

CAPÍTULO 4

4. PROPUESTA DEL INVERSOR BIDIRECCIONAL MULTINIVEL CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA UTILIZANDO LAS TOPOLOGÍAS PUENTE COMPLETO/MEDIO PUENTE

- 4.1. DESCRIPCIÓN DEL INVERSOR BIDIRECCIONAL MULTINIVEL CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA BASADO EN LAS TOPOLOGÍAS PUENTE COMPLETO/MEDIO PUENTE
 - 4.1.1. Principio de funcionamiento del inversor de cc/ca de alta frecuencia
- 4.2. DESCRIPCIÓN EN VECTORES DE ESTADO DE TENSIÓN V_{EF} DEL INVERSOR MULTINIVEL PUENTE COMPLETO/MEDIO PUENTE
- 4.3. PROPUESTA DE ESTRATEGIA DE MODULACIÓN EN VECTORES DE ESTADO DE TENSIÓN V_{EF}
 - 4.3.1. Estrategia de modulación unipolar multinivel
 - 4.3.2. Estrategia de modulación de los dos vectores más próximos
- 4.4. PROPUESTA DE ESTRATEGIA DE CONMUTACIÓN PARA EL INVERSOR BIDIRECCIONAL MULTINIVEL PUENTE COMPLETO/MEDIO PUENTE
 - 4.4.1. Estrategia de conmutación del convertidor cc/ca puente completo
 - 4.4.1.1. *Estrategia de conmutación para la modulación unipolar multinivel*
 - 4.4.1.2. *Estrategia de conmutación para la modulación de los dos vectores más cercanos*
 - 4.4.2. Estrategia de conmutación del convertidor ca/ca medio puente
- 4.5. MODELADO DEL INVERSOR BIDIRECCIONAL MULTINIVEL CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA BASADO EN LAS TOPOLOGÍAS PUENTE COMPLETO/MEDIO PUENTE
 - 4.5.1. Obtención de las ecuaciones de estado
 - 4.5.2. Promediado de las ecuaciones de estado
 - 4.5.3. Transformación a coordenadas DQ
 - 4.5.4. Linealización de la ecuación en el espacio de estado promediada

- 4.5.5. Propuesta de control LQR en coordenadas DQ para el inversor multinivel basado en las topologías puente completo/medio puente
- 4.6. PROPUESTA DE CONTROL PARA EL INVERSOR BIDIRECCIONAL MULTINIVEL BASADO EN LAS TOPOLOGÍAS PUENTE COMPLETO/MEDIO PUENTE
- 4.7. CONCLUSIONES

CAPÍTULO 4

4. Propuesta del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia utilizando las topologías puente completo/medio puente

En este capítulo, se propone una nueva topología de inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia (IBMAAF). Se utiliza la topología puente completo del lado del primario del transformador para realizar la conversión cc/ca de alta frecuencia y la topología medio puente multinivel para realizar la conversión ca/ca. En este capítulo se describe el principio de funcionamiento del inversor, se prueban dos estrategias de modulación para la obtención del voltaje de salida, se propone una estrategia de conmutación, se realiza el modelado del inversor y se presenta una estrategia de control.

4.1. Descripción del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente

La figura 4.1 muestra el diagrama de circuito del IBMAAF. En este inversor se utiliza la topología puente completo para realizar la conversión cc/ca de alta frecuencia y la topología medio puente multinivel para formar la etapa de conversión de ca/ca.

Los dispositivos semiconductores S_A-S_D forman la etapa de conversión cc/ca, el cual entrega una señal bipolar de alta frecuencia, el transformador de alta frecuencia eleva la tensión entregada por el convertidor cc/ca y proporciona el aislamiento eléctrico entre la parte de corriente continua y la parte de corriente alterna. El convertidor ca/ca, formado por $S_{11}-S_{42}$, toma la tensión del secundario del transformador y la presenta a la entrada del filtro pasabajos a baja frecuencia. El filtro de salida pasabajos formado por la inductancia L y la capacidad C elimina los armónicos de orden alto y deja pasar la componente fundamental a la carga.

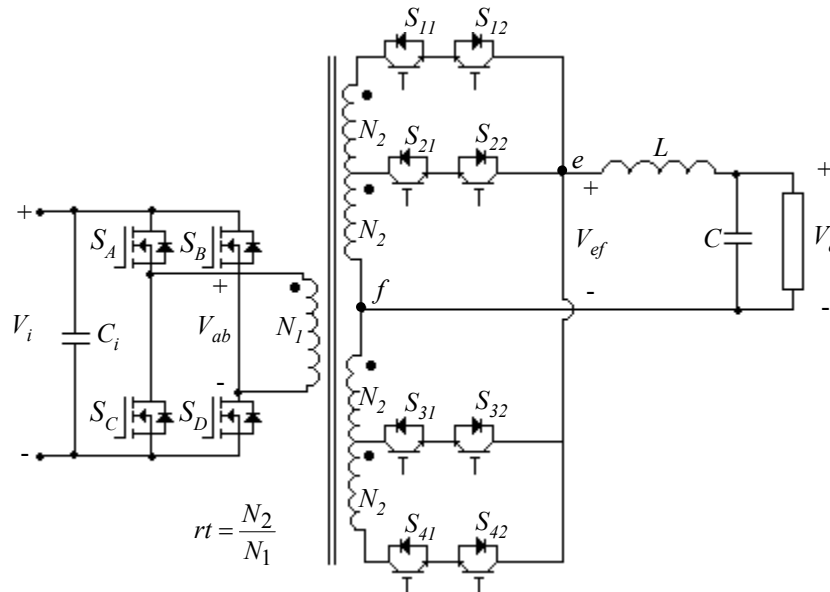


Figura 4.1. Convertidor cc/ca multinivel con aislamiento en alta frecuencia.

4.2. Descripción en vectores de estado de tensión V_{ef} del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia puente completo/medio puente

La figura 4.2 muestra el diagrama de vectores de estado de tensión V_{ef} a la salida del inversor. La posición relativa del vector de referencia V_{ref} determina qué vectores de tensión se aplicarán en cada momento.

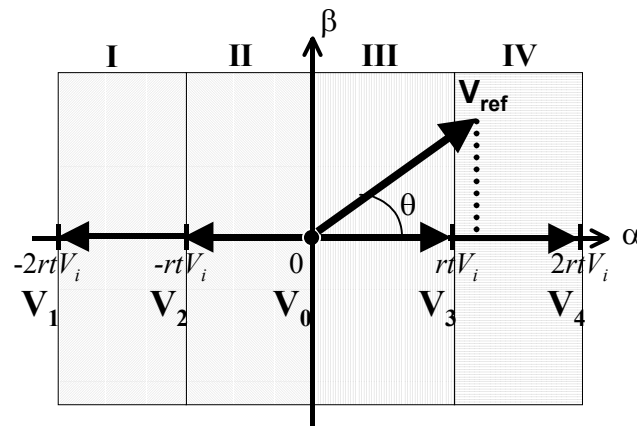


Figura 4.2. Diagrama de estado de tensión de salida del inversor V_{ef} .

Los vectores de tensión están definidos de la siguiente forma:

$$V_1 = -2rtV_i + j0 \quad (4.1a)$$

$$V_2 = -rtV_i + j0 \quad (4.1b)$$

$$V_0 = 0 + j0 \quad (4.1c)$$

$$\mathbf{V}_3 = rtV_i + j0 \quad (4.1d)$$

$$\mathbf{V}_4 = 2rtV_i + j0 \quad (4.1e)$$

donde:

$$rt = N_2 / N_1$$

$$\mathbf{V}_{\text{ref}} = m \cos \theta$$

$$\theta = \omega t$$

$$\omega = 2\pi f_o$$

y f_o es la frecuencia de la tensión de salida.

Se establecen cuatro zonas de operación del inversor que están definidas de la siguiente manera.

$$\text{Zona I : } -2rtV_i < m \cos \theta < -rtV_i \quad (4.2a)$$

$$\text{Zona II : } -rtV_i \leq m \cos \theta < 0 \quad (4.2b)$$

$$\text{Zona III: } 0 \leq m \cos \theta < rtV_i \quad (4.2c)$$

$$\text{Zona IV: } rtV_i \leq m \cos \theta < 2rtV_i. \quad (4.2e)$$

Tomando en cuenta que la tensión de salida del convertidor cc/ca puede tomar tres valores (V_i , 0 y $-V_i$), la tensión de salida del convertidor ca/ca (V_{ef}) se puede obtener aplicando todos los vectores de tensión ($-2rtV_i$, $-rtV_i$, 0, rtV_i y $2rtV_i$). La tabla 4.1 muestra los diferentes estados de conmutación del inversor y la tensión de salida V_{ef} asociada.

Se puede ver en la tabla 4.1 que existen dos estados de conmutación para cada vector de tensión excepto para la tensión cero, esto es debido a que la tensión cero se obtiene en el convertidor cc/ca por lo cual cualquier par de interruptores activados aplicará una tensión cero a la salida del inversor.

TABLA 4.1 ESTADOS DE CONMUTACIÓN DEL CONVERTIDOR CA/CA Y TENSIÓN V_{ef} ASOCIADA.

Estado de conmutación	SV_{ab}	S_{1q}	S_{2q}	S_{3q}	S_{4q}	V_{ef}
1	-1	1	0	0	0	$-2rtV_i$
2	1	0	0	0	1	$-2rtV_i$
3	-1	0	1	0	0	$-rtV_i$
4	1	0	0	1	0	$-rtV_i$
5	0	1	0	0	0	0
6	0	0	1	0	0	0
7	0	0	0	1	0	0
8	0	0	0	0	1	0
9	1	0	1	0	0	rtV_i
10	-1	0	0	1	0	rtV_i
11	1	1	0	0	0	$2rtV_i$
12	-1	0	0	0	1	$2rtV_i$

donde

$$SV_{ab} = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ab} > 0 \\ 0 & \text{si } V_{ab} = 0 \\ -1 & \text{si } V_{ab} < 0 \end{cases}$$

$$S_{kq} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{k1} = 1 \text{ y } S_{k2} = 1 \\ 0 & \text{si } S_{k1} = 0 \text{ y } S_{k2} = 0 \end{cases}$$

$$k \in \{1,2,3,4,5\}$$

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

La figura 4.3 muestra la trayectoria de la corriente para la generación del vector \mathbf{V}_1 con el signo de la corriente por la bobina (i_L) negativa.

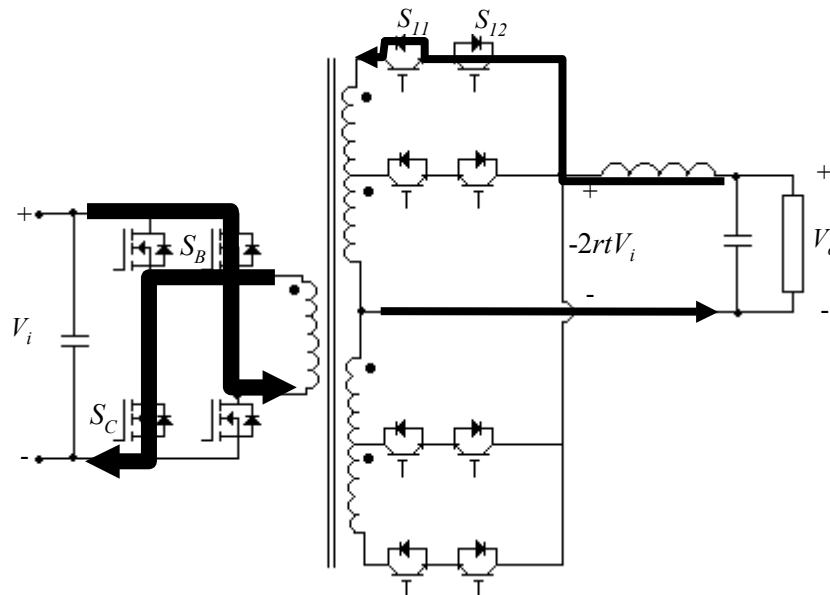


Figura 4.3. Trayectoria de la corriente en la aplicación del vector \mathbf{V}_1 con el signo de i_L negativo (estado de conmutación 1).

En este estado de conmutación el convertidor cc/ca invierte la tensión de entrada y la presenta en el primario del transformador utilizando los transistores S_B y S_C . Los transistores S_{11} y S_{12} se activan en el secundario de tal forma que se pueda aplicar la tensión $-2rtV_i$ a la entrada del filtro de salida. El transistor S_{12} del convertidor ca/ca conduce la corriente junto con el diodo en antiparalelo del transistor S_{11} . Ambos transistores (S_{11} y S_{12}) están encendidos en el caso general debido a que un cambio en el sentido de la corriente demandaría la circulación de corriente a través del transistor S_{11} y del diodo en antiparalelo del transistor S_{12} .

La figura 4.4 muestra la trayectoria de corriente para generar el vector \mathbf{V}_3 con el valor de i_L negativa.

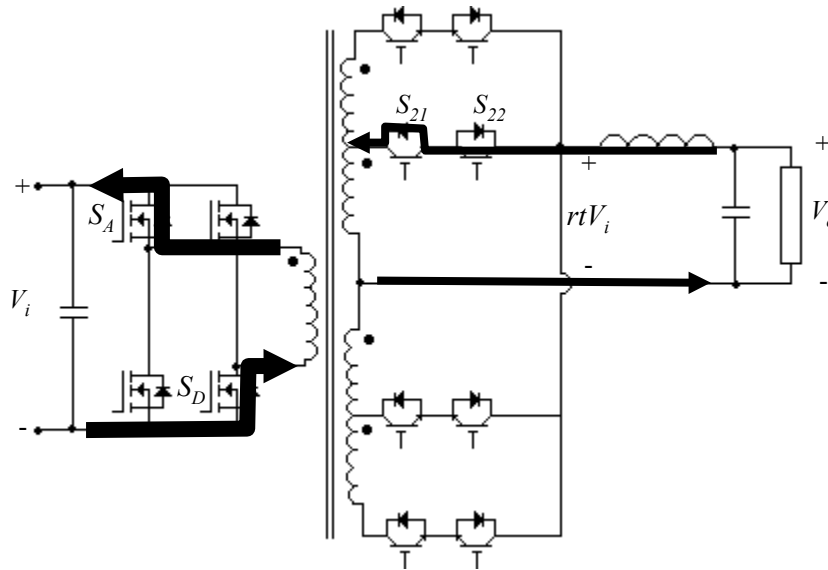


Figura 4.4. Trayectoria de corriente para la generación del vector \mathbf{V}_3 con el signo de i_L positivo (estado de conmutación 9).

Durante este estado de conmutación, los dispositivos que conducen del lado del primario son el diodo en antiparalelo de S_A y el diodo en antiparalelo de S_D . De esta forma se está retornando energía a la fuente de cc. En el convertidor ca/ca la trayectoria de corriente pasa por el transistor S_{22} y por el diodo en antiparalelo de S_{21} . La tensión de salida del convertidor ca/ca (V_{ef}) es rtV_i .

La figura 4.5 muestra la trayectoria de corriente para la generación del vector cero (\mathbf{V}_0) utilizando el estado de conmutación 7 tomando en cuenta el signo de i_L negativo.

El vector \mathbf{V}_0 se puede realizar únicamente con el convertidor cc/ca de alta frecuencia. Es posible aplicar el vector cero utilizando los transistores S_A y S_B o S_C y S_D . En la figura 4.5 La corriente fluye a través del transistor S_A y el diodo en antiparalelo de S_B del lado del primario del transformador y por parte del convertidor ca/ca conduce el transistor S_{32} y el diodo en antiparalelo de S_{31} .

Se puede apreciar que para generar el vector cero es necesario realizarlo con el convertidor cc/ca. En el caso particular de la figura 4.5 los dispositivos que conducen son S_A y el diodo en antiparalelo de S_B . La tensión en el primario del transformador será por tanto la caída de tensión en el transistor S_A sumado a la caída de tensión en el diodo en antiparalelo de S_B . De tal forma que la tensión aplicada V_{ef} tendrá un valor cercano a cero que dependerá de la caída de tensión de los dispositivos del convertidor cc/ca y la relación de transformación. En adelante se considera que esta tensión es cero, a menos que se indique explícitamente.

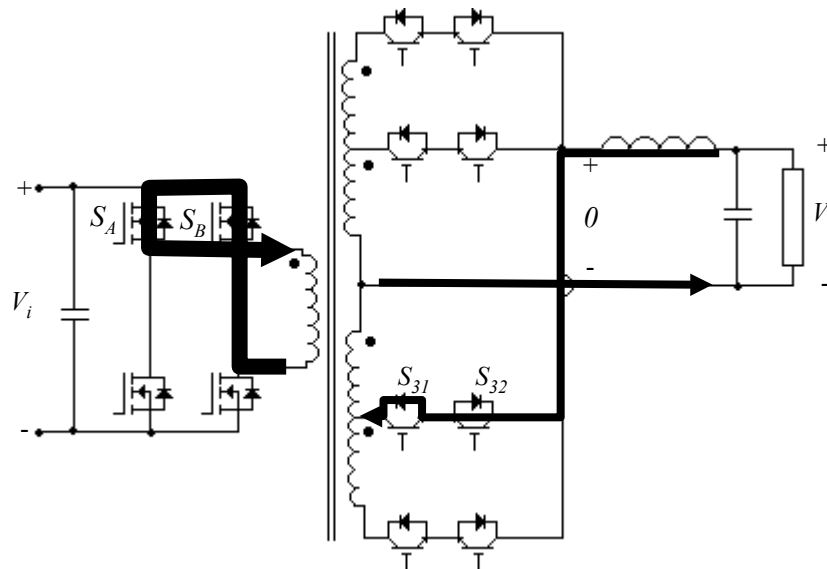


Figura 4.5. Trayectoria de corriente al aplicar el vector \mathbf{V}_0 con el signo de i_L negativa (estado de conmutación 7).

De la misma forma se pueden describir los 9 estados de conmutación restantes para la generación de los 5 vectores de tensión V_{ef} en ambos sentidos de corriente por la bobina.

4.3. Propuesta de estrategia de modulación en vectores de estado de tensión V_{ef}

Existen diferentes estrategias de modulación que se pueden aplicar a los IBMAAF. Estas estrategias han sido ampliamente estudiadas en la literatura y aplicadas a inversores multinivel sin aislamiento eléctrico. Para la realización de esta tesis se utilizarán dos estrategias de modulación para sintetizar la tensión de salida. La primera aplicará en un periodo de conmutación el vector de tensión cuyo valor absoluto sea mayor al valor de la proyección del vector de referencia junto con el vector cero. La segunda estrategia de modulación utilizará los dos vectores más cercanos al valor de la proyección del vector de referencia.

4.3.1. Estrategia de modulación unipolar multinivel

La estrategia de modulación unipolar multinivel (EMUM) se basa en aplicar el vector cuyo valor absoluto sea mayor que el valor de la proyección del vector de referencia y el vector cero. La figura 4.6 muestra un ejemplo de la utilización de los vectores de tensión para un caso particular de posición del vector de referencia.

En la figura 4.6, la proyección del vector de referencia determina que se utilizará el vector \mathbf{V}_1 y el vector \mathbf{V}_0 .

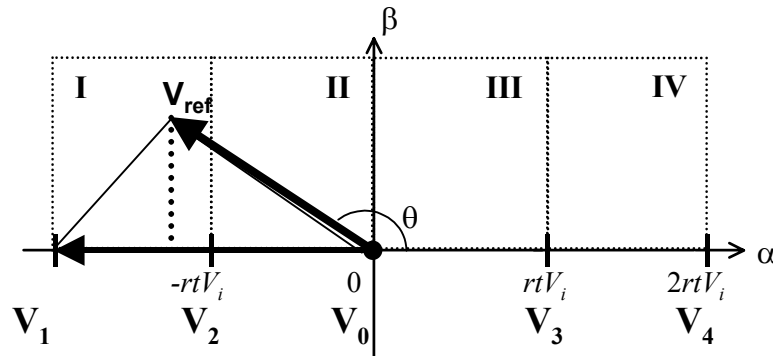


Figura 4.6. Vectores usados en la EMUM.

El vector giratorio de referencia (V_{ref}) se proyectará sobre las cuatro zonas de operación, y en cada una de ellas se podrá calcular la porción de los vectores que se requieran utilizar.

La expresión del ciclo de trabajo durante cada zona de operación se muestra a continuación.

- Zona I

Se establece el valor de la proyección del vector de referencia.

$$m \cos \theta = -2 rt V_i d_{V_1} + 0 d_{V_0}$$

El valor del ciclo de trabajo durante la zona I es:

$$d_{V_1} = -\frac{m \cos \theta}{2 rt V_i} \tag{4.3a}$$

El resto del periodo se aplica el vector cero

$$d_{V_0} = 1 - d_{V_1} \tag{4.3b}$$

El ciclo de trabajo debido a la proyección del vector de referencia en la zona II, III y IV se mantienen en cero, es decir:

$$d_{V_2} = d_{V_3} = d_{V_4} = 0 \tag{4.3c}$$

- Zona II

Siguiendo el mismo procedimiento de la zona I, las expresiones del ciclo de trabajo para la zona II son:

$$d_{V_2} = -\frac{m \cos \theta}{rt V_i} \tag{4.4a}$$

$$d_{V_0} = 1 - d_{V_2} \tag{4.4b}$$

$$d_{V_1} + d_{V_3} + d_{V_4} = 0 \quad (4.4c)$$

- Zona III

En la zona III las expresiones que determinan los ciclos de trabajo son:

$$d_{V_3} = \frac{m \cos \theta}{rt V_i} \quad (4.5a)$$

$$d_{V_0} = 1 - d_{V_3} \quad (4.5b)$$

$$d_{V_1} = d_{V_2} = d_{V_4} = 0 \quad (4.5c)$$

- Zona IV

Finalmente, en la zona IV los ciclos de trabajos necesario para sintetizar la tensión senoidal de salida son:

$$d_{V_4} = \frac{m \cos \theta}{2rt V_i} \quad (4.6a)$$

$$d_{V_0} = 1 - d_{V_4} \quad (4.6b)$$

$$d_{V_1} = d_{V_2} = d_{V_3} = 0 \quad (4.6c)$$

La figura 4.7 muestra un ejemplo de cómo obtener el valor discreto del ciclo de trabajo para la zona I. El procedimiento se basa en calcular el valor continuo del ciclo de trabajo d_{V1} y compararlo con una señal de rampa (V_r). Mientras d_{V1} sea mayor o igual que la señal de rampa, se aplicará el vector V_1 y el resto del tiempo, cuando d_{V1} sea menor que la señal de rampa se aplicará el vector cero (V_0). De la misma forma se obtienen el resto de ciclos de trabajo para cada zona de operación.

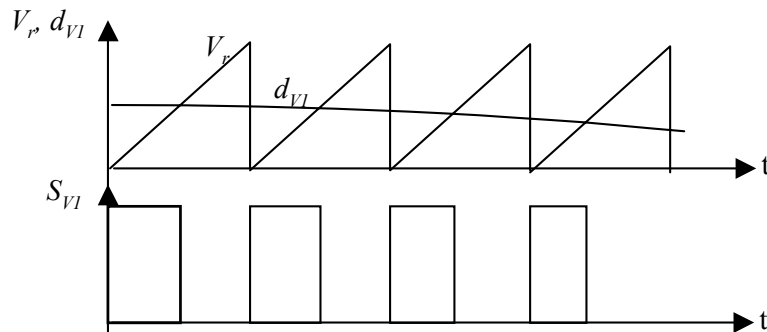


Figura 4.7. Generación de la señal discreta correspondiente al ciclo de trabajo d_{V1} en la zona I.

La tabla 4.2 muestra la tabla de verdad para el accionamiento del inversor multinivel durante la EMUM.

TABLA 4.2. TABLA DE VERDAD PARA EL ACCIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR CA/CA UTILIZANDO LA ESTRATEGIA EMUM.

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

donde

$$SP = \begin{cases} 1 & \text{si } V_o \geq 0 \\ 0 & \text{si } V_o < 0 \end{cases}$$

$$N = \begin{cases} 1 & \text{si } \frac{|\mathbf{V}_{ref}|}{2rtV_i} \geq 0,5 \\ 0 & \text{si } \frac{|\mathbf{V}_{ref}|}{2rtV_i} < 0,5 \end{cases}$$

$$V_{ab} = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ab} \geq 0 \\ 0 & \text{si } V_{ab} < 0 \end{cases}$$

$$S_{kq} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{k1} = 1 \text{ y } S_{k2} = 1 \\ 0 & \text{si } S_{k1} = 0 \text{ y } S_{k2} = 0 \end{cases}$$

$$k \in \{1,2,3,4\}$$

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

$$S = \begin{cases} S_{V1} & \text{en la zona I} \\ S_{V2} & \text{en la zona II} \\ S_{V3} & \text{en la zona III} \\ S_{V4} & \text{en la zona IV} \end{cases}$$

Se puede observar en la tabla 4.2 que si la función de conmutación es '1', la tensión de salida del convertidor cc/ca puede ser positiva o negativa y cuando el ciclo de trabajo es '0' la tensión de salida del convertidor cc/ca será cero. Asimismo se puede apreciar que existen dos formas de generar los vectores V_1 , V_2 , V_3 y V_4 y cuatro estados de conmutación para generar V_0 .

4.3.2. Estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos

La estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos (EM2VMC) aplica los dos vectores más cercanos a la proyección del vector de referencia. La figura 4.8 ejemplifica esta estrategia de modulación.

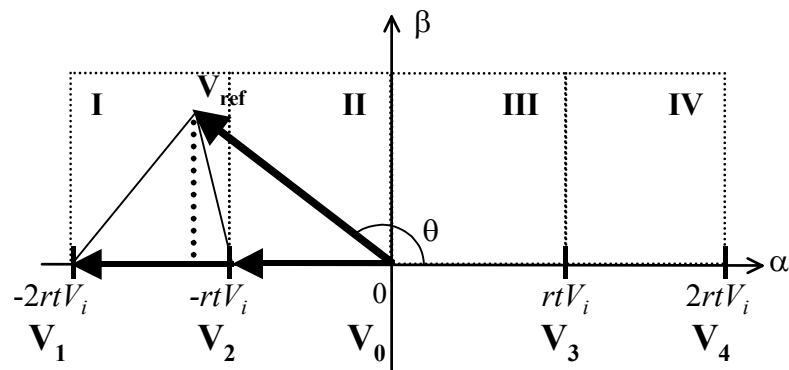


Figura 4.8. Vectores usados en EM2VMC para sintetizar la proyección de V_{ref} .

En el caso particular de la figura 4.8 el vector de referencia está posicionado en la zona I y los dos vectores más cercanos son el correspondiente a V_1 y a V_2 .

Las expresiones del ciclo de trabajo para la EM2VMC se obtienen para cada zona de operación.

- Zona I

Se establece el valor de la proyección del vector de referencia.

$$m \cos \theta = -2 rt V_i d_{V1} - rt V_i d_{V2}$$

si

$$d_{V2} = 1 - d_{V1} \tag{4.7a}$$

el valor del ciclo de trabajo durante la zona I es:

$$d_{V_1} = -\frac{m \cos \theta}{rt V_i} - 1 \quad (4.7b)$$

El ciclo de trabajo debido a la proyección del vector de referencia en la zona II-IV se mantienen en cero, es decir:

$$d_{V_0} = d_{V_3} = d_{V_4} = 0 \quad (4.7c)$$

- Zona II

Para la zona II, los ciclos de trabajo correspondientes son:

$$d_{V_2} = -\frac{m \cos \theta}{rt V_i} \quad (4.8a)$$

$$d_{V_0} = 1 - d_{V_2} \quad (4.8b)$$

$$d_{V_1} = d_{V_3} = d_{V_4} = 0 \quad (4.8c)$$

- Zona III

En la zona III, se realiza el mismo procedimiento y se obtiene:

$$d_{V_3} = \frac{m \cos \theta}{rt V_i} \quad (4.9a)$$

$$d_{V_0} = 1 - d_{V_3} \quad (4.9b)$$

$$d_{V_1} = d_{V_2} = d_{V_4} = 0 \quad (4.9c)$$

- Zona IV

Finalmente en la zona IV, los ciclos de trabajo correspondientes son:

$$d_{V_4} = \frac{m \cos \theta}{rt V_i} - 1 \quad (4.10a)$$

$$d_{V_3} = 1 - d_{V_4} \quad (4.10b)$$

$$d_{V_1} = d_{V_2} = d_{V_0} = 0 \quad (4.10c)$$

TABLA 4.3 TABLA DE VERDAD PARA LA EM2VMC.

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

donde

$$S = \begin{cases} S_{V1} & \text{en la zona I} \\ S_{V2} & \text{en la zona II} \\ S_{V3} & \text{en la zona III} \\ S_{V4} & \text{en la zona IV} \end{cases}$$

Se puede observar en la tabla 4.3 que en las zonas I y IV no se utiliza el vector cero por lo que el convertidor cc/ca tiene que conmutar para entregar una tensión rectangular a la entrada del transformador. En las zonas II y III es necesario aplicar el vector cero por lo que en esta situación el convertidor cc/ca debe proporcionar el vector de tensión cero. La estrategia de conmutación que se presenta a continuación debe permitir al inversor trabajar de forma que se pueda aplicar los vectores cero a la salida del inversor.

4.4. Propuesta de estrategia de conmutación para el inversor bidireccional multinivel puente completo/medio puente

El IBMAAF que se presenta en este capítulo está conformado por dos convertidores. El convertidor cc/ca basado en la topología puente completo que está ubicado del lado del primario y el convertidor ca/ca basado en la topología medio puente del lado del secundario. Utilizando estos convertidores es posible aplicar los vectores de tensión al filtro de salida pasabajos y así obtener una tensión senoidal a la salida. A continuación se presenta la estrategia de conmutación para accionar los convertidores.

4.4.1. Estrategia de conmutación del convertidor cc/ca puente completo

El convertidor cc/ca puente completo debe entregar una señal de tensión bipolar a la entrada del transformador de alta frecuencia, de tal forma que se excite el núcleo del transformador de forma bidireccional y evitar su saturación. Existen dos particularidades del IBMAAF que condicionan la operación del convertidor cc/ca. La primera se debe a que la tensión cero se produce únicamente con el convertidor cc/ca, de tal forma que si se requiere aplicar tensión cero en V_{ef} es necesario realizarla con el convertidor cc/ca. La segunda particularidad se debe a la operación del inversor en alguna zona donde no se aplique el vector cero, en tal caso es necesario que el convertidor cc/ca entregue una tensión rectangular y la modulación en anchura de pulso se debe aplicar en el convertidor ca/ca.

4.4.1.1. Estrategia de conmutación para la modulación unipolar multinivel

La utilización de la EMUM requiere que el convertidor cc/ca trabaje con salida de tensión bipolar modulada en anchura de pulso. Para accionar el convertidor cc/ca se utiliza el diagrama de estado de la Fig. 4.9.

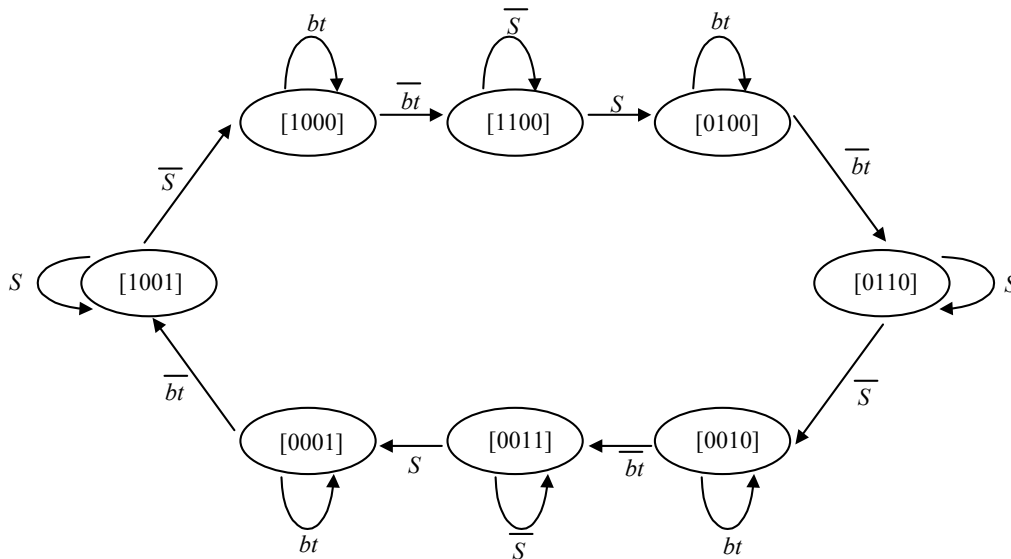


Figura 4.9. Diagrama de estado de conmutación $[S_A S_B S_C S_D]$ del convertidor cc/ca cuando se utiliza la estrategia de modulación unipolar multinivel.

donde

$$S = \begin{cases} S_{V1} & \text{en la zona I} \\ S_{V2} & \text{en la zona II} \\ S_{V3} & \text{en la zona III} \\ S_{V4} & \text{en la zona IV} \end{cases}$$

$$tb = \begin{cases} 1 & \text{si } tb \text{ en curso} \\ 0 & \text{si blanqueo finalizado} \end{cases}$$

Se puede observar en la figura 4.9 que se requieren únicamente dos señales para decidir la transición del convertidor cc/ca, el valor de la razón de conducción, S , y el tiempo de blanqueo.

4.4.1.2. Estrategia de conmutación para la modulación de los dos vectores más cercanos

El funcionamiento del convertidor cc/ca cuando se utiliza la modulación de los dos vectores más cercanos depende de la zona de operación. Durante las zonas II y III el convertidor cc/ca debe entregar a la salida una tensión bipolar modulada en anchura de pulso, y durante las zonas I y IV, debe entregar a la salida una señal de tensión rectangular. La tensión rectangular es necesaria para generar diferentes niveles de tensión conmutando el convertidor ca/ca. La figura 4.10 muestra el diagrama de estado para el accionamiento del convertidor cc/ca.

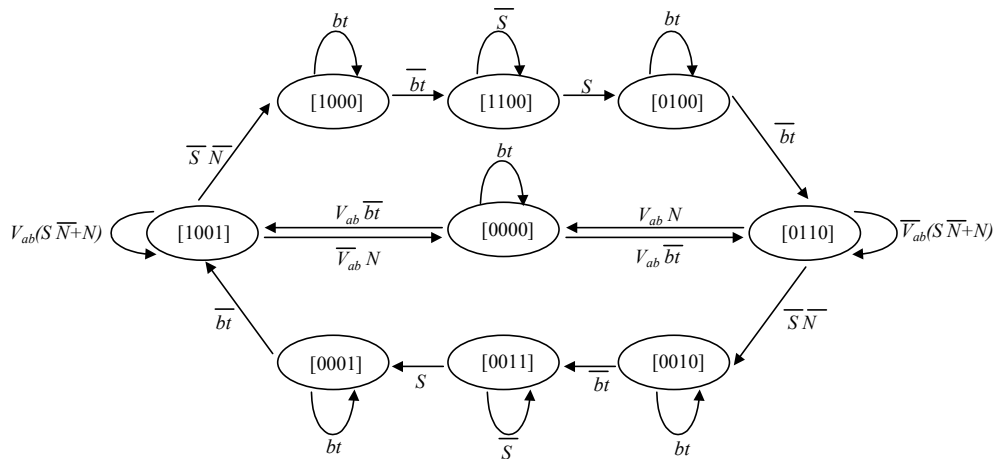


Figura 4.10. Diagrama de estado de conmutación $[S_A S_B S_C S_D]$ del convertidor cc/ca.

donde

$$N = \begin{cases} 1 & \text{si } \frac{|\mathbf{V}_{\text{ref}}|}{2rtV_i} \geq 0,5 \\ 0 & \text{si } \frac{|\mathbf{V}_{\text{ref}}|}{2rtV_i} < 0,5 \end{cases}$$

4.4.2. Estrategia de conmutación del convertidor ca/ca medio puente

El convertidor ca/ca tiene la particularidad de que no puede generar tensión cero, sin embargo puede aplicar diferentes niveles de tensión. En las zonas en las que se

requiere la tensión cero el convertidor ca/ca opera como rectificador positivo o negativo y en las zonas donde no se requiere tensión cero opera modulado en anchura de pulso.

La tabla 4.4 muestra los estados de conmutación necesarios para realizar el accionamiento del convertidor ca/ca. Estos estados se utilizarán en los diagramas de estados para la conexión del punto e .

TABLA 4.4 ESTADOS DE CONMUTACIÓN (EC) NECESARIO PARA LA CONEXIÓN DEL PUNTO E.

EC	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	S_{31}	S_{32}	S_{41}	S_{42}
1	1	1	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	0	0	0	0	0
3	0	1	0	0	0	0	0	0
4	1	0	1	0	0	0	0	0
5	0	1	0	1	0	0	0	0
6	0	0	1	0	0	0	0	0
7	0	0	0	1	0	0	0	0
8	0	0	1	1	0	0	0	0
9	1	0	0	0	1	0	0	0
10	0	1	0	0	0	1	0	0
11	0	0	0	0	1	0	0	0
12	0	0	0	0	0	1	0	0
13	0	0	0	0	1	1	0	0
14	1	0	0	0	0	0	1	0
15	0	1	0	0	0	0	0	1
16	0	0	0	0	0	0	1	0
17	0	0	0	0	0	0	0	1
18	0	0	0	0	0	0	1	1
19	0	0	1	0	1	0	0	0
20	0	0	0	1	0	1	0	0
21	0	0	1	0	0	0	1	0
22	0	0	0	1	0	0	0	1
23	0	0	0	0	1	0	1	0
24	0	0	0	0	0	1	0	1

La figura 4.11 muestra el diagrama de estados para realizar la transición entre $S_{1q}=1$ y $S_{2q}=0$ a $S_{1q}=0$ y $S_{2q}=1$ y viceversa. La decisión para realizar el paso de un estado a otro depende del signo de la tensión de salida del convertidor cc/ca (V_{ab}), el signo de la corriente por la bobina (i_L) y el tiempo de traslape (t_i) que queda determinado por el tiempo de encendido y apagado de los transistores. Si inicialmente se tiene a $S_{1q}=1$ ' (S_{11} y S_{12} encendidos) y se quiere pasar a $S_{2q}=1$ ' (S_{21} y S_{22} encendidos) teniendo como condiciones, tensión V_{ab} positiva y signo de la corriente por la bobina (i_L) negativo, la secuencia de conmutación sería la siguiente: [11000000], [01000000], [01010000], [00110000].

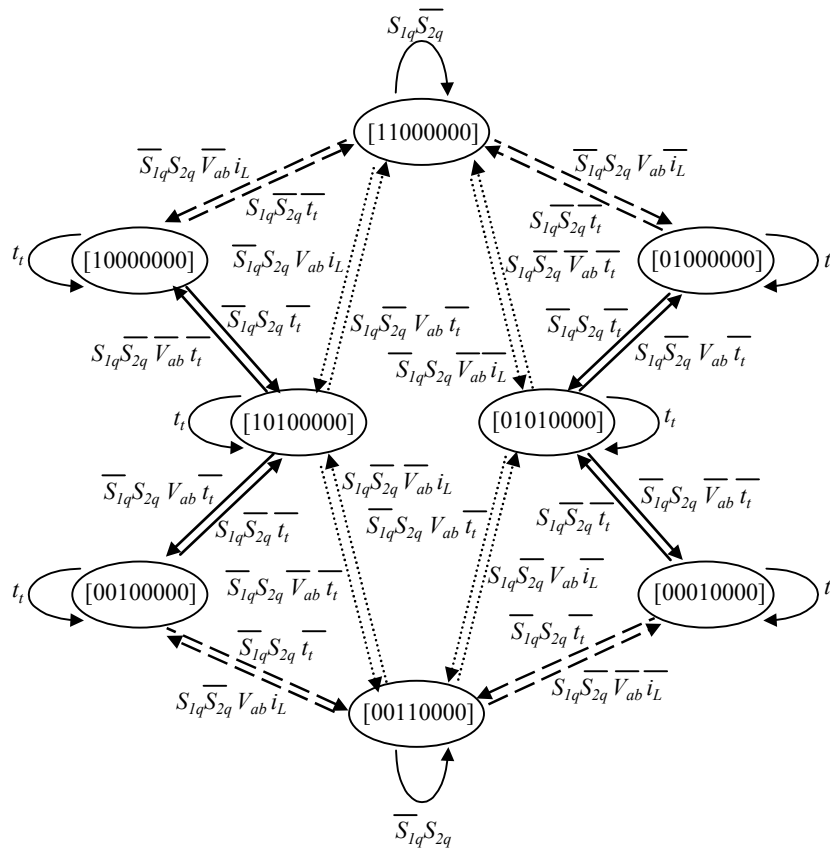


Figura 4.11. Diagrama de estado de conmutación para la transición entre $S_{1q}=1$ y $S_{2q}=0$ a $S_{1q}=0$ y $S_{2q}=1$.

La figura 4.12 muestra el diagrama de estado de conmutación para realizar la transición entre $S_{1q}=1'$ (S_{11} y S_{12} encendidos) a $S_{3q}=1'$ (S_{31} y S_{32} encendidos). En este caso se omite el estado de S_{21} , S_{22} , S_{41} y S_{42} que permanecerán apagados durante toda la transición.

La secuencia de conmutación para pasar de $S_{3q}=1'$ a $S_{1q}=1'$ con el signo de V_{ab} negativo y el signo de la corriente i_L positivo es: [00001100], [10001000], [10000000], [11000000].

Asimismo si se quiere pasar de $S_{1q}=1'$ a $S_{3q}=1'$ con el signo de V_{ab} positivo y el signo de la corriente negativo, la transición de estados será: [01000000], [01000100], [00001100].

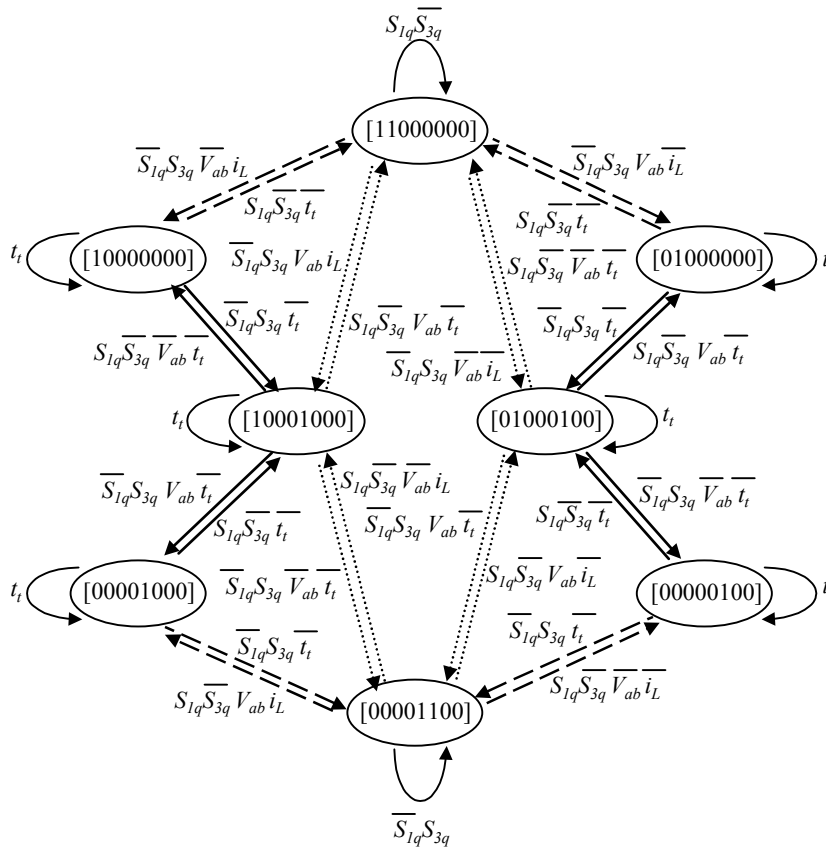


Figura 4.12. Diagrama de estado de conmutación para la transición entre $S_{1q}=1'$ y $S_{3q}=0'$ a $S_{1q}=0'$ y $S_{3q}=1'$.

La figura 4.13 expone el diagrama de estado de conmutación requerido para realizar la transición entre $S_{1q}=1$ y $S_{4q}=1$ y viceversa.

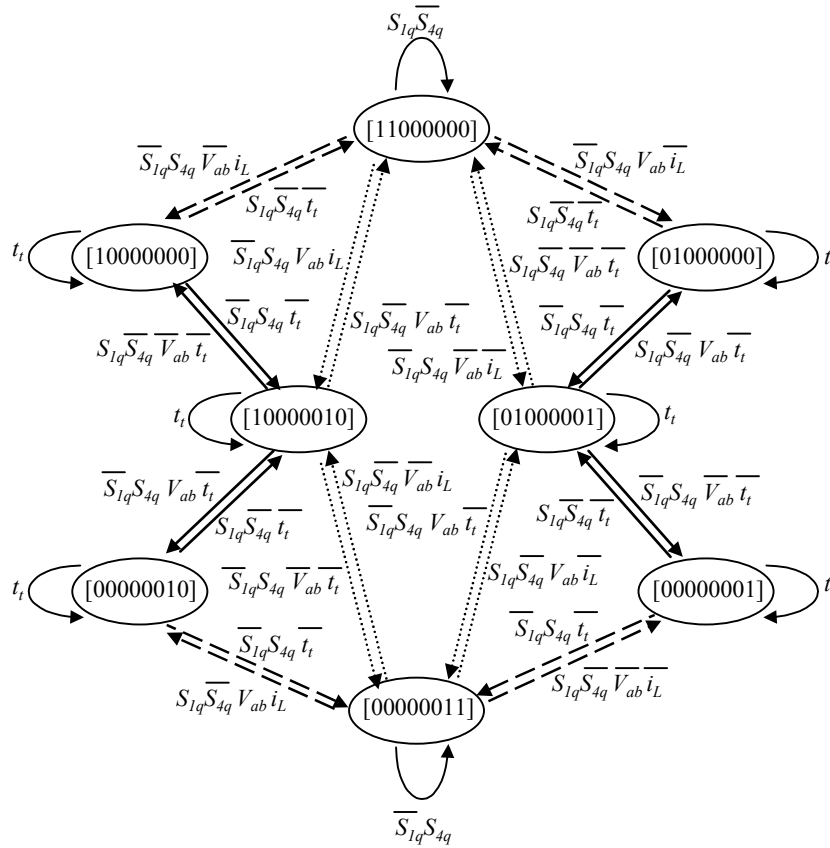


Figura 4.13. Diagrama de estado de conmutación para la transición entre $S_{1q}=1$ y $S_{4q}=0$ a $S_{1q}=0$ y $S_{4q}=1$.

La figura 4.14 muestra el diagrama de estado para realizar la transición entre $[S_{1q} S_{2q} S_{3q} S_{4q}] = [01000]$ a $[S_{1q} S_{2q} S_{3q} S_{4q}] = [00100]$.

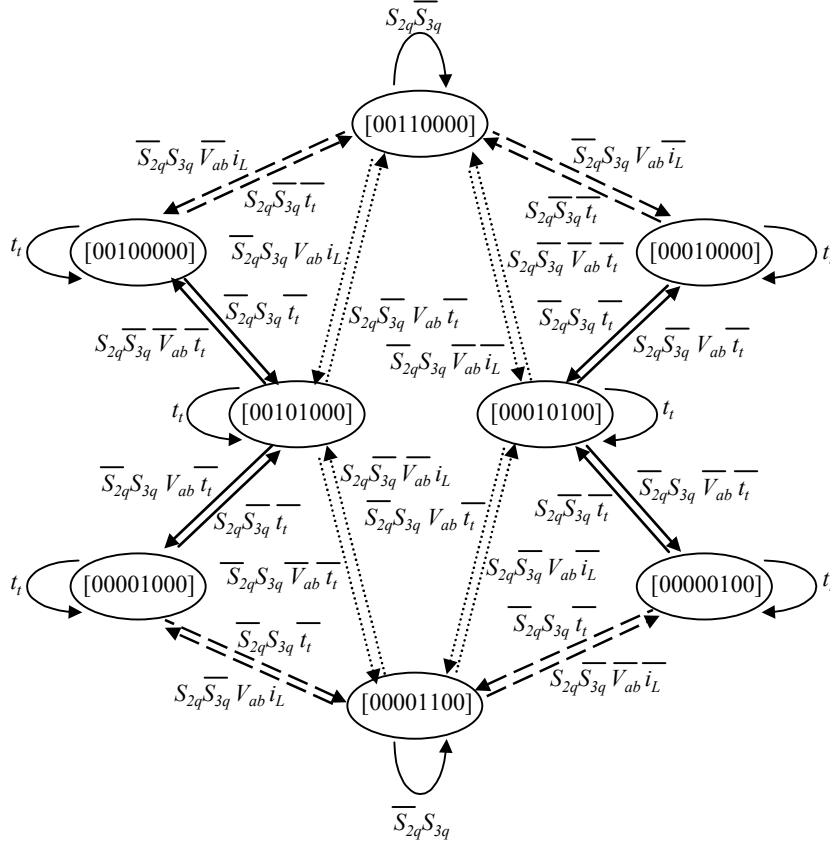


Figura 4.14. Diagrama de estado de conmutación para la transición entre $S_{2q}='1'$ y $S_{3q}='0'$ a $S_{2q}='0'$ y $S_{3q}='1'$.

La figura 4.15 muestra el diagrama de estado para realizar la transición entre $[S_{1q} S_{2q} S_{3q} S_{4q}] = [0100]$ a $[S_{1q} S_{2q} S_{3q} S_{4q}] = [0001]$.

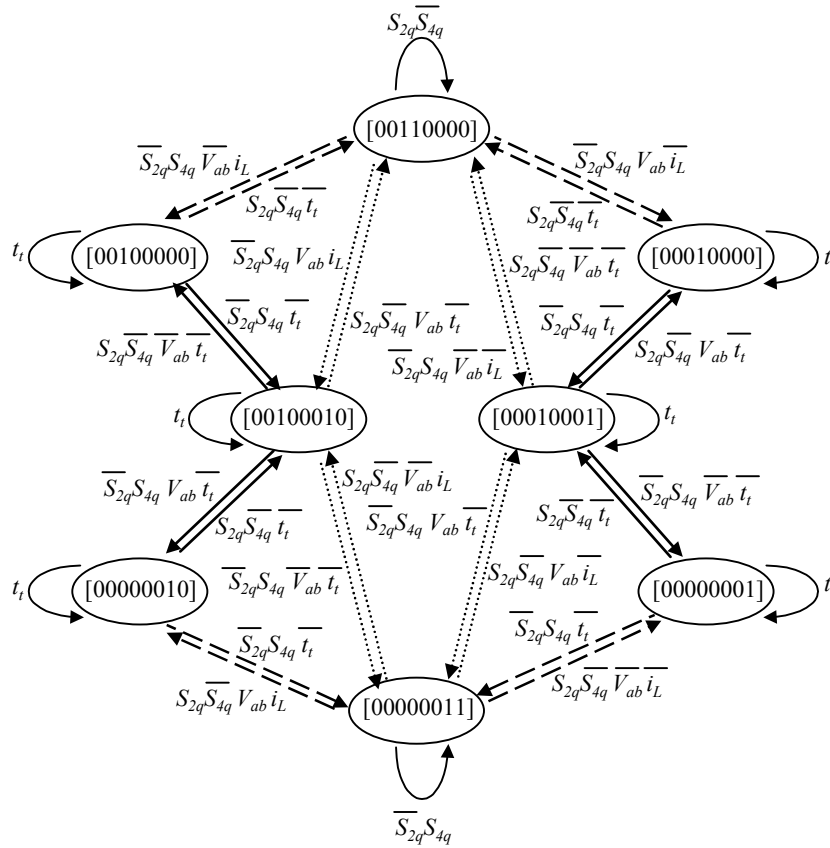


Figura 4.15. Diagrama de estado de conmutación para la transición entre $S_{2q}='1'$ y $S_{4q}='0'$ a $S_{2q}='0'$ y $S_{4q}='1'$.

La figura 4.16 muestra el diagrama de estado para realizar la transición entre $[S_{1q} S_{2q} S_{3q} S_{4q}] = [0010]$ a $[S_{1q} S_{2q} S_{3q} S_{4q}] = [0001]$.

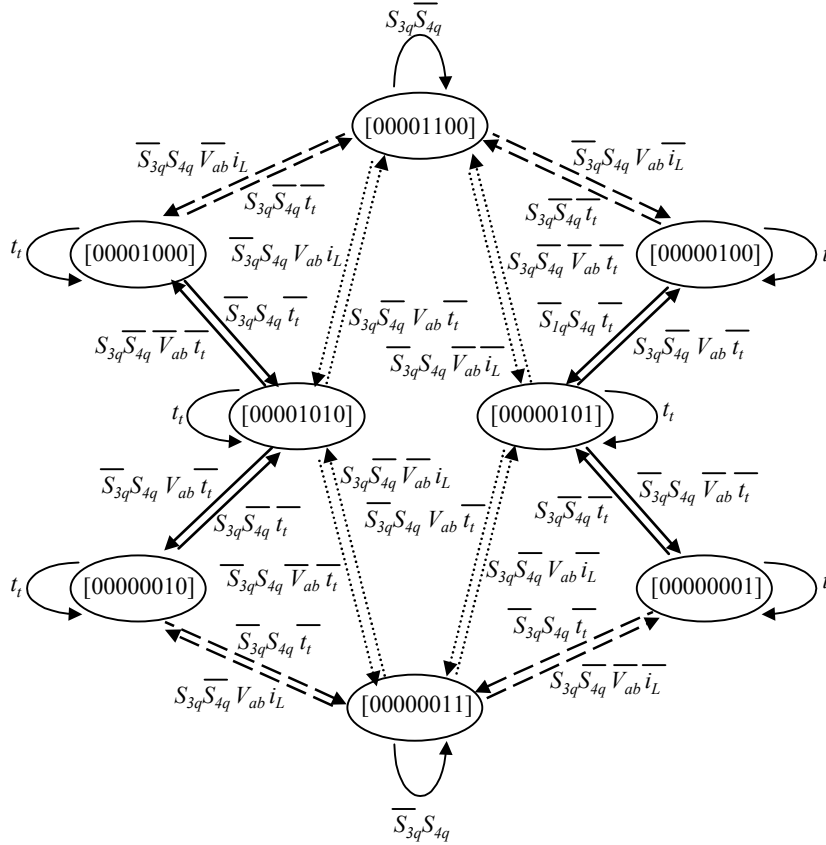


Figura 4.16. Diagrama de estado de conmutación para la transición entre $S_{3q}='1'$ y $S_{4q}='0'$ a $S_{3q}='0'$ y $S_{4q}='1'$.

En resumen, las posibles transiciones que son necesarias para conmutar el convertidor ca/ca medio puente son:

$$S_{1q} \Leftrightarrow S_{2q}$$

$$S_{1q} \Leftrightarrow S_{3q}$$

$$S_{1q} \Leftrightarrow S_{4q}$$

$$S_{2q} \Leftrightarrow S_{3q}$$

$$S_{2q} \Leftrightarrow S_{4q}$$

$$S_{3q} \Leftrightarrow S_{4q}$$

La figura 4.17 muestra los circuitos equivalentes y la trayectoria de corriente durante la transición particular entre $S_{1q}='1'$ y $S_{2q}='0'$ a $S_{1q}='0'$ y $S_{2q}='1'$, considerando la tensión V_{ab} positiva y el signo de la corriente (i_L) positivo.

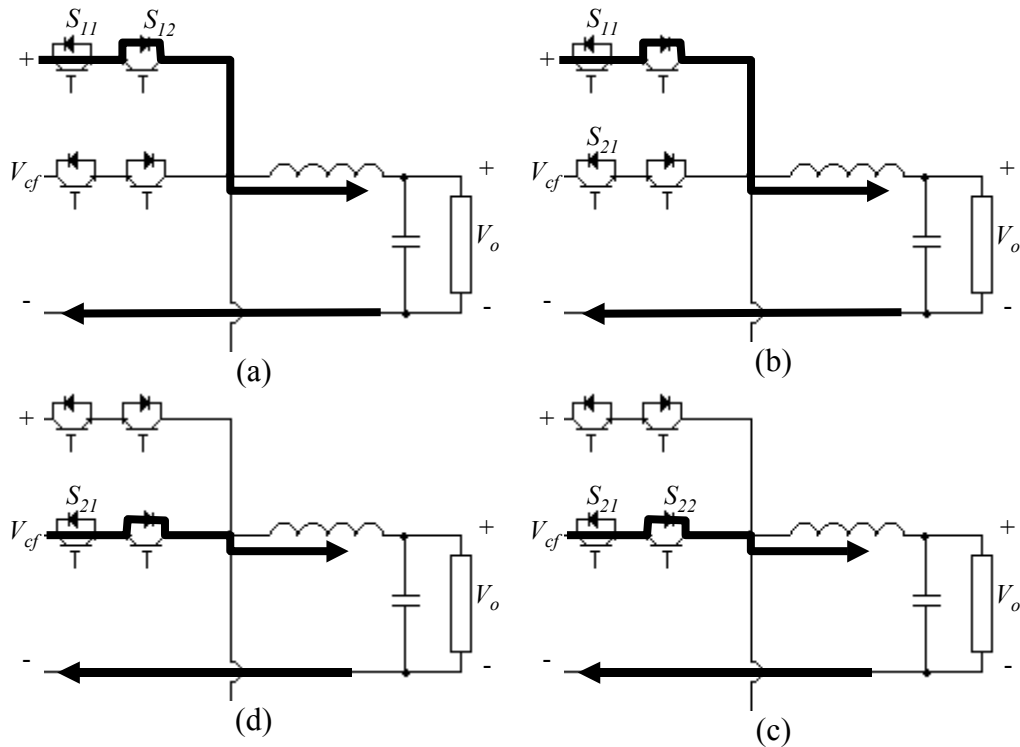


Figura 4.17. Trayectoria de corriente en la transición entre $S_{1q}=1$ y $S_{2q}=0$ a $S_{1q}=0$ y $S_{2q}=1$ (ver figura 4.10).

4.5. Modelado del inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente

Para obtener un modelo matemático que permita realizar simulaciones del inversor y diseñar el lazo de control, se obtiene el diagrama equivalente con interruptores del IBAAM puente completo/medio puente. La figura 4.18 muestra el circuito equivalente con interruptores del inversor multinivel.

La función de conmutación $S_{yz}(t)$ se utiliza para definir cada posición de cada uno de los interruptores.

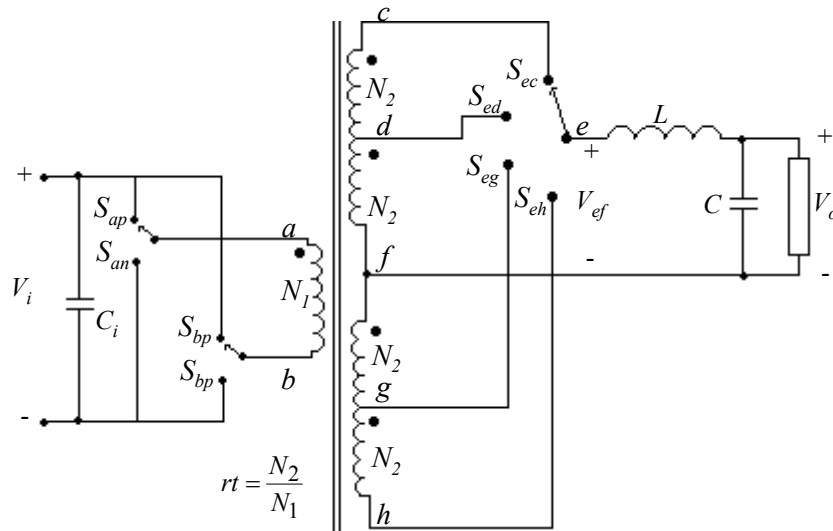


Figura 4.18. Circuito equivalente con interruptores del inversor multinivel puente completo/medio puente.

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

$$y \in \{a, b, e\}$$

$$z \in \{p, n, c, d, g, h\}$$

Las condiciones para realizar el análisis son las siguientes:

- Interruptores ideales
- Filtro de salida ideal
- Carga resistiva (se puede generalizar)
- Frecuencia de conmutación significativamente mayor que la frecuencia de línea.

Las características intrínsecas del inversor hacen necesario cumplir las siguientes condiciones para asegurar que no exista cortocircuito de la fuente de alimentación y mantener la continuidad de la corriente por el filtro de salida. Las condiciones son:

$$S_{ap} + S_{an} = 1 \tag{4.11}$$

$$S_{bp} + S_{bn} = 1 \tag{4.12}$$

$$S_{ec} + S_{ed} + S_{eg} + S_{eh} = 1 \tag{4.13}$$

4.5.1. Obtención de las ecuaciones de estado

El voltaje de salida del convertidor cc/ca utilizando las funciones de conmutación es:

$$V_{ab} = (S_{ap} - S_{bp})V_i \quad (4.14)$$

El voltaje de salida del convertidor ca/ca

$$V_{ef} = trV_i (S_{ap} - S_{bp})(2S_{ec} + S_{ed} + S_{eg} - 2S_{eh}) \quad (4.15)$$

Utilizando el análisis de circuito se obtienen las ecuaciones de estado que representan el sistema conmutado.

$$L \frac{d}{dt} i_L = -V_o + V_{ef} \quad (4.16)$$

$$C \frac{d}{dt} V_o = i_L - \frac{V_o}{R} \quad (4.17)$$

El modelo en el espacio de estado del sistema se puede representar en forma matricial de la siguiente forma

$$\frac{d}{dt} [x] = \mathbf{A} [x] + \mathbf{B} [u] \quad (4.18)$$

donde:

$$[\mathbf{x}] = [i_L \ V_o]^T$$

$$[\mathbf{A}] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} \frac{rt V_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \text{ y}$$

$$[\mathbf{u}] = [(S_{ap} - S_{bp})(2S_{ec} + S_{ed} + S_{eg} - 2S_{eh})]$$

4.5.2. Promediado de las ecuaciones de estado

La ecuación de espacio de estado promediados (4.18), es discreta, dependiente del tiempo y no-lineal. Una forma de volver continua la ecuación (4.18) es utilizar la técnica de promediado, de tal forma que el modelo conmutado pierde la información

de alta frecuencia y conserva únicamente las componentes de baja frecuencia. El efecto de filtrado de la inductancia L y el condensador C justifican esta aproximación.

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

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

El término ciclo de trabajo se puede definir como:

$$d(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t (S_{ap} - S_{bp}) (2S_{ec} + S_{ed} + S_{eg} - 2S_{eh}) d\tau \quad (4.19)$$

La ecuación en espacio de estado promediada se convierte en la ecuación (4.20).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{V}_o(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{rtV_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [d(t)] \quad (4.20)$$

4.5.3. Transformación a coordenadas DQ

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.

$$i_L(t) = i_{Ld} \cos(\omega t) - i_{Lq} \text{sen}(\omega t) \quad (4.21a)$$

$$V_o(t) = V_{od} \cos(\omega t) - V_{oq} \text{sen}(\omega t) \quad (4.21b)$$

$$d(t) = d_d \cos(\omega t) - d_q \text{sen}(\omega t) \quad (4.21c)$$

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

$$\frac{d}{dt} [i_{Ld} \cos(\omega t) - i_{Lq} \text{sen}(\omega t)] = -\frac{1}{L} [V_{od} \cos(\omega t) - V_{oq} \text{sen}(\omega t)] + \frac{rtV_i}{L} [d_d \cos(\omega t) - d_q \text{sen}(\omega t)] \quad (4.22)$$

$$\frac{d}{dt} [V_{od} \cos(\omega t) - V_{oq} \text{sen}(\omega t)] = \frac{1}{C} [i_{Ld} \cos(\omega t) - i_{Lq} \text{sen}(\omega t)] - \frac{1}{RC} [V_{od} \cos(\omega t) - V_{oq} \text{sen}(\omega t)] \quad (4.23)$$

Se separa la parte directa y la de cuadratura

$$\frac{d}{dt}i_{Ld} = -\omega i_{Lq} - \frac{1}{L}V_{od} + \frac{rt}{L}d_d V_i \quad (4.24a)$$

$$\frac{d}{dt}i_{Lq} = \omega i_{Ld} - \frac{1}{L}V_{oq} + \frac{rt}{L}d_q V_i \quad (4.24b)$$

$$\frac{d}{dt}V_{od} = -\omega V_{oq} + \frac{1}{C}i_{Ld} - \frac{1}{RC}V_{od} \quad (4.24c)$$

$$\frac{d}{dt}V_{oq} = \omega V_{od} + \frac{1}{C}i_{Lq} - \frac{1}{RC}V_{oq} \quad (4.24d)$$

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

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ V_{od} \\ V_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & -\frac{1}{L} & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & -\omega \\ 0 & \frac{1}{C} & \omega & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ V_{od} \\ V_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{rtV_i}{L} \quad (4.25)$$

4.5.4. 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 operación.

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:

$$\frac{d}{dt}[I_{Ld} + \tilde{i}_{Ld}] = -\omega[I_{Lq} + \tilde{i}_{Lq}] - \frac{1}{L}[V_{od} + \tilde{V}_{od}] + \frac{rt}{L}[d_d + \tilde{d}_d]V_i \quad (4.26a)$$

$$\frac{d}{dt}[I_{Lq} + \tilde{i}_{Lq}] = \omega[I_{Ld} + \tilde{i}_{Ld}] - \frac{1}{L}[V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] + \frac{rt}{L}[d_q + \tilde{d}_q]V_i \quad (4.26b)$$

$$\frac{d}{dt}[V_{od} + \tilde{V}_{od}] = -\omega[V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] + \frac{1}{C}[I_{Ld} + \tilde{i}_{Ld}] - \frac{1}{RC}[V_{od} + \tilde{V}_{od}] \quad (4.26c)$$

$$\frac{d}{dt}[V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] = \omega[V_{od} + \tilde{V}_{od}] + \frac{1}{C}[I_{Lq} + \tilde{i}_{Lq}] - \frac{1}{RC}[V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] \quad (4.26d)$$

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

$$\frac{d}{dt}[\tilde{i}_{Ld}] = -\omega[I_{Lq} + \tilde{i}_{Lq}] - \frac{1}{L}[V_{od} + \tilde{V}_{od}] + \frac{rt}{L}[d_d + \tilde{d}_d]V_i \quad (4.27a)$$

$$\frac{d}{dt}[\tilde{i}_{Lq}] = \omega[I_{Ld} + \tilde{i}_{Ld}] - \frac{1}{L}[V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] + \frac{rt}{L}[d_q + \tilde{d}_q]V_i \quad (4.27b)$$

$$\frac{d}{dt}[\tilde{V}_{od}] = -\omega[V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] + \frac{1}{C}[I_{Ld} + \tilde{i}_{Ld}] - \frac{1}{RC}[V_{od} + \tilde{V}_{od}] \quad (4.27c)$$

$$\frac{d}{dt}[\tilde{V}_{oq}] = \omega[V_{od} + \tilde{V}_{od}] + \frac{1}{C}[I_{Lq} + \tilde{i}_{Lq}] - \frac{1}{RC}[V_{oq} + \tilde{V}_{oq}] \quad (4.27d)$$

Si se retienen únicamente los valores en régimen permanente de las ecuaciones (4.27a-4.27d) se tiene

$$0 = -\omega[I_{Lq}] - \frac{1}{L}[V_{od}] + \frac{rt}{L}[d_d]V_i \quad (4.28a)$$

$$0 = \omega[I_{Ld}] - \frac{1}{L}[V_{oq}] + \frac{rt}{L}[d_q]V_i \quad (4.28b)$$

$$0 = -\omega[V_{oq}] + \frac{1}{C}[I_{Ld}] - \frac{1}{RC}[V_{od}] \quad (4.28c)$$

$$0 = \omega[V_{od}] + \frac{1}{C}[I_{Lq}] - \frac{1}{RC}[V_{oq}] \quad (4.28d)$$

Si se retienen únicamente los términos en pequeña señal obtenemos

$$\frac{d}{dt} [\tilde{i}_{Ld}] = -\omega [\tilde{i}_{Lq}] - \frac{1}{L} [\tilde{V}_{od}] + \frac{rt}{L} [\tilde{d}_d] V_i \quad (4.29a)$$

$$\frac{d}{dt} [\tilde{i}_{Lq}] = \omega [\tilde{i}_{Ld}] - \frac{1}{L} [\tilde{V}_{oq}] + \frac{rt}{L} [\tilde{d}_q] V_i \quad (4.29b)$$

$$\frac{d}{dt} [\tilde{V}_{od}] = -\omega [\tilde{V}_{oq}] + \frac{1}{C} [\tilde{i}_{Ld}] - \frac{1}{RC} [\tilde{V}_{od}] \quad (4.29c)$$

$$\frac{d}{dt} [\tilde{V}_{oq}] = \omega [\tilde{V}_{od}] + \frac{1}{C} [\tilde{i}_{Lq}] - \frac{1}{RC} [\tilde{V}_{oq}] \quad (4.29d)$$

Despejando los valores de ciclo de trabajo

$$d_d = \frac{1}{rtV_i} \left[\frac{\omega L}{R} V_{oq} + V_{od} (1 - \omega^2 LC) \right] \quad (4.30a)$$

$$d_q = \frac{1}{rtV_i} \left[-\frac{\omega L}{R} V_{od} + V_{oq} (1 - \omega^2 LC) \right] \quad (4.30b)$$

$$I_{Ld} = \omega C V_{oq} + \frac{V_{od}}{R} \quad (4.30c)$$

$$I_{Lq} = -\omega C V_{od} + \frac{V_{oq}}{R} \quad (4.30d)$$

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

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Ld} \\ \tilde{i}_{Lq} \\ \tilde{V}_{od} \\ \tilde{V}_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & -\frac{1}{L} & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & -\omega \\ 0 & \frac{1}{C} & \omega & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ V_{od} \\ V_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{d}_d \\ \tilde{d}_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{rtV_i}{L} \quad (4.31)$$

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

4.6. Propuesta de control LQR en coordenadas DQ para el inversor bidireccional multinivel basado en las topologías puente completo/medio puente

Para el IBMAAF utilizando las topologías puente completo/medio puente es necesario tener control sobre la tensión de salida, la frecuencia y la corriente de salida. Como ya se planteó en el capítulo 2, la utilización del control LQR introduciendo una parte integral es una buena opción para sistemas que requieran el control multivariable.

El diagrama de bloques que representa a la implementación del control LQR+I se presenta en la figura 4.19.

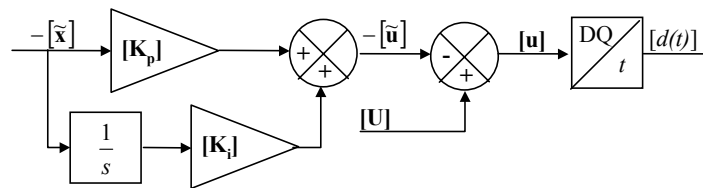


Figura 4.19. Diagrama de bloques del control en coordenadas DQ.

La técnica de control LQR calcula la matriz de control $[K_p]$ tal que minimiza la función de coste J de (4.32) y relaciona el control con el estado de forma $[u] = -[K_p][x]$. Las matrices $[Q]$ y $[R]$ se seleccionan de tal forma que reflejen el "coste" del sistema.

$$J = \int_t^{T_s} \left([x]^T [Q][x] + [u]^T [R][u] \right) dt \quad (4.32)$$

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

4.7. Conclusiones

En este capítulo se ha realizado la propuesta de una nueva topología de inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente.

El inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia utiliza 12 transistores de potencia, 4 transistores para formar el convertidor cc/ca y 8 transistores para formar el convertidor ca/ca. Asimismo utiliza un transformador de alta frecuencia con un devanado primario y cuatro devanados secundarios. De este inversor se pueden destacar las siguientes características:

- El funcionamiento del convertidor cc/ca depende de la estrategia de modulación que se vaya a utilizar. Si se utiliza la estrategia de modulación unipolar multinivel (EMUM), el convertidor cc/ca trabaja modulado en anchura de pulso. Esto es debido a que en la EMUM se requiere aplicar el

vector cero en cada periodo de conmutación. Si se utiliza la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos (EM2VMC), el funcionamiento del convertidor cc/ca depende de la zona de trabajo. En las zonas de trabajo II y III el convertidor cc/ca trabaja modulado en anchura de pulso debido a que, en estas zonas de trabajo, uno de los vectores que se requiere aplicar es el vector cero. En las zonas de trabajo I y IV, el convertidor cc/ca trabaja con tensión de salida rectangular. El convertidor ca/ca toma la tensión rectangular y la modula en anchura de pulso.

- El funcionamiento del convertidor ca/ca depende de la estrategia de modulación. La diferencia radica en el número de secuencias de conmutación necesarias por periodo de conmutación. Si se utiliza la EMUM, se necesita una secuencia de conmutación por periodo de conmutación para las zonas II y III. Si se utiliza la EM2VMC, se necesitan dos secuencias de conmutación por periodo de conmutación para las zonas de operación II y III.
- El inversor multinivel tiene cinco vectores de estado de tensión V_{ef} disponibles. Los vectores de estados son: $\mathbf{V}_1 = -2rtV_i + j0$, $\mathbf{V}_2 = -rtV_i + j0$, $\mathbf{V}_3 = -rtV_i + j0$, $\mathbf{V}_4 = 2rtV_i + j0$ y $\mathbf{V}_0 = 0 + j0$. La estrategia de modulación unipolar multinivel se basa en aplicar el vector de estado cuyo valor absoluto sea mayor que la proyección del vector de referencia sobre el eje real y el vector cero. La estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos se basa en aplicar los vectores de estado más próximos a la proyección sobre el eje real del vector de referencia.
- El modelado del inversor bidireccional multinivel se basa en seguir los siguientes pasos: obtención de las ecuaciones de estado del inversor, promediado de las ecuaciones de estado, transformación a coordenadas DQ y linealización de las ecuaciones de estado. De esta forma se obtiene un modelo continuo, invariante en el tiempo y linealizado.
- Se propone un control LQR en coordenadas DQ para el inversor bidireccional multinivel.

El inversor bidireccional multinivel con aislamiento en alta frecuencia basado en las topologías puente completo/medio puente utiliza la misma cantidad de transistores que el IBAAF de dos niveles puente completo/puente completo y cuatro más que el IBAAF de dos niveles puente completo/medio puente y dos más que el IBAAF *push-pull*/puente completo. El incremento de número de transistores en la topología se debe compensar con: disminución de la distorsión armónica total de la tensión a la entrada del filtro pasabajos; disminución del rizado de corriente por el filtro de salida pasabajos; incremento del rendimiento en el convertidor ca/ca al trabajar con más niveles de tensión, utilización de transistores con menor capacidad de corriente y de tensión en el convertidor ca/ca; incremento del rendimiento en el convertidor cc/ca debido a la disminución del rizado de corriente; disminución de la corriente de alta

frecuencia por el filtro capacitivo de entrada; finalmente si se desea conservar el mismo porcentaje de rizado de la corriente por el filtro de salida que un inversor de dos niveles, se obtiene un filtro de salida de menor coste y volumen.