

# Algoritmo de Modulación basado en PWM para Convertidores de Fijación por Diodos Multinivel y Multifase

Iraide López, Salvador Ceballos, Asier Matallana, Iñigo Martínez de Alegría, e Iñigo Kortabarria

**Abstract**—Este artículo propone una nueva estrategia de modulación basada en portadora PWM para convertidores de fijación por diodos multinivel y multifase. Los resultados obtenidos son similares a los que se obtienen con las modulaciones basadas en el espacio de vectores, con la diferencia de que la técnica propuesta ofrece implementación rápida y simple en un controlador digital. El algoritmo que se presenta es capaz de mantener en equilibrio y bajo control la tensión del punto neutro del convertidor mediante la inyección de una componente de tensión de secuencia cero en la señales moduladoras de referencia. El artículo describe la metodología empleada para el cálculo del valor de la componente de tensión de secuencia cero apropiada y, de igual modo, muestra cómo esta técnica es completamente generalizable en cuanto al número de fases del convertidor se refiere, y por lo tanto, fácilmente extensible a convertidores de  $n$ -fases.

## I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores multinivel han experimentado una gran evolución en las últimas décadas, modificando e incluso combinando topologías ya existentes, así como introduciendo arquitecturas totalmente nuevas [1]–[4]. Sin embargo, a pesar de dichos avances, el convertidor multinivel de fijación por diodos (NPC, *Neutral-Point-Clamped converter*) aún perdura como una de las topologías más populares en sistemas trifásicos de media y alta potencia [2]–[8]. Por otro lado, debido al desarrollo de ciertas áreas técnicas como la propulsión marina [9]–[11], los sistemas de generación eléctrica renovables [12]–[14], la tracción de vehículos eléctricos e híbridos [15], [16], y la industria aeroespacial [17], [18], los sistemas multifase se han hecho muy atractivos. Por lo tanto, el paso lógico siguiente es combinar ambas tecnologías beneficiándose de las ventajas que cada una de ellas ofrece, dando lugar al desarrollo de convertidores multinivel y multifase.

Este artículo se centra en el convertidor NPC de tres niveles multifase. Una de las metodologías de modulación más comúnmente empleadas para este convertidor es la modulación vectorial (SVM, *Space-Vector Modulation*). Sin embargo, para convertidores de más de tres fases, esta estrategia de modulación resulta complicada, requiriendo un alto consumo de tiempo y el uso de diagramas vectoriales tridimensionales para el cálculo de los ciclos de trabajo [19]–[21]. Este hecho

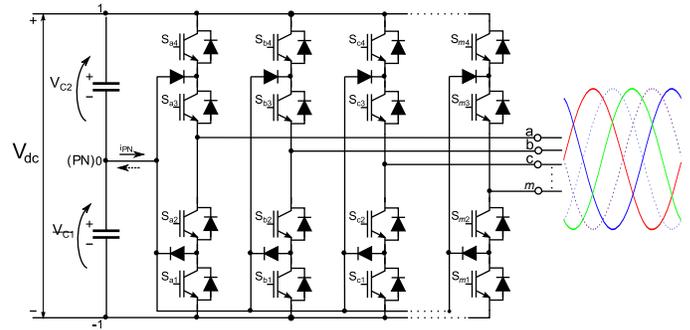


Fig. 1. Convertidor NPC de tres nivel y multifase.

hace difícil su implementación e incrementa los requisitos de cálculo del controlador digital.

En la literatura también se han propuesto diversas estrategias de modulación basadas en PWM para convertidores NPC que son capaces de mantener en equilibrio la tensión del punto neutro (PN) del convertidor [22]–[25]. La modulación que se presentan en este artículo se diferencia de las anteriores en cuanto a su implementación intuitiva, simplicidad y su bajo requerimiento de cálculo. Permite calcular el estado de los interruptores del convertidor de una forma rápida y efectiva, manteniendo siempre el PN bajo control y evitando inestabilidades de tensión en el mismo, incluyendo la ventaja de ser fácilmente extensible para convertidores de  $n$  fases.

El artículo está organizado como sigue: en la sección II se describen las bases de la metodología de modulación propuesta. La sección III muestra los resultados obtenidos aplicando el algoritmo propuesto a un convertidor NPC de tres niveles y tres, cuatro y cinco fases, tanto cuando el sistema se encuentra operando en condiciones de estado estacionario, como cuando se encuentra en situación de desequilibrio. Finalmente, en la sección IV, se presentan las conclusiones.

## II. BASES DEL ALGORITMO DE MODULACIÓN

Esta estrategia de modulación es una variación del trabajo presentado en [26]. El objetivo es producir una corriente por el PN capaz de mantener equilibrada la tensión del mismo. Para conseguir dicho objetivo, las señales de modulación de referencia sinusoidales son modificadas mediante la adición de una tensión de secuencia cero ( $v_{off}$ ). Ya que la tensión  $v_{off}$  se suma de igual modo a todas las tensiones sinusoidales ( $v_a, v_b, \dots, v_n$ ), las tensiones línea-línea no se ven modificadas, sin

I. López, A. Matallana, I. Martínez de Alegría e I. Kortabarria forman parte del grupo de investigación APERT, Departamento de Tecnología Electrónica, Universidad del País Vasco UPV/EHU, Bilbao 48013, España (e-mail: iraide.lopez@ehu.es).

S. Ceballos forma parte de la Corporación Tecnalia, Derio 48160, España (e-mail: salvador.cebvallos@tecnalia.com)

embargo, la corriente por el punto neutro si resulta afectada. La estrategia propuesta se apoya en este hecho para conseguir su objetivo y, bajo ciertas condiciones, será posible obtener un valor de  $v_{off}$  que produzca una corriente por el PN de igual valor al de la corriente referencia ( $i_{PN}^*$ ).

A continuación se describe la metodología seguida por el algoritmo para calcular dicho  $v_{off}$  y conseguir mantener bajo control la tensión del PN.

### A. Metodología

Tal y como se ha indicado, esta estrategia va a inyectar una tensión definida como  $v_{off}$  a las señales moduladoras de referencia para producir una corriente a través del PN que mantenga las tensiones de los condensadores del bus  $dc$  alrededor de su valor de referencia ( $\frac{v_{dc}}{2}$ , Fig. 1). La expresión que permite calcular la corriente media por el PN viene definida por:

$$\bar{i}_{NP} = (1 - |v'_a|)i_a + (1 - |v'_b|)i_b + \dots + (1 - |v'_n|)i_n, \quad (1)$$

donde  $i_a, i_b, \dots, i_n$ , son las corrientes  $ac$  de salida del convertidor de  $n$  fases, y  $v'_a, v'_b, \dots, v'_n$ , son las tensiones de referencia normalizadas con la inyección del valor para  $v_{off}$  que el algoritmo seleccione, esto es:

$$v'_i = v_i + v_{off}, \quad (2)$$

siendo  $i = \{a, b, \dots, n\}$ .

Para poder calcular cual es el  $v_{off}$  que mejor contribuye al equilibrado, se tiene conocer cual es el valor de referencia de la corriente por el PN ( $i_{NP}^*$ ). Dicha corriente se obtiene como:

$$i_{NP}^* = \frac{\Delta v_{NP}}{T_s} 2C, \quad (3)$$

donde  $T_s$  es el periodo de conmutación, y  $\Delta v_{NP}$  es la desviación de la tensión del PN respecto a su valor de referencia:  $\Delta v_{NP} = v_{c1} - \frac{v_{dc}}{2}$ .

Por lo tanto, para poder producir la misma corriente por el PN que la de referencia, las expresiones (1) y (3) deben igualarse:

$$(1 - |v'_a|)i_a + (1 - |v'_b|)i_b + \dots + (1 - |v'_n|)i_n = i_{NP}^*. \quad (4)$$

Reorganizando la ecuación anterior se obtiene la siguiente expresión:

$$(i_a + i_b + \dots + i_n) - i_a|v'_a| - i_b|v'_b| - \dots - i_n|v'_n| = i_{NP}^*. \quad (5)$$

Si el sistema esta equilibrado, la suma de las corrientes es cero, lo que lleva a la expresión:

$$-i_a|v_a + v_{off}| - i_b|v_b + v_{off}| - i_c|v_c + v_{off}| = i_{NP}^*. \quad (6)$$

Como se observa, la ecuación (6) contiene valores absolutos de tensión, de forma que no es posible calcular de forma directa el valor de  $v_{off}$ . El primer paso por lo tanto es construir una tabla que contemple las dos condiciones del valor absoluto. La Tabla I muestra un ejemplo para el convertidor NPC de tres fases. Si el convertidor es de cuatro fases, la tabla generada contendrá 16 casos, y un convertidor de cinco fases tendrá 32 casos de estudio etc. de acuerdo a la regla  $2^n$  de fases.

TABLE I. EXPRESIONES DE  $v_{off}$  PARA UN CONVERTIDOR NPC DE TRES NIVELES Y TRES FASES.

CASO	CONDICIONES	$v_{off}$
1	$v_a + v_{off} > 0$ $v_b + v_{off} > 0$ $v_c + v_{off} > 0$	La corriente del PN no depende del valor $v_{off}$
2	$v_a + v_{off} > 0$ $v_b + v_{off} < 0$ $v_c + v_{off} > 0$	$v_{off} = \frac{I_{NP}^* + i_a v_a - i_b v_b + i_c v_c}{-i_a + i_b - i_c}$
3	$v_a + v_{off} > 0$ $v_b + v_{off} < 0$ $v_c + v_{off} < 0$	$v_{off} = \frac{I_{NP}^* + i_a v_a - i_b v_b - i_c v_c}{-i_a + i_b + i_c}$
4	$v_a + v_{off} > 0$ $v_b + v_{off} > 0$ $v_c + v_{off} < 0$	$v_{off} = \frac{I_{NP}^* + i_a v_a + i_b v_b - i_c v_c}{-i_a - i_b + i_c}$
5	$v_a + v_{off} < 0$ $v_b + v_{off} > 0$ $v_c + v_{off} > 0$	$v_{off} = \frac{I_{NP}^* - i_a v_a + i_b v_b + i_c v_c}{i_a - i_b - i_c}$
6	$v_a + v_{off} < 0$ $v_b + v_{off} < 0$ $v_c + v_{off} > 0$	$v_{off} = \frac{I_{NP}^* - i_a v_a - i_b v_b + i_c v_c}{i_a + i_b - i_c}$
7	$v_a + v_{off} < 0$ $v_b + v_{off} < 0$ $v_c + v_{off} < 0$	La corriente del PN no depende del valor $v_{off}$
8	$v_a + v_{off} < 0$ $v_b + v_{off} > 0$ $v_c + v_{off} < 0$	$v_{off} = \frac{I_{NP}^* - i_a v_a + i_b v_b - i_c v_c}{i_a - i_b + i_c}$

Además de las condiciones a cumplir para cada caso que se indica en la tabla, se debe asegurar que no se produzcan sobre-modulaciones. Para conseguirlo la tensión  $v_{off}$  debe satisfacer que:  $v_{off} < 1 - v_{max}$ , y  $v_{off} > -1 - v_{min}$ , donde  $v_{max}$  y  $v_{min}$  son los valores máximo y mínimo de las anteriores fases respectivamente. Estas condiciones junto con las definidas en la Tabla I, definen un rango válido de valores para  $v_{off}$ .

Una vez construida la tabla con todos los requisitos a satisfacer por  $v_{off}$ , los siguientes pasos de la estrategia de modulación vienen resumidos en el diagrama de flujo que muestra la Fig. 2. Como se indica en el mismo, lo primero, para cada uno de los casos, es comprobar si existe un rango de valores para  $v_{off}$  que cumplan todas las condiciones expuestas. De entre todos los casos que cumplan dichos requisitos, al menos uno contendrá el valor  $v_{off}$  capaz de generar una corriente por el PN cercana a la de referencia.

Para poder comprender mejor la metodología seguida por la estrategia de modulación propuesta, se presenta una resolución numérica como ejemplo. Considérese que se tiene un convertidor NPC trifásico conectado a un bus  $dc$  de 5000 V, el cual esta formado por dos condensadores de 4 mF, donde la amplitud de la tensión generada  $A=2887$  V, y  $\omega=2\pi f$ , siendo  $f=50$  Hz, evaluado en  $t=0.0022$  s.

- Asumiendo el siguiente conjunto de tensiones de salida:

$$v_a = A \sin(\omega t) = \xrightarrow{\text{normalizando}} = 0.637 \text{ V},$$

$$v_b = A \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) = \xrightarrow{\text{normalizando}} = 0.348 \text{ V},$$

$$v_c = A \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) = \xrightarrow{\text{normalizando}} = -0.986 \text{ V},$$

- Suponiendo asimismo los siguientes valores de corriente de fase y de tensión en el PN:  
 $i_a = 544.8 \text{ A}$ ,  
 $i_b = -74.1 \text{ A}$ ,  
 $i_c = -470.7 \text{ A}$ ,  
 $v_{C1} = 2501 \text{ V}$ ,
- Y finalmente, de acuerdo con (3) el valor de la corriente de referencia es:  
 $i_{ref}^* = 14.794 \text{ A}$ .

El paso ① descrito en la estrategia de modulación es comprobar que las tensiones de salida cumplen con las condiciones expuestas y, por lo tanto generan un rango de posibles valores válidos para  $v_{off}$ . Se comienza estudiando caso 1, donde los requisitos son:

- $v_a + v_{off} > 0 \rightarrow v_{off} > -v_a$ ,
- $v_b + v_{off} > 0 \rightarrow v_{off} > -v_b$ ,
- $v_c + v_{off} > 0 \rightarrow v_{off} > -v_c$ ,
- y  $v_{off} < (1-v_{max}), v_{off} > (-1-v_{min})$ .

Si se representan estas condiciones de forma gráfica organizando los valores de tensión sobre una línea recta, se obtiene la Fig. 3. Tal y como muestra la figura, no existe un rango de valores que cumpla con todas las condiciones, por lo tanto el caso 1 es descartado.

El algoritmo continúa estudiando los casos siguientes, donde comprueba que las condiciones no se cumplen hasta llegar al estudio del caso cuarto. Los requisitos a cumplir en el caso 4 son:

- $v_a + v_{off} > 0 \rightarrow v_{off} > -v_a$ ,
- $v_b + v_{off} > 0 \rightarrow v_{off} > -v_b$ ,
- $v_c + v_{off} < 0 \rightarrow v_{off} < -v_c$ ,
- and  $v_{off} < (1-v_{max}), v_{off} > (-1-v_{max})$ .

La Fig. 4 muestra como en este caso si existe un rango de posibles valores de  $v_{off}$  que cumplen todas las condiciones expuestas.

El paso ② (Fig. 2), es comprobar que el valor de corriente  $i_{NP}^*$  esta contenido dentro en el rango hallado. Para realizar esta comprobación, únicamente se tienen que introducir los valores límites que definen dicho rango ( $v_{r_{min}}, v_{r_{max}}$ ) en la ecuación (1). Retomando el ejemplo numérico anterior, se tiene que los valores que delimitan el rango válido inferior y superiormente son  $v_{r_{min}} = -1-v_{min} = -0.014 \text{ V}$ , y  $v_{r_{max}} = 1-v_{max} = 0.363 \text{ V}$ . Aplicando (2) se tiene:

- Para el límite superior del rango:  
 $v'_{a_{r_{max}}} = v_a + v_{r_{max}} = 0.997 \text{ V}$ ,  
 $v'_{b_{r_{max}}} = v_b + v_{r_{max}} = 0.711 \text{ V}$ ,  
 $v'_{c_{r_{max}}} = v_c + v_{r_{max}} = -0.623 \text{ V}$ ,
- y para el límite inferior del rango:  
 $v'_{a_{r_{min}}} = v_a + v_{r_{min}} = 0.623 \text{ V}$ ,  
 $v'_{b_{r_{min}}} = v_b + v_{r_{min}} = 0.334 \text{ V}$ ,

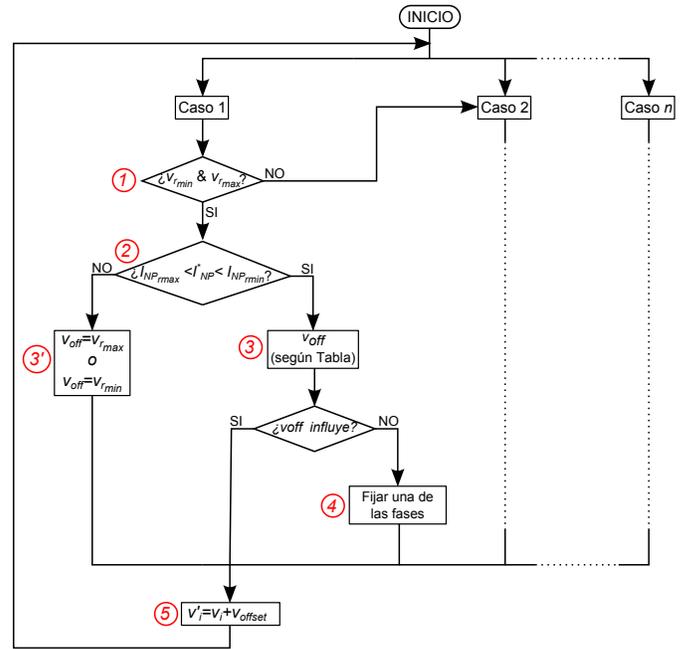


Fig. 2. Diagrama de flujo del algoritmo de modulación para un convertidor NPC de  $n$  fases.

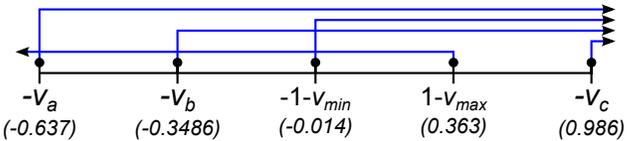


Fig. 3. Caso 1: diagrama de requisitos a satisfacer.

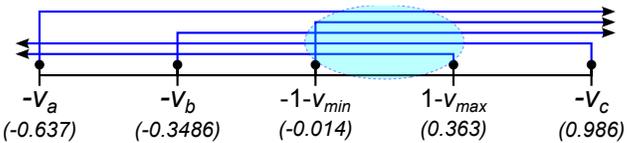


Fig. 4. Caso 4: diagrama de requisitos a satisfacer.

$$v'_{c_{r_{min}}} = v_c + v_{r_{min}} = -1 \text{ V.}$$

Por lo tanto, introduciendo los valores obtenidos en la expresión (1) se consiguen las corrientes que delimitan el rango son:

- $i_{NP_{r_{max}}} = -198.883 \text{ A}$ ,
- $i_{NP_{r_{min}}} = 156.005 \text{ A}$ .

Como se observa  $i_{NP_{r_{min}}} < i_{NP}^* < i_{NP_{r_{max}}}$ , de forma que se verifica que existe un valor de  $v_{off}$  definido en la Tabla I para el caso en estudio, que puede que sea capaz de producir la corriente que se desea. El paso ③ por lo tanto es calcular dicho valor  $v_{off}$  a partir de la expresión descrita en la tabla, la cual en el caso 4 es:

$$v_{off} = \frac{i_{NP}^* + i_a v_a + i_b v_b - i_c v_c}{-i_a - i_b + i_c} = 0.1384 \text{ V.} \quad (7)$$

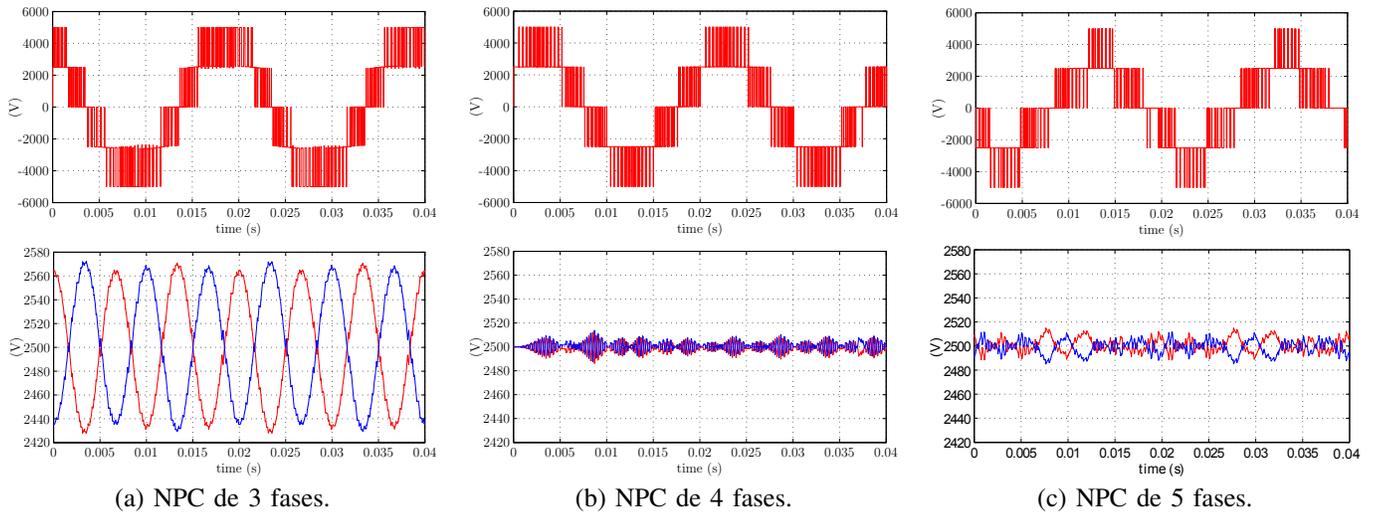


Fig. 5. Tensión  $v_{ab}$  de salida (arriba) y tensión de los condensadores del bus  $dc$  (abajo) en estado estacionario de un convertidor NPC: (a) 3 fases, (b) 4 fases, y (c) 5 fases.

Finalmente, introduciendo el  $v_{off}$  calculado en (1), se comprueba que la corriente generada es igual a la de referencia:

$$i_{NP} = i_{NP}^* = 14.794A. \quad (8)$$

Por lo tanto el  $v_{off}$  hallado es sumado a las señales de referencia (ecuación (2), (5)) y serán las nuevas señales de modulación que se introducen como entrada en el modulador PWM.

En el diagrama de flujo de la Fig. 2 se observa que aún quedan dos situaciones sin estudiar (3') y (4). Estos dos pasos, son aquellos en los que no se puede generar una corriente por el punto neutro igual a la de referencia. El primero de ellos, el paso (3') es aplicado por el algoritmo siempre que se compruebe que  $i_{NP_{r_{min}}} < i_{NP}^* < i_{NP_{r_{min}}}$  no se cumple, es decir, que la corriente de referencia se encuentra fuera del rango de posibles valores aptos para  $v_{off}$ . La alternativa que la estrategia de modulación sigue es la de seleccionar entre  $i_{NP_{r_{min}}}$  y  $i_{NP_{r_{min}}}$  la más próxima a  $i_{NP}^*$ , es decir, que escogerá como  $v_{off}$  uno de los límites que definen el rango de valores válidos de tensión ( $v_{r_{min}}$  y  $v_{r_{max}}$ ).

Si por el contrario, lo que sucede es que cuando el algoritmo busca en la Tabla I la expresión de  $v_{off}$  a aplicar, lo que encuentra es que en el caso que este estudiando (caso 1 y 7 de la Tabla I) el  $v_{off}$  que se inyecte a las señales moduladoras de referencia no va a tener influencia sobre la corriente, la metodología a seguir es la de al menos intentar reducir las pérdidas de conmutación fijando durante todo un ciclo de conmutación una de las fases a nivel alto, nivel medio, o nivel bajo [26].

### III. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

La modulación propuesta ha sido implementada sobre la plataforma Matlab-Simulink. En todos los casos que se presentan, el convertidor está conectado a una fuente  $dc$  de  $V_{dc}=5000$  V, con una carga L-R en estrella de  $R=1 \Omega$  y  $L=10$  mH. Los condensadores del bus  $dc$  tienen una capacidad de  $C=4$

mF, siendo la frecuencia fundamental  $f=50$  Hz. El índice de modulación se ha fijado a  $m=1$ , y la frecuencia de conmutación a  $f_s=2500$  Hz ( $T_s=0.4$  ms).

#### A. Situación de equilibrio

La Fig. 5 muestra la tensión línea-línea  $v_{ab}$  (arriba) y las tensiones de los condensadores del bus  $dc$  (abajo) para un convertidor NPC de tres, cuatro, y cinco fases aplicando la estrategia de modulación propuesta. Se observa en todos ellos la habilidad del algoritmo para controlar la tensión del PN. En el caso del convertidor de cuatro fases, se consigue un mejor control de la corriente por el PN debido a la simetría de las corrientes de salida. En consecuencia las tensiones de los condensadores del bus  $dc$  son totalmente controlables, y no aparecen oscilaciones de tensión de baja frecuencia. Tanto en el convertidor de tres fases como en el de cinco, la tensión del bus permanece estable alrededor de su posición de equilibrio. Sin embargo aparecen oscilaciones de baja frecuencia en la tensión del PN. Esto se debe a la imposibilidad de generar, en estas condiciones de trabajo, una corriente por el PN capaz de cancelar las oscilaciones. Además, en el caso del convertidor de cinco fases es notoria la reducción del rizado en el NP en comparando con los resultados obtenidos en el convertidor trifásico. Esto es debido a que al aumentar el número de fases se aumenta también los posibles  $v_{off}$  a aplicar y por lo tanto incrementan las posibilidades de encontrar un valor que produzca la misma corriente por el PN que la de referencia.

Todos estos resultados confirman el buen comportamiento de la estrategia de modulación propuesta para convertidores NPC multifase operando en estado estacionario.

#### B. Situación de desequilibrio

En primer lugar se establece un desequilibrio inicial en la tensión de los condensadores del bus  $dc$  y se observa la habilidad del algoritmo para eliminar dicho desequilibrio. En

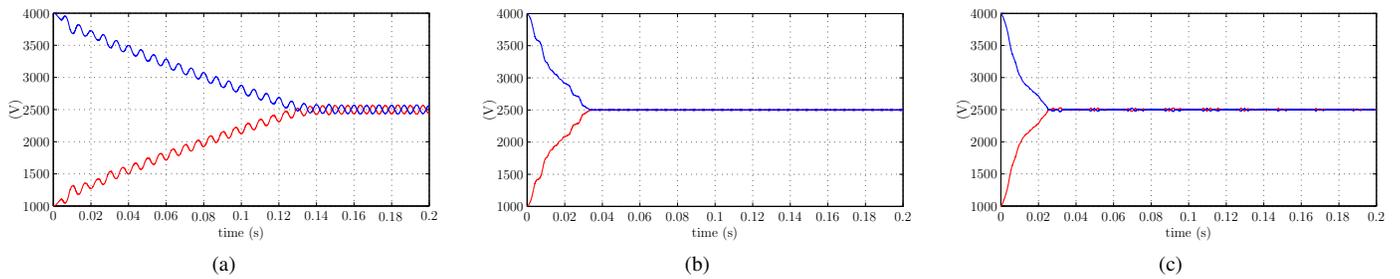


Fig. 6. Dinámicas de la compensación de la tensión operando con carga lineal en un convertidor NPC de: (a) 3 fases, (b) 4 fases, y (c) 5 fases.

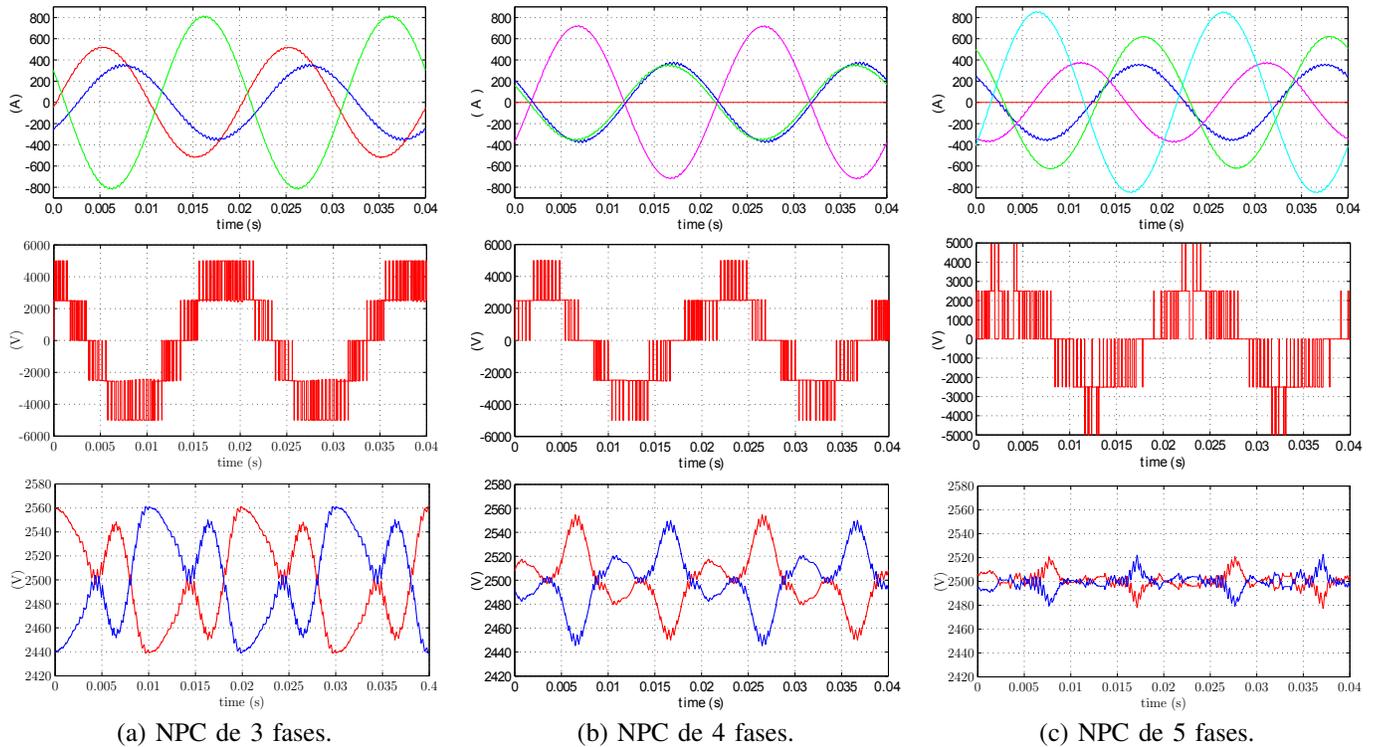


Fig. 7. Corrientes de fase (arriba), tensión  $v_{ab}$  de salida (centro), y tensión de los condensadores del bus  $dc$  con carga desequilibrada (abajo) en un convertidor NPC de: (a) 3 fases, (b) 4 fases, y (c) 5 fases.

segundo lugar, se describe el comportamiento del convertidor conectado a una carga desequilibrada.

Los condensadores del bus  $dc$  son forzados a tener un desequilibrio de tensión inicial. El valor de tensión inicial al que ha sido forzado el condensador superior es de 4000 V, y el valor tensión inicial al que ha sido forzado el condensador inferior es de 1000 V.

Por un lado, la Fig. 6 muestra la evolución de la tensión para un convertidor NPC de tres, cuatro y cinco fases bajo las circunstancias citadas cuando es aplicada la estrategia de modulación propuesta. Se observa en todos los casos cómo las tensiones de los condensadores del bus evolucionan hacia el valor de referencia eliminando completamente el desequilibrio inicial. Asimismo, se observa que la dinámica del sistema con convertidores de más de tres fases es mucho más rápida.

Estos resultados demuestran la habilidad de la estrategia

propuesta para el equilibrado de la tensión del PN bajo desequilibrios tan grandes como el simulado.

Por otro lado, la Fig. 7 muestra los resultados para un convertidor de tres, cuatro y cinco fases conectado a cargas asimétricas cuando es aplicada la estrategia de modulación propuesta. El convertidor NPC trifásico está conectado a una carga en estrella con  $R_{a,c}=1 \Omega$ ,  $L_{a,c}=10 \text{ mH}$ ,  $R_b=10 \Omega$  y  $L_b=3 \text{ mH}$ . El convertidor NPC de cuatro fases se encuentra conectado a una carga donde  $R_{c,d}=1 \Omega$ ,  $L_{c,d}=10 \text{ mH}$ ,  $R_b=10 \Omega$  y  $L_b=3 \text{ mH}$ , y ninguna carga conectada a la fase  $a$ . Y finalmente, el convertidor NPC de cinco fases está conectado a una carga donde  $R_{c,d,e}=1 \Omega$ ,  $L_{c,d,e}=10 \text{ mH}$ ,  $R_b=10 \Omega$  y  $L_b=3 \text{ mH}$ , y ninguna carga conectada a la fase  $a$ . Estas gráficas ilustran la tensión de salida línea-línea  $v_{ab}$  (arriba) y, las tensiones de los condensadores del bus  $dc$  (abajo). Como se puede observar en dichas gráficas, la amplitud de las oscilaciones de tensión en

el PN aumentan cuando el convertidor opera junto a cargas desequilibradas. Sin embargo, la estrategia de modulación propuesta es capaz de controlar el valor medio de la corriente por el PN durante un periodo fundamental, incluso cuando el convertidor se encuentra conectado a cargas asimétricas. De este modo, la tensión del PN permanece centrada alrededor de la mitad de la tensión del bus  $dc$ .

#### IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado una novedosa estrategia de modulación para convertidores NPC multifase. El algoritmo descrito es capaz de mantener bajo control la tensión de PN tanto en condiciones de equilibrio como en condiciones de desequilibrio. Asimismo, es posible obtener las máximas amplitudes bajo modulación lineal. Además el algoritmo es robusto y simple de implementar en un controlador digital. Los resultados obtenidos demuestran su buen funcionamiento para convertidores NPC de más de tres fases.

#### V. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se ha llevado a cabo dentro de la Unidad de Investigación y Educación UFI11/16 de la UPV/EHU con el apoyo del Departamento de Educación, Universidades e Investigación del Gobierno Vasco PRE-2013-2-425.

#### REFERENCES

- [1] J. L. Rodríguez and F. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls and applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002.
- [2] J. Rodríguez, S. Bernet, B. Wu, J. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives," in *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, USA, Dec 2007, pp. 2930 – 2945.
- [3] L. Franquelo, J. Rodríguez, J. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. Prats, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 2, no. 2, pp. 28 –39, Jun. 2008.
- [4] J. Rodríguez, L. Franquelo, S. Kouro, J. Leon, R. Portillo, M. Prats, and M. Perez, "Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications," in *IEEE*, vol. 97, no. 11, Nov. 2009, pp. 1786 –1817.
- [5] G. Adam, K. Ahmed, S. Finney, and B. Williams, "Modular multilevel converter for medium-voltage applications," 2011, pp. 1013 – 18.
- [6] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. Franquelo, B. Wu, J. Rodríguez, M. Pérez, and J. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, Aug. 2010, pp. 2553 –2580.
- [7] M. Chaves, E. Margato, J. Silva, S. Pinto, and J. Santana, "Hvdc transmission systems: Bipolar back-to-back diode clamped multilevel converter with fast optimum-predictive control and capacitor balancing strategy," in *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 7, 2011, pp. 1436 – 45.
- [8] Z. Chen, X. Xiao, H. Wang, and M. Liu, "Analysis of converter topological structure for direct-drive wind power system with pmsg," in *Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on*, Oct. 2010, pp. 1 –5.
- [9] F. Terrien, S. Siala, and P. Noy, "Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion," in *Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004)*, vol. 2, no. 498, 2004, pp. 556–561.
- [10] L. Parsa and H. Toliyat, "Five-phase permanent magnet motor drives for ship propulsion applications," in *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2005, pp. 371–378.
- [11] A. Nanoty and A. Chudasama, "Design of multiphase induction motor for electric ship propulsion," in *IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, 2011, pp. 283–287.
- [12] G. Singh, K. Yadav, and R. P. Saini, "A self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation," in *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, 2007, pp. 690–695.
- [13] S. Brisset, D. Vizireanu, and P. Brochet, "Design and optimization of a nine-phase axial-flux pm synchronous generator with concentrated winding for direct-drive wind turbine," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 3, 2008, pp. 707–715.
- [14] M. Duran, S. Kouro, B. Wu, E. Levi, F. Barrero, and S. Alepuz, "Six-phase pmsg wind energy conversion system based on medium-voltage multilevel converter," in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2011, pp. 1–10.
- [15] M. Simoes and J. Vieira, P., "A high-torque low-speed multiphase brushless machine—a perspective application for electric vehicles," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, 2002, pp. 1154–1164.
- [16] W. Lhomme, P. Delarue, X. Kestelyn, P. Sandulescu, and A. Bruyere, "Control of a combined multiphase electric drive and battery charger for electric vehicle," in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, pp. 1–10.
- [17] X. Niu, N. Schofield, and A. Al-Adsani, "Comparison of 3- and 9-phase brushless pm drive systems for aerospace actuation," in *IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2012, pp. 1–2.
- [18] L. De Lillo, L. Empringham, P. Wheeler, S. Khwan-On, C. Gerada, M. Othman, and X. Huang, "Multiphase power converter drive for fault-tolerant machine development in aerospace applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, 2010, pp. 575–583.
- [19] O. Lopez, J. Alvarez, J. Doval-Gandoy, and F. Freijedo, "Multilevel multiphase space vector pwm algorithm with switching state redundancy," in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, Nov. 2009, pp. 792–803.
- [20] M. Duran and E. Levi, "Multi-dimensional approach to multi-phase space vector pulse width modulation," in *Proc. IEEE Ind. Electron. Conference (IECON)*, Nov. 2006, pp. 2103 –2108.
- [21] M. Prats, J. Leon, R. Portillo, L. Franquelo, and E. Dominguez, "Three-dimensional space-vector modulation algorithm for four-leg multilevel converters using abc coordinates," in *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, April 2006, pp. 458–466.
- [22] C. Newton and M. Sumner, "Neutral point control for multi-level inverters: theory, design and operational limitations," in *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting*, vol. 2, Oct. 1997, pp. 1336 –1343.
- [23] Y. Lee, R. Kim, and D. Hyum, "A novel svpwm strategy considering dc-link balancing for a multi-level voltage source inverter," in *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 1, pp. 509–514, March 1999.
- [24] A. Brendre, G. Venkataramanan, D. Rosene, and V. Srinivasan, "Modelling and design of a neutral-point voltage regulator for a three-level diode-clamped inverter using multiple-carrier modulation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 3, pp. 718–726, Jun 2006.
- [25] J. Pou, J. Zaragoza, S. Ceballos, M. Saeedifard, and D. Boroyevich, "A carrier-based pwm strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral-point-clamped converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 642 –651, Feb. 2012.
- [26] I. López, S. Ceballos, J. Andreu, I. Kortabarria, and J. Pou, "Pwm algorithm with adaptive offset for three-level multi-phase neutral-point-clamped converters," in *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2013, pp. 1183–1188.