

# Predictive Current Control Strategy for a Direct Matrix Converter with Modulated Switching Pattern

F. Gavilán, S. Toledo, M. Rivera, D. Caballero, E. Maqueda and R. Gregor

**Abstract**—In spite of the many works presented in recent years related to matrix converters control, there are still several topics not yet addressed in depth. Among all the proposed control techniques, predictive control has emerged as a plausible option and of great versatility for its ability to treat with different requirements. The main problem of the predictive control is that it generates an activation pattern that causes a variable switching frequency for each semiconductor device, creating an imbalance in the useful life of these and above all it causes a high content of harmonics generated at the output of the matrix converter. This work proposes a predictive current control strategy with a very good performance in the reference tracking and total harmonic distortion according to the requirements of international standards. Simulated results confirm the feasibility of the proposal demonstrating that it is an alternative to classical predictive control strategies.

**keywords**—Matrix converter, Model Predictive Control, Current Control, Total Harmonic Distortion, Optimisation.

## I. INTRODUCCIÓN

El convertidor matricial directo (DMC) presenta control bidireccional de flujo de energía y desplazamiento de factor de potencia con entradas y salidas sinusoidales de magnitud y frecuencia variable [1]–[3]. Numerosas técnicas de control han sido aplicadas al convertidor matricial, como por ejemplo técnicas de Venturini, Pulse Width Modulation (PWM), Space Vector Modulation (SVM) así como Control Predictivo basado en Modelo (MPC) [4]. De todas las técnicas mencionadas, el MPC surge como una alternativa interesante para el control del DMC [5]. Esta técnica de control predice en cada instante de muestreo el comportamiento futuro del sistema para cada estado válido del convertidor basado en el modelo matemático del mismo. A pesar de los variados progresos en el desarrollo del MPC en convertidores de potencia, existen aún varios inconvenientes que deben ser considerados. Uno de ellos es la frecuencia variable inherente a la técnica. Debido a la operación a frecuencia variable sumado al hecho que solamente se aplica un vector durante todo el tiempo de muestreo, las variables controladas presentan un alto rizo que afecta el desempeño del esquema de control [6]. El MPC modulado

Los autores agradecen el apoyo financiero del Proyecto de investigación FONDECYT Regular 1160690, al Proyecto MEC80150056 y al CONACYT de Paraguay mediante el proyecto 14-INV-097 CONACYT-FIUNA.

F. Gavilán, D. Caballero, E. Maqueda and R. Gregor, are with the Laboratory of Power and Control Systems, Faculty of Engineering, Universidad Nacional de Asunción, Luque, Paraguay, CP 2060 mail:[fgavilan,dcaballeo,emaqueda,rgregor]@ing.una.py

S. Toledo and M. Rivera are with the Department of Electromechanics and Energy Conversion, Faculty of Engineering, Universidad de Talca, Curicó, PB, 3341717 CHILE e-mail:[stoledo, marcoriv]@utalca.cl (see https://marcorivera.cl/).

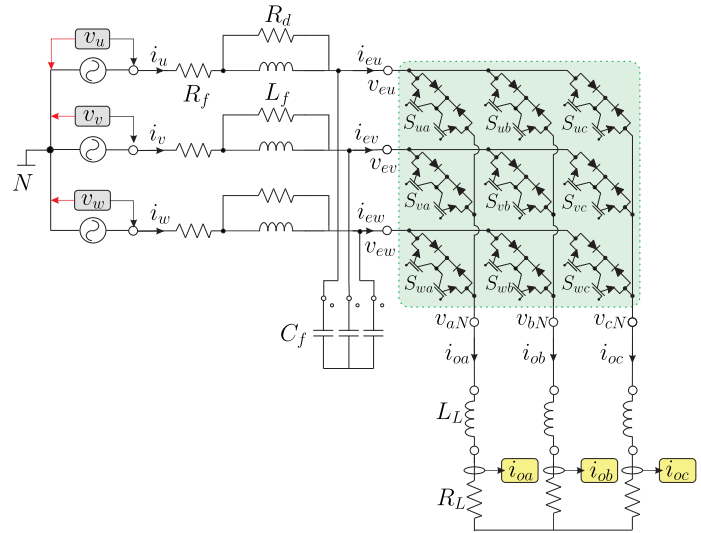


Fig. 1. Topología utilizada.

(M2PC) se ha convertido en una de las formas del MPC más populares y consiste en emular el SVM usando MPC [7], [8].

En este enfoque la estrategia de control mantiene las ventajas del MPC tradicional como respuesta dinámica veloz, control multiobjetivo, fácil inclusión de alinealidades y restricciones pero agrega una operación que permite reducir el rizo de las variables controladas y mejorar el desempeño general del sistema.

## II. MODELADO DEL SISTEMA

La topología utilizada consiste en un convertidor matricial de tres fases DMC conectado directamente al sistema de generación distribuida (DG), utilizando un filtro de entrada pasivo  $RLC$  con una resistencia de amortiguamiento  $R_d$  para reducir los efectos de la resonancia, en el otro extremo se conecta una carga aislada, como se muestra en la Figura 1. Cada uno de estos módulos están representados por el esquema electrónico de potencia de la Figura 2. En este caso, los voltajes generados por la DG se indican como  $v_u$ ,  $v_v$  y  $v_w$ . De la misma manera, las corrientes generadas se indican como  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$ .

Las corrientes de salida de los filtros de entrada se indican como  $i_{eu}$ ,  $i_{ev}$  e  $i_{ew}$ , respectivamente. Los voltajes de entrada del convertidor matricial son  $v_{eu}$ ,  $v_{ev}$  y  $v_{ew}$ . Las tensiones de salida del DMC con respecto al punto neutro  $N$  son  $v_{aN}$ ,  $v_{bN}$  y  $v_{cN}$ . Además, las corrientes de salida son  $i_{oa}$ ,  $i_{ob}$  e  $i_{oc}$ , respectivamente.

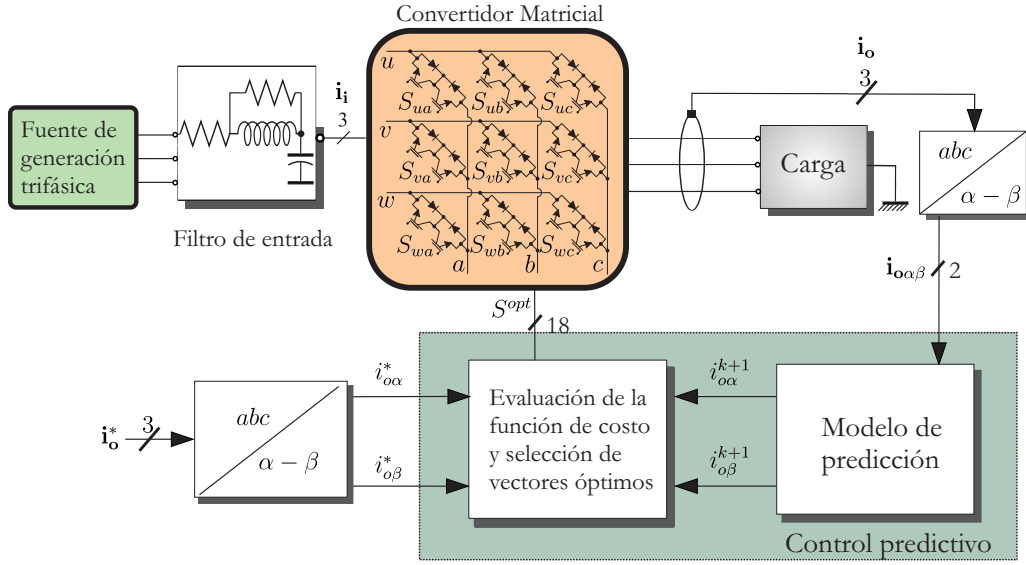


Fig. 2. Esquema de control propuesto

Para el diseño del sistema de control, se requiere un modelo preciso. Es posible dividir la descripción de dicho modelo en la representación matemática del convertidor matricial por un lado, y por el otro el modelo de la carga, tal como se presenta en las siguientes secciones.

#### A. Modelo del Convertidor Matricial

Los voltajes a la salida del convertidor, y las corrientes de entradas se calculan a partir de las tensiones de entrada y de las corrientes de salida, respectivamente. La topología está compuesta por nueve interruptores de potencia bidireccionales, que pueden generar  $2^9 = 512$  estados de conmutación [9]. Los vectores de voltajes y corrientes trifásicas se definen como:

$$\mathbf{v}_i = \begin{bmatrix} v_{eu} \\ v_{ev} \\ v_{ew} \end{bmatrix} \quad \mathbf{v}_o = \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{i}_i = \begin{bmatrix} i_{eu} \\ i_{ev} \\ i_{ew} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_o = \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

entonces las siguientes ecuaciones vectoriales relacionan los voltajes o corrientes de entrada y salida en función de los estados de conmutación del DMC:

$$\mathbf{v}_o = S \cdot \mathbf{v}_i, \quad \mathbf{i}_i = S^T \cdot \mathbf{i}_o \quad (3)$$

Siendo  $S$  la matriz de transferencia instantánea, definida como:

$$S = \begin{bmatrix} S_{ua} & S_{ub} & S_{uc} \\ S_{va} & S_{vb} & S_{vc} \\ S_{wa} & S_{wb} & S_{wc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

donde el elemento  $S_{xy}$  tiene un valor binario, correspondiente al estado de conmutación.

Con el fin de evitar cortocircuitos en el lado de entrada y asegurar un flujo de corriente sin interrupción en el lado de

la carga, las señales de conmutación  $S_{xy}$  deben satisfacer la siguiente condición:

$$S_{uy} + S_{vy} + S_{wy} = 1 \quad y \in \{a, b, c\}. \quad (5)$$

Considerando estas restricciones, el espacio de vectores válidos para el DMC queda reducido a 27 elementos.

#### B. Modelo de la Carga

En el presente trabajo se considera el modelo de una carga  $RL$  y aplicando la ley de voltaje de Kirchhoff al esquema, la dinámica del sistema se puede expresar en términos de las corrientes  $i_{oa}$ ,  $i_{ob}$  e  $i_{oc}$ , como sigue:

$$\mathbf{v}_o - R_L \mathbf{i}_o = L_L \frac{d\mathbf{i}_o}{dt} \quad (6)$$

donde  $\mathbf{v}_o$  es el voltaje de salida del DMC e  $\mathbf{i}_o$  es la corriente de salida.  $R_L$  y  $L_L$  son la resistencia y la inductancia, respectivamente. Para simplificar el análisis, se utiliza una transformación estacionaria  $(\alpha - \beta)$  [10]. Entonces (6) se puede expresar por medio de:

$$\mathbf{v}_\alpha - R_L \mathbf{i}_\alpha = L_L \frac{d\mathbf{i}_\alpha}{dt} \quad (7)$$

$$\mathbf{v}_\beta - R_L \mathbf{i}_\beta = L_L \frac{d\mathbf{i}_\beta}{dt} \quad (8)$$

donde  $\mathbf{v}_\alpha$  y  $\mathbf{v}_\beta$  son los voltajes de salida del DMC en el marco de referencia estacionario. Con base a la aproximación de Euler de primer orden, es posible expresar la derivada de la corriente mediante la siguiente ecuación:

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (9)$$

donde  $T_s$  es el tiempo de muestreo. Aplicando (9) en (7) y (8), las predicciones del vector de estado para la muestra  $k+1$ , es decir,  $\mathbf{i}_\alpha(k+1)$  e  $\mathbf{i}_\beta(k+1)$ , y es posible escribirlas como sigue:

$$\mathbf{i}_\alpha(k+1) = \left(1 - \frac{R_L T_s}{L_L}\right) \mathbf{i}_\alpha(k) + \frac{T_s}{L_L} \mathbf{v}_\alpha(k) \quad (10)$$

TABLA I  
ESTADOS VÁLIDOS DEL CONVERTIDOR MATRICIAL DIRECTO.

| #  |                | $S_{ua}$ | $S_{va}$ | $S_{wa}$ | $S_{ub}$ | $S_{vb}$ | $S_{wb}$ | $S_{uc}$ | $S_{vc}$ | $S_{wc}$ | $v_{o\alpha}$        | $v_{o\beta}$                | $ v_o $    | $\underline{v}_o$ |
|----|----------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------------------|-----------------------------|------------|-------------------|
| 1  | +1             | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | $\frac{2}{3}v_{uv}$  | 0                           | $ v_{uv} $ | 0                 |
| 2  | -1             | 0        | 1        | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | $-\frac{2}{3}v_{uv}$ | 0                           | $ v_{uv} $ | 0                 |
| 3  | +2             | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | $\frac{2}{3}v_{vw}$  | 0                           | $ v_{vw} $ | 0                 |
| 4  | -2             | 0        | 0        | 1        | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | $-\frac{2}{3}v_{vw}$ | 0                           | $ v_{vw} $ | 0                 |
| 5  | +3             | 0        | 0        | 1        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | $\frac{2}{3}v_{wu}$  | 0                           | $ v_{wu} $ | 0                 |
| 6  | -3             | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | $-\frac{2}{3}v_{wu}$ | 0                           | $ v_{wu} $ | 0                 |
| 7  | +4             | 0        | 1        | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | $-\frac{1}{3}v_{uv}$ | $\frac{1}{\sqrt{3}}v_{uv}$  | $ v_{uv} $ | 120               |
| 8  | -4             | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 1        | 0        | 0        | $\frac{1}{3}v_{uv}$  | $-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{uv}$ | $ v_{uv} $ | -60               |
| 9  | +5             | 0        | 0        | 1        | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | $-\frac{1}{3}v_{vw}$ | $\frac{1}{\sqrt{3}}v_{vw}$  | $ v_{vw} $ | 120               |
| 10 | -5             | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | 1        | 0        | $\frac{1}{3}v_{vw}$  | $-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{vw}$ | $ v_{vw} $ | -60               |
| 11 | +6             | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | 0        | 0        | $-\frac{1}{3}v_{wu}$ | $\frac{1}{\sqrt{3}}v_{wu}$  | $ v_{wu} $ | 120               |
| 12 | -6             | 0        | 0        | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | $\frac{1}{3}v_{wu}$  | $-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{wu}$ | $ v_{wu} $ | -60               |
| 13 | +7             | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 1        | 0        | 0        | $-\frac{1}{3}v_{uv}$ | $-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{uv}$ | $ v_{uv} $ | -120              |
| 14 | -7             | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | 0        | $\frac{1}{3}v_{uv}$  | $\frac{1}{\sqrt{3}}v_{uv}$  | $ v_{uv} $ | 60                |
| 15 | +8             | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 1        | 0        | $-\frac{1}{3}v_{vw}$ | $-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{vw}$ | $ v_{vw} $ | -120              |
| 16 | -8             | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 1        | $\frac{1}{3}v_{vw}$  | $\frac{1}{\sqrt{3}}v_{vw}$  | $ v_{vw} $ | 60                |
| 17 | +9             | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | $-\frac{1}{3}v_{wu}$ | $-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{wu}$ | $ v_{wu} $ | -120              |
| 18 | -9             | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 1        | 0        | 0        | $\frac{1}{3}v_{wu}$  | $\frac{1}{\sqrt{3}}v_{wu}$  | $ v_{wu} $ | 60                |
| 19 | 0 <sub>1</sub> | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 0                    | 0                           | 0          | 0                 |
| 20 | 0 <sub>2</sub> | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0                    | 0                           | 0          | 0                 |
| 21 | 0 <sub>3</sub> | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0        | 0        | 1        | 0                    | 0                           | 0          | 0                 |

Así también par la componente en  $\beta$  se obtiene:

$$\mathbf{i}_\beta(k+1) = \left(1 - \frac{R_L T_s}{L_L}\right) \mathbf{i}_\beta(k) + \frac{T_s}{L_L} \mathbf{v}_\beta(k) \quad (11)$$

### C. Función de Costo

La función de costo debe incluir todos los términos que se optimizarán. En el control de corriente, la figura más importante es el error de seguimiento en las corrientes predichas para la siguiente muestra, por lo tanto, para este caso se define la función de costo como:

$$J(k+1) = \|e_{i\alpha}(k+1)\|^2 + \|e_{i\beta}(k+1)\|^2 \quad (12)$$

donde

$$\begin{aligned} \|e_{i\alpha}(k+1)\| &= \|I_\alpha^*(k+1) - I_\alpha(k+1)\| \\ \|e_{i\beta}(k+1)\| &= \|I_\beta^*(k+1) - I_\beta(k+1)\| \end{aligned}$$

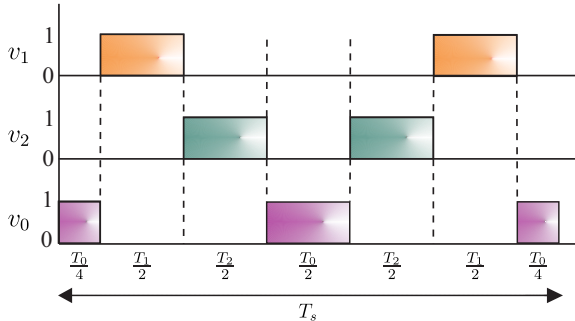


Fig. 3. Patrón de conmutación.

$\| \cdot \|$  representa la magnitud de los vectores,  $I_{\alpha\beta}^*(k+1)$  y  $I_{\alpha\beta}(k+1)$  son vectores los cuales contienen la corriente de referencia y la corriente predicha, respectivamente. En la Figura 2 se presenta el esquema de control propuesto.

### III. ESTADOS VÁLIDOS

De los 27 estados de conmutación posibles mencionados anteriormente, existen combinaciones para las cuales el vector de voltaje en el plano estacionario produce valores indefinidos, por lo tanto, en la Tabla I se presentan las combinaciones que generan vectores estacionarios que serán considerados las combinaciones válidas de los interruptores para generar los vectores de voltaje en el plano ( $\alpha - \beta$ ).

#### A. Técnica de control propuesta

En el control predictivo convencional, se calcula la predicción del comportamiento del sistema, se minimiza la función de costo para cierto estado de conmutación y se aplica el vector de voltaje correspondiente a dicho estado. En contraste, la técnica propuesta se basa en seleccionar dos vectores óptimos para su aplicación en ciclos de tiempo definidos por sus factores de ponderación en la función de costo, junto con uno de los vectores cero. La representación matemática del ciclo de aplicación está dada por:

$$d_i = \frac{\delta}{J_i} \quad (13)$$

donde  $\delta$  es la constante de proporcionalidad,  $i$  suscrito denota el vector adyacente ( $i = 1, 2$ ) e  $i = 0$  corresponde al ciclo útil del vector cero el cual se evalúa en cada instante de muestreo. Además se tiene que:

$$d_0 + d_1 + d_2 = 1 \quad (14)$$

Resolviendo la función de costo para cada uno de los vectores es posible determinar el valor de  $\delta$  correspondiente. Los ciclos de trabajo están dados entonces por:

$$d_0 = \frac{J_1 J_2}{J_0 J_1 + J_1 J_2 + J_0 J_2} \quad (15)$$

$$d_1 = \frac{J_0 J_2}{J_0 J_1 + J_1 J_2 + J_0 J_2} \quad (16)$$

$$d_2 = \frac{J_0 J_1}{J_0 J_1 + J_1 J_2 + J_0 J_2} \quad (17)$$

Considerando estas expresiones, la nueva función de costo, que se evalúa en cada tiempo de muestreo, se define como:

$$g(k+1) = d_1 J_1 + d_2 J_2 \quad (18)$$

La constelación de combinaciones de dos vectores posibles consta de 108 elementos a evaluar. La combinación de vectores que minimicen (18) y el vector cero son seleccionados y aplicados al DMC en el siguiente tiempo de muestreo. Luego de obtener los ciclos de trabajo y los dos vectores óptimos a ser aplicados, se definen los tiempos de aplicación de cada vector como sigue [11]:

$$\begin{aligned} T_0 &= T_s d_0 \\ T_1 &= T_s d_1 \\ T_2 &= T_s d_2 \end{aligned} \quad (19)$$

El proceso de aplicación del patrón de conmutación se muestra en la Figura 3.

### B. Procedimiento de optimización

El proceso de optimización se realiza evaluando la función de costo para cada estado de conmutación válido. El espacio de búsqueda dado por el conjunto de posibles vectores puede definirse como  $\varepsilon = \phi_i^{\phi_o}$  - estados indefinidos, donde  $\phi_i$  y  $\phi_o$  son el número de las fases de entrada y salida del convertidor matricial respectivamente. Para el caso particular de un sistema trifásico conectado a la red, el espacio de búsqueda está definido por 27 posibles vectores para realizar la ley de control. El algoritmo de optimización selecciona el vector óptimo  $S^{opt}$  que minimiza la función de coste  $J$ , tal como se detalla en el Algoritmo 1.

## IV. RESULTADOS OBTENIDOS

El DMC se ha modelado en el entorno Matlab/Simulink para un seguimiento de corriente, con el objeto de validar el control propuesto y considerando los parámetros eléctricos que se muestran en la Tabla II.

Se han realizado simulaciones de diferentes escenarios para mostrar la velocidad de respuesta y la exactitud de la técnica. El método de integración numérica utilizado fue el método de Euler de primer orden a fin de obtener la evolución de las variables controladas.

### Algoritmo 1 Algoritmo de Optimización

1. Inicializar  $J_{opt} := \infty, i := 1$
2. Calcular las corrientes predichas para el vector cero Ec. (10) y (11)
3. Calcular la función de costo  $J_0$  Ec. (12)
4. **while**  $i \leq \varepsilon$  **do**
5. Calcular los voltajes de salida Ec. (3) para el vector óptimo  $v_1$
6. Calcular las corrientes predichas Ec. (10) y (11) para el vector óptimo  $v_1$
7. Calcular la función de costo  $J_1$  Ec. (12)
8. Calcular los voltajes de salida Ec. (3) para el vector óptimo  $v_2$
9. Calcular las corrientes predichas Ec. (10) y (11) para el vector óptimo  $v_2$
10. Calcular la función de costo  $J_2$  Ec. (12)
11. Calcular los ciclos de trabajo Ec. (15), (16) y (17)
12. Calcular la función de costo  $g$  Ec. (18)
13. **if**  $g < J_{opt}$  **then**
14.  $J_{opt} \leftarrow g, S^{opt} \leftarrow S_i$
15.  $i = i + 1$
16. **end while**
17. Aplicar los ciclos de trabajo para el vector óptimo  $S^{opt}$

La Figura 4 muestra la respuesta de las corrientes trifásicas generadas versus la referencia, todo esto en el marco estacionario ( $\alpha - \beta$ ). Se aprecia que la dinámica de la respuesta del control propuesto es excelente ante cambios de amplitud o de frecuencia, lo cual se observa aquí a los 0.1(s), es decir, tiene un seguimiento óptimo de la referencia.

Para el análisis de la parte transitoria, se examina el comportamiento de las corrientes trifásicas sobre la carga inductiva,

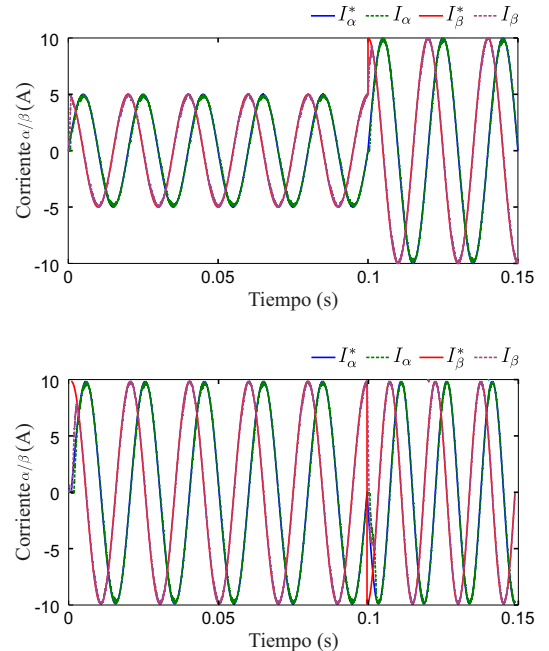


Fig. 4. Respuesta de la corriente en  $\alpha/\beta$  para un cambio de: (arriba) amplitud, (abajo) frecuencia, en la referencia.

TABLA II  
PARÁMETROS UTILIZADOS EN LA SIMULACIÓN.

| Parámetro                      | Parámetros de Simulación |       |               |
|--------------------------------|--------------------------|-------|---------------|
|                                | Símbolo                  | Valor | Unidad        |
| Resistencia de carga           | $R_L$                    | 10    | $\Omega$      |
| Inductancia de carga           | $L_L$                    | 13    | mH            |
| Inductancia del filtro         | $L_f$                    | 30    | mH            |
| Resistencia del filtro         | $R_f$                    | 0.1   | $\Omega$      |
| Capacitancia del filtro        | $C_f$                    | 6.9   | $\mu\text{F}$ |
| Resistencia de amortiguamiento | $R_d$                    | 100   | $\Omega$      |
| Tensión de la fuente           | $V_s$                    | 311   | $V_{rms}$     |
| Frecuencia de la fuente        | $f_s$                    | 50    | Hz            |
| Tiempo de muestreo             | $T_s$                    | 50    | $\mu\text{s}$ |

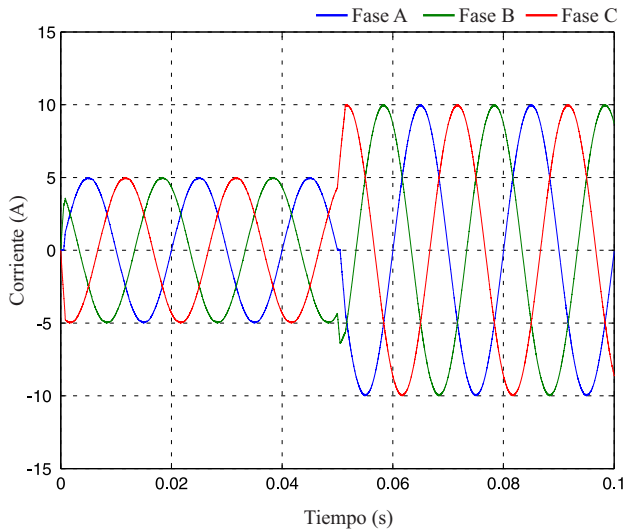


Fig. 5. Respuesta del esquema de control propuesto para un cambio de amplitud en la referencia.

ante un cambio de amplitud en la corriente de referencia en  $t = 0.05(s)$ . Se observa en la Figura 5 la dinámica de las corrientes de carga, por otro lado es posible observar en la Figura 6 que la velocidad de respuesta del sistema se encuentra entorno a los 1 (ms).

En cuanto al patrón de conmutación propuesto, se mide el voltaje de línea y se observa en la Figura 7 que se cumple la secuencia planteada.

Finalmente, en la Figura 8 se presenta el análisis armónico de la corriente de carga de una de las fases, para el esquema de control propuesto. El THD se encuentra entorno a 1.03 % lo cual refleja el buen desempeño del esquema de control. Para las demás corrientes el THD que se obtiene, resulta muy cercanos al valor apreciado en dicha figura.

## V. CONCLUSIONES

La estrategia de control propuesta presenta un correcto desempeño, tanto desde el punto de vista dinámico, pues los transitorios son suficientemente cortos y en estado estacionario, pues el seguimiento es logrado en este estado. En cuanto a la respuesta armónica, el THD cumple ampliamente con los requerimientos de los estándares internacionales. Todo lo anterior permite afirmar que la propuesta es una opción

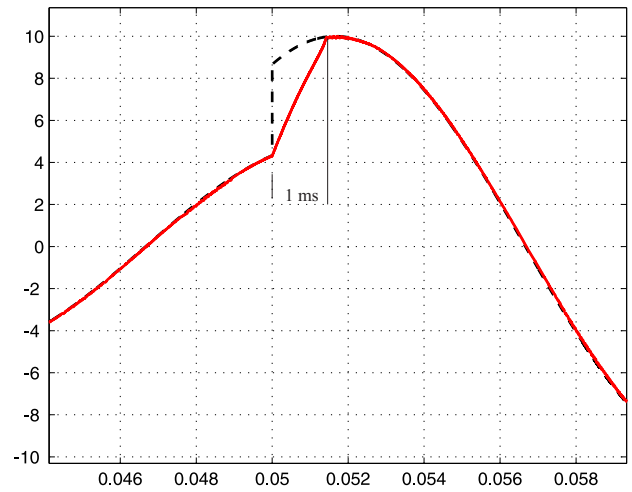


Fig. 6. Transitorio de respuesta del sistema.

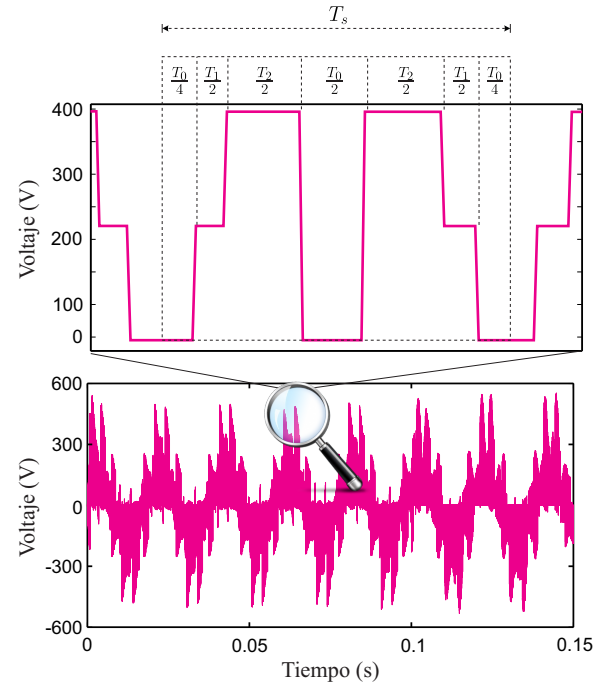


Fig. 7. Patrón de conmutación observado en la tensión.

plausible para su implementación en esquemas de conversión de energía AC-AC.

## REFERENCIAS

- [1] Z. Malekjamshidi, M. Jafari, J. Zhang, and J. Zhu, "Design and analysis of protection circuits for safe operation of direct matrix converters," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2017 20th International Conference on*. IEEE, 2017, pp. 1–4.
- [2] A. Trentin, P. Zanchetta, L. Empringham, L. De Lillo, P. Wheeler, and J. Clare, "Experimental comparison of devices thermal cycling in direct matrix converters (dmc) and indirect matrix converters (imc) using sic mosfets," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016 IEEE*. IEEE, 2016, pp. 1–7.
- [3] J. Saha, A. Ayad, and R. Kennel, "Direct model predictive current control for matrix converters," in *2017 International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)*, Jan 2017, pp. 1–5.

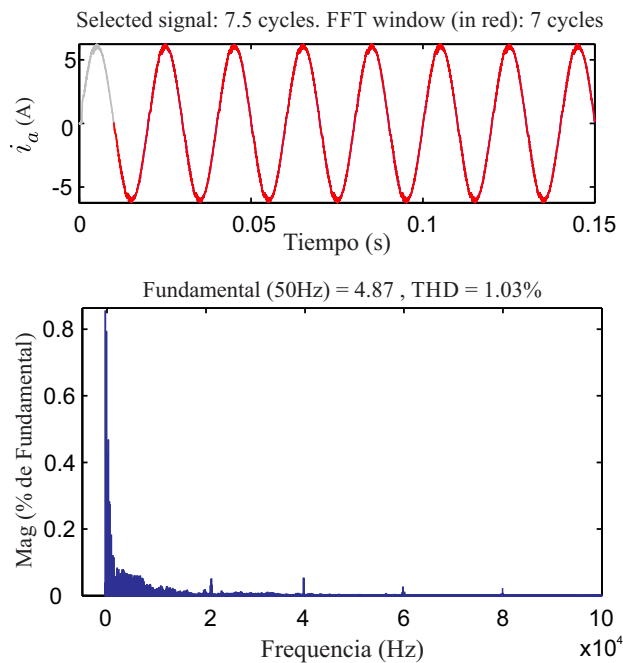


Fig. 8. FFT de la corriente del sistema.

- [4] M. Vijayagopal, P. Zanchetta, L. Empringham, L. de Lillo, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, "Control of a direct matrix converter with modulated model-predictive control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2342–2349, May 2017.
- [5] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, "Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, Feb 2017.
- [6] S. Toledo, E. Maqueda, M. Rivera, R. Gregor, D. Caballero, F. Gavilán, and J. Rodas, "Experimental assessment of igbt and sic-mosfet based technologies for matrix converter using predictive current control," in *2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, Oct 2017, pp. 1–6.
- [7] L. Tarisciotti, A. Formentini, A. Gaeta, M. Degano, P. Zanchetta, R. Rabbeni, and M. Pucci, "Model predictive control for shunt active filters with fixed switching frequency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 1, pp. 296–304, Jan 2017.
- [8] S. A. Odhano, A. Formentini, P. Zanchetta, R. Bojoi, and A. Tenconi, "Finite control set and modulated model predictive flux and current control for induction motor drives," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2016, pp. 2796–2801.
- [9] L. Wang, H. Dan, Y. Zhao, Q. Zhu, T. Peng, Y. Sun, and P. Wheeler, "A finite control set model predictive control method for matrix converter with zero common-mode voltage," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [10] J. Haruna, J. Tsuchiya, H. Ueda, and H. Funato, "An optimized switching pattern for reducing input current distortion of matrix converter using space vector modulation," in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, June 2017, pp. 68–74.
- [11] F. Gavilan, D. Caballero, S. Toledo, E. Maqueda, R. Gregor, J. Rodas, M. Rivera, and I. Araujo-Vargas, "Predictive power control strategy for a grid-connected 2l-vsi with fixed switching frequency," in *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, Nov 2016, pp. 1–6.