

## CAPÍTULO 3

### 3. INVERSORES BIDIRECCIONALES DE DOS NIVELES CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA

- 3.1. INTRODUCCIÓN
- 3.2. DESCRIPCIÓN DEL INVERSOR BIDIRECCIONAL DE DOS NIVELES CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA UTILIZANDO LAS TOPOLOGÍAS PUENTE COMPLETO/PUENTE COMPLETO
- 3.3. DESCRIPCIÓN DEL INVERSOR BIDIRECCIONAL DE DOS NIVELES CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA UTILIZANDO LAS TOPOLOGÍAS PUENTE COMPLETO/MEDIO PUENTE
- 3.4. DESCRIPCIÓN DEL INVERSOR BIDIRECCIONAL DE DOS NIVELES CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA UTILIZANDO LAS TOPOLOGÍAS *PUSH-PULL*/PUENTE COMPLETO
- 3.5. DESCRIPCIÓN DEL INVERSOR BIDIRECCIONAL DE DOS NIVELES CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA UTILIZANDO LAS TOPOLOGÍAS *PUSH-PULL*/MEDIO PUENTE
- 3.6. PROPUESTA DE ESTRATEGIA DE MODULACIÓN PARA INVERSORES BIDIRECCIONALES DE DOS NIVELES CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA
- 3.7. PROPUESTA DE ESTRATEGIA DE CONMUTACIÓN PARA INVERSORES BIDIRECCIONALES DE DOS NIVELES CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA
  - 3.7.1. Estrategia de conmutación para el convertidor cc/ca puente completo
  - 3.7.2. Estrategia de conmutación para el convertidor cc/ca *push-pull*
  - 3.7.3. Estrategia de conmutación para el convertidor ca/ca puente completo
  - 3.7.4. Estrategia de conmutación para el convertidor ca/ca medio puente
- 3.8. MODELADO PARA INVERSORES BIDIRECCIONALES DE DOS NIVELES
  - 3.8.1. Modelado para el inversor bidireccional de dos niveles utilizando las topologías puente completo/puente completo

- 3.8.2. Modelado para el inversor bidireccional de dos niveles utilizando las topologías puente completo/medio puente
- 3.8.3. Modelado para el inversor bidireccional de dos niveles utilizando las topologías *push-pull*/puente completo
- 3.8.4. Promediado de las ecuaciones de estado
- 3.8.5. Transformación a coordenadas DQ
- 3.8.6. Linealización de la ecuación de espacio de estado promediada
- 3.9. PROPUESTA DE CONTROL PARA INVERSORES BIDIRECCIONALES DE DOS NIVELES CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA
- 3.10. CONCLUSIONES

## CAPÍTULO 3

### 3. Inversores bidireccionales de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia

#### 3.1. Introducción

En este capítulo se expone el principio de funcionamiento de los inversores bidireccionales de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia (IBAAF). Se propone una estrategia de modulación basada en vectores de estado de tensión y una estrategia de conmutación. El objetivo principal de realizar el análisis y obtener resultados de simulación y experimental de los inversores de dos niveles es facilitar la extensión a estructuras multinivel utilizando el mismo concepto de trabajo y además poder realizar valoraciones del rendimiento de los inversores multinivel.

#### 3.2. Descripción del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/puente completo

El diagrama de circuito del IBAAF de dos niveles puente completo/puente completo se muestra en la figura 3.1. Los transistores  $S_A-S_D$  forman un convertidor cc/ca de alta frecuencia que entrega una tensión bipolar a la entrada del transformador; esta tensión puede estar modulada en anchura de pulso o con anchura de pulso fijo, dependiendo de la estrategia de conmutación que se utilice. El transformador de alta frecuencia eleva la tensión de entrada y alimenta con una tensión bipolar al convertidor ca/ca. El convertidor ca/ca esta compuesto por los interruptores  $S_{11}-S_{42}$ . Cada par de transistores del convertidor ca/ca ( $S_{11}-S_{12}$ ,  $S_{21}-S_{22}$ ,  $S_{31}-S_{32}$ ,  $S_{41}-S_{42}$ ) constituyen interruptores bidireccionales en tensión y en corriente, de tal forma que la tensión puede ser bloqueada en ambos sentidos y la corriente puede fluir de forma controlada también en ambos sentidos. El convertidor ca/ca entrega una tensión unipolar modulada en anchura de pulso al filtro de salida pasabajos. El filtro de salida pasabajos (formado por la inductancia  $L$  y el condensador  $C$ ) elimina las componentes de alta frecuencia y presenta en la carga una tensión senoidal cuya magnitud y frecuencia puede ser la de la línea de alterna.

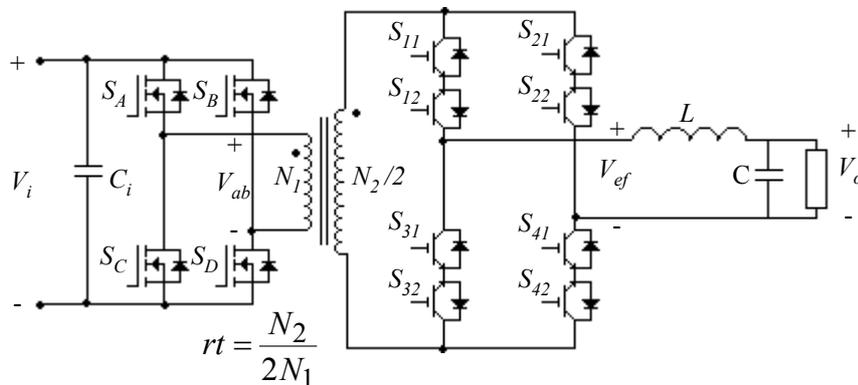


Figura 3.1. Inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia puente completo/puente completo.

La carga de corriente alterna puede ser puramente resistiva, inductiva, capacitiva o no lineal. Asimismo la carga de corriente alterna se puede cambiar por una fuente de corriente alterna que suministre energía hacia la fuente de corriente continua, esto es posible debido a la característica de bidireccionalidad de la topología.

### 3.3. Descripción del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/medio puente

El IBAAF de dos niveles utilizando las topologías puente completo/medio puente se muestra en la figura 3.2. Los transistores  $S_A$ - $S_D$  forman el convertidor cc/ca puente completo, el cual trabaja modulado en anchura de pulso debido a que el convertidor ca/ca no puede generar una tensión de salida cero. El transformador de alta frecuencia proporciona el aislamiento eléctrico y eleva la tensión al secundario que, para la topología medio puente, debe tener toma media. Los transistores  $S_{11}$ - $S_{22}$  forman el convertidor ca/ca que trabaja como rectificador de la tensión de entrada  $V_{ab}$ . El filtro de salida pasabajos está formado por los elementos  $L$  y  $C$ .

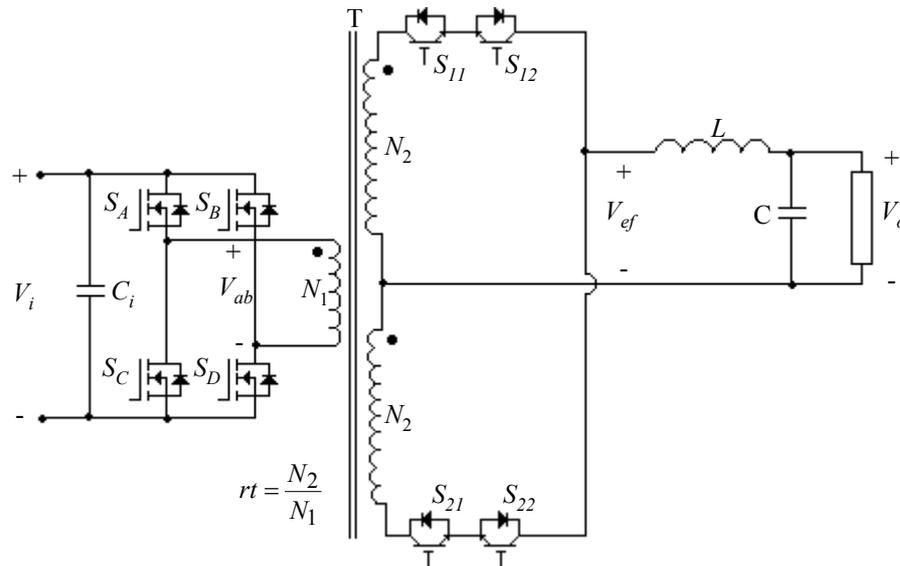


Figura 3.2. Inversor bidireccional con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/medio puente.

### 3.4. Descripción del inversor bidireccional de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías *push-pull*/puente completo

La figura 3.3 muestra el diagrama de circuito del IBAAF de dos niveles. Los dispositivos  $S_A$  y  $S_B$  forman el circuito inversor utilizando la topología *push-pull*. El transformador de alta frecuencia eleva la tensión de entrada y aporta el aislamiento eléctrico entre la fuente de cc y la carga. El convertidor ca/ca se basa en la topología puente completo compuesta por los transistores  $S_{11}$ - $S_{42}$ . El filtro de salida pasabajos presenta la misma configuración. La utilización del convertidor *push-pull* obliga a utilizar el convertidor ca/ca para generar la tensión cero de  $V_{ef}$ .

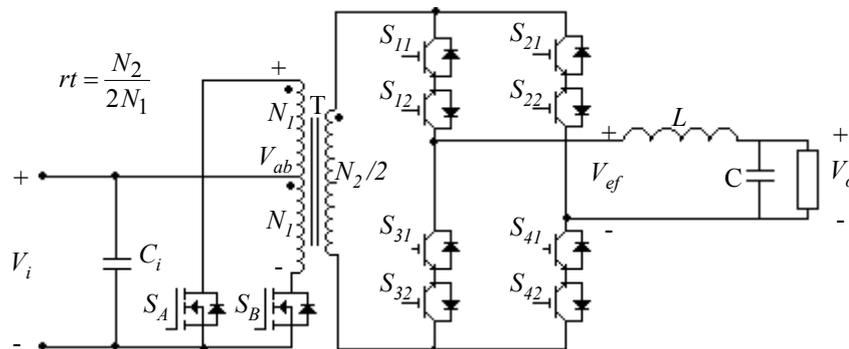


Figura 3.3. Inversor con aislamiento en alta frecuencia *push-pull*/puente completo.



$$\theta = \omega t$$

$$\omega = 2\pi f_o$$

donde  $f_o$  es la frecuencia de la tensión de salida y  $m$  es el valor máximo de la tensión de salida.

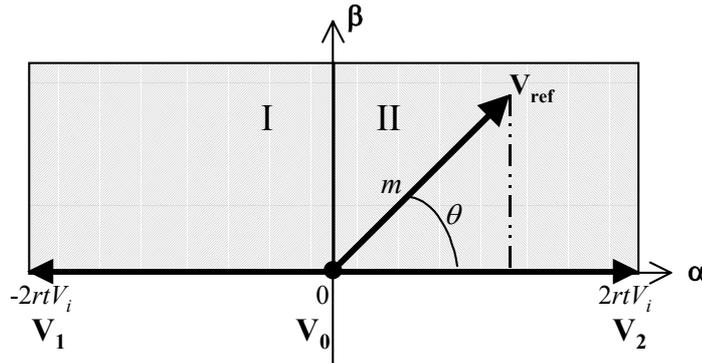


Figura 3.5. Diagrama de vectores de estado.

Los vectores de tensión disponibles para generar la tensión a la entrada del filtro pasabajos  $V_{ef}$  de cualquier inversor de dos niveles son:

$$\mathbf{V}_1 = -2rtV_i + j0$$

$$\mathbf{V}_2 = 2rtV_i + j0$$

$$\mathbf{V}_0 = 0 + j0$$

Se definen dos zonas de trabajo, una para el semiperiodo positivo de tensión de salida y la otra para el semiperiodo negativo.

La zona I está definida por:

$$-2rtV_i \leq m \cos \theta \leq 0$$

y la zona II

$$0 < m \cos \theta \leq 2rtV_i$$

En la zona I se aplican los vectores  $\mathbf{V}_1$  y  $\mathbf{V}_0$  y en la zona II se aplican los vectores  $\mathbf{V}_2$  y  $\mathbf{V}_0$ .

El ciclo de trabajo para la zona I se calcula tomando en cuenta que:

$$m \cos \theta = -2rtV_i d_{V_1} + d_{V_0}$$

de tal forma que el ciclo de trabajo para el vector de tensión  $\mathbf{V}_1$  es

$$d_{V_1} = -\frac{m \cos \theta}{2rtV_i} \tag{3.2}$$

y el ciclo de trabajo para el vector cero se obtiene considerando que

$$d_{V_1} + d_{V_0} = 1$$

El ciclo de trabajo para el vector cero es

$$d_{V_0} = 1 - d_{V_1} \quad (3.3)$$

Siguiendo el mismo procedimiento en la zona II se aplican los vectores  $V_2$  y  $V_0$ . El ciclo de trabajo para el vector  $V_2$  se define como

$$d_{V_2} = \frac{m \cos \theta}{2rtV_i} \quad (3.4)$$

y la proporción del vector cero que se debe aplicar es

$$d_{V_0} = 1 - d_{V_2} \quad (3.5)$$

La modulación se aplicará al convertidor cc/ca puente completo, en el caso en el que se requiera la modulación del lado del primario del transformador o bien en el convertidor ca/ca puente completo, en el caso en el que se requiera aplicar la modulación en el lado del secundario del transformador.

### **3.7. Propuesta de estrategia de conmutación para inversores bidireccionales de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia**

En el caso de IBAAF de dos niveles, la estrategia de conmutación que debe aplicarse está en función de si la modulación de anchura de pulso se realiza en el convertidor cc/ca o en el convertidor ca/ca. A continuación se proponen estrategias de conmutación para cada uno de los inversores de dos niveles.

#### **3.7.1. Estrategia de conmutación para el convertidor cc/ca puente completo**

El convertidor cc/ca puede trabajar modulado en anchura de pulso o con salida de tensión rectangular. La estrategia de conmutación debe considerar la generación de la tensión cero si se aplica la estrategia de modulación unipolar de anchura de pulso. En caso contrario la estrategia de conmutación no debe considerar la generación de tensión cero esto debido a que se requiere obtener únicamente una salida de tensión rectangular.

La tabla 3.1 muestra los 9 posibles estados de conmutación del convertidor cc/ca con modulación en anchura de pulso.

TABLA 3.1 ESTADOS DE CONMUTACIÓN DEL CONVERTIDOR CC/CA PUENTE COMPLETO

Estado de conmutación	$S_A$	$S_B$	$S_C$	$S_D$
1	0	0	0	0
2	1	0	0	1
3	0	0	0	1
4	0	0	1	1
5	0	0	1	0
6	0	1	1	0
7	0	1	0	0
8	1	1	0	0
9	1	0	0	0

La tensión cero se genera de forma alternada utilizando  $S_A$  y  $S_B$  o  $S_C$  y  $S_D$ . El tiempo en que permanecerá el estado de conmutación durante el tiempo de blanqueo depende del tiempo de apagado y encendido de los transistores. La figura 3.6 muestra el diagrama de estado del convertidor cc/ca puente completo. Si suponemos que inicialmente están encendidos los transistores  $S_A$  y  $S_D$  la tensión de salida del convertidor cc/ca será  $V_i$ , considerando despreciable la caída de tensión en los transistores. Si se requiere aplicar tensión cero la transición debe seguir la siguiente secuencia de conmutación: [1001], [0001], [0011] de tal forma que al mantener encendidos los transistores  $S_C$  y  $S_D$  se logra la tensión cero del convertidor cc/ca. Una vez ubicados en el estado [0011], la secuencia de conmutación para pasar a una tensión negativa será: [0011], [0010], [0110]. La decisión para realizar el cambio de estado se debe al valor del ciclo de trabajo discreto ( $S$ ) y al tiempo de blanqueo ( $bt$ )

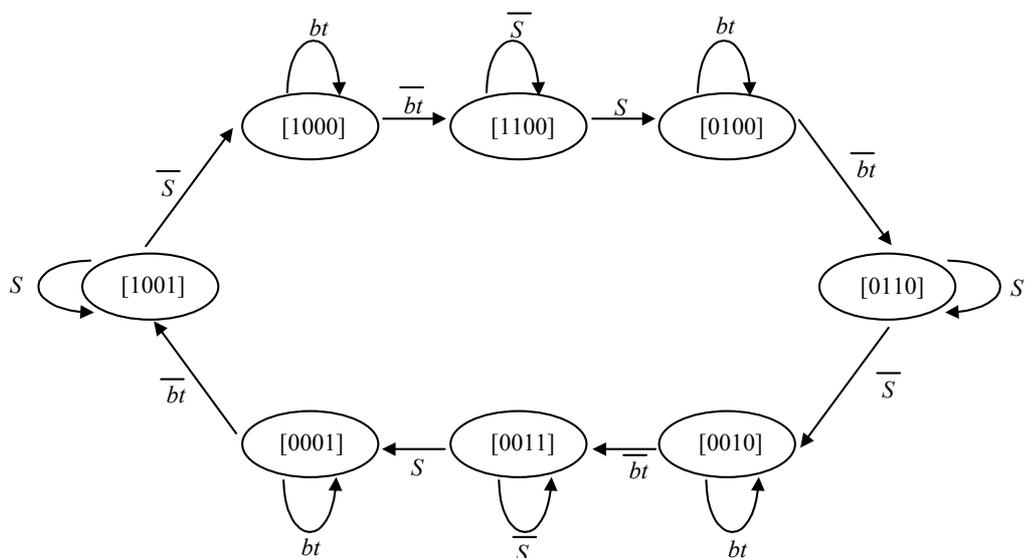


Figura 3.6 Diagrama de estado [ $S_A S_B S_C S_D$ ] para el convertidor cc/ca con salida de tensión modulada en anchura de pulso.

- Convertidor cc/ca con salida de tensión rectangular.

La figura 3.7 muestra el diagrama de estado del convertidor cc/ca para generar una señal de tensión rectangular. El diagrama de estado consta de 3 estados de conmutación de tal forma que no se genera tensión cero. Durante el estado de conmutación necesario para realizar el tiempo de blanqueo, conducen los diodos internos de los transistores, fijando una tensión positiva o negativa a la salida del convertidor cc/ca que dependerá del sentido de la corriente por el primario del transformador.

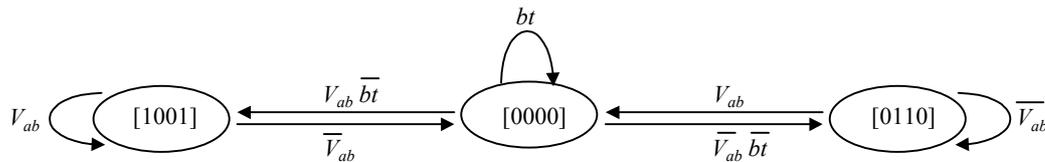


Figura 3.7 Diagrama de estado  $[S_A S_B S_C S_D]$  del convertidor cc/ca con salida de tensión rectangular.

La tensión rectangular de salida resultante del convertidor cc/ca será modulada en anchura de pulso por el convertidor ca/ca.

### 3.7.2. Estrategia de conmutación para el convertidor cc/ca push-pull

El convertidor cc/ca *push-pull* está compuesto por dos transistores y, para una corriente constante, no es posible generar una señal de tensión cero. La figura 3.8 muestra el diagrama de estado del convertidor cc/ca *push-pull*. Para generar una tensión positiva es necesario permanecer en el estado [01], para generar una tensión negativa es necesario permanecer en el estado [10] y la transición entre la tensión positiva y la tensión negativa pasa por el estado de generación de tiempo de blanqueo [00].

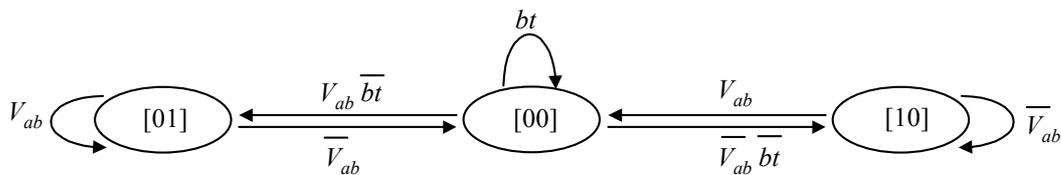


Figura 3.8. Diagrama de estado  $[S_A S_B]$  del convertidor cc/ca push-pull con salida de tensión rectangular.

### 3.7.3. Estrategia de conmutación para el convertidor ca/ca puente completo

El convertidor ca/ca puente completo de dos niveles está compuesto por ocho transistores ( $S_{11}$ - $S_{42}$ ) que a su vez conforman cuatro interruptores bidireccionales en tensión y en corriente ( $S_{11}$ - $S_{12}$ ,  $S_{21}$ - $S_{22}$ ,  $S_{31}$ - $S_{32}$ ,  $S_{41}$ - $S_{42}$ ). A través de estos interruptores se puede realizar la conexión de los puntos *e* y *f* del filtro de salida al estado deseado. La disposición de los pares de transistores permite realizar una transición por etapas de la conexión del filtro de salida al devanado secundario del transformador. La estrategia

de conmutación del convertidor ca/ca se dividirá en dos, una para la conexión del punto  $e$  del filtro de salida y otra para la conexión de punto  $f$ . A continuación se detalla cada una de las estrategias de conmutación.

La tabla de verdad 3.2 muestra la operación lógica que se tiene que realizar para obtener los valores de cada par de transistores para generar la tensión en la entrada del filtro pasabajos.

TABLA 3.2 TABLA DE VERDAD PARA LA CONMUTACIÓN DEL CONVERTIDOR CA/CA PUENTE COMPLETO

$SP$	$V_{ab}$	$S$	$S_{1q}$	$S_{2q}$	$S_{3q}$	$S_{4q}$	$V_{ef}$
0	0	0	1	1	0	0	0
0	0	1	1	0	0	1	$-rtV_i$
0	1	0	0	0	1	1	0
0	1	1	0	1	1	0	$-rtV_i$
1	0	0	1	1	0	0	0
1	0	1	0	1	1	0	$rtV_i$
1	1	0	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0	1	$rtV_i$

donde

$$SP = \begin{cases} 1 & \text{si semiperiodo positivo de } V_{ef} \\ 0 & \text{si semiperiodo negativo de } V_{ef} \end{cases}$$

$$V_{ab} = \begin{cases} 1 & \text{si signo de } V_{ab} \text{ positivo} \\ 0 & \text{si signo de } V_{ab} \text{ negativo} \end{cases}$$

$S$  = valor discreto del ciclo de trabajo

$$q \in \{1,2\}$$

- Conexión al punto  $e$

El punto  $e$  se puede conectar a dos posiciones a través de  $S_{1q}$  ( $S_{11}$  y  $S_{12}$  encendidos) y de  $S_{3q}$  ( $S_{31}$  y  $S_{32}$  encendidos). La figura 3.9 muestra el diagrama de estado de conmutación para la transición de la conexión del punto  $e$ . Inicialmente se tiene que  $S_{1q}=1$ , como el valor de  $S_{3q}$  es complementario al valor de  $S_{1q}$ ,  $S_{3q} = 0$ . Si  $S_{1q}$  cambia a cero, se realiza la transición. La decisión para realizar el trayecto depende del signo de la tensión de salida del convertidor cc/ca ( $V_{ab}$ ) y el signo de la corriente por el filtro de salida ( $i_L$ ). La duración de los estados de conmutación intermedios depende del tiempo de encendido y de apagado de los transistores del convertidor ca/ca.

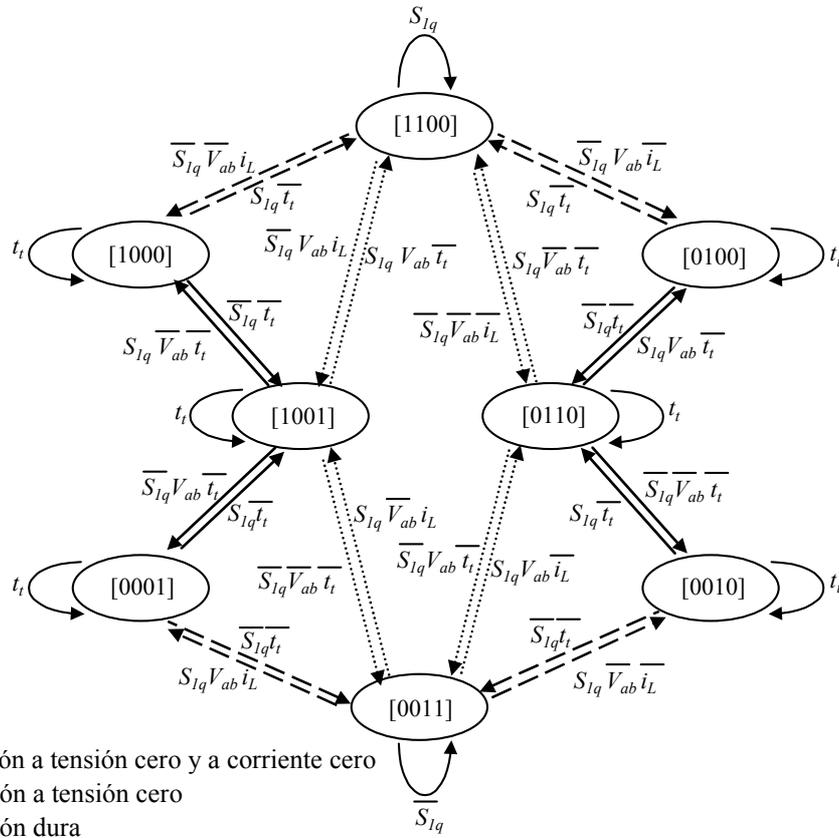


Figura 3.9. Diagrama de estado  $[S_{11} S_{12} S_{31} S_{32}]$  para la conexión del punto e en un convertidor ca/ca puente completo.

donde

$$i_L = \begin{cases} 1 & \text{si signo de } i_L \text{ positivo} \\ 0 & \text{si signo de } i_L \text{ negativo} \end{cases}$$

Se puede observar en la figura 3.9 que existen 24 transiciones posibles en el diagrama de estado. De las 24 transiciones, 16 se consideran de conmutación suave. Por tanto se puede decir que el diagrama de estado de la figura 3.9 tiene 66% de conmutaciones suaves.

La secuencia de conmutación necesaria, si inicialmente  $S_{3q}=1$  y se quiere que  $S_{3q}=0$  para  $V_{ab}$  positiva e  $i_L$  negativa será: [0011], [0110], [0100], [1100]. Si se requiere realizar el mismo cambio con  $V_{ab}$  positiva y con  $i_L$  positiva la secuencia de conmutación será: [0011], [0001], [1001], [1100]. Si se mantienen constantes las condiciones de tensión  $V_{ab}$  y del signo de corriente  $i_L$ , la transición siempre se realizará en tres pasos.

La figura 3.10 muestra un ejemplo donde se puede observar el momento donde se realizan las transiciones suaves.

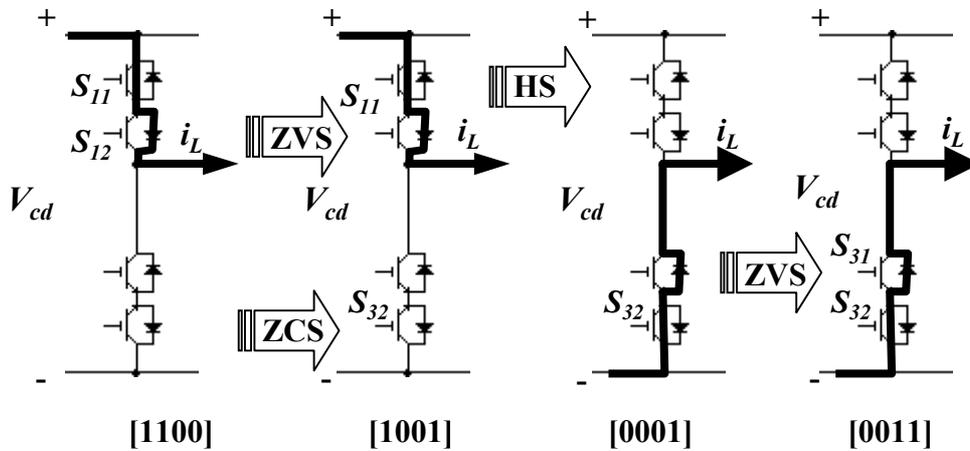


Figura 3.10. Ejemplo de una transición entre el estado  $[S_{11} S_{12} S_{31} S_{32}] = [1100]$  al estado  $[S_{11} S_{12} S_{31} S_{32}] = [0011]$ , con tensión de entrada positiva y corriente por la bobina positiva. ZVS representa una conmutación a tensión cero, ZCS representa una conmutación a corriente cero y HS indica una conmutación dura.

En adelante, y para todos los inversores bidireccionales de dos niveles y multinivel se utilizará esta estrategia de conmutación.

- Conexión al punto  $f$

El punto  $f$  se puede conectar a dos posiciones a través de cuatro transistores. La figura 3.11 muestra el diagrama de estado de conmutación para la conexión del punto  $f$ . En este caso se utiliza únicamente el valor de  $S_{2q}$  ya que el valor de  $S_{4q}$  es complementario. Se puede observar que los estados de conmutación entre los dos diagramas de las figuras 3.9 y 3.11 son similares, la diferencia radica en que el signo de la corriente por la bobina cambia de signo. Esto es debido a que la convención de la dirección de la corriente que se ha tomado establece que la corriente entra por el punto  $e$  y sale por el punto  $f$ .



TABLA 3.3 TABLA DE VERDAD PARA LA CONMUTACIÓN DEL CONVERTIDOR CA/CA MEDIO PUENTE

$SP$	$V_{ab}$	$S$	$S_{1q}$	$S_{2q}$	$V_{ef}$
0	0	0	0	1	0
0	0	1	1	0	$-rtV_i$
0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	1	$-rtV_i$
1	0	0	1	0	0
1	0	1	0	1	$rtV_i$
1	1	0	0	1	0
1	1	1	1	0	$rtV_i$

- Conexión al punto  $e$

La figura 3.12 muestra el diagrama de estado de conmutación para la conexión del punto  $e$  en el convertidor ca/ca medio puente.

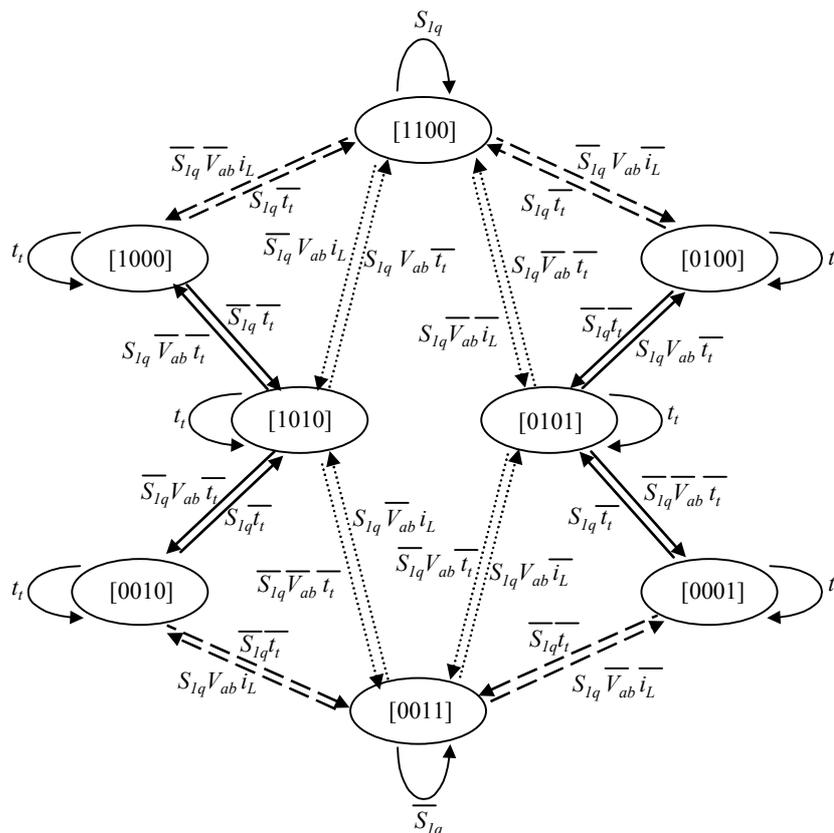


Figura 3.12. Diagrama de estado  $[S_{11} S_{12} S_{21} S_{22}]$  para la conexión del punto  $e$  en el convertidor ca/ca medio puente.

### 3.8. Modelado para inversores bidireccionales de dos niveles

El modelado de IBAAF de dos niveles se realiza utilizando el modelo de circuito equivalente empleando funciones de conmutación. Para realizar el modelado de IBAAF de dos niveles utilizando funciones de conmutación se realizan las siguientes consideraciones.

- Dispositivos de conmutación ideales
- Elementos pasivos ideales
- Frecuencia de conmutación mucho mayor que la frecuencia fundamental de línea

La función de conmutación  $S_{xy}(t)$  se utiliza para definir el estado de conmutación de cada interruptor de los inversores.

$$S_{xy}(t) = \begin{cases} 0, & S_{xy}(t) \text{ abierto} \\ 1, & S_{xy}(t) \text{ cerrado} \end{cases}$$

#### 3.8.1. Modelado para el inversor bidireccional de dos niveles utilizando las topologías puente completo/puente completo

La figura 3.13 muestra el circuito equivalente con interruptores del convertidor puente completo/puente completo.

Utilizando el análisis de circuitos se obtienen las ecuaciones en espacio de estado del inversor.

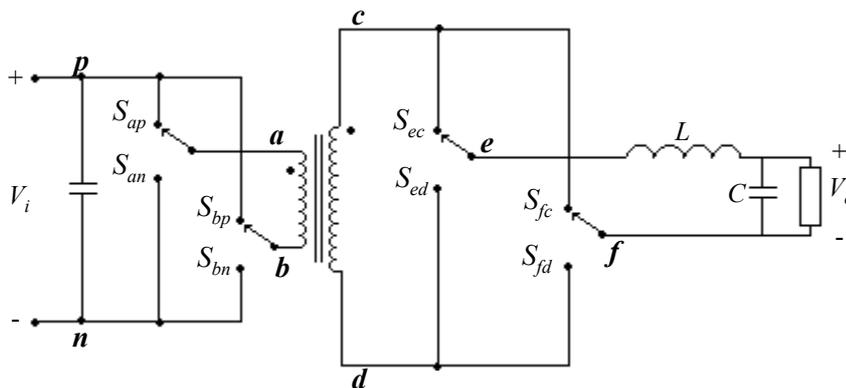


Figura 3.13. Modelo equivalente del inversor puente completo/puente completo.

la tensión  $V_{ab}$  cumple que

$$-V_{an} + V_{ab} + V_{bn} = 0$$

donde  $V_{an} = S_{ap}V_i$ ,  $V_{bn} = S_{bp}V_i$

de tal forma que la tensión  $V_{ab}$  utilizando funciones de conmutación es

$$V_{ab} = V_i (S_{ap} - S_{bp}) \quad (3.6)$$

La tensión en el secundario del transformador se ve amplificada por la relación de transformación ( $rt$ ).

$$V_{cd} = rtV_i (S_{ap} - S_{bp}) \quad (3.7)$$

La tensión a la entrada del filtro  $V_{ef}$  se obtiene considerando que

$$-V_{ed} + V_{ef} + V_{fd} = 0$$

$$\text{con } V_{ed} = S_{ec}V_{cd}; V_{fd} = S_{fc}V_{cd}$$

de tal forma que la tensión de salida del convertidor ca/ca es

$$V_{ef} = V_{cd} (S_{ec} - S_{fc}) \quad (3.8)$$

tomando en cuenta el valor de  $V_{cd}$  la expresión para  $V_{ef}$  es

$$V_{ef} = rtV_i (S_{ap} - S_{bp}) (S_{ec} - S_{fc}) \quad (3.9)$$

La tensión en la malla del filtro de salida es

$$-V_{ef} + V_L + V_o = 0$$

quedando

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_{ef} - V_o) \quad (3.10)$$

La dinámica de la tensión en el condensador es

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} (i_L - i_o) \quad (3.11)$$

La ecuación en espacio de estado que representa el modelo discreto de señal grande del IBAAF de dos niveles puente completo/puente completo es

$$\frac{d}{dt} [x] = \mathbf{A} [x] + \mathbf{B} [u] \quad (3.12)$$

### 3.8.2. *Modelado para el inversor bidireccional de dos niveles utilizando las topologías puente completo/medio puente*

La figura 3.14 muestra el circuito equivalente con interruptores del convertidor puente completo/medio puente.

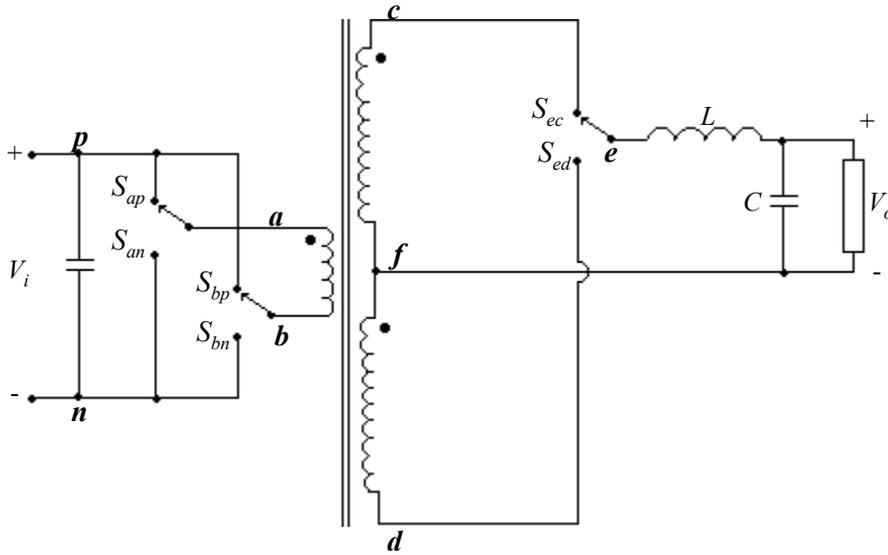


Figura 3.14. Modelo equivalente del inversor puente completo/medio puente.

La tensión  $V_{ab}$  utilizando funciones de conmutación es

$$V_{ab} = V_i(S_{ap} - S_{bp}) \quad (3.13)$$

La tensión en el secundario del transformador se obtiene multiplicando la tensión en el primario por la relación de transformación.

$$V_{cd} = rtV_i(S_{ap} - S_{bp}) \quad (3.14)$$

La tensión de salida del convertidor ca/ca es

$$V_{ef} = V_{cd}(S_{ec} - S_{ed}) \quad (3.15)$$

donde

$$S_{ec} + S_{ed} = 1$$

tomando en cuenta el valor de  $V_{cd}$  la expresión para  $V_{ef}$  es

$$V_{ef} = rtV_i(S_{ap} - S_{bp})(S_{ec} - S_{ed}) \quad (3.16)$$

La dinámica de la corriente del filtro está dada por:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{ef} - V_o) \quad (3.17)$$

La dinámica de la tensión en el condensador es

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - i_o). \quad (3.18)$$

La ecuación en espacio de estado utilizando notación matricial es

$$\frac{d}{dt}[x] = \mathbf{A}[x] + \mathbf{B}[u] \quad (3.19)$$

### 3.8.3. Modelado para el inversor bidireccional de dos niveles utilizando las topologías *push-pull*/puente completo

La figura 3.15 muestra el circuito equivalente con interruptores de IBAAF de dos niveles basado en las topologías *push-pull*/puente completo.

La tensión de salida del inversor *push-pull*/puente completo es

$$V_{ab} = 2V_i(S_{bn} - S_{an}) \quad (3.20)$$

La tensión en el secundario del transformador se obtiene multiplicando la tensión en el primario por la relación de transformación.

$$V_{cd} = rtV_i(S_{ap} - S_{bp}) \quad (3.21)$$

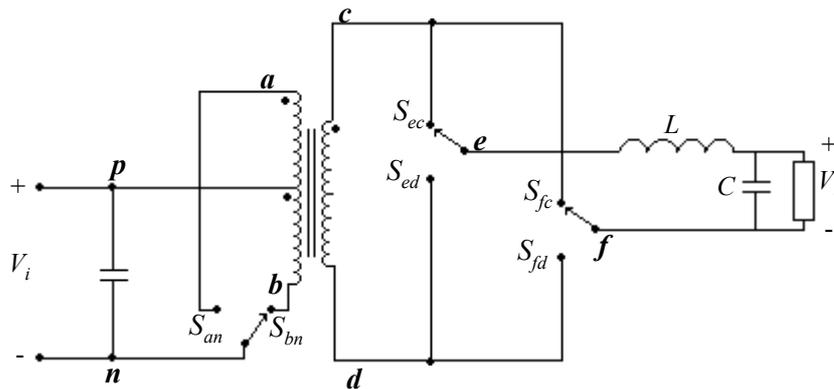


Figura 3.15. Modelo equivalente del inversor *push-pull*/puente completo.

La tensión de salida del convertidor ca/ca es

$$V_{ef} = V_{cd}(S_{ec} - S_{fc}) \quad (3.22)$$

tomando en cuenta el valor de  $V_{cd}$  la expresión para  $V_{ef}$  es

$$V_{ef} = rtV_i(S_{ap} - S_{bp})(S_{ec} - S_{fc}) \quad (3.23)$$

La dinámica de la corriente del filtro está dada por:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{ef} - V_o) \quad (3.24)$$

La dinámica de la tensión en el condensador es

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - i_o). \quad (3.25)$$

La ecuación en espacio de estado utilizando notación matricial es

$$\frac{d}{dt}[x] = \mathbf{A}[x] + \mathbf{B}[u] \quad (3.26)$$

### 3.8.4. Promediado de las ecuaciones de estado

Si el periodo de conmutación es  $T_s$ , entonces el promediado local de cualquier variable  $z$ , llamada  $\hat{z}$  se define como:

$$\hat{z} = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t z(\tau) d\tau \quad (3.27)$$

Al utilizar la técnica de promediado, el modelo conmutado pierde la información de alta frecuencia y conserva únicamente las componentes de baja frecuencia de (3.18). El efecto de filtrado de la inductancia  $L$  y el condensador  $C$  justifican esta aproximación.

El término ciclo de trabajo, en el caso del convertidor puente completo/puente completo, se puede definir como en (3.28) a consecuencia de (3.9).

$$d(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t (S_{ap} - S_{bp}) (S_{ec} - S_{fc}) d\tau \quad (3.28)$$

Para el convertidor puente completo/medio puente, la ecuación (3.11) da:

$$d(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t (S_{ap} - S_{bp}) (S_{ec} - S_{fc}) d\tau \quad (3.29)$$

y para el inversor *push-pull*/puente completo, la ecuación (3.23) da:

$$d(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t (S_{ap} - S_{bp}) (S_{ec} - S_{fc}) d\tau \quad (3.30)$$

La ecuación en espacio de estado promediados para los tres inversores se presenta en la ecuación (3.31).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{V}_o(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d(t) \\ 0 \end{bmatrix} \frac{rtV_i}{L} \quad (3.31)$$

### 3.8.5. Transformación a coordenadas DQ

Se propone trabajar utilizando la transformación a coordenadas DQ de tal forma que se elimine la dependencia del tiempo. La metodología utilizada se presenta en [62]

Para simplificar la nomenclatura se considera que en adelante durante este capítulo, todas las variables son promediadas.

Se considera la parte directa y de cuadratura de las variables de estado y del ciclo de trabajo.

$$i_L(t) = i_{Ld} \cos(\omega t) - i_{Lq} \sen(\omega t) \quad (3.32a)$$

$$V_o(t) = V_{od} \cos(\omega t) - V_{oq} \sen(\omega t) \quad (3.32b)$$

$$d(t) = d_d \cos(\omega t) - d_q \sen(\omega t) \quad (3.32c)$$

De tal forma que las ecuaciones en espacio de estado y en coordenadas DQ quedan

$$\frac{d}{dt} [i_{Ld} \cos(\omega t) - i_{Lq} \sen(\omega t)] = -\frac{1}{L} [V_{od} \cos(\omega t) - V_{oq} \sen(\omega t)] + \frac{rtV_i}{L} [d_d \cos(\omega t) - d_q \sen(\omega t)] \quad (3.33)$$

$$\frac{d}{dt} [V_{od} \cos(\omega t) - V_{oq} \sen(\omega t)] = \frac{1}{C} [i_{Ld} \cos(\omega t) - i_{Lq} \sen(\omega t)] - \frac{1}{RC} [V_{od} \cos(\omega t) - V_{oq} \sen(\omega t)] \quad (3.34)$$

Se separa la parte directa y la de cuadratura

$$\frac{d}{dt} i_{Ld} = -\omega i_{Lq} - \frac{1}{L} V_{od} + \frac{rt}{L} d_d V_i \quad (3.35a)$$

$$\frac{d}{dt} i_{Lq} = \omega i_{Ld} - \frac{1}{L} V_{oq} + \frac{rt}{L} d_q V_i \quad (3.35b)$$

$$\frac{d}{dt} V_{od} = -\omega V_{oq} + \frac{1}{C} i_{Ld} - \frac{1}{RC} V_{od} \quad (3.35c)$$

$$\frac{d}{dt} V_{oq} = \omega V_{od} + \frac{1}{C} i_{Lq} - \frac{1}{RC} V_{oq} \quad (3.35d)$$

La ecuación de estados en coordenadas DQ queda de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ V_{od} \\ V_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & -\frac{1}{L} & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & -\omega \\ 0 & \frac{1}{C} & \omega & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ V_{od} \\ V_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{rtV_i}{L} \quad (3.36)$$

### 3.8.6. Linealización de la ecuación de espacio de estado promediada

Para realizar la linealización de la ecuación de espacio de estado promediados, se aplica una perturbación a las variables promediadas y se linealiza en un punto de trabajo.

Las variables de estado perturbadas y el ciclo de trabajo perturbado son:

$$\bar{i}_{Ld} = I_{Ld} + \tilde{i}_{Ld}$$

$$\bar{i}_{Lq} = I_{Lq} + \tilde{i}_{Lq}$$

$$\bar{V}_{od} = V_{od} + \tilde{V}_{od}$$

$$\bar{V}_{oq} = V_{oq} + \tilde{V}_{oq}$$

$$\bar{d}_d = d_d + \tilde{d}_d$$

$$\bar{d}_q = d_q + \tilde{d}_q$$

Las ecuaciones de estado promediadas son:

$$\frac{d}{dt} [I_{Ld} + \tilde{i}_{Ld}] = -\omega [I_{Lq} + \tilde{i}_{Lq}] - \frac{1}{L} [V_{od} + \tilde{V}_{od}] + \frac{rt}{L} [d_d + \tilde{d}_d] V_i \quad (3.37a)$$

$$\frac{d}{dt} [I_{Lq} + \tilde{i}_{Lq}] = \omega [I_{Ld} + \tilde{i}_{Ld}] - \frac{1}{L} [V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] + \frac{rt}{L} [d_q + \tilde{d}_q] V_i \quad (3.37b)$$

$$\frac{d}{dt} [V_{od} + \tilde{V}_{od}] = -\omega [V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] + \frac{1}{C} [I_{Ld} + \tilde{i}_{Ld}] - \frac{1}{RC} [V_{od} + \tilde{V}_{od}] \quad (3.37c)$$

$$\frac{d}{dt} [V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] = \omega [V_{od} + \tilde{V}_{od}] + \frac{1}{C} [I_{Lq} + \tilde{i}_{Lq}] - \frac{1}{RC} [V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] \quad (3.37d)$$

Tomando en cuenta que la derivada de las constantes es cero las ecuaciones en el espacio de estado promediadas son

$$\frac{d}{dt} [\tilde{i}_{Ld}] = -\omega [I_{Lq} + \tilde{i}_{Lq}] - \frac{1}{L} [V_{od} + \tilde{V}_{od}] + \frac{rt}{L} [d_d + \tilde{d}_d] V_i \quad (3.38a)$$

$$\frac{d}{dt} [\tilde{i}_{Lq}] = \omega [I_{Ld} + \tilde{i}_{Ld}] - \frac{1}{L} [V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] + \frac{rt}{L} [d_q + \tilde{d}_q] V_i \quad (3.38b)$$

$$\frac{d}{dt} [\tilde{V}_{od}] = -\omega [V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] + \frac{1}{C} [I_{Ld} + \tilde{i}_{Ld}] - \frac{1}{RC} [V_{od} + \tilde{V}_{od}] \quad (3.38c)$$

$$\frac{d}{dt} [\tilde{V}_{oq}] = \omega [V_{od} + \tilde{V}_{od}] + \frac{1}{C} [I_{Lq} + \tilde{i}_{Lq}] - \frac{1}{RC} [V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] \quad (3.38d)$$

Si se retienen únicamente los valores en régimen permanente de las ecuaciones anteriores se tiene

$$0 = -\omega [I_{Lq}] - \frac{1}{L} [V_{od}] + \frac{rt}{L} [d_d] V_i \quad (3.39a)$$

$$0 = \omega [I_{Ld}] - \frac{1}{L} [V_{oq}] + \frac{rt}{L} [d_q] V_i \quad (3.39b)$$

$$0 = -\omega [V_{oq}] + \frac{1}{C} [I_{Ld}] - \frac{1}{RC} [V_{od}] \quad (3.39c)$$

$$0 = \omega [V_{od}] + \frac{1}{C} [I_{Lq}] - \frac{1}{RC} [V_{oq}] \quad (3.39d)$$

Si se retienen únicamente los términos en pequeña señal obtenemos

$$\frac{d}{dt} [\tilde{i}_{Ld}] = -\omega [\tilde{i}_{Lq}] - \frac{1}{L} [\tilde{V}_{od}] + \frac{rt}{L} [\tilde{d}_d] V_i \quad (3.40a)$$

$$\frac{d}{dt} [\tilde{i}_{Lq}] = \omega [\tilde{i}_{Ld}] - \frac{1}{L} [\tilde{V}_{oq}] + \frac{rt}{L} [\tilde{d}_q] V_i \quad (3.40b)$$

$$\frac{d}{dt} [\tilde{V}_{od}] = -\omega [\tilde{V}_{oq}] + \frac{1}{C} [\tilde{i}_{Ld}] - \frac{1}{RC} [\tilde{V}_{od}] \quad (3.40c)$$

$$\frac{d}{dt} [\tilde{V}_{oq}] = \omega [\tilde{V}_{od}] + \frac{1}{C} [\tilde{i}_{Lq}] - \frac{1}{RC} [\tilde{V}_{oq}] \quad (3.40d)$$

Despejando los valores de ciclo de trabajo

$$d_d = \frac{1}{rtV_i} \left[ \frac{\omega L}{R} V_{oq} + V_{od} (1 - \omega^2 LC) \right] \quad (3.41a)$$

$$d_q = \frac{1}{rtV_i} \left[ -\frac{\omega L}{R} V_{od} + V_{oq} (1 - \omega^2 LC) \right] \quad (3.41b)$$

$$I_{Ld} = \omega C V_{oq} + \frac{V_{od}}{R} \quad (3.41c)$$

$$I_{Lq} = -\omega C V_{od} + \frac{V_{oq}}{R} \quad (3.41d)$$

La representación matricial de las ecuaciones de estado en pequeña señal del inversor multinivel es

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Ld} \\ \tilde{i}_{Lq} \\ \tilde{V}_{od} \\ \tilde{V}_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & -\frac{1}{L} & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & -\omega \\ 0 & \frac{1}{C} & \omega & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ V_{od} \\ V_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{d}_d \\ \tilde{d}_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{rtV_i}{L} \quad (3.42)$$

A partir de estas ecuaciones se realizan las simulaciones en matlab para el control en lazo abierto y en lazo cerrado.

### 3.9. Propuesta de control para inversores bidireccionales de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia

Una vez obtenidas las ecuaciones en el espacio de estado de los convertidores, de haber aplicado la técnica de promediado y de haber obtenido el modelo linealizado invariante en el tiempo, se propone un método de control basado en el control multivariable LQR. La metodología se presenta en [63].

El diagrama de bloques que representa a la implementación del control LQR+I se presenta en la figura 3.16.

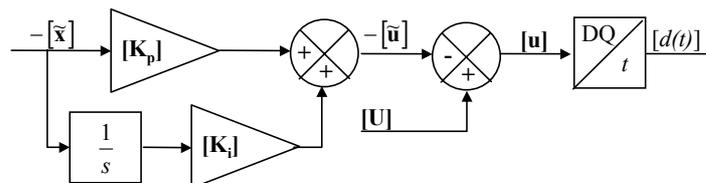


Figura 3.16. Diagrama de bloques del control en coordenadas DQ.

La técnica de control LQR calcula la matriz de control  $[\mathbf{K}_p]$  tal que minimiza la función de coste  $J$  de (3.43) y relaciona el control con el estado de forma  $[\mathbf{u}]=-[ \mathbf{K}_p][\mathbf{x}]$ . Las matrices  $[\mathbf{Q}]$  y  $[\mathbf{R}]$  se seleccionan de tal forma que reflejen el "coste" del sistema.

$$J = \int_t^{T_s} \left( [\mathbf{x}]^T [\mathbf{Q}][\mathbf{x}] + [\mathbf{u}]^T [\mathbf{R}][\mathbf{u}] \right) dt \quad (3.43)$$

La realización de la estrategia de control se realizará utilizando el programa *simulink* de matlab.

El control basado en el regulador lineal cuadrático se toma por ser una opción sencilla para la realización del control en aplicaciones como las que motivan este trabajo. La simulación en matlab permite verificar el comportamiento dinámico del control aplicado al modelo del inversor y también ajustar los pesos de las matrices de control realizados de forma que se optimiza su comportamiento.

### 3.10. Conclusiones

La principal aportación de este capítulo es la aplicación de la metodología propuesta en el capítulo 2 a inversores bidireccionales de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia.

Los inversores bidireccionales de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia analizados son: inversor utilizando las topologías puente completo/puente completo, inversor utilizando las topologías puente completo/medio puente, inversor utilizando las topologías *push-pull*/puente completo.

De la descripción hecha de los inversores bidireccionales de dos niveles se puede puntualizar lo siguiente:

- El inversor que utiliza las topologías puente completo/puente completo utiliza el mayor número de dispositivos semiconductores (12 transistores). El convertidor cc/ca puede trabajar con tensión de salida rectangular o modulada en anchura de pulso. No se necesita circuito de snubber en el primario del transformador debido a la utilización de la topología puente completo. Es necesario un único devanado primario y un único devanado secundario del transformador de alta frecuencia. El convertidor ca/ca puede operar como cambiador de polaridad o bien modulado en anchura de pulso. En necesario utilizar circuitos de snubber o recuperador de energía en el secundario del transformador. Cuando la fuente de cc está conectada a la carga, conducen 6 dispositivos semiconductores, siendo un punto crítico las pérdidas por conducción.

- El inversor que utiliza las topologías puente completo/medio puente utiliza menor número de dispositivos semiconductores (10 transistores). El convertidor cc/ca puente completo requiere trabajar con tensión de salida modulada en anchura de pulso. No se necesita circuito de snubber en el primario del transformador al utilizar la topología puente completo. El transformador de alta frecuencia necesita un devanado primario y dos devanados secundarios. Es necesario utilizar circuitos de snubber en el secundario del transformador. En todo momento conducen 4 dispositivos semiconductores de potencia.
- El inversor que utiliza las topologías *push-pull*/puente completo está compuesto por 10 transistores. El convertidor cc/ca *push-pull* requiere trabajar con tensión de salida rectangular. Debido a la conexión y desconexión de los devanados primarios es necesario utilizar circuitos de snubber para los transistores de *push-pull*. El transformador de alta frecuencia necesita dos devanados primarios y un devanado secundario. El convertidor aprovecha la tensión rectangular del *push-pull* y trabaja modulado en anchura de pulso. Se necesita un circuito de snubber o un circuito de recuperación de energía en el secundario del transformador. Cuando está conectada la fuente de cc a la carga conducen 5 transistores de potencia. Las pérdidas por conducción en el lado del primario se reducen utilizando el convertidor cc/ca *push-pull*, sin embargo se requiere un diseño optimizado de los circuitos de *snubber*.

La estrategia de modulación propuesta para inversores bidireccionales de dos niveles con aislamiento en alta frecuencia se basa en vectores de estado de tensión  $V_{ef}$ . El objetivo de introducir esta técnica de modulación es extender su aplicación a inversores bidireccionales multinivel con aislamiento en alta frecuencia. En el caso de dos niveles se tienen disponibles tres vectores de tensión:  $\mathbf{V}_1 = -2rtV_i + j0$ ,  $\mathbf{V}_0 = 0 + j0$ ,  $\mathbf{V}_2 = 2rtV_i + j0$ . La decisión de qué transistores activar para aplicar dichos vectores se basa en conocer: el signo de la tensión de salida del convertidor cc/ca,  $V_{ab}$ ; el semiperiodo de la tensión de salida que se quiere obtener,  $sp$ ; la señal modulada en anchura de pulso,  $S$ .

La estrategia de conmutación del inversor se divide en dos partes: la estrategia de conmutación del convertidor cc/ca y la estrategia de conmutación del convertidor ca/ca.

- La estrategia de conmutación del convertidor cc/ca se basa en conmutar los transistores del convertidor cc/ca para aplicar una tensión bipolar a la salida. La conmutación de los transistores debe realizarse sin cortocircuitar la fuente de tensión de corriente continua. Por este motivo es necesario incluir tiempo de blanqueo.
- La estrategia de conmutación del convertidor ca/ca se basa en conmutar los transistores del convertidor ca/ca para aplicar una señal de baja frecuencia a

partir de una señal bipolar de alta frecuencia. La conmutación de los transistores se debe realizar de tal forma de que no se cortocircuite la fuente de corriente continua y además es necesario que no se interrumpa la circulación de corriente por el filtro de salida pasabajos. Para realizar esto se propone utilizar una estrategia de conmutación, que permite conectar el filtro de salidas pasabajos al convertidor ca/ca, independiente de la topología de convertidor ca/ca a utilizar. Esta estrategia permite realizar el 66% de conmutaciones suaves (conmutaciones a tensión y corriente cero).

Para el modelado de los inversores bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia se siguen los siguientes pasos: se plantean las ecuaciones en espacio de estado de cada inversor; se aplica la función de promediado a las ecuaciones en espacio de estado, de esta forma se obtiene un modelo continuo; se realiza la transformación a coordenadas DQ haciendo el modelo invariante en el tiempo; finalmente se linealizan las ecuaciones en un punto de operación. De esta forma se obtiene un modelo continuo, invariante en el tiempo y linealizado.

Los resultados de simulación y experimentales se presentan en el capítulo 6.