

Algoritmo para modulación por vector espacial en 3D para un convertidor trifásico multinivel

SVM 3D algorithm for three-phase multilevel converters

ALFONSO ÁLZATE GÓMEZ

Ingeniero electricista, magister en Ingeniería Eléctrica. Docente de la Universidad Tecnológica de Pereira. Pereira, Colombia. Contacto: alalzate@utp.edu.co

JESSER JAMES MARULANDA DURANGO

Ingeniero Electricista. Docente de la Universidad Tecnológica de Pereira. Pereira, Colombia. Contacto: jjmarulanda@utp.edu.co.

Fecha de recepción: 7 de septiembre de 2011

Fecha de aceptación: 26 de junio de 2012

Clasificación del artículo: Investigación

Financiamiento: Universidad Tecnológica de Pereira

Palabras clave: inversor, frecuencia de conmutación, SVM 3D.

Key words: inverter, switching frequency, 3D SVM.

RESUMEN

Este artículo presenta el diseño e implementación en simulación de un algoritmo para realizar modulación por vector espacial en SVM 3D aplicado a convertidores multinivel. El algoritmo permite calcular, de manera sencilla, la adecuada secuencia de conmutación, así como los respectivos tiempos de conmutación de los dispositivos de potencia que conforman el convertidor multinivel. Las simulaciones son realizadas utilizando Matlab-Simulink® Power System Toolbox.

ABSTRACT

This paper presents the simulation design and implementation of 3D space vector modulation (SVM) for multilevel converters. The algorithm easily calculates the appropriate switching sequence and switching frequency of power devices. All simulations are performed using Matlab-Simulink® Power System Blockset.

* * *

1. INTRODUCCIÓN

En las dos últimas décadas el concepto “calidad de energía” ha ido tomando cada vez más impor-

tancia en el ámbito de la ingeniería eléctrica, por lo que en la actualidad es una temática de gran interés para las compañías productoras y distribuidoras de energía eléctrica, para los fabricantes

de equipos y para los consumidores finales. Los sistemas actuales basados en electrónica de potencia causan perturbaciones que afectan al resto de consumidores, principalmente por la proliferación en el uso de equipos alimentados o accionados mediante convertidores estáticos de potencia, los cuales inyectan armónicos en la red provocando efectos sobre el sistema de potencia y sobre los equipos conectados al mismo [1]. De este modo, la forma más fiable para la compensación de armónicos ha sido la aplicación de filtros activos, filtros pasivos y filtros híbridos que reducen la distorsión en el sistema [2] - [6].

Por otra parte, en los últimos años el entorno industrial ha ido demandando equipos de mayor potencia, llegando a niveles de megavatios (MW). Debido a la tecnología en el desarrollo de semiconductores para alcanzar mayores valores de tensión y corrientes nominales (actualmente y) los convertidores multinivel son considerados actualmente como una de las soluciones industriales de alto rendimiento dinámico en aplicaciones de gran potencia en el rango de [7], [8].

Las ventajas de los convertidores multinivel respecto a los convertidores convencionales de dos niveles para aplicaciones en sistemas de gran potencia son múltiples [7] - [11]: presentan la capacidad de incrementar la magnitud de la tensión de salida aumentando el rendimiento del convertidor, reducen el contenido armónico de la tensión y de la corriente de salida, y permiten disminuir tanto la frecuencia de conmutación como la tensión soportada por los semiconductores de potencia. Lo anterior se logra con un adecuado control de la secuencia de conmutación de los interruptores de potencia, lo cual se dificulta conforme aumenta el número de niveles del convertidor, por lo que quizás el aumento en la complejidad de control y métodos de modulación sencillos y rápidos han sido la barrera que ha frenado la aplicación de los convertidores multinivel [5] - [9]. A causa de

esto, se hace necesario el desarrollo de algoritmos de modulación sencillos, rápidos y de bajo costo computacional que permitan una fácil y económica implementación electrónica.

Actualmente, la investigación y desarrollo de los convertidores multinivel se centra en tres topologías básicas:

- Convertidor por fijación por diodos (Diode Clamped Converter).
- Convertidor con capacitores flotantes (Flying Capacitors Converter).
- Convertidor con puentes H en cascada (Cascaded H- Bridge Converter).

El estudio del proceso de modulación del inversor dio lugar a que Van der Broek propusiera una técnica de modulación avanzada conocida como Modulación Vectorial (Space Vector Modulation - SVM). El atractivo enfoque realizado por esta técnica, su íntima relación con las secuencias de conmutación experimentadas por el convertidor y la idoneidad para su aplicación en un proceso digital, ha proporcionado el extenso uso de la misma en las aplicaciones modernas de la electrónica de potencia.

2. ALGORITMO PARA LA MODULACIÓN POR VECTOR ESPACIAL EN 3D

En los últimos años, varios algoritmos de espacio vectorial han sido extendidos para su uso en convertidores multinivel [11] - [20]. La mayoría de ellos son diseñados especialmente para un determinado número de niveles del convertidor, donde el costo computacional y la complejidad del algoritmo se incrementan con el número de niveles. Además, estas técnicas de modulación, generales para convertidores multinivel, incluyen cálculos con funciones trigonométricas, tablas de búsqueda

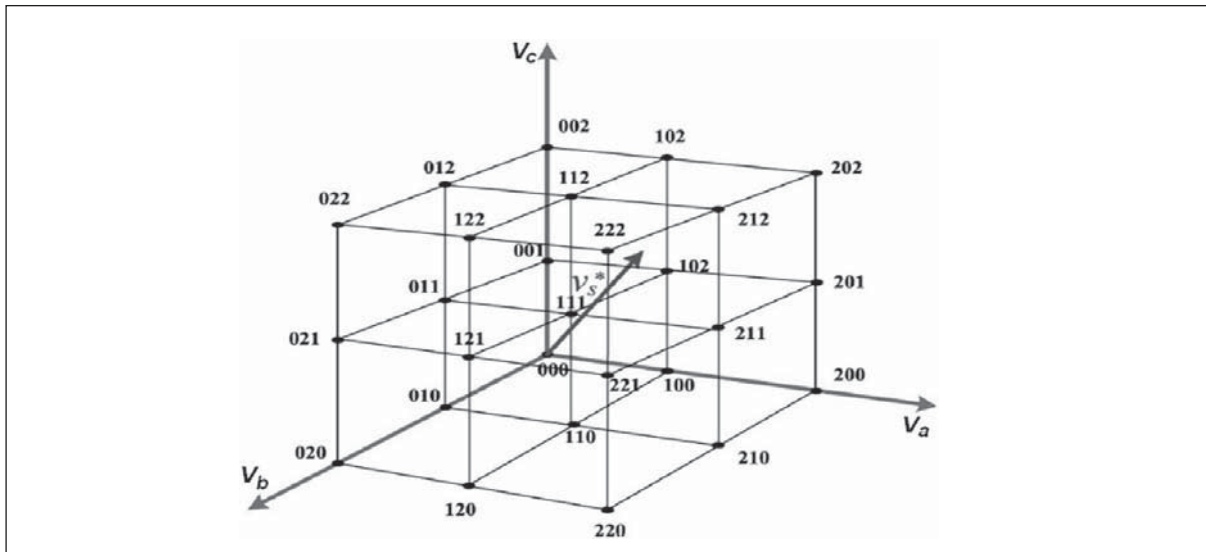


Figura 1. Espacio vectorial en tres dimensiones para un convertidor de tres niveles.

Fuente: elaboración propia

y sistemas de transformación de coordenadas, lo que aumenta la complejidad computacional [20].

El algoritmo presentado en este artículo se describe de la siguiente manera:

Paso 1: encontrar el sub-cubo donde el vector de referencia está apuntando. El espacio vectorial de un convertidor multinivel forma un cubo en un espacio tridimensional. Este espacio puede dividirse en varios tetraedros que generan el volumen total del cubo. Para un determinado vector de referencia en el sistema trifásico (U_a , U_b , U_c), la parte entera de cada componente (a ; b ; c) se puede calcular con la ecuación (1), la ecuación (2) y la ecuación (3), para a , b y c , respectivamente.

$$a = \text{Parte entera}(U_a), \quad (1)$$

$$b = \text{Parte entera}(U_b), \quad (2)$$

$$c = \text{Parte entera}(U_c), \quad (3)$$

El espacio tridimensional se encuentra formado por un cierto número de subcubos, dentro del cubo principal, cuyo número depende de los niveles del convertidor; un subcubo para un convertidor de dos niveles, ocho subcubos para un

convertidor de tres niveles, y así sucesivamente como se muestra en la figura 1.

Por simplicidad, se sitúa el origen de coordenadas del sistema de referencia del subcubo dentro del cual se encuentra apuntado el vector referencia, en el punto de coordenadas (a ; b ; c), como muestra la figura 2.

Lo anterior significa que, al calcular la parte entera de las coordenadas del vector de referencia, se

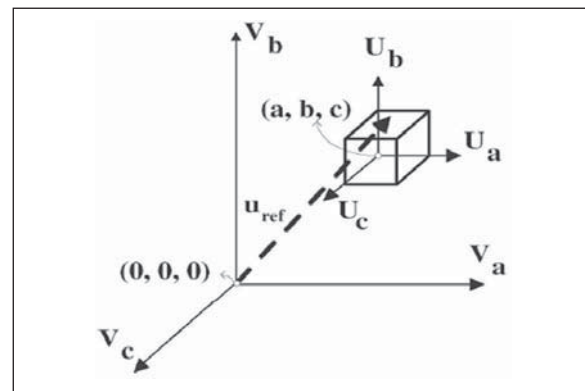


Figura 2. Origen del subcubo dentro del cual se encuentra apuntando el vector de referencia.

Fuente: elaboración propia

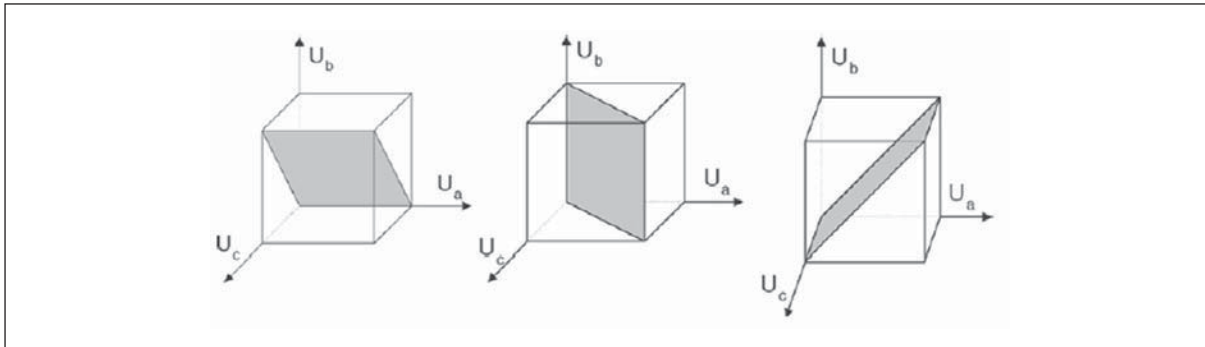


Figura 3. Planos dentro de un sub-cubo, utilizado para identificar cada uno de los seis tetraedros.

Fuente: elaboración propia

identifica el subcubo hacia donde apunta el vector de referencia, determinando las coordenadas del origen de dicho subcubo.

Paso 2: seis tetraedros deben ser estudiados en cada subcubo. Por lo tanto, es necesario definir estos posibles tetraedros donde el vector de referencia se puede encontrar. El tetraedro buscado se puede encontrar fácilmente usando comparaciones con los tres planos de dentro del espacio tridimensional, lo que define directamente los seis tetraedros dentro del subcubo. Los tres planos que definen los seis tetraedros se muestran en la figura 3. Sólo un máximo de tres comparaciones son necesarias.

Paso 3: una vez que las coordenadas (a; b; c) son conocidas, el paso principal del algoritmo consiste en el cálculo de los cuatro vectores de estado correspondientes a los cuatro vértices del tetraedro dentro del subcubo seleccionado en el paso 1.

Como se dijo antes, el tetraedro dentro del cual se encuentra apuntando el vector de referencia se identifica utilizando como máximo tres comparaciones con los tres planos dentro del espacio 3D, que definen los seis tetraedros. En la figura 4 se muestran los seis tetraedros mencionados.

Paso 4: Cálculo de los tiempos de conmutación. Una vez definidos los vectores de estado que generan el vector de referencia, los tiempos de con-

mutación se calculan mediante sumas y restas, involucrando la parte entera de las coordenadas del vector de referencia y las propias coordenadas. La tabla 1 muestra los vectores de estado y los tiempos correspondientes de conmutación de los seis tetraedros que forman el cubo.

En la figura 5 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo 3D-SVM para calcular el tetraedro donde se encuentra localizado el vector de referencia y los vectores de estado correspondientes. En este diagrama, el tetraedro seleccionado se identifica con la etiqueta que corresponde con la numeración propuesta para los tetraedros de la figura 4.

3. SIMULACIÓN Y RESULTADOS

El diagrama de bloques empleado en la simulación, es el mostrado en la figura 6. Este esquema de bloques permite la modulación por vector espacial para convertidores multinivel. Las condiciones de operación consideradas en las simulaciones son las siguientes:

1. La tensión de referencia sinusoidal para cada fase está dado por la ecuación (4):

$$V_r = A \begin{pmatrix} \text{sen}(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \\ \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (3)$$

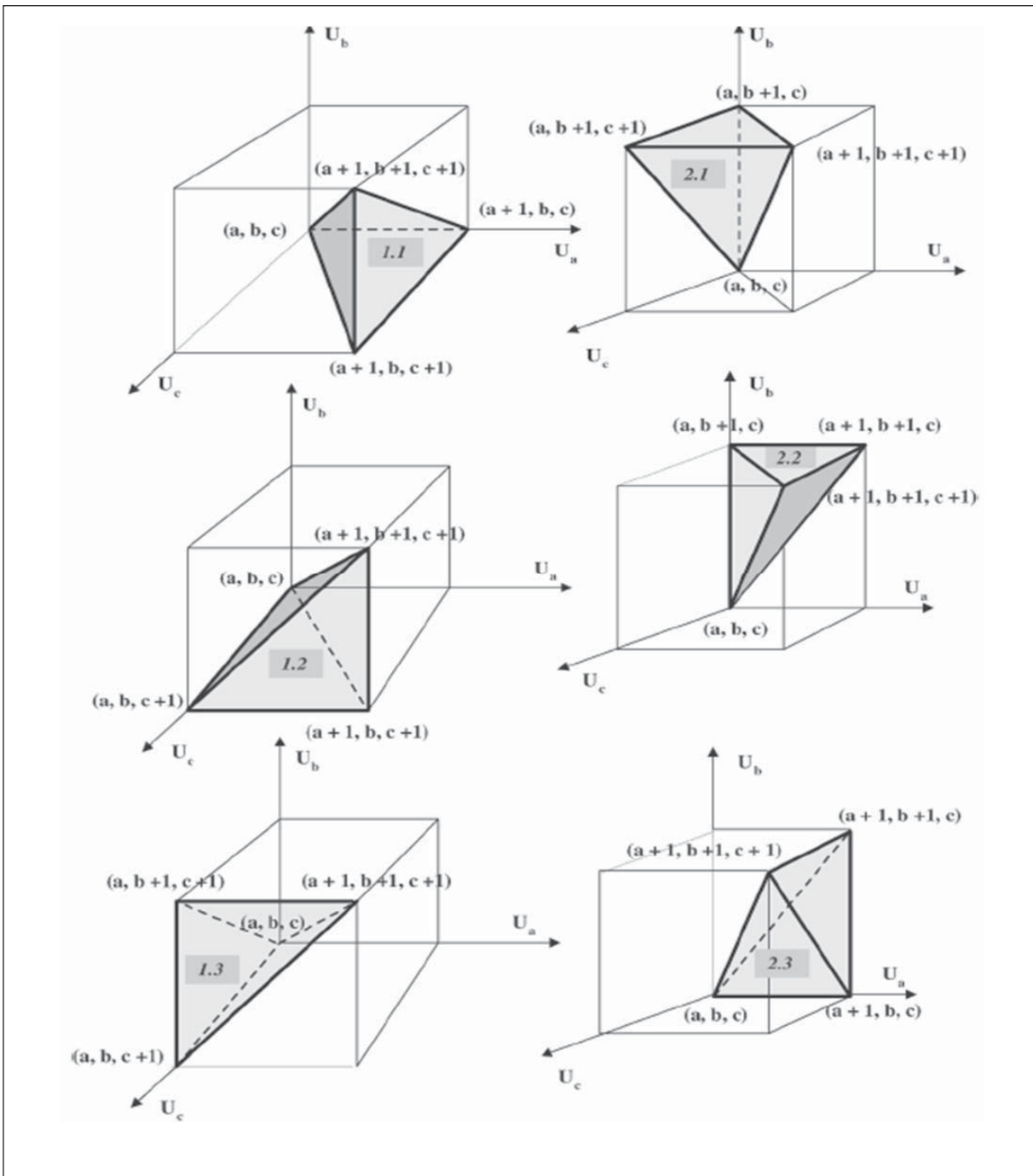


Figura 4. Los seis tetraedros dentro de un sub-cubo con los correspondientes vectores de estado.

Fuente: elaboración propia

Tabla 1. Vectores de estado y tiempos de conmutación.

Tetraedro	Vectores de estado	Tiempos de conmutación
Caso 1,1	$(S_a^1, S_b^1, S_c^1) = (a, b, c),$ $(S_a^2, S_b^2, S_c^2) = (a + 1, b, c),$ $(S_a^3, S_b^3, S_c^3) = (a + 1, b, c + 1),$ $(S_a^4, S_b^4, S_c^4) = (a + 1, b + 1, c + 1),$	$t_1 = 1 + a - U_a,$ $t_2 = -a + c + U_a - U_c,$ $t_3 = b - c - U_b + U_c,$ $t_4 = -b + U_b,$
Caso 1,2	$(S_a^1, S_b^1, S_c^1) = (a, b, c),$ $(S_a^2, S_b^2, S_c^2) = (a, b, c + 1),$ $(S_a^3, S_b^3, S_c^3) = (a + 1, b, c + 1),$ $(S_a^4, S_b^4, S_c^4) = (a + 1, b + 1, c + 1),$	$t_1 = 1 + c - U_c,$ $t_2 = a - c - U_a + U_c,$ $t_3 = -a + b + U_a - U_b,$ $t_4 = -b + U_b,$
Caso 1,3	$(S_a^1, S_b^1, S_c^1) = (a, b, c),$ $(S_a^2, S_b^2, S_c^2) = (a, b, c + 1),$ $(S_a^3, S_b^3, S_c^3) = (a, b + 1, c + 1),$ $(S_a^4, S_b^4, S_c^4) = (a + 1, b + 1, c + 1),$	$t_1 = 1 + c - U_c,$ $t_2 = b - c - U_b + U_c,$ $t_3 = a - b - U_a + U_b,$ $t_4 = -a + U_a,$
Caso 2,1	$(S_a^1, S_b^1, S_c^1) = (a, b, c),$ $(S_a^2, S_b^2, S_c^2) = (a, b + 1, c),$ $(S_a^3, S_b^3, S_c^3) = (a, b + 1, c + 1),$ $(S_a^4, S_b^4, S_c^4) = (a + 1, b + 1, c + 1),$	$t_1 = 1 + b - U_b,$ $t_2 = -b + c + U_b - U_c,$ $t_3 = a - c - U_a + U_c,$ $t_4 = -a + U_a,$
Caso 2,2	$(S_a^1, S_b^1, S_c^1) = (a, b, c),$ $(S_a^2, S_b^2, S_c^2) = (a, b + 1, c),$ $(S_a^3, S_b^3, S_c^3) = (a + 1, b + 1, c),$ $(S_a^4, S_b^4, S_c^4) = (a + 1, b + 1, c + 1),$	$t_1 = 1 + b - U_b,$ $t_2 = a - b - U_a + U_c,$ $t_3 = -a + c + U_a - U_c,$ $t_4 = -c + U_c,$
Caso 2,3	$(S_a^1, S_b^1, S_c^1) = (a, b, c),$ $(S_a^2, S_b^2, S_c^2) = (a + 1, b, c),$ $(S_a^3, S_b^3, S_c^3) = (a + 1, b + 1),$ $(S_a^4, S_b^4, S_c^4) = (a + 1, b + 1, c + 1),$	$t_1 = 1 + a - U_a,$ $t_2 = -a + b + U_a - U_c,$ $t_3 = -b + c + U_b - U_c,$ $t_4 = -c + U_c,$

Fuente: elaboración propia

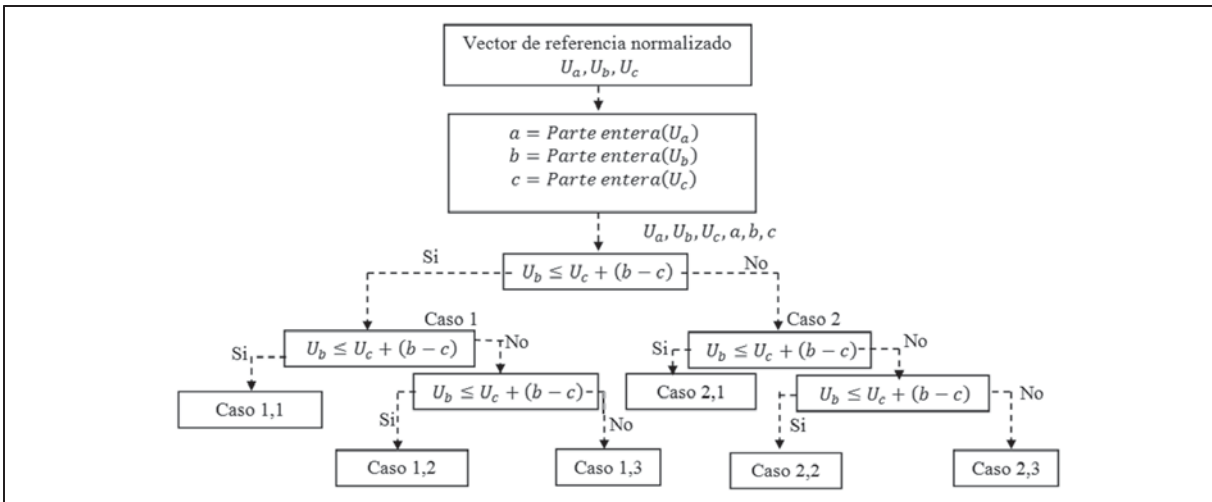


Figura 5. Diagrama de flujo del algoritmo SVM-3D.

Fuente: elaboración propia

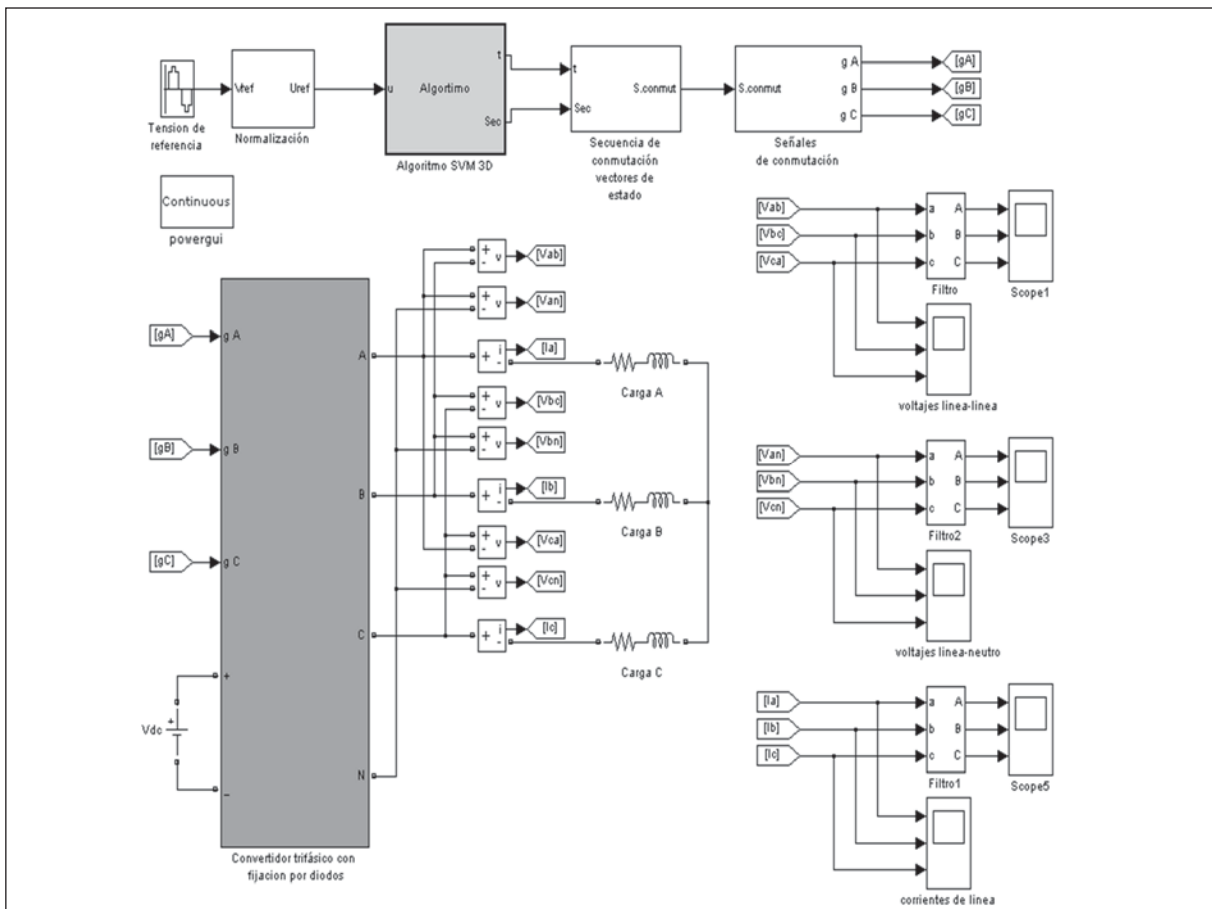


Figura 6. Diagrama de flujo del algoritmo SVM-3D aplicado a un convertidor trifásico con fijación por diodos [21].

Fuente: elaboración propia

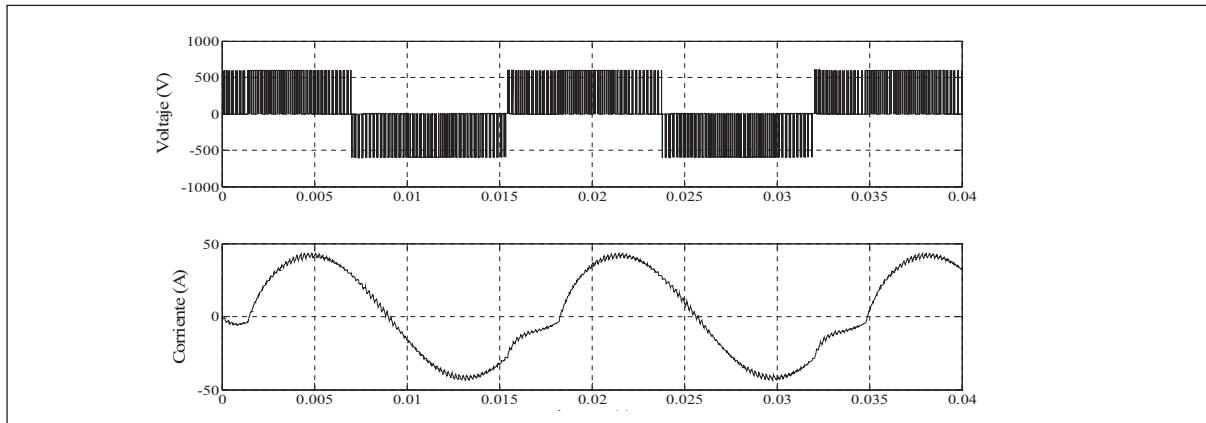


Figura 7. Señales de voltaje y corriente a la salida del convertidor de dos niveles.

Fuente: elaboración propia

2. La frecuencia de muestreo se ha seleccionado en.
3. La frecuencia de la señal de referencia tiene un valor de.
4. Tensión DC a la entrada del convertidor es igual a 600V.

La carga consiste en una resistencia de 7Ω en serie con una inductancia de 4mH.

En la figura 7 se muestran los resultados de tensión de línea-línea y corriente de línea para la fase a, obtenidos a la salida del convertidor convencional de dos niveles.

Se observa la forma distorsionada que presenta la corriente de línea y los dos niveles de operación tomados por los voltajes de salida. Al filtrar las componentes de alta frecuencia presentes en las señales de voltaje y corriente a la salida del convertidor, se obtuvieron las formas de onda casi sinusoidales de la figura 8.

La tabla 2 presenta un estudio comparativo de los valores de THD para las señales de voltaje de línea a línea y corriente de línea, antes y después del filtrado. Resultados idénticos se obtuvieron para las demás fases teniendo en cuenta el desfase de entre cada una de ellas.

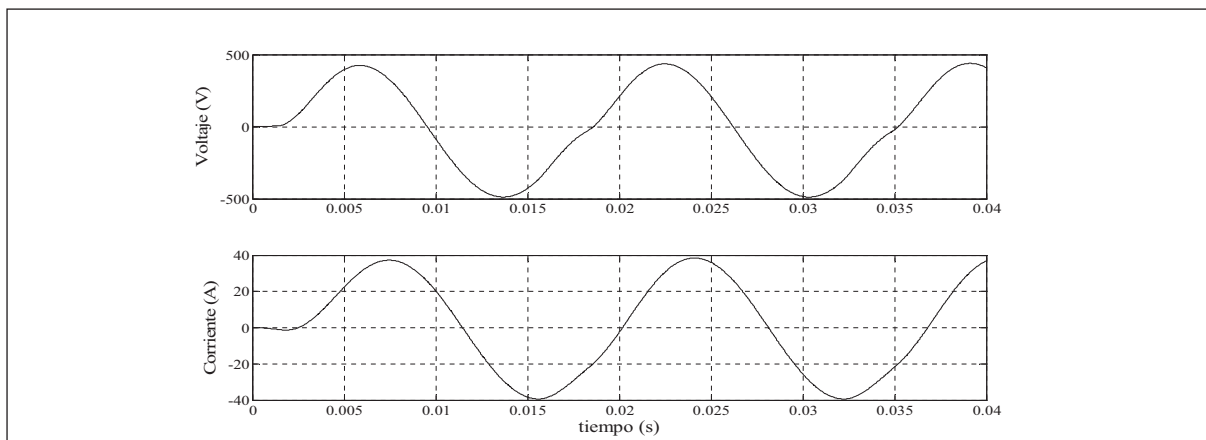


Figura 8. Señales filtradas de voltaje y corriente a la salida del convertidor.

Fuente: elaboración propia

Tabla 2. Distorsión armónica total para el convertidor de dos niveles.

	V_{ab}	I_a
THD sin filtro	52,26%	11,87%
THD con filtro	9,22%	4,06%

Fuente: elaboración propia

En la figura 9 se muestra un análisis comparativo de las componentes armónicas del voltaje a la

salida del convertidor de dos niveles, antes y después de realizar el filtrado.

Los resultados obtenidos con el convertidor multinivel de tres niveles se muestran en la figura 10, para el voltaje de línea a línea y la corriente de línea de la fase a.

Se observa con este convertidor que los voltajes van adquiriendo una forma de onda más parecida

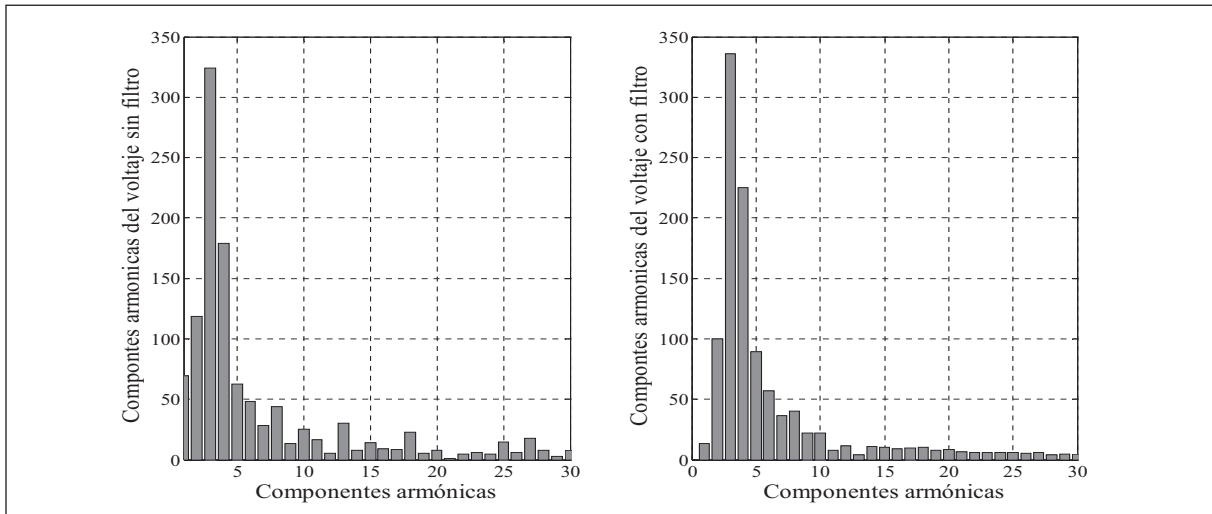


Figura 9. Componentes armónicas de voltaje a la salida del convertidor de dos niveles.

Fuente: elaboración propia

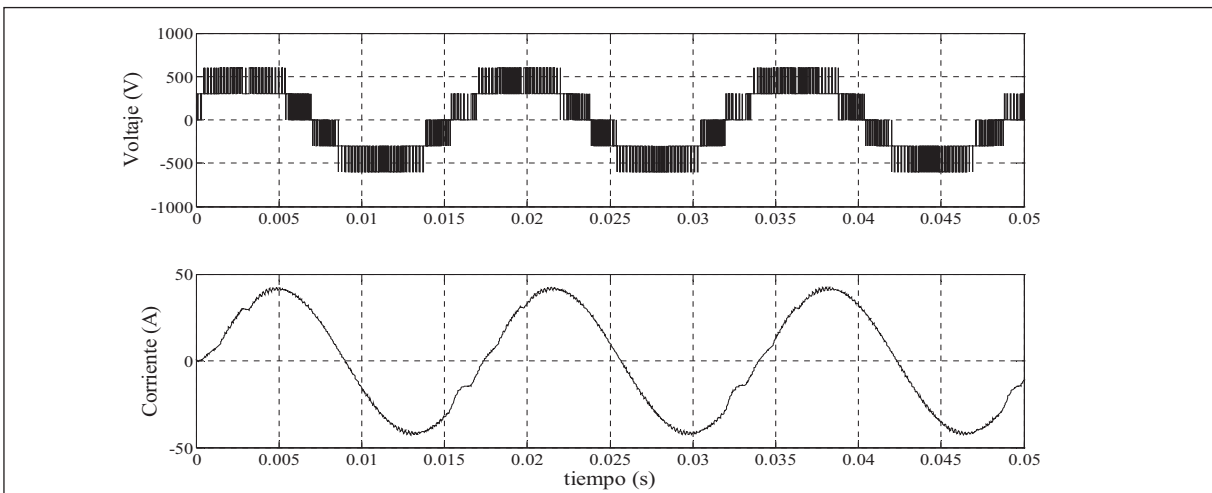


Figura 10. Señales de voltaje y corriente a la salida del convertidor de tres niveles.

Fuente: elaboración propia

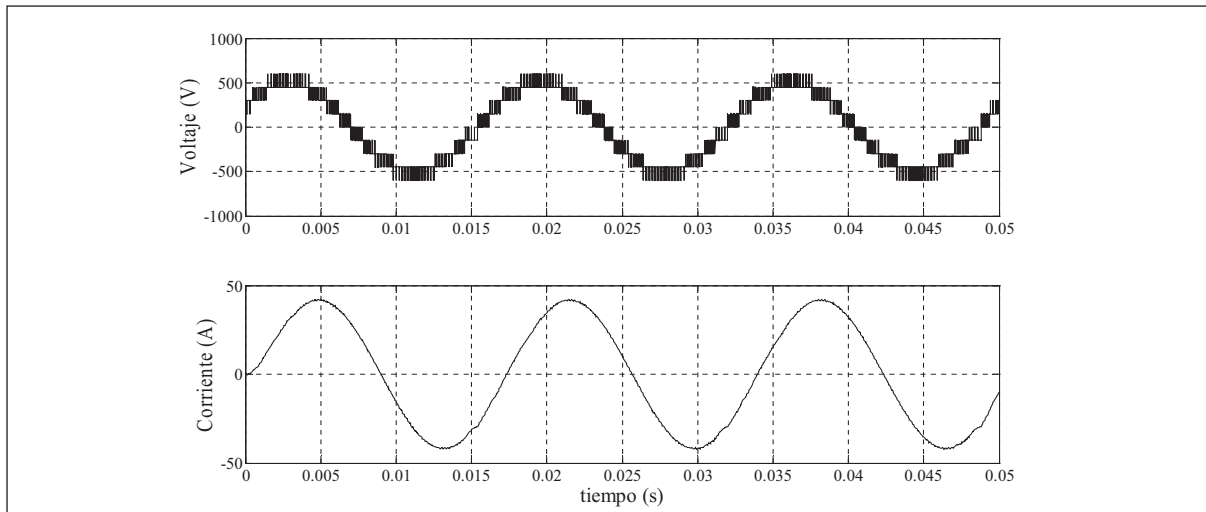


Figura 11. Señales filtradas de voltaje y corriente a la salida del convertidor de tres niveles.

Fuente: elaboración propia

a una señal sinusoidal y una reducción en la distorsión armónica de la corriente, debido al efecto del aumento de los niveles. Al realizar un filtrado de las componentes de alta frecuencia de las señales de la figura 10, usando un filtro pasa alto con una frecuencia de corte de 100Hz y un factor de amortiguamiento de 0.707, se obtuvieron las formas de onda que se indican en la figura 11.

En la tabla 3 se presenta un análisis comparativo de los valores de THD antes y después de realizar

Tabla 3. Distorsión armónica total para el convertidor de dos niveles.

	V_{ab}	I_a
THD sin filtro	22,92%	4,15%
THD con filtro	1,92%	1,3%

Fuente: elaboración propia

el filtrado a las señales de voltaje de línea a línea y corriente de línea de la fase a, para el convertidor de tres niveles.

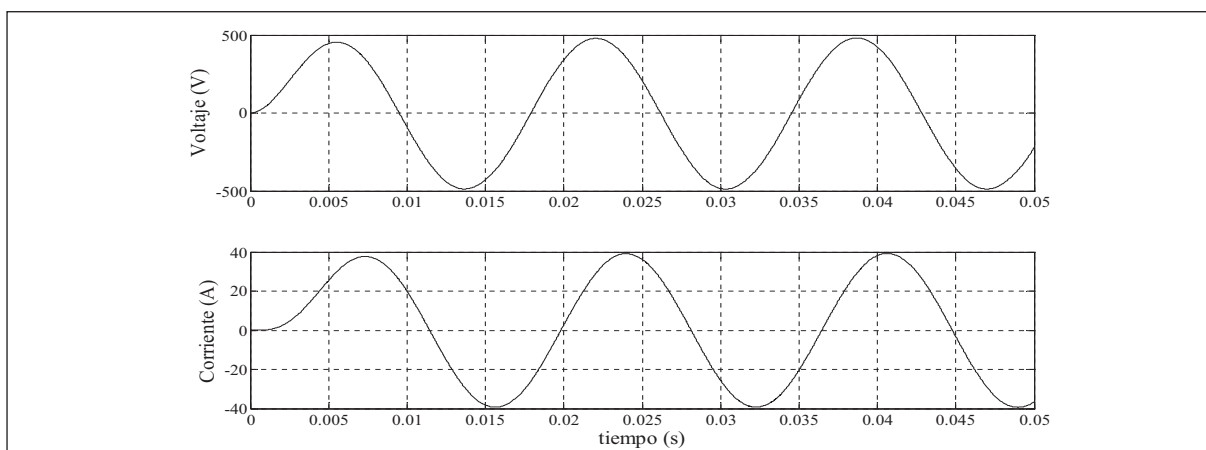


Figura 12. Componentes armónicas del voltaje a la salida del convertidor de tres niveles.

Fuente: elaboración propia

En la figura 12 se muestran las componentes armónicas del voltaje a la salida del convertidor de tres niveles antes y después del efecto del sistema de filtrado.

El voltaje de línea a línea y la corriente de línea para la fase a, para el convertidor multinivel de cinco niveles se muestran en la figura 13. Se observa que estas formas de onda tienen un alto gra-

do de similitud con una onda sinusoidal de 60Hz sin realizar ningún filtrado sobre las mismas. Resultados idénticos se obtuvieron para las demás fases, teniendo en cuenta que se presenta un desfase de 120° entre cada una.

En la figura 14 se muestran las mismas señales anteriores al realizar un filtrado de las componentes de alta frecuencia que se presentan por la

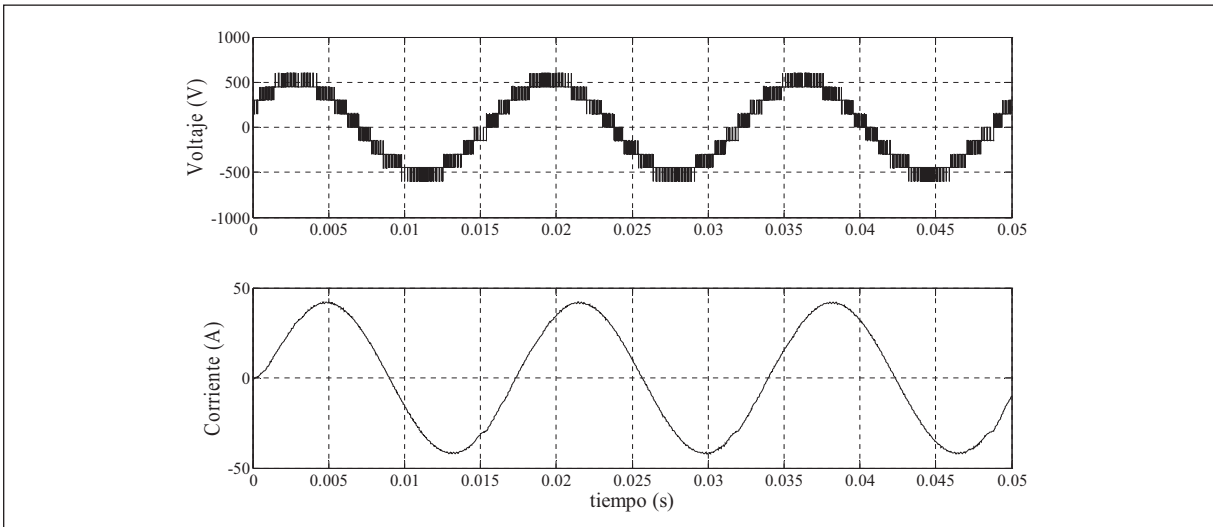


Figura 13. Señales de voltaje y corriente a la salida del convertidor de cinco niveles.

Fuente: elaboración propia

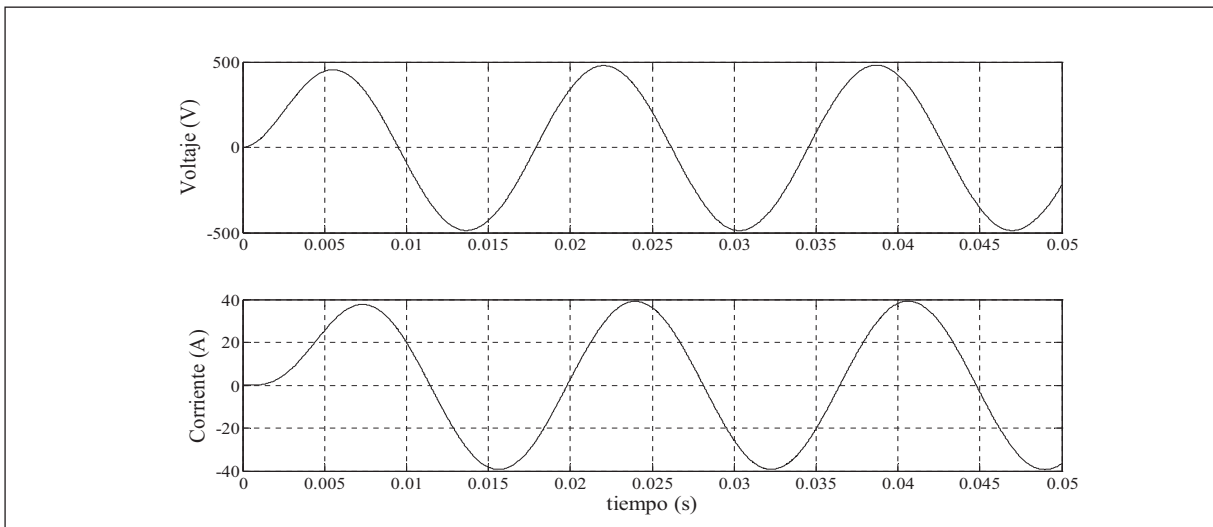


Figura 14. Señales filtradas de voltaje y corriente a la salida del convertidor de cinco niveles.

Fuente: elaboración propia

Tabla 4. Distorsión armónica total para el convertidor de dos niveles.

	V_{ab}	I_a
THD sin filtro	11,55%	1,1%
THD con filtro	0,38%	0,24%

Fuente: elaboración propia

operación de conmutación del convertidor. En la Tabla 4 se muestran valores de THD para las señales de la figura 13 y la figura 14.

Similar que en los casos anteriores, en la figura 15 se muestra el contenido armónico del voltaje

a la salida del convertidor de cinco niveles con y sin filtro.

En la tabla 5 se presenta un estudio comparativo de la distorsión armónica total en la tensión línea a línea de salida y corriente de línea, para los diferentes convertidores presentados.

4. CONCLUSIONES

Este algoritmo permite calcular, de manera sencilla, la adecuada secuencia de conmutación, compuesta por los cuatro vectores de estado ad-

Tabla 5. Distorsión armónica total para los convertidores multinivel presentados.

Señal	A la salida del convertidor			Filtrada		
	Nivel 2	Nivel 3	Nivel 5	Nivel 2	Nivel 3	Nivel 5
THD voltaje	52,25%	22,92%	11,22%	9,2%	1,9%	0,38%
THD corriente	11,87%	4,15%	1,10%	4,06%	1,30%	0,24%

Fuente: elaboración propia

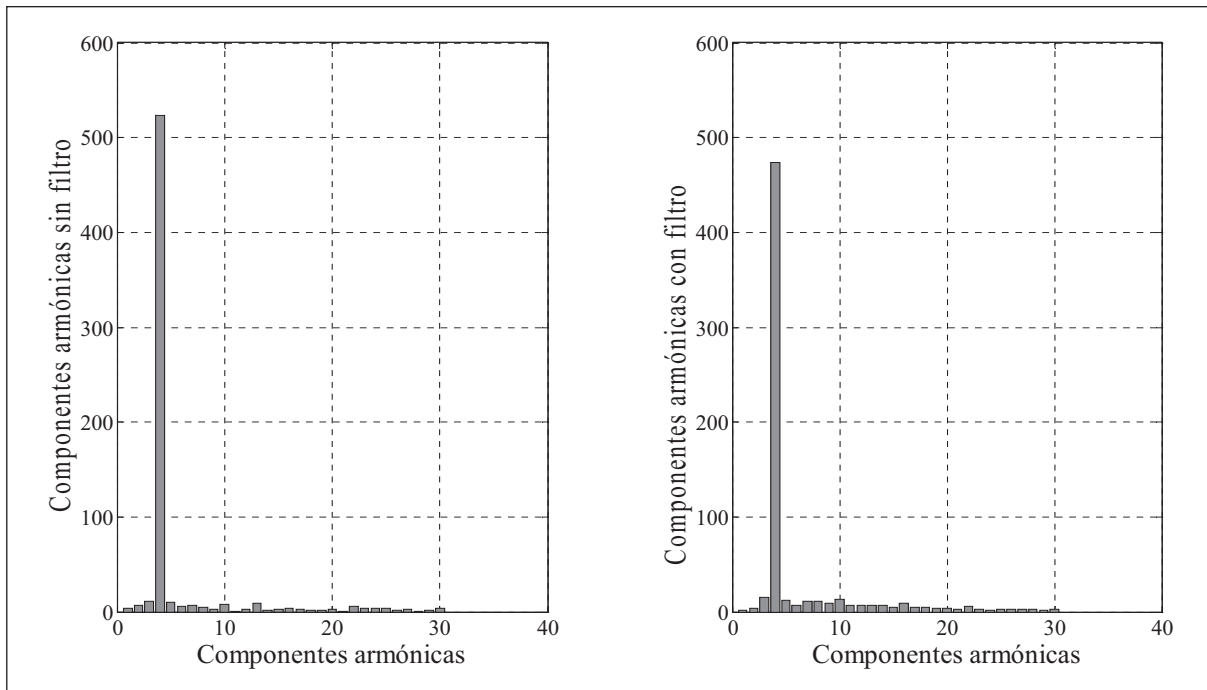


Figura 15. Componentes armónicas del voltaje a la salida del convertidor de cinco niveles.

Fuente: elaboración propia

yacentes al vector de referencia, así como los respectivos tiempos de conmutación de los dispositivos de potencia que conforman el convertidor multinivel.

De acuerdo a los resultados obtenidos por medio de simulación en Matlab-Simulink®, se comparó la distorsión armónica total (THD) entre los convertidores convencionales y multinivel, donde se comprobó cómo los convertidores multinivel presentan siempre una distorsión armónica total en las formas de onda de tensión y corriente a la salida menor a la de los convertidores convencionales de dos niveles.

Se verificó cómo los convertidores multinivel permiten disminuir la tensión soportada por cada dispositivo semiconductor de potencia, es decir,

se observó cómo, en los convertidores convencionales, los dispositivos de conmutación se encuentran sometidos a una tensión VDC, mientras que en los convertidores multinivel de tres y cinco niveles la tensión soportada por los dispositivos de potencia disminuyen a una tensión de VDC/2 y VDC/4 respectivamente y en general para cualquier número de niveles del convertidor multinivel en $VDC/(n-1)$ voltios.

5. FINANCIAMIENTO

Este trabajo fue parcialmente financiado por la Universidad Tecnológica de Pereira, bajo la concesión del proyecto “Algoritmos para corrección del factor de potencia aplicados en compensadores estáticos” con código de referencia CIE 6-09-11.

REFERENCIAS

- [1] P. Rodríguez, *Aportaciones a los acondicionadores activos en corriente en derivación para redes trifásicas de 4 hilos*, [Tesis doctoral], Universidad Politécnica de Catalunya: Barcelona, 2005.
- [2] J. J. Marulanda y J. Cadavid, *Control por Histéresis de la Corriente en los Filtrros Activos de Potencia*, [Tesis pregrado], Universidad Tecnológica de Pereira: Pereira, 2008.
- [3] B. R. Lin and Y. C. Lee, “Three-Phase Power Quality Compensator Under the Unbalanced Sources and Nonlinear Loads”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 5, Oct. 2004.
- [4] A. Chaghi, A. Guetta, and A. Benoudjit, “Four Legged Active Power Filter Compensation for a Utility Distribution System”, *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 55, No. 1-2, pp. 31-35.
- [5] G. M. Lee, D. C. Lee and J. K. Seok, “Control of Series Active Power Filters Compensating for Source Voltage Unbalance and Current Harmonics”, *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 51, No. 1, Feb. 2004.
- [6] O. Vodyakho, T. K. S, Kwak and C. S. Edrington, “Comparison of the space vector current controls for shunt active power”, *IET Power Electronics*, Vol. 2, pp. 653-664, 2009.
- [7] J. Rodríguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. León, R. C. Portillo, M. A. Martín, and M. A. Pérez, “Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications”, in *Proc. 2009 of the IEEE* Vol. 97, No. 11, Nov. 2009.
- [8] L. G. Franquelo, J. Rodríguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. M. Prats, “The age of multilevel converters arrives”,

- IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 28-39, Jun. 2008.
- [9] J. Rodríguez, J. S. Lai and F. Z. Peng, “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications”, *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 49, No. 4, Aug. 2002.
- [10] S. A. Menéndez, *Aportación al Control del Convertidor CC/CA de Tres Niveles*, [Tesis doctoral], Universidad Politécnica de Catalunya, 2004.
- [11] O. L. Sánchez, *Space Vector Pulse Width Modulation for Multilevel Multiphase Voltage-Source Converters*, [Tesis doctoral], Universidad de Vigo, 2008.
- [12] J. H. Seo, C. H. Choi and D. S. Hyun, “A New Simplified Space Vector PWM Method for Three-Level Inverters”, *IEEE Transactions on power electronics*, Vol. 16, No. 4, Jul. 2001.
- [13] M. M. Prats, *Nuevas Técnicas de Modulación Vectorial para Convertidores Electrónicos de Potencia Multinivel*, [Tesis doctoral], Universidad de Sevilla, 2003.
- [14] M. M. Prats, L.G. Franquelo, R. Portillo, J.I. León, E. Galvan, and J.M. Carrasco, “A 3-D space vector modulation generalized algorithm for multilevel converters”, *IEEE Transactions on Power Electron*, Vol. 1, No. 4, pp. 110-114, 2003.
- [15] K. A. Corzine, “Operation and design of multilevel inverters”, in University of Missouri - Rolla, Tech. Rep., June 2005.
- [16] O. López, J. Alvarez, J. Doval-Gandoy, F. D. Freijedo, A. Nogueiras, and C. M. Peñalver, “Multilevel multiphase space vector PWM algorithm applied to three-phase converters”, in *Proc. IEEE Industrial Electronics Society Conf. IECON*, Orlando, FL, 10-13, Nov. 2008, pp. 3288-3293.
- [17] N. Celanovic and D. Boroyevich, “A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters”, *IEEE Transactions on industry applications*, Vol. 37, No. 2, March, 2001.
- [18] J. H. Seo, C. H. Choi and D. S. Hyun, “A New Simplified Space Vector PWM Method for Three-Level Inverters”, *IEEE Transactions on power electronics*, Vol. 16, No. 4, Jul. 2001.
- [19] D. Peng, F. C. Lee and D. Boroyevich, “A Novel SVM Algorithm for Multilevel Three-phase Converters, Center for Power Electronics Systems (CPES)”, in *The Bradley Department of Electrical and Computer Engineering*. Virginia Polytechnic Institute and State University: Blacksburg, Virginia 2406 1-01 79 USA.
- [20] A. K. Gupta and A. M. Khambadkone, “A Space Vector PWM Scheme for Multilevel Inverters Based on Two- Level Space Vector PWM”, *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 53, No. 5, Oct. 2006.
- [21] J. E. Brito and J. A. Delgado, *Algoritmo para la modulación por vector espacial en 3D para un convertidor trifásico multinivel*, [Tesis pregrado], Universidad Tecnológica de Pereira: Pereira 2010.