

Modulación vectorial tridimensional de inversores en puente completo

En un inversor en fuente de tensión, la *modulación* es el mecanismo empleado para sintetizar la tensión de salida del mismo. La técnica de modulación empleada en el inversor determina el aprovechamiento de los recursos de tensión de su bus de continua, la calidad y linealidad de la tensión de salida, el rizado de la corriente, las pérdidas de potencia de conmutación, etc.

La operación en modo conmutado de los convertidores electrónicos de potencia ha posibilitado la obtención de sistemas de alta eficiencia y elevada densidad de potencia, siendo la *modulación por anchura de pulsos* (PWM – *Pulse Width Modulation*) la técnica básica de procesamiento de energía empleada en estos convertidores. El continuo incremento de la velocidad de conmutación de los transistores de potencia, y el aumento de la capacidad de computación de los procesadores digitales de señal, hace que la investigación en algoritmos de modulación, cada vez más eficientes y rápidos, sea un área en continua evolución.

El estudio microscópico del proceso de modulación del inversor dio lugar a que, en 1986, *Van der Broek* propusiese una técnica de modulación avanzada conocida como *modulación vectorial* (SVM – *Space Vector Modulation*) [5.1]. El atractivo enfoque planteado en esta técnica, su íntima relación con las secuencias de conmutación experimentadas por el inversor, y la idoneidad para su aplicación en un procesador digital, ha propiciado el extenso uso de la misma en aplicaciones modernas de electrónica de potencia [5.2][5.3]. Los resultados obtenidos mediante la SVM son idénticos a los que resultaban de la aplicación de una técnica de modulación anterior, propuesta por *King* en 1974, y que se basaba en la *adición de señales de secuencia homopolar* a las referencias originales (ZSS-PWM – *Zero Sequence Signal PWM*) [5.4]. La técnica analógica propuesta por *King* surgía de un análisis macroscópico del proceso de modulación, teniendo por objetivo extender el rango lineal de utilización del inversor. Curiosamente, la aportación realizada por *King* pasó desapercibida a los ingenieros eléctricos y electrónicos, quizás debido a la falta de claridad en la

exposición de la misma. Por otro lado, la elegancia del desarrollo planteado por *Van der Broek*, la coincidencia temporal con la aparición de procesadores digitales de bajo coste, y la posibilidad de caracterizar con profundidad el proceso de conmutación del inversor, lo cual abría nuevas vías de estudio en lo referente a secuencias de conmutación óptimas, dio lugar a que la SVM fuese considerada como una técnica de modulación idónea para inversores con bus de continua flotante respecto al neutro del sistema de carga.

La implementación digital de la SVM se basa en la determinación de la posición del vector de tensión de referencia, el cálculo del tiempo de aplicación de cada uno de los vectores generadores, la elección de la secuencia correcta de estos vectores, y la traducción de dichos tiempos en referencias para los comparadores digitales que finalmente generarán las señales de control de los transistores del inversor. Este proceso da lugar a un algoritmo relativamente complejo que debe ser ejecutado en cada periodo de conmutación del inversor, lo cual implica la utilización de procesadores digitales de señal de altas prestaciones. En publicaciones recientes [5.5][5.6][5.7], la optimización de este algoritmo de cálculo conduce a un sistema de modulación más simple, esencialmente idéntico al que hace décadas se planteó *King* de forma analógica. En el método de modulación propuesto en esta Tesis, también se llegará a este sistema óptimo de modulación, aunque con un algoritmo aún más rápido, aportándose una nueva concepción tridimensional del problema que permitirá justificar exhaustivamente el uso de la modulación vectorial. A esta técnica de modulación se le ha denominado *modulación vectorial tridimensional (3D-SVM – Three-Dimensional Space Vector Modulation)*.

En su origen, la modulación SVM se planteó sobre la base de una concepción bidimensional de los vectores de tensión que podían ser generados por el inversor, lo cual es perfectamente válido en un accionamiento tal como el control del motor trifásico de inducción. En este tipo de aplicaciones, teniendo en cuenta que sólo es necesario controlar las componentes de tensión de secuencia directa e inversa, los vectores de tensión generados por el inversor son matemáticamente transformados al marco de referencia $\alpha\text{-}\beta$, que resume el estado de conmutación de las tres ramas del inversor. En aplicaciones de filtrado activo de corriente en redes de cuatro hilos, la componente homopolar de la corriente inyectada en la red no tiene por qué ser nula, y por tanto, la componente homopolar de la tensión de salida del inversor tampoco lo será. Por consiguiente, en la modulación del inversor en puente completo de cuatro ramas (FLFB), la aplicación del enfoque bidimensional, trabajando sobre coordenadas $\alpha\text{-}\beta$, resulta insuficiente. Es más, aunque se utilice una tercera dimensión en este marco de referencia transformado (coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$, o también conocidas como $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$), el hecho de estar trabajando con una representación artificial de los vectores de tensión, da lugar al uso de complicadas entelequias matemáticas en el algoritmo de modulación del citado inversor [5.8].

En la estrategia de modulación tridimensional presentada en esta Tesis, se utilizará el marco de referencia natural, expresando los vectores de tensión directamente sobre las coordenadas $a\text{-}b\text{-}c$; y haciendo uso de los conceptos aportados por la técnica ZSS-PWM, se conseguirá un algoritmo de modulación sumamente simple para el inversor FLFB.

5.1. PWM basado en portadora

De la amplia variedad de métodos de modulación existentes, el método de modulación PWM basado en portadora (CB-PWM – *Carrier Based PWM*) es uno de los más populares. Como muestra la Figura 5.1, esta técnica de modulación obtiene las señales conmutación de las ramas del inversor mediante la comparación de la señal de referencia de tensión, la cual actúa como señal moduladora, con una portadora triangular.

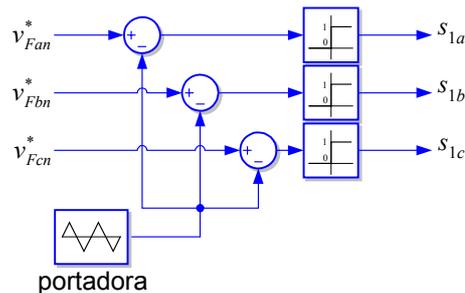


Figura 5.1. Diagrama de bloques de PWM basado en portadora (CB-PWM).

La primera contribución importante en el área de CB-PWM se produjo a principio de los años 60 con el desarrollo de modulación PWM sinusoidal (SPWM – *Sinusoidal PWM*) [5.9]. En esta técnica de modulación, siempre que la magnitud de la señal moduladora sea menor o igual que la amplitud de la portadora triangular, existirá una relación lineal entre la amplitud de la componente fundamental de la tensión modulada de salida y la magnitud de dicha señal moduladora sinusoidal. A este coeficiente de proporcionalidad se le conoce como *índice de modulación*, m , y en SPWM, el inversor trabajará en su zona lineal cuando $m \leq 1$. En esta Tesis, cuando se aluda al índice de modulación, se estará haciendo referencia al valor de la variable m definida para SPWM, es decir:

$$m = 2 \frac{v_F^*}{v_{dc}}, \quad (5.1)$$

donde v_F^* es la amplitud de la señal de referencia (moduladora) para la tensión de fase en la salida del inversor, y v_{dc} es el valor de la tensión del bus de continua.

Cuando el inversor trabaja en absoluta saturación, es decir, cuando ofrece a su salida formas de onda cuadradas (modo *6-step*), la amplitud de la componente fundamental de dichas ondas cuadradas es la máxima alcanzable para una determinada tensión de bus. Existe otra definición muy utilizada para el índice de modulación, la cual hace referencia a la relación existente entre la amplitud de la señal moduladora y la amplitud del primer armónico de tensión en la salida en modo *6-step*. En ese caso, dicho índice de modulación de suele representar mediante la variable M , siendo:

$$M = \frac{v_F^*}{v_{1(6step)}} \quad ; \quad v_{1(6step)} = \frac{2}{\pi} v_{dc}. \quad (5.2)$$

La modulación SPWM se ha utilizado en multitud de aplicaciones debido a la sencillez de su implementación y a la buena distribución armónica del espectro de la tensión de salida, el cual concentra los armónicos debidos a la conmutación en la frecuencia de la portadora y sus múltiplos (dispersándose ligeramente en bandas laterales). Sin embargo, este método de modulación ofrece un rango lineal reducido, $m_{max-lin}=1$, lo que implica una limitación de los recursos de tensión del bus de continua. En inversores con acoplamiento en el punto intermedio del bus de continua, TLSC y FLSC, este valor de índice de modulación será el máximo alcanzable dentro del rango lineal.

Los inversores en los que el punto medio del bus de continua, nodo '0', se encuentra flotante respecto al neutro del sistema conectado a la salida del inversor, nodo 'n', esto es, los inversores TLFB y FLFB, presentan un grado de libertad adicional consistente en la regulación de la tensión de flotación de dicho bus, v_{0n} . La explotación de este grado de libertad da lugar a la aparición de una nueva categoría en las técnicas de modulación del inversor. Según indica la Figura 5.2, estas técnicas se basan en la modificación de las referencias de tensión originales mediante la adición de una señal de secuencia homopolar (ZSS-PWM – *Zero Sequence Signal PWM*), y constituyen la segunda gran aportación a la modulación PWM.

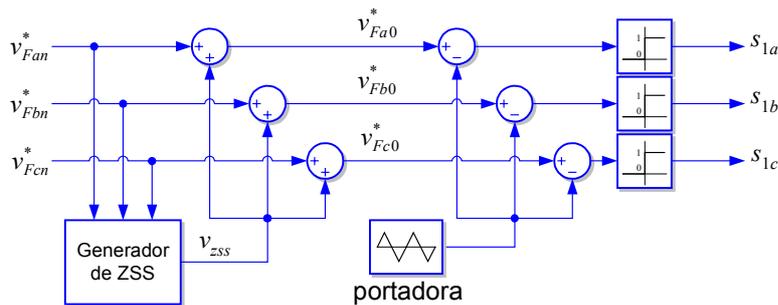


Figura 5.2. Diagrama de bloques de la técnica ZSS-PWM.

En ZSS-PWM, la señal de secuencia homopolar añadida a las referencias originales, v_{zss} , se convertirá espontáneamente, y cambiada de signo, en la tensión de flotación del bus de continua. En esta técnica, mediante la elección de la señal apropiada de secuencia homopolar, el rango lineal del inversor puede ser extendido hasta alcanzar el valor $m_{max-lin}=2/\sqrt{3}=1,1547$. En este sentido, la adición de una señal sinusoidal de amplitud 1/6 de la señal sinusoidal de referencia y triple frecuencia (THIPWM1/6 – *1/6 Triplen Harmonic Injection PWM*) da lugar a la obtención de este máximo rango lineal [5.10]. Si la amplitud de la señal añadida de triple frecuencia es 1/4 de la amplitud de la señal sinusoidal de referencia (THIPWM1/4 – *1/4 Triplen Harmonic Injection PWM*), se consigue un rango lineal algo menor, pero el contenido armónico de la corriente de salida del inversor es mínimo [5.11][5.12]. La adición de una señal triangular con un valor de pico correspondiente a 1/4 de la señal sinusoidal de referencia y triple frecuencia (SVPWM – *Space Vector PWM*), también consigue la máxima excursión lineal del inversor y ofrece resultados casi óptimos en cuanto a rizado de corriente, lo que la convierte en una técnica sumamente atractiva. Esta técnica se justificó en [5.13] usando una teoría más avanzada de modulación, la cual

se basa en la utilización de vectores espaciales para la representación de las variables de las tres ramas del inversor, y de ahí viene su acrónimo. Cuando se pretende generar una forma de onda sinusoidal en la salida del inversor, esta técnica ofrece los mismos resultados que los obtenidos cuando se utiliza el método de modulación vectorial con reparto simétrico de los vectores nulos [5.14], este método de modulación avanzado se expondrá en el Apartado 5.2.

La Figura 5.3 muestra las formas de onda de los tipos de modulación PWM descritos hasta el momento. En esta figura, se ha representado el valor promediado local de las tensiones instantáneas que aparecerían a la salida del inversor, siendo, v_{F0} la tensión de salida de una rama medida respecto al punto medio del bus de continua, v_{Fn} la tensión de salida de una rama medida respecto al nodo de neutro del sistema conectado a la salida del inversor, y v_{0n} la tensión de flotación del bus de continua.

A estos métodos de modulación se les engloba en la categoría de PWM continuo (CPWM – *Continuous PWM*) ya que, dentro del rango lineal, todas las ramas del inversor se encuentran conmutando permanentemente.

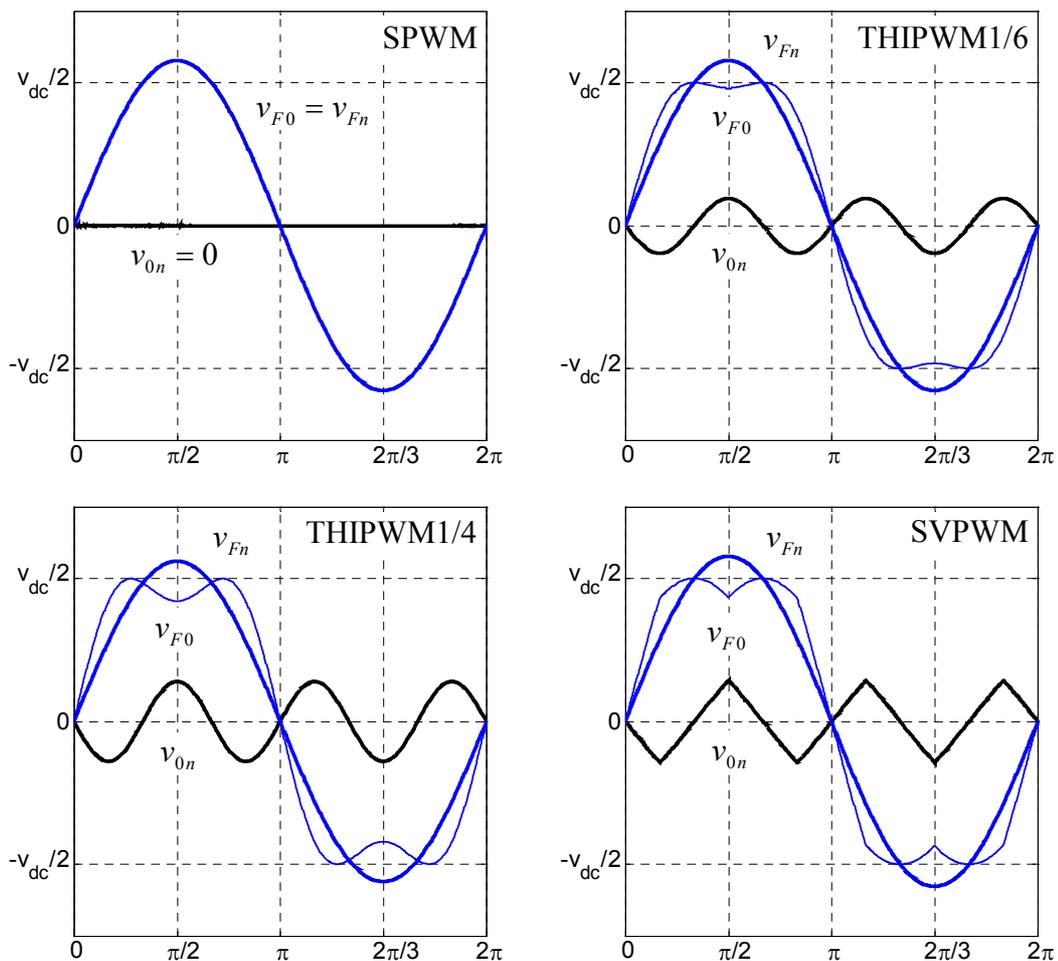


Figura 5.3. Formas de onda de PWM continuo (CPWM) para $m=1,154$.

La invención de varios métodos de PWM discontinuo (DPWM – *Discontinuous PWM*) constituye la tercera aportación relevante en la evolución de la modulación PWM [5.15]. En DPWM, la amplitud de la señal de secuencia homopolar que se añade a las referencias originales se escoge de forma que el nivel de una de las tres señales moduladoras pase a ser igual al valor de pico, positivo o negativo, de la señal portadora. Con esto se consigue que cese la conmutación de una de las ramas del inversor, con lo que, durante todo el tiempo que dicha rama esté enclavada, se anulan las pérdidas de conmutación de la misma. Este método de modulación también es conocido como *modulación de dos fases*. Sin entrar en un análisis detallado de los diferentes métodos de DPWM, a continuación se comentan los más populares:

- ✓ DPWM1 [5.16]: En este método, la fase con mayor valor absoluto en su señal de referencia es enclavada al valor máximo positivo o negativo. Considerando la fase a se tiene que:

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{Fan}^*| \geq |v_{Fbn}^*| \\ \text{y } |v_{Fan}^*| \geq |v_{Fcn}^*| \end{array} \right\} \Rightarrow v_{zss} = \text{sgn}(v_{Fan}^*) \frac{v_{dc}}{2} - v_{Fan}^* \quad (5.3)$$

- ✓ DPWM2 [5.17][5.18]: Dependiendo del desplazamiento del factor de potencia de la carga, la reducción de las pérdidas de conmutación del inversor deja de tener una relación directa con el número de conmutaciones de los semiconductores. Usualmente, los inversores utilizados en el accionamiento de motores de inducción operan con un desplazamiento del factor de potencia cercano a los 30° en retraso. Por este motivo, en la técnica DPWM2, en lugar de cesar la conmutación a partir del centro de la fase con mayor valor absoluto, este enclavamiento se produce con 30° de retraso, con lo que la conmutación cesa cuando la corriente de fase presenta su valor de pico más elevado. Considerando la fase a se tiene que:

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{Fan}^*| \geq |v_{Fbn}^*| \\ \text{y } |v_{Fan}^*| \geq |v_{Fcn}^*| \end{array} \right\} \Rightarrow v_{zss} = \text{sgn}(v_{Fan}^*) \frac{v_{dc}}{2} - v_{Fan}^* \quad (5.4)$$

- ✓ DPWM0 [5.17][5.19]: Esta técnica presenta una filosofía de funcionamiento similar a las anteriores, con la diferencia de que, en lugar de cesar la conmutación en el centro de la fase con mayor valor absoluto, este enclavamiento se produce con 30° de adelanto. Considerando la fase a se tiene que:

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{Fan}^*| \geq |v_{Fcn}^*| \\ \text{y } |v_{Fbn}^*| \geq |v_{Fcn}^*| \end{array} \right\} \Rightarrow v_{zss} = \text{sgn}(v_{Fan}^*) \frac{v_{dc}}{2} - v_{Fan}^* \quad (5.5)$$

En DPWM0, DPWM1 y DPW2, para altos índices de modulación, sobre todo cuando se supera la zona lineal, el factor de distorsión armónica de la tensión de salida del inversor es inferior al obtenido con SVPWM [5.15].

- ✓ DPWM3 [5.20]: En este método, la fase que se enclavará será aquella en la que valor absoluto de su señal de referencia presente un valor

intermedio al de las otras dos. Este método presenta una baja distorsión armónica. Considerando la fase a se tiene que:

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } |v_{Fbn}^*| \geq |v_{Fan}^*| \geq |v_{Fcn}^*| \\ \text{o } |v_{Fcn}^*| \geq |v_{Fan}^*| \geq |v_{Fbn}^*| \end{array} \right\} \Rightarrow v_{zss} = \text{sgn}(v_{Fan}^*) \frac{v_{dc}}{2} - v_{Fan}^* \quad (5.6)$$

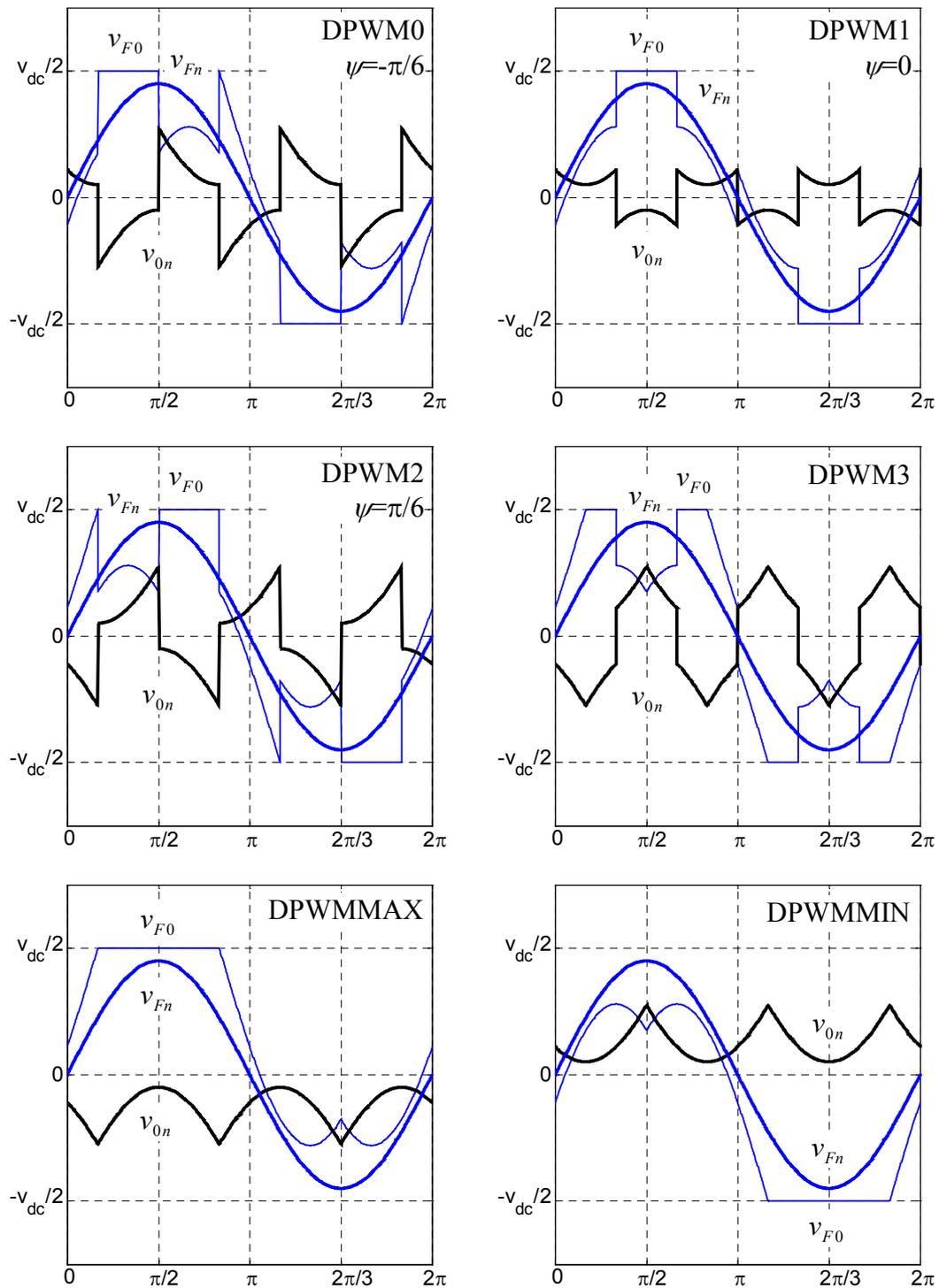


Figura 5.4. Formas de onda de PWM discontinuo (DPWM) para $m=0,9$.

- ✓ DPWMMAX [5.21]: En este método, la fase que se enclavará será aquella que presente el valor instantáneo máximo en su señal de referencia. Considerando la fase a se tiene que:

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } v_{Fan}^* \geq v_{Fbn}^* \\ \text{y } v_{Fan}^* \geq v_{Fcn}^* \end{array} \right\} \Rightarrow v_{zss} = \text{sgn}(v_{Fan}^*) \frac{v_{dc}}{2} - v_{Fan}^* \quad (5.7)$$

- ✓ DPWMMIN [5.22]: En este método, la fase que se enclavará será aquella que presente el valor instantáneo mínimo en su señal de referencia. Considerando la fase a se tiene que:

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } v_{Fan}^* \leq v_{Fbn}^* \\ \text{y } v_{Fan}^* \leq v_{Fcn}^* \end{array} \right\} \Rightarrow v_{zss} = \text{sgn}(v_{Fan}^*) \frac{v_{dc}}{2} - v_{Fan}^* \quad (5.8)$$

La Figura 5.4 muestra las formas de onda para los métodos de modulación DPWM descritos hasta este momento para un índice de modulación $m=0,9$. Observando las formas de onda correspondientes a los métodos de modulación DPWM0, DPWM1 y DPWM2, se aprecia como la tensión de referencia resultante para la rama a está enclavada durante intervalos de 60° en posiciones específicas. Estos intervalos de enclavamiento están desplazados un determinado ángulo ψ respecto a la posición en que la referencia original presentaba su valor máximo. La obtención de un algoritmo que permite variar de forma continua el valor del ángulo ψ entre $-\pi/6$ y $+\pi/6$, da lugar a una técnica generalizada de modulación discontinua (GDPWM – *Generalized Discontinuous PWM*) que permite regular la posición del intervalo de enclavamiento de las ramas del inversor en función del desplazamiento del factor de potencia que presente el sistema conectado a la salida del inversor [5.23][5.15].

5.2. Modulación vectorial

La modulación vectorial (SVM – *Space Vector Modulation*) es una técnica avanzada de síntesis de tensiones a la salida del inversor basada en la representación vectorial de las mismas [5.13]. Tal y como se indica en diferentes trabajos de investigación [5.24][5.25], la SVM es una técnica de implementación digital (DDI – *Direct Digital Implementation*) que debido a su simplicidad y elegancia ha llegado ser muy popular en la modulación de inversores. Sin embargo, como quedará justificado en el Apartado 5.4, esta técnica puede ser simplificada aún más cuando se utiliza una concepción tridimensional de la misma. En el presente Apartado, se expondrá la técnica SVM de acuerdo al enfoque convencional, y se fijarán los conceptos necesarios para planteamientos futuros.

En la interpretación convencional de SVM, cada uno de los ocho posibles estados de conmutación de un inversor trifásico de dos niveles (TLFB) es definido mediante una terna de variables lógicas (primera columna de la Tabla 5.1). Estas variables lógicas corresponden a las señales de control de los transistores superiores de las tres ramas del inversor, y se entiende que el transistor superior de una determinada rama estará activado cuando su correspondiente señal de control presente un valor igual a '1'.

Como ya se indicó en el Capítulo 4, en esta Tesis se adoptará una nomenclatura particular para la designación de las tensiones características del inversor. De esta forma, cuando se haga referencia a la *tensión de rama*, v_{F0} , se estará haciendo alusión a la tensión de salida de dicha rama, medida ésta respecto al punto medio del bus de continua (nodo '0' de la Figura 5.5). De la misma manera, cuando se haga referencia a la *tensión de salida*, v_{Fn} , se estará haciendo alusión a la tensión que existe en las fases del sistema de carga, medida ésta respecto al punto neutro (real o virtual) de la misma, nodo 'n'.

Bajo una concepción vectorial, las tensiones de rama correspondientes a los ocho estados del inversor dan lugar a ocho vectores de tensión en dichas ramas, denominados aquí como *vectores generadores* (\vec{V}_0 a \vec{V}_7 en la Tabla 5.1). En la Tabla 5.1, las tensiones de rama y de salida correspondientes a estos vectores generadores han sido normalizadas respecto a la mitad de la tensión del bus de continua $v_{dc}/2$. A partir de ahora, se utilizará esta normalización cuando se hable de las tensiones características del inversor. Entonces, el módulo de cada uno de los vectores generadores es igual a $\sqrt{3}$ p.u..

En un inversor de tres ramas con el bus de continua aislado respecto al neutro del sistema de carga, y suponiendo que dicho sistema de carga no posee fuentes de tensión que den lugar a componentes de secuencia homopolar, la tensión de flotación del bus de continua vale:

$$v_{0n} = -\frac{1}{3}(v_{Fa0} + v_{Fb0} + v_{Fc0}). \quad (5.9)$$

Por lo que las tensiones de salida del inversor de la Tabla 5.1, v_{Fin} , se calculan como:

$$v_{Fin} = v_{Fio} + v_{0n} \quad ; \quad i \equiv \{a, b, c\}. \quad (5.10)$$

Estado	Vector	v_{Fa0}	v_{Fb0}	v_{Fc0}	v_{0n}	v_{Fan}	v_{Fbn}	v_{Fcn}	v_{Fca}	v_{Fbn}
111	\vec{V}_0	1	1	1	-1	0	0	0	0	0
100	\vec{V}_1	1	-1	-1	1/3	4/3	-2/3	-2/3	$2\sqrt{2/3}$	0
110	\vec{V}_2	1	1	-1	-1/3	2/3	2/3	-4/3	$\sqrt{2/3}$	$\sqrt{2}$
010	\vec{V}_3	-1	1	-1	1/3	-2/3	4/3	-2/3	$-\sqrt{2/3}$	$\sqrt{2}$
011	\vec{V}_4	-1	1	1	-1/3	-4/3	2/3	2/3	$-2\sqrt{2/3}$	0
001	\vec{V}_5	-1	-1	1	1/3	-2/3	-2/3	4/3	$-\sqrt{2/3}$	$-\sqrt{2}$
101	\vec{V}_6	1	-1	1	-1/3	2/3	-4/3	2/3	$\sqrt{2/3}$	$-\sqrt{2}$
000	\vec{V}_7	-1	-1	-1	1	0	0	0	0	0

Tabla 5.1. Vectores de tensión del inversor TLFB normalizados respecto a $v_{dc}/2$.

En la Tabla 5.1, es preciso resaltar que la componente homopolar de las tensiones de salida del inversor es nula para todos los estados de conmutación del inversor, es decir, siempre se cumple que:

$$v_{Fan} + v_{Fbn} + v_{Fcn} = 0. \quad (5.11)$$

La expresión (5.11) indica que los ocho vectores de tensión de salida del inversor se encuentran en un mismo plano (plano sin componente homopolar o plano $\alpha\text{-}\beta$), y no son otra cosa que la proyección sobre dicho plano de los vectores de tensión de rama del inversor. En el planteamiento convencional de la SVM, debido a su concepción bidimensional, no se hace alusión a los vectores de la tensión de rama del inversor, sino que en todo momento, cuando se habla de vectores de tensión, se hace referencia a los vectores de tensión de salida del mismo. En esta revisión de la técnica SVM se adoptará el mismo criterio, por lo que, a partir de ahora, los vectores generadores \vec{V}_0 a \vec{V}_7 representarán los vectores de tensión de salida del inversor, los cuales pertenecen a un mismo plano.

El módulo de los vectores de salida \vec{V}_0 y \vec{V}_7 es igual a cero, y por este motivo son conocidos como *vectores nulos*. Los vectores \vec{V}_1 a \vec{V}_6 poseen un módulo igual a $2\sqrt{2/3}$ p.u. y son conocidos como *vectores activos*. Es preciso indicar que a lo largo de la evolución de la SVM ha existido cierta dispersión en la designación y nomenclatura de los vectores nulos, aunque en la literatura técnica parece aceptarse que el vector \vec{V}_0 corresponde con el estado de conmutación (000), mientras que el vector \vec{V}_7 corresponde con el estado (111). En este trabajo, para mantener la coherencia con futuros desarrollos que se realizarán a continuación, se ha optado por utilizar la designación inversa de estos dos vectores, es decir, aquí $\vec{V}_0 \equiv (111)$ y $\vec{V}_7 \equiv (000)$, ver Tabla 5.1.

Al estar todos los vectores de tensión de salida situados en un mismo plano, el enfoque bidimensional parece inicialmente el más apropiado. Las dos componentes de los vectores de tensión de salida del inversor, expresadas en el marco de referencia $\alpha\text{-}\beta$ ($v_{Fan}, v_{F\beta n}$), se pueden calcular aplicando la transformación de *Clarke* (2.28) sobre las tensiones de salida expresadas en el marco natural $a\text{-}b\text{-}c$, es decir:

$$\begin{bmatrix} v_{Fan} \\ v_{F\beta n} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Fan} \\ v_{Fbn} \\ v_{Fcn} \end{bmatrix}. \quad (5.12)$$

La Figura 5.5 muestra la representación de los vectores de salida del inversor sobre el plano $\alpha\text{-}\beta$. Sobre la base de esta representación, es intuitivo entender que un vector genérico de tensión de salida, \vec{V}_{Fn}^* , podría ser sintetizado mediante la aplicación ponderada de sus dos vectores activos adyacentes. Lógicamente, si sólo se aplicasen vectores activos, el vector de salida sintetizado únicamente podría discurrir a lo largo de la línea discontinua de la Figura 5.5. Por tanto, para conseguir cualquier longitud en el vector de salida, será precisa la aplicación de vectores nulos adicionales. Teniendo en cuenta que el módulo de los diferentes vectores generadores de salida del inversor (\vec{V}_0 a \vec{V}_7) es constante, se entenderá que la síntesis de un vector genérico de salida se realizará mediante el promediado local de los vectores generadores

aplicados a lo largo de un periodo de conmutación, ponderándose en este promediado el tiempo de aplicación de cada uno de los vectores generadores implicados.

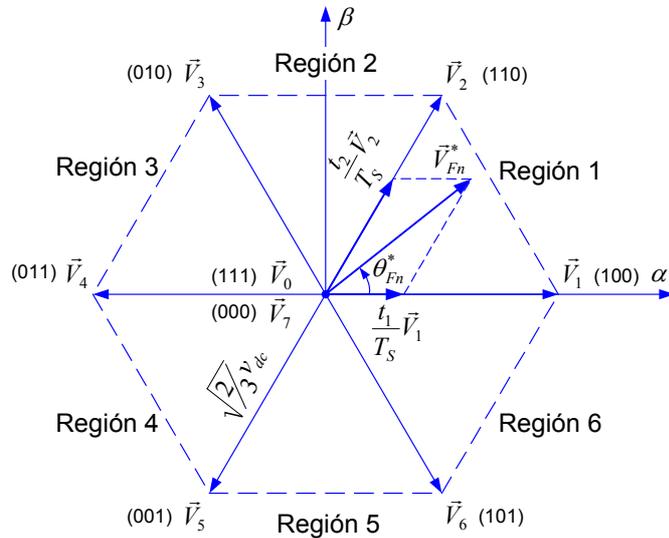


Figura 5.5. Representación vectorial de las tensiones del inversor TLFB.

Contrariamente a lo que ocurría en las técnicas de modulación basadas en portadora (CB-PWM), en SVM no existen moduladores independientes para cada una de las fases del inversor. Como indica la Figura 5.6, en SVM la referencia del vector de tensión de salida se muestrea con una frecuencia fija igual al periodo de conmutación del inversor, y a partir de esta información, se calcula la posición del mismo y los tiempos de aplicación necesarios para cada uno de los vectores generadores implicados. Una vez determinados los tiempos de aplicación de los vectores generadores, un sistema secuenciador traduce estos tiempos en las señales de control para los transistores. De esta manera, el vector de referencia será realmente sintetizado en la salida del inversor durante el periodo de conmutación siguiente al instante en que se realizó el muestreo. En determinados procesadores digitales de señal, es posible modificar los registros de modulación dos veces en cada periodo de conmutación, con lo que la frecuencia de muestreo del vector de referencia puede ser doblada, disminuyendo a la mitad el retardo introducido por el modulador. En estos casos, el espectro de las tensiones de salida empeora ligeramente.

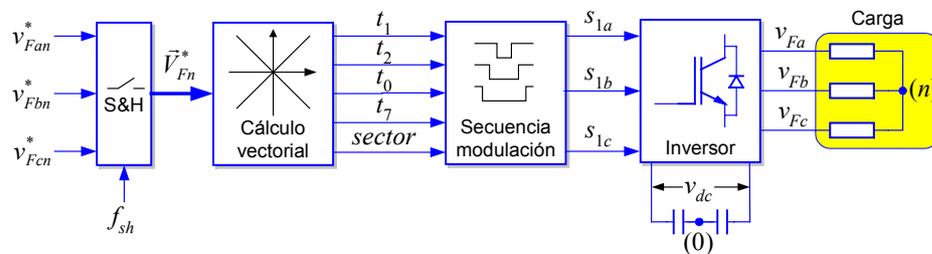


Figura 5.6. Diagrama de bloques de SVM.

Según lo expuesto, la diferencia conceptual entre las técnicas CB-PWM y SVM consiste en que, en la primera, se calculan las tensiones de referencia para las ramas,

y los tiempos de conmutación son automáticamente establecidos por la señal portadora, mientras que en la segunda, se calculan los tiempos de aplicación de los vectores generadores, y el sistema secuenciador se encarga de establecer los instantes de conmutación para que el vector de referencia de tensión sea finalmente sintetizado a la salida del inversor.

De forma general, el módulo y ángulo del vector de referencia de salida es:

$$|\vec{V}_{Fn}^*| = \sqrt{v_{Fan}^{*2} + v_{F\beta n}^{*2}}, \quad (5.13a)$$

$$\theta_{Fn}^* = \tan^{-1} \frac{v_{F\beta n}^*}{v_{Fan}^*}. \quad (5.13b)$$

El ángulo del vector de referencia determina una de las seis regiones del plano $\alpha\beta$ de la Figura 5.5. Según esto, se define un ángulo relativo, θ_r ($0 \leq \theta_r < \pi/3$), para una región específica r , como:

$$\theta_r = \theta_{Fn}^* - (r-1)\frac{\pi}{3}, \quad \text{para } r=1, 2, \dots, 6. \quad (5.14)$$

Si se supone una situación en la que el vector de salida de referencia se encuentra en la Región 1, y teniendo en cuenta que los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 tienen longitud nula en el plano $\alpha\beta$, el promediado local de la tensión de salida del inversor se puede expresar vectorialmente como:

$$\vec{V}_{Fn} = \frac{t_1}{T_S} \vec{V}_1 + \frac{t_2}{T_S} \vec{V}_2, \quad (5.15)$$

donde T_S es el periodo de conmutación.

Operando con los módulos de los dos términos vectoriales de (5.15) se obtienen los tiempos de aplicación de los vectores \vec{V}_1 y \vec{V}_2 , que son:

$$t_1 = \frac{\sqrt{2}|\vec{V}_{Fn}^*|}{v_{dc}} T_S \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_r\right), \quad (5.16a)$$

$$t_2 = \frac{\sqrt{2}|\vec{V}_{Fn}^*|}{v_{dc}} T_S \sin(\theta_r). \quad (5.16b)$$

Siempre que el vector de tensión de salida de referencia se encuentre dentro del hexágono mostrado en la Figura 5.5, los tiempos calculados en (5.16) cumplirán que:

$$t_1 + t_2 \leq T_S, \quad (5.17)$$

por lo que el tiempo residual, hasta alcanzar la duración total del periodo de conmutación, es destinado a la aplicación de los vectores nulos \vec{V}_0 y \vec{V}_7 . La filosofía empleada para obtener las ecuaciones de (5.16) es idéntica en todas las variantes existentes de la técnica SVM. La única diferencia entre las distintas técnicas estriba

en la colocación y duración de los vectores nulos, lo cual da lugar a ecuaciones diferentes para el cálculo de los tiempos t_0 y t_7 en cada método. Sin embargo, con independencia de la técnica utilizada, se debe cumplir que:

$$t_{0,7} = t_0 + t_7 = T_S - t_1 - t_2, \quad (5.18)$$

Las distintas estrategias para determinar la duración de los dos vectores nulos [5.7][5.26][5.27][5.14][5.28] están íntimamente ligadas con las técnicas utilizadas en la modulación ZSS-PWM. De hecho, como indica (5.15), el reparto de tiempo entre los vectores nulos no afecta al vector de tensión sintetizado a la salida del inversor, y únicamente modifica el valor de la tensión de flotación del bus de continua [5.29]. Así, si se supone que el vector de tensión de referencia se encontrase en la Región 1 de la Figura 5.5, y utilizando la ecuación (5.9), el promediado local de la tensión de flotación del bus valdría:

$$v_{0n} = \frac{1}{T_S} \left(-t_0 + \frac{1}{3}t_1 - \frac{1}{3}t_2 + t_7 \right) \quad [p.u.], \quad (5.19)$$

donde es posible observar que el reparto de tiempos entre los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 modifica el valor de dicha tensión de flotación.

En la Figura 5.7 se han representado las formas de onda características de las tensiones del inversor durante un periodo de conmutación. Como muestra esta figura, para evitar conmutaciones simultaneas de las ramas, los vectores generadores normalmente se aplican centrados en el periodo de conmutación. Considerando unos valores determinados de t_1 y t_2 , la Figura 5.7a representa una situación en la que t_0 y t_7 son iguales. Este reparto de los vectores nulos ofrece los mismos resultados que la técnica de modulación SVPWM. La Figura 5.7b representa una situación en la que t_7 es cero. En este caso, los resultados obtenidos coinciden con los de la aplicación de la técnica DPWMMAX. La Figura 5.7c representa una situación en la que t_0 es cero, y los resultados obtenidos coinciden con los de la técnica DPWMMIN. Como es posible apreciar, el valor medio de las tensiones de salida durante un periodo de conmutación es el mismo para los tres casos, aunque la composición armónica de estas tensiones varía de un caso a otro, lo cual determinará el rizado de la corriente de salida. El método de SVM más empleado es el que utiliza una partición equitativa de los vectores nulos, donde los tiempos de dichos se calculan como:

$$t_0 = t_7 = \frac{T_S - t_1 - t_2}{2}. \quad (5.20)$$

Como indica la Figura 5.7a, si se considera que el vector de referencia se encuentra en la Región 1, los tiempos de conmutación de cada rama del inversor, medidos éstos respecto al origen del periodo de conmutación, valen:

$$t_{Fc(off)} = \frac{1}{2}t_0 \quad ; \quad t_{Fb(off)} = \frac{1}{2}(t_0 + t_2) \quad ; \quad t_{Fa(off)} = \frac{1}{2}(t_0 + t_1 + t_2), \quad (5.21a)$$

$$t_{Fc(on)} = T_S - t_{Fc(off)} \quad ; \quad t_{Fb(on)} = T_S - t_{Fb(off)} \quad ; \quad t_{Fa(on)} = T_S - t_{Fa(off)}. \quad (5.21b)$$

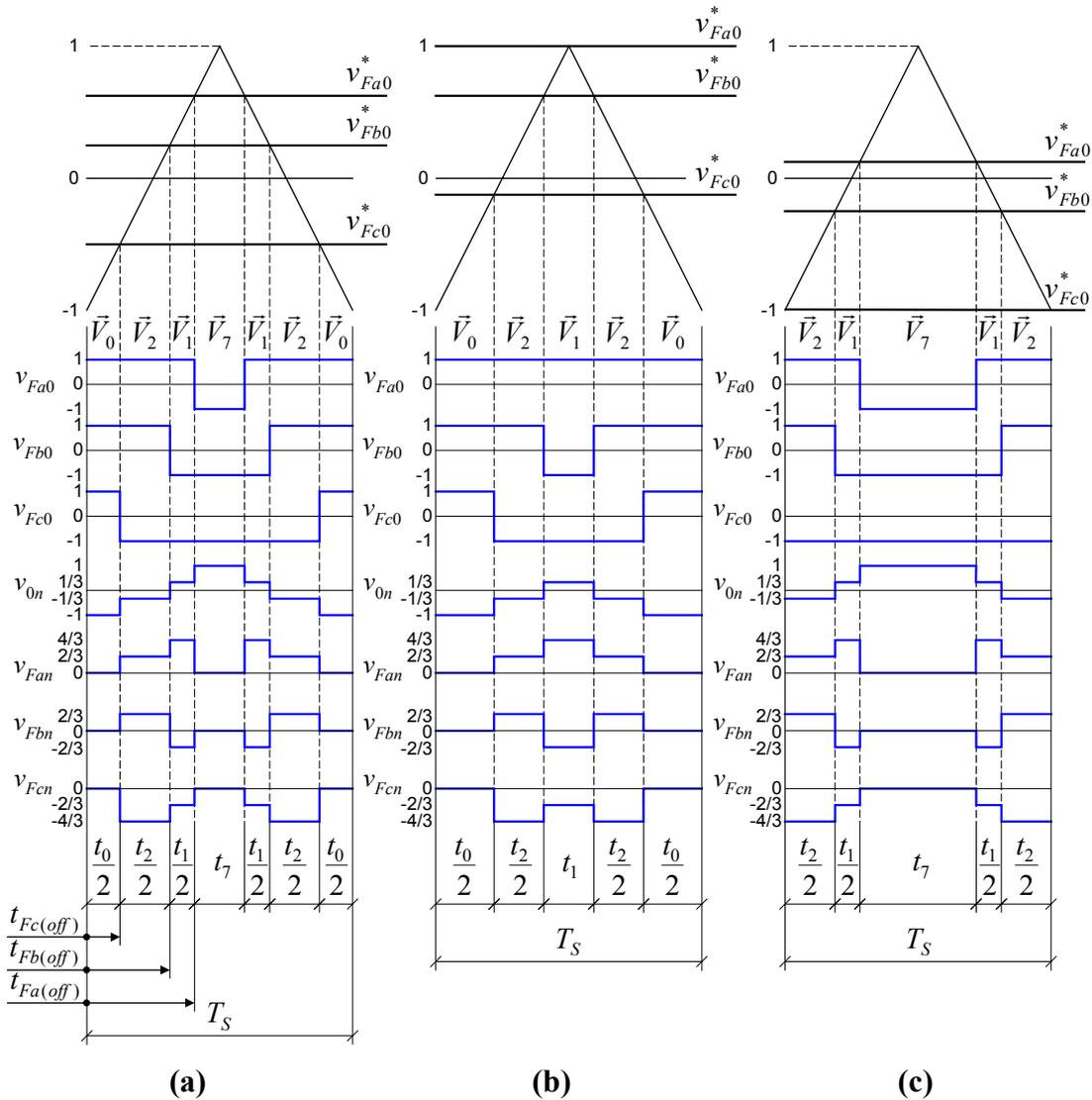


Figura 5.7. Tensiones sintetizadas mediante SVM, normalizadas a $v_{dc}/2$, en un periodo de modulación para diferentes repartos de los vectores nulos.

En SVM con reparto equitativo de vectores nulos, los tiempos de aplicación de los vectores de tensión se obtienen, de manera general, mediante las ecuaciones mostradas en (5.16) y (5.20), y posteriormente, en función de la región en que se encuentre el vector de referencia, la secuenciación de los instantes de conmutación de las tres ramas son obtenidos mediante la aplicación selectiva de los términos que constituyen la matriz de (5.22).

$$\begin{bmatrix} t_{Fa(off)} \\ t_{Fb(off)} \\ t_{Fc(off)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Region1} & \text{Region2} & \text{Region3} & \text{Region4} & \text{Region5} & \text{Region6} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{1}{2}t_0 \\ \frac{1}{2}t_1 \\ \frac{1}{2}t_2 \end{bmatrix} \tag{5.22}$$

Finalmente, los tiempos obtenidos en (5.22) deben ser traducidos al correspondiente formato requerido por una unidad digital de comparación, la cual se encargará de generar las señales de control de los transistores de las ramas. Generalmente, la operación de esta unidad se basa en la comparación del valor del registro aportado como referencia con el de un contador-descontador que trabaja a frecuencia constante. Por tanto, la traducción de los tiempos mostrados en (5.22) a los valores de los registros de comparación se hará mediante sencillas funciones lineales. El funcionamiento de esta unidad de comparación recuerda mucho a la CB-PWM. En la Figura 5.7 se ha representado una portadora triangular y las señales moduladoras asociadas. En este caso, la relación entre los tiempos de conmutación resultantes de (5.22) y las señales moduladoras (normalizadas respecto a $v_{dc}/2$) que habría que usar en una CB-PWM para implementar la SVPWM sería:

$$v_{Fi0}^* = 4 \frac{t_{i(off)}}{T_s} - 1 \quad ; \quad i = \{a, b, c\}. \quad (5.23)$$

Mediante el cálculo vectorial expuesto en este apartado, se han determinado los tiempos de conmutación de las ramas del inversor para conseguir que la tensión de flotación del bus de continua adquiriera el valor deseado. Por tanto, en SVM, mediante la selección y reparto adecuados de los vectores nulos que deben ser aplicados en cada una de las regiones atravesadas por el vector de referencia, se pueden conseguir los mismos resultados que se obtenían cuando se aplicaban los distintos métodos de modulación continua y discontinua descritos en el apartado 5.1. De hecho, ha quedado patente que el reparto equitativo y simétrico de vectores nulos da lugar a los mismos resultados que la técnica SVPWM expuesta anteriormente, donde se conseguía que el rango lineal máximo en la síntesis de un sistema trifásico de sinusoides equilibradas fuese igual a $m_{max-lin} = 2/\sqrt{3} = 1,1547$.

5.3. Sobremodulación

Teniendo en cuenta que la modulación del inversor es uno de los puntos clave en las aplicaciones de electrónica de potencia, una revisión completa de dicha técnica debe cubrir el concepto de la *sobremodulación*. La sobremodulación, es una región de modulación asociada a valores elevados del índice de modulación, m , y en la cual, se pierde la relación lineal existente entre dicho índice de modulación y la amplitud de la componente fundamental de la tensión modulada en las ramas del inversor. En aplicaciones de filtrado activo, la región de sobremodulación resulta inaplicable (a no ser que se busque algún comportamiento particular), ya que la distorsión de baja frecuencia que aparece en la tensión de salida del inversor, hace imposible el control preciso de la corriente inyectada en la red. En otras aplicaciones, tales como el accionamiento de motores de inducción, en las que el control del primer armónico de la tensión o corriente resulta predominante, la región de sobremodulación es extensamente explotada [5.30][5.31].

En la literatura técnica se han propuesto diferentes enfoques con el objetivo de incrementar el rango de aplicación del inversor en fuente de tensión modulado en PWM [5.32][5.33][5.34]. Algunos de estos enfoques plantean la sobremodulación

como una extensión de la modulación basada en portadora (CB-PWM), mientras que en otros, se expone como una extensión de la modulación vectorial (SVM). En CB-PWM, el incremento de la señal de referencia más allá de la amplitud de la portadora triangular, da lugar a que se omitan algunos ciclos de conmutación, y en esos instantes, la tensión de la rama es igual a la tensión positiva o negativa del bus de continua, lo cual indica que el inversor se encuentra trabajando en sobremodulación. En este modo de trabajo, la tensión de salida del inversor muestra una elevada no-linealidad respecto a la señal de referencia, y para alcanzar el modo *6-step* en la tensión de salida, es necesario que la pendiente de la señal sinusoidal de referencia, en su paso por cero, sea superior a la pendiente de la portadora triangular. En SVM, la máxima amplitud del vector de referencia que da lugar a una modulación lineal en el inversor para cualquier posición del mismo es $|\vec{V}_{Fn}^*| = v_{dc}/\sqrt{2}$, el cual describe el círculo inscrito en el hexágono de la Figura 5.8, y corresponde a un índice de modulación $m_{max-lin} = 2/\sqrt{3}$. En los últimos algoritmos propuestos para trabajar dentro de la zona de sobremodulación con SVM, se modifica el módulo y/o el ángulo del vector de referencia para que siga existiendo una relación de linealidad entre el índice de modulación y la componente fundamental de la tensión que aparece a la salida del inversor [5.35][5.36]. El valor máximo que puede alcanzar el índice de modulación corresponde al modo de trabajo *6-step*, y su valor es $m_{6step} = 4/\pi = 1,273$. Lógicamente, el modo de trabajo *6-step* se consigue mediante la aplicación exclusiva y secuencial de los vectores activos, los cuales tienen una amplitud de $|\vec{V}_{1-6}| = \sqrt{2/3} v_{dc}$. Esta aplicación exclusiva de los vectores activos (sin uso de los vectores nulos), se dará en toda la zona de la región de sobremodulación que escapa fuera de los límites del hexágono de la Figura 5.8.

El algoritmo de sobremodulación en SVM más utilizado es el que presenta dos modos de operación, *Modo I* y *Modo II* [5.32], los cuales guardan correspondencia con las dos regiones señaladas en la Figura 5.9.

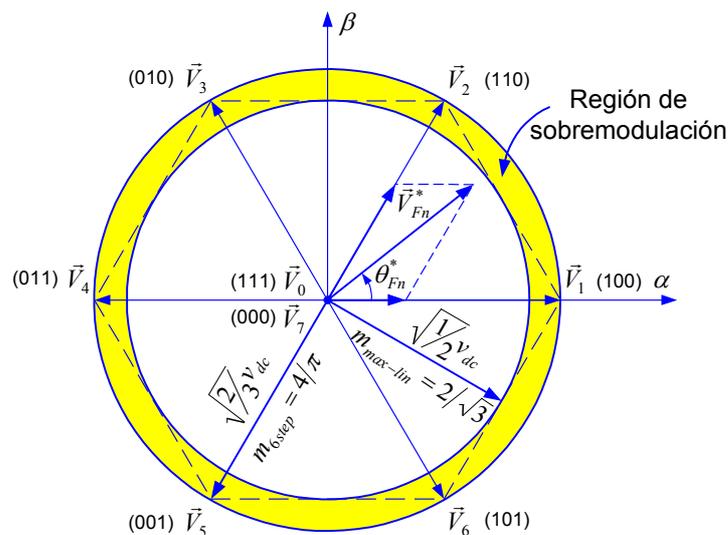


Figura 5.8. Región de sobremodulación en la representación vectorial.

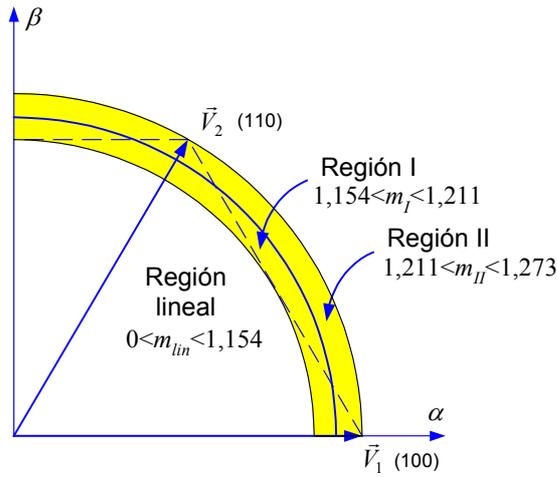


Figura 5.9. División de la región de sobremodulación.

Mediante el algoritmo de sobremodulación, se modificará el módulo y/o el ángulo del vector de referencia original, \vec{V}_{Fn}^* , para conseguir un nuevo vector de referencia, \vec{V}_{Fn}^{**} . Este vector de referencia modificado nunca escapará de los límites definidos por el hexágono de la Figura 5.8, y en las últimas versiones del algoritmo empleado para su cálculo, se persigue, además, que la amplitud del armónico fundamental de la tensión de salida guarde una relación lineal con el índice de modulación [5.35].

En la literatura técnica, no existe una justificación clara del origen de los valores límites del índice de modulación que determinan el campo de aplicación de cada uno de los dos modos de sobremodulación anteriormente citados. Además, en ciertas exposiciones llegan a aparecer contradicciones en la descripción del proceso de conmutación del inversor cuando éste se encuentra en el *Modo II* de sobremodulación [5.32]. Por este motivo, el Autor presenta a continuación una nueva interpretación de estos modos de sobremodulación, y propone nuevos algoritmos para conseguir la linealización de los mismos.

5.3.1. Sobremodulación linealizada en Modo I

En este modo de sobremodulación, el algoritmo de cálculo modifica el módulo del vector de referencia original ($|\vec{V}_{Fn}^{**}| \neq |\vec{V}_{Fn}^*|$), dejando inalterado el ángulo del mismo ($\theta_{Fn}^{**} = \theta_{Fn}^*$). Haciendo alusión a la Figura 5.10a, si el vector de referencia original (\vec{V}_{Fn}^*) describe un lugar geométrico circular que escapa fuera de los límites del hexágono, el algoritmo de cálculo establecerá una nueva trayectoria, también circular y mayor que la original, para el vector de referencia modificado (\vec{V}_{Fn}^{**}).

Para describir la evolución del vector de referencia modificado, se utilizará un sistema de referencia rotativo en el que el eje d se encuentra sincronizado permanentemente con el vector de referencia original. En *Modo I*, al ser $\theta_{Fn}^* = \theta_{Fn}^{**}$, la proyección sobre el eje d del vector modificado coincide con su amplitud.

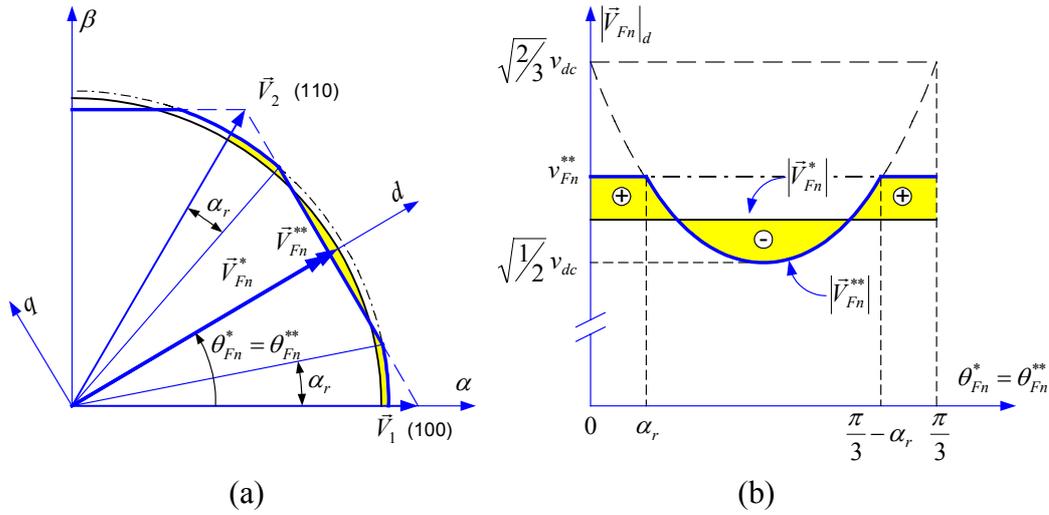


Figura 5.10. Sobremodulación en *Modo I* ($1,154 < m_t^* < 1,211$).

En la Figura 5.10a, la trayectoria seguida por el vector de referencia modificado en el *Modo I* de sobremodulación se ha resaltado mediante trazo grueso, mientras que la trayectoria descrita por el vector de referencia original se dibuja en trazo más fino. En el intervalo angular $0 \leq \theta_{Fn}^* < \alpha_r$, el vector de referencia modificado seguirá una trayectoria circular, cuyo radio v_{Fn}^{**} es superior al de la circunferencia descrita por el vector de referencia original. En el intervalo angular $\alpha_r \leq \theta_{Fn}^* < \pi/3 - \alpha_r$, en el cual la nueva trayectoria circular sobrepasa los límites del hexágono, el inversor se satura, y el vector de referencia modificado evolucionará siguiendo el lado de dicho hexágono. Finalmente, en el intervalo angular $\pi/3 - \alpha_r \leq \theta_{Fn}^* < \pi/3$, el vector de referencia modificado discurrirá otra vez a lo largo de la nueva trayectoria circular.

En la Figura 5.10b, se muestra la proyección sobre el eje d del vector de referencia modificado, la cual coincide con su módulo, cuando éste avanza a lo largo del sextante de la Figura 5.10a. Las expresiones que determinan la evolución del módulo del vector de referencia modificado en función de la posición angular del mismo son:

$$|\vec{V}_{Fn}^{**}| = v_{Fn}^{**} \quad , \text{ si } \theta_{Fn}^* \leq \alpha_r \text{ o } \theta_{Fn}^* \geq \frac{\pi}{3} - \alpha_r ; \quad (5.24a)$$

$$|\vec{V}_{Fn}^{**}| = \frac{v_{dc}}{\sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{Fn}^*\right)} \quad , \text{ si } \alpha_r \leq \theta_{Fn}^* \leq \frac{\pi}{3} - \alpha_r . \quad (5.24b)$$

Para el cálculo de los tiempos de aplicación de los vectores de tensión en cada instante, se emplearán las expresiones (5.16) y (5.20). Cuando el vector de referencia modificado discurra sobre el lado del hexágono ($\alpha_r \leq \theta_{Fn}^* < \pi/3 - \alpha_r$), la expresión (5.20) ofrecerá resultados inverosímiles para los tiempos de aplicación de los vectores nulos, por lo que éstos serán despreciados, y los tiempos de los dos vectores activos se reescalarán para que ocupen todo el periodo de conmutación [5.32].

Por tanto, en el intervalo angular $\alpha_r \leq \theta_{Fn}^* < \pi/3 - \alpha_r$, los tiempos de aplicación de los vectores de tensión serán:

$$t_1' = \frac{t_1}{t_1 + t_2} ; \quad t_2' = \frac{t_2}{t_1 + t_2} ; \quad t_{0,7} = 0, \quad (5.25)$$

Según indica la Figura 5.10b, para conseguir que exista una relación lineal entre el índice de modulación original y la amplitud del primer armónico de la tensión modulada que aparece a la salida del inversor, se debe cumplir la ecuación (5.26), es decir, el exceso de amplitud impuesto en la tensión modulada de salida cuando el vector de referencia original se encuentra próximo a los vértices del hexágono, debe ver compensado por la disminución de amplitud que experimenta dicha tensión cuando el inversor se encuentra saturado.

$$|\vec{V}_{Fn}^*| = \frac{3}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_r} v_{Fn}^{**} d\theta_{Fn}^* + \int_{\alpha_r}^{\pi/3 - \alpha_r} \frac{v_{dc}}{\sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{Fn}^*\right)} d\theta_{Fn}^* + \int_{\alpha_r}^{\pi/3 - \alpha_r} v_{Fn}^{**} d\theta_{Fn}^* \right] \quad (5.26)$$

Teniendo en cuenta que el radio de la nueva trayectoria circular asignada al vector de referencia modificado puede ser expresado como:

$$v_{Fn}^{**} = \frac{v_{dc}}{\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_r\right)}, \quad (5.27)$$

la integral de (5.26) da como resultado:

$$|\vec{V}_{Fn}^*| = \frac{3\sqrt{2} v_{dc}}{\pi} \left[\frac{\alpha_r}{\sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_r\right)} - \ln\left(\tan\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha_r}{2}\right)\right) \right], \quad (5.28)$$

donde queda recogida la relación existente entre la amplitud del vector de referencia original y el ángulo de control α_r .

En el *Modo I* de sobremodulación, la máxima amplitud que se puede conseguir para el vector de referencia original se da cuando $\alpha_r = 0$, es decir, cuando el vector de referencia modificado discurre exclusivamente sobre los lados del hexágono. Esta amplitud máxima es:

$$|\vec{V}_{Fn}^*|_{(Modo I)}^{max} = \frac{3 \ln(3)}{\sqrt{2} \pi} v_{dc}, \quad (5.29)$$

lo que equivale a un ciclo de trabajo:

$$m_{I-max}^* = \frac{2}{v_{dc}} \sqrt{\frac{2}{3}} |\vec{V}_{Fn}^*|_{(Modo I)}^{max} = 1,2114. \quad (5.30)$$

Lógicamente, en esta situación límite, la trayectoria circular del vector de referencia modificado circunscribirá el hexágono de la Figura 5.8, por lo que:

$$v_{Fn-max}^{**} = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc}. \quad (5.31)$$

Por tanto, el *Modo I* de sobremodulación se aplicará desde el final de la zona lineal hasta el límite establecido por (5.30), es decir:

$$\text{Rango } \textit{Modo I}: \quad 1,154 \leq m_I^* \leq 1,211. \quad (5.32)$$

Si las ecuaciones (5.27) y (5.28) se expresan en la forma de índices de modulación se obtiene que:

$$m_I^* = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \left[\frac{\alpha_r}{\sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_r\right)} - \ln\left(\tan\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha_r}{2}\right)\right) \right], \quad (5.33a)$$

$$m_I^{**} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_r\right)}, \quad (5.33b)$$

donde m_I^* es el índice de modulación original, y m_I^{**} es el índice de modulación corregido que habría que aplicar al inversor para que exista correspondencia entre el citado índice de modulación original y la amplitud del primer armónico de la tensión modulada en la salida del inversor. Lógicamente, si al inversor se le aplica el índice de modulación m_I^* , llegará un instante, en $\theta_{Fn}^* = \alpha_r$, en el que la trayectoria circular descrita por el vector de referencia modificado escapará fuera de los límites del hexágono. A partir de ese momento, y hasta que el vector de referencia modificado vuelva a entrar dentro del hexágono, se aplicarán las expresiones de (5.25) para el cálculo de los tiempos de los vectores activos, con lo que el vector de referencia modificado evolucionará siguiendo el lado del hexágono.

Si fuese posible despejar el ángulo de control α_r de (5.33a), y sustituirlo en (5.33b), entonces sería factible obtener una expresión analítica que linealizaría el comportamiento del inversor en el *Modo I* de sobremodulación, sin embargo, su utilización en tiempo real sería inadecuada, ya que consumiría muchos recursos de procesado. Por tanto, en (5.33), resulta más lógico realizar un barrido del ángulo de control α_r entre 0 y $\pi/6$ rad para obtener una tabla, que se almacenará en el sistema procesador, y que determinará la corrección necesaria del índice de modulación en el *Modo I* de sobremodulación. En la Figura 5.11 se han representado las funciones de (5.33) y se ha esquematizado el proceso de corrección que se realizaría mediante la tabla anteriormente citada.

Por último, en la Figura 5.12 se han representado las formas de onda correspondientes a dos puntos de trabajo situados en la *Región I* de sobremodulación.

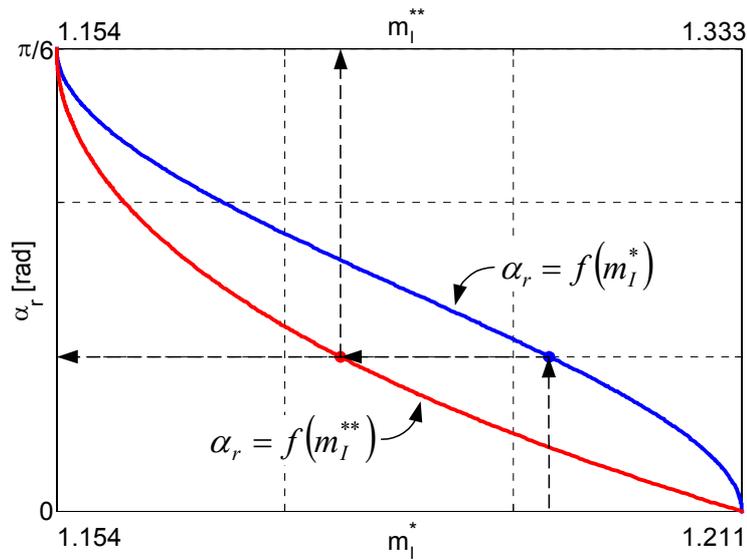


Figura 5.11. Corrección del ciclo de trabajo en el *Modo I* de sobremodulación.

Para generar las formas ondas de la Figura 5.12 se ha supuesto que la tensión de referencia de la fase *a* es:

$$v_{Fan}^* = m_l^* \frac{v_{dc}}{2} \cos(\omega t), \tag{5.34}$$

estando las tensiones de las otras fases convenientemente desfasadas respecto a ella. En estas condiciones se cumplirá que $\theta_{Fn}^* = \omega t$, con lo que la posición angular de los vectores activos coincide con la indicada en la parte superior de las figuras. Las formas de onda aquí representadas corresponden con el promediado local de la tensión de salida de la fase *a* (v_{Fan}), de la tensión de la rama *a* (v_{Fa0}), y de la tensión de flotación del bus de continua (v_{0n}).

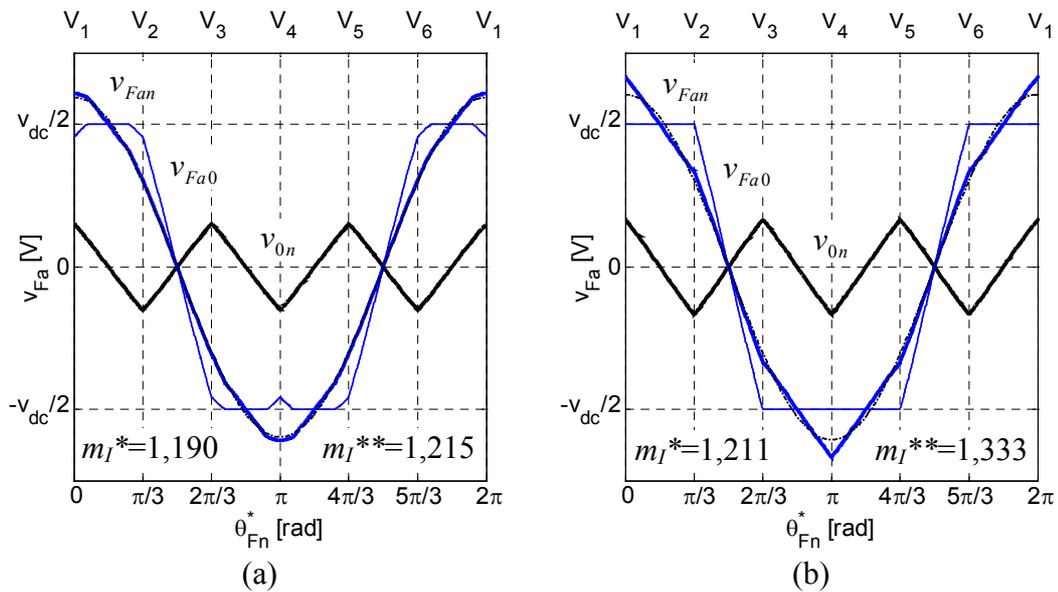


Figura 5.12. Formas de onda en *Modo I* de sobremodulación.

En la Figura 5.12, también se ha representado, mediante un trazo discontinuo prácticamente inapreciable, el armónico fundamental de la tensión de salida de la fase *a*. La Figura 5.12a corresponde a un punto intermedio del *Modo I* de sobremodulación, mientras que la Figura 5.12b corresponde con el límite superior de dicho modo.

A pesar de que convencionalmente el *Modo I* de sobremodulación se ha planteado en la literatura técnica bajo una interpretación vectorial [5.32][5.35], las formas de onda de la Figura 5.12 muestran que este modo de trabajo resulta de la extensión del índice de modulación por encima de su límite lineal cuando se utiliza la modulación basada en portadora SVPWM, la cual requiere una potencia de cálculo mucho menor que la necesaria cuando se utiliza el enfoque vectorial. Además, mediante las funciones de linealización anteriormente expuestas, es posible extender el rango lineal de inversor (aludiendo únicamente a la componente fundamental) sin tener que calcular ángulos de control, ni tiempos de aplicación de los vectores de tensión.

5.3.2. Sobremodulación linealizada en Modo II

En este modo de sobremodulación, el algoritmo de cálculo modifica tanto el módulo del vector de referencia original ($|\vec{V}_{Fn}^{**}| \neq |\vec{V}_{Fn}^*|$), como el ángulo del mismo ($\theta_{Fn}^{**} \neq \theta_{Fn}^*$). En el rango de operación en *Modo II*, la trayectoria del vector de referencia modificado cambiará gradualmente desde el seguimiento continuo de los lados del hexágono ($m_{II}=1,211$), hasta alcanzar el modo de operación 6-step ($m_{II}=1,273$).

En la Figura 5.13, la trayectoria seguida por el vector de referencia modificado en el *Modo II* de sobremodulación se ha resaltado mediante trazo grueso, mientras que la trayectoria seguida por el vector de referencia original se dibuja en trazo más fino.

Haciendo alusión a la Figura 5.13, y suponiendo que el vector de referencia original avanza con velocidad angular constante desde $\theta_{Fn}^* = 0$ hasta $\theta_{Fn}^* = \pi/6$, el principio de operación del *Modo II* de sobremodulación se puede describir de la siguiente forma: **i)** Primeramente, el vector de referencia modificado se enclava en el vértice inferior del hexágono durante el tiempo en que el vector de referencia original recorre el intervalo angular $0 \leq \theta_{Fn}^* < \alpha_h$, quedando así retrasado respecto a la posición que ocupa este último. **ii)** Posteriormente, cuando el vector de referencia original recorre el intervalo $\alpha_h \leq \theta_{Fn}^* < \pi/3 - \alpha_h$, el vector de referencia modificado evolucionará, siguiendo el lado del hexágono, del vértice inferior al superior del mismo. En este intervalo, la velocidad angular del vector de referencia modificado es superior a la del vector de referencia original, quedando finalmente adelantado respecto a la posición de este último. **iii)** Por último, cuando el vector de referencia original recorre el intervalo angular $\pi/3 - \alpha_h \leq \theta_{Fn}^* < \pi/3$, el vector de referencia modificado permanecerá enclavado en el vértice superior del hexágono hasta que el vector de referencia original le dé alcance.

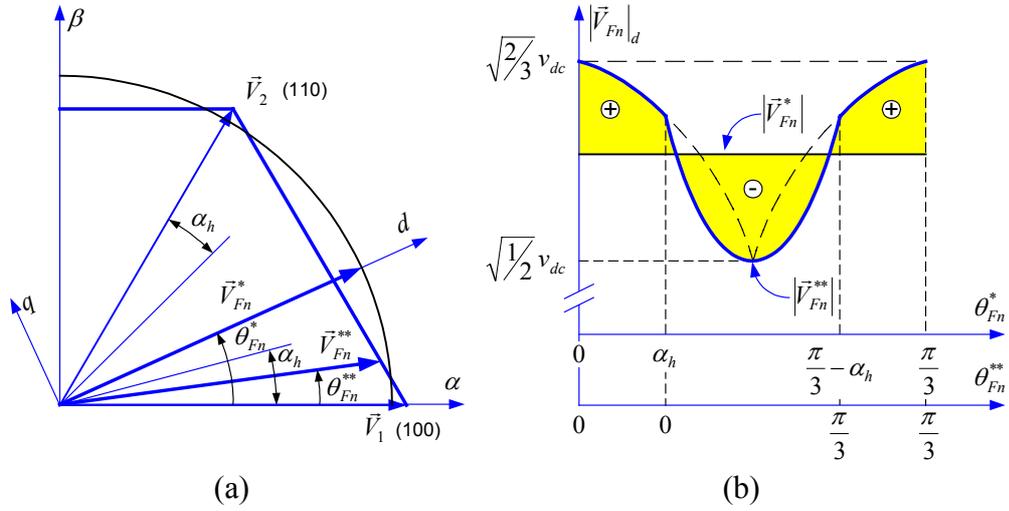


Figura 5.13. Sobremodulación en *Modo II* ($1,211 < m_{II}^* < 1,273$).

En el comienzo de la región del *Modo II* de sobremodulación, la cual coincide con el final de la región del *Modo I*, el ángulo de enclavamiento α_h es igual a cero, y el vector de referencia modificado avanza de manera continua, solidario con el vector de referencia original, a lo largo de los lados del hexágono. A medida que aumenta la amplitud del vector de referencia original, también aumentará el valor del ángulo de enclavamiento α_h . El final del *Modo II* de sobremodulación se alcanza cuando $\alpha_h = \pi/6$, lo que implica que el inversor se encuentre trabajando en modo *6-step*.

Para analizar la tensión generada a la salida del inversor durante un sextante se utiliza un sistema de referencia rotativo en el que su eje d está permanentemente sincronizado con el vector de referencia original. Si el vector de referencia modificado se proyecta sobre el eje d de este sistema de referencia síncrono, el valor medio de dicha proyección guarda una relación directa con la amplitud de la componente fundamental de la tensión que aparece a la salida del inversor. En la Figura 5.13b se muestra la proyección sobre el eje d del vector de referencia modificado a medida que el vector de referencia original avanza a lo largo del sextante de la Figura 5.13a.

Es preciso resaltar que en el *Modo II* de sobremodulación, el vector de referencia modificado y el eje d no mantienen permanentemente la misma posición angular, y por tanto, la proyección del dicho vector sobre este eje no coincidirá con el módulo del mismo. Cuando el vector de referencia modificado permanece enclavado en el vértice inferior del hexágono, su proyección sobre el eje d vale:

$$|\vec{V}_{Fn}^{**}|_d = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \cos(\theta_{Fn}^*) \quad , \text{ si } 0 \leq \theta_{Fn}^* \leq \alpha_h . \quad (5.35)$$

En la situación límite que determina el final de la región de sobremodulación en *Modo II*, el ángulo de enclavamiento presentará el valor $\alpha_h = \pi/6$, con lo que el inversor trabajará en modo *6-step*. Para este valor del ángulo de enclavamiento, y teniendo en cuenta la simetría en el comportamiento del vector de referencia

modificado respecto a la bisectriz del sextante, el valor medio de la proyección de este vector sobre el eje d , cuando dicho eje recorre la totalidad del sextante, se calculará mediante la integral mostrada en (5.36). Lógicamente, el resultado de esta integral determina la amplitud máxima que puede presentar del vector de referencia original en el *Modo II* de sobremodulación.

$$\left| \vec{V}_{Fn}^* \right|_{\max (Modo II)} = 2 \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/6} \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \cos(\theta_{Fn}^*) d\theta_{Fn}^* = \frac{\sqrt{6}}{\pi} v_{dc} \quad (5.36)$$

Basándose la expresión (5.36), el valor máximo del índice de modulación en *Modo II* de sobremodulación es:

$$m_{II-max}^* = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{2}{3}} \left| \vec{V}_{Fn}^* \right|_{\max (Modo II)} = \frac{4}{\pi} = 1,273, \quad (5.37)$$

el cual guarda una correspondencia directa con la amplitud del primer armónico de la tensión de salida del inversor cuando éste trabaja en modo *6-step*.

Cuando el vector de referencia modificado abandona el vértice inferior del hexágono, y se desplaza a lo largo del lado del mismo, su módulo viene determinado por:

$$\left| \vec{V}_{Fn}^{**} \right| = \frac{v_{dc}}{\sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{Fn}^{**}\right)}, \quad \text{si } 0 \leq \theta_{Fn}^{**} \leq \frac{\pi}{6}. \quad (5.38)$$

Entonces, durante este intervalo angular, la proyección del vector de referencia modificado sobre el eje d vale:

$$\left| \vec{V}_{Fn}^{**} \right|_d = \frac{\cos(\theta_{Fn}^* - \theta_{Fn}^{**})}{\sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{Fn}^{**}\right)} v_{dc}, \quad \text{si } 0 \leq \theta_{Fn}^{**} \leq \frac{\pi}{6}. \quad (5.39)$$

Para que el vector de referencia modificado alcance el vértice superior del hexágono cuando el vector de referencia original ocupe la posición angular $\theta_{Fn}^* = \pi/3 - \alpha_h$, es necesario que se cumpla la siguiente relación:

$$\theta_{Fn}^{**} = \frac{\pi}{6} \left(\frac{\theta_{Fn}^* - \alpha_h}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \right). \quad (5.40)$$

Por tanto, la expresión final de la proyección sobre el eje d del vector de referencia modificado cuando este último recorre el lado del hexágono es:

$$\left| \vec{V}_{Fn}^{**} \right|_d = \frac{v_{dc}}{\sqrt{2}} \frac{\cos\left(\alpha_h \left[\frac{\frac{\pi}{6} - \theta_{Fn}^*}{\alpha_h - \frac{\pi}{6}} \right]\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3} \left[\frac{3\alpha_h - \theta_{Fn}^* - \frac{\pi}{3}}{2\alpha_h - \frac{\pi}{3}} \right]\right)}, \quad \begin{aligned} & \text{si } 0 \leq \theta_{Fn}^{**} \leq \frac{\pi}{6}, \\ & \text{ó } \alpha_h \leq \theta_{Fn}^* \leq \frac{\pi}{6}. \end{aligned} \quad (5.41)$$

En base a (5.35) y (5.41), la integral que relaciona el módulo del vector de referencia original con el ángulo de enclavamiento es:

$$|\vec{V}_{Fn}^*| = 2 \frac{3}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_h} \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \cos(\theta_{Fn}^*) d\theta_{Fn}^* + \int_{\alpha_h}^{\pi/6} \frac{v_{dc}}{\sqrt{2}} \frac{\cos\left(\alpha_h \left[\frac{\pi/6 - \theta_{Fn}^*}{\alpha_h - \pi/6} \right]\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3} \left[\frac{3\alpha_h - \theta_{Fn}^* - \pi/3}{2\alpha_h - \pi/3} \right]\right)} d\theta_{Fn}^* \right]. \quad (5.42)$$

La resolución analítica de esta integral resulta sumamente compleja, pero si dicha integral se resuelve mediante integración numérica, haciendo un barrido de α_h entre 0 y $\pi/6$, es posible obtener una aproximación de excelente precisión como la mostrada en (5.43a). La transformación de esta última expresión al correspondiente índice de modulación conduce a (5.43b), la cual permite construir una tabla, que será almacenada en el sistema procesador, para determinar el ángulo de enclavamiento necesario en función del índice de modulación aplicado en el *Modo II* de sobremodulación. La Figura 5.14 muestra la representación gráfica de esta tabla.

$$|\vec{V}_{Fn}^*| = (-0,136\alpha_h^2 + 0,1438\alpha_h + 0,7418)v_{dc} \quad (5.43a)$$

$$m_{II}^* = -0,2222\alpha_h^2 + 0,2349\alpha_h + 1,2113 \quad (5.43b)$$

En este modo de sobremodulación, los tiempos de aplicación de los vectores activos de tensión, cuando $\alpha_h \leq \theta_{Fn}^* \leq \pi/3 - \alpha_h$, vienen determinados por (5.25). En la Figura 5.15 se muestran el promediado local de las formas de onda correspondientes a dos situaciones de sobremodulación en *Modo II*. La Figura 5.15a representa un punto intermedio de esta región de sobremodulación, mientras que la Figura 5.15b corresponde a la situación límite, cuando el inversor trabaja en modo *6-step*. A pesar de que la literatura técnica trata la sobremodulación en *Modo II* desde un punto de vista vectorial, las formas de onda mostradas en la Figura 5.15 se pueden obtener

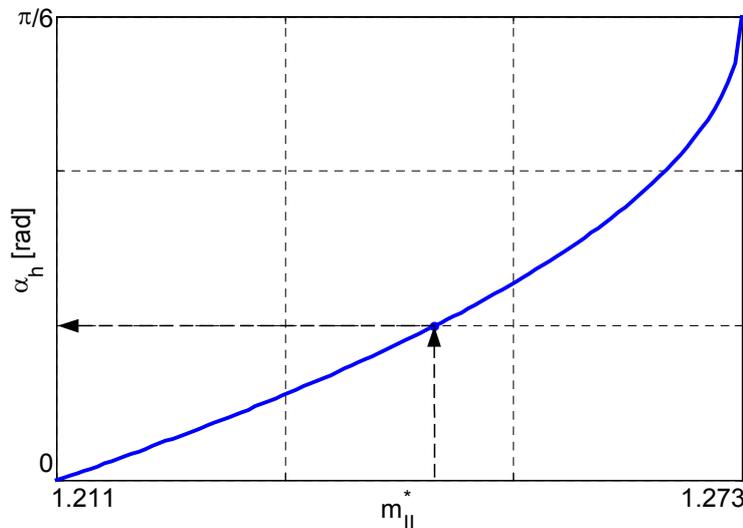


Figura 5.14. Determinación de α_h en el *Modo II* de sobremodulación.

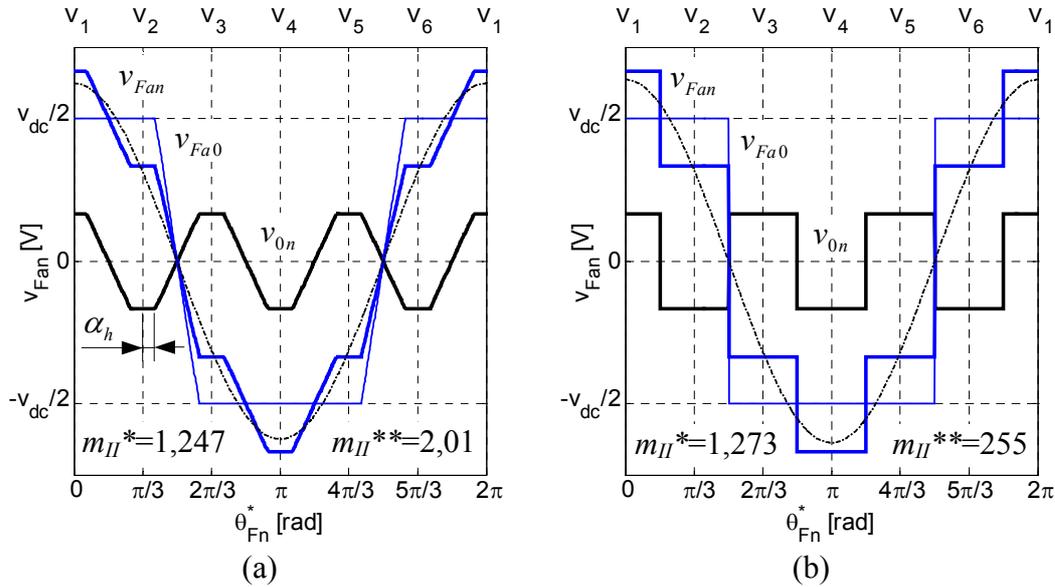


Figura 5.15. Formas de onda de *Modo II* de sobremodulación.

mediante la extensión del índice de modulación en SVPWM más allá del límite establecido anteriormente para el final del *Modo I*, lo cual simplifica enormemente los cálculos asociados con la sobremodulación del convertidor.

Haciendo alusión a la Figura 5.15, cuando el vector de tensión de referencia se encuentra en el segundo sextante, la tensión de salida se sintetizará mediante la aplicación de los vectores \vec{V}_2 y \vec{V}_3 . Para ese mismo sextante, si se aplicase el método de modulación vectorial basado en portadora que se expone en el Apartado 5.5, la tensión de referencia para la rama *a* sería:

$$v_{Fa0}^* = \frac{1}{2} (2v_{Fan}^* - v_{Fbn}^* - v_{Fcn}^*). \quad (5.44)$$

Para satisfacer lo especificado en la ecuación (5.43b), y así linealizar la respuesta del convertidor en el *Modo II* de sobremodulación, es preciso modificar la amplitud del vector original de referencia de forma que se cumpla que:

$$v_{Fa0}^{**} \Big|_{\theta_{Fn}^* = \frac{\pi}{3} + \alpha_h} = \frac{v_{dc}}{2} = m_{II}^{**} \frac{v_{dc}}{4} [2 \cos(\alpha_h + \frac{\pi}{3}) - \cos(\alpha_h - \frac{\pi}{3}) - \cos(\alpha_h + \pi)], \quad (5.45)$$

con lo que el índice de modulación corregido que da lugar al ángulo de enclavamiento determinado por (5.43b) es:

$$m_{II}^{**} = \frac{4}{3 \cos(\alpha_h) - \sqrt{3} \sin(\alpha_h)}. \quad (5.46)$$

En modo *6-step* el ángulo de enclavamiento vale $\alpha_h = \pi/6$, por lo que, según (5.46), el índice de modulación corregido sería igual a infinito. Sin embargo, en una aplicación real de modulación basada en portadora, el modo *6-step* se alcanza cuando la pendiente de la señal moduladora, en su paso por cero, es superior a la pendiente

de la portadora triangular. Esto implica que el modo de trabajo *6-step* se alcanzará siempre que se cumpla que:

$$m_{II}^{**} \geq \frac{2 f_S}{\pi f_F}, \quad (5.47)$$

donde f_S es la frecuencia de la portadora triangular y f_F es la frecuencia fundamental de la tensión de salida de salida el inversor. Para la situación descrita por la Figura 5.15b, donde $m_{II}^{**} = 255$, se ha considerado que $f_S=20\text{kHz}$ y $f_F=50\text{Hz}$.

5.4. El uso de las coordenadas α - β - γ en la modulación vectorial

A pesar de la connotación espacial evidenciada en la designación de la modulación vectorial (SVM – *Space Vector Modulation*), la mayoría de las aplicaciones de la misma se basan en una concepción bidimensional del sistema de tensiones a generar. Probablemente, el origen de este enfoque se basa en la clásica aplicación del inversor trifásico para generar las tensiones de alimentación del motor de inducción. La teoría de vectores espaciales [5.37], y el método de orientación de campo (FOC – *Field Orientation Control*) [5.38] constituyen las bases de las técnicas de los sistemas modernos de control de altas prestaciones para el motor de inducción. En el planteamiento de estas técnicas, se asume que el motor no consume corriente homopolar, lo cual permite utilizar un tratamiento bidimensional en el desarrollo de las mismas. La ausencia de circulación de corriente homopolar por el motor implica que la componente homopolar de tensión que genera el inversor que lo alimenta, respecto al punto neutro (real o virtual) del mismo, es también nula. Bajo estas condiciones, las tensiones de salida del inversor se encuentran relacionadas mediante la ecuación (5.11), lo que ha propiciado que el problema de la modulación del inversor se haya abordado convencionalmente bajo un punto de vista bidimensional.

Bajo las condiciones descritas, la expresión de las tensiones de salida del inversor (aquellas medidas respecto al neutro de la carga) en la base natural a - b - c no reporta ninguna ventaja, ya que en este juego de tensiones sólo existen dos variables independientes, quedando la tercera automáticamente determinada mediante (5.11). Por este motivo, el sistema de tensiones de salida en la base natural a - b - c se transforma a la base artificial α - β - γ , en el cual, la componente del eje γ (homopolar) siempre es nula, y las componentes α - β recogen toda la información acerca del sistema trifásico de tensiones de salida. En principio, este planteamiento simplifica la concepción del sistema trifásico de tensiones, sin embargo, cuando se estudian las tensiones de las ramas del inversor (aquellas medidas respecto al punto intermedio del bus de continua) se observa, tal y como indica la Tabla 5.1, que ninguno de los posibles vectores generadores del inversor se encuentra contenido en el plano α - β . Teniendo en cuenta que la acción de la componente homopolar juega aquí un papel primordial a la hora de aprovechar adecuadamente los recursos del bus de continua, el significado físico de dicha componente de tensión se pierde cuando se trabaja exclusivamente con las coordenadas α - β .

En el momento en que la aplicación para la cual se está utilizando el inversor no responda a (5.11), es decir, cuando pueda existir circulación de corrientes homopolares, la utilización de las coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$ no ofrece ninguna ventaja particular, ya que se estará trabajando con tres variables independientes que perfectamente podrían haber sido expresadas sobre las coordenadas originales $a\text{-}b\text{-}c$, sin necesidad de haber tenido que realizar los cálculos asociados con este cambio de base. Esta situación resulta común cuando se trabaja con inversores de cuatro hilos, en los cuales el control de la componente homopolar de corriente inyectada juega un papel importante. En estos casos, un enfoque bidimensional del sistema resulta poco práctico.

Como se indicó en el Capítulo 4, el inversor de tres ramas con condensador repartido (TLSC) encuentra una gran aceptación en aplicaciones de filtrado activo en redes de cuatro hilos debido a la sencillez de su modulación. Existen ciertos trabajos técnicos que aplican SVM sobre las coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$ para la modulación de este inversor [5.39]. A juicio del Autor, no existe una justificación clara del empleo de este método, ya que el convertidor TLSC no permite la flotación del bus de continua respecto al punto neutro del sistema de carga, y además, al estar trabajando con tres variables independientes de tensión de salida, el empleo del sistema de referencia artificial $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$ únicamente complica los cálculos asociados con la modulación del convertidor.

En el Capítulo 4, también se destacó que el inversor de cuatro ramas en puente completo (FLFB) ofrecía excelentes prestaciones en aplicaciones de filtrado activo en redes de cuatro hilos. En el momento de la escritura de esta Tesis, no existen demasiadas publicaciones referentes a la modulación de este inversor, y las existentes, aunque se aproximan a un planteamiento realmente tridimensional, plantean la modulación de este inversor como una extensión de la modulación del inversor de tres ramas en puente completo (TLFB), acotando el vector a generar entre dos planos $\alpha\text{-}\beta$ caracterizados por diferentes niveles de componente homopolar [5.8]. En el fondo, en estos casos se continúa intentando utilizar el enfoque bidimensional para poder resolver un problema tridimensional.

Como se expone en el Apartado 5.2, un planteamiento convencional de SVM conlleva calcular el módulo y el ángulo del vector de referencia, lo cual consume un elevado tiempo de procesado, al tener que procesarse las funciones de raíz cuadrada y arco tangente. Posteriormente, es necesario trabajar con funciones trigonométricas para determinar los tiempos de aplicación de los vectores activos, lo cual supone también un alto coste de procesado. En [5.6], se realiza un estudio detallado de los resultados obtenidos mediante este proceso de cálculo, y se llega a la conclusión de que el trabajo sobre las coordenadas naturales $a\text{-}b\text{-}c$ resulta más efectivo a la hora de determinar los tiempos de aplicación de los diferentes vectores activos de tensión. Además, una vez conocidos los tiempos de aplicación de estos vectores artificiales (vectores en el plano $\alpha\text{-}\beta$), es necesario reordenar la secuencia de aplicación de los mismos para obtener los instantes de conmutación de las diferentes ramas del inversor, y así conseguir sintetizar las tensiones de salida en la base natural $a\text{-}b\text{-}c$. La tabla utilizada para la secuenciación de estos instantes de conmutación se mostró en (5.22).

Teniendo en cuenta que el método convencional de SVM implica tener que trabajar finalmente sobre la base natural a - b - c , y siendo conscientes de que los resultados obtenidos mediante la modulación estándar SVM coinciden con lo que se obtendrían mediante el uso apropiado de la técnica de inyección señal secuencia homopolar (ZSS-PWM), la cual, al estar basada en el uso de señal portadora, es sumamente simple, parece lógico estudiar un planteamiento completamente tridimensional de la modulación vectorial (3D-SVM – *Three-dimensional SVM*) que permita trabajar directamente sobre dicha base de referencia natural, y que además, aproveche la simplicidad de las técnicas de modulación basadas en portadora. Este estudio se realiza en el Apartado 5.5, y da como resultado un método de modulación vectorial más simple, rápido y comprensible para el inversor de tres ramas TLFB. La extensión de este nuevo método de modulación vectorial, para ser aplicado sobre el inversor de cuatro ramas FLFB, se realiza en el Apartado 5.6.

Es preciso mencionar, que durante la escritura de esta Tesis han aparecido dos publicaciones técnicas que persiguen el mismo objetivo que el planteado en este trabajo. El primero de ellos [5.40], nace del mismo principio tridimensional aquí utilizado, aunque finalmente se acaban determinando los tiempos de aplicación de los diferentes vectores generadores, obviándose la simplicidad de los métodos de modulación basados en portadora, y siendo necesaria la utilización de un sistema secuenciador de dichos vectores. En el segundo trabajo [5.41], se utiliza el mismo procedimiento que el empleado en esta Tesis para el control de la cuarta rama del convertidor, sin embargo el origen del planteamiento proviene directamente de la aplicación adecuada de la técnica ZSS-PWM basada en portadora. Aunque los resultados obtenidos en este segundo trabajo coinciden completamente con los expuestos en esta Tesis, cuando finalmente se pretende ofrecer una interpretación vectorial de la modulación, se recurre al planteamiento anteriormente expuesto en [5.8], el cual resulta sumamente complejo, e implica el uso de inteligentes entelequias matemáticas para adaptar el enfoque bidimensional al problema de la modulación tridimensional.

5.5. 3D-SVM en coordenadas a - b - c aplicada al inversor TLFB

En la Figura 5.16 se muestra el inversor TLFB con un sistema genérico conectado a su salida. En esta figura, se ha considerado que el bus de continua está constituido por dos condensadores para obtener un nodo de referencia en el punto medio de dicho bus ('0'). Entonces, las tensiones de los condensadores son $v_{C1} > 0$ y $v_{C2} < 0$, y su valor absoluto es igual a la mitad de la tensión total del bus.

Al igual que en las exposiciones precedentes, a partir de ahora, cuando se hable de la *tensión de rama*, v_{F0} , se estará haciendo alusión a la tensión de salida de dicha rama, medida ésta respecto al punto medio del bus de continua (nodo '0' de la Figura 5.16). De la misma manera, cuando se hable de la *tensión de salida*, v_{Fn} , se estará haciendo alusión a la tensión que existe en las fases del sistema de carga, medida ésta respecto al punto neutro (real o virtual) de la misma (nodo 'n' de la Figura 5.16).

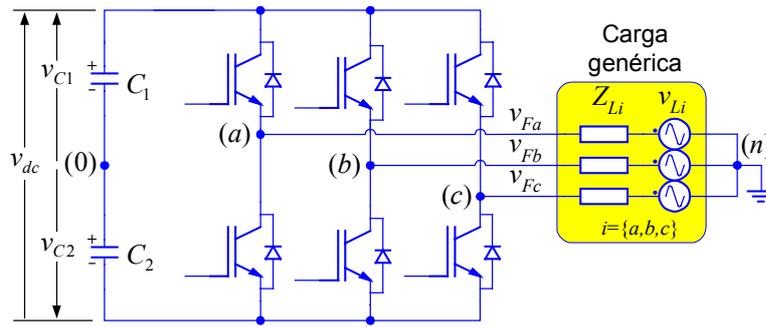


Figura 5.16. Inversor TLFB trabajando sobre una carga genérica.

El estado de conmutación de cada interruptor del inversor se define mediante la variable s_i como:

$$s_i = \pm 1 \quad ; \quad i = \{a, b, c\}, \quad (5.48)$$

donde el valor positivo indica que se encuentra cerrado el interruptor superior, y el valor negativo indica que lo está el interruptor inferior. Entonces, cada uno de los diferentes estados de conmutación del inversor puede ser representado por:

$$\vec{S}_j = [s_{aj} \quad s_{bj} \quad s_{cj}] \quad ; \quad j = \{0 \dots 7\}, \quad (5.49)$$

y la siguiente matriz de conmutación \mathbf{S} aglutina los ocho posibles estados de conmutación del inversor:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \vec{S}_0 \\ \vec{S}_1 \\ \vec{S}_2 \\ \vec{S}_3 \\ \vec{S}_4 \\ \vec{S}_5 \\ \vec{S}_6 \\ \vec{S}_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (5.50)$$

Lógicamente, las tensiones de las ramas del inversor relacionadas con estos estados de conmutación se obtendrían multiplicando la matriz \mathbf{S} por $v_{dc}/2$. A partir de ahora, y con el objetivo de simplificar notaciones, las tensiones del inversor, tanto de salida como de rama, se expresarán normalizadas respecto a $v_{dc}/2$. Por tanto, los vectores normalizados de las tensiones de rama del inversor pueden ser expresados como:

$$\mathbf{V}_{F0} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{u} = [\vec{V}_0 \quad \vec{V}_1 \quad \vec{V}_2 \quad \vec{V}_3 \quad \vec{V}_4 \quad \vec{V}_5 \quad \vec{V}_6 \quad \vec{V}_7]^T, \quad (5.51)$$

donde \mathbf{u} representa los vectores unitarios del sistema de referencia natural a - b - c , esto es:

$$\mathbf{u} = [\vec{u}_a \quad \vec{u}_b \quad \vec{u}_c]^T. \quad (5.52)$$

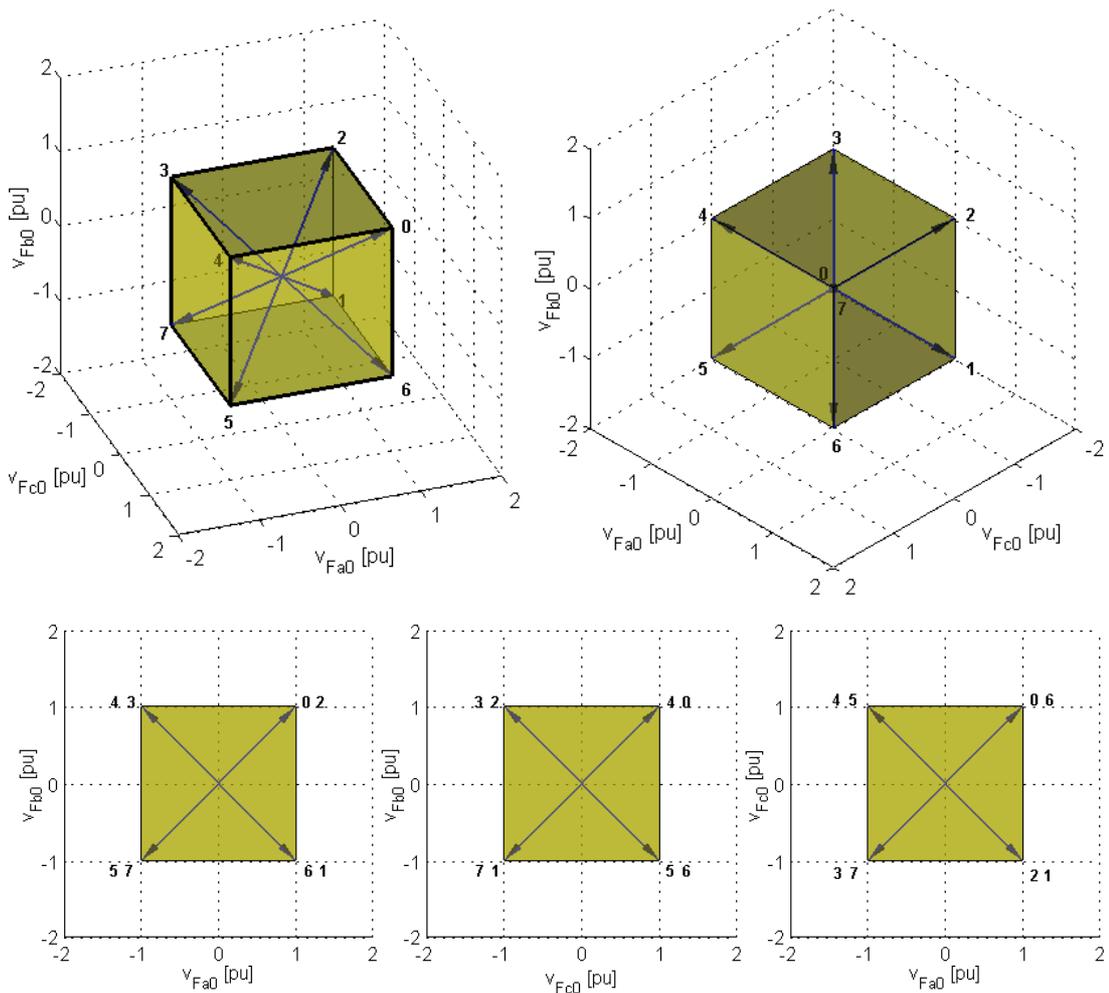


Figura 5.17. Vectores normalizados de la tensión de las ramas del inversor TLFB.

En la Figura 5.17 se muestran los ocho vectores normalizados de la tensión de las ramas del inversor TLFB. Modulando la amplitud de estos vectores, y combinándolos adecuadamente en el tiempo, se podrá sintetizar cualquier hipotético vector de tensión que se encontrase incluido dentro del cubo de controlabilidad descrito en esta figura [5.42].

En el circuito de la Figura 5.16, el hecho de que la corriente homopolar a la salida del inversor deba ser obligatoriamente nula, implica que sus tensiones de salida tienen que cumplir la siguiente igualdad:

$$\sum_{i=a,b,c} v_{Fin} = \sum_{i=a,b,c} v_{Lin} \tag{5.53}$$

donde v_{Lin} hace referencia a las fuentes de tensión de la carga genérica. Es importante resaltar que la ecuación (5.53) resulta de la aplicación de la ley de *Kirchhoff* de las corrientes, por lo que es siempre cierta, con independencia de la tensión que el inversor esté ofreciendo a su salida, esto es, con independencia del estado de los interruptores del mismo.

Por otro lado, la tensión de salida de una rama cualquiera del convertidor se puede expresar como:

$$v_{Fin} = v_{Fi0} + v_{0n}, \quad (5.54)$$

con lo que:

$$\sum_{i=a,b,c} v_{Fin} = \sum_{i=a,b,c} v_{Fi0} + 3v_{0n}. \quad (5.55)$$

Por tanto, la tensión de flotación del bus de continua respecto al neutro de la carga valdrá:

$$v_{0n} = \frac{1}{3} \sum_{i=a,b,c} (v_{Fin} - v_{Fi0}) = \frac{1}{3} \sum_{i=a,b,c} (v_{Lin} - v_{Fi0}). \quad (5.56)$$

Con independencia del estado de los interruptores del inversor, esta tensión de flotación del bus de continua aparecerá espontáneamente para que lo indicado en (5.53) sea siempre cierto. Para continuar con la exposición, se considerará que la componente homopolar de las tensiones de la carga es igual a cero, cumpliéndose entonces que:

$$v_{0n} = -\frac{1}{3} \sum_{i=a,b,c} v_{Fi0}. \quad (5.57)$$

En estas condiciones, en la Figura 5.18 se muestran los vectores de la tensión de salida del inversor, los cuales resultan de la aplicación de (5.54). Como se puede apreciar en esta figura, todos los vectores de tensión se encuentran sobre el bien conocido “plano $\alpha\beta$ ”. En esta figura, la circunferencia inscrita en el hexágono representa el lugar geométrico descrito por un vector de referencia de tensión que genera tres sinusoides equilibradas en la salida, y que define el límite de la región lineal, es decir, su índice de modulación vale $m^* = 1,154$.

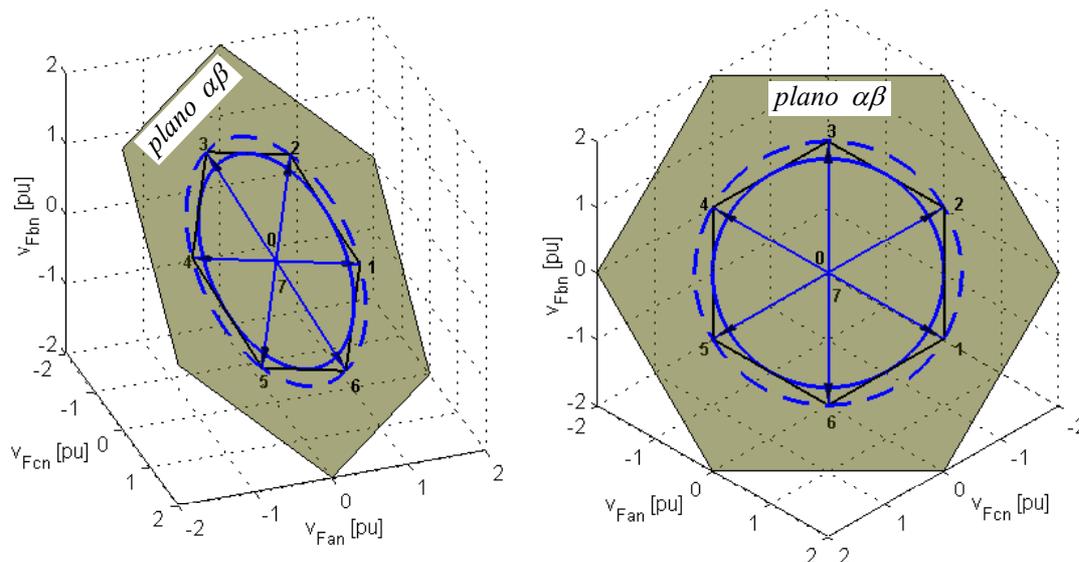


Figura 5.18. Vectores de la tensión de salida del inversor TLFB cuando la componente homopolar de la tensión de la carga es nula.

La circunferencia circunscrita al hexágono de la Figura 5.18 corresponde al lugar geométrico que describe el vector de referencia cuando el inversor trabaja en la situación límite de determina el final del *Modo I* de sobremodulación, es decir, cuando $m_1^* = 1,211$. Lógicamente, la longitud de los vectores mostrados en esta figura es la misma que la de los mostrados anteriormente en la Figura 5.8.

Observando las Figuras 5.17 y 5.18, se aprecia como los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 son completamente homopolares, y a pesar de tener la misma longitud que los vectores activos, sólo influyen sobre la tensión de flotación del bus, no dando lugar a tensión alguna a la salida del inversor (tensión medida respecto al nodo 'n' de la carga). Consiguientemente, cuando en el inversor TLFB se esté sintetizando un vector de tensión de salida cualquiera, el cual obligatoriamente se encontrará incluido en el plano $\alpha\text{-}\beta$, la generación de tensión neta en las ramas del inversor mediante los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 , carece de sentido, ya que dicha tensión no se verá finalmente reflejada en la tensión de salida, y simplemente conseguirá reducir el margen de utilización de dicho inversor. Esto último no quiere decir que los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 no deban ser utilizados, ya que éstos son necesarios para regular la amplitud del vector de salida sintetizado, pero sí se debe cumplir que la tensión neta en las ramas del inversor que resulta de la actuación de los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 debe ser nula.

Para evidenciar esto último, se considerará una situación en la que se desea sintetizar en la salida del inversor un sistema trifásico de sinusoides equilibradas. Una primera opción podría consistir en generar directamente estas sinusoides en las ramas del inversor, lo cual correspondería a una modulación estándar SPWM. De esta manera, el vector de tensión sintetizado en las ramas del inversor se encontraría en todo momento sobre el plano $\alpha\text{-}\beta$ mostrado en la Figura 5.19. En estas circunstancias, y según lo indicado en (5.57), el valor medio de la tensión de flotación del bus a lo largo de un periodo de conmutación, debería de ser permanentemente nulo.

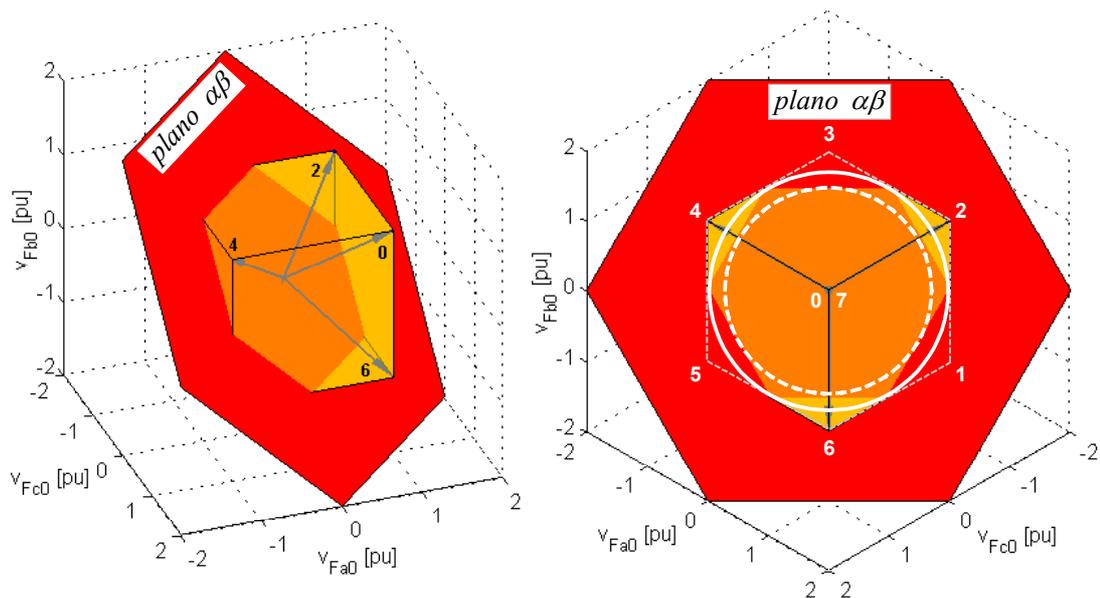


Figura 5.19. Vectores de tensión de las ramas del inversor TLFB y plano $\alpha\text{-}\beta$

Asumiendo que, mediante la aplicación ponderada en el tiempo de los vectores generadores de la Figura 5.19, se puede regular la amplitud media de los mismos a lo largo de un periodo de conmutación; para sintetizar con SPWM un vector de tensión que pueda alcanzar cualquier posición dentro del plano α - β , sería necesaria la utilización conjunta de cuatro vectores generadores. De esta forma, se utilizaría una pareja de vectores activos contiguos (\vec{V}_1 a \vec{V}_6) para fijar la posición angular y amplitud del vector de tensión de salida. Si sólo se aplicase esta pareja de vectores activos, la componente homopolar del vector de tensión que sintetizarían las ramas del inversor no sería igual a cero. Por tanto, los otros dos vectores a utilizar serían los vectores nulos (\vec{V}_0 y \vec{V}_7), los cuales se encargarían de regular la componente homopolar del vector de tensión que finalmente se sintetizaría en las ramas del inversor para colocarlo dentro del plano α - β . Con esta estrategia de modulación, el valor máximo del índice de modulación que asegura que el convertidor no entra en saturación cuando genera el conjunto de sinusoides equilibradas de salida es $m^* = 1$. Para este valor del índice de modulación, el vector de referencia describiría la circunferencia de trazo discontinuo mostrada en la Figura 5.19, la cual se encuentra inscrita dentro del área hexagonal resultante de la intersección del plano α - β con el cubo de controlabilidad del inversor.

Otra estrategia de modulación, correspondiente a una SVM, consistiría en hacer que el inversor únicamente establezca, mediante los vectores activos \vec{V}_1 a \vec{V}_6 , la posición angular y amplitud del vector de tensión de salida, haciendo que la tensión neta generada en las ramas del inversor mediante los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 sea nula. Ahora, el vector de tensión sintetizado en las ramas del inversor no se encontrará en el plano α - β de la Figura 5.19, es decir, la componente homopolar de la tensión sintetizada en las ramas del inversor no será nula. Teniendo en cuenta que, en el convertidor TLFB, la ecuación (5.57) siempre será cierta, esto implica que la tensión v_{0n} adoptará espontáneamente el valor adecuado para que finalmente la componente homopolar de la tensión de salida sea cero. El valor de esta tensión v_{0n} coincidirá con la tensión neta que en el caso de la modulación SPWM era generada mediante los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 . Con esta estrategia de modulación se extiende el margen de utilización del inversor, ya que ahora éste no es el responsable de la generación de la tensión que contrarresta la componente homopolar de los vectores activos. Ahora, el valor máximo del índice de modulación que asegura que el convertidor no entra en saturación cuando genera el conjunto de sinusoides equilibradas de salida es $m^* = 1,154$. Para este valor del índice de modulación, el vector de referencia describe la circunferencia de trazo continuo mostrada en la Figura 5.19.

5.5.1. Algoritmo 3D-SVM aplicado al inversor TLFB

Cuando se utiliza la técnica estándar de SVM, el vector de tensión de salida a sintetizar es transformado al marco de referencia α - β - γ , y posteriormente se determinan los tiempos de aplicación de los vectores generadores.

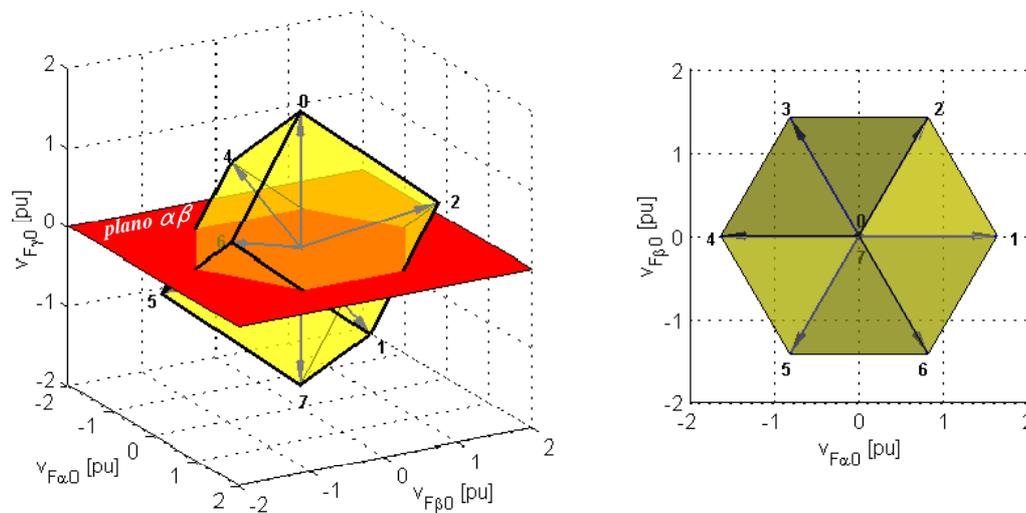


Figura 5.20. Vectores de la tensión de las ramas del inversor TLFB expresados en el marco de referencia α - β - γ

La Figura 5.20 representa, en forma tridimensional, los vectores generadores del inversor expresados sobre el marco de referencia α - β - γ . Teniendo en cuenta que la componente homopolar de la tensión de salida del inversor será obligatoriamente nula, inicialmente puede parecer que un tratamiento bidimensional del problema de la modulación sobre este marco de referencia artificial conducirá a un algoritmo de modulación más simple. Posteriormente quedará patente que esta asunción no es correcta. Además, una vez que los tiempos de aplicación de los vectores generadores son conocidos, la utilización del marco de referencia α - β - γ no reporta ninguna ventaja específica, ya que el vector de tensión de salida será finalmente sintetizado sobre el marco de referencia natural, a - b - c .

A continuación se presentará la técnica 3D-SVM aplicada al convertidor TLFB. Esta técnica de modulación trabaja directamente sobre el marco de referencia natural, a - b - c . A modo de guía, en la Figura 5.21 se muestra el diagrama de flujo de la técnica propuesta. En esta figura se observa como, a partir del vector de referencia de la tensión de salida expresado en la base natural a - b - c , se determina la *base generadora* a ser utilizada. Una *base generadora* es una base de referencia no-ortogonal que está formada por una terna de vectores generadores unitarios. Cada base generadora estará constituida por dos vectores unitarios activos y uno homopolar (vector unitario nulo). La base generadora que debe ser utilizada en cada momento depende de la posición que ocupe el vector de tensión de referencia. Una vez conocida la base generadora apropiada, el vector de tensión original se expresará sobre esa base de referencia no ortogonal. De esta manera, se conocerán las componentes del vector de referencia en la base generadora que se esté utilizando en cada momento. Posteriormente, se impondrá como condición que la amplitud de la componente homopolar asociada con el vector sea nula.

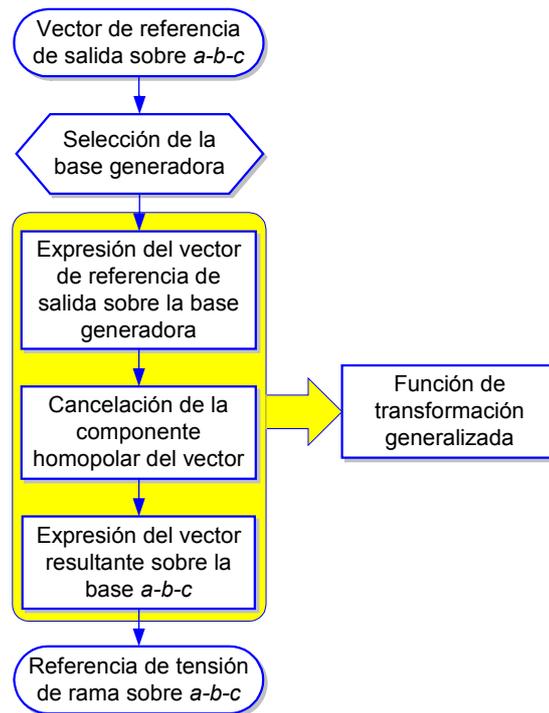


Figura 5.21. Diagrama de flujo de la técnica 3D-SVM sobre el marco de referencia natural.

Una vez anulada la componente homopolar del vector de tensión expresado sobre la base generadora correspondiente, el vector de tensión resultante se expresa nuevamente sobre la base de referencia natural. Con este último paso quedará determinada la tensión que debe suministrar cada una de las ramas del inversor. A partir de aquí, se puede utilizar un modulador PWM estándar para obtener las señales de conmutación de los transistores del inversor. Como muestra la Figura 5.21, los pasos que corresponden con cambios de base, así como la eliminación de la componente homopolar generada por los vectores nulos, pueden ser agrupados en una función de transformación generalizada.

(A) Bases generadoras

Para la definición de las bases generadoras, el espacio total cubierto por el cubo de controlabilidad es dividido en doce subespacios. Tres vectores generadores delimitan cada subespacio; dos de ellos corresponden a vectores activos (\vec{V}_1 a \vec{V}_6), y el tercero corresponde a uno de los vectores nulos (\vec{V}_0 o \vec{V}_7). En (5.58) se muestran los vectores generadores definen los tres subespacios adoptados como base de este trabajo. En este caso, los vectores que constituyen cada base generadora han sido elegidos siguiendo un orden secuencial, aunque podría haberse elegido algún otro criterio. Los volúmenes piramidales inscritos en el cubo de controlabilidad que corresponden a los tres subespacios definidos en (5.58) se muestran en la Figura 5.22.

$$\text{Subespacio } SS_{012} \equiv \{\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2\}, \quad (5.58a)$$

$$\text{Subespacio } SS_{034} \equiv \{\vec{V}_0, \vec{V}_3, \vec{V}_4\}, \quad (5.58b)$$

$$\text{Subespacio } SS_{056} \equiv \{\vec{V}_0, \vec{V}_5, \vec{V}_6\}. \quad (5.58c)$$

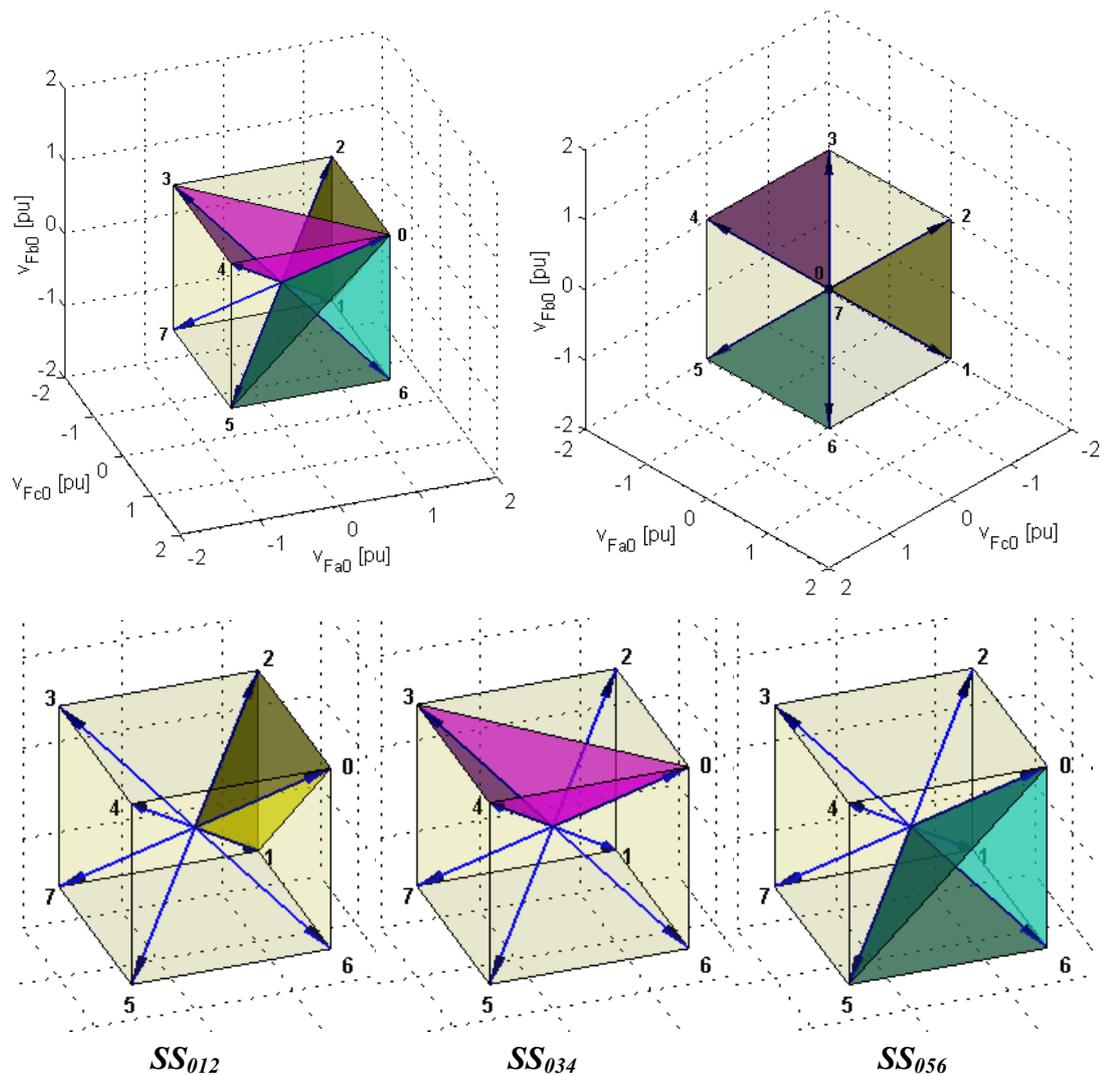


Figura 5.22. Subespacios básicos de 3D-SVM.

A partir de estos tres subespacios básicos, se definirán tres bases generadoras. Los vectores unitarios mostrados en (5.59) constituyen estas tres bases generadoras. En la técnica aquí planteada se asume que un vector de referencia genérico debe ser sintetizado mediante una base generadora particular cuando las dos componentes activas de este vector (expresadas sobre la base generadora considerada) sean simultáneamente positivas o negativas, con independencia del signo de la componente homopolar en esa base. Por tanto, cada base generadora delimita cuatro volúmenes piramidales o subespacios, los cuales son mostrados en (5.60), y consiguientemente, la totalidad del volumen del cubo de controlabilidad queda totalmente cubierto mediante la utilización de estas tres bases generadoras.

$$\mathbf{b}_1 = [\vec{u}_0 \quad \vec{u}_1 \quad \vec{u}_2]^T = \frac{1}{\sqrt{3}} [\vec{V}_0 \quad \vec{V}_1 \quad \vec{V}_2]^T = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u} \quad (5.59a)$$

$$\mathbf{b}_2 = [\vec{u}_0 \quad \vec{u}_3 \quad \vec{u}_4]^T = \frac{1}{\sqrt{3}} [\vec{V}_0 \quad \vec{V}_3 \quad \vec{V}_4]^T = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u} \quad (5.59b)$$

$$\mathbf{b}_3 = [\vec{u}_0 \quad \vec{u}_5 \quad \vec{u}_6]^T = \frac{1}{\sqrt{3}} [\vec{V}_0 \quad \vec{V}_5 \quad \vec{V}_6]^T = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u} \quad (5.59c)$$

$$\mathbf{b}_1 \text{ define } SS_{012}, SS_{712}, SS_{045} \text{ y } SS_{745} \quad (5.60a)$$

$$\mathbf{b}_2 \text{ define } SS_{034}, SS_{734}, SS_{061} \text{ y } SS_{761} \quad (5.60b)$$

$$\mathbf{b}_3 \text{ define } SS_{056}, SS_{756}, SS_{023} \text{ y } SS_{723} \quad (5.60c)$$

Si se asume que el vector de salida que debe ser sintetizado es:

$$\vec{V}_{Fn}^* = \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u}, \quad (5.61)$$

y considerando que, inicialmente, este vector de tensión debe ser igual al generado en las ramas del inversor, $\vec{V}_{Fn}^* = \vec{V}_{F0}^*$ (como en SPWM), existen diferentes estrategias para determinar el subespacio en el que dicho vector se encuentra. En este trabajo, este subespacio se determina directamente a partir de los signos de las tensiones de salida de línea a línea expresadas sobre la base de referencia natural. La Figura 5.23 muestra el cubo de controlabilidad del inversor trifásico visto desde un punto situado en el eje homopolar.

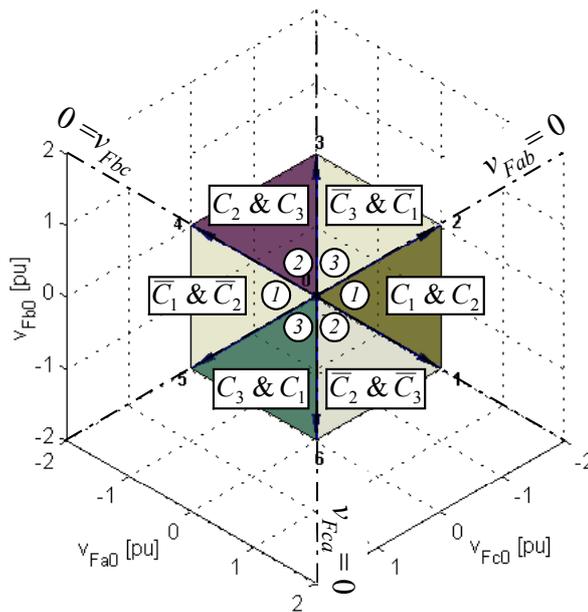


Figura 5.23. Delimitación de las bases generadoras en el inversor TLFB

En la Figura 5.23, las bases generadoras aparecen identificadas mediante un número encerrado en un círculo. Así mismo, en esta figura se han representado los planos correspondientes a las tensiones de línea a línea nulas ($v_{Fab}=0$, $v_{Fbc}=0$, $v_{Fca}=0$), los cuales son ortogonales al plano de la figura. Note como estos planos coinciden con los límites de los subespacios definidos en (5.60). Utilizando estos planos delimitadores, se definen los siguientes criterios de selección:

$$\text{Criterio 1: } C_1 = (v_{Fab}^* \geq 0), \quad (5.62a)$$

$$\text{Criterio 2: } C_2 = (v_{Fbc}^* \geq 0), \quad (5.62b)$$

$$\text{Criterio 3: } C_3 = (v_{Fca}^* > 0). \quad (5.62c)$$

Cuando la condición lógica encerrada entre paréntesis es satisfecha, la variable lógica correspondiente a ese criterio adopta el valor ‘1’, en caso contrario vale ‘0’.

Según los criterios de (5.62), la base generadora que identifica el subespacio en que se encuentra el vector de tensión de referencia viene determinada por la Tabla 5.2.

C_1	C_2	C_3	Base generadora
0	0	1	1
0	1	0	3
0	1	1	2
1	0	0	2
1	0	1	3
1	1	0	1

Tabla 5.2. Identificación de la base generadora

Es necesario resaltar que, en (5.62c), se emplea la condición lógica de “mayor” y no la de “mayor o igual” para contemplar el caso en el que el vector de referencia se encuentre sobre el eje homopolar ($v_{Fab}^* = v_{Fbc}^* = v_{Fca}^* = 0$). En ese caso, se podría afirmar que el vector de referencia pertenece a cualquiera de los subespacios definidos anteriormente. Mediante la modificación realizada en (5.62c), cuando el vector de referencia sea completamente homopolar, se utilizará la base generadora 1 para su síntesis.

Observando la Tabla 5.2, se aprecia como la condición de pertenencia a cada una de las bases generadoras se puede obtener mediante las siguientes funciones lógicas:

$$\text{Función de pertenencia a la base 1 } P_1 = \overline{C_1 \oplus C_2}, \quad (5.63a)$$

$$\text{Función de pertenencia a la base 2 } P_2 = \overline{C_2 \oplus C_3}, \quad (5.63b)$$

$$\text{Función de pertenencia a la base 3 } P_3 = \overline{C_3 \oplus C_1}. \quad (5.63c)$$

donde $P_i=1$ indica que el vector de referencia pertenece a la base generadora i .

(B) Traducción del vector de referencia a las bases generadoras

Una vez conocida la base generadora que hay que utilizar, es preciso expresar el vector de referencia de salida sobre esta nueva base generadora. En los desarrollos que se realizarán a continuación, con el objetivo de cubrir todos los casos posibles, el vector de referencia de salida se expresará sobre las tres bases generadoras existentes, aunque sólo se aplicaría, en cada caso, la transformación que determinen las funciones de pertenencia mostradas en (5.63).

Invertiendo las matrices de (5.59), la base natural de referencia a - b - c puede ser fácilmente expresada en función de las bases generadoras como:

$$\mathbf{u} = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_1, \quad (5.64a)$$

$$\mathbf{u} = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_2, \quad (5.64b)$$

$$\mathbf{u} = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_3. \quad (5.64c)$$

Por tanto, el vector de referencia mostrado en (5.61) puede ser expresado sobre las bases generadoras de tensión en las ramas del inversor como:

$$\text{Si } P_1=1: \vec{V}_{F0_{012}}^* = \begin{bmatrix} v_{F00}^* & v_{F10}^* & v_{F20}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_1, \quad (5.65a)$$

$$\text{Si } P_2=1: \vec{V}_{F0_{034}}^* = \begin{bmatrix} v_{F00}^* & v_{F30}^* & v_{F40}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_2, \quad (5.65b)$$

$$\text{Si } P_3=1: \vec{V}_{F0_{056}}^* = \begin{bmatrix} v_{F00}^* & v_{F50}^* & v_{F60}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_3. \quad (5.65c)$$

Para obtener el máximo aprovechamiento del bus de continua del convertidor, la tensión homopolar neta generada en las ramas del inversor mediante los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 debería de ser nula. Para conseguir este objetivo, la primera columna de la matriz de transformación mostrada en (5.65) debería ser nula. Por consiguiente, el vector de tensión que debería ser sintetizado por las ramas del inversor coincidirá, en cada caso, con el mostrado en (5.66).

$$\text{Si } P_1=1: \vec{V}_{F0_{012}}^* = \begin{bmatrix} v_{F00}^* & v_{F10}^* & v_{F20}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_1 \quad (5.66a)$$

$$\text{Si } P_2=1: \vec{V}_{F0_{034}}^* = \begin{bmatrix} v_{F00}^* & v_{F30}^* & v_{F40}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_2 \quad (5.66b)$$

$$\text{Si } P_3=1: \vec{V}_{F0_{056}}^* = \begin{bmatrix} v_{F00}^* & v_{F50}^* & v_{F60}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_3 \quad (5.66c)$$

Lógicamente, la componente de secuencia homopolar (ZSS – *Zero Sequence Signal*) que ha sido cancelada en (5.66) puede ser expresada sobre las bases de generadoras de tensión en las ramas del inversor como:

$$\text{Si } P_1=1: \vec{V}_{ZSS_{012}}^* = \begin{bmatrix} v_{F00}^* & v_{F10}^* & v_{F20}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_1, \quad (5.67a)$$

$$\text{Si } P_2=1: \vec{V}_{ZSS_{034}}^* = \begin{bmatrix} v_{F00}^* & v_{F30}^* & v_{F40}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_2, \quad (5.67b)$$

$$\text{Si } P_3=1: \vec{V}_{ZSS_{056}}^* = \begin{bmatrix} v_{F00}^* & v_{F50}^* & v_{F60}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{b}_3. \quad (5.67c)$$

(C) Vector de referencia modificado expresado en la base natural

Substituyendo (5.59) en (5.66), el vector de tensión que debería ser sintetizado por las ramas del inversor puede ser expresado nuevamente sobre la base natural como:

$$\text{Si } P_1=1: \vec{V}_{F0_{abc}}^* = \begin{bmatrix} v_{Fa0}^* & v_{Fb0}^* & v_{Fc0}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & 2 & 0 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u}, \quad (5.68a)$$

$$\text{Si } P_2=1: \vec{V}_{F0_{abc}}^* = \begin{bmatrix} v_{Fa0}^* & v_{Fb0}^* & v_{Fc0}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u}, \quad (5.68b)$$

$$\text{Si } P_3=1: \vec{V}_{F0}^* = \begin{bmatrix} v_{Fa0}^* & v_{Fb0}^* & v_{Fc0}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u}. \quad (5.68c)$$

Las expresiones mostradas en (5.68) son totalmente generales, y determinan, en función de la base generadora utilizada en cada caso, la tensión que debería ser suministrada por cada una de las ramas del inversor (v_{Fa0}^* , v_{Fb0}^* y v_{Fc0}^*).

Un análisis de las expresiones mostradas en (5.68) permite obtener una función de transformación generalizada en función de las variables lógicas de pertenencia P_1 , P_2 y P_3 . Esta función de transformación generalizada es:

$$\begin{bmatrix} v_{Fa0}^* & v_{Fb0}^* & v_{Fc0}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 + (P_3) & -1 \cdot (\overline{P_3}) & -1 \cdot (\overline{P_3}) \\ -1 \cdot (\overline{P_1}) & 1 + (P_1) & -1 \cdot (\overline{P_1}) \\ -1 \cdot (\overline{P_2}) & -1 \cdot (\overline{P_2}) & 1 + (P_2) \end{bmatrix}. \quad (5.69)$$

En esta matriz, los signos ‘.’ y ‘+’ corresponden a operaciones aritméticas, y por este motivo, las variables lógicas de pertenencia han sido representadas entre paréntesis, indicando así la transformación de variable lógica a variable aritmética. Hay que destacar que, aunque el cálculo de estos coeficientes sea realizado con suma rapidez por el procesador digital, siempre resultará más rápido utilizar selectivamente las transformaciones mostradas en (5.68).

La Figura 5.24 muestra el diagrama de control de la técnica 3D-SVM propuesta.

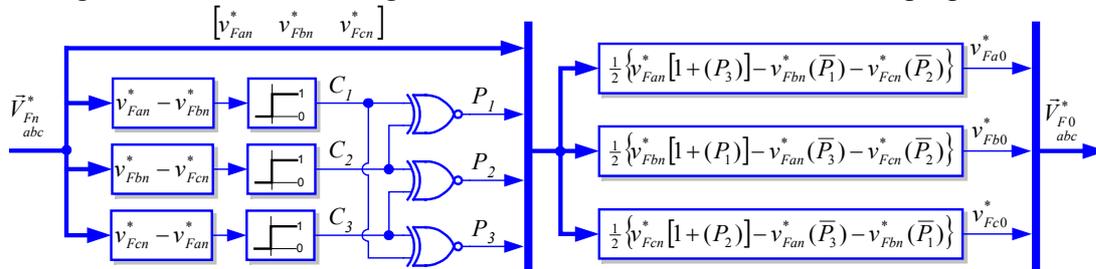


Figura 5.24. Diagrama del algoritmo de 3D-SVM aplicado al convertidor TLFB.

Existe otra alternativa para determinar el vector de referencia de tensión a ser generado en las ramas del inversor. Si, mediante (5.59), las expresiones de (5.67) se expresan en la base de referencia natural, entonces se obtendrá la tensión de secuencia homopolar que debe ser restada de las referencias de tensión originales, expresadas sobre la base natural, para conseguir los mismos resultados que en (5.69). Esta tensión de secuencia homopolar es:

$$\text{Si } P_1=1: \vec{V}_{ZSS}^* = \begin{bmatrix} v_{Fa0}^* & v_{Fb0}^* & v_{Fc0}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u}, \quad (5.70a)$$

$$\text{Si } P_2=1: \vec{V}_{ZSS}^* = \begin{bmatrix} v_{Fa0}^* & v_{Fb0}^* & v_{Fc0}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u}, \quad (5.70b)$$

$$\text{Si } P_3=1: \vec{V}_{ZSS}^* = \begin{bmatrix} v_{Fa0}^* & v_{Fb0}^* & v_{Fc0}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{Fan}^* & v_{Fbn}^* & v_{Fcn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u}. \quad (5.70c)$$

Un análisis de (5.70) permite obtener la siguiente expresión generalizada para la tensión que hay que restar a cada una de las tensiones de referencia originales:

$$v_{ZSS}^* = \frac{1}{2} \left\{ (\bar{P}_3) \cdot v_{Fan}^* + (\bar{P}_1) \cdot v_{Fbn}^* + (\bar{P}_2) \cdot v_{Fcn}^* \right\}. \quad (5.71)$$

La Figura 5.25 muestra un diagrama de control alternativo de la técnica de 3D-SVM.

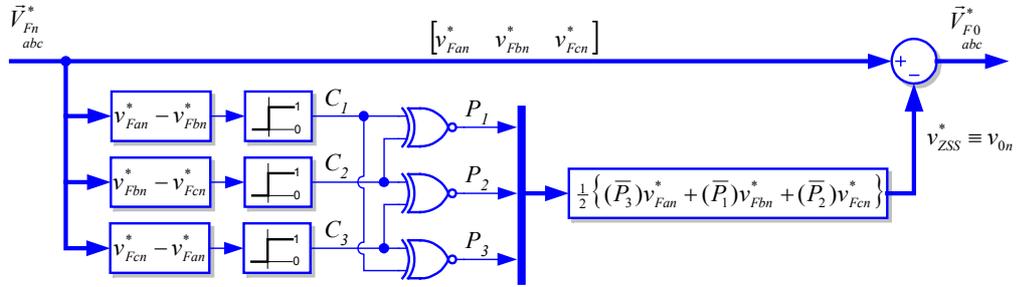


Figura 5.25. Diagrama alternativo del algoritmo de 3D-SVM.

Como indica la Figura 5.25, la tensión v_{ZSS}^* coincide con la tensión de flotación del bus de continua, v_{0n} , la cual parecerá de manera espontánea para que se verifique que la componente homopolar de la tensión de salida sea nula.

La expresión (5.71) es equivalente a otra que suele aparecer en los trabajos que han estudiado la relación entre la SVM y el uso óptimo de la técnica ZSS-PWM [5.10] [5.14][5.27]. La expresión a la que se hace referencia se muestra en (5.72), y no es más que la formulación de la técnica analógica que propuso por King en 1974 [5.4].

$$v_{ZSS}^* = \frac{1}{2} \left\{ \max(v_{Fan}^*, v_{Fbn}^*, v_{Fcn}^*) + \min(v_{Fan}^*, v_{Fbn}^*, v_{Fcn}^*) \right\}. \quad (5.72)$$

Generalmente, en todos esos trabajos, la expresión (5.72) se deduce tras un análisis microscópico del proceso de modulación del inversor, utilizándose en todos los casos un enfoque bidimensional del problema, lo cual da lugar a cierta merma en la explicación del significado físico de dicha expresión, ya que la tensión v_{ZSS}^* determina el comportamiento del inversor sobre el eje homopolar, y esta información se pierde cuando se utilizan únicamente dos dimensiones en el análisis. En el Apartado 5.6 se evidenciará que entender el significado físico de (5.71), o de su equivalente (5.72), permite conseguir un procedimiento realmente simple para la modulación del inversor de cuatro ramas en puente completo (FLFB), del cual, a día de hoy, existen relativamente pocas referencias concernientes a su modulación.

El razonamiento seguido en este trabajo para la obtención de la expresión (5.71) ha sido simple y comprensible: se ha expresado el vector de referencia original sobre la base generadora correspondiente, y posteriormente, se ha cancelado la tensión generaría el inversor mediante la acción de los vectores homopolares (nulos en un enfoque bidimensional). Esto es así por que, para que se cumpla la Ley de *Kirchhoff* de la corriente a la salida del inversor, dicha tensión homopolar aparecerá, de manera natural, como tensión de flotación del bus de continua. Lógicamente, el hecho de descargar al inversor de la responsabilidad de generar esta tensión homopolar permite aumentar su rango lineal.

(D) Trayectoria del vector de referencia modificado en 3D-SVM

Para mostrar la efectividad de la técnica de modulación propuesta se procederá a sintetizar una tensión de salida constituida por tres sinusoides equilibradas caracterizadas por un índice de modulación $m^* = 1,154$. En la Figura 5.26, se muestran diferentes posiciones del vector de referencia, para la tensión en las ramas del inversor, cuando se utiliza la técnica SPWM estándar.

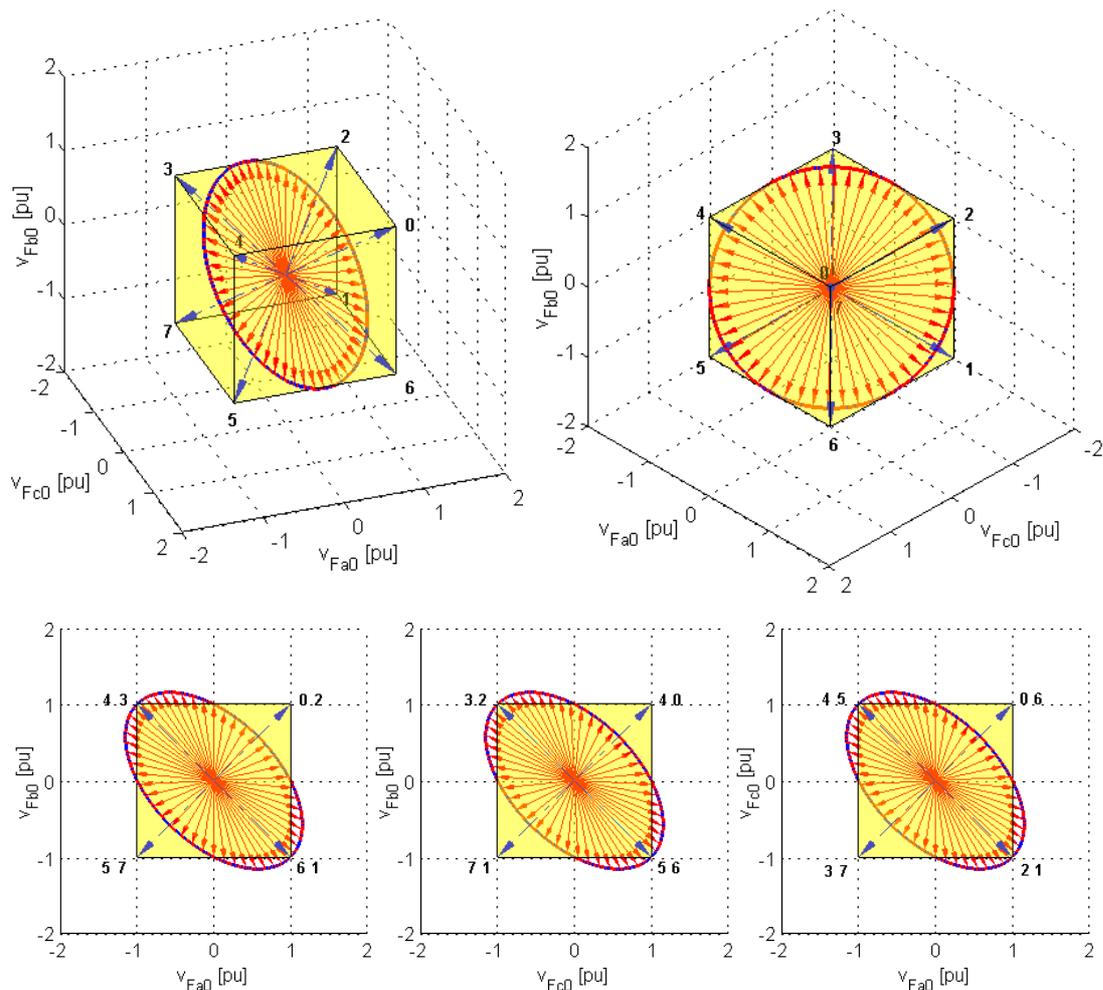


Figura 5.26. Trayectoria del vector de referencia usando SPWM ($m^* = 1,154$).

En SPWM, las referencias de tensión que se aportan a las ramas del convertidor coinciden con las tensiones sinusoidales que se desean obtener en la salida. Como se aprecia en la Figura 5.26, el inversor será incapaz de generar dichas sinusoides de salida, ya que el vector de tensión a ser sintetizado por las ramas del inversor escapa fuera del cubo de controlabilidad.

La Figura 5.27 muestra el resultado obtenido cuando se aplica la técnica 3D-SVM descrita anteriormente. En este caso, debido a la cancelación de la tensión homopolar neta que se generaría en las ramas del inversor mediante los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 , el vector de referencia para dichas ramas se encuentra, en todo momento, dentro del cubo de controlabilidad del inversor, y por tanto, dicho vector de referencia podrá ser perfectamente sintetizado por el convertidor. En esta figura, en la vista tomada desde un punto colocado en el eje homopolar, se observa como la proyección sobre el plano α - β del vector de tensión sintetizado en las ramas del inversor coincide con la trayectoria descrita por el vector de tensión de salida. Como se indicó anteriormente, cuando se utiliza la técnica de modulación 3D-SVM, la tensión de flotación del bus de continua, v_{0n} , es la que finalmente consigue que el vector de tensión de salida evolucione, en todo momento, sobre el plano α - β .

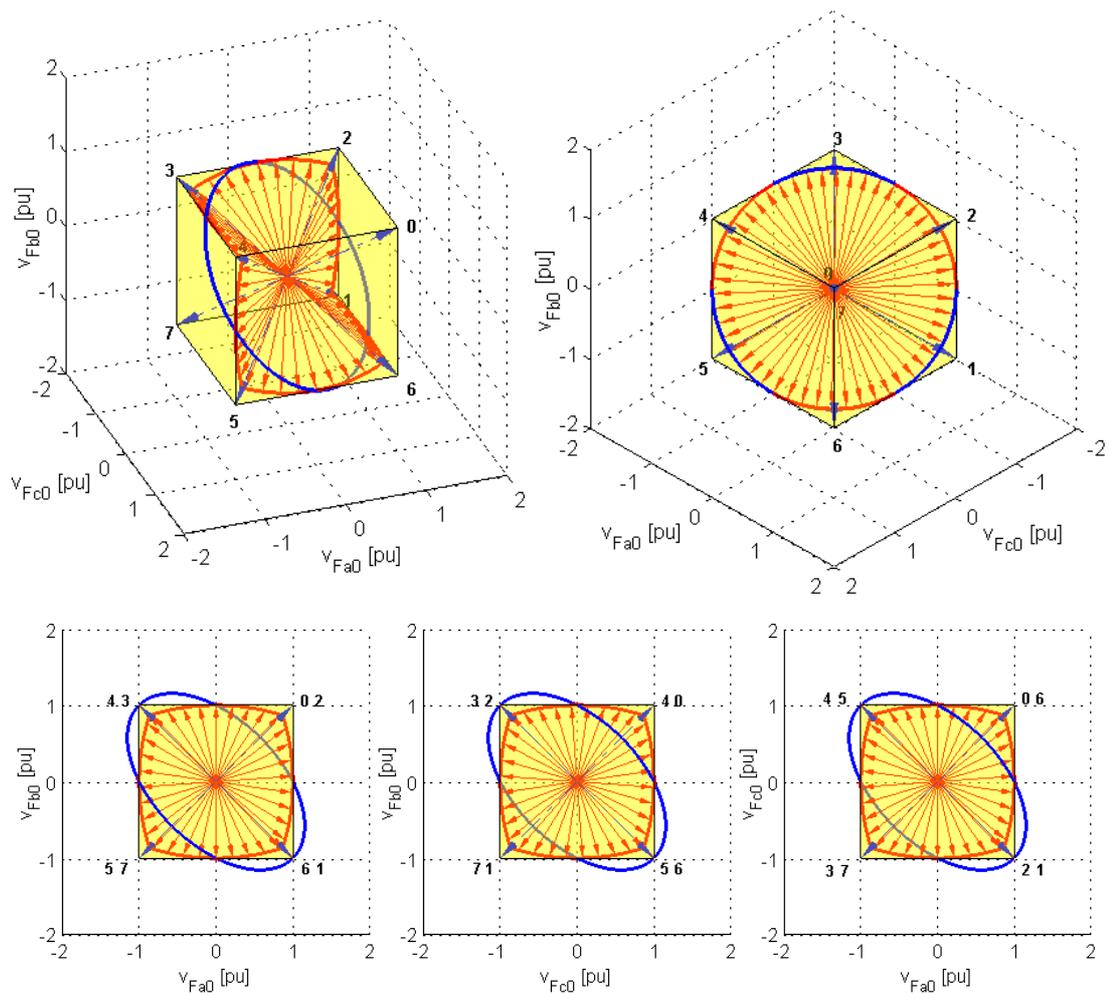


Figura 5.27. Trayectoria del vector de referencia usando 3D-SVM ($m^* = 1,154$).

En la Figura 5.28 se muestra, mediante trazo grueso continuo, la evolución temporal de las tensiones que deberán ser generadas por las ramas del inversor y, mediante trazo grueso discontinuo, la tensión de flotación del bus de continua, v_{0n} . Por último, también se representan, mediante trazo fino, las tensiones resultantes que aparecen en la salida del inversor. Como era de esperar, las formas de onda mostradas en esta figura son idénticas a las que se obtienen cuando se aplica la SVM convencional, lo cual corrobora la validez de la técnica propuesta en este trabajo. Sin embargo, la técnica aquí propuesta es más rápida en el cálculo que la técnica SVM estándar, y además, ofrece como resultado la referencia de las tensiones que deben ser generadas por cada rama del inversor, con lo que basta con utilizar un modulador convencional de PWM para obtener la secuencia, e intervalos óptimos, de los distintos vectores generadores a aplicar.

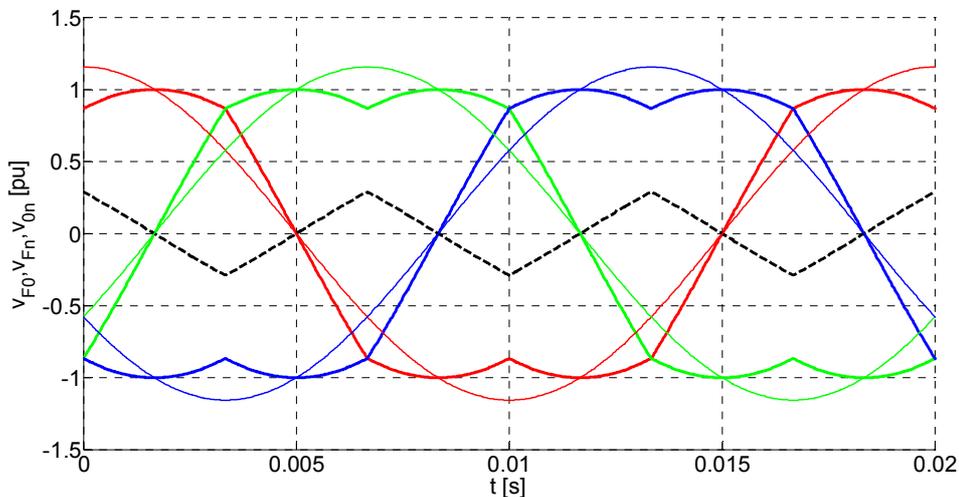


Figura 5.28. Tensión sintetizada por las ramas del inversor (trazo grueso); Tensión de salida (trazo fino); Tensión de flotación del bus de continua (trazo discontinuo).

En la Figura 5.29 se muestran las formas de onda de tensión resultantes de la aplicación del algoritmo 3D-SVM sobre el inversor TLFB. En esta simulación, se ha utilizado un modulador PWM estándar conmutando a 10kHz, y un índice de modulación $m=1,1$. Una ampliación de estas formas de onda evidenciaría que la secuencia de conmutación experimentada por los transistores de las ramas coincide exactamente con la que se mostró en la Figura 5.7a, la cual correspondía a la utilización de la SVM estándar, con aplicación equilibrada y simétrica de los vectores nulos.

Para finalizar este Apartado, es importante resaltar que, si se aumentase el valor del índice de modulación por encima de su límite lineal ($m^* > 1,154$), el algoritmo propuesto cubriría, de manera natural, los *Modos I y II* de sobremodulación. Además, si se aplicasen las expresiones obtenidas en el Apartado 5.3 para corregir el valor del índice de modulación de las señales de entrada del algoritmo de 3D-SVM, se conseguiría linealizar el comportamiento del inversor dentro de la citada región de sobremodulación.

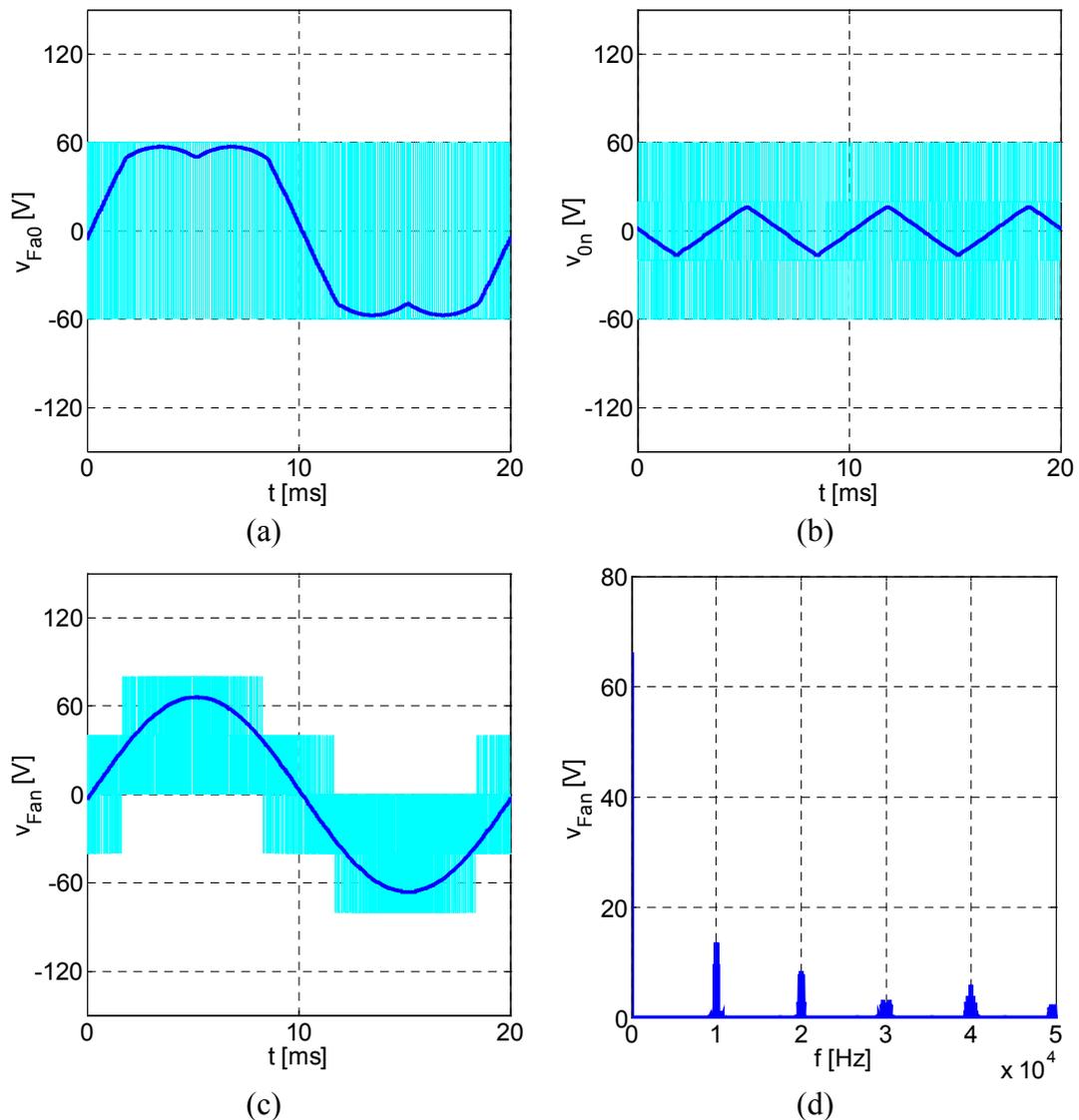


Figura 5.29. Formas de onda de la aplicación de 3D-SVM sobre el inversor TLFB utilizando un modulador PWM estándar.

5.6. 3D-SVM en coordenadas a - b - c aplicada al inversor FLFB

En la gran mayoría de trabajos que han abordado la modulación vectorial del inversor de cuatro ramas en puente completo (FLFB), se ha intentado aprovechar el enfoque bidimensional que se emplea en el inversor de tres ramas (TLFB), es decir, se ha hecho uso de las coordenadas α - β [5.8]. Claramente, este punto de vista resulta insuficiente para el tratamiento de este convertidor, y en esos trabajos se hace necesaria la utilización de una tercera coordenada denominada ' γ ' (a veces esta coordenada también se denomina '0'). El conocimiento heredado del estudio del inversor TLFB hace que se intente abordar la modulación del convertidor FLFB

mediante la asunción de que existen diferentes planos $\alpha\text{-}\beta$ situados en distintos niveles del eje homopolar. En el fondo, este enfoque persigue sintetizar el vector de salida mediante la interpolación de los tiempos de aplicación de los vectores generadores correspondientes a dos planos contiguos, lo cual da lugar a un algoritmo de modulación bastante complejo. En el Apartado 5.5, se ha evidenciado que el tratamiento de la SVM mediante un enfoque realmente tridimensional, permite simplificar el algoritmo de modulación respecto al obtenido mediante una concepción bidimensional. Como es posible imaginar, el uso de la técnica 3D-SVM también simplificará el algoritmo obtenido para la modulación del inversor FLFB.

En la Figura 5.30 se muestra el inversor FLFB con un sistema genérico conectado a su salida. En este caso, al existir un camino de circulación para la corriente homopolar en el lado de la carga, la componente homopolar de la tensión de salida no tiene por qué ser nula.

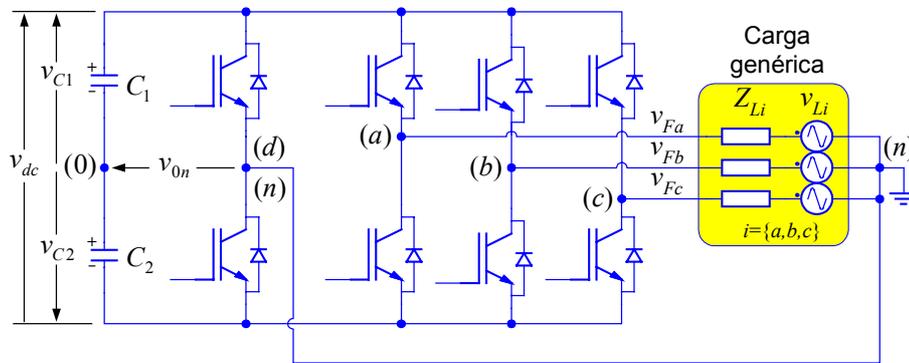


Figura 5.30. Inversor FLFB trabajando sobre una carga genérica.

Manteniendo el mismo convenio que se mostró en (5.48) para definir el estado de conmutación de cada interruptor, los diferentes estados de conmutación del inversor FLFB pueden ser representados por:

$$\vec{S}_j = [s_{aj} \quad s_{bj} \quad s_{cj} \quad s_{dj}] ; \quad j = \{0...15\}. \tag{5.73}$$

Entonces, la matriz que aglutina los dieciséis estados de conmutación posibles es:

$$\mathbf{S} = [\vec{S}_0 \quad \dots \quad \vec{S}_{15}]^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T. \tag{5.74}$$

Las tensiones en las ramas del inversor (tensiones medidas respecto al nodo ‘0’) correspondientes a estos estados de conmutación se obtendrían multiplicando la matriz \mathbf{S} por $v_{dc}/2$. Si las tensiones del inversor, tanto de salida como de rama, se normalizan respecto a $v_{dc}/2$, entonces los vectores normalizados de las tensiones de rama del inversor pueden ser expresados como muestra (5.75).

$$\mathbf{V}_{F0} = [\vec{V}_0 \quad \dots \quad \vec{V}_{15}]^T = \mathbf{S} \cdot \mathbf{u}_{4D}, \quad (5.75)$$

donde \mathbf{u}_{4D} representa los vectores unitarios del sistema de referencia *a-b-c-d*, esto es:

$$\mathbf{u}_{4D} = [\vec{u}_a \quad \vec{u}_b \quad \vec{u}_c \quad \vec{u}_d]^T. \quad (5.76)$$

Los vectores de tensión de (5.75) tienen cuatro dimensiones, una por cada rama del inversor. A partir de estos vectores generadores, se podría seguir un procedimiento similar al utilizado en el Apartado 5.5 para la modulación del inversor TLFB, es decir, se definirían unas bases generadoras compuestas por cuatro vectores unitarios, se expresaría el vector de referencia original (suministrado en la base *a-b-c-d*) sobre la base generadora correspondiente, se anularía la componente homopolar en la base generadora tetradimensional, y se trasladaría nuevamente el vector resultante a la base de referencia original *a-b-c-d*. Sin embargo, aprovechando el conocimiento adquirido en el estudio del convertidor TLFB, el proceso de modulación del inversor FLFB se planteará a partir del estudio de las tensiones de salida (tensiones medidas respecto a nodo 'n'), con lo que se reducirá una dimensión en el problema a tratar.

En el inversor FLFB de la Figura 5.30 se cumple que:

$$v_{Fin} = v_{Fi0} + v_{F0n} = v_{Fi0} - v_{Fdn} \quad ; \quad i = \{a, b, c, d\}. \quad (5.77)$$

Tiendo en cuenta que en todo momento $v_{Fdn} = 0$, entonces los vectores de salida pueden ser representados empleando solamente tres dimensiones. Utilizando (5.77), los vectores de salida del inversor FLFB (normalizados respecto a $v_{dc}/2$) son:

$$\mathbf{V}_{Fn} = [\vec{V}_0 \quad \dots \quad \vec{V}_{15}]^T = \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2 & -2 & -2 & 0 & -2 \\ 2 & 0 & 2 & 2 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2 & 0 & 0 & 0 & -2 & -2 & -2 \\ 2 & 0 & 0 & 0 & 2 & 2 & 2 & 0 & 0 & -2 & -2 & -2 & 0 & 0 & 0 & -2 \end{bmatrix}^T \cdot \mathbf{u}, \quad (5.78)$$

donde \mathbf{u} es la base natural de las coordenadas *a-b-c*, definida en (5.52).

En la Figura 5.31 se muestran los dieciséis vectores normalizados de la tensión de salida del inversor FLFB. Modulando la amplitud de estos vectores, y combinándolos adecuadamente en el tiempo, se podría sintetizar cualquier hipotético vector de tensión que se encontrase incluido dentro del dodecaedro de controlabilidad descrito en esta figura. En esta figura, se aprecia que la capacidad de generación de tensiones de secuencia directa e inversa en el convertidor FLFB es idéntica a la del inversor TLFB, sin embargo, su capacidad de generación de tensión de secuencia homopolar es mucho mayor. Esta figura también revela que, en función del número de dimensiones utilizadas en el análisis, ciertos vectores pierden su significado real. En un enfoque bidimensional los vectores \vec{V}_0 , \vec{V}_7 , \vec{V}_8 y \vec{V}_{15} son vectores nulos, mientras que en un enfoque tridimensional, los vectores \vec{V}_7 y \vec{V}_8 son vectores nulos, y los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_{15} son vectores homopolares.

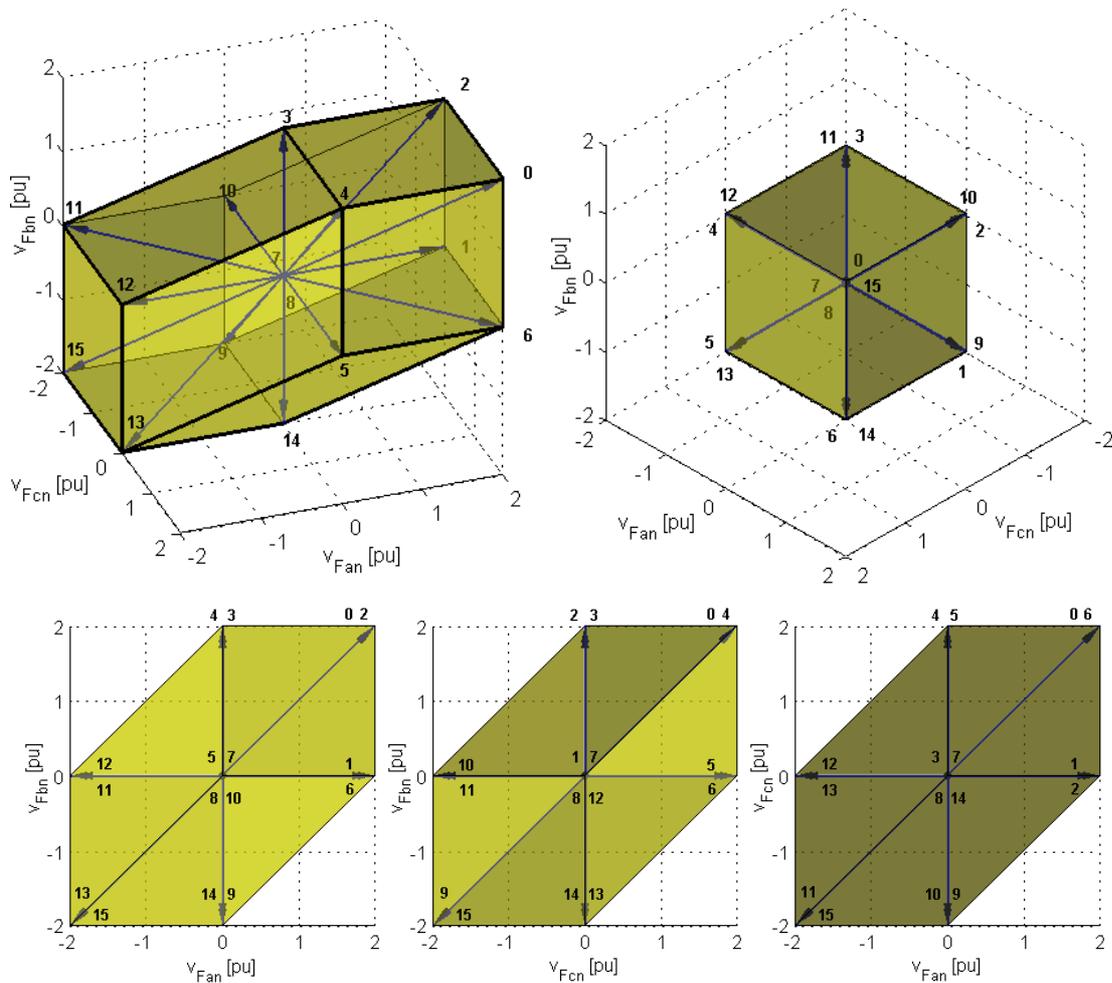


Figura 5.31. Vectores normalizados de la tensión de salida del inversor FLFB.

A partir de la Figura 5.31, es intuitivo pensar que si se localiza la región espacial donde se encuentra el vector de referencia, la determinación de los ciclos de trabajo de los diferentes vectores generadores implicados puede resultar sencilla si se utiliza un procedimiento similar al expuesto en el Apartado 5.5. En [5.40] se presenta una técnica de modulación que se basa en este punto de vista. En ese trabajo, el poliedro de controlabilidad de la Figura 5.31 se divide en 24 tetraedros. Cada tetraedro, está delimitado por los dos vectores nulos (\vec{V}_7 y \vec{V}_8), más tres vectores no nulos. Una vez determinado cuál es el tetraedro que debe ser el responsable de la síntesis del vector de tensión de referencia, la expresión de este último a partir de los vectores que constituyen el citado tetraedro da lugar a la obtención de los ciclos de trabajo correspondientes. Los resultados expuestos en [5.40] resultan muy interesantes, sin embargo, la técnica propuesta podría ser mejorada si se utilizase el concepto de “base generadora” presentado en el Apartado 5.5. Como se indicó en (5.60), cada base generadora define cuatro subespacios (tetraedros), por lo que la totalidad del poliedro mostrado en la Figura 5.31 podría haber sido cubierto mediante la utilización de únicamente seis bases generadoras, lo cual simplificaría el algoritmo de detección de la posición del vector de referencia (en el algoritmo propuesto en [5.40] es necesario

discriminar entre los 24 tetraedros posibles). En [5.40], tras la obtención de los ciclos de trabajo de los vectores generadores, es necesaria la correcta secuenciación de los mismos para determinar así los instantes de conmutación de las diferentes ramas del convertidor. Este proceso consume un tiempo de procesamiento adicional y puede dar lugar a ambigüedades en el uso de los vectores nulos.

Una interpretación diferente de la figura geométrica obtenida a partir de la conexión de los vectores generadores aporta un nuevo punto de vista en el planteamiento del método de modulación del inversor FLFB. En la Figura 5.32a, los vectores de tensión de salida \vec{V}_0 a \vec{V}_7 se dan cuando el estado de la rama d es $s_d=-1$, es decir, cuando el interruptor inferior de la rama d está cerrado. De la misma manera, los vectores de tensión de salida \vec{V}_8 a \vec{V}_{15} se dan cuando el estado de la rama d es $s_d=+1$, es decir, cuando el interruptor superior de la rama d está cerrado. En Figura 5.32b, se representa lo que se ha denominado el “cubo de controlabilidad virtual” (VCC – *Virtual Controllability Cube*), el cual surge a partir de los vectores de tensión generados en las ramas a , b y c del inversor (tensiones medidas respecto al nodo ‘0’). En esta figura, se ha utilizado la designación \vec{V}_0 a \vec{V}_7 en los vectores de tensión de las ramas para evitar confusión con la nomenclatura utilizada en los vectores de tensión de salida. Teniendo en cuenta que la tensión de salida (v_{Fn}) es igual a la tensión en las ramas del convertidor (v_{F0}) más la tensión de flotación del bus de continua (v_{0n}), los cubos mostrados en las Figuras 5.32a y 5.32b tienen las mismas dimensiones. Las dos posiciones extremas del VCC representadas en la Figura 5.32 se dan, respectivamente, para cada uno de los estados de conmutación de la rama d , por lo que es lógico pensar que el VCC podría ser situado en cualquier posición del eje homopolar (eje $\vec{V}_0 - \vec{V}_{15}$) mediante la regulación de la tensión generada por la rama d a lo largo de un periodo de modulación.

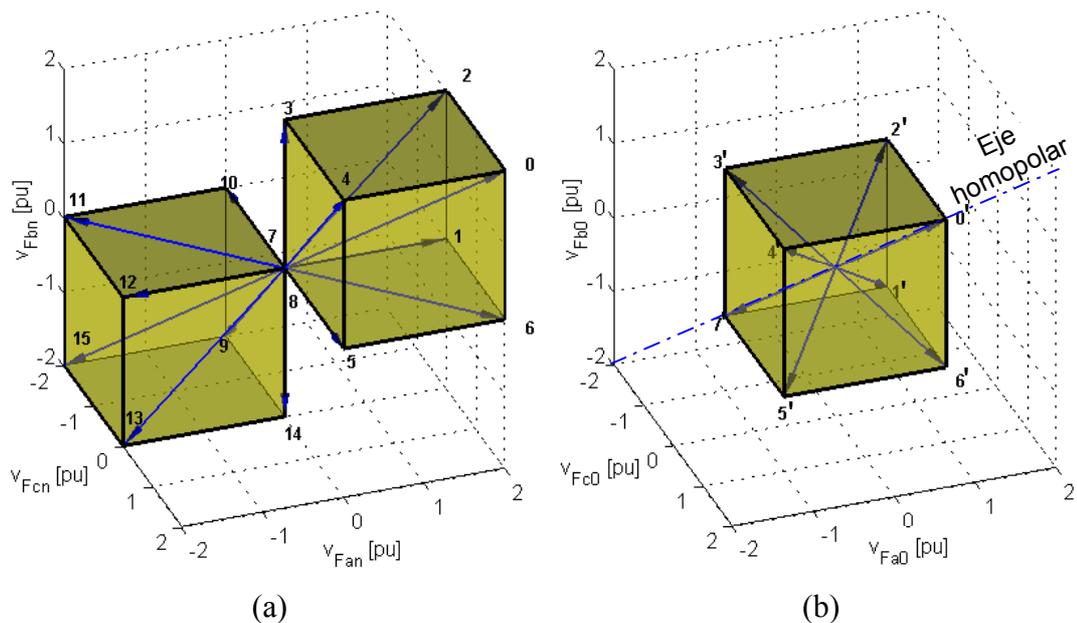


Figura 5.32. Posiciones extremas del VCC en el inversor FLFB

En la Figura 5.33, se han utilizado las coordenadas α - β - γ para ilustrar cómo, mediante la regulación de tensión generada por la rama d , o lo que es lo mismo, mediante la regulación de la tensión de flotación del bus de continua, el VCC puede ser desplazado a lo largo del eje homopolar, con lo que el vector de tensión de salida sintetizado por el convertidor puede ocupar cualquier posición del poliedro de controlabilidad del convertidor FLFB.

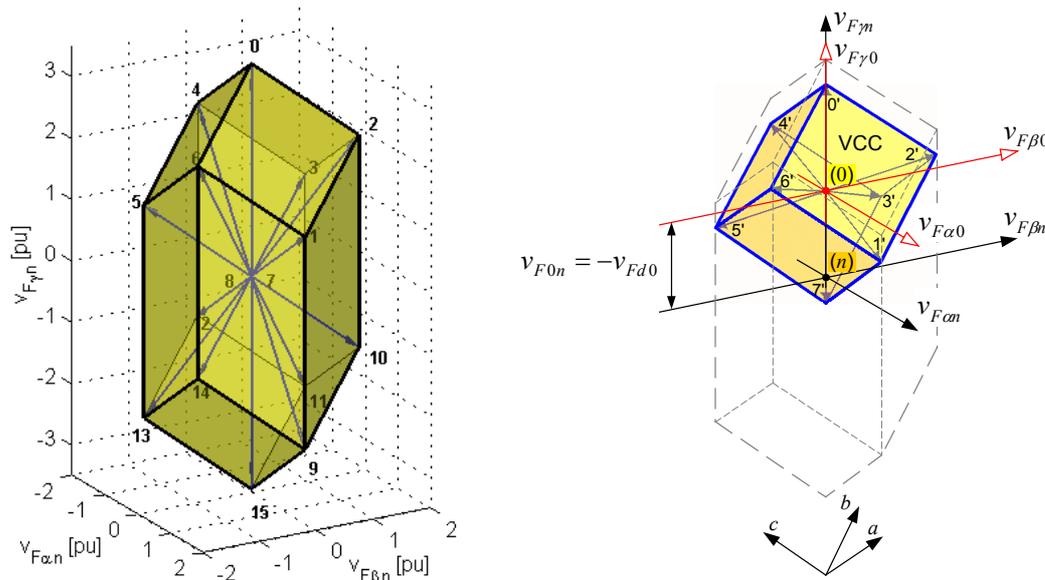


Figura 5.33. Desplazamiento del VCC a lo largo del eje homopolar

5.6.1. Algoritmo 3D-SVM aplicado al inversor FLFB

En la modulación del inversor FLFB, las distintas ramas del mismo presentarán funcionalidades diferentes. Las ramas a , b y c , las cuales originan el VCC, serán las responsables de la generación de las tensiones de salida de secuencia directa e inversa. Es necesario recordar aquí que, para conseguir el máximo aprovechamiento del bus de continua, la tensión homopolar neta generada en las ramas a , b y c mediante los vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 será nula. La rama d , la cual desplaza el VCC a lo largo del eje homopolar, será la responsable de la generación de tensión de salida de secuencia homopolar (tensión de flotación del bus de continua).

Para la síntesis de un vector de referencia de tensión de salida genérico, en primer lugar será necesario determinar la posición angular de éste dentro del plano α - β , y de esta manera, decidir cuál será la base generadora que deberá ser utilizada en cada momento. Teniendo en cuenta que la componente homopolar del vector de referencia no afecta sobre su posición angular sobre el plano α - β , las funciones de pertenencia mostradas en (5.63) continúan siendo perfectamente válidas. Una vez conocida la base generadora a utilizar, las expresiones mostradas en (5.67) determinan ahora el valor que debería adoptar la tensión de flotación del bus de continua para conseguir, por un lado, el máximo aprovechamiento de los recursos de tensión del bus de

continua, y por otro, la generación en la salida de la tensión de secuencia homopolar aportada como referencia.

Mediante las expresiones de (5.71) se obtendría la tensión de secuencia homopolar que debería ser restada a las referencias de tensión originales, estando estas últimas expresadas sobre la base natural *a-b-c*. Lógicamente, las tensiones resultantes de esta resta constituirían las referencias de las tensiones que se deben generar en las ramas *a*, *b* y *c* del inversor.

Finalmente, teniendo en cuenta que la tensión de flotación del bus de continua coincide con la tensión generada mediante la rama *d*, cambiada de signo, basta con cambiar el signo de la tensión obtenida mediante (5.71) para conseguir la referencia de tensión que se debe aportar a la rama *d* del inversor.

La Figura 5.34 muestra del diagrama del algoritmo de 3D-SVM aplicado sobre el inversor FLFB. Para conseguir las señales de control de los interruptores del inversor FLFB, basta con aplicar las señales de salida de este diagrama a un modulador PWM estándar.

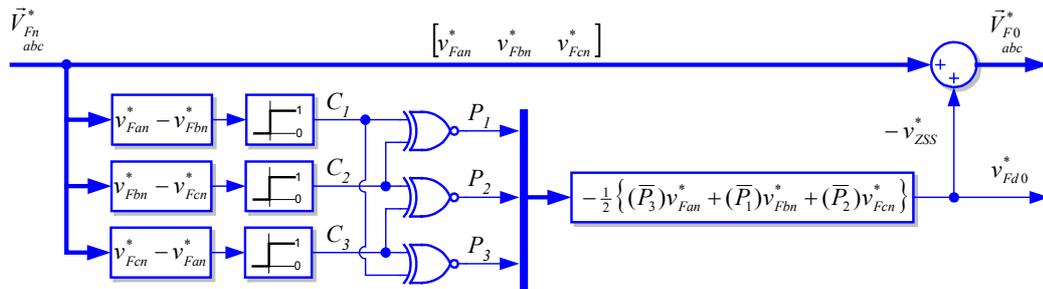


Figura 5.34. Diagrama del algoritmo de 3D-SVM aplicado al inversor FLFB.

La Figura 5.35 muestra las formas de onda de tensión resultantes de la aplicación del algoritmo 3D-SVM sobre el inversor FLFB. En esta simulación se ha utilizado un modulador PWM estándar conmutando a 10kHz. La señal aportada como referencia de tensión de salida para la fase *a* ha sido:

$$v_{Fan}^* = \frac{v_{dc}}{2} \left[m \cdot \sin(314 \cdot t) + \frac{m}{2} \sin(3 \cdot 314 \cdot t) \right], \quad (5.79)$$

donde el índice de modulación valía $m=1,1$. Lógicamente las señales de referencia de las fases *b* y *c* guardaban el correspondiente desfase respecto a la mostrada en (5.79).

En la Figura 5.35a, se observa como la tensión sintetizada por la rama *a* del inversor es idéntica a la que se mostraba en la Figura 5.29a, la cual se obtenía mediante el uso del inversor TLFB. Esta igualdad entre ambas formas de onda es completamente lógica, ya que la referencia de tensión de salida de secuencia positiva es la misma en ambas simulaciones. La Figura 5.35b muestra la tensión de flotación del bus de continua, la cual es igual a la tensión generada mediante la rama *d* del inversor cambiada de signo. En esta figura, se puede apreciar como la tensión de flotación del bus de continua no es exactamente igual a la tensión de secuencia homopolar aportada originalmente como referencia, ya que en ella se encuentra incluida,

además, la componente homopolar necesaria para convertir las formas de onda de las tensiones de las ramas a , b y c en las sinusoides perfectas de secuencia positiva que se aportaron originalmente como referencia de tensión de salida. Mediante esta componente adicional de secuencia homopolar se consigue el máximo aprovechamiento de la tensión del bus de continua del convertidor.

En la Figura 5.35c, se muestra la tensión de salida del convertidor, la cual presenta únicamente tres niveles. Esto se debe a que la tensión de flotación del bus de continua es ahora una tensión modulada de dos niveles. Lógicamente, según indica la Figura 5.35d, la disminución del número de niveles en la tensión de salida, respecto al caso del inversor TLFB, da lugar a que las componentes armónicas a la frecuencia de conmutación y sus múltiplos tengan ahora una mayor amplitud respecto a las que aparecerían cuando se utilizaba el convertidor TLFB.

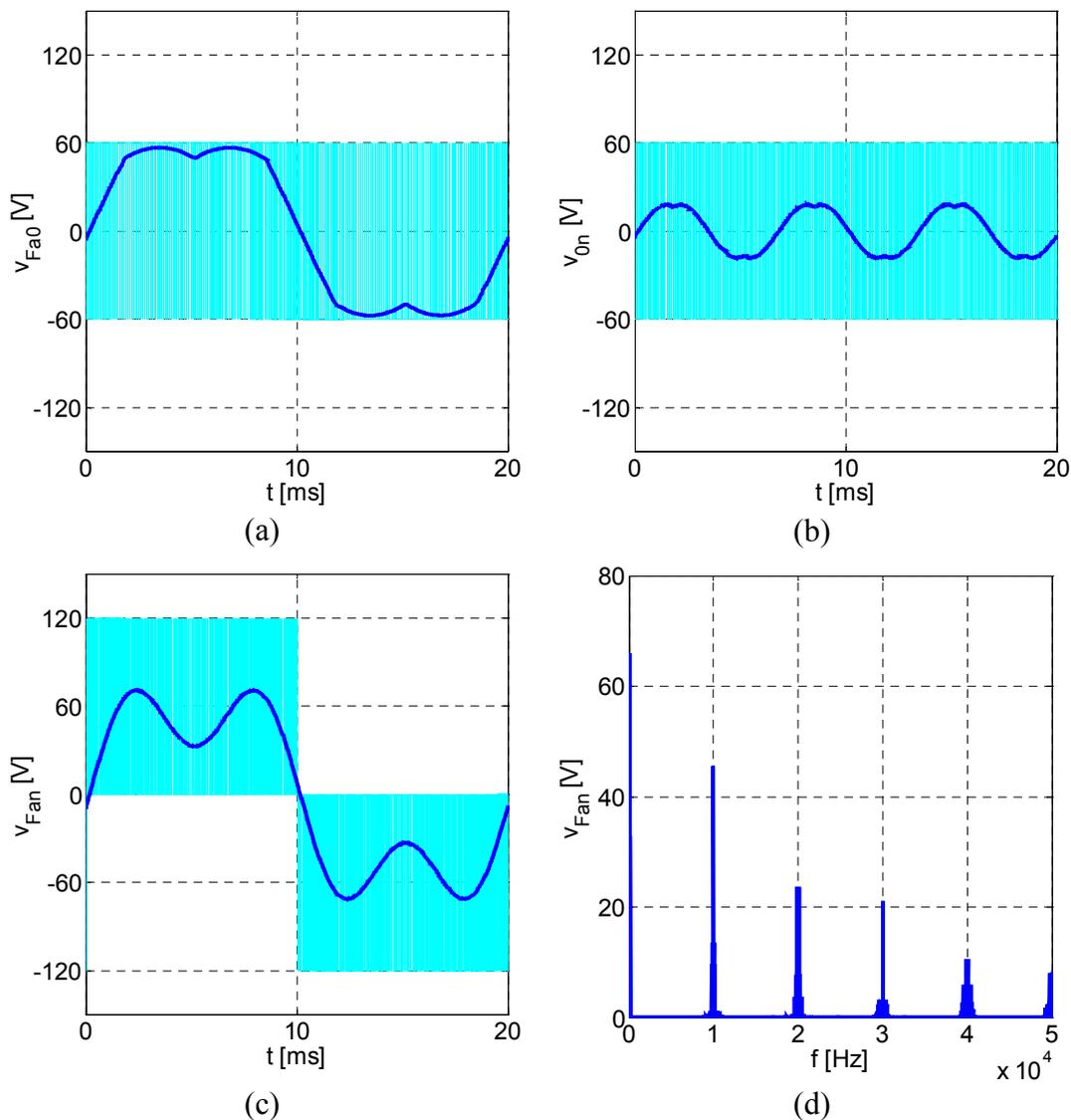


Figura 5.35. Formas de onda de la aplicación de 3D-SVM sobre el inversor FLFB utilizando un modulador PWM estándar.

La Figura 5.36a representa la secuencia de conmutación de un inversor FLFB cuando las señales obtenidas mediante el algoritmo de la Figura 5.34 se aplican a un modulador PWM estándar. En la Figura 5.36a, se puede apreciar como los dos vectores nulos, \vec{V}_7 y \vec{V}_8 , son repartidos, de forma equitativa y simétrica, a lo largo del periodo de conmutación. Como ya se indicó en la presentación de la modulación vectorial del Apartado 5.2, este reparto de los vectores nulos minimizará el rizado de la corriente inyectada por el inversor.

Al igual que ocurría en la técnica SVM estándar, en la modulación del inversor FLFB es posible adoptar diferentes estrategias a la hora de establecer los tiempos de aplicación de los vectores nulos. La Figura 5.36b representa una secuencia de conmutación en la que el vector nulo \vec{V}_7 ha sido cancelado, mientras que en la Figura 5.36c, el vector nulo cancelado es \vec{V}_8 .

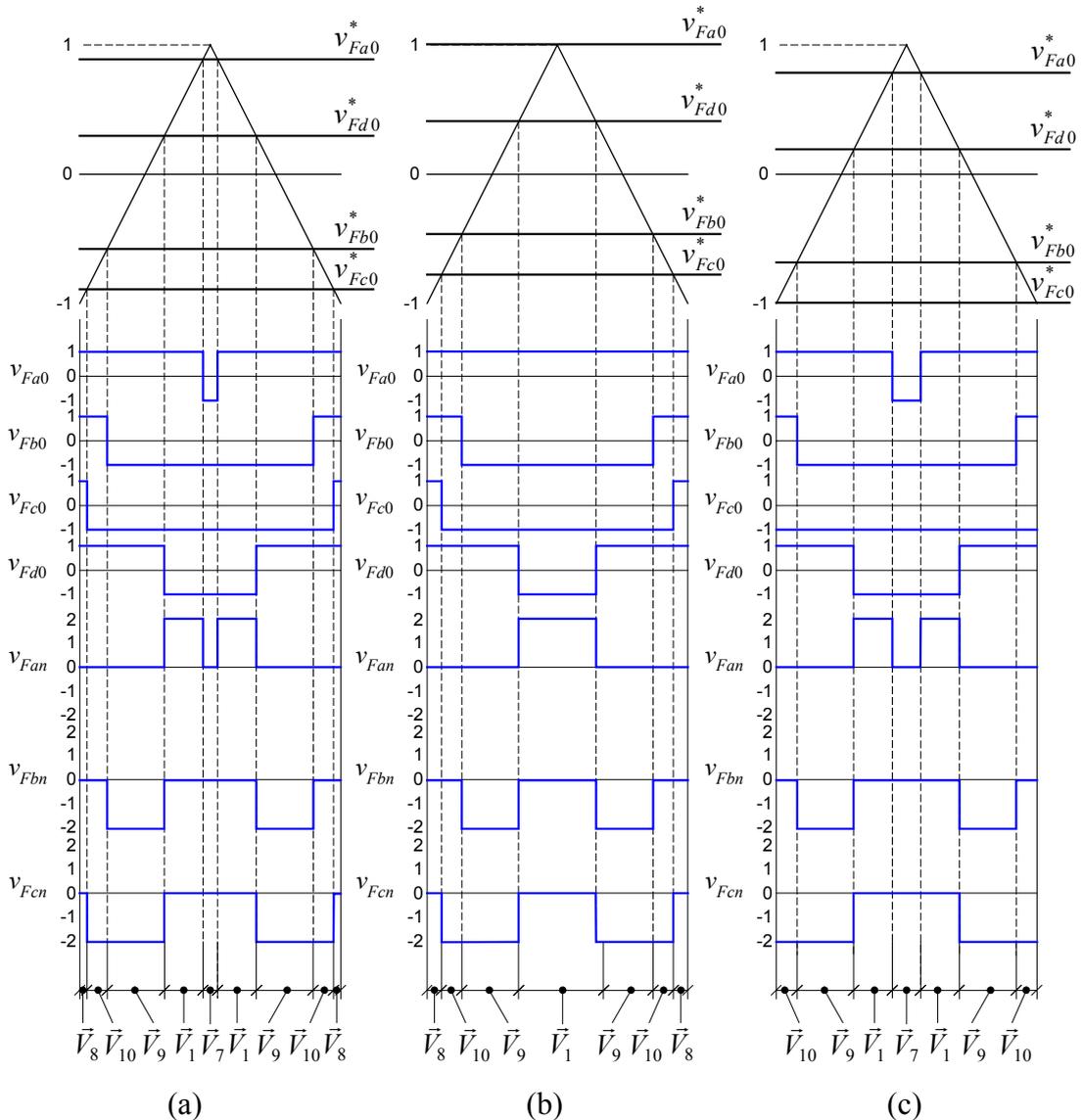


Figura 5.36. Secuencias de conmutación en la aplicación de 3D-SVM sobre el inversor FLFB para diferentes repartos de los vectores nulos.

5.7. Modulación DPWM del inversor FLFB

La aplicación exclusiva de un único vector nulo minimizará las conmutaciones realizadas por el inversor, y consiguientemente se reducirán las pérdidas asociadas a las mismas. Esta aplicación exclusiva de un único vector nulo está directamente relacionada con las técnicas de modulación discontinua (DPWM). De hecho, como muestra la Figura 5.36b, la cancelación del vector nulo \vec{V}_7 se consigue mediante el enclavamiento al máximo positivo de la tensión de referencia más positiva, mientras que, como indica la Figura 5.36c, la cancelación del vector nulo \vec{V}_8 se consigue mediante el enclavamiento al máximo negativo de la tensión de referencia más negativa.

Teniendo en cuenta que la tensión de salida de una fase cualquiera del inversor es igual a la diferencia entre la tensión de la rama asociada a esa fase y la tensión de la rama d , para que la tensión de salida de dicha fase se mantenga inalterada después de enclavar su rama asociada, es preciso desplazar verticalmente, en sentido positivo o negativo según el caso, las otras tres señales de referencia de tensión. Véanse las Figuras 5.36b y 5.36c.

Cuando, en el Apartado 5.1, se presentaron las diferentes estrategias de DPWM, se presupuso que se trabajaba con un inversor de tres ramas, con lo que la tensión de salida que podía aparecer en extremos de la carga sólo presentaba componentes de secuencia positiva y negativa. Sin embargo, en el inversor FLFB, las referencias de tensión de salida para las fases a , b y c pueden presentar componentes de secuencia positiva, negativa y homopolar. Como muestra la Figura 5.37, para aplicar las estrategias de DPWM (expuestas en el Apartado 5.1) sobre el inversor FLFB, primeramente, es preciso aislar la componente de secuencia homopolar de las referencias de tensión de salida aportadas al mismo. Una vez realizada esta separación, las componentes de secuencia positiva y negativa podrían ser aplicadas como señales de referencia para las ramas a , b y c del inversor, mientras que la componente de secuencia homopolar, cambiada de signo, podría ser aplicada como tensión de referencia para la rama d . Esto daría lugar a una estrategia de modulación equivalente a la SPWM estándar, pero aplicada al inversor FLFB. Lógicamente, mediante esta estrategia de modulación no se conseguiría el máximo aprovechamiento de los recursos del bus de continua, y el máximo índice de modulación para las ramas sería de $m=1$.

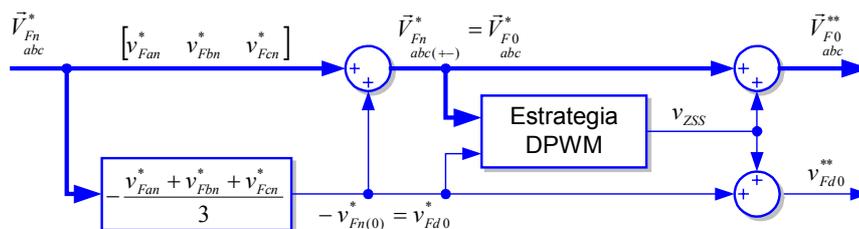


Figura 5.37. Diagrama de DPWM aplicado al inversor FLFB.

Según muestra la Figura 5.37, a partir de las tensiones de referencia de las ramas a , b y c , las cuales están constituidas únicamente por componentes de secuencia positiva y negativa, y mediante la aplicación de la estrategia de DPWM deseada, que vendrá establecida por una de las expresiones comprendidas entre (5.3) y (5.8), se obtendrá la señal v_{ZSS} . Esta señal determina el desplazamiento vertical que deben experimentar las referencias de tensión de las cuatro ramas para conseguir: enclavar la rama correspondiente, sintetizar adecuadamente la tensión de salida y obtener el máximo aprovechamiento del bus de continua. Por tanto, como indica la Figura 5.37, esta señal v_{ZSS} se sumará a las referencias de tensión de las cuatro ramas del inversor para obtener así las señales de referencia definitivas de dichas ramas.

En la Figura 5.38, se representan las formas de onda de tensión características para las diferentes estrategias de DPWM descritas en el Apartado 5.1, aplicándose ahora estas estrategias al inversor FLFB.

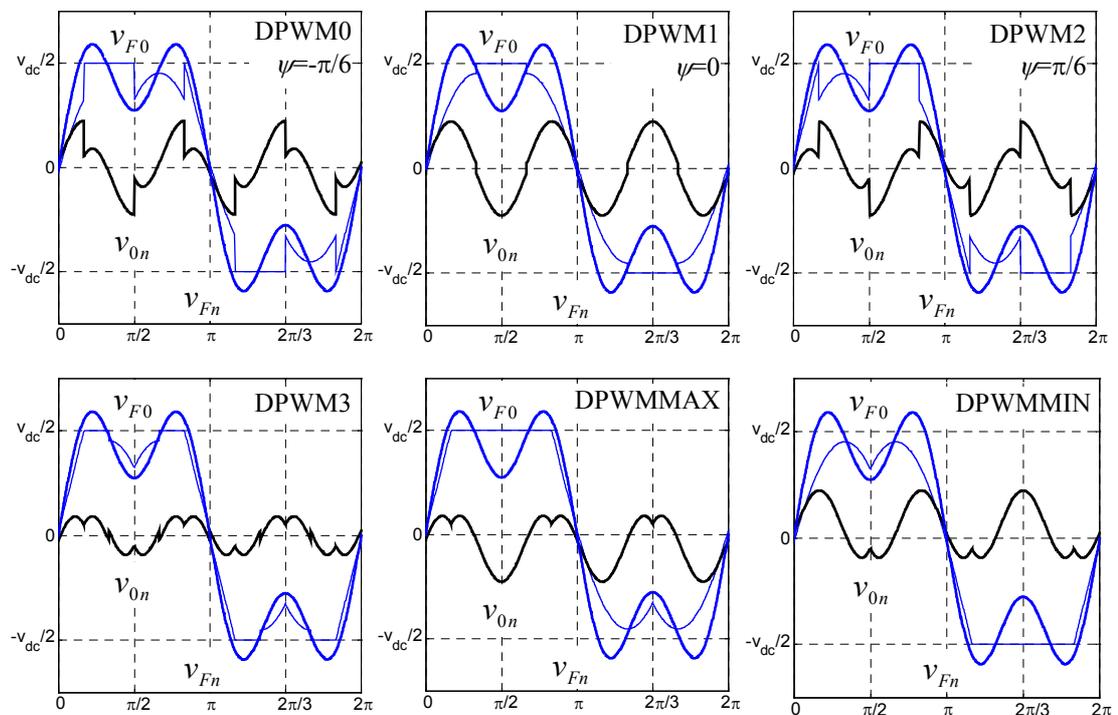


Figura 5.38. Formas de onda de DPWM en el inversor FLFB.

En determinadas aplicaciones del inversor FLFB, como puede ser un filtro híbrido de cuatro hilos, la componente de secuencia homopolar del vector de referencia de la tensión de salida, la cual se aporta como señal de referencia para la rama d , cambiada de signo, puede alcanzar un valor superior al de las señales de referencia del resto de ramas. En este caso, la rama d podría ser enclavada a su máximo positivo o negativo, según corresponda. Esto da lugar a una nueva estrategia de modulación discontinua para el inversor FLFB, la cual ha sido bautizada en esta Tesis como DPWM4. Atendiendo a la Figura 5.37, la señal v_{ZSS} que da lugar a la modulación DPWM4 se obtendrá mediante (5.80).

$$\left. \begin{array}{l} \text{Si } |v_{Fd0}^*| \geq |v_{Fa0}^*| \\ \text{y } |v_{Fd0}^*| \geq |v_{Fb0}^*| \\ \text{y } |v_{Fd0}^*| \geq |v_{Fc0}^*| \end{array} \right\} \Rightarrow v_{zss} = \text{sgn}(v_{Fd0}^*) \frac{v_{dc}}{2} - v_{Fd0}^* \quad (5.80)$$

La Figura 5.39 muestra las formas de onda características de la estrategia DPWM4.

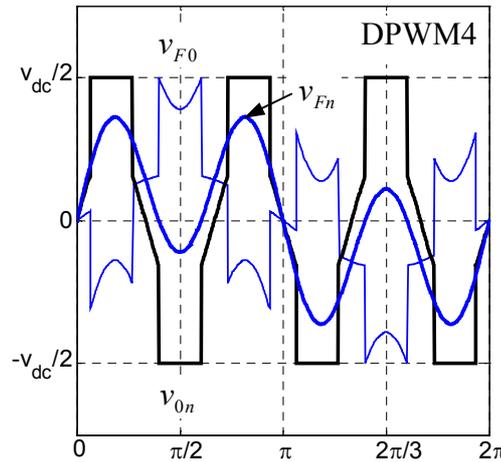


Figura 5.39. Formas de onda de DPWM4 en el inversor FLFB.

Un estudio detallado de la reducción de pérdidas de conmutación en el inversor cuando éste se emplea en una aplicación de filtrado activo, podría dar lugar a un algoritmo de modulación discontinua óptimo y generalizado similar al GDPWM descrito en [5.23]. Sin embargo, este estudio sobrepasa el objetivo de esta Tesis, y quedará emplazado como un futuro trabajo de investigación.

5.8. Control de corriente en el inversor FLFB utilizando 3D-SVM

Para la explicación del algoritmo de control de corriente en el inversor FLFB cuando se utiliza 3D-SVM, se considerará un SAPF como el mostrado en la Figura 5.40. Esta configuración, totalmente general, cubre el resto de aplicaciones del inversor, y se centra en el tema tratado en esta Tesis. En este circuito, el enlace a red del inversor viene regido por las siguientes ecuaciones:

$$L_F \frac{di_{Fi}}{dt} = v_{Fi0} + v_{0n} - v_{Si} \quad ; \quad i \equiv \{a, b, c\}, \quad (5.81a)$$

$$L_F \frac{di_{Fn}}{dt} = 3v_{0n} + \sum_{i=a,b,c} (v_{Fi0} - v_{Si}). \quad (5.81b)$$

Estas ecuaciones están gráficamente representadas en el bloque de enlace a red de la Figura 5.41, donde, para simplificar, únicamente se han representado las fases *a* y *d*.

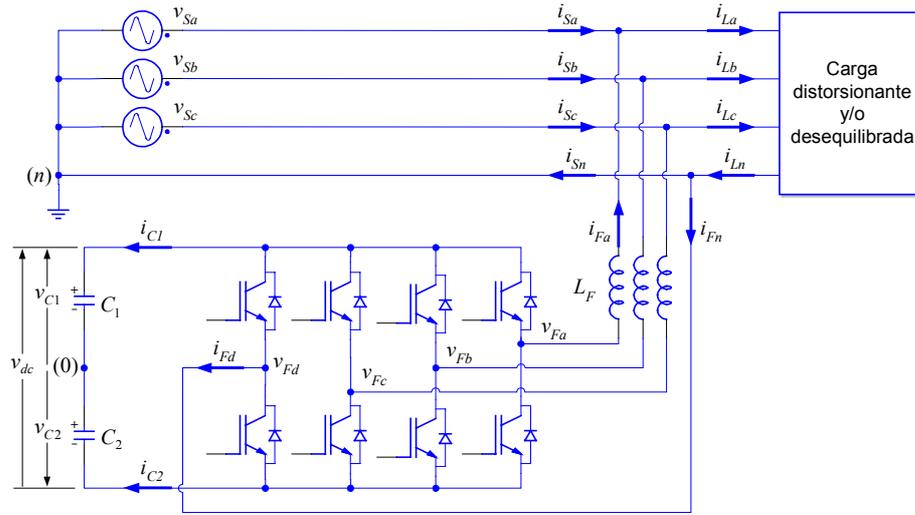


Figura 5.40. Inversor FLFB en un SAPF.

En el inversor FLFB, el desequilibrio de tensión en los condensadores del bus de continua es nulo, por lo que, utilizando las expresiones obtenidas en el Apartado 4.4 referentes al modelo promediado del SAPF, se tiene que:

$$L_F \frac{di_{Fi}}{dt} = (c_{i0} - c_{d0}) \frac{v_{dc}}{2} - v_{Si} \quad ; \quad i \equiv \{a, b, c\}, \tag{5.82a}$$

$$L_F \frac{di_{Fn}}{dt} = \sum_{i=a,b,c} (c_{i0} - c_{d0}) \frac{v_{dc}}{2} - \sum_{i=a,b,c} v_{Si}, \tag{5.82b}$$

donde $c_{i0} \in [-1, 1]$ con $i \equiv \{a, b, c, d\}$ son las variables de control de las ramas del inversor, y corresponden a las tensiones normalizadas que tendrían que generarse en dichas ramas. Estas variables de control se obtienen a partir del algoritmo 3D-SVM mostrado en la Figura 5.34. Teniendo en cuenta que en dicho algoritmo las variables de entrada y salida cumplen con la relación:

$$v_{Fin} = c_{in} \frac{v_{dc}}{2} = v_{Fi0} + v_{0n} = v_{Fi0} - v_{Fd0} = (c_{Fi0} - c_{Fd0}) \frac{v_{dc}}{2}, \tag{5.83}$$

entonces, las expresiones de (5.82) pueden ser escritas como muestra (5.84).

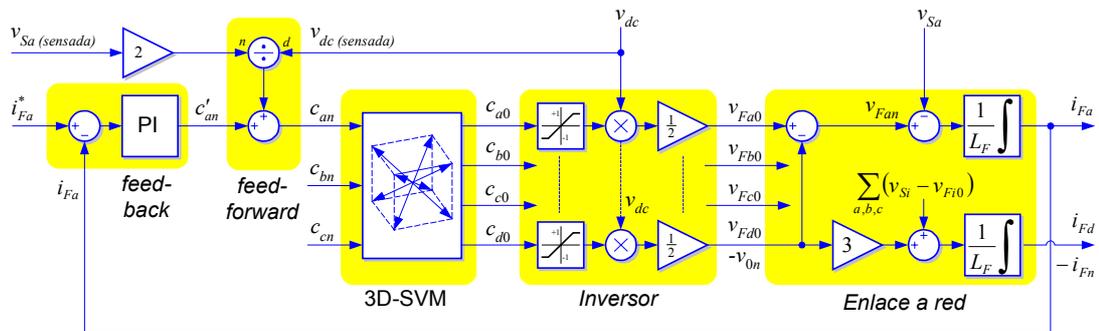


Figura 5.41. Control de corriente en el inversor FLFB utilizando 3D-SVM.

$$L_F \frac{di_{Fi}}{dt} = c_{in} \frac{v_{dc}}{2} - v_{Si} \quad ; \quad i \equiv \{a, b, c\} \quad (5.84a)$$

$$L_F \frac{di_{Fn}}{dt} = \sum_{i=a,b,c} \left(c_{in} \frac{v_{dc}}{2} - v_{Si} \right) \quad (5.84b)$$

En (5.84), la variable de control c_{in} representa la tensión normalizada de salida de la fase i . En estas expresiones, se aprecia claramente como la evolución de la corriente inyectada no depende exclusivamente de c_{in} , ya que la tensión de red está actuando como una perturbación en el lazo de control. Como se indicó en el Apartado 4.4.1, el lazo de tipo *feed-forward* de la Figura 5.41 tiene por objeto eliminar el efecto de esta perturbación.

Por tanto, si se tiene en cuenta el efecto de la realimentación *feed-forward*, las expresiones finales que determinan la evolución de la corriente inyectada por las diferentes fases serían:

$$L_F \frac{di_{Fi}}{dt} = c'_{in} \frac{v_{dc}}{2} \quad ; \quad i \equiv \{a, b, c\}, \quad (5.85a)$$

$$L_F \frac{di_{Fn}}{dt} = \sum_{i=a,b,c} c'_{in} \frac{v_{dc}}{2}, \quad (5.85b)$$

donde c'_{in} es la variable que realmente controla la corriente inyectada por la rama i del inversor, y generalmente coincidirá con la variable de salida del controlador de corriente utilizado. En la Figura 5.41, se ha representado un controlador lineal del tipo proporcional-integral, aunque perfectamente se podría haber utilizado cualquier otro tipo de controlador, como por ejemplo uno predictivo del tipo *dead-beat*.

Las ecuaciones mostradas en (5.85) muestran cómo la corriente inyectada por las ramas a , b , y c del inversor puede ser controlada de manera independiente. La simplicidad de estas ecuaciones permite un análisis sencillo del controlador de corriente. En un análisis preciso, las ecuaciones de (5.85) se verán afectadas por un término que representará el retardo temporal introducido por el tiempo de cálculo del algoritmo de 3D-SVM y por el modulador PWM.

Para evaluar el comportamiento del sistema de control de la Figura 5.41 se procede a la simulación del inversor FLFB trabajando como un SAPF según muestra la Figura 5.40. La Figura 5.42 muestra las formas de onda de tensión y corriente características de la fase a . Para esta simulación, con el objetivo de simplificar el sistema, se ha considerado que el bus de continua se encuentra alimentado mediante una fuente de tensión ideal de 120V, valor idéntico al utilizado en las simulaciones precedentes de este Capítulo. La tensión de red presenta un valor de pico de 50V, y la inductancia de acoplo entre el inversor y la red es de 1mH. En el lado de carga se ha supuesto una corriente genérica, estando constituida, en cada fase, por 10A de frecuencia

fundamental, 8A de tercer armónico, 5A de quinto armónico y 2,5A de séptimo armónico. El SAPF deberá inyectar las componentes armónicas de la corriente de carga a modo de conseguir que la corriente de fuente sea puramente sinusoidal. En esta simulación, el controlador de corriente utilizado es del tipo proporcional-integral.

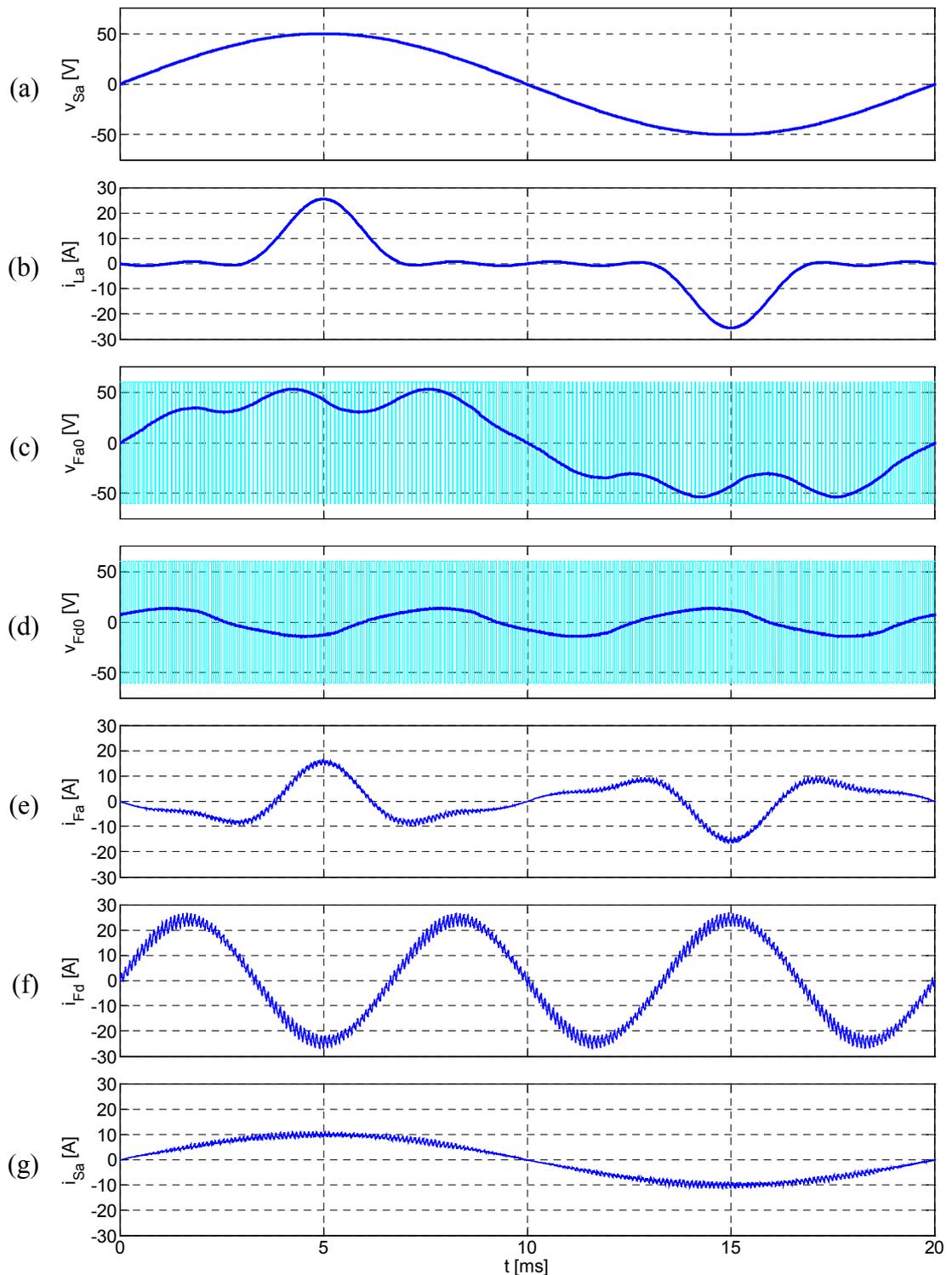


Figura 5.42. Formas de onda del inversor FLFB trabajando como SAPF.

Las Figuras 5.42a y 5.42b muestran, respectivamente, la tensión de red y la corriente de carga. La Figura 5.42c muestra la tensión generada por la rama a del inversor, estando resaltado, en trazado grueso, el promediado local de la misma. Las tensiones de las ramas b y c son idénticas a la de la rama a pero desfasadas 120° . Las tensiones generadas por las ramas a , b , y c son las responsables de la inyección de las corrientes de secuencia positiva y negativa, es decir, de las corrientes de quinto y séptimo armónico. La tensión generada por la rama a (o por la rama b o c) está inicialmente constituida por dos tipos de componentes. Una componente es una copia de la correspondiente tensión de fase de la red, evitándose así la posible perturbación que pudiese producir esta tensión sobre la corriente inyectada. Las otras componentes son las tensiones apropiadas de quinto y séptimo armónico que hacen circular las corrientes aportadas como referencia. Es preciso recordar aquí que, como las tensiones generadas por las ramas son obtenidas mediante el algoritmo 3D-SVM, la contribución neta de los vectores nulos asociados con las ramas a , b y c (vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7) habrá sido cancelada. Esto dará lugar a un aprovechamiento óptimo de los recursos del bus de continua. El uso del algoritmo de 3D-SVM origina que las tensiones generadas por las ramas a , b , y c presenten, además, cierta componente homopolar, la cual debe ser anulada en la salida mediante la tensión de flotación del bus de continua.

La Figura 5.42d muestra la tensión generada por la rama d del inversor, la cual es igual a la tensión de flotación del bus de continua, pero cambiada de signo. Esta tensión estará constituida por dos componentes. Una componente anulará en la salida la tensión de secuencia homopolar existente en las ramas a , b , y c . La otra componente será la encargada de la inyección de corriente de secuencia homopolar en la red, y en este caso se tratará de una componente de tensión de tercer armónico.

La Figura 5.42e muestra la corriente inyectada por la rama a del inversor. Como era de esperar, esta corriente contiene la totalidad de las componentes armónicas de la corriente de la fase a de la carga. En la Figura 5.42f se muestra la corriente inyectada por la rama d , la cual es igual, y de signo opuesto, a la corriente drenada por el inversor desde el conductor de neutro. Es interesante resaltar que el rizado de esta corriente es superior al de las corrientes que circulan por el resto de fases. Esto es debido a que la impedancia que presenta el circuito de acoplo a red a secuencia homopolar es tres veces menor que la presentada a secuencia directa o inversa. Finalmente, la Figura 5.42g muestra la forma de onda de la corriente que circula en el lado de fuente, la cual, lógicamente, es perfectamente sinusoidal.

5.9. Conclusiones

El inversor FLFB es potencialmente adecuado para su aplicación en SAPF's de cuatro hilos, sin embargo, a fecha de hoy, existen muy pocos trabajos que aborden la SVM del mismo. En la mayoría de estos documentos, el enfoque adoptado para

analizar el proceso de modulación da lugar a complicados algoritmos que requieren el uso de potentes procesadores de señal. En este Capítulo se ha propuesto una técnica, simple y efectiva, que permite implementar la SVM del convertidor FLFB en un procesador de bajo coste. Esta técnica de modulación ha sido bautizada como 3D-SVM (*Three-dimensional Space Vector Modulation*).

Para la obtención de la 3D-SVM, se han estudiado, desde sus orígenes, las diferentes técnicas de modulación de los inversores trifásicos en puente completo, lo cual ha permitido llegar a las siguientes conclusiones:

- i)* En el inversor TLFB, existe un grado de libertad, consistente en la regulación de la tensión de flotación del bus de continua, que permite un aprovechamiento óptimo de la tensión disponible en dicho bus.
- ii)* En una modulación SPWM estándar, dicho grado de libertad no es utilizado, por lo que el rango lineal de operación del inversor queda restringido a un índice de modulación tal que $m_{max-lin}=1$.
- iii)* Mediante la técnica ZSS-PWM, la adición de señales de secuencia homopolar a las referencias originales permite extender el rango lineal de operación hasta alcanzar un índice de modulación tal que $m_{max-lin}=1,1547$. Las primeras modalidades de ZSS-PWM estaban destinadas a la síntesis de tensiones sinusoidales a la salida del inversor, con lo que las señales de secuencia homopolar que se añadían a las referencias originales respondían a patrones fijos y conocidos.
- iv)* La adición de señales genéricas de secuencia homopolar, que daban lugar al enclavamiento de alguna rama del inversor, originó las técnicas de modulación discontinua, DPWM. La principal ventaja de estas técnicas consiste en la reducción de las pérdidas de conmutación del inversor.
- v)* Un análisis vectorial de las tensiones que realmente podían ser generadas por el inversor (vectores generadores) condujo a la técnica conocida como SVM. Esta técnica de modulación avanzada permite un aprovechamiento óptimo de los recursos de tensión del bus de continua en la síntesis de tensiones de salida genéricas. En su concepción original, la SVM constaba de tres pasos que consistían en determinar los vectores generadores adecuados, calcular el ciclo de trabajo de cada uno de ellos, y ordenar la secuencia de aplicación de los mismos. Matemáticamente, esta técnica resulta muy elegante, sin embargo, la ejecución en tiempo real de los cálculos asociados a la misma, hace necesario el uso de un procesador digital relativamente potente. Además, el control preciso de los instantes de aplicación de los diferentes vectores generadores, y de la duración los mismos, suele hacer necesario el uso de una FPGA adicional.
- vi)* La utilización de la SVM más allá de su límite lineal, es decir, cuando $m > 1,1547$, origina los *Modos I* y *II* de sobremodulación. En su presentación original, estos modos de sobremodulación implicaban un

comportamiento no lineal del inversor, esto es, no existía una relación lineal entre el índice de modulación y la amplitud de la componente de frecuencia fundamental de la tensión sintetizada en la salida. Trabajos relativamente recientes abordan la linealización de la región de sobremodulación, aunque la justificación matemática de las expresiones propuestas en dichos trabajos resulta prácticamente inverificable. En este trabajo, se aporta un nuevo enfoque para la linealización de esta región, que se basa en el uso de un sistema de referencia síncrono que gira solidario al vector de referencia original, debiéndose cumplir que el valor medio, a lo largo de un sextante, de la proyección del vector de salida real sobre el eje directo del sistema de referencia rotativo debe coincidir con la amplitud del vector de referencia original. Este enfoque permite determinar, analíticamente, los límites de cada modo de sobremodulación, y obtener las expresiones que consiguen un comportamiento lineal del inversor cuando trabaja en sobremodulación. Aunque en la obtención de esta técnica de sobremodulación lineal se utiliza una concepción vectorial de las tensiones del inversor, su implementación final se basa en la modificación de las señales de referencia que se aportan a un modulador estándar basado en portadora, CB-PWM, lo que la hace más simple y eficaz que otras técnicas precedentes. El uso del sistema de referencia síncrono permite concebir nuevas estrategias de sobremodulación que, mediante la modificación continua de la posición y amplitud del vector de salida, mantengan la característica lineal del inversor, y mejoren la calidad de la forma de onda aplicada a la carga.

- vii) Un análisis detallado de la SVM, permite llegar a la conclusión de que su filosofía de funcionamiento es realmente simple, y se basa en el hecho de que la tensión homopolar en extremos de la carga conectada a la salida del inversor TLFB es siempre nula, con independencia de la tensión que esté siendo generada en las ramas del mismo. En este análisis, un enfoque tridimensional ayuda a comprender que el inversor únicamente se debe encargar de fijar la posición y amplitud de la proyección del vector de tensión generado en las ramas sobre el plano α - β , ya que la tensión homopolar necesaria para que el vector de salida se encuentre contenido en dicho plano aparece, de manera espontánea, como tensión de flotación del bus de continua. La técnica de modulación aquí propuesta, 3D-SVM, consiste en determinar los vectores generadores adecuados para la síntesis del vector de referencia; expresar éste sobre los ejes no ortogonales definidos por los vectores generadores (translación del vector de referencia a la base generadora); aislar la componente homopolar en dicha base generadora (obtención de la contribución neta de los vectores generadores homopolares); expresar esta componente homopolar sobre el sistema de referencia natural (a - b - c); restar la señal homopolar obtenida de las referencias de tensión originales; aportar las señales de referencia modificadas a un modulador PWM estándar. El desarrollo algebraico de este proceso de modulación conduce a un nuevo algoritmo de modulación, sumamente simple, que consigue los mismos resultados que los obtenidos con la SVM convencional.

- viii)** Las conclusiones obtenidas en el análisis tridimensional del inversor TLFB, permite abordar, de manera natural, la 3D-SVM del inversor FLFB. En este inversor, la tensión de flotación del bus de continua, cambiada de signo, viene determinada por la tensión sintetizada mediante la cuarta rama del mismo (rama conectada al nodo de neutro de la carga). Según esto, el enfoque tridimensional permite entender el inversor FLFB como un inversor TLFB, cuya flotación respecto al neutro de la carga viene determinada por la tensión de la cuarta rama del mismo, apareciendo así el concepto del VCC (*Virtual Controllability Cube*). Por tanto, la aplicación de 3D-SVM al inversor FLFB simplemente consiste plantear la modulación de un inversor TLTB, haciendo, además, que la tensión de secuencia homopolar obtenida en el algoritmo de cálculo se aplique, cambiada de signo, como referencia de la cuarta rama de dicho inversor.
- ix)** La íntima relación existente entre la técnica 3D-SVM aquí propuesta y las técnicas ZSS-PWM ha permitido la aplicación de las técnicas de modulación discontinua, DPWM, al inversor FLFB, materia sobre la que no existe ninguna publicación a la fecha de la escritura de este documento. La posibilidad de enclavar la cuarta rama del inversor FLFB, conduce a una nueva técnica de modulación discontinua, DPWM4, que encuentra su utilidad en aquellas aplicaciones en las que la componente de secuencia homopolar generada por el inversor resulta predominante.

5.10. Referencias del Capítulo 5

- [5.1] H. Van der Broeck, H. Skudelny, and G. Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors," in *Proc. IEEE Ind. Applicat. Conf.*, 1986, pp. 244-251.
- [5.2] J. Rodríguez, J. Pontt, P. Correa, P. Cortés, and C. Silva, "A new modulation method to reduce common-mode voltages in multilevel inverters," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 51, pp. 834-839, Aug. 2004.
- [5.3] J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, and P. Rodríguez, "Limits of the neutral-point balance in back-to-back-connected three-level converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, pp. 722-731, May 2004.
- [5.4] K. G. King, "A three phase transistor class-b inverter with sinewave output and high efficiency," in *Proc. Inst. Elec. Eng. Conf.*, pub. 123, 1974, pp. 204-209.
- [5.5] K. Zhou and D. Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 49, pp. 186-196, Feb. 2002.
- [5.6] J.-H. Youm and B.-H. Kwon, "An effective software implementation of space-vector modulation," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 46, pp. 866-868, Aug. 1999.
- [5.7] D.-W. Chung, J.-S. Kim, and S.-K. Sul, "Unified voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion," *IEEE Trans. Indus. Applicat.*, vol. 34, pp. 374-380, Mar./Apr. 1998.
- [5.8] R. Zhang, V. H. Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 17, pp. 314-326, May 2002.
- [5.9] A. Schönung and H. Stemmler. "Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversable variable speed AC drives," *Brown Boveri Review*, pp. 555-577, Sep. 1964.
- [5.10] J. A. Houldsworth and D. A. Grant. "The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-20, pp. 1224-1228, Sep./Oct. 1984.
- [5.11] S. R. Bowes and A. Midoun, "Suboptimal switching strategies for microprocessor controlled PWM inverter drives," in *Proc. IEE Part B*, vol. 132, pp. 133-148, May 1985.
- [5.12] F. Jenni and D. Wueest, "The optimization parameters of space vector modulation," in *Proc. Eur. Conf. Power. Electron. And Applicat. (EPE'93)*, vol. 4, 1993, pp. 376-381.
- [5.13] H. Van der Broeck, "Analysis and realisation of pulse width modulator based on voltage space vectors," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 24, pp. 142-150, Jan./Feb. 1988.
- [5.14] D. G. Holmes, "The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 32, pp. 1122-1129, Sept./Oct. 1996.
- [5.15] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, pp. 49-61, Jan. 1999.
- [5.16] M. Depenbrock, "Pulse width control of a 3-phase inverter with nonsinusoidal phase voltages," in *Proc. IEEE Int. Semicond. Power Conv. Conf.*, 1977, pp. 399-403.
- [5.17] J. W. Kolar, H. Ertl, and F.C. Zach, "Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 27, pp. 1063-1075, Nov./Dec. 1991.
- [5.18] S. Ogasawara, H. Akagi, and A. Nabae, "A novel PWM scheme of voltage source inverter based on space vector theory," in *Proc. Eur. Conf. Power. Electron. and Applicat. (EPE'89)*, 1989, pp. 1197-1202.
- [5.19] T. Kenjo, *Power Electronics for the Microprocessor Age*, Oxford: Oxford University Press, 1990.
- [5.20] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach. "Minimization of the harmonic RMS content of the mains current of a PWM converter system based on the solution of an extreme value problem," in *Proc. IEEE Int. Conf. Harm. Quality Power (ICHQP'90)*, 1990, pp. 234-243.
- [5.21] K. Taniguchi, Y. Ogino, and H. Irie, "PWM technique for power MOSFET inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, pp. 328-334, Jul. 1988.
- [5.22] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, "Minimizing the current harmonics RMS value of three-phase PWM converter systems by optimal and sub optimal transition between continuous and

- discontinuous modulation," in *IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'91)*, 1991, pp. 372-381.
- [5.23] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "A high performance generalized discontinuous PWM algorithm," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 34, pp. 1059-1071, Sep./Oct. 1998.
- [5.24] M. Malinowski, "Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers," *Ph.D. dissertation*, Warsaw Univ. of Technology, Poland, 2001.
- [5.25] A. M. Hava, "Carrier Based PWM-VSI Drives in the Overmodulation Region," *Ph.D. dissertation*, Univ. of Wisconsin – Madison, USA, 1998.
- [5.26] T. P. Chen, Y. S. Lai, and C. H. Liu, "A new space vector modulation technique for inverter control," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'99)*, vol. 2, 1999, pp.777-782.
- [5.27] V. Blasko, "Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.33, pp.756-764, May/June. 1997.
- [5.28] H. Van der Broeck, "drives caused by PWM schemes with discontinuous switching operation Analysis of the harmonics in voltage fed inverter," in *Proc. Eur. Conf. Power Electron. and Applicat. (EPE'91)*, 1991, pp. 261-266.
- [5.29] M. Malinowski and M. P. Kazmierkowski, "Influence of zero vectors for PWM modulation methods in three-phase converters," in *Proc. SENE Conf., Łódź*, 1999, pp. 425-432, (in Polish).
- [5.30] A. Tripathi, A. M. Khambadkone, and S. K. Panda, "Stator flux based space-vector modulation and closed loop control of the stator flux vector in overmodulation into six-step mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.19, pp.775-782, May 2004.
- [5.31] A. M. Khambadkone and J. Holtz, "Current control in overmodulation range for space vector modulation based vector controlled induction motor drives," in *Proc. IEEE Ind. Electron. Conf. (IECON'00)*, vol. 2, 2000, pp. 1334–1339.
- [5.32] J. Holtz, W. Lotzkat, and A. Khambadkone, "On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, pp. 546-553, Oct. 1993.
- [5.33] G. Narayanan, and V. T. Ranganathan, "Extension of operation of space vector PWM strategies with low switching frequencies using different overmodulation algorithms," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.17, pp.788-798, Sep. 2002.
- [5.34] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: analysis, comparison, and design," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.13, pp.674-689, Jul. 1998.
- [5.35] D. -C. Lee, and G. -M. Lee, "A novel overmodulation technique for space-vector PWM inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, pp. 1144-1151, Nov. 1998.
- [5.36] H. -J. Park and M. -J. Youn, "A new time-domain discontinuous space-vector PWM technique in overmodulation region," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, pp. 349-355, Apr. 2003.
- [5.37] P. K. Kovacs, *Transient Phenomena in Electrical Machines*, Elsevier Sc. Publishers, 1984.
- [5.38] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating-field machines," *Siemens Review*, pp. 217-220, 1972.
- [5.39] P. Verdelho, and G. D. Marques, "Four-wire current-regulated PWM voltage converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, pp. 761-770, Oct. 1998.
- [5.40] M. A. Perales, M. M. Prats, R. Portillo, José L. Mora, J. I. León, and L. G. Franquelo, "Three-dimensional space vector modulation in abc coordinates for four-leg voltage source converters," *IEEE Power Electron. Letters*, vol. 45, pp. 104-109, Dec. 2003.
- [5.41] J. -H. Kim, and S. -K. Sul, "A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, pp. 66-75, Jan. 2004.
- [5.42] M. A. Perales, L. Terrón, J. A. Sánchez, A. de la Torre, J. M. Carrasco, and L. G. Franquelo "New controllability criteria for 3-phase 4-wire inverters applied to shunt active power filters," in *Proc. IEEE Ind. Electron. Conf. (IECON'02)*, vol. 1, 2002, pp. 638-643.

