

Modulación Vectorial de Inversores Multinivel con Diodos de Enclavamiento con Balance del Bus de Continua

Santiago A. Verne, Sergio A. González, María I. Valla

*Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI), Facultad de Ingeniería,
Universidad Nacional de La Plata y CONICET, calle 48 y 116 s/n, La Plata, Argentina
(email: santiago.verne@ing.unlp.edu.ar, sag@ing.unlp.edu.ar, mvalla@ing.unlp.edu.ar)*

Resumen: En este trabajo se presenta un algoritmo de modulación para convertidores multinivel de enclavamiento por diodos que optimiza el balance del bus de continua. Se describe el mecanismo de modulación vectorial para convertidores multinivel y se desarrolla un método que permite mantener equilibradas las tensiones del bus de continua utilizando la redundancia del convertidor. El presente algoritmo puede aplicarse a convertidores con un número arbitrario de niveles. Se consideran en el desarrollo dos situaciones prácticas: presencia o ausencia de una fuente de tensión continua sobre el bus. El desempeño del modulador es estudiado mediante simulaciones digitales. *Copyright © 2009 CEA.*

Palabras clave: convertidores multinivel, modulación, vector espacial.

1. INTRODUCCIÓN

El aumento de cargas no lineales ha introducido nuevas problemáticas en los sistemas de distribución eléctrica. En este marco, la electrónica de potencia ha permitido mejorar la calidad de energía dando lugar a un enorme aumento de aplicaciones que involucran convertidores de alta potencia y alta tensión (Wu, 2006). Con el objeto de satisfacer estas necesidades, existe un interés continuo por el estudio de los inversores multinivel alimentados por tensión. En esta familia de convertidores se identifican tres estructuras capaces de sintetizar una forma de onda alternada a partir de varias fuentes de tensión continua. Se destacan las topologías con diodos de enclavamiento, de condensadores flotantes y topologías formadas a partir de cascadas con convertidores monofásicos. La introducción de estas topologías ha sido acompañada con el desarrollo de diversas técnicas de modulación (Holmes & Lipo, 2003) (Mc Grath & Holmes, 2002).

En particular, el principio de funcionamiento de la topología con diodos de enclavamiento no permite la ecualización automática de los niveles de tensión sobre los condensadores empleados para la síntesis de los niveles de tensión. Este problema se presenta cuando el número de niveles del convertidor es mayor a tres (Lai & Peng, 1996). Como consecuencia, se pierden niveles y se desequilibran las tensiones de bloqueo de los dispositivos de conmutación. Este fenómeno se observa especialmente cuando existe transferencia de potencia activa a través del convertidor, pero también puede presentarse cuando sólo se procesa potencia reactiva (Chen *et al.*, 1997), (Pan *et al.*, 2005).

Se han propuesto diferentes técnicas para disminuir esta problemática. Se pueden encontrar alternativas que varían

desde la inclusión de convertidores dc-dc que incrementan la complejidad circuital del convertidor hasta algoritmos que toman ventaja de la redundancia de los estados de conmutación (Newton & Sumner, 1999)(Corzine *et al.*, 2002). Operar desde el comando de las llaves es una solución mucho más eficiente cuando se emplea modulación vectorial. En la bibliografía se encuentran muchos ejemplos de algoritmos de balance de tensiones con distintas características. En algunos trabajos se proponen soluciones para convertidores de 4 y 5 niveles (Fracchia *et al.*, 1992)(Pou *et al.*, 2005)(Khajehoddin *et al.*, 2007). En otros se presenta un modelo general basado en funciones de conmutación que requiere diferentes consideraciones si el número de niveles es par o impar (Khajehoddin *et al.*, 2006). Pueden encontrarse extensiones de estos algoritmos a convertidores con cuatro columnas (León *et al.*, 2005). También se han propuesto otras alternativas promediando más vectores y/o vectores lejanos al de referencia (Busquets-Monge *et al.*, 2008a y 2008b). Estas soluciones equivalen a aumentar la frecuencia de conmutación, mientras que no resulta sencillo determinar la simetría de las tensiones de bloqueo sobre los dispositivos de conmutación. En todos los casos se considera que el bus de continua se encuentra conectado a una fuente de tensión. Si bien dicha configuración es ampliamente utilizada en aplicaciones industriales, también resulta de interés el caso que carece de fuente, ya que éste es común en aplicaciones de compensación de potencia reactiva y de armónicos. (Miranda *et al.*, 2008).

Este trabajo propone un algoritmo de síntesis de tensiones de línea, a partir de un esquema de modulación vectorial, que selecciona diferentes estados de conmutación del convertidor siguiendo una función de optimización. Dicha

función es diseñada a fin de minimizar la diferencia entre los niveles de tensión continua del convertidor y sus niveles de referencia. Se presenta un algoritmo aplicable al inversor con diodos de enclavamiento de N niveles considerando además la presencia o ausencia de fuente de tensión en el lado de continua.

El trabajo está organizado de la siguiente manera. En la sección 2 se describe el funcionamiento del inversor multinivel con diodos de enclavamiento. La estrategia de modulación vectorial se describe en la sección 3 junto con un cambio de coordenadas conveniente. En la sección 4 se presenta un modelo para determinar las variaciones de tensión sobre los condensadores del bus de continua. El algoritmo de optimización respecto del balance de tensiones se presenta en la sección 5. En la sección 6 se evalúa el desempeño de algoritmo propuesto mediante resultados de simulación. Finalmente, en la sección 7 se presentan las conclusiones.

2. INVERTORES MULTINIVEL CON DIODOS DE ENCLAVAMIENTO

Los inversores multinivel con diodos de enclavamiento sintetizan formas de onda, a partir de diferentes niveles de tensión, provenientes de un divisor de tensión conformado por condensadores conectados en serie. La Fig. 1 muestra el esquema funcional de un inversor trifásico de N niveles. Se observa el arreglo de condensadores y tres conmutadores de selección asociados a cada columna del convertidor. Cada conmutador posee N posiciones, cada una de las cuales permite acceder a los distintos niveles de tensión del bus. Los conmutadores definen las tensiones de columna V_{a0} , V_{b0} y V_{c0} , de N niveles cada una. En consecuencia, la combinación de dos columnas produce una tensión de línea de hasta $2N-1$ niveles diferentes (Lai & Peng, 1996). En la Fig. 2 se muestra la tensión de línea resultante para un convertidor de 6 niveles commutando a frecuencia de red. También se indica la componente fundamental de tensión de línea resultante.

El contenido armónico de la forma de onda sintetizada puede ser mejorado si se incrementa el número de niveles del convertidor.

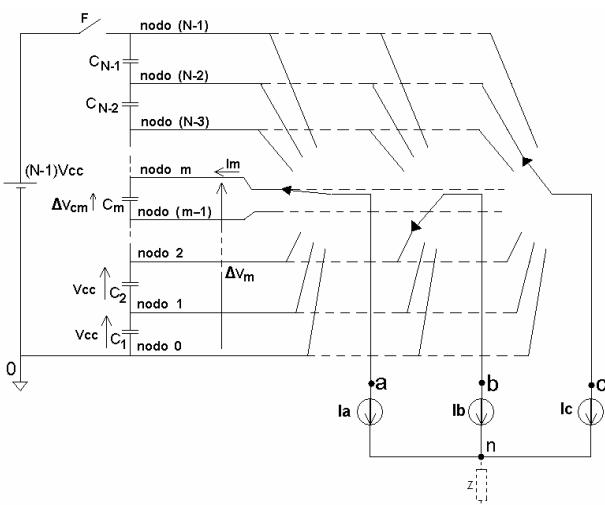


Figura 1. Circuito esquemático de un inversor multinivel con diodos de enclavamiento de N niveles.

Sin embargo, dado que cada interruptor es implementado con dispositivos semiconductores de potencia discretos, el número de interruptores controlados y diodos de potencia necesarios se incrementa rápidamente con el número de niveles (Lai & Peng, 1996).

Si bien el funcionamiento del convertidor conmutando a frecuencia de red constituye una estrategia de control válida, no resulta sencillo resolver el problema de balance de las tensiones sobre los condensadores. Es posible aplicar distintas técnicas de modulación de ancho de pulso sobre este tipo de convertidores. Entre ellas, las técnicas de modulación vectorial presentan tres aspectos interesantes (Holmes & Lipo, 2003):

- posibilidad de optimización de la cantidad de conmutaciones.
 - mayor aprovechamiento del bus de continua.
 - naturalidad en la implementación en sistemas digitales.

No obstante, la extrapolación directa de la técnica de modulación vectorial de dos niveles a convertidores de varios niveles, deriva en algoritmos difíciles de implementar debido al aumento de los estados redundantes y el consecuente incremento de la carga computacional (Celanovic & Boroyevich, 2001) (Holmes & Lipo, 2003).

Figura 2. Tensión de línea para un inversor de 6 niveles

3. MODULACIÓN VECTORIAL

La modulación vectorial, en su expresión general, está basada en la representación de las tensiones de un sistema trifásico sobre un espacio de tres dimensiones (**X,Y,Z**), como se ve en la Fig. 3 a) y b):

Figura 3: a) Sistema ortogonal de tensiones, b) Proyección de los ejes principales de la red X_1, X_2, Z_3 .

La representación más difundida del vector espacial considera las tensiones de fase de la carga V_{an} , V_{bn} y V_{cn} , las cuales, mediante una transformación de coordenadas T_{dq0} (1) se transforman al sistema coordenado $d-q-0$. Las componentes en dicho sistema, V_d , V_q y V_0 se calculan a partir de dicha transformación, según:

$$\begin{bmatrix} V_q \\ V_d \\ V_0 \end{bmatrix} = T_{dq0} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = T_{dq0} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad \text{donde: } T_{dq0} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{3}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Esta representación permite caracterizar los distintos estados de los interruptores de un convertidor mediante los vectores que resultan de dichas combinaciones. En la Fig. 4 se presenta el esquema de un inversor de dos niveles alimentado por fuente de tensión. En este caso cada conmutador posee sólo dos posiciones posibles: $m=1$ y $m=0$. De este modo, considerando una carga balanceada, el convertidor define seis vectores activos sobre el plano $d-q$, como se muestra en la Fig. 5, junto con un vector de referencia arbitrario.

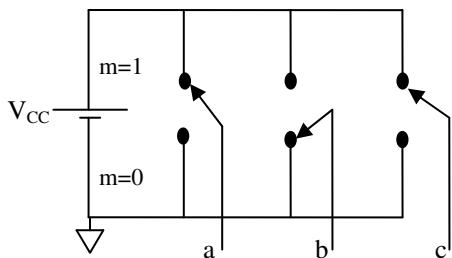


Figura 4. Convertidor de 2 niveles

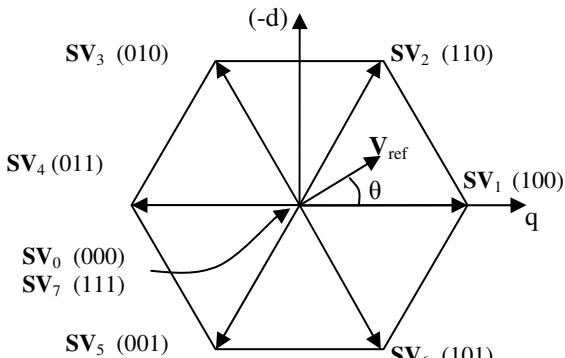


Figura 5. Mapa de vectores para dos niveles

Cada vector está identificado según el valor de m para cada fase (m_a , m_b , m_c). También se observa que hay 2 combinaciones (SV_0 y SV_7) que representan al vector nulo. Una combinación consiste en las tres columnas conectadas a 0V ($m=0$) mientras que la otra, se obtiene con las tres conectadas a V_{CC} ($m=1$). Esto constituye un grado de libertad que frecuentemente se utiliza para optimizar la cantidad de conmutaciones sobre los interruptores. En síntesis, un convertidor de dos niveles ofrece $2^3=8$ combinaciones posibles de posiciones de los dispositivos de

comutación, mientras que el número de vectores sintetizables es menor e igual a 7.

El proceso de modulación vectorial consiste en aproximar el vector de referencia \mathbf{V}_{ref} mediante la promediación de los tres vectores más cercanos a \mathbf{V}_{ref} dentro del periodo de promediación T_s ,

$$\mathbf{V}_{ref} = d_1 \mathbf{V}_1 + d_2 \mathbf{V}_2 + d_3 \mathbf{V}_3 \quad (2)$$

donde d_1 , d_2 y d_3 representan los ciclos de trabajo de los vectores \mathbf{V}_1 , \mathbf{V}_2 y \mathbf{V}_3 respectivamente.

En la Fig. 6 se representa un periodo de promediación. Este se divide en los tres tiempos de activación correspondientes a cada uno de los vectores empleados. \mathbf{V}_1 , y \mathbf{V}_2 son los vectores activos adyacentes a \mathbf{V}_{ref} , mientras que \mathbf{V}_3 corresponde a uno de los 2 vectores nulos.

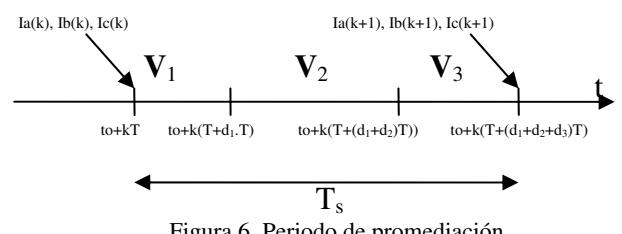


Figura 6. Período de promediación

3.1 Convertidores multinivel

Considerando el convertidor de tres niveles mostrado en la Fig. 7, se observa que cada conmutador de selección posee tres posiciones posibles. El mapa de vectores sintetizables se amplía significativamente, como se muestra en la Fig. 8. En el extremo de cada vector están indicadas las posiciones de los conmutadores de columna que los sintetizan. Se observa en la misma figura, que los vectores interiores pueden ser obtenidos con más de una combinación de estados de los interruptores. Precisamente todos los vectores que conforman el hexágono interno poseen dos combinaciones posibles, mientras que el vector nulo posee tres. Esta característica de redundancia en la síntesis de tensiones puede resumirse en 19 vectores diferentes con $3^3=27$ combinaciones de interruptores.

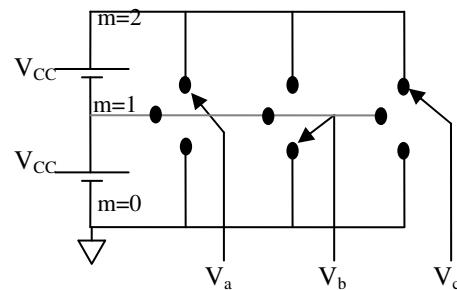


Figura 7. Convertidor de 3 niveles

En general, para un convertidor de N niveles, existen N^3 maneras diferentes de combinar las tensiones de columna, mientras que el número de vectores sintetizables está dado por la siguiente expresión (Holmes & Lipo, 2003),

$$L = 1 + 6 \sum_{i=1}^{N-1} i$$

Figura 8. Mapa de vectores para tres niveles

Se desprende que, a medida que N aumenta, el número de anillos hexagonales y la cantidad de estados redundantes también aumenta. Esto contribuye a que la selección de los vectores a promediar no sea una tarea sencilla. Además, puede observarse en la Fig. 8 que el conocimiento de las componentes d y q del vector de referencia no permite una identificación inmediata de los vectores que se deben promediar. Esto sugiere la búsqueda de un sistema de representación alternativo para las tensiones del convertidor.

3.2 Coordenadas hexagonales

En primer lugar, se propone la representación del vector espacial mediante tensiones de línea en lugar de tensiones de fase. Esta representación identifica directamente las tensiones que son impuestas por el convertidor a un sistema trifilar. Esto permite obtener una representación independiente del tipo de carga y su conexión. Podemos representar en el espacio (X, Y, Z) un vector \mathbf{V} cuyas componentes sean las tensiones de línea de un sistema trifásico. Dicho vector puede expresarse,

$$\mathbf{V} = V_{ab}\mathbf{X} + V_{bc}\mathbf{Y} + V_{ca}\mathbf{Z} \quad \text{o de otra forma: } \mathbf{V} = [V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^T \quad (3)$$

Dado que las tensiones consideradas (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}) se cierran sobre una malla, su suma resulta nula. Luego, el vector (3) siempre está contenido en el plano $X + Y + Z = 0$. En particular, una terna trifásica de tensiones sinusoidales y balanceadas puede representarse mediante un vector de referencia:

$$\mathbf{V}_{ref} = V_{ll\ pico} [\cos(\omega t) \ \cos(\omega t - 2\pi/3) \ \cos(\omega t + 2\pi/3)]^T$$

donde $V_{ll\ pico}$ es la tensión de línea pico y ω la pulsación del sistema. Puede demostrarse que este vector describe una trayectoria circular con velocidad angular ω sobre el plano $X + Y + Z = 0$.

Dado que el vector así definido está contenido en un plano, su representación puede efectuarse con dos componentes en lugar de tres, eligiendo un sistema de referencia conveniente. En este sentido, se ha demostrado en (Joetten & Kehl, 1991) para 3 niveles y en (Celanovic & Boroyevich, 2001) para N

niveles, que la representación del vector \mathbf{V} en un sistema de coordenadas hexagonales presenta ventajas, ya que los vectores generados por el convertidor poseen sólo componentes enteras.

Para introducir la representación en coordenadas hexagonales, se propone una terna de vectores \mathbf{u} , \mathbf{v} y \mathbf{z} cuyas componentes se definen,

$$[\mathbf{u}, \mathbf{v}, \mathbf{z}] = \begin{bmatrix} V_{cc} & 0 & V_{cc} \\ 0 & V_{cc} & V_{cc} \\ -V_{cc} & -V_{cc} & V_{cc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Es posible definir una transformación de sistema de coordenadas que permite pasar del sistema (X, Y, Z) , a otro denominado (g, h, y) , en donde \mathbf{u} se transforma en el versor $\mathbf{g}=[1 \ 0 \ 0]^T$, \mathbf{v} se transforma en $\mathbf{h}=[0 \ 1 \ 0]^T$, y \mathbf{z} en $\mathbf{y}=[0 \ 0 \ 1]^T$. Esta transformación posee la propiedad de que los vectores sintetizables por un convertidor de N niveles de tensión V_{cc} , poseen componentes enteras sobre los ejes g y h , y nulos sobre el eje y .

La matriz de transformación de coordenadas T se calcula resolviendo la igualdad siguiente:

$$[\mathbf{g}, \mathbf{h}, \mathbf{y}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = T[\mathbf{u}, \mathbf{v}, \mathbf{z}] = T \begin{bmatrix} V_{cc} & 0 & V_{cc} \\ 0 & V_{cc} & V_{cc} \\ -V_{cc} & -V_{cc} & V_{cc} \end{bmatrix}$$

donde T toma la forma:

$$T = \begin{bmatrix} V_{cc} & 0 & V_{cc} \\ 0 & V_{cc} & V_{cc} \\ -V_{cc} & -V_{cc} & V_{cc} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{3V_{cc}} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Como ejemplo se considera un convertidor de cuatro niveles en el que los comutadores de selección se ubican según se indica en la Fig. 9. El vector así definido se puede representar en el espacio (g, h, y) , aplicando la transformación T

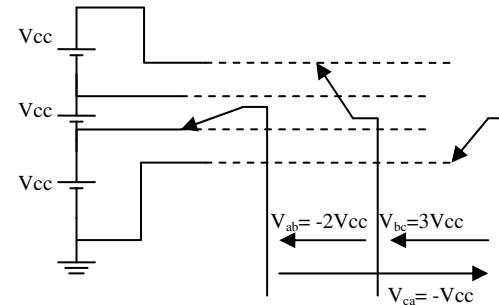


Figura 9. Convertidor de 4 niveles

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_h \\ V_y \end{bmatrix} = \frac{1}{3V_{cc}} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -2V_{cc} \\ 3V_{cc} \\ -V_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 \\ 3 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Dado que la componente en la dirección y es nula para cualquier terna de tensiones de línea, la matriz de transformación T puede reducirse a:

$$T' = \frac{1}{3V_{CC}} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

La matriz de transformación T normaliza las componentes del vector de referencia con respecto a la tensión V_{CC} . De este modo, los vectores sintetizables por el convertidor en el plano g-h conforman los vértices de los triángulos de la Fig. 10, para el convertidor de 4 niveles. El mapa de vectores se extiende naturalmente a convertidores de N niveles agregando anillos hexagonales. Por otro lado, como consecuencia de la normalización impuesta por la matriz de transformación, los vértices de los triángulos poseen coordenadas enteras, como indican los pares coordenados (g, h) al lado de cada vértice, en la Fig. 10. Una terna trifásica de tensiones genera, en el plano g-h, un vector de referencia que rota a una velocidad angular igual a la pulsación del sistema.

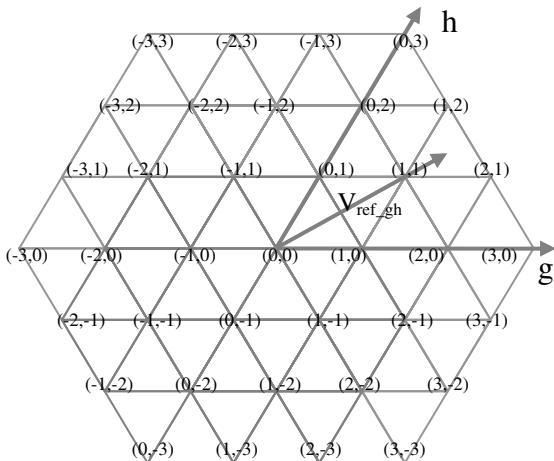


Figura 10. Mapa de vectores para cuatro niveles

Aplicando la transformación de coordenadas T' , obtenemos el vector de referencia \mathbf{V}_{ref_gh} en términos de sus componentes:

$$\mathbf{V}_{ref_gh} = T' \mathbf{V}_{ref} = [V_{ref_g} \ V_{ref_h}]^T$$

Luego, dado el vector de referencia \mathbf{V}_{ref_gh} , el modulador debe determinar las posiciones adecuadas de los interruptores para sintetizar dicho vector mediante la expresión (2). El método en cuestión comprende dos etapas:

1. Determinación de los tres vectores más cercanos al vector de referencia (*NTV's Nearest Three Vectors*) que pueden ser sintetizados por el convertidor.
2. Cálculo de los ciclos de trabajo de cada vector.

3.3 Búsqueda de los NTV

La Fig. 11 muestra una ampliación del primer sextante de la Fig. 10. Se observa el vector de referencia a sintetizar y sus componentes en el sistema coordenado g-h. El extremo del vector de referencia se encuentra dentro del paralelogramo definido por los vértices (2,2), (1,2), (1,1), (2,1).

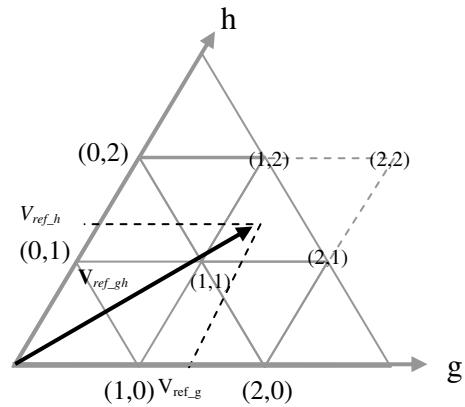


Figura 11. Vector de referencia y 4 vectores cercanos

Es posible determinar los 4 vectores que definen el paralelogramo (2,2), (1,2), (1,1), (2,1) realizando el redondeo de las componentes del vector de referencia. Los vectores que definen dicho paralelogramo reciben sus nombres de acuerdo al tipo de redondeo de las componentes g y h según si el mismo es hacia arriba (upper) o hacia abajo (lower). Por ejemplo, el redondeo hacia arriba de la componente V_{ref_g} ($V_{ref_g}\uparrow$) de la Fig. 11 es 2, mientras que el redondeo hacia abajo ($V_{ref_g}\downarrow$) es 1. Los vectores que definen dicho paralelogramo pueden expresarse en función de sus componentes:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{lu} &= [V_{ref_g} \downarrow \ V_{ref_h} \uparrow]^T & \mathbf{V}_{uu} &= [V_{ref_g} \uparrow \ V_{ref_h} \uparrow]^T \\ \mathbf{V}_{ll} &= [V_{ref_g} \downarrow \ V_{ref_h} \downarrow]^T & \mathbf{V}_{ul} &= [V_{ref_g} \uparrow \ V_{ref_h} \downarrow]^T \end{aligned}$$

En particular, para el vector de referencia mostrado en la Fig. 11:

$$\mathbf{V}_{lu} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{V}_{uu} = \begin{bmatrix} 2 \\ 2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{V}_{ll} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{V}_{ul} = \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Para conformar la terna de vectores más cercanos se eligen \mathbf{V}_{lu} y \mathbf{V}_{ul} en forma directa, mientras que para determinar el tercer vector, es necesario determinar la relación entre las componentes del vector de referencia con las de \mathbf{V}_{ul} que se observan en la Fig. 12. Se define el parámetro S como:

$$S = V_{ref_h} + V_{ref_g} - V_{ul_g} - V_{ul_h} \quad (5)$$

donde V_{ul_g} , V_{ul_h} , V_{ref_g} y V_{ref_h} son las componentes de los vectores \mathbf{V}_{ul} y \mathbf{V}_{ref} . Si $S=0$, el vector de referencia se encuentra sobre la recta que une los vértices V_{lu} y V_{ul} . En este caso los vectores promediados son \mathbf{V}_{lu} y \mathbf{V}_{ul} . Para $S<0$ significa que el vector de referencia se encuentra dentro del triángulo definido por los vértices V_{lu} , V_{ul} y V_{ll} y para $S>0$ el triángulo en cuestión es el definido por V_{ul} , V_{lu} y V_{uu} . De esta manera, evaluando el signo de S es posible hallar el tercer vector más cercano.

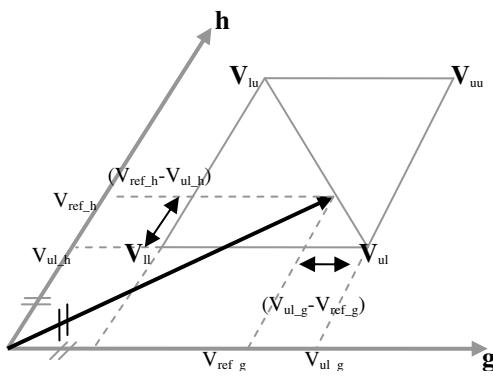


Figura 12. Determinación del tercer vector más cercano

$$\begin{aligned} V_{ref_h} + V_{ref_g} - V_{ul_g} - V_{ul_h} &< 0 \Rightarrow \mathbf{V}_3 = \mathbf{V}_{ll} \\ V_{ref_h} + V_{ref_g} - V_{ul_g} - V_{ul_h} &> 0 \Rightarrow \mathbf{V}_3 = \mathbf{V}_{uu} \\ V_{ref_h} + V_{ref_g} - V_{ul_g} - V_{ul_h} &= 0 \Rightarrow \text{no se aplica } \mathbf{V}_3 \end{aligned}$$

3.4 Cálculo de los ciclos de trabajo

El cálculo de los ciclos de trabajo se realiza utilizando la expresión (2) asignando a V_1 , V_2 y V_3 las coordenadas de V_{ul} , V_{lu} y V_3 , determinadas mediante el mecanismo explicado en la sección anterior.

$$\mathbf{V}_{ref_gh} = d_{ul} \mathbf{V}_{ul} + d_{lu} \mathbf{V}_{lu} + d_3 \mathbf{V}_3 \quad (6)$$

donde d_{ul} , d_{lu} y d_3 , son los ciclos de trabajo de los vectores homónimos.

De este modo, si $\mathbf{V}_3 = \mathbf{V}_{uu}$, expresando (6) en términos de las componentes de los vectores y teniendo en cuenta que $d_3 = 1 - d_{lu} - d_{ul}$:

$$\begin{bmatrix} V_{ref_g} \\ V_{ref_h} \end{bmatrix} = d_{ul} \begin{bmatrix} V_{ul_g} \\ V_{ul_h} \end{bmatrix} + d_{lu} \begin{bmatrix} V_{lu_g} \\ V_{lu_h} \end{bmatrix} + d_{uu} \begin{bmatrix} V_{uu_g} \\ V_{uu_h} \end{bmatrix} =$$

$$= d_{ul} \begin{bmatrix} V_{ul_g} - V_{uu_g} \\ V_{ul_b} - V_{uu_b} \end{bmatrix} + d_{lu} \begin{bmatrix} V_{lu_g} - V_{uu_g} \\ V_{lu_b} - V_{uu_b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{uu_g} \\ V_{uu_b} \end{bmatrix}$$

Además como:

$$V_{ul_g} = V_{uu_g} = [V_{ref_g}] + 1, \quad V_{lu_h} = V_{uu_h} = [V_{ref_h}] + 1, \\ V_{ul_g} - V_{uu_g} \equiv -1, \quad V_{lu_h} - V_{uu_h} \equiv -1$$

donde [] representa “Parte entera” entonces resulta:

$$\begin{bmatrix} V_{ref_g} \\ V_{e_g} \end{bmatrix} = d_{ul} \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} + d_{lu} \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [V_{ref_g}] + 1 \\ [V_{e_g}] + 1 \end{bmatrix}$$

de lo cual se desprende que:

$$\begin{aligned}
 d_{ul} &= 1 - \left(V_{ref_g} - \left\lceil V_{ref_g} \right\rceil \right) \\
 d_{lu} &= 1 - \left(V_{ref_h} - \left\lceil V_{ref_h} \right\rceil \right) \\
 d_3 &= \left(V_{ref_g} - \left\lceil V_{ref_g} \right\rceil \right) + \left(V_{ref_h} - \left\lceil V_{ref_h} \right\rceil \right) - 1
 \end{aligned} \tag{7}$$

Para el caso $\mathbf{V}_3 = \mathbf{V}_{ll}$ un razonamiento similar deriva en:

$$\begin{bmatrix} V_{ref_g} \\ V_{ref_h} \end{bmatrix} = d_{ul} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + d_{lu} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [V_{ref_g}] \\ [V_{ref_h}] \end{bmatrix}$$

Y finalmente:

$$\begin{aligned} d_{ul} &= V_{ref_g} - \left[V_{ref_g} \right] \\ d_{lu} &= V_{ref_h} - \left[V_{ref_h} \right] \\ d_3 &= 1 - \left(V_{ref_g} - \left[V_{ref_g} \right] \right) - \left(V_{ref_h} - \left[V_{ref_h} \right] \right) \end{aligned} \quad (8)$$

Las ecuaciones (7) y (8) muestran la simplicidad de cálculo de los ciclos de trabajo: sólo es necesario separar la parte entera y la parte fraccionaria de las componentes del vector de referencia, tanto para determinar los vectores más cercanos como para calcular los tiempos de activación. En el cálculo de la modulación no son necesarias funciones trigonométricas ni tablas de búsqueda.

Utilizando la transformación inversa, es posible determinar las tensiones de línea a sintetizar en la salida del convertidor, para cada uno de los vectores \mathbf{V}_{ul} , \mathbf{V}_{lu} y \mathbf{V}_3 . Dado que cada terna de tensiones de línea puede lograrse, en general, con más de una terna de tensiones de columna, es necesario incorporar uno o mas criterios adicionales para determinar las secuencias de conmutación sobre las columnas. Esta redundancia permite adoptar un criterio que actúe sobre el balance del bus de continua, realizando un análisis de las variaciones de tensión sobre los condensadores en función de las corrientes de carga y de los estados de conmutación del convertidor.

4. DETERMINACIÓN DE LAS DESVIACIONES DE TENSIÓN EN EL BUS DE CONTINUA

En la Fig. 1 puede observarse que la posición de los conmutadores de selección determina el nivel de tensión aplicado sobre cada una de las columnas. También se desprende que existen diferentes combinaciones de conmutadores que producen tensiones de línea idénticas. En este sentido, la elección inadecuada de dichas combinaciones lleva al desequilibrio de las tensiones de los condensadores y puede conducir a la pérdida de niveles. Luego, la síntesis de la tensión de línea debe ser llevada a cabo mediante la elección acertada de dichas combinaciones para mantener el balance de tensión sobre el bus. Entonces, es necesario elaborar un método para predecir las variaciones de tensión sobre cada condensador del bus. En esta sección se presenta una propuesta para el cálculo de dichas desviaciones, donde se consideran los siguientes aspectos:

- Todos los condensadores poseen el mismo valor ($C_1=C_2=\dots=C_{N-1}=C$)
- La carga se modela como una fuente trifásica de corriente sinusoidal balanceada

De acuerdo a la existencia o no de la fuente de continua pueden considerarse dos modelos diferentes. Esto se simboliza mediante la posición de la llave F.

Primero se considera el caso en que la fuente de tensión se encuentra conectada (F=1) y una corriente genérica I_m fluye hacia el nodo genérico m como se muestra en la Fig. 1. Con referencia a dicha figura, puede observarse que la corriente circula a través de una capacidad equivalente dada por:

$$C_{eq_m} = C_1 + C_2 = \frac{C}{m} + \frac{C}{(N-1-m)}$$

donde C_1 y C_2 son las capacidades equivalentes del nodo m respecto a los nodos 0 y ($N-1$) respectivamente.

La variación de tensión en el nodo m , respecto al nodo 0, en un intervalo de tiempo dT es:

$$\Delta V_m = \frac{1}{C_{eq_m}} \int_{t_0}^{t_0+dT} I_m(t) dt$$

Si la variación de la corriente durante el intervalo dT es pequeña, entonces la variación de tensión puede simplificarse a:

$$\Delta V_m \cong \frac{dT I_m(t_0)}{C_{eq_m}} = \frac{dT I_m(t_0)}{\frac{C}{m} + \frac{C}{(N-1-m)}} \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (9)$$

La variación de tensión sobre cada condensador depende de su posición relativa al nodo m . En general, la variación de tensión del condensador j puede ser expresada mediante:

$$\Delta V_{Cjm} = \begin{cases} \frac{\Delta V_m}{m} & 1 \leq j \leq m \\ \frac{-\Delta V_m}{(N-1-m)} & m+1 \leq j \leq N-1 \end{cases} \quad (10)$$

En el segundo caso, cuando no existe fuente de tensión conectada al bus (F=0), la capacidad equivalente es C/m , dado que no existe camino de corriente entre el nodo ($N-1$) y el nodo 0. La expresión de la variación de tensión sobre el nodo m resulta:

$$\Delta V_m = \frac{1}{C_{eq_m}} \int_{t_0}^{t_0+dT} I_m(t) dt \cong \frac{dT I_m(t_0)}{C_{eq_m}} = \frac{dT I_m(t_0)}{\frac{C}{m}}$$

Entonces:

$$\Delta V_m \cong \frac{dT I_m(t_0)m}{C} \quad 0 \leq m \leq N-1$$

Finalmente, la variación de tensión sobre el condensador j , resulta en este caso:

$$\Delta V_{Cjm} = \begin{cases} \frac{\Delta V_m}{m} & 1 \leq j \leq m \\ 0 & m+1 \leq j \leq N-1 \end{cases}$$

Una forma general para la expresión de la variación de tensión del condensador C_j , teniendo en cuenta la presencia o ausencia de la fuente de tensión continua puede ser resumida como:

$$\Delta V_{Cjm} = \begin{cases} \frac{1}{m} \left(\frac{dT I_m(t_0)}{\frac{C}{m} + \frac{CF}{(N-1-m)}} \right) & 1 \leq j \leq m \\ \frac{F}{(N-1-m)} \left(\frac{-dT I_m(t_0)}{\frac{C}{m} + \frac{C}{(N-1-m)}} \right) & m+1 \leq j \leq N-1 \end{cases} \quad (11)$$

F=1: fuente de tensión presente, F=0: fuente de tensión ausente

Las variaciones de tensión sobre cada condensador se calculan sumando las contribuciones debido a cada una de las corrientes de carga, aplicando el principio de superposición. Esto se realiza reemplazando I_m por cada corriente de carga (I_a, I_b, I_c), con el correspondiente valor de m de acuerdo al nodo en el que cada corriente es inyectada. Hay que mencionar aquí la presencia de la impedancia Z que se incluye a los efectos de proporcionar un camino de retorno a cada una de dichas corrientes en forma individual. Debido a que la terna de corrientes es balanceada, dicha impedancia no tiene efecto neto sobre el cálculo de tensiones en el circuito, pues la corriente que circula por ella es cero.

La variación de tensión en el condensador j es:

$$\Delta V_{Cj} = \Delta V_{Cja} + \Delta V_{Cjb} + \Delta V_{Cjc} \quad 1 \leq j \leq N-1 \quad (12)$$

La expresión (12) permite hallar la variación de tensión sobre todos los condensadores del bus para cualquier combinación de tensiones de columna del convertidor. Luego, dada la terna de tensiones de línea y ciclo de trabajo, podemos evaluar las variaciones de tensión sobre cada condensador para cada una de las combinaciones de tensiones de columna que sintetizan las tensiones de línea en cuestión.

De acuerdo a (6) la síntesis del vector de referencia se efectúa mediante la aplicación de los vectores \mathbf{V}_{ul} , \mathbf{V}_{lu} y \mathbf{V}_3 con sus correspondientes ciclos de trabajo d_{ul} , d_{lu} y d_3 , dentro de un ciclo de promediaciación. Es decir, que a lo largo de T_S las tensiones en los condensadores se incrementan debido a la aplicación de cada uno de dichos vectores, según (13).

$$\Delta V_{CjT_S} = \Delta V_{Cj(u)} + \Delta V_{Cj(lu)} + \Delta V_{Cj(3)} \quad j = 1, \dots, N-1 \quad (13)$$

donde, $\Delta V_{Cj(u)}$ es la variación de tensión calculada con (12) debido a la activación de la combinación de conmutación (m_a, m_b, m_c), que sintetiza el vector \mathbf{V}_{ul} , es decir para las corrientes de fase entrando en los nodos m_a, m_b y m_c , por

un intervalo de tiempo igual a $d_{ul}T_S$. Lo mismo es válido para $\Delta V_{cj(lu)}$ y $\Delta V_{cj(3)}$.

Dado que cada vector admite una o varias posiciones de los interruptores para su síntesis, existen varias secuencias de conmutación posibles. Esto significa que para cada secuencia posible de conmutación se obtiene un conjunto distinto de $N-1$ valores de desviación de tensión sobre los condensadores.

Luego, la elección adecuada de la secuencia de conmutación puede actuar sobre las tensiones de los condensadores para mantenerlas en equilibrio.

5. PROCEDIMIENTO DE OPTIMIZACIÓN

La búsqueda de la secuencia óptima comienza con la determinación de todas las secuencias posibles para la síntesis de la terna $\mathbf{V}_{ul}-\mathbf{V}_{lu}-\mathbf{V}_3$ pero considerando solo aquellas que producen saltos de 1 nivel de tensión sobre las columnas. Esto es necesario para garantizar simetría en las tensiones de bloqueo sobre los dispositivos de conmutación. El estado del bus de continua se representa mediante un espacio definido por las tensiones de los condensadores. Entonces, las tensiones de referencia del bus pueden expresarse mediante el vector \mathbf{V}_{Cref} definido en (14):

$$\mathbf{V}_{Cref} = \begin{bmatrix} V_{Cref} \\ V_{Cref} \\ \vdots \\ V_{Cref} \end{bmatrix} \quad \text{donde: } V_{Cref} = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} V_{ci}}{N-1} \quad (14)$$

En un instante de muestreo kT_S , el vector de tensiones es:

$$\mathbf{V}_c(kT_S) = \begin{bmatrix} V_{C(N-1)}(kT_S) \\ V_{C(N-2)}(kT_S) \\ \vdots \\ V_{C1}(kT_S) \end{bmatrix}$$

El valor de tensión en el instante de muestreo $(k+1)T_S$ puede expresarse en términos de la muestra anterior y el cálculo de la variación de tensión realizado con (13),

$$\mathbf{V}_c((k+1)T_S) = \mathbf{V}_c(kT_S) + \Delta \mathbf{V}_c((k+1)T_S)$$

donde:

$$\Delta \mathbf{V}_c((k+1)T_S) = \begin{bmatrix} \Delta V_{C(N-1)}((k+1)T_S) \\ \Delta V_{C(N-2)}((k+1)T_S) \\ \vdots \\ \Delta V_{C1}((k+1)T_S) \end{bmatrix}$$

Por otro lado, el vector $\mathbf{V}_c(kT_S)$ en términos del error \mathbf{E} , es:

$$\mathbf{V}_c(kT_S) = \mathbf{V}_{Cref} - \mathbf{E}(kT_S)$$

Entonces, el error en el instante $(k+1)$ resulta:

$$\mathbf{E}[k+1] = \mathbf{V}_{Cref} - \mathbf{V}_c[k+1] = \mathbf{E}[k] - \Delta \mathbf{V}_c[k+1]$$

Esta expresión indica la necesidad de elegir una secuencia de conmutación que genere un vector $\Delta \mathbf{V}_c[k+1]$ en oposición a $\mathbf{E}[k]$. Esto asegura que el vector de tensiones muestreadas tiende al vector de referencia.

El proceso de selección de la secuencia se basa en la evaluación de todas las secuencias mediante una función de mérito que mida la distancia entre \mathbf{V}_{Cref} y \mathbf{V}_c . Esto puede hacerse evaluando la norma de $\mathbf{E}[k+1]$:

$$\|\mathbf{E}[k+1]\|_1 = |E_{v_{c1}}[k] - \Delta V_{c1}[k+1]| + |E_{v_{c2}}[k] - \Delta V_{c2}[k+1]| + \dots + |E_{v_{c(N-1)}}[k] - \Delta V_{c(N-1)}[k+1]| \quad (15)$$

La secuencia de conmutación que minimiza (15) es elegida para sintetizar la terna $\mathbf{V}_{ul}-\mathbf{V}_{lu}-\mathbf{V}_3$, donde ΔV_{cj} ($j=1, \dots, N-1$) son calculados con (13). La Fig. 13 resume el diagrama de flujo de todo el proceso.

Es necesario mencionar, respecto del balance de tensiones, que en el trabajo de (Marchesoni & Tenca, 2001) se encuentra una frontera teórica que describe el balance de las tensiones teniendo en cuenta el índice de modulación y el factor de potencia de la carga. La efectividad del algoritmo presentado en este trabajo se encuentra dentro de los límites allí establecidos.

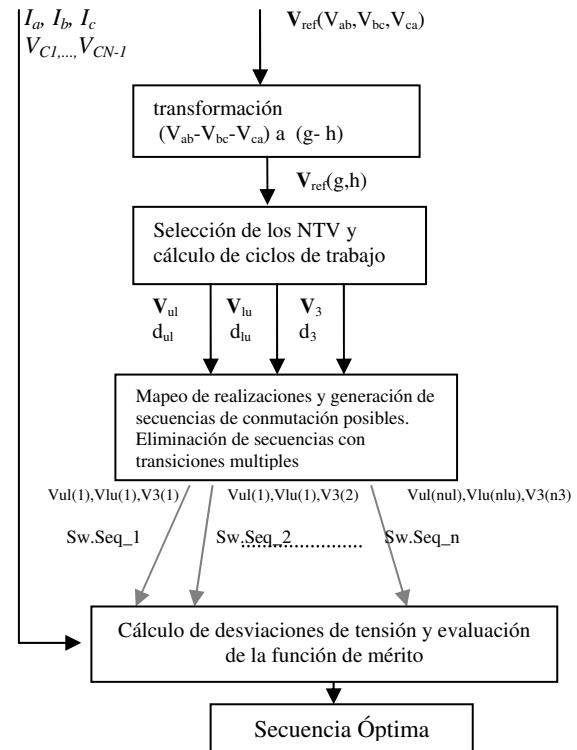


Figura 13. Diagrama de optimización

6. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Con el objetivo de validar el algoritmo se aplica a convertidores de 5 y 6 niveles para evaluar el comportamiento cuando el número de niveles es impar y par, ya que en el segundo caso no existe punto medio de conexión en el bus de continua.

Los parámetros principales son: $C=4700\mu F$, corriente de carga $I_{pico} = 500A$, periodo de promediación $T_S=0,27ms$, frecuencia de línea $f_m = 50Hz$, $V_{CC} = 1250V$.

En el primer ensayo se considera el convertidor de 5 niveles en ambas condiciones, con la fuente de tensión continua conectada y desconectada.

En la Fig. 14 se observa el caso $F=0$. Se considera un estado inicial de descarga y desbalance en las tensiones del bus de continua. En el intervalo comprendido entre $t=0$ y $t=0,05s$, se efectúa la carga del bus de continua estableciendo un valor de fase relativa de 108 grados entre la tensión y la corriente para producir un flujo neto de potencia hacia el bus. En $t=0,05s$ la fase relativa de la corriente se fija en 90 grados. El índice de modulación es $M=0,85$.

Los trazos superiores de la Fig. 14a muestran la tensión en cada condensador. Se observa cómo las tensiones de cada nivel evolucionan desde su condición inicial a la condición de balance. Puede considerarse en forma cualitativa, respecto del rizado de tensión, que dicha condición se logra aproximadamente en 3 ciclos de la frecuencia fundamental. El trazo inferior muestra la tensión de línea sintetizada por el convertidor, la cual es una forma de onda suave que coincide con la tensión de referencia. En la Fig. 14b se observa la tensión de columna generada para satisfacer las condiciones de síntesis de tensión de línea y balance de tensión en el bus. Dicha tensión de columna muestra que existen más transiciones entre tres niveles adyacentes que los que resultan cuando se utiliza modulación por portadoras desplazadas. En la Fig. 14c se muestra un detalle de la tensión de columna en el que se observa que no existen saltos de más de 1 nivel. Esto demuestra la validez de la etapa de eliminación de saltos múltiples incluida en el algoritmo.

Figura 14. Inversor de 5 niveles sin fuente de tensión

Figura 15. Inversor de 5 niveles con fuente de tensión

En la Fig. 15 se considera que la fuente de tensión continua se encuentra conectada ($F=1$), y los condensadores se encuentran en la misma condición de desbalance, pero cercanos al valor deseado. Sus tensiones evolucionan desde la condición inicial a la condición de balance, también, en menos de 3 ciclos de la fundamental.

Se puede concluir que el algoritmo de modulación es capaz de estabilizar las tensiones de los condensadores para ambas condiciones de operación: con fuente de tensión continua y sin fuente de tensión continua conectada al bus.

Las Figs. 16 y 17 muestran los resultados de la aplicación del algoritmo sobre un convertidor de 6 niveles. El índice de modulación es $M=0,85$. Los ensayos también se realizan a partir de una condición de desbalance de tensión sobre los condensadores, considerando los dos casos de conexión de la fuente de continua. La Fig. 16 muestra el caso en el que $F=1$ y la Fig. 17, $F=0$. Las Figs. 16a y 17a muestran en sus trazos superiores las tensiones en los condensadores, conjuntamente con las tensiones de línea sintetizadas en los trazos inferiores. Las Figs. 16b y 17b también muestran las tensiones de columna. No se observan diferencias significativas con respecto a los resultados correspondientes al convertidor de 5 niveles.

Figura 16. Inversor de 6 niveles con fuente de tensión

Figura 17. Inversor de 6 niveles sin fuente de tensión.

7. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó un algoritmo de modulación general para convertidores multinivel con diodos de enclavamiento. Se consideran dos casos de interés importantes: presencia o ausencia de una fuente de tensión conectada al bus de continua del convertidor. Se propone un método general para el cálculo de las variaciones de tensión sobre los condensadores del bus de continua, que es independiente del hecho que el número de niveles sea par o impar. Las variaciones de tensión calculadas con el modelo propuesto son utilizadas en un algoritmo de optimización para conseguir el balance de tensiones en los condensadores del bus de continua.

El desempeño del algoritmo propuesto se evalúa por medio de simulaciones de computadora, y permite concluir la validez del método para mantener el balance de tensión sobre el bus de condensadores, independientemente del número de niveles y de si existe o no una fuente de tensión sobre el bus.

REFERENCIAS

- Busquets-Monge, S., S. Alepuz, J. Bordonau & J. Peracaula (2008a), Voltage Balancing Control of Diode-Clamped Multilevel Converters With Passive Front-Ends, *IEEE Trans. on Power Electronics*. **Vol. 23** No. 4, pp. 1751-1758.
- Busquets-Monge, S., J. Bordonau & J. Rocabert (2008b), A Virtual-Vector Pulsewidth Modulation for the Four-Level Diode-Clamped DC-AC Converter, *IEEE Trans. on Power Electronics*. **Vol. 23** No. 4, pp. 1964-1972.
- Celanovic, N. & D. Boroyevich (2001), A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters. *IEEE Trans. on Industry Applications*, **Vol. 37** No. 2, pp. 637-641.
- Chen, Y., B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski & B. Ooi (1997), Regulating and equalizing DC capacitive voltages in multilevel STATCOM. *IEEE Trans. on Power Delivery*. **Vol. 12** No. 2, pp. 901-907.
- Corzine, K.A., J. Yuen & J.R. Baker (2002), Analysis of a Four-Level DC/DC Buck Converter. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*. **Vol. 49** No. 4, pp. 746-751.
- Fracchia, M., T. Ghiara, M. Marchesoni & M. Mazzucchelli (1992), Optimized modulation techniques for the generalized N-level converter. *IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC'92)*, pp. 1205-1213.
- Holmes, D.G. & T.A. Lipo (2003), *Pulse Width Modulation for Power Converters: principles and practice*. IEEE Press Series on Power Engineering John Wiley & Sons, New Jersey USA. Ch. 12.
- Joetten, R. & C. Kehl (1991), A fast space vector control for a three-level voltage source inverter. *Conf. Rec. European Power Electr. Conf. (EPE)*, pp. 2070-2075.
- Khajehhossin, S.A., A. Bakhshai & P.K. Jain (2006), A Current Flow Model for m-Level Diode-Clamped Multilevel Converters. *32th Annual Int. Conf. IEEE Industrial Electronics Soc. (IECON'06)*, pp. 2477-2482.
- Khajehhossin, S.A., A. Bakhshai & P.K. Jain (2007), A Voltage Balancing Method and its Stability Boundary for Five-Level Diode-Clamped Multilevel Converters. *IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC'07)*, pp. 2204 - 2208.
- Lai J.S. & F.Z. Peng (1996), Multilevel Converters - a New Breed of Power Converters. *IEEE Trans. On Industry Applications*. **Vol. 32** No. 3, pp. 509-517.
- Leon J.I., L.G. Franquelo, R.C. Portillo & M.M. Prats (2005), DC-link capacitors voltage balancing in multilevel four-leg diode-clamped converters, *IEEE 31th Annual Int. Conf. Of the Industrial Electronics Soc (IECON'05)*, Nov. 6-10 2005, pp. 1254-1259.
- Marchesoni, M. & P. Tenca (2001), Theoretical and Practical Limits in Multilevel MPC Inverters with Passive Front Ends. *The 9th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2001)*.
- McGrath, B.P. & D.G. Holmes (2002), Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters. *Trans. on Industrial Electronics*, **Vol. 49** no. 4, pp. 858- 867.
- Miranda H., V. Cárdenas & E. Palacios (2008), Una alternativa para regular los buses de CC en un filtro paralelo con inversor de 5 niveles en cascada, *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, **Vol. 5**, Nº3, pp. 29-36.
- Newton, C. & M. Sumner (1999), Novel technique for maintaining balanced internal DC link voltages in diode clamped five-level inverters. *IEE Proc. Electr. Power Appl.* **Vol. 146** No. 3., pp. 341-349.
- Pan, Z., F.Z. Peng, K.A. Corzine, V. Stefanovic, J. M. Leuthen & S. Gataric (2005), Voltage Balancing Control of Diode-Clamped Multilevel/Inverter Systems. *IEEE Trans. on Industry Applications*. **Vol. 41** No. 6, pp. 1698-1706.
- Pou, J., R. Pindado & D. Boroyevich (2005), Voltage-Balance Limits in Four-Level Diode-Clamped Converters With Passive Front Ends. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*. **Vol. 52** No. 1, pp. 190-196.
- Wu, Bin (2006), *High-Power Converters and AC Drives*. IEEE Press, John Wiley & Sons, New Jersey USA.