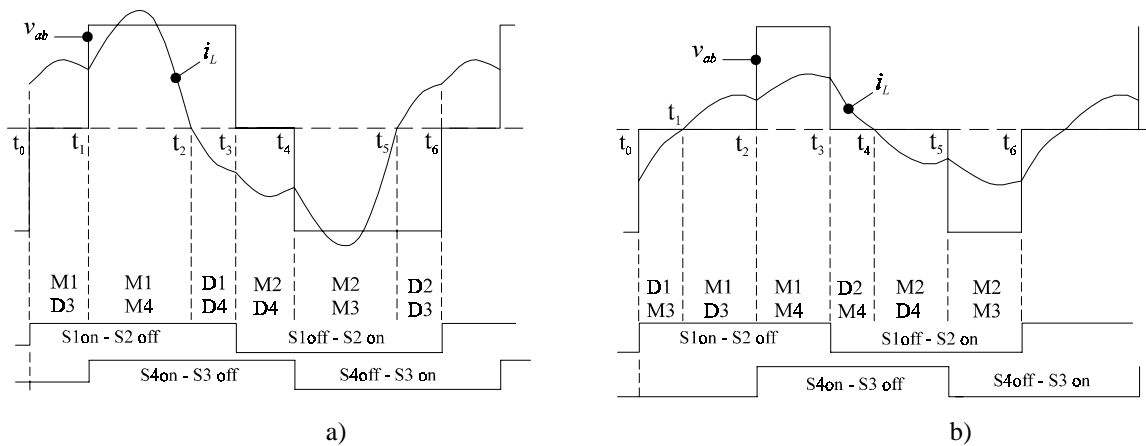


Figura 2.11: Formas de onda de tensión a la entrada del circuito resonante y corriente por el circuito resonante con  $f_s < f_r$ , para: a)  $\delta$  mayor a  $\phi$  y b)  $\delta$  menor a  $\phi$ .

$T_s = 2T_r$ , cortamos forzosamente al diodo D3. Lo mismo ocurre con el diodo D4 en  $t_4$ , al encender M3. En el instante  $t_3$  el transistor M2 corta forzosamente el diodo D1 y en  $t_6$  M1 corta a D2. Concluimos así que durante el encendido de los cuatro transistores M1 a M4, tendremos una conmutación forzada produciéndose elevadas pérdidas de potencia y sobrepicos de corrientes sobre las llaves. Por el contrario, el corte de los transistores se realiza con ZCS como apreciamos en los instantes de tiempo  $t_2$  y  $t_5$ . En este instante la corriente se invierte, cortándose naturalmente la conducción de los transistores M1, M4 y M2, M3 respectivamente.

Si aumentamos aún más el defasaje  $\phi$ , la energía entregada a la carga y la que está puesta en juego en el circuito tanque se reduce y por lo tanto, la corriente  $i_L$  también se verá reducida en amplitud, fig. 2.11b). También apreciamos que la tensión  $v_{ab}$  posee un pulso de ancho menor al intervalo de enclave de tensión. En éste caso la corriente  $i_L$  no alcanza a anularse durante el pulso de tensión y antes que ésta se invierta de signo, el pulso se deja de aplicar. Aparecen nuevas condiciones de conmutación dado que ahora la corriente del circuito tanque se invierte en los instante  $t_1$  y  $t_4$ , cuando  $v_{ab} = 0$ . En el instante  $t_0$  encendemos S1 y la corriente  $i_L$  al ser negativa, circula por D1. Recién en  $t_1$  la corriente comienza a conducir por el transistor M1 encendiéndose con ZVS. Lo

mismo ocurre con M2 en  $t_4$ . En esta condición hemos reducido las pérdidas de conmutación durante el encendido de las llaves S1 y S2. En  $t_3$ , se apaga S1 y en  $t_6$  se apaga S2 cortándose los transistores en forma forzada, ocasionando pérdidas por conmutación. En cuanto a las llaves S3 y S4 no presentan cambios en su modo de operar, respecto al visto en la fig. 2.11a). Resumiendo podemos decir que: dos llaves de una misma columna comienzan a conducir con ZVS, no necesitando diodos de rueda libre de corte rápido, mientras que las otras dos llaves se cortan con ZCS, debiéndose emplear diodos de corte rápido.

Concluimos que los modos de operación de las llaves para frecuencia de conmutación por debajo de la frecuencia de resonancia, depende del ciclo de trabajo ( $\delta$ ) de la tensión  $v_{ab}$ , bajo las mismas condiciones de carga. Para un ancho de pulso superior al intervalo de enclave de tensión, las cuatro llaves operarán con ZCS en el corte de los transistores. Mientras que si  $\delta$  es menor a  $\phi$ , una columna operará sus dos llaves con ZCS en el corte de los transistores, y la otra columna operará sus dos llaves con ZVS en el encendido de los transistores.

#### **2.4.1.2 Operación con $f_s$ mayor que $f_r$**

Veamos que ocurre con los modos de operación cuando la frecuencia de conmutación es mayor a la de resonancia. Cuando el ángulo de defasaje  $\phi$  es nulo en  $v_{ab}$  poseemos una forma de onda cuadrada y la corriente  $i_L$  es de la forma vista en la fig. 2.2 y en la fig. 2.7. En ambos casos los cuatro transistores de sus correspondientes llaves, comienzan a conducir con ZVS. Trabajar con frecuencias de conmutación mayores que las de resonancia es atractiva porque, se reducen las pérdidas de conmutación durante el encendido de los transistores y además permite emplear diodos de rueda libre de baja velocidad de corte. Si reducimos el ciclo de trabajo (manteniéndonos por encima del 50%), las llaves seguirán operando en ZVS durante el encendido de los transistores como vemos en la fig. 2.12a). Si continuamos reduciendo el ancho del pulso sobre  $v_{ab}$  de modo tal que  $\delta < \phi$ , entonces los transistores M4 y M3 dejan de encenderse con ZVS como vemos en la forma de onda de corriente de la fig. 2.12b). Este cambio en el modo de conmutación de M3 y M4 se debe a la inversión de signo de la corriente  $i_L$  en  $t_1$  y  $t_4$ . La situación es exactamente igual que en el caso en que  $f_s$  es menor que  $f_r$  para la misma relación entre  $\delta$  y  $\phi$ .

Resumimos diciendo que trabajando con una frecuencia de conmutación por

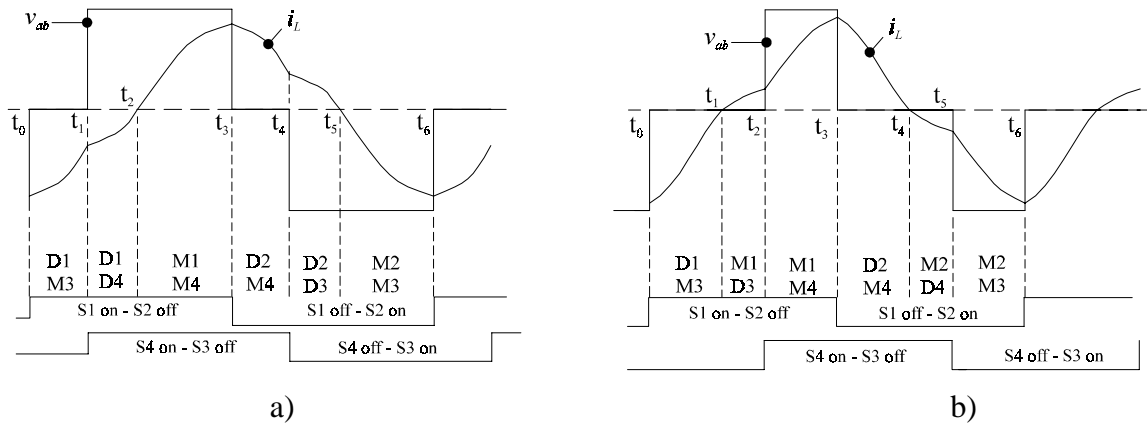


Figura 2.12: Formas de onda de tensión a la entrada del circuito resonante y corriente por el circuito resonante con  $f_s > f_r$ , para: a)  $\delta$  mayor a  $\phi$  y b)  $\delta$  menor a  $\phi$ .

encima de la de resonancia y con un ciclo de trabajo mayor al 50%, las cuatro llaves operan con *ZVS*. Cuando el ciclo de trabajo se reduce por debajo del 50% dos llaves de una misma columna operarán con *ZVS* en el encendido y las otras dos con *ZCS* en el corte.

## 2.5 Conclusión

En este capítulo hemos presentado los diferentes convertidores resonantes destacando a los convertidores de carga resonantes que hemos clasificados en VSRC, CSRC y convertidor clase E. Hemos dedicado gran parte del capítulo a los primeros tanto en conversión de cc/ca como de cc/cc. Este tipo de convertidor es de nuestro principal interés por su capacidad de realizar una conversión de cc/ca con un mínima distorsión posible sobre la forma de onda de salida. Hemos destacado las características principales de los convertidores VSRC observando las condiciones de conmutación de las llaves del convertidor, condicionadas al valor de la carga y a la relación entre la frecuencia de conmutación a la de resonancia. También hemos destacado las desventajas que presentan al variar la potencia de salida con modulación de frecuencia.

La introducción de los convertidores resonantes por enclave de tensión superan los problemas que se presentan en los VSRC al controlar la potencia por variación de la frecuencia de conmutación. Con un convertidor CMRC generamos una forma de onda de tensión cuasi-cuadrada cuyo pulso de tensión es modulado para controlar la potencia de salida manteniendo la frecuencia de conmutación fija. También tiene la virtud de

---

poder mejorar su propio contenido armónico no siendo necesario circuitos sintonizados de alto factor de mérito.

El objetivo principal que se persigue en convertidores resonantes en general, es reducir al máximo las pérdidas de conmutación de las llaves. En los convertidores CMRC pudimos identificar tres modos de operación de las llaves determinando la imposibilidad de reducir por completo las pérdidas de conmutación. En los tres modos de operación existen pérdidas de potencia por conmutación dado que, en el corte de las llaves o en el encendido de las mismas, aparecen simultáneamente tensiones y corrientes que dan origen a una conmutación forzada de los transistores y/o diodos. Sin embargo existe una condición de operación de las llaves del CMRC, en la que las cuatro llaves conmutan con *ZVS* durante el encendido de los transistores. Esta condición resulta de gran atractivo en el empleo del convertidor, porque los transistores no cortan la corriente de ningún diodo de rueda libre y por lo tanto no es necesario el empleo de diodos de alta velocidad.

Cuando se implementan las llaves del convertidor con dispositivos MOS de potencia, estos dispositivos poseen intrínsecamente un diodo de rueda libre que puede ser empleado como tal para el funcionamiento del convertidor sin la necesidad de agregar dispositivos externos. Así se evita el uso de diodos externos en paralelo y en serie con los transistores MOS de potencia (típica implementación para anular el diodo internos del MOS), se reducen las pérdidas de conmutación y de conducción sobre estos dispositivos adicionales. Para aplicación de altas potencias esto redundará en una reducción de costos en la implementación de cada llave.

En casos donde las pérdidas que se generan durante el corte de las llaves son considerables, pueden reducirse empleando un capacitor de snubber sobre las llaves del convertidor. De este modo suavizamos el crecimiento de la tensión sobre las llaves, haciendo que la tensión alcance el valor de la fuente con corriente nula por la llave. Por las razones antes expuestas, presenta sumo interés diseñar un amplificador de potencia con técnicas de conmutación empleando un convertidor CMRC con sus cuatro llaves conmutando con *ZVS*. Los límites de operación bajo esta condición será el tema del próximo capítulo.