

Capítulo 4

Diseño y aplicación del DTC con un inversor cuasi-resonante

4.1 Introducción

En este capítulo se mostrará la topología cuasi-resonante, planteada como una topología alternativa al inversor clásico para unos objetivos que se explicarán más adelante. Inicialmente veremos la necesidad de utilizar esta topología en el rango de baja potencia y las valiosas ventajas que presenta cuando se intenta aplicar el DTC a los accionamientos de potencias elevadas. Además, con vistas a sacar el máximo partido del conjunto del accionamiento, se presentan las modificaciones del DTC clásico más convenientes para elaborar esta topología. Por estos motivos, estudiaremos el circuito de resonancia que se añade al inversor clásico y se analizarán los diferentes modos de operación. Posteriormente, se muestran algunos resultados obtenidos por simulación. Además, se presentan los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio. Debido a la experiencia obtenida con el primer circuito, se quiso tener un esquema propio que cumpla los requisitos necesarios del circuito resonante, Por lo tanto, se presentará un esquema modificado del circuito de resonancia que ofrece un número mínimo de componentes y un buen comportamiento. Asimismo, se presentan los resultados obtenidos de este circuito mediante la simulación del mismo con el programa PSPICE, así como su verificación experimental.

4.2 Efectos e inconvenientes de la conmutación dura

Aunque las técnicas de conmutación dura, por ejemplo el PWM senoidal, son de gran interés en las aplicaciones de los accionamientos de corriente alterna, producen efectos que en muchos casos no son aceptables. Estos efectos se pueden resumir en los puntos siguientes:

- **Efecto sobre el aislamiento de la máquina**

Resulta que los interruptores del inversor se conmutan bajo un valor elevado de la variación temporal de la tensión (dv/dt), lo que genera corrientes de fuga que con el tiempo pueden deteriorar y reducir el aislamiento de los devanados de la máquina [141].

- **Circulación de corrientes a través de los cojinetes**

Recientemente, se ha determinado que un inversor de PWM con una conmutación rápida y un

valor elevado de la dv/dt causa un problema de acoplamiento estator rotor, produciéndose una circulación de corriente a tierra a través del eje y de las capacidades parásitas de los cojinetes de la máquina [141]. Existen, por supuesto, caminos adicionales para que las corrientes circulen [142].

- **Problemas de interferencias electromagnéticas “EMI”**

El cambio brusco de la tensión y de la corriente puede provocar problemas severos de EMI que puede afectar a los circuitos de control y a los aparatos cercanos. La inductancia parásita puede ser un fuente de EMI debido al valor elevado de la Ldi/dt del inducido. Asimismo, se genera corrientes Cdv/dt debido a la capacidad parásita [36]-[40], [44], [45], [126], [141].

- **Pérdidas de conmutación**

Debido a la simultaneidad entre caída de tensión a través el interruptor y la corriente que circula por el mismo durante la conmutación (on-off) se generan pérdidas de energía. El problema empeora si los tiempos de conmutación son elevados con valores altos de las corrientes y las tensiones, como en el caso de los los accionamientos de potencias elevadas. Con la utilización de los circuitos “snubber” se puede reducir las pérdidas de “off”, sin embargo, la energía almacenada en el condensador se consume en la resistencia del circuito “snubber” durante el “on” lo que aumenta las pérdidas totales de la conmutación. Además, se necesitan radiadores de gran tamaño [31], [43], [47], [141]. Debido a los inconvenientes anteriores la conmutación suave de los convertidores de potencia ha despertado en los últimos tiempos un gran interés. En aplicaciones de potencia mediana (10-100 kW) el inversor resonante se considera y se ofrece como una manera práctica y fiable para reducir las pérdidas de conmutación y para eliminar los circuitos “snubbers”, lo que permite a la vez un funcionamiento a altas frecuencias y un mayor rendimiento [28]-[36]. La alta frecuencia de conmutación obtenida con la conmutación suave permite bajar la dv/dt y la di/dt , pudiéndose considerar esta última como una solución tecnológica para evitar las interferencias electromagnéticas (EMI) [40], [45]. Aunque un inversor resonante tiene una estructura sencilla que solo añade un inductor y un condensador al inversor clásico, no está libre de ciertos inconvenientes: los transistores están sometidos a tensiones elevadas, alrededor de 2,5 veces el valor de la tensión V_{dc} del bus de CC [23], [24], [27]-[29], [37]. Por este motivo, se ha propuesto otra estrategia de restricción activa “active clamped” que limita la

tensión a través los transistores a $1,5V_{dc}$. A continuación, se han propuesto otras topologías de inversores que cumplen los requisitos de conmutación suave como el acoplamiento resonante en paralelo de CC “Parallel resonant dc-link (PRDCL)” que intensifican la capacidad del PWM, reducen la tensión a la que están sometidos los interruptores y controlan adecuadamente el tiempo necesario en donde la tensión del bus CC debe ser cero [31], [36], [42], y [45]. En realidad las numerosas investigaciones en este campo fueron orientadas hacia la aplicación de estos inversores utilizando las técnicas del PWM sin integrar estos esquemas para los accionamientos del control directo del par que actualmente son de gran importancia. En el mismo tiempo, la aplicación del DTC en el rango de potencias elevadas es limitada debido a las elevadas pérdidas de conmutación que obligan a los diseñadores a limitarlas indirectamente mediante el aumento de las fronteras de los controladores del par y del flujo y la consiguiente limitación de la frecuencia de conmutación a unos valores seguros. De esta manera, parece positivo utilizar el inversor cuasi resonante para aplicar el DTC.

4.3 Utilización de la topología cuasi-resonante para mejorar el DTC

El DTC clásico está sometido a una gran ondulación del par y del flujo cuando la frecuencia de muestreo es de pequeño valor aunque las fronteras de los controladores sean pequeñas. Para resolver este problema, se pueden utilizar tarjetas digitales que permitan altas velocidades de muestreo. Otras técnicas de DTC intentan reducir la ondulación del par inyectando unas señales de poca magnitud y alta frecuencia para provocar el cambio rápido del estado del controlador del par y del flujo [93]. De esta manera se puede compensar el tiempo de retardo durante la ejecución del algoritmo del DTC. También se puede utilizar un aumento de la frecuencia de conmutación mediante la utilización de los vectores activos inversos para bajar rápidamente el par electromagnético. Este método ofrece además otras ventajas con cargas elevadas y a baja velocidad del motor, como son:

- 1- Evita que el flujo exceda el límite mínimo determinado por el controlador histéresis. Este problema ocurre cuando el vector del flujo del estator cambia su sector. En este caso se aplica solo un vector durante un tiempo relativamente elevado, más de lo necesario, es decir se aplica un vector que no es el óptimo para controlar el flujo.
- 2- Evita la inyección de los armónicos de bajo orden de las corrientes del estator producidos por la distorsión del flujo.

El funcionamiento de estas técnicas se puede explicar y entender con la ayuda de las figuras siguientes. Según la figura 4.3.1, la magnitud del flujo del estator excede el límite mínimo y se mantiene durante un tiempo bajo este límite. Con la realización del DTC de forma digital, si la frecuencia de muestreo es baja el problema será más acusado en aquellos puntos donde el flujo se mantenga durante más tiempo por debajo del nivel mínimo determinado por el controlador histéresis.

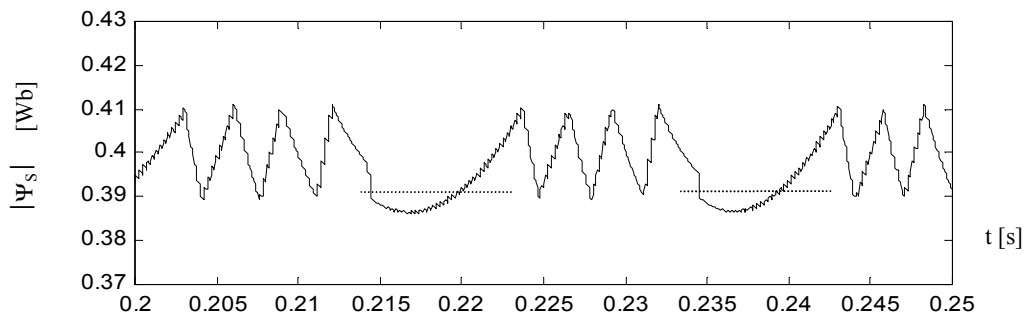


Fig. 4.3.1 Transcurso temporal del flujo del estator con el DTC clásico, ($H_{\Psi} = 5\%$).

Este problema se puede aliviar mediante:

- a. la inyección de una señal triangular de alta frecuencia al controlador del flujo para ayudarle a actuar más rápido disminuyendo la ondulación. En realidad, este método aumenta la frecuencia de conmutación del inversor. Lo mismo se hace con el controlador del par para reducir la gran ondulación del par. De esta manera se puede mejorar el comportamiento del DTC. La figura 4.3.2 presenta la magnitud del flujo del estator bajo este método.

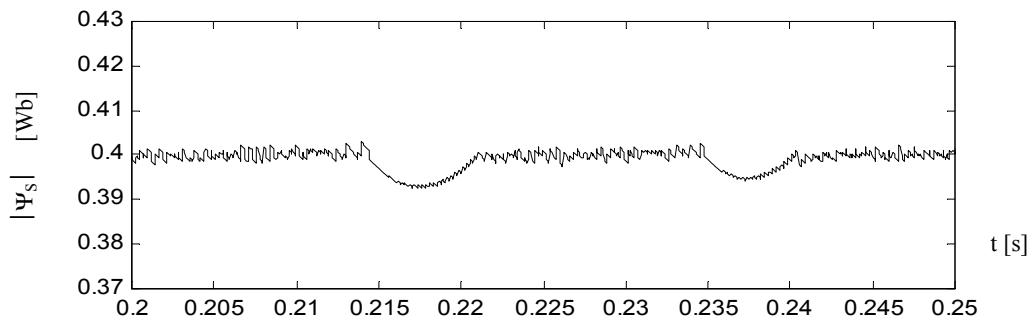


Fig. 4.3.2 Evolución temporal del flujo del estator aplicando una señal triangular, ($H_{\Psi} = 5\%$).

El lugar geométrico en ambos casos se presenta en las figuras 4.3.3 y 4.3.4. Se aprecia que el lugar geométrico del flujo del estator mejora cuando se inyecta una señal triangular al controlador del flujo.

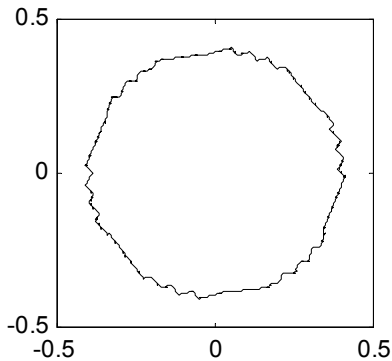


Fig. 4.3.3 Trayectoria del flujo del estator con el DTC clásico, ($H_\psi=5\%$).

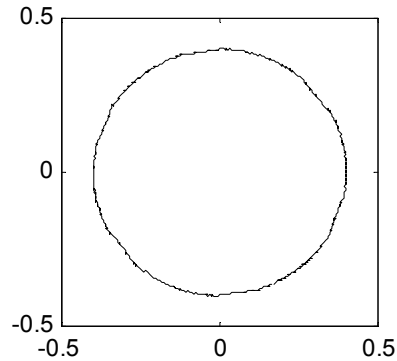


Fig. 4.3.4 Trayectoria del flujo del estator aplicando una señal triangular, ($H_\psi=5\%$).

- b. Sustituyendo los vectores ceros por unos vectores activos inversos cuando se requiere reducir el par. De esta manera, el vector del flujo del estator siempre está girando ya que no se aplica ningún vector cero, lo que pararía la rotación del vector instantáneo del flujo. La simulación de este método se presenta en las figuras 4.3.5 hasta 4.3.7. En la figura 4.3.5 se muestra el flujo del estator cuando la banda de histéresis es 5 %, observándose que la magnitud del flujo no excede el límite mínimo, al contrario de lo que ocurre con el DTC clásico. Sin embargo la frecuencia de conmutación es mucho más elevada. La figura 4.3.6 muestra la misma señal ampliada para ver con más detalle la onda del flujo. La figura 4.3.7 presenta la trayectoria del flujo del estator cuando la banda de histéresis es 2.5 %.

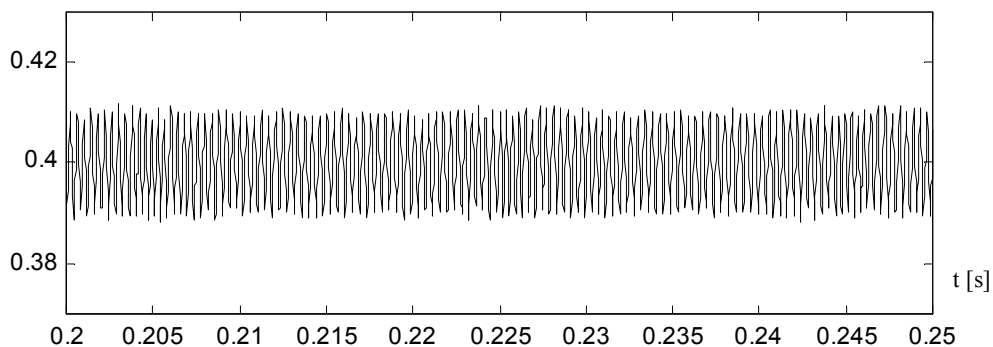


Fig. 4.3.5 Transcurso temporal del flujo de estator sin utilizar los vectores cero, ($H_\psi=5\%$).

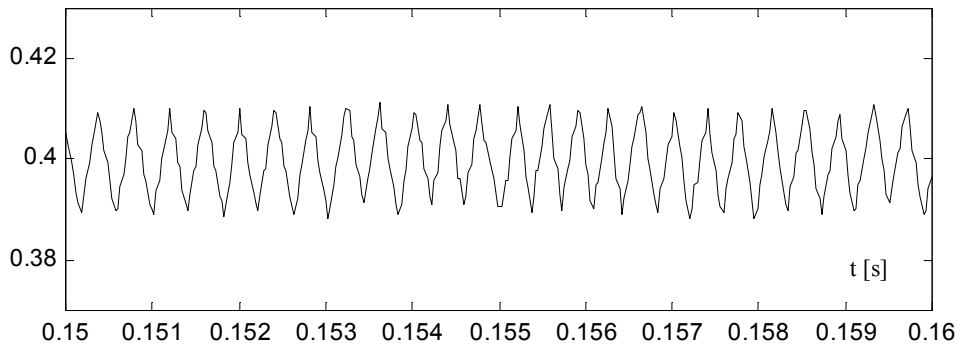


Fig. 4.3.6 Transcurso temporal del flujo de estator sin utilizar los vectores cero, ($H_\psi = 5\%$).

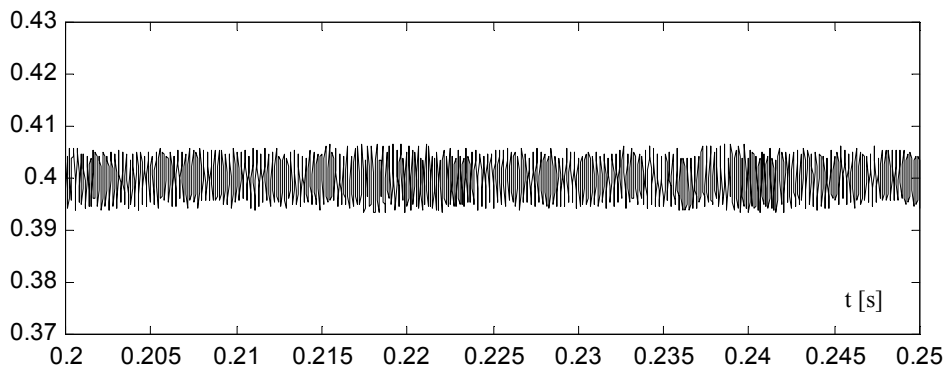


Fig. 4.3.7 Transcurso temporal del flujo del estator sin utilizar los vectores cero, ($H_\psi = 2.5\%$).

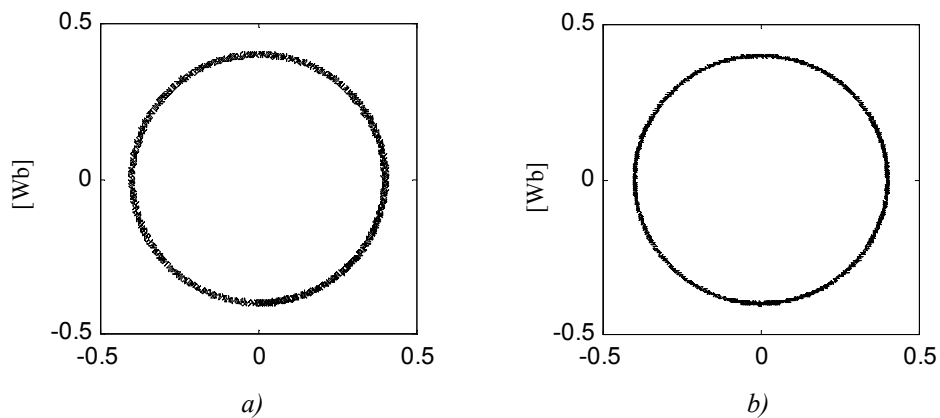


Fig. 4.3.8 Lugar geométrico del flujo de estator sin utilizar los vectores cero: a) $H_\psi = 5\%$; b) $H_\psi = 2.5\%$.

A continuación, para bajar la ondulación del par se inyecta una señal triangular al controlador del par. La figura 4.3.9 muestra el par del motor con el DTC clásico, mientras la figura 4.3.10

presenta el par obtenido cuando se aplica una señal triangular para reducir la ondulación del par.

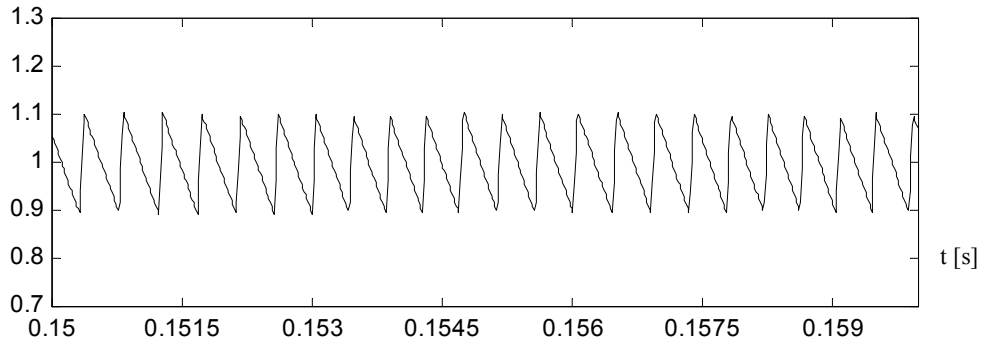


Fig. 4.3.9 Par electromagnético con el DTC clásico, ($H_T = 10\%$).

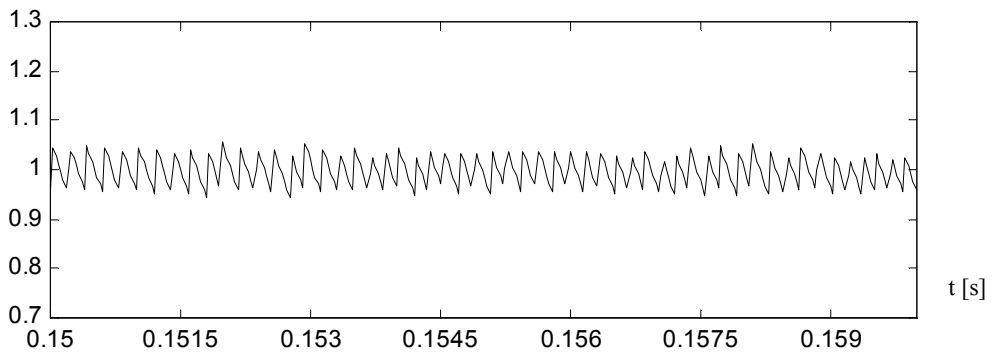


Fig. 4.3.10 Par del motor con el DTC inyectando una señal triangular, ($H_T = 10\%$).

El valor medio de la frecuencia de conmutación de ambos métodos se puede calcular a partir de la figura 4.3.11. En ambas curvas se han registrado para $H_T = 10\%$ y $H_\Psi = 5\%$.

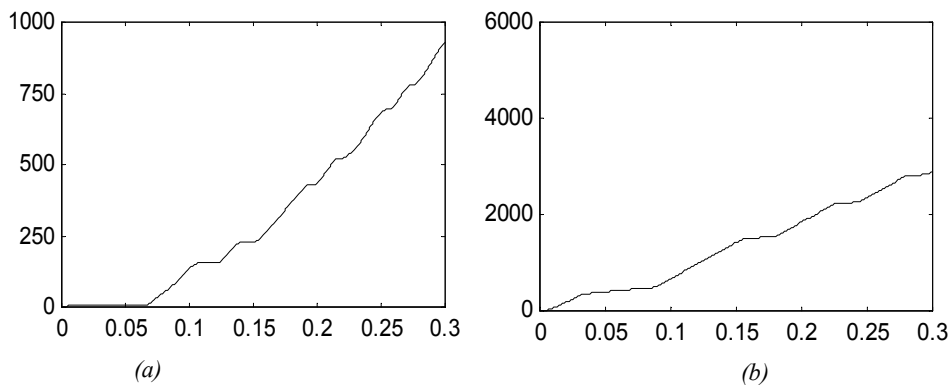


Fig. 4.3.11 Estados de conmutación acumulados de un interruptor:
(a) Con señal triangular ; (b) Sin vectores cero.

Los valores de la frecuencia de conmutación varían desde 4,6 kHz hasta 17 kHz según el método y las condiciones de operación. Por tanto, el inversor cuasi resonante ofrece la ventaja de poder soportar elevados valores de las frecuencias de conmutación ya que los interruptores de potencia se conmutan bajo la condición de cero tensión.

4.4 Funcionamiento del DTC basado en el inversor cuasi resonante

En este párrafo se explica el funcionamiento del conjunto del sistema del DTC alimentado por el inversor cuasi resonante. La figura 4.4.1 presenta el diagrama de bloques del sistema propuesto, en donde la salida del rectificador alimenta el circuito de resonancia con una tensión del bus corriente continua (CC). La salida del circuito de resonancia es una tensión conmutada de valores V_{dc} y 0. La duración del tiempo del valor cero es controlable y del orden de los microsegundos. Este tiempo tiene que ser mayor del tiempo de conmutación de los interruptores del inversor para que estos se conmuten bajo la condición de tensión cero. En la figura 4.4.1 existen dos bloques generales de control: uno representa el sistema digital del DTC en donde se elaboran los algoritmos del DTC y el otro, es el control digital del funcionamiento correcto del circuito de resonancia en sincronismo con las señales generadas por el DTC. En realidad el control del sistema del DTC y el control del circuito de resonancia no son independientes, Si uno de ellos hace de maestro y el otro de subordinado. Pero lo más importante es distinguir ¿quién controla a quién? La respuesta de esta pregunta permite dos opciones:

1- El control de circuito de resonancia hace de maestro y el control del DTC de esclavo.

En esta opción el circuito de resonancia se controla de manera libre ajustando el tiempo de tensión cero y ajustando la frecuencia de la tensión conmutada que alimenta el inversor clásico. Por consiguiente, las señales generadas por el DTC están retrasados hasta que viene la orden del circuito de resonancia para que se conecten las señales de conmutación generadas por el DTC para controlar el funcionamiento de los interruptores de potencia. En este caso, la respuesta y el comportamiento del DTC están afectados por la frecuencia del bus de CC que alimenta el inversor. Este valor tiene que ser elevado comparado con la frecuencia de conmutación de cualquier interruptor del inversor para no afectar negativamente al DTC. En este caso, el circuito de resonancia funciona de manera independiente del DTC.

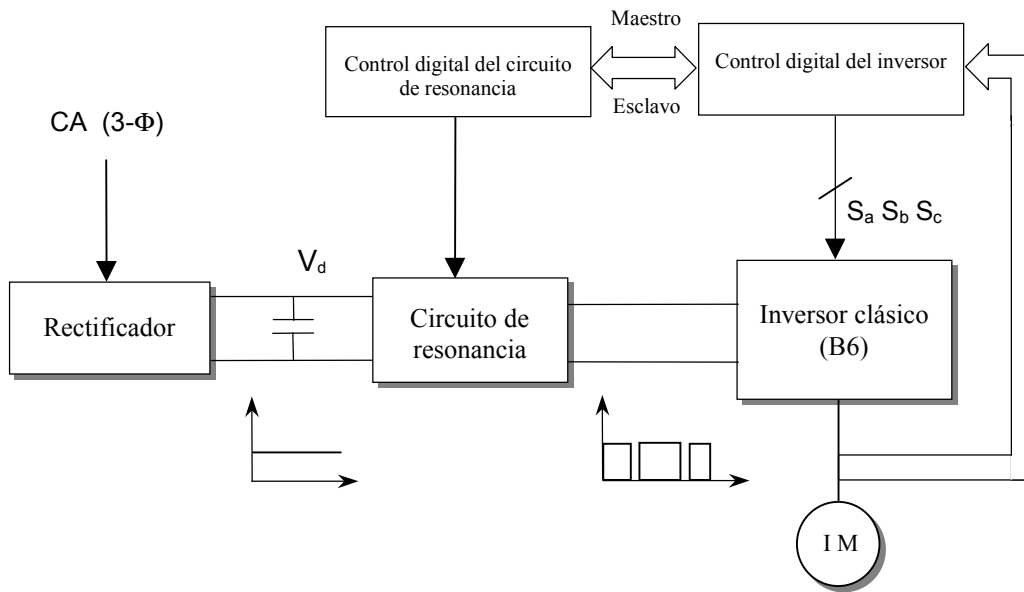


Fig. 4.4.1 Diagrama de bloques de un inversor cuasi resonante.

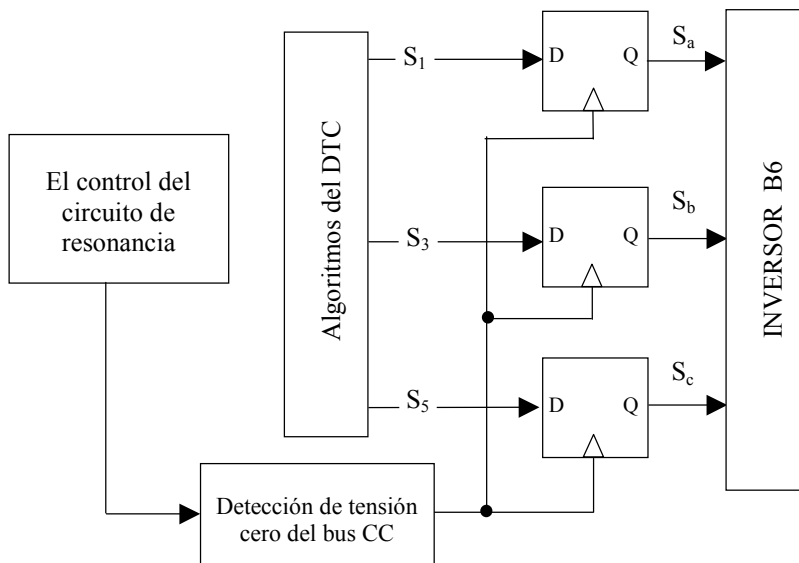


Fig. 4.4.2 DTC controlado por el circuito de resonancia.

2- El DTC hace de maestro y el control del circuito de resonancia de esclavo.

En este modo, la frecuencia de conmutación de la tensión del bus CC no es fija, varía según la conmutación actual de los interruptores del inversor. En este método, el algoritmo del DTC genera las señales de los interruptores, detecta los instantes del cambio de cualquier estado de

conmutación (on-off) o viceversa. En estos instantes se da la orden para que el circuito de resonancia empiece a funcionar. Además se introduce un retardo de tiempo para que las señales de los interruptores no se conecten antes de que la tensión del bus CC baje al nivel cero. El sistema realizado en la tesis utiliza el segundo método. El diagrama de bloques detallado del sistema propuesto se muestra en la figura 4.4.3.

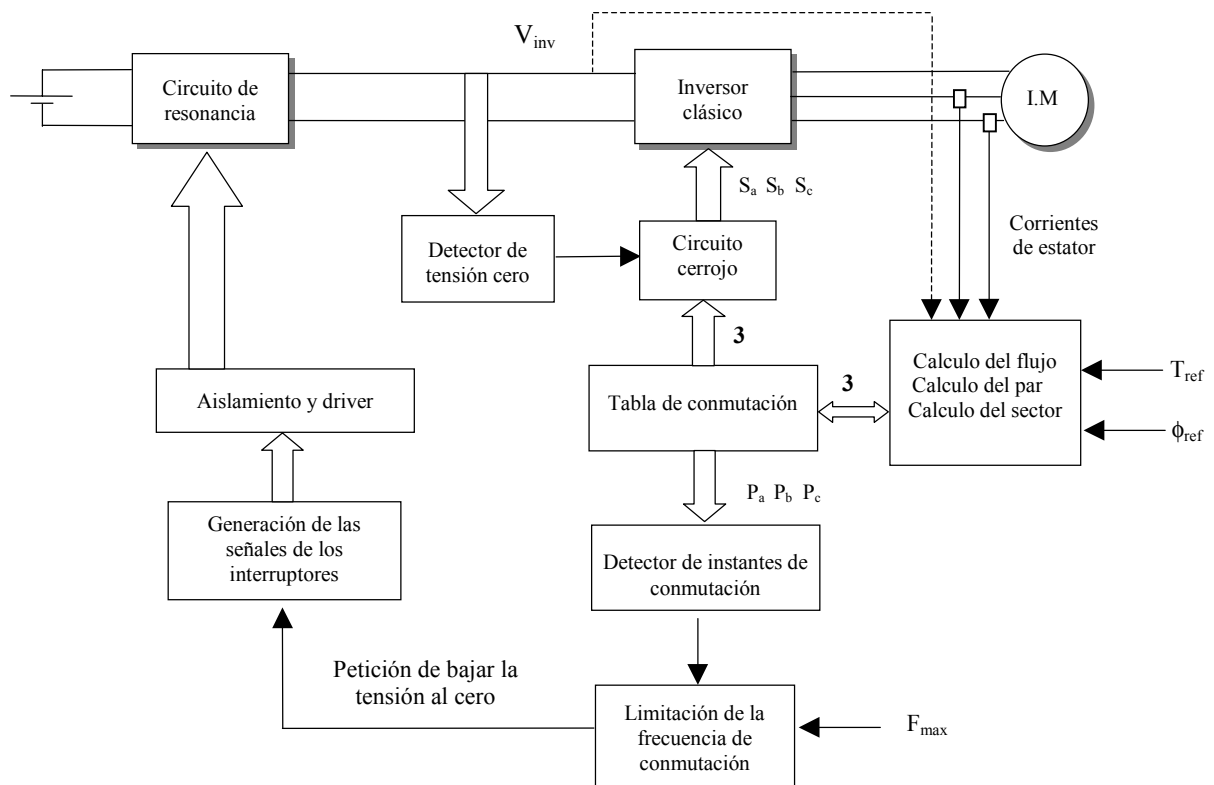


Fig. 4.4.3 Diagrama de bloques del sistema DTC alimentado por inversor cuasi resonante.

Se puede resumir el proceso de funcionamiento del sistema en los puntos siguientes:

- 1- El algoritmo del DTC elige un vector adecuado (estado de conmutación) de la tabla de conmutación. Este estado de conmutación (los tres señales P_1 , P_3 y P_5) son las entradas a tres circuitos cerrojo cuyas salidas representan las señales de control de los interruptores de potencia del inversor B6. Pero, la salida del cerrojo necesita una señal reloj. Esta señal reloj representa el estado del bus CC, es decir, si es cero o no.
- 2- La petición de cambiar el estado de conmutación se detecta por un circuito. La señal

- generada da la orden para que los interruptores del circuito de resonancia funcionen reduciéndose la tensión del bus CC.
- 3- Durante el procesamiento del circuito cuasi resonante, se inhibe cualquier petición nueva hasta que se termina por lo menos un ciclo completo de la resonancia. De esta manera se protegen los interruptores de potencia del circuito cuasi resonante.
 - 4- Se detecta el nivel de la tensión del bus CC, cuando la tensión del bus CC baja hasta cero, la señal del reloj ordena funcionar a los circuitos cerrojo, es decir el estado de conmutación elegido en el paso 1 puede entrar a los interruptores del inversor. Teniendo en cuenta que estas tres señales S_a , S_b y S_c son para los interruptores superiores del inversor B6. Para los otros tres interruptores se utilizan los complementos de estas señales.

La figura 4.4.4 explica también en general el funcionamiento requerido del sistema propuesto.

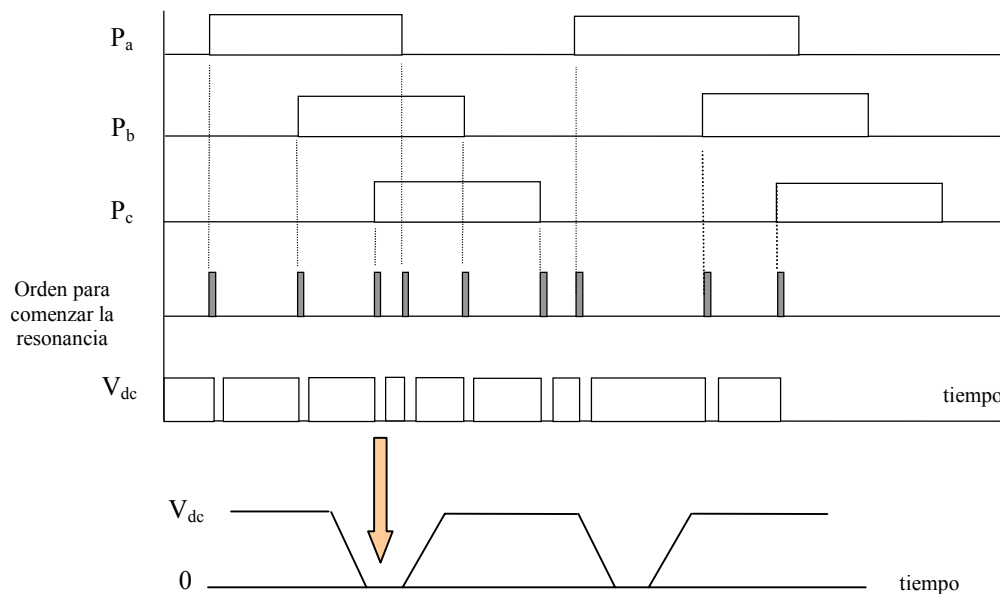


Fig. 4.4.4 Evoluciones temporales de las señales generadas por el DTC y de la tensión correspondiente del bus de CC.

4.5 El circuito de resonancia y su funcionamiento

Existen varios esquemas del circuito cuasi resonante [28]-[31], y [35]-[43] que se pueden utilizar en el desarrollo del sistema propuesto. En nuestro caso hemos elegido el de la referencia [36] para implementarlo físicamente. Aunque el funcionamiento de dicho circuito se explica en la referencia [36], resulta adecuado explicarlo en este apartado ya que este circuito se modificó posteriormente y se obtuvo un esquema propio.

El circuito cuasi resonante que se presenta en la figura 4.5.1 consiste en tres interruptores S_{a1} , S_{a2} , y S_{inv} , dos diodos D_1 y D_2 , una bobina L_r y dos condensadores C_{r1} y C_{r2} .

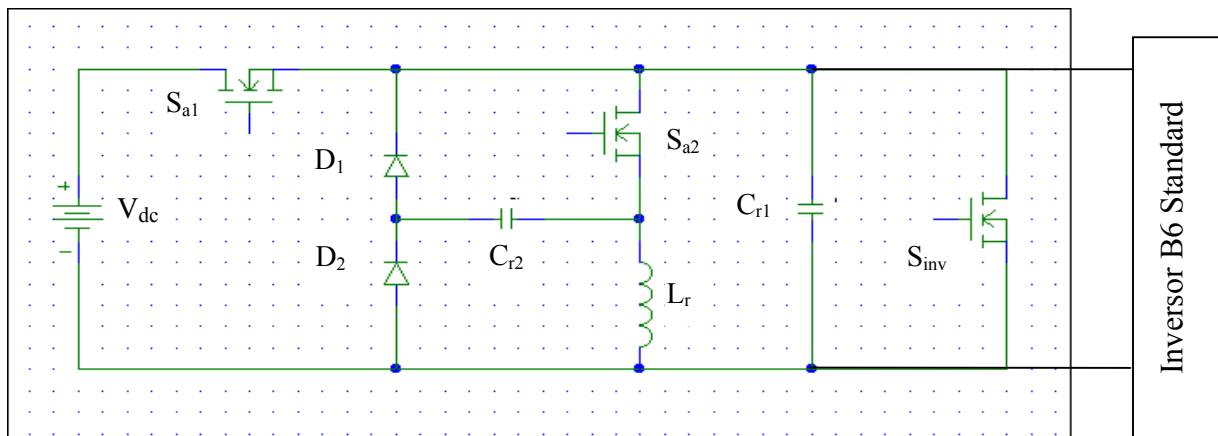


Fig. 4.5.1 Esquema del circuito cuasi-resonante

Antes de analizar el circuito se supone que el inversor y su carga se pueden sustituir por una fuente de corriente continua I_o durante el periodo de conmutación, dado que el valor de la inductancia L_r es mucho menor que el valor de la inductancia de la carga [36].

El funcionamiento del circuito mostrado en la figura 4.5.1 consiste en varios modos según las señales de control que manejan los interruptores de potencia. Se han utilizado interruptores de tipo MOSFET para aprovechar los diodos internos.

Los apartados siguientes explican los modos diferentes de operación.

La tabla 4.5.1 resume los modos de operación del circuito de cuasi-resonante. Se puede saber los interruptores conectados y aquellos que están desconectados durante cada modo de operación.

Tabla 4.5.1 Estados de interruptores del circuito de resonancia.

Modo Switch on	M ₀	M ₁	M ₂	M ₃	M ₄	M ₅	M ₆
S _{a1}	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
D _{a1}	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
S _{a2}	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
D _{a2}	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON
S _{inv}	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF
D _{inv}	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
D ₁	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
D ₂	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF

Modo 0:

Durante este modo (M0) la corriente de la carga I_o circula a través del transistor S_{a1}, por lo que el condensador C_{r1} esta cargado al valor V_{dc} y no circula corriente por la bobina L_r.

El circuito equivalente durante el modo 0 se muestra en figura 4.5.2. Se pueden deducir los valores que se utilizarán como condiciones iniciales para el modo siguiente (M1):

$$v_{cr1}(t) = V_{dc} \tag{4.5.1}$$

$$v_{cr2}(t) = 0 \tag{4.5.2}$$

$$i_{Lr}(t) = 0 \tag{4.5.3}$$

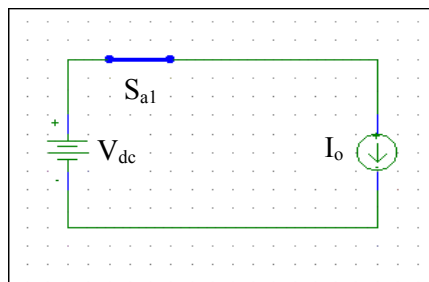


Fig. 4.5.2 Circuito equivalente para el modo 0.

Modo 1:

Cuando cualquier transistor del inversor necesita cambiar su estado de conmutación, S_{a2} se conecta bajo las condiciones iniciales de corriente cero. Por consiguiente, la corriente empieza a circular en la bobina ya que él S_{a1} está todavía conectado. Cuando la corriente de la bobina llega a un valor seguro, determinado anteriormente según los valores nominales de los transistores, el transistor S_{a1} abre con las condiciones iniciales de tensión cero. Es evidente que los transistores del circuito de resonancia se conmuten reservando (ZVS) o (ZCS) para que las pérdidas de conmutación sean muy bajas como en los interruptores del inversor. El circuito equivalente se presenta en la figura 4.5.3.

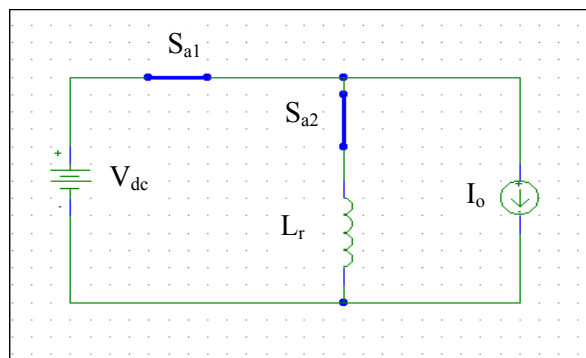


Fig. 4.5.3 Circuito equivalente durante el modo 1

$$v_{cr1}(t) = V_{dc} \quad (4.5.4)$$

$$v_{cr2}(t) = 0 \quad (4.5.5)$$

$$i_{Lr}(t) = (V_{dc} / L_r) \cdot t \quad (4.5.6)$$

Modo 2:

Este modo (M2) empieza cuando el transistor S_{a1} abre y comienza la resonancia entre el condensador C_{r1} y L_r . La tensión del condensador C_{r1} baja desde el valor V_{dc} hasta 0.

El circuito equivalente se presenta en la figura 4.5.4.

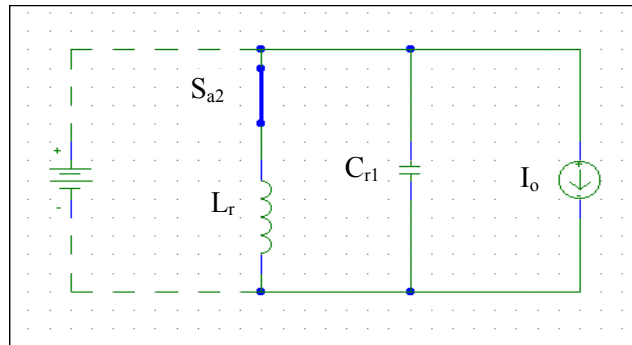


Fig. 4.5.4 Circuito equivalente durante el modo 2.

$$v_{cr1}(t) = V_{dc} \cos \omega_{r1} t - (I_i + I_o) Z_{r1} \sin \omega_{r1} t \quad (4.5.7)$$

$$v_{cr2}(t) = 0 \quad (4.5.8)$$

$$i_{Lr}(t) = (V_{dc} / Z_{r1}) \sin \omega_{r1} t + (I_i + I_o) \cos \omega_{r1} t - I_o \quad (4.5.9)$$

Donde $\omega_{r1} = 1/(\sqrt{L_r C_{r1}})$, $Z_{r1} = \sqrt{L_r / C_{r1}}$

Modo 3:

Durante este modo la corriente de inductor circula por el camino determinado por S_{a2} y el diodo interno D_{inv} del MOSFET S_{inv} . El circuito equivalente se presenta en la figura 4.5.5.

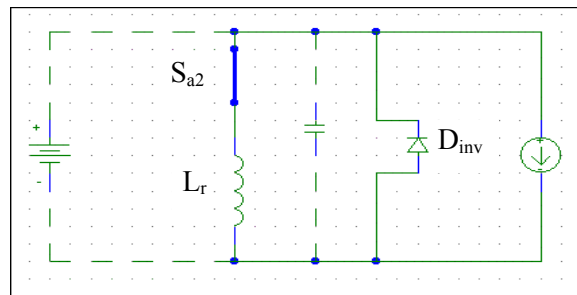


Fig. 4.5.5 Circuito equivalente durante el modo 3.

$$v_{cr1}(t) = 0 \quad (4.5.10)$$

$$v_{cr2}(t) = 0 \quad (4.5.11)$$

$$i_{Lr}(t) = I_p \quad (4.5.12)$$

Modo 4:

Este modo empieza cuando el interruptor S_{a2} abre bajo la condición de tensión cero.

La corriente de la bobina se invierte debido a la resonancia entre C_{r2} y L_r .

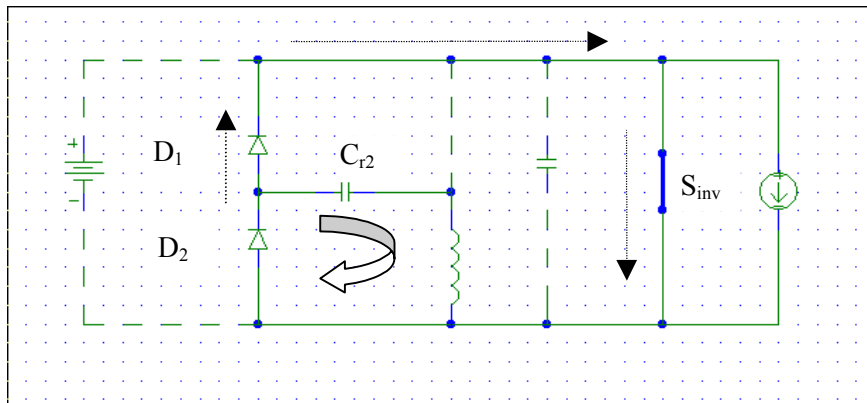
Las ecuaciones que gobiernan el circuito de resonancia durante este modo son:

$$v_{cr1}(t) = 0 \tag{4.5.13}$$

$$v_{cr2}(t) = I_p Z_{r2} \text{sen } \omega_{r2} t \tag{4.5.14}$$

$$i_{Lr}(t) = I_p \text{cos } \omega_{r2} t \tag{4.5.15}$$

El circuito equivalente durante el modo (M4) se muestra en la figura 4.5.6.



El camino seguido por la corriente de la bobina depende del signo de la corriente: Si la corriente es positiva la corriente circula a través del diodo D_2 y del condensador C_{r2} . Cuando la corriente es negativa (circula en el otro sentido) el camino seguido por la misma es la bobina, el condensador C_{r2} , el diodo D_1 y el interruptor S_{inv} . Durante este modo la tensión del bus CC es cero. Por tanto, cualquier transistor del inversor puede cambiar su estado de conmutación mientras la tensión es cero.

Modo 5:

Este modo empieza cuando la resonancia termina entre la bobina y el condensador C_{r2} . En este caso resulta que si S_{inv} está todavía encendido hay un camino cerrado para la corriente de la bobina que circula a través el diodo interno D_{sa2} del MOSFET S_{a2} y del interruptor S_{inv} . Se puede decir que la corriente de la bobina circula en modo volante.

La figura 4.5.7 muestra el circuito equivalente durante este modo de funcionamiento, cumpliéndose:

$$v_{cr1}(t) = 0 \quad (4.5.16)$$

$$v_{cr2}(t) = 0 \quad (4.5.17)$$

$$i_{Lr}(t) = -I_p \quad (4.5.18)$$

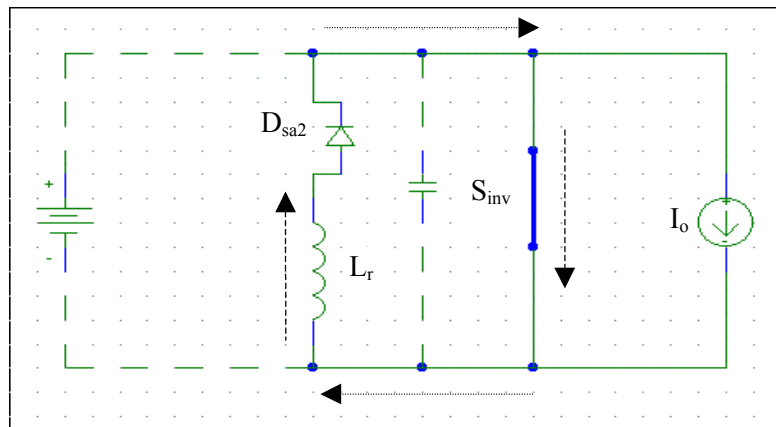


Fig. 4.5.7 Circuito equivalente durante el modo 5 de funcionamiento.

El tiempo que permanezca este modo viene determinado por tiempo en que la tensión del inversor deba ser cero. Se puede controlar y optimizar el tiempo de tensión cero para que no sea tan grande que pueda afectar gravemente al valor medio de la tensión del bus CC y no sea comparable con el periodo de PWM. Además, no debe ser demasiado pequeño para que los interruptores del inversor conmuten viendo tensión cero durante un tiempo suficiente.

Modo 6:

Después de que los transistores del inversor han conmutado durante un tiempo en que el valor de tensión del bus CC es cero, el circuito de resonancia tiene que estar preparado para el siguiente ciclo, por eso el transistor S_{inv} se apaga. En este caso ningún transistor del circuito de resonancia está conectado, el condensador C_{r1} se carga mediante la bobina L_r y el diodo interno D_{sa2} del interruptor S_{a2} . La resonancia entre C_{r1} y L_r aumenta la tensión a través el condensador al valor de V_{dc} .

El circuito equivalente durante este modo se presenta en la figura 4.5.8. A partir del circuito equivalente y de las condiciones iniciales del sistema, se obtiene las ecuaciones siguientes:

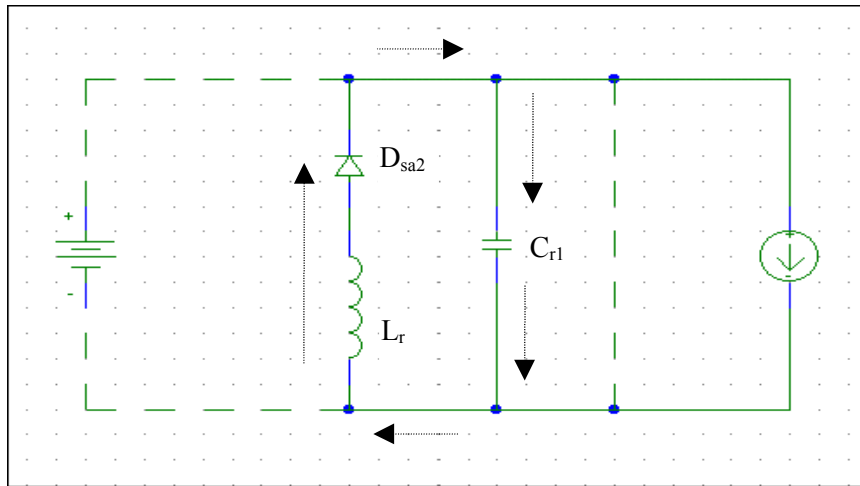


Fig. 4.5.8 Circuito equivalente durante el modo 6.

$$v_{cr1}(t) = Z_{r1} (I_p - I_o) \text{sen } \omega_{r1} t \quad (4.5.19)$$

$$v_{cr2}(t) = 0 \quad (4.5.20)$$

$$i_{Lr}(t) = (I_p - I_o) \text{cos } \omega_{r1} t + I_o \quad (4.5.21)$$

La corriente residual circula mediante el diodo interno del interruptor S_{a1} que finalmente baja a cero. Pudiendo comenzar un nuevo ciclo. El transistor S_{a1} se conmuta teniendo en cuenta la condición de cero tensión, ya que el condensador C_{r1} está cargado al valor V_{dc} . Por consiguiente, la tensión a través el interruptor S_{a1} es cero, esto significa que las pérdidas de conmutación son despreciables logrando los mismos objetivos que la conmutación suave.

4.6 Resultados obtenidos por simulación

En este apartado se mostrarán algunos resultados obtenidos de la simulación del circuito de resonancia. Muchos factores afectan a la forma de onda de la corriente que circula en la bobina y a la tensión de salida hacia el inversor. Estos factores son los valores de los componentes utilizados (condensadores - bobinas) y los periodos de conmutación de los interruptores del circuito de resonancia. Por tanto, no presentaremos todos los efectos de los

cambios de estos valores, sino que se presentará el comportamiento general del circuito y como se puede mejorar con el ajuste de dichos componentes.

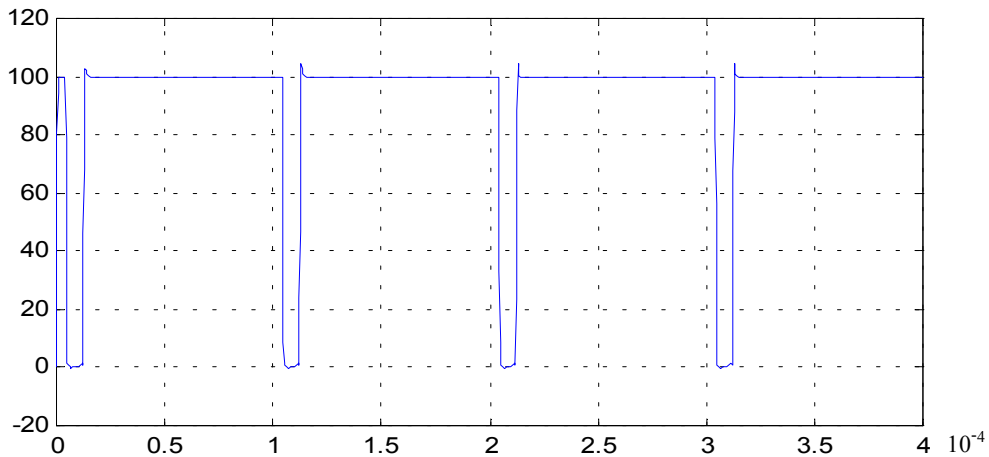


Fig. 4.6.1 Tensión conmutada del bus CC.
 $V_{dc} = 100 V$, $f_{conmutación} = 10 \text{ kHz}$, $50 \mu\text{s}/\text{div}$

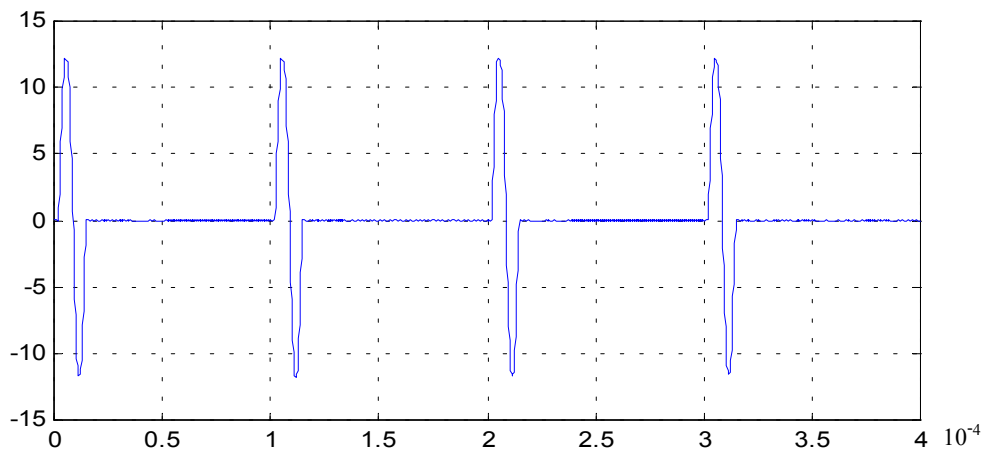


Fig. 4.6.2 Corriente a través la bobina
 $f_{conmutación} = 10 \text{ kHz}$, $50 \mu\text{s}/\text{div}$

La figura 4.6.1 muestra la tensión del bus CC, siendo la frecuencia de conmutación de 10 kHz y la tensión del bus de 100 V. Mientras que la figura 4.6.2 muestra la corriente de la bobina bajo las mismas condiciones de operación.

4.7 Resultados experimentales del circuito de resonancia

A continuación, se muestran algunos resultados experimentales del circuito de resonancia realizado en el laboratorio. La figura 4.7.1 presenta las señales generadas por el circuito digital de control para conectar y desconectar los tres interruptores de potencia.

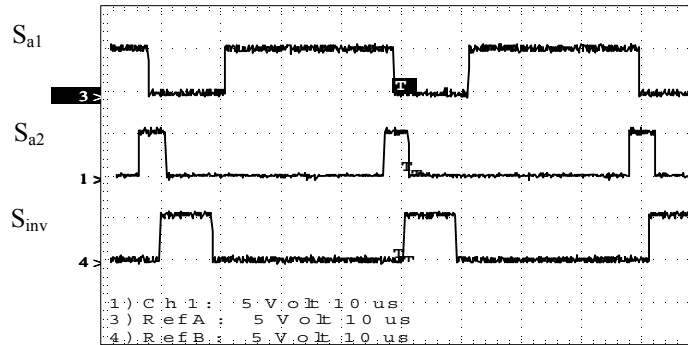


Fig.4.7.1 Señales de control para los interruptores del circuito de resonancia.

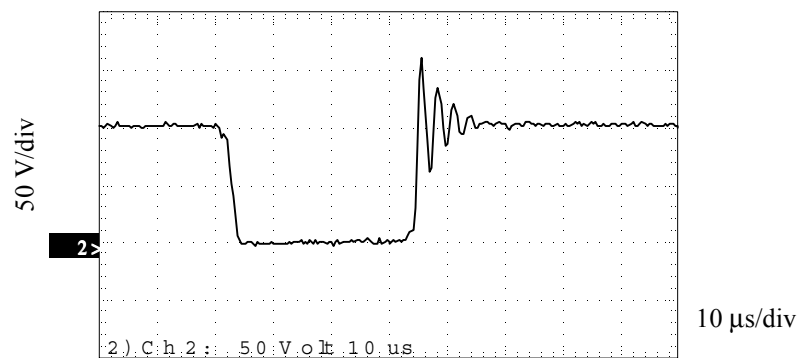


Fig. 4.7.2 Tensión V_{inv} del bus CC

En la figura 4.7.2 se muestra la tensión del bus CC conmutada. Se puede observar una elevada ondulación durante la recarga del condensador C_{r1} . Estas ondulaciones se refieren a la inductancia parasítica y la inductancia del cableado.

4.8 Mejora del comportamiento de circuito de resonancia

Para mejorar el comportamiento del circuito de resonancia, se modificó el circuito inicial mediante la distribución óptima de los componentes y la disminución del número de puentes cableados, que actúan como inductancia, y que afectaban considerablemente a la respuesta de la tensión, especialmente a las frecuencias altas. Los resultados experimentales obtenidos con el nuevo circuito se presentan en la figura 4.8.1

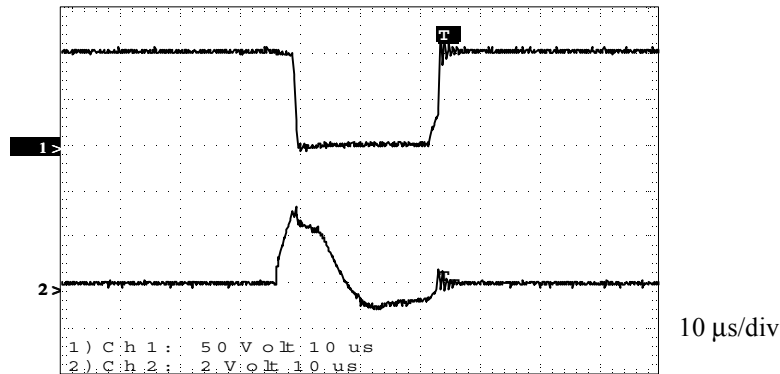


Fig.4.8.1 Comportamiento del circuito de resonancia óptimo.

- 1) Tensión del bus CC. 50 V / div
- 2) Corriente de la bobina 2A / div

Según la figura 4.8.1, la ondulación de la señal del bus CC se ha reducido que significa que la inductancia parásita afectaba el comportamiento del circuito de resonancia. Sin embargo, la señal de tensión tiene pendientes de valor bastante alto.

4.9 Modificación del circuito de resonancia

4.9.1 Requisitos y Consideraciones

Antes de diseñar un esquema nuevo del circuito de resonancia, hay que revisar y fijar los requisitos y consideraciones del funcionamiento óptimo del circuito de resonancia y su control. Estas consideraciones se pueden resumir en los puntos siguientes:

- 1- Las tensiones a través los interruptores no alcanzan los valores nominales. Algunos esquemas planteados adolecían de este defecto.
- 2- Operación real de conmutación de tensión cero o corriente cero para todos los interruptores “ZVS” para que las pérdidas de conmutación sean bajas.
- 3- La frecuencia de resonancia tiene que ser mayor que el valor máximo de la frecuencia de conmutación de cualquier estrategia PWM o DTC. Es decir, el tiempo mínimo entre dos cambios de estado del inversor tiene que ser mayor que el periodo del ciclo completo de funcionamiento del circuito de resonancia.
- 4- La tensión del bus CC queda a valor cero un tiempo de orden de microsegundos. Este tiempo tiene que ser a la vez suficiente para garantizar el (ZVS) de los interruptores del inversor, y también relativamente corto para que no afecte el valor medio de la tensión del bus CC.

- 5- El circuito de control tiene que detectar el estado de la tensión del bus CC de manera muy rápida. Por lo que, es necesario utilizar un sensor de respuesta rápida, o sea de ancho de banda muy amplio, lo que encarece el componente. Este problema se puede solucionar con la ayuda de optoacopladores rápidos que solo puede detectar el nivel de la tensión sin la medida de su valor actual.
- 6- El circuito de control tiene que prohibir una nueva petición de tensión cero durante el ciclo de resonancia. Es decir hay que esperar hasta que termine un ciclo de resonancia para comenzar uno nuevo.
- 7- El circuito de control debe tener la facilidad de cambiar o ajustar las señales que manejan los interruptores del circuito de resonancia para optimizar su funcionamiento.

4.9.2 El comportamiento del segundo circuito de resonancia

Aunque el comportamiento del circuito de resonancia anterior se ha mejorado, hemos querido tener un esquema propio que cumpla los requisitos anteriores y que mejore el comportamiento frente el circuito anterior en el caso de las pendientes de la tensión que es un factor importante para las reducciones de la corriente de fuga a través los devanados y de la corriente del cojinete. el circuito propuesto comparado con el circuito anterior ahorra dos diodos.

Finalmente se obtuvo el esquema mostrado en la figura 4.9.2.1

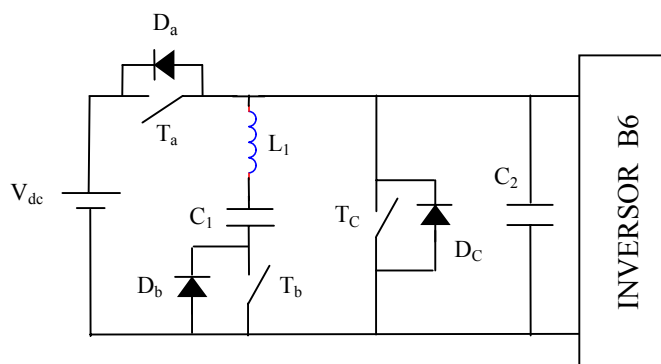


Fig. 4.9.2.1 Esquema del circuito cuasi-resonante modificado.

El funcionamiento de este circuito se puede entender con la ayuda de la tabla 4.9.2.1 donde se resumen los modos diferentes y los estados de conmutación de los interruptores. Para reducir el número de interruptores utilizado en la parte experimental se han utilizado transistores MOSFET con lo que se aprovechan sus diodos internos como en el caso anterior.

Tabla 4.9.2.1 Modos de operación y estados de conmutación de los interruptores del circuito de resonancia

Modo Switch on	M ₀	M ₁	M ₂	M ₃	M ₄	M ₅	M ₆
T _a	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
D _a	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
T _b	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
D _b	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
T _c	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
D _c	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF

Modo 0:

Durante este modo, la corriente de carga circula a través el interruptor T_a , por lo que el condensador C₁ esta cargado al valor V_{dc} y no circula corriente por la bobina L₁. Durante este modo el circuito equivalente se indica por la figura 4.9.2.2.

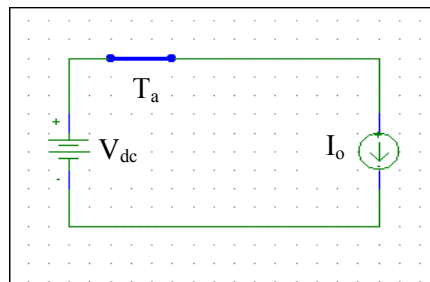


Fig. 4.9.2.2 Circuito equivalente para el modo 0

Modo 1:

El comienzo del funcionamiento del circuito resonante empieza con la llegada de una petición del circuito de control con lo que el interruptor T_b se conecta bajo la condición inicial de corriente cero. La resonancia empieza entre la bobina y el condensador C_1 . Durante este modo, la corriente crece, y cuando alcanza un valor seguro, se desconecta el interruptor T_a bajo la condición de tensión cero ya que el condensador C_2 está todavía cargado. El circuito equivalente durante el modo 1 se muestra en la figura 4.9.2.3.

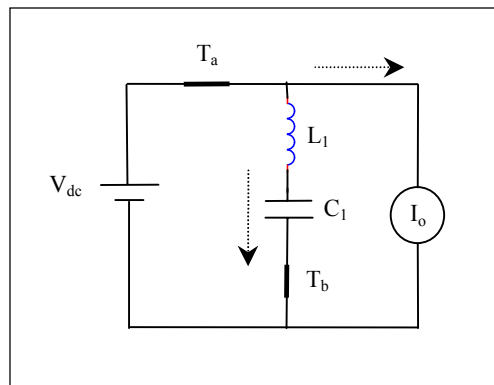


Fig. 4.9.2.3 Circuito equivalente para el modo 1

Modo 2:

Durante este modo el interruptor T_b está todavía conectado, y el condensador C_2 empieza a descargar a través el camino seguido por la inductancia L_1 , C_1 y el interruptor T_b . Así pues, la tensión del bus CC que alimenta el inversor disminuye desde la tensión V_{dc} hasta el valor cero. La figura 4.9.2.4 muestra el circuito equivalente durante el modo 2.

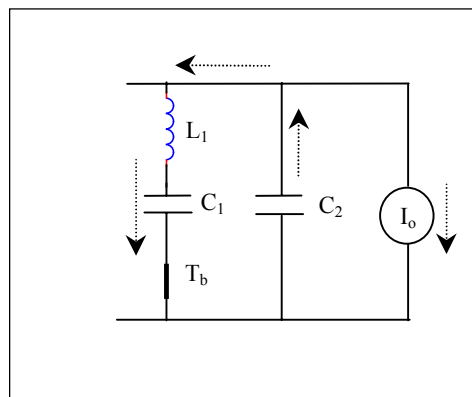


Fig. 4.9.2.4 Circuito equivalente para el modo 2

Modo 3:

Mientras la tensión del bus que alimenta el inversor ha bajado a cero, los interruptores pueden cambiar sus estados de conmutación bajo la condición de tensión cero forzada por el circuito cuasi resonante.

La corriente de la bobina circula ahora mediante C_1 , T_b y el diodo D_C en lugar del condensador C_2 . El circuito equivalente del modo 3 se presenta en la figura 4.9.2.5.

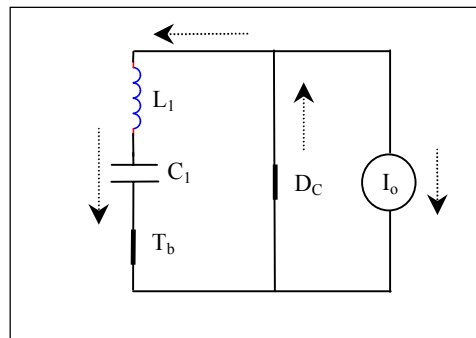


Fig. 4.9.2.5. Circuito equivalente del modo 3

Modo 4:

Se conecta el interruptor T_C para que la corriente de la bobina cuando invierte su dirección encuentra un camino cerrado seguido por T_C , el diodo D_b y el condensador C_1 . Durante este modo T_b es desconectado. La figura 4.9.2.6 muestra el circuito equivalente de este modo.

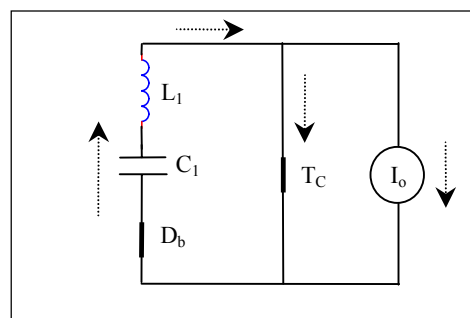


Fig. 4.9.2.6. Circuito equivalente del modo 4

Modo 5:

Ahora, hay que cargar el condensador otra vez al valor de la V_{dc} , para que esté listo a un nuevo ciclo de resonancia.

Para conseguir este objetivo, la energía almacenada en la bobina al final del modo 4 empieza a cargar el condensador C_2 mediante la abertura del interruptor T_C . Es decir, cuando abre T_C la corriente de la bobina tiene que continuar en el mismo sentido a causa de la energía almacenada en el mismo. El camino cerrado es entre L_1 , C_2 , D_b y C_1 como se muestra en la figura 4.9.2.7.

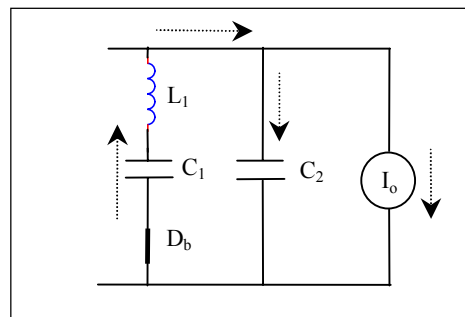


Fig. 4.9.2.7. Circuito equivalente del modo 5

Modo 6:

Después de cargar el condensador C_2 hasta la tensión V_{dc} , si existe una corriente residual debido a la energía residual en la bobina, la corriente puede circular a través los dos diodos D_b y D_a . Así, el interruptor T_a se encenderá bajo la condición de tensión cero.

Se ha estudiado el circuito propuesto por simulación y se ha verificado experimentalmente. Algunos resultados de simulación del PSPICE se presentan en las figuras 4.9.2.8 y 4.9.2.9 donde se muestra la tensión conmutada del bus CC, y también se muestra la corriente de la bobina. Las condiciones de operación son: $V_{dc} = 100$ V, 2 A de carga, $C_1 = 900$ nF, $C_2 = 120$ nF, $L_1 = 18\mu$ H. Además se puede cambiar la frecuencia de conmutación y el tiempo de tensión cero según la necesidad.

La figura 4.9.2.8 presenta las señales de control de los tres interruptores del circuito (a), la tensión conmutada.(b) y la corriente que circula por la bobina (c). En la figura 4.9.2.9 se muestran los mismos resultados de simulación, del mismo circuito, que en la figura anterior

con una ampliación de la escala del tiempo para mostrar los modos diferentes de operación.

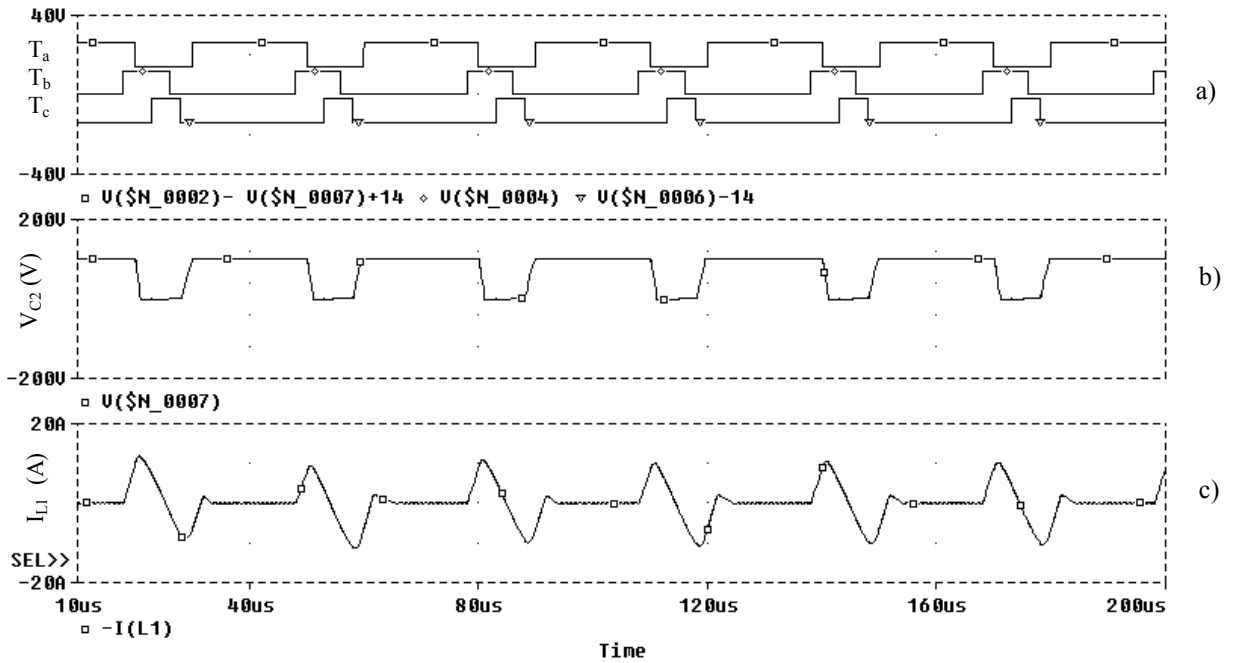


Fig. 4.9.2.8. Resultados de simulación del circuito resonante
 a) Señales de control b) Tensión conmutada c) Corriente en la bobina

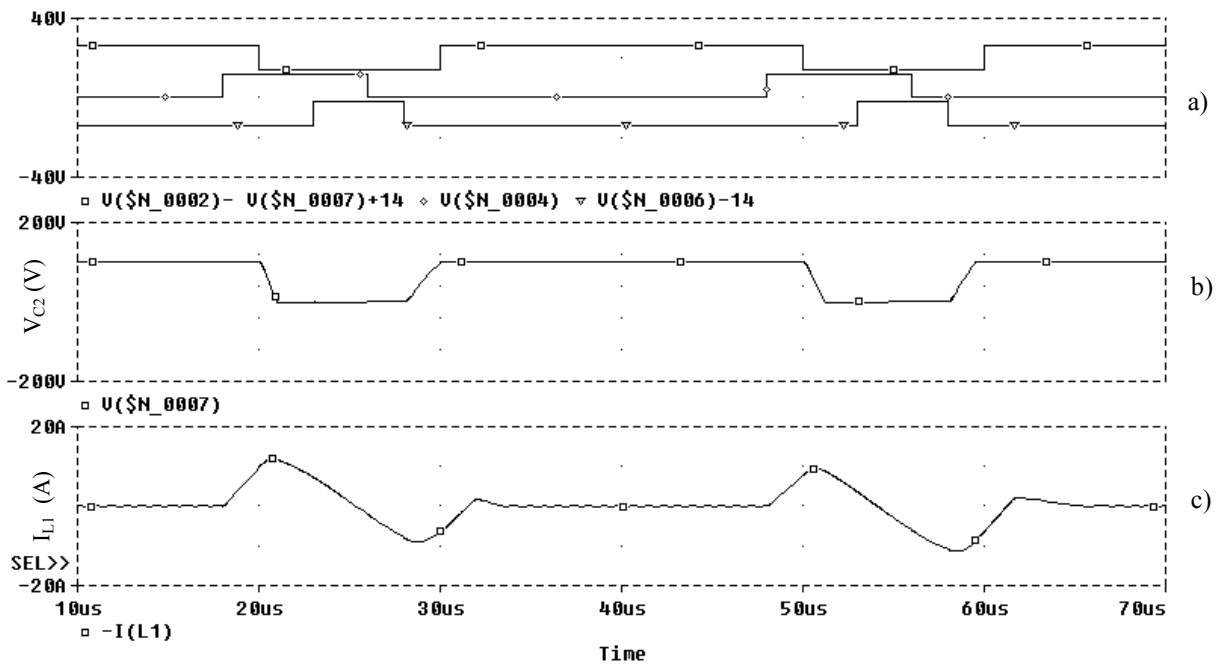


Fig. 4.9.2.9. Una amplia de las señales en la figura anterior
 a) Señales de control b) Tensión conmutada c) Corriente en la bobina

Otro grupo de resultados de simulación se muestran en las figuras 4.9.2.10 a 4.9.2.12.

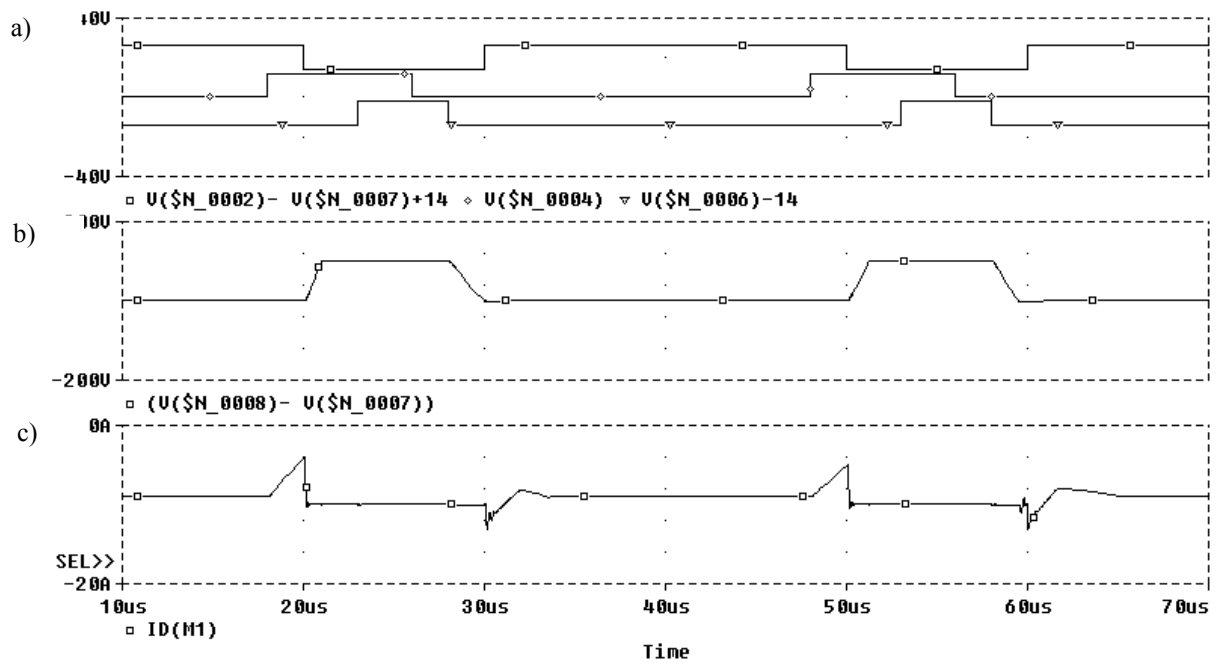


Fig. 4.9.2.10. Resultados de simulación
 a) Señales de control b) Tensión a través el interruptor T_a c) Corriente del T_a

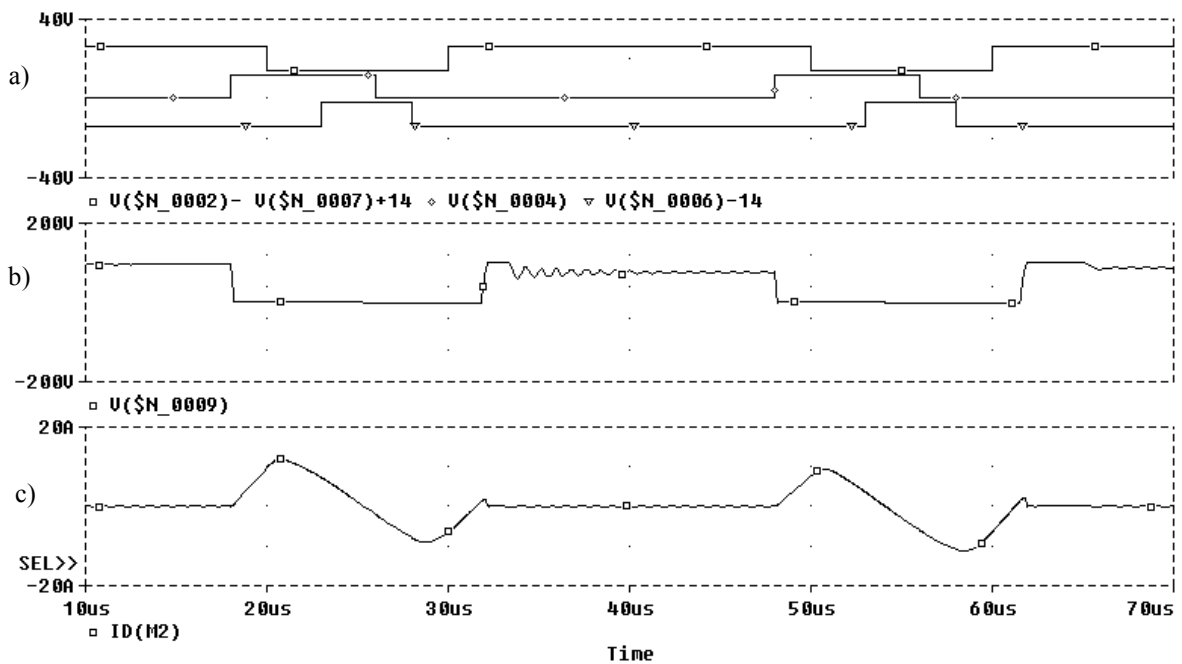


Fig. 4.9.2.11. Resultados de simulación
 a) Señales de control b) Tensión a través el interruptor T_b c) Corriente del T_b

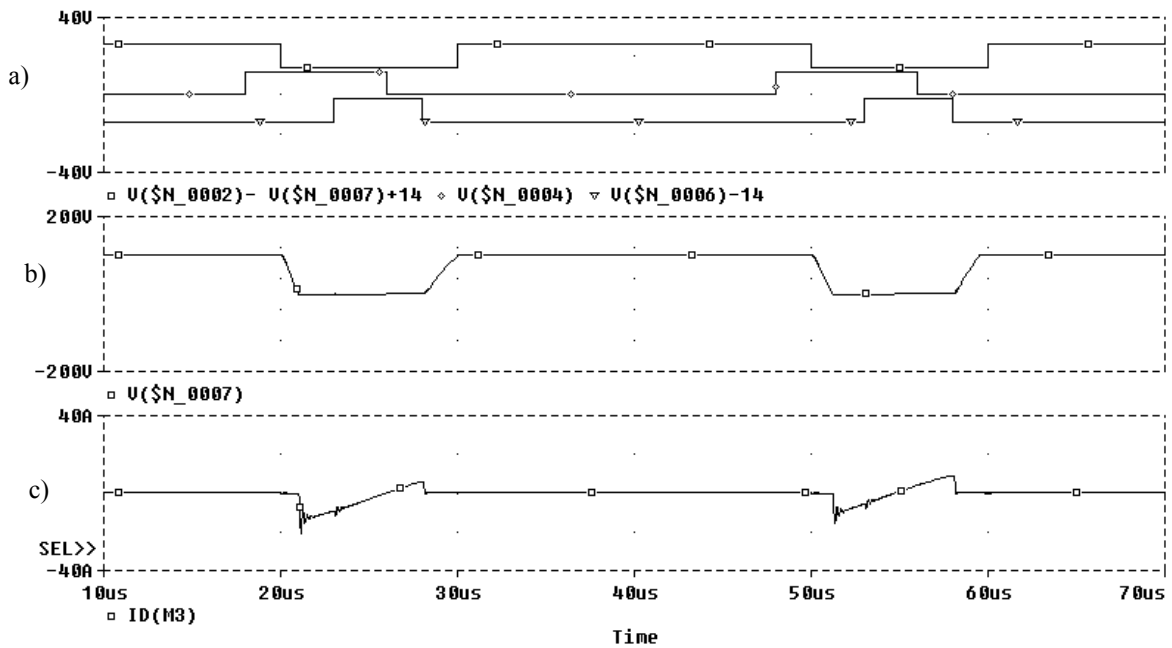


Fig. 4.9.2.12 Simulación: a) Señales de control; b) Tensión del T_C ; c) Corriente a través del T_C .

En ellas se registran las evoluciones temporales de la tensión a través cada interruptor de potencia y la corriente que circula por el mismo. En realidad, se quiere demostrar que los interruptores del circuito propuesto también se conmutan bajo la condición de tensión cero al inicio o bajo la condición de corriente cero al inicio, lo que reduce las pérdidas de conmutación de los interruptores del circuito resonante. Esta ventaja se puede apreciar en dichas figuras ya que no existe intersección entre la señal de la caída de tensión a través el interruptor y la señal de la corriente del mismo.

4.9.3 Resultados experimentales obtenidos

Se presentan en este apartado algunos resultados experimentales que muestran el buen funcionamiento del circuito propuesto. La figura 4.9.3.1 muestra la tensión del bus CC. conmutada del circuito de resonancia cuyo esquema se muestra en la figura 4.9.2.1.

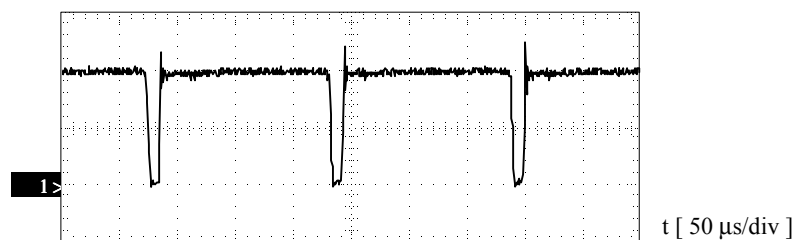


Fig. 4.9.3.1 Tensión del bus CC. (50 V/ div)

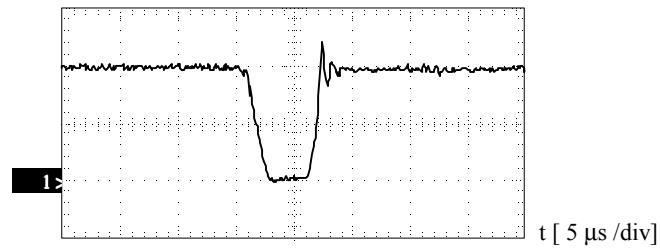


Fig. 4.9.3.2 Tensión del bus. (50 V/div)

Según los resultados anteriores, se puede apreciar que las pendientes de la tensión del bus CC. tienen valores limitados en el intervalo en que la tensión baja de 100 V a cero en aproximadamente 3 μs, mientras la tensión sube desde cero hasta los 100 V en casi 5 μs. Su primer paso por los 100 V fue a los 2.5 μs. Así pues, la dv/dt en bornes de la maquina queda también limitado, logrando los objetivos mencionadas anteriormente.

4.10 Simulación del DTC alimentado por un inversor cuasi-resonante

En los apartados anteriores se han explicado el funcionamiento de los circuitos de resonancia que se utilizan con el DTC. En este apartado se simula todo el sistema y donde la salida del circuito de resonancia alimenta al inversor clásico. La conmutación de los interruptores del inversor ocurre cuando la tensión del bus CC. baja a cero durante un tiempo adecuado. La tabla 4.10.1 de conmutación del DTC no utiliza los vectores cero, de esta manera la trayectoria del flujo se mejora como se mostró anteriormente

Tabla 4.10.1 Tabla de conmutación del DTC

Φ_s esta en sector k		Torque error	
		1	-1
Flux error	1	V_{k+1}	V_{k-1}
	0	V_{k+2}	V_{k-2}

Las simulaciones se han realizado bajo las condiciones siguientes:

- 1- $H_T = 10\%$ del valor de la consigna.
- 2- $H_\Psi = 5\%$ del valor de la consigna.
- 3- $T^* = \pm 1$ N.m.
- 4- $|\Psi_S^*| = 0.4$ Wb.

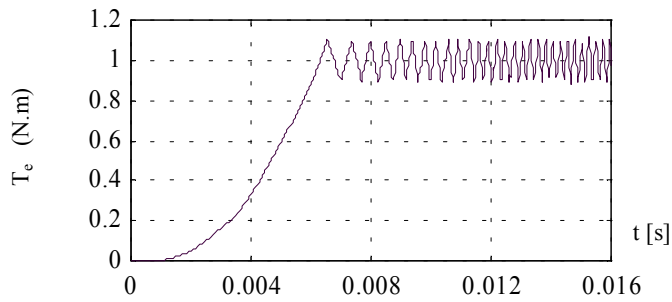


Fig. 4.10.1 Evolución temporal del par electromagnético de un motor de inducción alimentado por un inversor cuasi resonante.

El tiempo de respuesta del par de arranque es del orden de los 6 ms, lo que significa una alta respuesta dinámica.

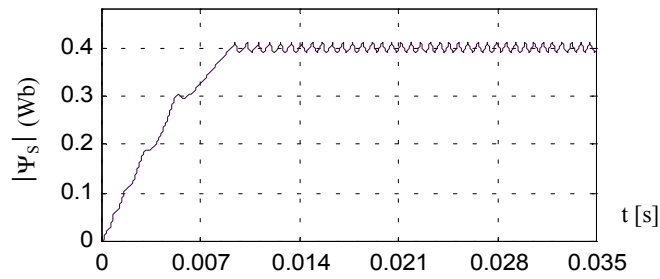


Fig. 4.10.2 Evolución temporal del flujo de estator.

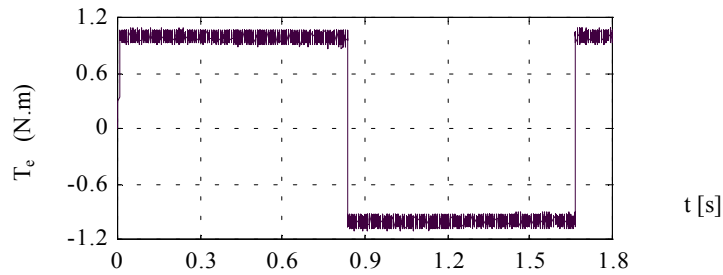


Fig. 4.10.3 Evolución temporal del par electromagnético.

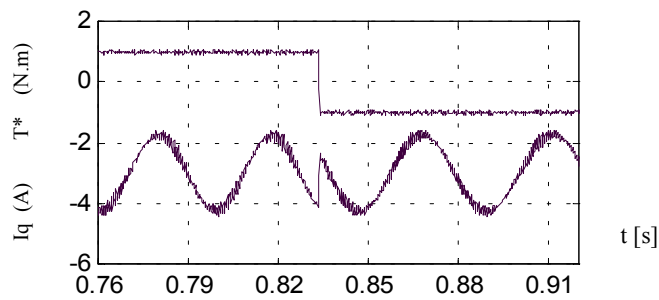


Fig. 4.10.4 Corriente de estator i_q durante el cambio de la consigna del par.

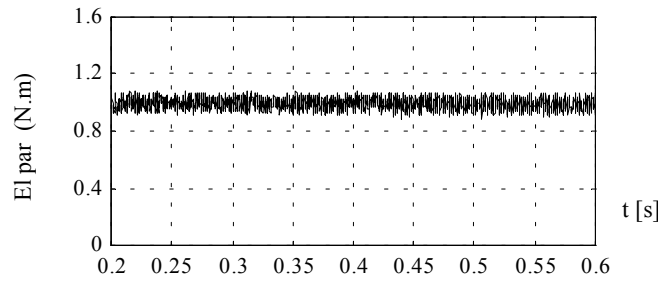


Fig. 4.10.5 Par electromagnético en régimen permanente.

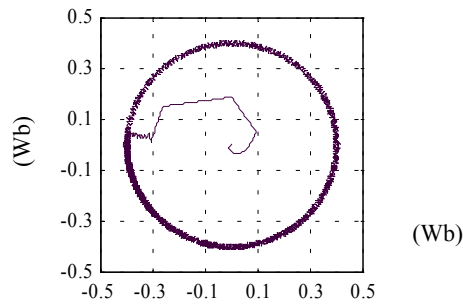


Fig. 4.10.6 Lugar geométrico del flujo de estator.

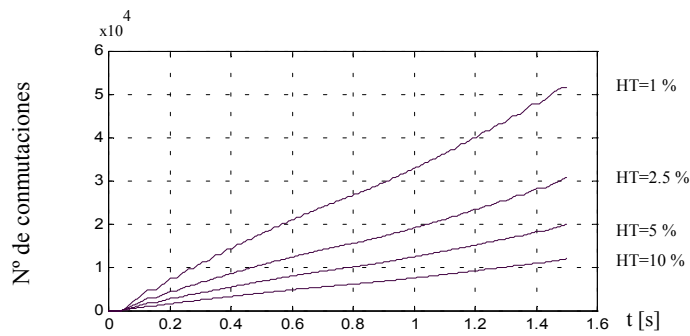


Fig. 4.10.7 Evolución temporal del número acumulado de cambios de estado de un interruptor del inversor.
 $H_\phi = 5\%$

Los resultados de simulación muestran el buen comportamiento del DTC alimentado por un inversor cuasi resonante. Las figuras 4.10.1 hasta 4.10.3 indican la respuesta rápida del par electromagnético y el control preciso de la magnitud del flujo del estator. Además el método propuesto ofrece un buen comportamiento durante el régimen permanente como muestran las figuras 4.10.2 y 4.10.6.

Se han estudiado los efectos de las fronteras del controlador del par sobre la frecuencia de conmutación del inversor, mientras la frontera del controlado del flujo se ha fijado a 5 % de la consigna del flujo. Según los resultados en la figura 4.10.7, se observa que la frecuencia de conmutación es alrededor de 16,5 kHz cuando la frontera del par $H_T = 1$ %. Este valor disminuye hasta los 4 kHz cuando la frontera es 10 % de la consigna del par.