

Experimental Assessment of IGBT and SiC-MOSFET based Technologies for Matrix Converter using Predictive Current Control

S. Toledo

Faculty of Engineering
Universidad de Talca
Curicó, Chile
stoeldo@utalca.cl

E. Maqueda

Faculty of Engineering
Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
emaqueda@ing.una.py

M. Rivera

Faculty of Engineering
Universidad de Talca
Curicó, Chile
marcoriv@utalca.cl

R. Gregor

Faculty of Engineering
Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
rgregor@ing.una.py

D. Caballero

Faculty of Engineering
Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
dcaballero@ing.una.py

F. Gavilán

Faculty of Engineering
Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
fgavilan@ing.una.py

J. Rodas

Faculty of Engineering
Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
jrodas@ing.una.py

Abstract—Matrix converters are devices that allow the management of bidirectional flows of energy, reduced size, increased useful life and high efficiency in wind schemes. In this paper we present the experimental results obtained after the application of a predictive current control technique for two matrix converters feeding isolated loads. One scheme is based on IGBT technology and the other on SiC-MOSFET technology. The results obtained reflect the correct functioning of the proposals, reaching a current control working up to 2 kW of power. Finally some comparisons in terms of power consumption and total harmonic distortion are presented.

Keywords—Matrix converter, predictive current control, SiC-MOSFET technology

I. INTRODUCCIÓN

Debido a los bien sabidos efectos nocivos de los combustibles fósiles y a la creciente demanda de energía a nivel mundial es necesario desarrollar nuevos esquemas de generación de energía a partir de fuentes renovables y amigables con el medio ambiente. En este contexto la energía eólica surge como una buena alternativa para afrontar estos desafíos [1]–[3]. El control predictivo de corriente aplicado a convertidores matriciales ha llamado la atención de los investigadores en los últimos tiempos [4]–[6]. Los convertidores matriciales (MC) son dispositivos construidos a base de interruptores bidireccionales (Bi-Sw) que poseen varias ventajas sobre su contraparte back-to-back [7], como por ejemplo menor tamaño, mayor tiempo de vida útil y posibilidad de manejo de flujos bidireccionales. En cuanto a la tecnología empleada en la fabricación en los Bi-Sw, existen principalmente dos semiconductores ampliamente utilizados, los IGBT y los basados en tecnología de carburo de silicio SiC-MOSFET [8], [9].

En general, la tecnología preferida ha sido la basada en IGBTs y diodos discretos, no obstante en la actualidad la

tendencia apunta al uso de dispositivos SiC-MOSFETs, ya que en comparación a los IGBTs, reportan menores pérdidas en la conmutación y conducción, e incluso pueden operar a niveles de frecuencia y tensión más elevados [10].

En general, se busca la integración de los semiconductores en un único módulo de potencia, ya que por medio de esto se consigue optimizar espacios además de manejar mayor densidad de potencia. Como en el funcionamiento del MC es preferible la conmutación a altas frecuencias para disminuir el tamaño de los componentes pasivos de los filtros, los SiC-MOSFETs son ideales para esta aplicación. En [11]–[13] se analizan comparativamente los SiC-MOSFETs y los IGBTs en un MC trifásico, pero implementando un esquema de control basado en técnicas de modulación que no poseen la característica de frecuencia variable del control predictivo.

En este artículo se presenta el resultado de la puesta en marcha y la implementación experimental de un esquema de control predictivo de corriente para un MC trifásico alimentando una carga aislada utilizando primeramente un MC con tecnología IGBT y, seguidamente uno basado en tecnología SiC-MOSFET. El control se implementa utilizando el dSPACE 1103 para resolver el algoritmo y determinar el vector óptimo a ser aplicado en el siguiente instante de muestreo. Mientras que la aplicación del vector óptimo y la estrategia de conmutación se llevan a cabo en un FPGA Nexys 3. La principal contribución de este paper radica en la comparación experimental entre las tecnologías IGBT y la basada en SiC-MOSFET en términos de potencia consumida en las mismas condiciones de tensiones de entrada y corrientes de salida bajo un esquema de control predictivo de corriente y el estudio de la variación de la distorsión armónica total (THD) con el aumento de la frecuencia de muestreo para ambos casos.

II. TOPOLOGÍA DE CONTROL PROPUESTA

El esquema de control propuesto se presenta por medio de la Fig. 1 y consiste en un esquema de conversión AC-AC de tres fases utilizando en la etapa de potencia un MC directo para alimentar una carga aislada. La técnica de control utilizada es el control predictivo basado en modelo (MPC) que se describirá brevemente más adelante.

A. Convertidor Matricial Directo. Principios Básicos

Para introducir los principios básicos referentes a los convertidores matriciales, se considera el sistema de conversión AC-AC trifásico de la Fig. 1. La función de conmutación para un interruptor simple se define como [14]:

$$S_{ij} = \begin{cases} 0, & \text{interruptor } S_{ij} \text{ desactivado} \\ 1, & \text{interruptor } S_{ij} \text{ activado} \end{cases}, \quad (1)$$

donde $i \in \{u, v, w\}$ indica la entrada correspondiente, $k \in \{a, b, c\}$ se refiere a la salida correspondiente. Considerando que las entradas nunca deben conectarse en corto circuito y que las corrientes nunca deben interrumpirse abruptamente, se expresan las restricciones de la siguiente forma:

$$S_{ui} + S_{vi} + S_{wi} = 1, \quad \forall i \in \{a, b, c\}. \quad (2)$$

Bajo estas restricciones, el MC trifásico presenta 27 estados de conmutación permitidos, de entre los 512 (2^9) posibles. En la Tabla I se presentan todos los estados válidos en función a la restricción de la ecuación (2).

Si la carga y la fuente son referenciadas respecto al punto neutro (N), entonces es posible describir la relación entre las entradas y las salidas de tensión y de corriente como sigue:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{va}(t) & S_{wa}(t) \\ S_{ub}(t) & S_{vb}(t) & S_{wb}(t) \\ S_{uc}(t) & S_{vc}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u(t) \\ v_v(t) \\ v_w(t) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_u(t) \\ i_v(t) \\ i_w(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ua}(t) & S_{ub}(t) & S_{uc}(t) \\ S_{va}(t) & S_{vb}(t) & S_{vc}(t) \\ S_{wa}(t) & S_{wb}(t) & S_{wc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{oa}(t) \\ i_{ob}(t) \\ i_{oc}(t) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Una vez definido el modelo del convertidor de potencia, se procede a diseñar el sistema de control.

B. Control Predictivo en el Convertidor Matricial Directo

El control predictivo basado en modelo (MPC), ha sido aplicado en procesos químicos e industriales por varios años, principalmente debido a que estos son procesos complejos pero de dinámica muy lenta [15], [16]. Los dispositivos electrónicos de potencia también poseen modelos complejos pero con dinámica más rápida, sin embargo, las capacidades y velocidades de los microcontroladores han mejorado en gran medida, haciendo posible el modelado de sistemas discretos y el procesamiento de señales. Todo lo anterior contribuye al desarrollo de la estrategia de control MPC en aplicaciones de electrónica de potencia. Por otra parte, una de las características más atractivas del MPC es su procedimiento intuitivo

TABLA I. ESTADOS VÁLIDOS PARA EL CONVERTIDOR MATRICIAL.

	S_{ua}	S_{va}	S_{wa}	S_{ub}	S_{vb}	S_{vc}	S_{ua}	S_{wb}	S_{wc}
1	1	0	0	1	0	0	1	0	0
2	0	1	0	1	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0	0	1	0	0
4	1	0	0	0	1	0	1	0	0
5	0	1	0	0	1	0	1	0	0
6	0	0	1	0	1	0	1	0	0
7	1	0	0	0	0	1	1	0	0
8	0	1	0	0	0	1	1	0	0
9	0	0	1	0	0	1	1	0	0
10	1	0	0	1	0	0	0	1	0
11	0	1	0	1	0	0	0	1	0
12	0	0	1	1	0	0	0	1	0
13	1	0	0	0	1	0	0	1	0
14	0	1	0	0	1	0	0	1	0
15	0	0	1	0	1	0	0	1	0
16	1	0	0	0	0	1	0	1	0
17	0	1	0	0	0	1	0	1	0
18	0	0	1	0	0	1	0	1	0
19	1	0	0	1	0	0	0	0	1
20	0	1	0	1	0	0	0	0	1
21	0	0	1	1	0	0	0	0	1
22	1	0	0	0	1	0	0	0	1
23	0	1	0	0	1	0	0	0	1
24	0	0	1	0	1	0	0	0	1
25	1	0	0	0	0	1	0	0	1
26	0	1	0	0	0	1	0	0	1
27	0	0	1	0	0	1	0	0	1

y lógico de exponer el problema de control, lo que hace que sea fácil de comprender y fácil de implementar el concepto.

Uno de los principales elementos para implementar una estrategia de control MPC es un modelo preciso del sistema de manera a tener una predicción adecuada. El modelo depende directamente de la aplicación que se desea darle al sistema [17].

En el caso de los convertidores de potencia, estos están compuestos por semiconductores que operan en sólo dos estados: corte y saturación. Por lo tanto, siempre existe un número finito de posibles combinaciones de los estados de conmutación en cualquier convertidor de potencia. Esta característica simplifica en gran medida la aplicación del MPC, ya que, en lugar de tener que perder tiempo en un algoritmo de optimización continua, es posible realizar la evaluación directa de todos los estados de conmutación posibles y seleccionar la mejor combinación a utilizar de acuerdo a los objetivos de control propuestos.

Los objetivos de control en electrónica de potencia son, generalmente, el seguimiento de corrientes, tensiones, potencia, par mecánico, flujo, etc. [18]. Estos objetivos son representados en el MPC por medio de una función de costo, la cual evalúa los errores entre las referencias y los valores reales de las variables de interés. Además, es posible agregar algunos objetivos de control adicionales como control de temperatura y minimización de las pérdidas por conmutación y conducción [19], tensiones de modo común [20], entre otros. Así también, operaciones no lineales, como restricciones y limitaciones pueden ser fácilmente agregadas, aumentando en gran medida la flexibilidad y riqueza de la estrategia de control.

En la actualidad es posible encontrar en el mercado una variedad de microprocesadores muy potentes, que realizan una gran cantidad de cálculos. Estos cálculos son tan veloces que permiten predecir el comportamiento de variables como la

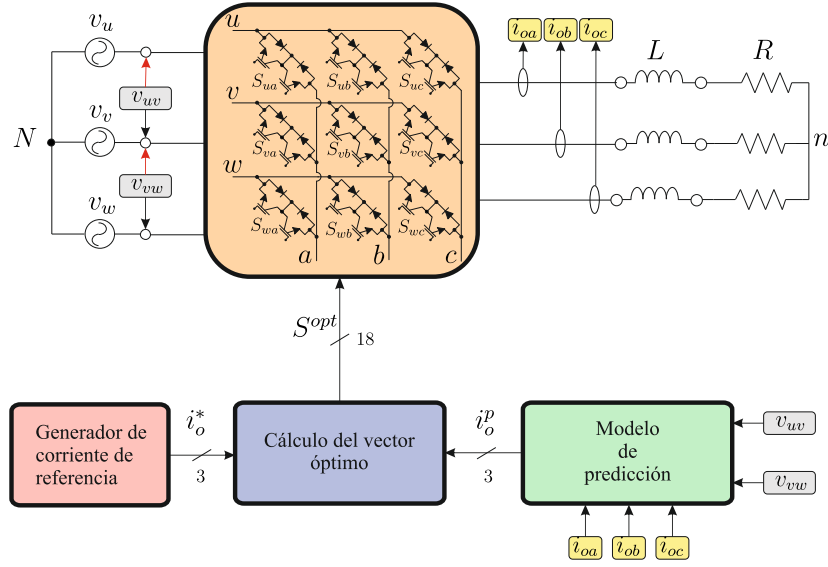


Fig. 1. Esquema de control propuesto para la implementación experimental.

corriente eléctrica y la tensión en tiempo real sin un efecto notable sobre el sistema bajo control, permitiendo la aplicación del MPC en electrónica de potencia.

1) *Principios operacionales del MPC*: El principio de operación de esta estrategia se basa en la predicción del comportamiento de un sistema utilizando su modelo matemático y la optimización de una función de costo definida usando los valores predichos de manera a cumplir con los objetivos de control.

Cuando se aplica a convertidores de potencia es posible separar este principio de operación en tres pasos (i) cálculo de las variables predichas utilizando el modelo discreto, (ii) evaluación de la función de costo para cada uno de los estados válidos del convertidor, y (iii) selección y aplicación del estado de conmutación óptimo.

Estas etapas están presentes en todos los esquemas de MPC, ya que es posible modificar cada una independientemente para ajustar el esquema de control a cualquier configuración.

C. Control Predictivo de Corriente de Carga en un Convertidor Matricial Trifásico

El sistema de conversión se muestra en la Fig. 1. A fin de controlar la corriente en la carga (i_o), se debe obtener un modelo matemático que describa la dinámica en la misma. La dinámica de la corriente en la carga está definida por la siguiente ecuación:

$$\frac{d\mathbf{i}_o(t)}{dt} = -\frac{R}{L}\mathbf{i}_o(t) + \frac{1}{L}(\mathbf{v}_o(t) - \mathbf{v}_{nN}(t)), \quad (5)$$

donde:

$$\mathbf{i}_o(t) = \begin{bmatrix} i_{oa}(t) \\ i_{ob}(t) \\ i_{oc}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_o(t) = \begin{bmatrix} v_{aN}(t) \\ v_{bN}(t) \\ v_{cN}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{nN}(t) = \begin{bmatrix} v_{nN}(t) \\ v_{nN}(t) \\ v_{nN}(t) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

y v_{nN} se determina a partir de la ecuación siguiente:

$$v_{nN} = \frac{1}{3}(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}). \quad (7)$$

El modelo discreto se obtiene aplicando el método de Euler en la ecuación (5), como sigue:

$$\mathbf{i}_o(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right)\mathbf{i}_o(k) + \frac{T_s}{L}(\mathbf{v}_o(k) - \mathbf{v}_{nN}(k)), \quad (8)$$

donde T_s es el tiempo de muestreo utilizado, R es la resistencia de carga y L la inductancia de la carga.

Los valores de $\mathbf{v}_o(k)$ se obtienen a partir de la ecuación (3) para cada una de las 27 combinaciones de interruptores posibles mostradas en la Tabla I de manera a evaluar la función de costo y se selecciona aquella combinación que la minimice. En general, se utiliza la transformada de Clarke [21], que convierte el sistema trifásico (tres componentes que calcular) a uno más sencillo de dos componentes en el plano complejo $\alpha-\beta$ de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} x_\alpha &= \frac{2}{3}(x_a - 0.5x_b - 0.5x_c), \\ x_\beta &= \frac{2}{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}x_b - \frac{\sqrt{3}}{2}x_c\right), \end{aligned} \quad (9)$$

siendo x_a , x_b y x_c las componentes trifásicas y x_α y x_β las componentes en las nuevas coordenadas $\alpha-\beta$. Para definir la función de costo que logra el seguimiento de corriente, se deben determinar las componentes $\alpha-\beta$ de la corriente de referencia \mathbf{i}_o^* y compararlas con las corrientes predichas \mathbf{i}_o^p . Sin embargo, desde el punto de vista de la implementación, el sistema posee un tiempo de muestreo de retraso, pues, al inicio del periodo de muestreo se aplica un vector (el que se calculó en el instante anterior) y con las mediciones actuales se determina que vector se aplicaría recién en el siguiente instante de muestreo. Para contrarrestar este retraso, se utiliza el control predictivo de horizonte dos, como se detalla en el Algoritmo 1. La función de costo propuesta para lograr el control de corriente es entonces:

$$g = (i_\alpha^* - i_\alpha^p)^2 + (i_\beta^* - i_\beta^p)^2, \quad (10)$$

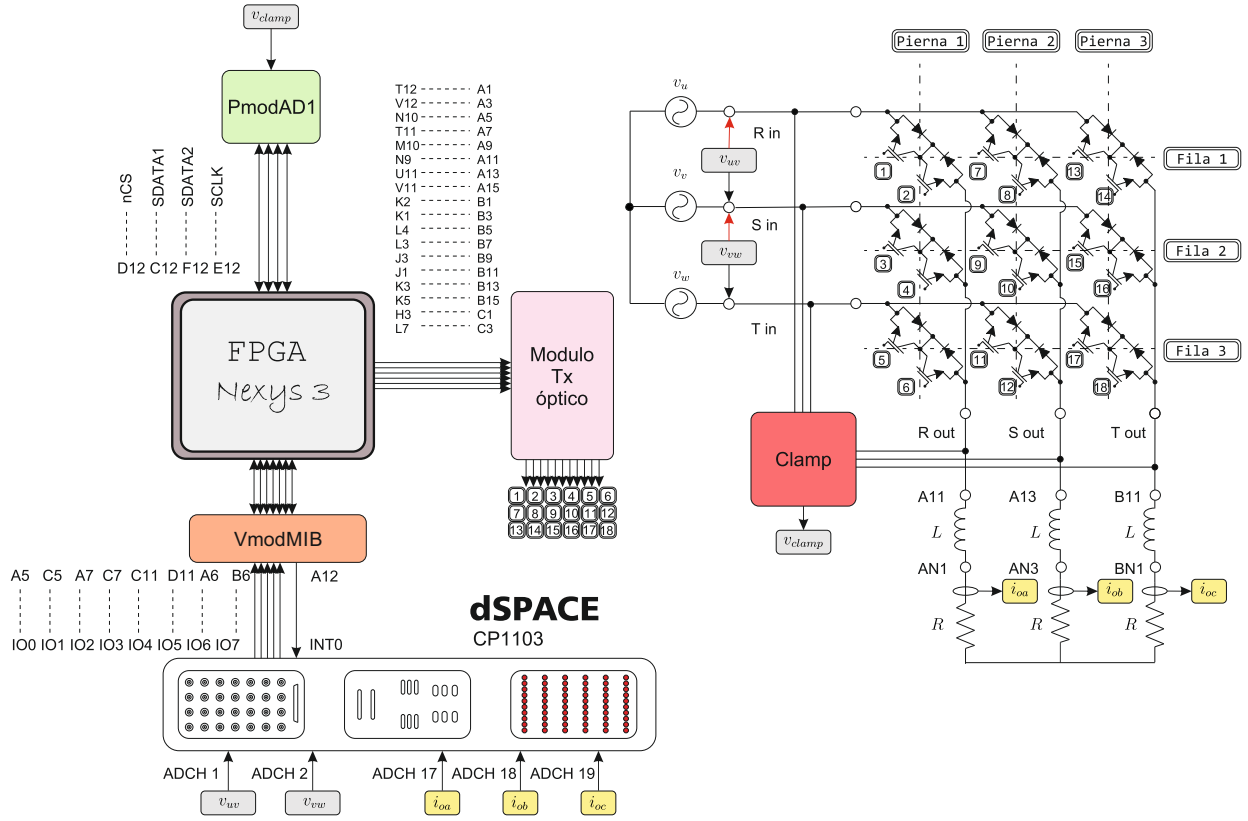


Fig. 2. Bancada experimental del Convertidor Matricial.

donde i_{α}^* y i_{β}^* corresponden a las componentes $\alpha-\beta$ de la corriente de referencia.

Las tensiones de línea de la fuente v_{uv} y v_{vw} se utilizan para calcular las respectivas tensiones de fase v_u , v_v y v_w aplicando las siguientes ecuaciones:

$$v_u = \frac{2}{3} \left(v_{uv} + \frac{1}{2} v_{vw} \right), \quad v_v = \frac{2}{3} \left(v_{vw} + \frac{1}{2} v_{wu} \right), \quad (11)$$

$$v_w = -v_u - v_v. \quad (12)$$

El Algoritmo 1 resume la implementación del MPC de corriente.

III. DESCRIPCIÓN DE LA PLATAFORMA EXPERIMENTAL Y RESULTADOS OBTENIDOS

La plataforma experimental consiste en un esquema que alimenta una carga trifásica a partir de una fuente por medio de un MC como se muestra en la Fig. 2. El esquema de control fue implementado utilizando como controlador el dispositivo dSPACE CP1103 para el cálculo del vector óptimo, el cual se comunica con un FPGA Nexys 3 en el cual se ejecuta la estrategia de conmutación adecuada y se envían las señales de control a los 18 interruptores según corresponda al vector calculado y utilizando transmisión óptica. En la Fig. 3 se muestra la plataforma experimental que utiliza un MC construido basado en interruptores IGBT. Así también, en la Fig. 4 se

Algoritmo 1 Algoritmo de optimización.

1. Aplicar el vector óptimo calculado en el S^{opt}
2. Inicializar $g_{opt} := \infty$
3. Calcular las corrientes y voltajes en el plano $\alpha-\beta$ (ec. 9)
4. Calcular la predicción para el instante $k+1$ usando la tensión generada por el vector óptimo v_{opt} calculado en el instante anterior y las mediciones actuales (eq. 8)
5. **Desde** $j = 0$ **hasta** $j = 26$
6. Calcular las tensiones de salida del MC para el vector $S(j)$ (ec. 3)
7. Calcular las corrientes del modelo de predicción para $S(j)$ en el instante $k+2$, esto es, basado en la corriente predicha para $k+1$ (ec. 8)
8. Calcular la función de costo g para $S(j)$ (ec. 10)
9. **Si** $g < g_{opt}$ **entonces**
10. $g_{opt} \leftarrow g$, $S^{opt} \leftarrow S(j)$, $v_{opt} \leftarrow v(S(j))$
11. **fin Desde**

muestra la plataforma experimental que emplea un MC con tecnología SiC MOSFET.

Tras el montaje de los dos esquemas con los parámetros mostrados en la Tabla II, ambos mostraron un correcto funcionamiento, sin embargo el mejor resultado se obtuvo con el esquema basado en SiC-MOSFET y se muestra en la Fig 5 para una corriente en la carga de 8 [A].

En cuanto a la respuesta transitoria, en la Fig. 6 se presenta

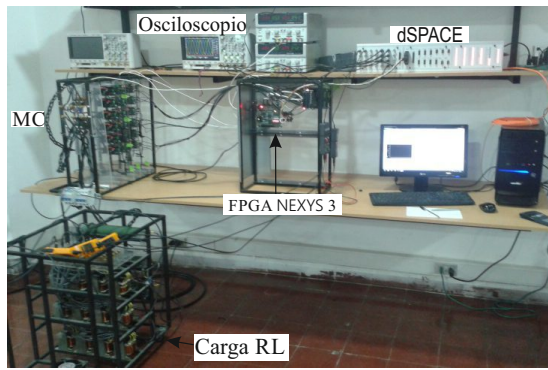


Fig. 3. Bancada experimental del MC modular utilizando transistores IGBTs.

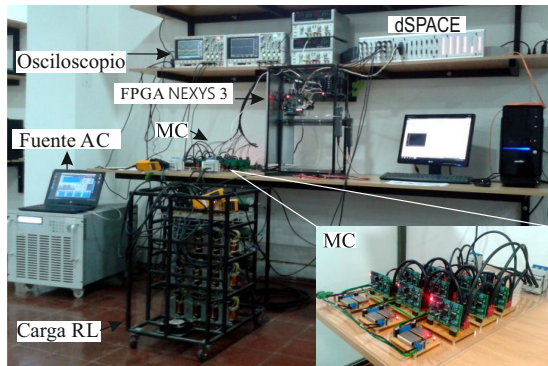


Fig. 4. Bancada experimental del MC modular utilizando tecnología SiC-MOSFETs

la respuesta al escalón para el MC con IGBTs y en la Fig. 7 se muestra la respuesta del sistema a una variación en la amplitud de referencia de corriente para el MC con SiC-MOSFETs. En ambos casos es posible observar el correcto seguimiento y tiempos de respuesta suficientemente rápidos. En la Fig. 8 se muestra la potencia de entrada requerida por cada uno de los esquemas a distintas frecuencias de muestreo cuando se les solicita la misma corriente de salida. Es posible observar que la tecnología SiC-MOSFET requiere de menor potencia de entrada para las distintas frecuencias cuando se le solicita la misma corriente en la carga.

Finalmente, en la Fig. 9 se presenta la THD para ambos esquemas a diferentes frecuencias de muestreo, es posible apreciar que no existen diferencias significativas en este ítem en particular.

TABLA II. PARÁMETROS DE LA PLATAFORMA EXPERIMENTAL Y EL CONTROLADOR.

Parámetro	Parámetros del experimento		
	Símbolo	Valor	Unidad
Resistencia de carga	R	10	Ω
Inductancia de carga	L	13	mH
Tensión de la fuente	V_s	0-125	$V_{r.m.s}$
Frecuencia de la fuente	f_s	50	Hz

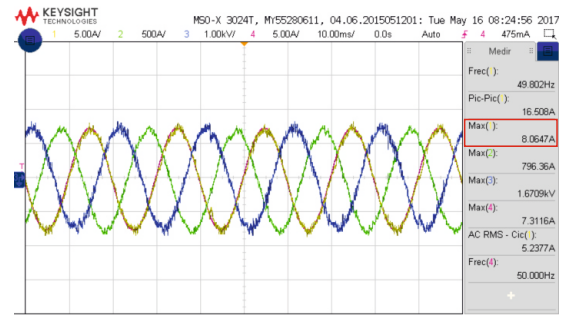


Fig. 5. Resultado experimental obtenido del convertidor matricial con SiC-MOSFET para una corriente de 8 [A] en la carga.

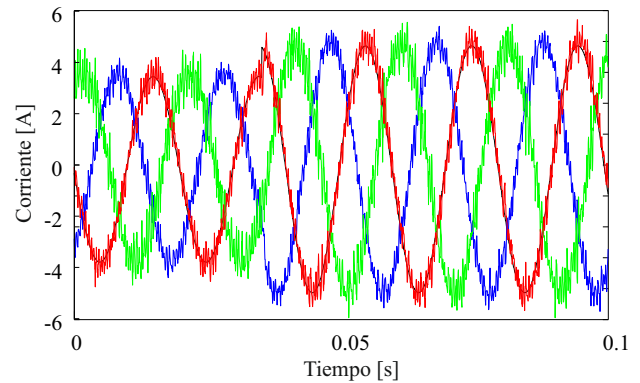


Fig. 6. Respuesta del convertidor matricial con IGBT a un escalón con $T_s = 100 \mu s$.

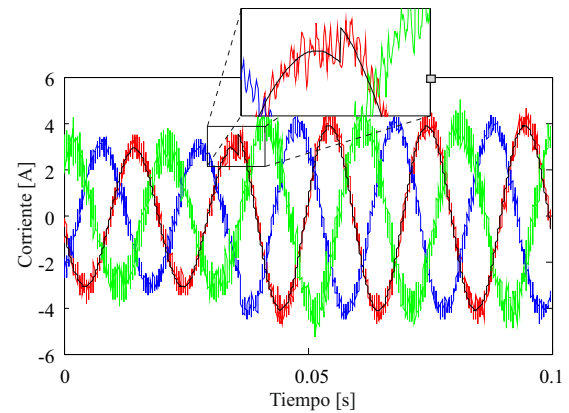


Fig. 7. Respuesta del convertidor matricial con SiC-MOSFET a un escalón con $T_s = 100 \mu s$.

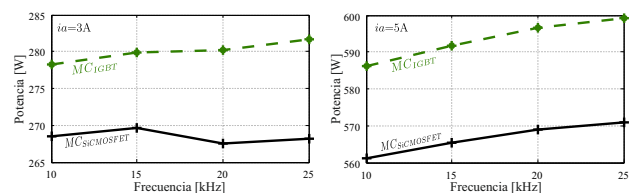


Fig. 8. Comparación entre las potencias requeridas para distintas frecuencias y corrientes.

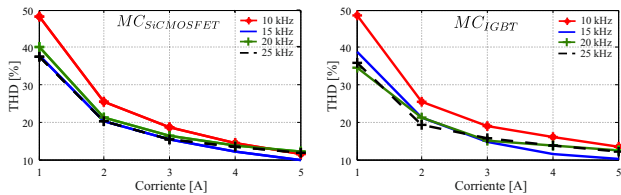


Fig. 9. Valores de THD para las diferentes corrientes y a diferentes frecuencias de muestreo.

IV. CONCLUSIONES

Luego de concluido el trabajo, fue posible constatar en primer término, el correcto funcionamiento del esquema de control predictivo de corriente, tanto para el sistema con interruptores IGBT como para el que emplea tecnología SiC-MOSFET. Una potencia cercana a los 2 [kW] fue alcanzada con corrientes de entre 1 a 8 [A] utilizando interruptores SiC-MOSFETs, y entre 1 a 5 [A] con interruptores IGBT. Además se observó que para los mismos valores de corriente de salida requerida los SiC-MOSFET han consumido menor cantidad de potencia, lo que permite concluir que esta propuesta supone un menor consumo de energía en la entrada para alcanzar los mismos valores deseados en la salida. En cuanto al THD, no se observaron diferencias significativas entre los diseños. La falta de un filtro es la causa del alto valor de THD, lo que se espera mejorar en una siguiente implementación. La tecnología SiC-MOSFET se muestra más eficiente en cuanto al consumo de potencia en este experimento y fue posible llegar hasta una corriente de 8 [A], bastante superior a la que se alcanzó con el esquema IGBT.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen el apoyo financiero del Proyecto Newton Picarte EPSRC: EP/N004043/1: New Configurations of Power Converters for Grid Interconnection Systems / CONICYT DPI20140007, al Proyecto FONDECYT Regular 1160690 y al CONACYT de Paraguay mediante el Proyecto 14-INV-097 CONACYT-FIUNA.

REFERENCIAS

- [1] F. Blaabjerg and K. Ma, "Wind energy systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. PP, no. 99, pp. 1–16, 2017.
- [2] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, "High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740–788, May 2015.
- [3] S. Toledo, M. Rivera, and J. L. Elizondo, "Overview of wind energy conversion systems development, technologies and power electronics research trends," in *2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*, Oct 2016, pp. 1–6.
- [4] S. Toledo, M. Rivera, R. Gregor, J. Rodas, and L. Comparatore, "Predictive current control with reactive power minimization in six-phase wind energy generator using multi-modular direct matrix converter," in *2016 IEEE ANDESCON*, Oct 2016, pp. 1–4.
- [5] M. Rivera, P. Wheeler, A. Olloqui, and D. A. Khaburi, "A review of predictive control techniques for matrix converters - Part I," in *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, Feb 2016, pp. 582–588.
- [6] —, "A review of predictive control techniques for matrix converter - Part II," in *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, Feb 2016, pp. 589–595.

- [7] P. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix converters: a technology review," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 276–288, Apr 2002.
- [8] A. Trentin, L. Empringham, L. de Lillo, P. Zanchetta, P. Wheeler, and J. Clare, "Experimental efficiency comparison between a direct matrix converter and an indirect matrix converter using both si igbts and sic mosfets," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 4135–4145, Sept 2016.
- [9] K. Koizumi and J. I. Itoh, "A maximum power density design method for nine switches matrix converter using sic-mosfet," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1189–1202, Feb 2016.
- [10] S. Hazra, A. De, L. Cheng, J. Palmour, M. Schupbach, B. A. Hull, S. Allen, and S. Bhattacharya, "High Switching Performance of 1700-V, 50-A SiC Power MOSFET Over Si IGBT/BiMOSFET for Advanced Power Conversion Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 7, pp. 4742–4754, Jul 2016.
- [11] S. Safari, A. Castellazzi, and P. Wheeler, "Experimental and Analytical Performance Evaluation of SiC Power Devices in the Matrix Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2584–2596, may 2014.
- [12] A. Trentin, L. De Lillo, L. Empringham, P. Wheeler, and J. Clare, "Experimental comparison of a direct matrix converter using Si IGBT and SiC MOSFETs," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 542–554, Jun 2015.
- [13] A. Trentin, L. Empringham, L. De Lillo, P. Zanchetta, P. Wheeler, and J. Clare, "Experimental efficiency comparison between a direct matrix converter and an indirect matrix converter using both Si IGBTs and SiC MOSFETs," *IEEE J. Electron Devices Soc.*, vol. 52, no. 5, pp. 4135–4145, Sept 2016.
- [14] M. Venturini and A. Alesina, "The generalised transformer: A new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," in *1980 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jun 1980, pp. 242–252.
- [15] W. Wang, W. Long, and L. Hu, "Nonlinear model predictive control of ph in rolling mill wastewater treatment," in *2009 International Workshop on Intelligent Systems and Applications*, May 2009, pp. 1–5.
- [16] H. Han and J. Qiao, "Nonlinear model-predictive control for industrial processes: An application to wastewater treatment process," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 4, pp. 1970–1982, Apr 2014.
- [17] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: Mpc's role in the evolution of power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, Dec 2015.
- [18] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, H. A. Young, A. Marquez, and P. Zanchetta, "Model predictive control: A review of its applications in power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 16–31, Mar 2014.
- [19] J. Falck, M. Andresen, and M. Liserre, "Thermal-based finite control set model predictive control for igbt power electronic converters," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sept 2016, pp. 1–7.
- [20] H. Gao, B. Wu, D. Xu, M. Pande, and R. P. Aguilera, "Common-mode-voltage-reduced model-predictive control scheme for current-source-converter-fed induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, pp. 4891–4904, Jun 2017.
- [21] 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. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.