

Análisis comparativo entre técnicas de control predictivo para convertidores matriciales AC-AC

Comparative analysis of predictive control techniques for AC-AC matrix converters

Karol F. Sanabria¹, Maria A. Mantilla², Johann F. Petit³

¹GISEL, E3T, Universidad Industrial de Santander, Colombia. Email: karol2169096@correo.uis.edu.co

²GISEL, E3T., Universidad Industrial de Santander, Colombia. Email: marialem@uis.edu.co

³GISEL, E3T, Universidad Industrial de Santander, Colombia. Email: jfpetit@uis.edu.co

RECIBIDO: abril 21, 2017. ACEPTADO: junio 02, 2017. VERSIÓN FINAL: noviembre 01, 2017

RESUMEN

En este artículo se presenta un análisis comparativo entre dos técnicas de control predictivo aplicadas para el seguimiento de corrientes de referencia en inversores de potencia y convertidores matriciales AC-AC. En primera instancia se exponen los métodos de control para un inversor trifásico convencional conectado a la red. Posteriormente estos métodos son aplicados a un convertidor matricial AC-AC de 3x3. Los métodos de control predictivo analizados corresponden a: control predictivo de estados finitos (*FCS-MPC*) y control por establecimiento finito (*Dead Beat*). Se presentan resultados de simulación en el programa MATLAB /Simulink y se compara el funcionamiento de las estrategias de control ante el seguimiento de corrientes sinusoidales y distorsionadas. Los dos tipos de control siguen la referencia de corriente, pero el control predictivo de estados finitos es más sencillo y además los resultados tienen menor distorsión total armónica que los que se obtienen al utilizar el control por establecimiento finito.

PALABRAS CLAVE: Convertidores matriciales, control por modelamiento predictivo, control por establecimiento finito, conversión CA-CA.

ABSTRACT

This paper presents a comparative analysis between two predictive control techniques used to follow current references in power inverters and AC-AC matrix converters. Firstly, the control methods are presented for a conventional grid-tied three-phase inverter. Then, these methods are applied to a 3x3 AC-AC matrix converter. The analyzed predictive control methods are: the finite control set model predictive control (*FCS-MPC*) and the Dead-beat control. Simulation results are presented in the MATLAB/ Simulink program and the operation of the control strategies for the tracking of sinusoidal and distorted currents is compared. Both control techniques follow the current references, but the finite control set model predictive control is simpler than the other and in addition the results have lower Total Harmonic Distortion (*THD*) than those found using the Dead-Beat control.

KEYWORDS: Matrix converters, model predictive control, Dead-Beat control, AC-AC power conversion.1

1. INTRODUCCIÓN

Debido al auge que tiene la electrónica de potencia en el marco de las redes inteligentes es necesario el estudio de topologías de convertidores electrónicos que brinden flexibilidad y sirvan de alternativa en diferentes

aplicaciones. Los convertidores matriciales AC-AC son una opción interesante debido a que no requieren el uso de condensadores para el almacenamiento de energía [1], ya que se realiza una transformación directa entre dos subsistemas de corriente alterna, ampliando de esta manera el espectro de aplicaciones en los sistemas

eléctricos. En la literatura se encuentran diferentes tipos de control predictivo aplicados a estos convertidores. En [2],[3] se analiza un control por establecimiento finito (*Dead-Beat*) en coordenadas dq-0. En [4], [5] se analizó un sistema de control predictivo de estados finitos (*FCS-MPC*), pero no estiman la tensión en la carga resultando en una mayor cantidad de sensores

En este artículo se comparan dos técnicas de control predictivo: el control *FCS-MPC* enfocado en vectores espaciales de tensión y corriente y el control *Dead-Beat* implementado en las coordenadas abc, realizando en ambos casos estimación de la tensión en la carga conectada a los convertidores. La implementación del control *Dead-Beat* en las coordenadas abc no requiere de la realización de transformaciones para cambio de coordenadas (de abc a dq-0 y viceversa), lo que reduce el número de cálculos para su implementación.

El comportamiento de las técnicas de control predictivo es comparado ante el seguimiento de corrientes de referencia sinusoidales y distorsionadas, tanto para inversores trifásicos como en convertidores matriciales 3X3. Este análisis comparativo busca obtener criterios de selección del tipo de control a implementar según la aplicación.

Los resultados de simulación muestran que el control *FCS-MPC* es la mejor opción teniendo en cuenta como criterios de comparación la distorsión armónica total (para corrientes de referencia sinusoidales) y el error de seguimiento de corriente. Además, se demuestra gráficamente como con el convertidor matricial se consigue un factor de potencia cercano a la unidad y corrientes sinusoidales en la fuente de alimentación mejorando la calidad de la energía en la red.

2. METODOLOGÍA

2.1. Modelo dinámico del inversor trifásico y control *FCS-MPC*

2.1.1. Modelo dinámico de la carga

El procesamiento de las señales y el esquema de

bloques para implementar el control por modelamiento predictivo de estado finitos se muestra en la **Figura 1**.

Basándose en [6], las ecuaciones principales para implementar este controlador se presentan en (1) y (2), donde \hat{e} , \mathbf{v}_o e \mathbf{i}_o son: la tensión estimada de la red o fuerza electromotriz, tensión de salida del inversor y corriente de salida, expresados como vectores espaciales.

$$\hat{e}(k) = \mathbf{v}_o(k-1) - \frac{L}{T_s} \mathbf{i}_o(k) - \left(R - \frac{L}{T_s}\right) \mathbf{i}_o(k-1) \quad (1)$$

$$\mathbf{i}_o^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) \mathbf{i}_o(k) + \frac{T_s}{L} (\mathbf{v}_o(k) - \hat{e}(k)) \quad (2)$$

La ecuación (1) permite estimar la tensión de la red trifásica o fuerza electromotriz, la cual está en función de: valores anteriores de tensión y corriente vectorial de salida de la carga y el valor medido o presente de corriente. La estimación de la tensión $\hat{e}(k)$ de la red trifásica se puede realizar en el mismo bloque del control *MPC* sin necesidad de medir otra variable eléctrica. La ecuación (2) predice los futuros valores de la corriente de carga, en este bloque se analiza la ecuación para los 8 estados de conmutación del inversor el cual entrega las tensiones $\mathbf{v}_o(k)$ del convertidor y guarda el valor de $\mathbf{v}_o(k-1)$.

2.1.2. Función de costo

Aunque el principal objetivo de una función de costo es el control de una variable particular y/o del sistema, ésta no está limitada sola a esa acción, esta puede incluir limitaciones en las variables de control para tener en cuenta requerimientos físicos [7]. En el caso de un inversor trifásico, se controlará la corriente, ver ecuación (3), donde: $i_{o\alpha}^*$, $i_{o\alpha}^p$ son la corriente de referencia y la corriente que se predice en el eje alfa, respectivamente, y $i_{o\beta}^*$ - $i_{o\beta}^p$ corresponden a la corriente de referencia y la corriente que se predice en el eje beta, respectivamente.

$$g = |i_{o\alpha}^*(k) - i_{o\alpha}^p(k+1)| + |i_{o\beta}^*(k) - i_{o\beta}^p(k+1)| \quad (3)$$

Cuando la función de costo incluye otros objetivos de

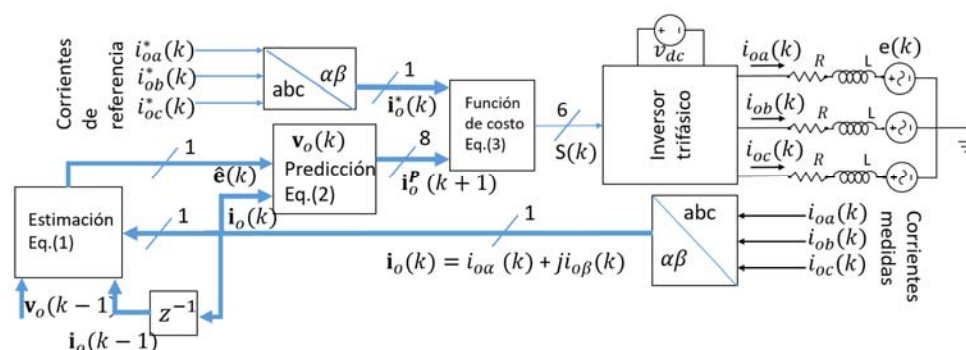


Figura 1. Esquemas de bloques para el control por *FCS-MPC* de un inversor trifásico. **Fuente.** Elaboración propia.

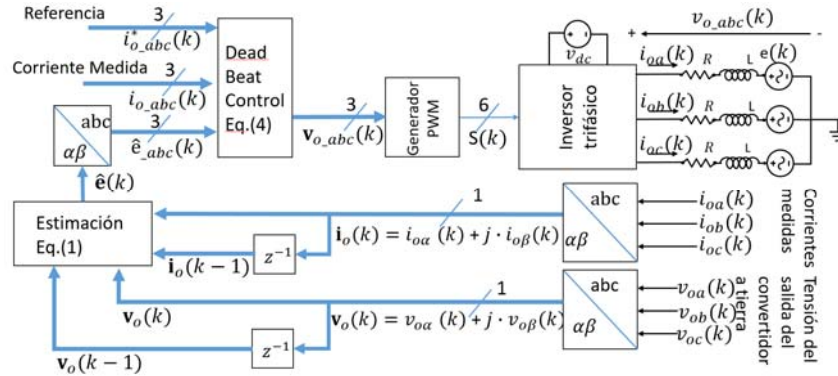


Figura 2. Esquemas de bloques para el control por *Dead-Beat* de un inversor trifásico. **Fuente.** Elaboración

control se requiere una multiplicación por factores de ponderación en los nuevos elementos de la función de costo. La función de costo para el seguimiento de corriente para un inversor trifásico se presenta en la

$$\mathbf{v}_{oN_abc} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{v}_{e_abc} \quad (5)$$

$$\mathbf{i}_{e_abc} = \mathbf{T}^T \cdot \mathbf{i}_{o_abc} \quad (6)$$

Donde \mathbf{T} es la matriz de transferencia del convertidor presentada en [1].

Para encontrar los tiempos de conmutación de cada de las 27 matrices se pueden emplear diferentes estrategias, una de las primeras implementadas se presenta en [9] en el que solo se modula la tensión deseada. Para la implementación también se debe tener en cuenta la tensión de modo común (v_{nN}) la cual es igual al promedio de las tensiones de salida del convertidor con respecto al neutro de la fuente, resultando la ecuación (7), esta presenta la tensión de fase de la carga con respecto al neutro de la carga.

$$\mathbf{v}_{on_abc}(k) = \begin{bmatrix} v_{oaN} - v_{nN} \\ v_{obN} - v_{nN} \\ v_{ocN} - v_{nN} \end{bmatrix}, v_{nN} = \frac{v_{oaN} + v_{obN} + v_{ocN}}{3} \quad (7)$$

2.3.2. Modelo dinámico del filtro y de la carga

En [6] se encuentra el procedimiento para encontrar las ecuaciones en tiempo discreto del filtro de entrada y de la carga. La ecuación dinámica para la carga es la misma que la presentada en la ecuación (2), pero en este caso el vector \mathbf{v}_{on} está en las coordenadas abc , además éste vector se debe calcular para los 27 estados. La ecuación del filtro en diferencia está dada por:

$$\mathbf{i}_{s_abc}(k+1) = \mathbf{A}_q(2,1)\mathbf{v}_{e_abc}(k) + \mathbf{A}_q(2,2)\mathbf{i}_{s_abc}(k) + \mathbf{B}_q(2,1)\mathbf{v}_{s_abc}(k) + \mathbf{B}_q(2,2)\mathbf{i}_{e_abc}(k) \quad (8)$$

Donde \mathbf{A}_q y \mathbf{B}_q corresponden a las matrices del modelo en espacio de estados del filtro en tiempo discreto [6].

El resultado de la ecuación (8) se utiliza para calcular la potencia reactiva instantánea en la ecuación (9) y la función de minimización de costo de la potencia reactiva, ecuación (10), donde $v_{s\alpha\beta}$ y $i_{s\alpha\beta}$ son la tensión y la corriente de la fuente en las coordenadas $\alpha\beta$.

$$Q(k+1) = v_{s\beta}(k+1) \cdot i_{s\alpha}(k+1)$$

Figura 1, no requiere factores de ponderación porque solo se está siguiendo una referencia de corriente, esta se minimiza evaluando cada tensión vectorial en la ecuación (2).

2.2. Control Dead-Beat

Esta técnica de control predice la tensión de salida del inversor según el modelo del sistema. Partiendo del modelo y las recomendaciones presentadas en [8], se obtiene la siguiente ecuación a implementar en este controlador:

$$\begin{bmatrix} v_{o_a}(k) \\ v_{o_b}(k) \\ v_{o_c}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{L}{T_s} (i_{oa_ref} - i_{oa_mea}) + Ea \\ \frac{L}{T_s} (i_{ob_ref} - i_{ob_mea}) + Eb \\ \frac{L}{T_s} (i_{oc_ref} - i_{oc_mea}) + Ec \end{bmatrix} \quad (4)$$

La implementación de este controlador se puede observar en la **Figura 2**. Para realizar el control *Dead-Beat* se necesita medir la tensión $\mathbf{v}_{o_abc}(k)$ a la salida del convertidor para realizar la estimación de la tensión $\hat{\mathbf{e}}(k)$ de la ecuación (1), al contrario del FCS-MPC en el que no se necesita medir esta tensión.

2.3. Modelo dinámico del convertidor matricial y control FCS-MPC

2.3.1. Estados del convertidor matricial AC-AC 3x3

Un convertidor matricial se alimenta por una fuente de tensión trifásica (ver **Figura 3**), en donde las fases de entrada no pueden ser cortocircuitadas y las fases de salida nunca pueden quedar a circuito abierto [1]. Teniendo en cuenta lo anterior, el convertidor presenta 27 posibles estados representados por 27 matrices y las ecuaciones de conmutación son:

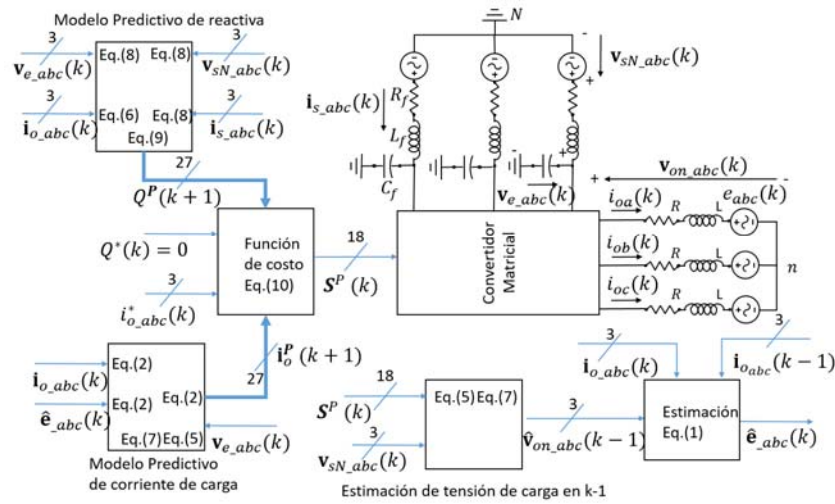


Figura 3. Esquemas de bloques para el control por *FCS-MPC* de un convertidor matricial. **Fuente.** Elaboración propia.

$$-v_{s\alpha}(k+1) \cdot i_{s\beta}(k+1) \quad (9)$$

$$g = |i_{o\alpha}^*(k) - i_{o\alpha}^p(k+1)| + |i_{o\beta}^*(k) - i_{o\beta}^p(k+1)| + A|Q^* - Q^p| \quad (10)$$

Para este ejemplo, se considera $Q^* = 0$ para obtener un factor de potencia cercano al uno. En la **Figura 3** se muestra el diagrama de bloques y la estimación de la tensión $\hat{e}_{abc}(k)$ y $\hat{v}_{on_abc}(k-1)$.

2.4. Control Dead-Beat para el convertidor matricial

El controlador Dead-Beat es utilizado para predecir la tensión de control v_{on_abc} . Para este caso, se utiliza la misma ecuación presentada en (4). Por otro lado, la corriente de la fuente (i_{s_abc}) se estima considerando que la potencia trifásica de salida es igual a la potencia de la entrada y que el factor de potencia en la entrada es igual a uno, como se puede ver en la ecuación (11) [10]. La potencia activa instantánea a la salida del convertidor ($p_{3\phi}$) se estima a partir de la corriente de referencia y de la tensión de control v_{on_abc} .

$$\mathbf{i}_{s_abc} = \begin{bmatrix} i_{swa} \\ i_{swb} \\ i_{swc} \end{bmatrix} = \frac{p_{3\phi}(k)}{v_{sNa}^2(k) + v_{sNb}^2(k) + v_{sNc}^2(k)} \begin{bmatrix} v_{sNa}(k) \\ v_{sNa}(k) \\ v_{sNa}(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

Una vez obtenidas las estimaciones de la tensión de control y de la corriente de la fuente, se determinan los

pulsos de disparo del convertidor matricial mediante una técnica de modulación. Entre las modulaciones encontradas en la literatura para este tipo de convertidores están las presentadas en [1],[11],[12],[13],[14]. En este artículo se escogió la estrategia presentada en [1] correspondiente a la modulación indirecta de espacio vectoriales, que interpreta al convertidor matricial como un rectificador con un bus de continua virtual y un inversor trifásico.

La modulación indirecta de espacio vectoriales realiza la modulación tanto del vector de tensión de salida v_{on_abc} , como de la corriente de entrada al convertidor i_{s_abc} en las coordenadas abc . Este modulador parte de la corriente de referencia $i_{o_abc}^*$. Para este caso, el modulador controla que el factor de potencia en la fuente sea muy cercano a 1, al contrario del control *FCS-MPC* con el que se incluye esta acción como un objetivo de control.

3. RESULTADOS

3.1. Resultados para el inversor.

El tiempo de muestreo del algoritmo y los parámetros eléctricos considerados para la implementación de los controladores en MATLAB están dados por: $T_s = 10 \mu s$, $R = 20 \Omega$, $L = 10 mH$, tensión del bus de DC del inversor $V_{dc} = 600 [V]$, tensión pico y frecuencia de la fuerza electromotriz o red trifásica dadas por $e = 100 V$ y $\omega_e = 60\pi \frac{rad}{s}$, respectivamente. Se considera una corriente de referencia sinusoidal de frecuencia $\omega_{ref} = \omega_e$ y amplitud 8 [A] para $0 \leq t < 0,1 [s]$ y 6 [A] para $0,1 \leq t < 0,2 [s]$.

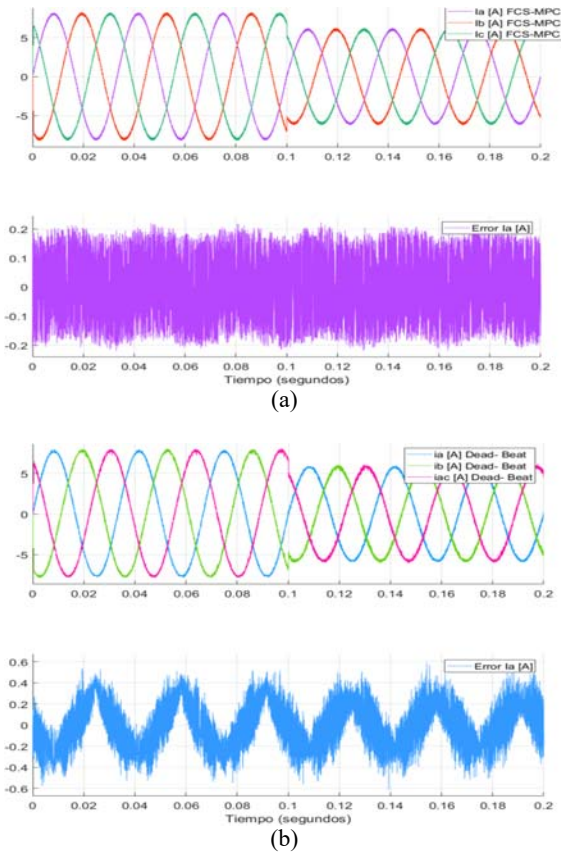


Figura 4. Corriente de la carga del inversor trifasico (a) Resultado con control *FCS-MPC*. (b) Resultado con *Dead-Beat*. Fuente. Elaboración propia.

En la **Figura 4(a)** y **Figura 4(b)** se presentan los resultados de simulación al utilizar las técnicas *FCS.MPC* y *Dead-Beat*, respectivamente. En estas

graficas se muestran la corriente inyectada por el inversor y el error instantáneo entre la corriente de referencia y la

corriente inyectada. Tal como se observa las dos estrategias realizan un adecuado seguimiento de la corriente de referencia a pesar del cambio repentino de amplitud.

Para el control *FCS.MPC* se obtiene una corriente inyectada a $30 [Hz]$ de amplitud $8.007 [A]$ con una $THD=1.37\%$ y un error efectivo $e_{rms} = 0.078 [A]$, mientras que para el otro control se obtiene una amplitud para la corriente inyectada de $7.739 [A]$ a una $THD=2.01\%$ y un error efectivo $e_{rms} = 0.211 [A]$ para $0 \leq t < 0,1 [s]$. En la **Figura 4**, se observa un menor error instantáneo de corriente al utilizar el control *FCS.MPC*.

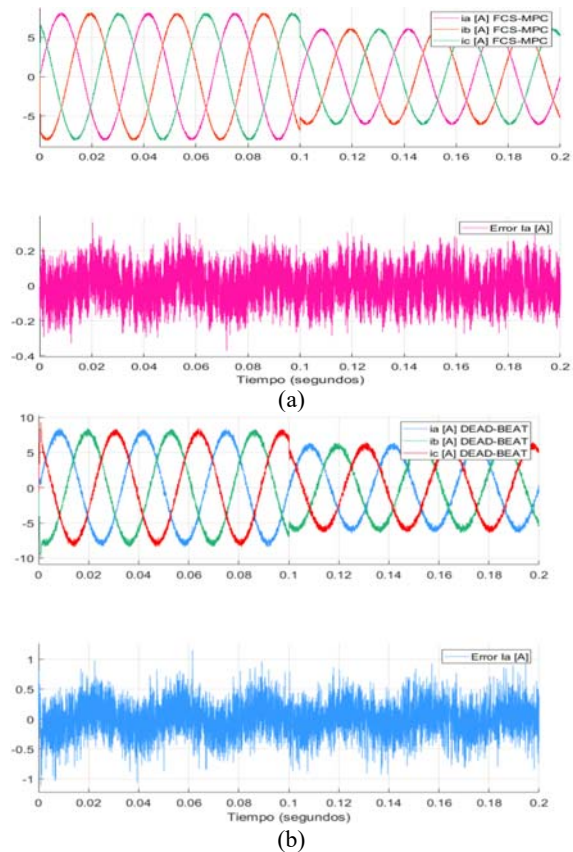


Figura 5. Corriente de la carga de convertidor matricial (a) Resultado con control *FCS-MPC*. (b) Resultado con *Dead-Beat*. Fuente. Elaboración propia.

3.2. Resultados para el convertidor matricial.

En este caso se considera la misma carga y corrientes de referencia utilizadas para el inversor. El convertidor matricial esta alimentado por una fuente trifásica de tensión de línea efectiva de $480 [V]$ a $60 [Hz]$ conectada a un filtro LC con $R_f = 0.5 \Omega$, $L_f = 400 \mu H$, $C_f = 21 \mu F$.

En la **Figura 5(a)** y **Figura 5(b)** se presentan los resultados de simulación al utilizar las técnicas *FCS.MPC* y *Dead-Beat*, respectivamente.

Para el control *FCS.MPC* se obtiene una corriente inyectada a $30 [Hz]$ de amplitud $7.961 [A]$ con una $THD=1.53\%$ y un error efectivo $e_{rms} = 0.090 [A]$, mientras que para el otro control se obtiene una amplitud $7.85 [A]$ a una $THD=4.36\%$ y un error efectivo $e_{rms} = 0.267 [A]$. Tal como se observa en **Figura 5**, la técnica *FCS-MPC* presenta menor error y no genera sobrepico de corriente en la inicialización.

En la **Figura 6** se presentan la corriente resultante por la fuente y la tensión de la fuente escalada por un factor de

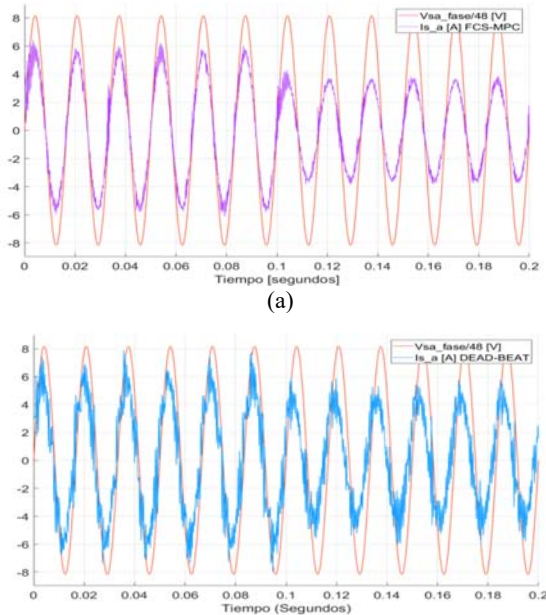


Figura 6. Corriente de la fuente del convertidor matricial (a) Resultado con control *FCS-MPC*. (b) Resultado con *Dead-Beat*. **Fuente.** Elaboración propia.

1/48. Tal como se observa, se obtiene una corriente

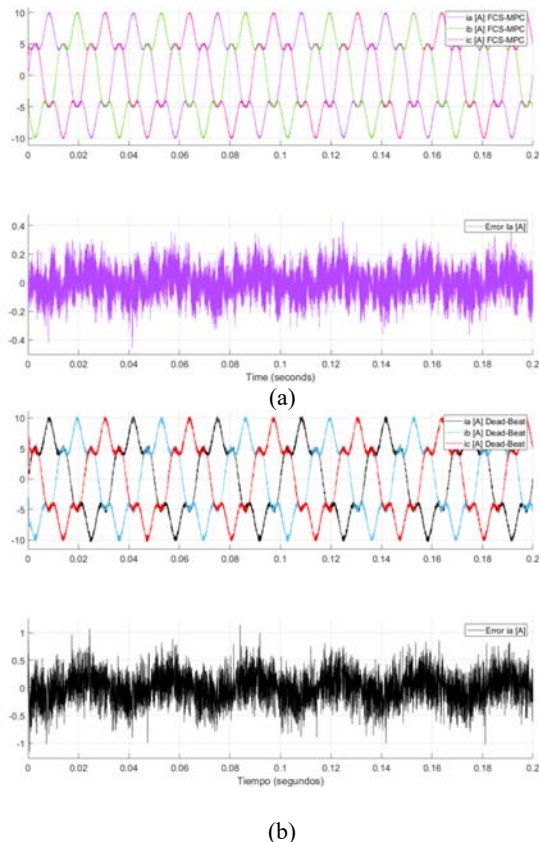


Figura 7. Corriente distorsionada de la carga del convertidor matricial (a) Resultado con control *FCS-MPC*. (b) Resultado con *Dead-beat*. **Fuente.** Elaboración

resultante en fase con la tensión de alimentación a la frecuencia de 60 [Hz]. Para el control *FCS.MPC* se obtiene una corriente pico de 5.475 [A] con una $THD=8.53$ %, mientras que para el otro control se

obtiene un valor pico de 5.681 [A] a una $THD=28.11$ %, para $0 \leq t < 0,1$ [s].

Finalmente, se considera una corriente de referencia distorsionada con el fin de verificar el funcionamiento de las técnicas de control ante el seguimiento de corrientes con armónicos. Para esto, se considera una referencia compuesta de un primer armónico a 30 [Hz] de amplitud 8 [A] de secuencia positiva y un quinto armónico de amplitud 2 [A] de secuencia negativa. En la **Figura 7** se evidencia como el control *FCS-MPC* conserva un menor error que el control *Dead-beat*. Sin embargo, ambas estrategias permiten el correcto seguimiento de la corriente distorsionada.

4. CONCLUSIONES

En este artículo se presentó un análisis comparativo entre dos estrategias de control predictivo aplicadas para el seguimiento de corrientes de referencia en inversores trifásicos y convertidores matriciales AC-AC. Entre las técnicas analizadas, el control por modelamiento predictivo de estados finitos (*FCS-MPC*) presentó ventajas para su implementación en simulación, dado que no requiere el uso de un bloque modulador lo que simplifica la cantidad de cálculos matemáticos necesarios para su implementación. Adicionalmente, se obtuvo una menor distorsión armónica total y un menor error efectivo en la corriente inyectada, cuando se utiliza el control *FCS-MPC* en comparación con el control *Dead-beat*.

5. REFERENCIAS

- [1] L. Huber and D. Borojevic, "Space Vector Modulated Three-phase to Three-phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, no. 6, pp. 1234–1246, 1995.
- [2] P. Taylor, K. Lee, C. Bae, and F. Blaabjerg, "An improved DTC-SVM method for matrix converter drives using a deadbeat scheme," no. February 2013, pp. 37–41.
- [3] K. Lee, F. Blaabjerg, and K. Lee, "A simple DTC-SVM method for matrix converter drives using a deadbeat scheme," 2005 Eur. Conf. Power Electron. Appl. Dresden, vol. 9, pp. 1–10.

- [4] R. Vargas, S. Member, J. Rodríguez, S. Member, U. Ammann, and P. W. Wheeler, "Predictive Current Control of an Induction Machine Fed by a Matrix Converter With Reactive Power Control," vol. 55, no. 12, pp. 4362–4371, 2008.
- [5] S. Chikha, K. Barra, and A. Reama, "Predictive current control of a wind energy conversion system based DFIG via direct matrix converter," no. 1, 2015.
- [6] J. Rodriguez and P. Cortes, Predictive control of power converters and electrical drives, 1a ed. United Kingdom: John Wiley & Sons, Ltd, 2012.
- [7] P. Cortés, S. Kouro, and B. La Rocca, "Guidelines for Weighting Factors Design in Model Predictive Control of Power Converters and Drives," 2009 IEEE Int. Conf. Ind. Technol., pp. 1–7, 2009.
- [8] D. J. Rincón, M. A. Mantilla, J. F. Petit, G. Ordóñez, and O. Sierra, "Control of Three Phase Inverters for Renewable Energy Systems under Unbalanced Grid Voltages," Int. J. Renew. ENERGY Res., vol. 5, no. 2, pp. 507–516, 2015.
- [9] M. Venturini and I. Matematico, "The generalised transformer: a new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," Power Electron. Spec. Conf., vol. PESC. IEEE, pp. 242–252, 1980.
- [10] Hirofumi Akagi; Edson Hirokazu Watanabe; Mauricio Aredes, "The Instantaneous Power Theory," in Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning, no. 3. 2007.
- [11] L. Zarri, Control of Matrix Converters. Ph.D. dissertation, Department of electrical engineering, University of Bologna, 2007.
- [12] D. Casadei, A. Member, G. Serra, A. Member, A. Tani, and L. Zarri, "Matrix Converter Modulation Strategies : A New General Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 2, pp. 370–381, 2002.
- [13] M. C. Cavalcanti, E. Ibarra, F. A. S. Neves, and E. Bueno, "Generalized Pulse-Width-Modulation to Reduce Common-Mode Voltage in Matrix Converters," Energy Convers. Congr. Expo. 2009. ECCE 2009. IEEE, pp. 3274–3281, 2009.
- [14] L. Rmili and S. Rahmani, "PWM Modulation Strategy of Three-phase AC-AC Power Converters Based on Sparse Indirect Matrix Converter," pp. 1–6, 2015.

