

Predictive current control strategy for a single phase direct matrix converter

Diego Rojas, Marco Rivera, and Patrick Wheeler,

Abstract—This paper considers some of the aspects of applying predictive control to a single phase Matrix Converter. Among all the proposed control techniques for Matrix Converters, predictive control has become a plausible and versatile option due to its ability to deal with different system and operation requirements. The main problem with predictive control is that it generates a variable switching frequency for each power device, creating an imbalance in the losses and therefore potentially their useful life. This variable switching can also cause a high harmonic content in the output waveforms of a matrix converter. This work proposes to implement the predictive control technique with a fixed switching frequency applied to the single-phase matrix converter (SPMC) and a comparison of the performance between the proposed control and the variable switching frequency counterpart, showing the advantages and disadvantages between the two strategies.

Keywords—Current control, Power converter, Predictive control, Single phase converter.

I. INTRODUCCIÓN

EL Convertidor Matricial (MC) esta constituido por interruptores bidireccionales conectados entre sí formando un arreglo matricial. Es utilizado para conectar la carga directamente a la fuente de alimentación, pero agregando un valor particular de esta topología que no utiliza un enlace CC o elementos que almacenan energía [1]. Las atractivas características que presenta este convertidor son, presenta un circuito de potencia simple y compacto, corriente de entrada y salida sinusoidales, generar tensión de carga con amplitudes y frecuencias arbitrarias, posee el capacidad de operar con un factor de potencia unitario [2].

Se han dedicado años de esfuerzo continuo al desarrollo de diferentes técnicas de control que se pueden aplicar a los convertidores matriciales. Una de las estrategias más recientes y exitosas para controlar y modular los convertidores matriciales es el Control Predictivo Basado en Modelo (MPC) [3]. El objetivo de esta técnica es seleccionar el mejor estado de conmutación (de todos los posibles) que minimice una determinada función objetivo, propuesta de acuerdo con los objetivos de control. El MPC emplea el modelado dinámico del sistema para predecir su comportamiento futuro y, según

esta predicción, se selecciona el estado de conmutación adecuado. Las principales ventajas del control son: rápida respuesta ante perturbaciones, inclusión simple de restricciones y no linealidades, control de varias variables, entre otras [4]. Gracias a los modelos precisos disponibles para los sistemas eléctricos, el número finito de estados de conmutación factibles de los convertidores de potencia y las frecuencias de muestreo rápidas logradas con los procesadores de señal digital actuales, el control predictivo se ha convertido en una de las técnicas más efectivas para los convertidores matriciales.

A pesar de las importantes ventajas mencionadas, el MPC clásico produce una frecuencia de conmutación variable lo cual podría ocasionar eventualmente resonancias en los filtros del convertidor de potencia, afectando el desempeño del sistema [5].

El MPC clásico, efectúa cálculos de predicción del comportamiento futuro del sistema, evalúa una función de costo con valores obtenidos en la predicción para ciertos estados válidos de conmutación, selecciona aquel estado que minimiza la función de costo, y se aplica el vector de tensión correspondiente a dicho estado. En contraste, la técnica MPC a frecuencia de conmutación fija, consiste en elegir dos vectores óptimos para ser aplicados en ciclos de tiempos determinados por sus factor de ponderación en la función de costo, junto con uno de los vectores ceros, en cada instante de muestreo [6]. Varios son los trabajos encontrados en la literatura que han estudiado esta problemática recientemente [7], [8], [9], en los cuales se han reportado mejoras en términos de la distorsión armónica total (THD) para el control de corriente, par mecánico, control de potencia reactiva y activa, flujo electromagnético, entre otros aportes [10]. El aporte del artículo, es la comparación entre la aplicación del control MPC clásico y el de a frecuencia fija, aplicado a un convertidor matricial monofásico. Las simulaciones son llevada a cabo en Matlab/Simulink.

II. CONVERTIDOR MATRICIAL MONOFÁSICO DIRECTO

En este capítulo se aborda el funcionamiento del convertidor matricial monofásico directo, se tratarán los temas relacionados con su topología, modelo matemático, aplicaciones y restricciones de funcionamiento.

A. Convertidor matricial directo

El convertidor matricial (MC) es un convertidor de potencia AC-AC directo, el cual transforma la energía directamente mediante un arreglo de interruptores bidireccionales, sustituyendo el tradicional método de conversión, con etapa de rectificación, filtro intermedio e inversión conocidos como los

D. Rojas. Estudiante del Doctorado en Sistemas de Ingeniería, Facultad de Ingeniería, Universidad de Talca, Curicó, Chile (e-mail: diego.rojaso@utalca.cl).

M. Rivera. Director del Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia, Universidad de Talca, Curicó, Chile (e-mail: marcoriv@utalca.cl).

P. Wheeler. Power Electronics, Machines and Control Group, The University of Nottingham, Nottingham, UK (e-mail: Pat.Wheeler@nottingham.ac.uk).

convertidores back-to-back. Estos convertidores de potencia utilizan elementos de almacenamiento de energía, lo cual hacen que estas topologías sean más pesadas, voluminosas y propensas a fallos, mientras que los MC están compuestos de solo una etapa sin almacenadores, en arreglo $M \times N$ de switches bidireccionales controlados para conectar M fases de voltaje de entrada a N fases de salida [11].

La topología implementada en este documento es un convertidor matricial monofásico directo, es decir, que en su estructura solo está compuesto por switches, que recibe en su entrada una fuente trifásica alterna y se obtiene una salida monofásica alterna [12].

Principales características que presenta el convertidor matricial monofásico directo:

- Simple y compacto circuito de potencia.
- Corrientes de entrada y salida sinusoidales.
- Generación de voltaje en la carga con frecuencia y amplitud variables.
- Factor de potencia unitario en la entrada.
- Tamaño reducido, peso ligero.
- Mayor tiempo de vida.

Inconvenientes asociados:

- Conmutación de los switches bidireccionales.
- Control avanzado del convertidor.
- Las perturbaciones en la entrada se reflejan en la salida.

Aplicaciones industriales:

- Variadores de frecuencia para el control de velocidad de máquinas AC [13].
- Fuente de potencia de frecuencia constante [14].
- Interconexión entre sistemas [15].
- Aplicaciones que consideren elevación como grúas, ascensores y escaleras mecánicas. [16]
- Aplicación en vehículos eléctricos [17].

B. Topología de un convertidor matricial monofásico (SPMC)

La topología mostrada en **Fig. 1** representa un convertidor de fuente trifásica y carga monofásica. Este convertidor matricial monofásico directo posee solo una fase conversión, tiene 6 switches bidireccionales donde 3 (S_1 , S_2 , S_3) corresponden a las fases, y 3 (S_4 , S_5 , S_6) para el neutro.

C. Modelo matemático del convertidor matricial monofásico (SPMC)

En la **Tabla I** se muestra la nomenclatura para el SPMC mostrado. La dinámica del modelo matemático del convertidor de potencia analizado se obtiene conectando el estado de los 6 switches bidireccionales en un único vector. El voltaje de salida $v = [v^p - v^n]$ depende directamente de la entrada v_s y del estado actual de los switches.

$$\begin{aligned} v^p &= [S_1 \ S_2 \ S_3] v_{si} \\ v^n &= [S_4 \ S_5 \ S_6] v_{si} \end{aligned} \quad (1)$$

La corriente de entrada i_i está relacionada con los estados actuales de los switches y la corriente de carga i_o , por la siguiente expresión:

$$i_i = \begin{bmatrix} S_1 - S_4 \\ S_2 - S_5 \\ S_3 - S_6 \end{bmatrix} i_o. \quad (2)$$

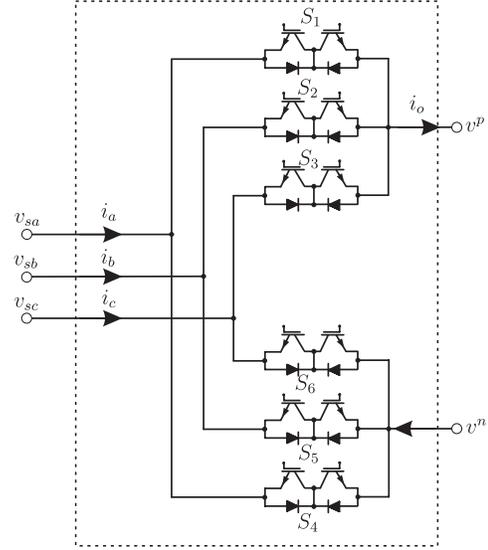


Fig. 1. Topología del convertidor matricial monofásico.

Tabla I
NOMENCLATURA DE LA TOPOLOGÍA DEL SPMC

Variable	Descripción
v_{si}	Voltaje de entrada $[v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T$
i_i	Corriente de entrada $[i_a \ i_b \ i_c]^T$
v	Voltaje de carga $v^p - v^n$
i_o	Corriente en la carga

D. Estados válidos de conmutación del SPMC

Para identificar cuáles son los estados válidos con los cuales puede operar correctamente el convertidor, es necesario conocer la o las restricciones que éste tiene. En este caso, la única restricción eléctrica que presenta el SPMC es la de no generar un corto circuito entre las líneas de entrada y asegurar que exista un camino para la corriente de carga. Considerando lo anteriormente comentado se hayan los estados válidos en la **Tabla II**.

Tabla II
ESTADOS VÁLIDOS DEL SPMC

Nº	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	v^p	v^n
1	0	0	1	0	1	0	v_c	v_b
2	0	0	1	1	0	0	v_c	v_a
3	0	1	0	1	0	0	v_b	v_a
4	0	1	0	0	0	1	v_b	v_c
5	1	0	0	0	0	1	v_a	v_c
6	1	0	0	0	1	0	v_a	v_b
7	0	0	1	0	0	1	v_c	v_c
8	0	1	0	0	1	0	v_b	v_b
9	1	0	0	1	0	0	v_a	v_a

III. IMPLEMENTACIÓN DE LA TÉCNICA MPC

El MPC se clasifica en los controladores óptimos, el control consiste en la optimización de un criterio que se relaciona directamente con el comportamiento futuro del sistema, el cual se predice con su respectivo modelo discreto [18]. Este control, posee inconvenientes en cuanto a su implementación.

En primer lugar, el modelado matemático debe de ser lo más exacto posible, es decir, cuanto más preciso es el modelo esto llevaría a un menor error. Luego, se encuentra el problema del costo computacional, debido al aumento en las ecuaciones y variables involucradas en el modelamiento matemático del sistema. Actualmente y mirando a futuro el elevado costo computacional no representa mayor relevancia si se considera la gran capacidad de cálculo que están teniendo los microcontroladores al ejecutar operaciones matemáticas.

A. Esquema de control MPC

La **Fig. 2** muestra el esquema de control a aplicar, se observa la interacción entre el MPC y el convertidor matricial monofásico. En este caso específico se realiza un control de corriente en la salida, por tal motivo se necesitan obtener las ecuaciones matemáticas que vinculan la fuente, el convertidor y la carga. Las concatenaciones de estas ecuaciones con los estados válidos a aplicar generan el modelo de predicción de la corriente en la carga. Posteriormente, en este modelo se evalúan los estados válidos del convertidor en búsqueda del escenario que mayormente minimiza el valor resultante de la función de costo para finalmente aplicarlo al convertidor.

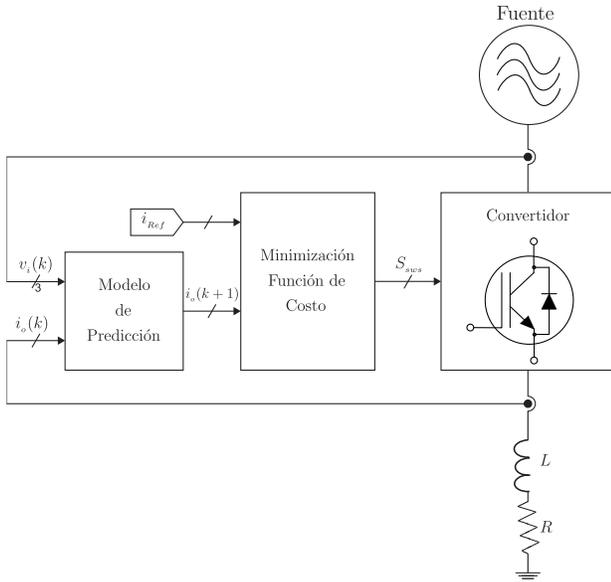


Fig. 2. Esquema de control predictivo de corriente para el SPMC.

1) *Modelo de predicción*: para este trabajo se tendrá en cuenta el control de corriente por la salida monofásica. En la **Fig. 3** se visualiza una representación gráfica de los componentes involucrados en el modelo, en ella se distingue la partición del convertidor matricial y de una carga asociada del tipo Resistiva - Inductiva.

Al aplicar la segunda ley de Kirchoff (LVK), se obtiene:

$$\sum_{k=1}^n v_k = 0 \Rightarrow v_o = v_R + v_L. \quad (3)$$

Ahora, como la tensión en la resistencia cambia según la magnitud de la corriente que la atraviesa, y que el voltaje

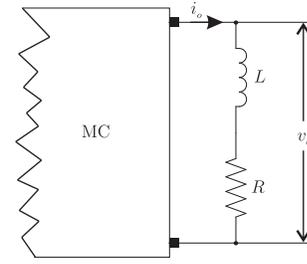


Fig. 3. Representación del modelo matemático de la carga.

en la inductancia cambia en base a la variación en el tiempo de la corriente que pasa por ella, se obtiene:

$$v_o = Ri_o + L \frac{di_o}{dt}. \quad (4)$$

Luego de aplicar simplificaciones matemáticas, se obtiene el modelo de predicción:

$$i_o(k+1) = \frac{T_s}{L}v_o(k) + \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_o(k). \quad (5)$$

donde:

- $v_o(k)$: tensión de salida del SPMC [V]
- $i_o(k)$: corriente en la carga [A]
- $i_o(k+1)$: corriente predicha [A]
- T_s : tiempo de muestreo [s]
- L : inductancia de carga [H]
- R : resistencia de carga [Ω]

2) *Función de costo*: La optimización del objetivo de control lo hace la función de costo, buscando minimizar el costo que genera las acciones de control. En este trabajo, se debe lograr que la señal de salida del convertidor siga a una referencia que presenta ciertas características, como la forma de la señal de referencia, su magnitud y frecuencia. Para el control de corriente en la salida:

$$g(k+1) = (i_{ref}(k+1) - i_o(k+1))^2. \quad (6)$$

La ecuación (6) describe el error cuadrático entre ambas corrientes, la cual finalmente es la función de costos a utilizar en este control predictivo. El siguiente paso consiste en la minimización de la función de costo en búsqueda del vector de estados a aplicar que minimice el error entre las corrientes mencionadas. Para este fin, se evaluará en el modelo predictivo los distintos voltajes obtenidos de los nueve estados válidos del convertidor, entonces se evaluará la resultante de estos escenarios en la función de costo y se aplicará el vector que se acerque mayormente a un error nulo.

B. Técnica MPC a frecuencia de conmutación fija

De la **Tabla 2** se define cada vector de tensión válidos para el SPMC en el plano $\alpha - \beta$, con la transformada de Clark [19] como se observa en la **Fig. 4**, entonces se puede obtener seis sectores definidos por dos vectores contiguos, el primer vector es el que corresponde a los vectores v_1 y v_2 , que corresponden al voltaje generado por el estado de conmutación número 1 y el estado de conmutación número 2 respectivamente, así sucesivamente se obtienen los demás

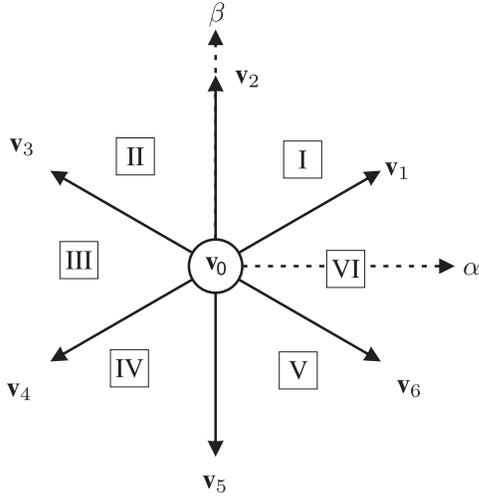


Fig. 4. Diagrama vectorial de los estados válidos en el plano $\alpha - \beta$.

sectores, los vectores cero corresponden a los estados de conmutación del 7 al 9. El MPC a frecuencia de conmutación fija, consiste en seleccionar dos vectores óptimos (v_{opt1} , v_{opt2}) adyacentes, correspondiente al mismo sector, que luego son aplicados en ciclos de tiempo que depende de la función de costo, junto con los vectores cero (v_0). Los ciclos de trabajos se calculan inversamente proporcional a su función de costo, entonces para los vectores de voltaje se tiene:

$$d_0 = \frac{\delta}{g_0}, \quad d_1 = \frac{\delta}{g_1}, \quad d_2 = \frac{\delta}{g_2}. \quad (7)$$

donde δ es la constante de proporcionalidad, g_1 y g_2 denotan las funciones de costo definida en la ecuación (6) evaluadas para los vectores óptimos (v_{opt1} , v_{opt2}) y g_0 es la función de costo para el vector cero (v_0). Además se tiene que:

$$d_0.T_s + d_1.T_s + d_2.T_s = T_s. \quad (8)$$

Ya que el tiempo completo en que debe de aplicarse los vectores óptimos y el vector cero es en T_s que es el tiempo de muestreo, luego:

$$(d_0 + d_1 + d_2).T_s = T_s. \quad (9)$$

Entonces:

$$d_0 + d_1 + d_2 = 1. \quad (10)$$

Para calcular δ , se sustituye la ecuación (7) en la (10). Luego teniendo en cuenta δ y la ecuación (7) se puede calcular los ciclos de trabajo por:

$$d_0 = \frac{g_1 g_2}{g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2} \quad (11)$$

$$d_1 = \frac{g_0 g_2}{g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2} \quad (12)$$

$$d_2 = \frac{g_0 g_1}{g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2}. \quad (13)$$

Entonces, se obtiene la nueva expresión de la función de costo que será evaluada en cada tiempo de muestreo:

$$g = d_1 g_1 + d_2 g_2. \quad (14)$$

La elección de los pares de vectores y el vector cero, son seleccionados y aplicados al SPMC en el siguiente tiempo de muestreo. Así, los tiempos de aplicación de cada vector son:

$$\begin{aligned} T_0 &= T_s d_0 \\ T_1 &= T_s d_1 \\ T_2 &= T_s d_2. \end{aligned} \quad (15)$$

donde T_s es el tiempo de muestreo.

De manera a analizar el proceso en que se aplica el patrón de conmutación de los vectores seleccionados en sus respectivos ciclos de trabajo se presenta la Fig. 5. El diagrama de bloques del método de control predictivo a frecuencia de conmutación fija se muestra en la Fig. 2, que es la misma idea que el método de control predictivo clásico, ya que utiliza la misma predicción de la corriente de carga indicada en la ecuación (5).

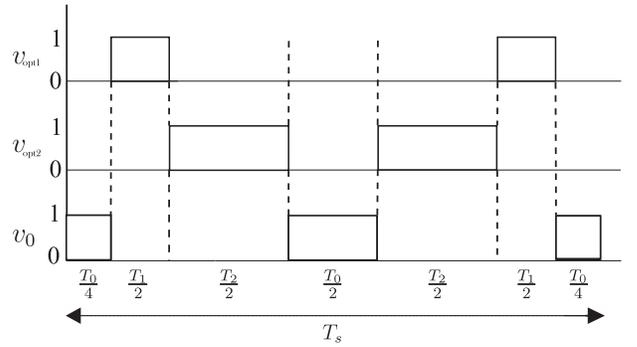


Fig. 5. Patrón de conmutación.

C. Resultados de simulación

La simulación se realiza en Matlab/Simulink para un seguimiento de corriente. En la Tabla III se presentan los parámetros utilizados en la simulación.

Tabla III
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN.

Variable	Descripción	Valor	Unidad
v_i	Tensión de la fuente	540	V_{rms}
f_i	Frecuencia de la fuente	50	Hz
T_s	Tiempo de muestreo	10 - 25	μs
R	Resistencia de carga	10	Ω
L	Inductancia de carga	10	mH
R_f	Resistencia del filtro	0.5	Ω
L_f	Inductancia del filtro	400	μH
C_f	Capacitancia del filtro	25	μF
R_d	Resist. de amortiguamiento	56	Ω
i_{ref}	Corriente de referencia	20	A
f_{ref}	Frecuencia de referencia	50	Hz

D. Resultado en estado estable

En primera, se analiza el seguimiento de la señal de salida para una referencia de características cíclicas y continuas en el tiempo aplicando el control MPC clásico. En las Figs. 6 y 7 se aprecia las señales de salida de la corriente en a)

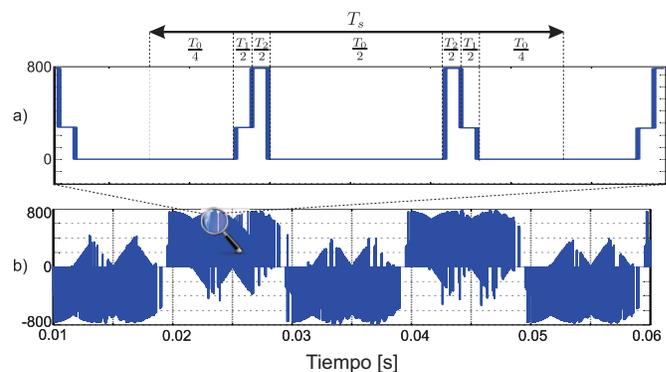
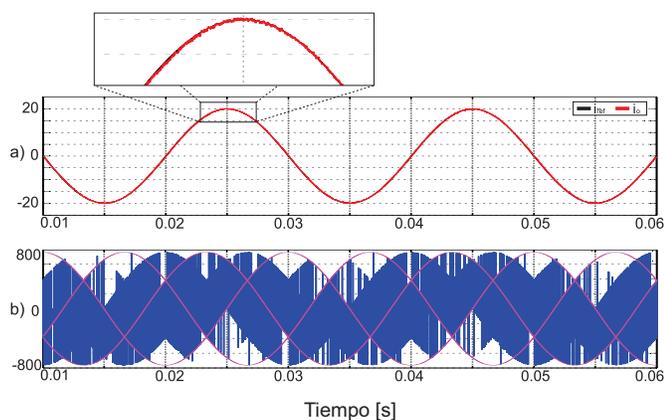
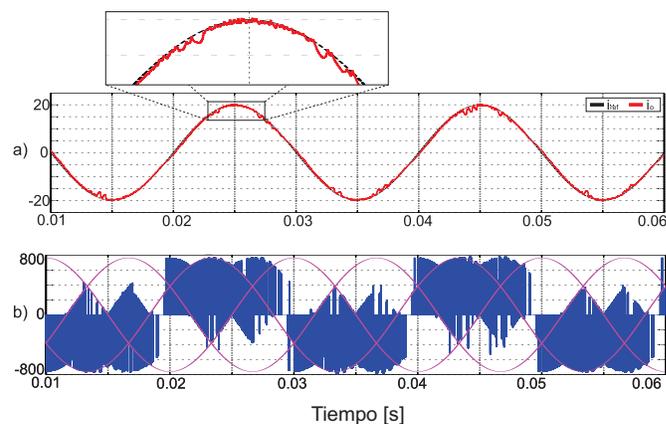
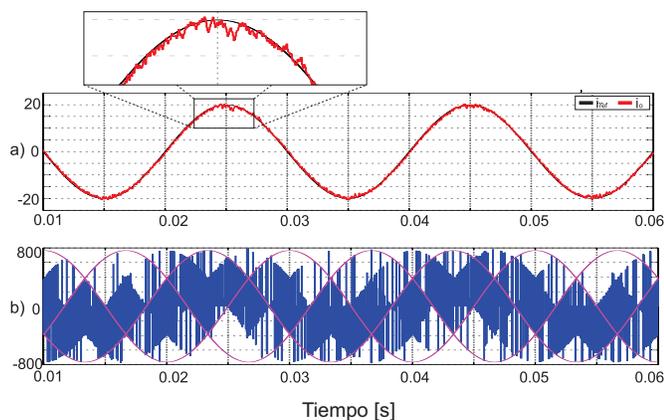


Fig. 7. a) Señal de la corriente [A] de carga obtenida al aplicar la técnica de control MPC clásico a un tiempo de muestreo de $T_s = 10[\mu s]$, b) señal de la tensión [V] de carga obtenida bajo dichas condiciones.

y la tensión de carga en b) para un tiempo de muestreo de $T_s = 25 [\mu s]$ y $T_s = 10 [\mu s]$, respectivamente. En este escenario se puede destacar el buen seguimiento de las señales de corriente de salida a sus respectivas referencias, además de que la ondulación o error disminuye al disminuir el tiempo de muestreo. En cuanto, a la tensión de salida observadas en las **Figs. 6b** y **7b**, el voltaje de carga presenta una mejor onda sinusoidal cuando menor es el tiempo de muestreo. En la figura **Fig. 8** se analiza el mismo escenario anterior, pero aplicando el control MPC a frecuencia de conmutación fija, para un tiempo de muestreo $T_s = 25[\mu s]$, se concluye que la ondulación de la señal de corriente de carga es ligeramente menor que el método MPC clásico, para este tiempo de muestreo, es decir, se requiere una frecuencia de muestreo más alta para el método de control predictivo clásico en relación con el método a frecuencia de conmutación fija.

En cuanto al patrón de conmutación en la técnica de control predictivo a frecuencia de conmutación fija, se mide el voltaje sobre la carga, y se observa en la **Fig. 9** que se cumple con la secuencia planteada.

1) *Respuesta transitoria*: Las **Figs. 10** y **11** representan las repuestas de las señales de salida para el control MPC clásico

Fig. 9. Patrón de conmutación observado en la tensión.

y el MPC a frecuencia de conmutación fija, respectivamente, ambos en condiciones similares. Para medir la respuesta transitoria, se aplica un cambio de paso en la referencia de corriente i_{ref} de $20[A]$ a $30[A]$ en el instante $t = 0.04[s]$. Se puede apreciar buena respuesta dinámica y que la ondulación de la corriente de carga es menor para el MPC a frecuencia de conmutación fija. La naturaleza de la frecuencia de conmutación variable se puede ver claramente con el método de control predictivo clásico, la frecuencia de conmutación cambia en respuesta al cambio de paso de la corriente de carga. El esquema de control predictivo a frecuencia fija, mantiene constante la frecuencia de conmutación a pesar del cambio gradual en la amplitud de la corriente de carga.

2) *Análisis en términos de distorsión armónica total (THD)*: En la (**Fig. 12**) se observa el THD de corriente de carga para la técnica MPC a frecuencia de conmutación variables, logrando analizar que se tiene mayor densidad espectral a frecuencias bajas, en torno a los $10[kHz]$ se observa una concentración importante para una frecuencia de muestreo de $40[kHz]$. Por otro lado, en la (**Fig. 13**) se observa el THD de corriente para la técnica MPC a frecuencia de conmutación fija, en el análisis se concluye que el espectro está mejor distribuido y que la mayor contribución espectral se encuentra en múltiplos de la frecuencia de muestreo, en este caso $40[kHz]$. En cuanto al aporte práctico, el control

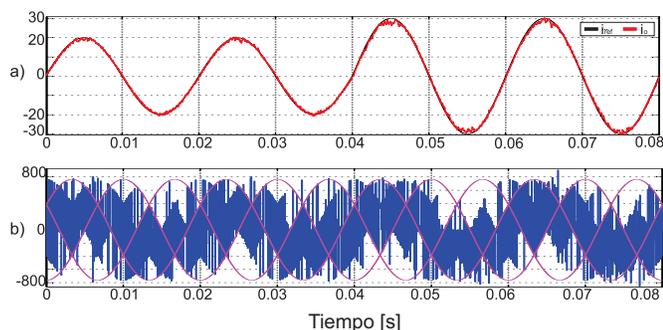


Fig. 10. a) Señal de la corriente [A] de carga obtenida al aplicar la técnica de control MPC para un cambio instantáneo de referencia, a un tiempo de muestreo de $T_s = 25[\mu s]$, b) señal de la tensión [V] de carga obtenida bajo dichas condiciones.

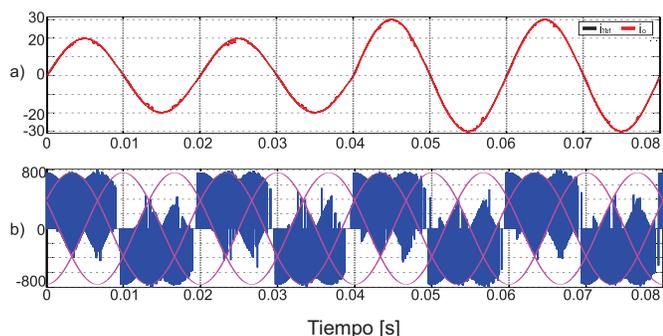


Fig. 11. a) Señal de la corriente [A] de carga obtenida al aplicar la técnica de control MPC a frecuencia de conmutación fija, para un cambio instantáneo de referencia, a un tiempo de muestreo de $T_s = 25[\mu s]$, b) señal de la tensión [V] de carga obtenida bajo dichas condiciones.

tradicional posee espectro bastante amplio, lo que hace más difícil el diseño de filtros con frecuencia de corte bajo, por su contraparte, el MPC a frecuencia de conmutación fija logra concentrar el espectro en torno a la frecuencia de muestreo, por lo cual posee menor cantidad de componentes a frecuencia bajas y una clara componente ubicada justamente a la frecuencia de muestreo que en general es de valor elevado lo que implica la utilización de dispositivos más veloces, mayor emisión electromagnética y más pérdidas por conmutación.

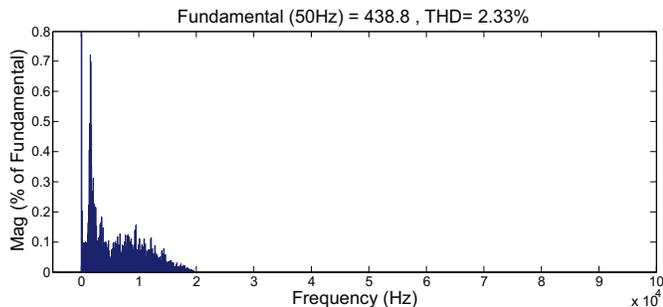


Fig. 12. THD de la corriente de carga de la técnica de control MPC a frecuencia variable.

IV. CONCLUSIONES

Este artículo compara el MPC clásico y a frecuencia de conmutación fija aplicados al convertidor SPMC. Considerando

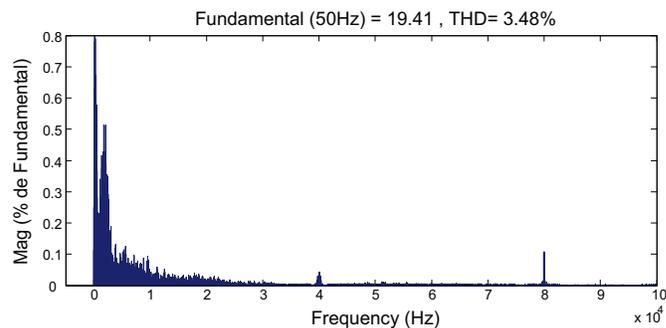


Fig. 13. THD de la corriente de carga de la técnica de control MPC a frecuencia fija.

los resultados obtenidos, ambas estrategias de control presentan un correcto desempeño, tanto en estado estable como dinámico. La principal diferencia entre ambos controles, se da en cuanto a la respuesta armónica, en el MPC a frecuencia de conmutación fija, el espectro de armónicos se encuentra mejor distribuido, es decir, en frecuencias múltiplos a la de la conmutación de los switches, logrando así eliminar picos de armónicos con filtros pasivos, ya que se conocen estas frecuencias.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen al financiamiento del Programa FONDECYT Regular a través del proyecto 1191028, Proyecto MEC 80150056 y FONDAP SERC Chile 15110019.

REFERENCIAS

- [1] A. Formentini, S. Pipolo, A. Trentin, and P. Zanchetta, "Optimal control of matrix converters," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2019 ECCE Europe*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., sep 2019.
- [2] K. Vijayakumar and G. Vishnuvarthanan, "An Overview of Single Phase Matrix Converter Applications," in *2019 International Conference on Clean Energy and Energy Efficient Electronics Circuit for Sustainable Development, INCES 2019*. IEEE, dec 2019, pp. 1–5. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9167701>
- [3] M. Khosravi, M. Amirbande, D. A. Khaburi, M. Rivera, J. Riveros, J. Rodríguez, A. Vahedi, and P. Wheeler, "Review of model predictive control strategies for matrix converters," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 12, pp. 3021–3032, 2019.
- [4] R. E. Pérez-Guzmán, M. Rivera, and P. W. Wheeler, "Predictive control strategies in power converters," in *2019 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 2019, pp. 1–6.
- [5] M. Khosravi, M. Amirbande, D. A. Khaburi, M. Rivera, J. Riveros, J. Rodríguez, A. Vahedi, and P. Wheeler, "Review of model predictive control strategies for matrix converters," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 12, pp. 3021–3032, 2019.
- [6] V. Yaramasu, A. Dahlmann, A. Dekka, M. Rivera, T. Dragicevic, and J. Rodríguez, "Modulated predictive voltage control of a four-leg inverter with fixed switching frequency," in *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2020, pp. 1–6.
- [7] D. Rojas, M. Rivera, S. Toledo, and P. Wheeler, "Predictive voltage control at fixed switching frequency with reduced reactive power in a direct matrix converter," in *2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, 2021, pp. 1–6.
- [8] L. Comparatore, J. Rodas, M. Rivera, R. Gregor, J. Pacher, A. Renault, J. Muñoz, and P. Sanjeevikumar, "Model based predictive control with a fixed switching frequency applied to a single-phase cascade h-bridge multilevel statcom," in *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2017, pp. 368–373.

- [9] M. Rivera, S. Toledo, C. Baier, L. Tarisciotti, P. Wheeler, and S. Verne, "Indirect predictive control techniques for a matrix converter operating at fixed switching frequency," in *2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRE-CEDE)*, 2017, pp. 13–18.
- [10] M. Rivera, S. Toledo, L. Tarisciotti, P. W. Wheeler, and H. Dan, "Predictive control strategies operating at fixed switching frequency for input filter resonance mitigation in an indirect matrix converter," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 16, no. 9, pp. 2370–2376, 2018.
- [11] K. Vijayakumar and G. Vishnuvarthanan, "An overview of single phase matrix converter applications," in *2019 IEEE International Conference on Clean Energy and Energy Efficient Electronics Circuit for Sustainable Development (INCCES)*, 2019, pp. 1–5.
- [12] S. Rojas, M. Rivera, and P. Wheeler, "Control techniques for a single-phase matrix converter," in *2019 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 2019, pp. 1–7.
- [13] S. Kumar Dalai and D. Kumar Dash, "Analysis of single phase matrix converter with regenerative capabilities of single phase induction motor," in *2017 International Conference On Smart Technologies For Smart Nation (SmartTechCon)*, 2017, pp. 465–469.
- [14] N. Piriñçi and A. Orhan, "A new approach for a single-phase matrix converter operating as frequency changer," in *2019 4th International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA)*, 2019, pp. 1–6.
- [15] M. Rivera, G. Castro, and P. Wheeler, "Design, assembly and startup of a single-phase multi-modular matrix converter for grid interconnection," in *2018 IEEE International Conference on Automation/XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, 2018, pp. 1–6.
- [16] B. Bednar, P. Drabek, and M. Pittermann, "Implementation of fpga and dsp combined algorithms for modular single-phase matrix converter with medium frequency transformer for traction drive application," in *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2019, pp. 884–889.
- [17] B. Vardani and N. R. Tummuru, "Bidirectional wireless power transfer using single phase matrix converter for electric vehicle application," in *TENCON 2019 - 2019 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, 2019, pp. 1523–1528.
- [18] V. Yaramasu, K. Milev, A. Dekka, M. Rivera, J. Rodriguez, and F. Rojas, "Modulated model predictive current control of a four-leg inverter," in *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2020, pp. 1–6.
- [19] L. Zhan, Y. Liu, and Y. Liu, "A clarke transformation-based dft phasor and frequency algorithm for wide frequency range," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 1, pp. 67–77, 2016.